

ИЗМЕРЕНИЕ. МОНИТОРИНГ. УПРАВЛЕНИЕ. КОНТРОЛЬ

Научно-производственный журнал

СОДЕРЖАНИЕ

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИИ И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

Мелентьев В. С., Иванов Ю. М., Муратова В. В.

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ КВАНТОВАНИЯ
МГНОВЕННЫХ ЗНАЧЕНИЙ СИГНАЛОВ
НА ПОГРЕШНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ
ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

3

Баранов А. С., Рыбаков И. М., Фролов М. А.

ТЕПЛОВАЯ МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА
И КОНТРОЛЯ

10

Кривоногов А. Ю., Патшев Д. В.

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ
ПОДАВЛЕНИЯ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ПОМЕХ
В ЭЛЕКТРОКАРДИОСИГНАЛАХ

17

Бастрыгин К. И., Кикот В. В.

К ВОПРОСУ О КОРРЕКЦИИ ТЕМПЕРАТУРНОЙ
ПОГРЕШНОСТИ В ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ
ДАТЧИКАХ ДАВЛЕНИЯ

25

Вершинин Н. Н., Безбородова О. Е., Грузин Д. П.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АВТОМАТИЧЕСКОЙ ПОДАЧИ
УРАВНОВЕШИВАЮЩЕЙ МАССЫ ПРИ БАЛАНСИРОВКЕ
ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ ТЕЛ ВРАЩЕНИЯ

31

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ИЗМЕРЕНИЯХ

Плаксин И. М., Чувькин Б. В.

СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ АЛГОРИТМА СОХРАНЕНИЯ
ДАННЫХ НА НАКОПИТЕЛЕ MICROSD
ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ
И НАДЕЖНОСТИ СИСТЕМ МОНИТОРИНГА

36

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ И УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

Аналиева А. У., Громков Н. В., Ломтев Е. А., Харитонов П. Т.

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ ДАТЧИКИ ФИЗИЧЕСКИХ
ВЕЛИЧИН ДЛЯ ИНТЕГРИРОВАННЫХ
ON-LINE ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ

41

Алимурадов А. К., Чураков П. П., Квитка Ю. С.

УСТРОЙСТВО ГОЛОСОВОГО УПРАВЛЕНИЯ
СИСТЕМОЙ ДОМАШНЕЙ АВТОМАТИЗАЦИИ Z-WAVE

48

Кучумов Е. В., Баринев И. Н., Волков В. С.

СТРУННЫЙ АВТОГЕНЕРАТОРНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НА ОСНОВЕ ПЬЕЗОСТРУКТУРЫ

58

МЕДИЦИНСКИЕ И БИОЛОГИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Абросимова О. В., Тычков А. Ю.

ОБЗОР УСТРОЙСТВ И МЕТОДОВ РЕГИСТРАЦИИ
АРТЕРИАЛЬНОГО ДАВЛЕНИЯ.
РАЗРАБОТКА МАКЕТА МАНЖЕТЫ
С АВТОМАТИЧЕСКИМ ЗАПЯСТНЫМ КОНТУРОМ

66

Ярославцева Д. А., Тычков А. Ю.

АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР СПОСОБОВ
И АЛГОРИТМОВ ОЦЕНКИ СОСТОЯНИЯ
ГОЛОСОВЫХ СКЛАДОВ И ГОРТАНИ

72

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИИ И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

УДК 621.317

В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, В. В. Муратова

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ КВАНТОВАНИЯ МГНОВЕННЫХ ЗНАЧЕНИЙ СИГНАЛОВ НА ПОГРЕШНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ¹

V. S. Melent'ev, Yu. M. Ivanov, V. V. Muratova

ANALYSIS OF THE INFLUENCE OF THE QUANTIZATION OF INSTANT VALUES SIGNAL ON THE ERROR OF MEASURING THE PARAMETERS OF HARMONIC SIGNALS

А н н о т а ц и я. Исследован новый метод измерения интегральных характеристик по мгновенным значениям гармонических сигналов, основанный на формировании дополнительного сигнала напряжения с последующей коррекцией его мгновенных значений. Приведены результаты анализа влияния квантования мгновенных значений на погрешность измерения параметров сигналов.

A b s t r a c t. Investigate a new method for measuring the integral characteristics of the instant values of harmonic signals. The method is based on the formation of an additional voltage signal followed by the correction of its instant values. The results of analysis of the influence of the quantization of the instant values on the error of measurement of signal parameters are examined.

К л ю ч е в ы е с л о в а: интегральные характеристики, гармоническая модель, мгновенные значения, дополнительные сигналы, фазосдвигающий блок, погрешность.

K e y w o r d s: integrated characteristics, harmonious model, instant values, the additional signals, the phase-shifting block, an error.

Введение

Существуют задачи измерения, контроля и испытаний, в которых вид сигнала строго обусловлен физическими законами исследуемых явлений, а погрешности измерений пренебрежимо малы. Такими, например, очень часто являются периодические сигналы. На основе измерения их характеристик осуществляется контроль разного рода электрических и электронных генераторов, оценивается качество электрической энергии, проводятся испытания колебательных механических систем.

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках базовой части государственного задания ФГБОУ ВПО «СамГТУ» (код проекта: 1392).

При этом особую роль играют гармонические сигналы, которые из-за простоты модели находят чрезвычайно широкое распространение в измерительной технике для анализа и синтеза измерительных сигналов.

Основная проблема в этом классе задач состоит в обеспечении необходимого быстродействия измерительных процедур, обусловленного требованиями к оперативности контроля и испытания. Повышение быстродействия за счет увеличения производительности вычислительных средств не всегда осуществимо, ведет к прогрессирующему удорожанию средств измерений и обработки и имеет определенный предел.

Одним из путей решения данной проблемы является привлечение априорной информации о модели измерительного сигнала для определения его информативных параметров. Это позволяет обобщать известные и разрабатывать новые методы, алгоритмы и средства измерений параметров периодических сигналов, оптимальные с точки зрения точности и времени проведения измерений по отношению к временному параметру модели. Достоинство такого подхода заключается, прежде всего, в том, что в основу синтеза методов и систем могут быть положены модели, по которым осуществляется интерпретация результатов измерений и обработки, и критерий, определяющий характеристики качества конечного результата всей измерительной процедуры, соотносимого с временем измерения [1].

В настоящее время успешно развивается направление, связанное с разработкой методов и средств измерения параметров гармонических сигналов (среднеквадратических значений напряжения и тока, активной и реактивной мощности) по отдельным мгновенным значениям, не связанным с периодом входного сигнала [2].

В [3] предложено разделять мгновенные значения в пространстве за счет формирования дополнительных сигналов напряжения и тока, сдвинутых по фазе относительно входных. Это обеспечивает существенное сокращение времени определения параметров гармонических сигналов (ПГС).

Использование в качестве дополнительных сигналов ортогональных составляющих напряжения и тока обеспечивает дальнейшее сокращение времени измерения. Однако реализация методов, основанных на данном подходе, может привести к существенной погрешности, обусловленной частотной погрешностью фазосдвигающих блоков (ФСБ), обеспечивающих формирование ортогональных составляющих сигналов [4].

Данный недостаток устраняется в методах, использующих мгновенные значения основных и дополнительных сигналов, сдвинутых относительно входных на произвольный угол $\Delta\alpha$ [5]. Однако при наличии погрешности по напряжению (погрешности по модулю) ФСБ амплитуда дополнительного сигнала может отличаться от амплитуды входного, что приведет к существенной погрешности измерения ПГС.

Одним из путей исключения погрешности по модулю ФСБ являются определение ПГС только по мгновенным значениям входных сигналов напряжения и тока, использование дополнительных сигналов только для выявления характерных точек – переходов сигналов через нуль.

Предложенный авторами метод [6] использует такой подход. Однако для его реализации необходимо формирование двух дополнительных сигналов напряжения, сдвинутых относительно входного по фазе на углы $\Delta\alpha$ и $2\Delta\alpha$ соответственно в сторону опережения. Это может привести к возникновению дополнительной погрешности, обусловленной отличием углов сдвига фазы фазосдвигающих блоков, формирующих первый и второй дополнительные сигналы.

Метод измерения параметров гармонических сигналов с пространственным и временным разделением мгновенных значений и использованием их характерных точек

Авторами разработан новый метод, который обеспечивает исключение погрешности по модулю ФСБ за счет коррекции мгновенных значений дополнительных сигналов.

Метод заключается в том, что в момент перехода дополнительного напряжения, сдвинутого по фазе относительно входного на угол $\Delta\alpha$, через нуль измеряют мгновенное значение входного напряжения; в момент перехода входного напряжения через нуль одновременно измеряют мгновенное значение дополнительного напряжения и мгновенное значение тока; через

интервал времени Δt одновременно измеряют мгновенные значения входного и дополнительного сигналов напряжения и тока. ПГС определяют по измеренным значениям [7].

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

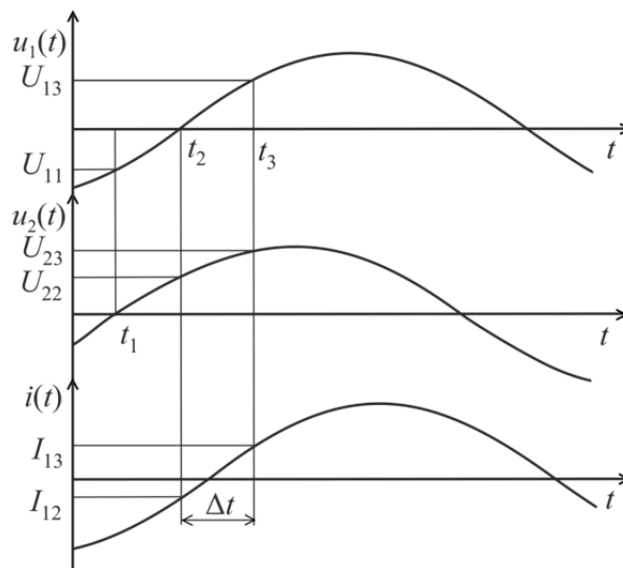


Рис. 1. Временные диаграммы, поясняющие метод

Для входных гармонических сигналов напряжения и тока $u_1(t) = U_{m1} \sin \omega t$; $i(t) = I_m \sin(\omega t + \phi)$ дополнительный сигнал напряжения примет вид

$$u_2(t) = U_{m2} \sin(\omega t + \Delta\alpha),$$

где U_{m1} , U_{m2} , I_m – амплитудные значения входного и дополнительного сигналов напряжения и тока; ω – угловая частота входного сигнала; ϕ – угол сдвига фаз между напряжением и током.

В момент времени t_1 , когда дополнительный сигнал напряжения переходит через нуль, выражение для мгновенного значения напряжения примет вид

$$U_{11} = U_{m1} \sin(-\Delta\alpha).$$

В момент времени t_2 , когда входное напряжение переходит через нуль, мгновенные значения сигналов будут равны

$$U_{22} = U_{m2} \sin \Delta\alpha; \quad I_{12} = I_m \sin \phi.$$

Через интервал времени Δt (момент времени t_3) мгновенные значения сигналов будут определяться выражениями

$$U_{13} = U_{m1} \sin \omega \Delta t; \quad U_{23} = U_{m2} \sin(\Delta\alpha + \omega \Delta t); \quad I_{13} = I_m \sin(\phi + \omega \Delta t).$$

Погрешность по напряжению ФСБ может быть оценена коэффициентом

$$k_m = \frac{U_{m1}}{U_{m2}} = \left| \frac{U_{11}}{U_{22}} \right|.$$

Используя данный коэффициент, можно скорректировать мгновенные значения дополнительного напряжения:

$$U'_{22} = k_m U_{22} = U_{m1} \sin \Delta\alpha; \quad U'_{23} = k_m U_{23} = U_{m1} \sin(\Delta\alpha + \omega \Delta t).$$

С учетом скорректированных мгновенных значений напряжения, после преобразований можно получить выражения для определения основных ПГС в случае, если $\Delta\alpha \leq 90^\circ$:

– среднеквадратические значения (СКЗ) напряжения и тока:

$$U_{\text{СКЗ}} = \frac{\sqrt{2} |U_{13} U'_{22} U'_{23}|}{\sqrt{4U'^2_{22} U'^2_{23} - (U'^2_{22} - U'^2_{13} + U'^2_{23})^2}}; \quad (1)$$

$$I_{\text{СКЗ}} = \sqrt{\frac{U'_{22} U'_{23} [2U'_{22} U'_{23} (I'^2_{12} + I'^2_{13}) - I_{12} I_{13} (U'^2_{22} - U'^2_{13} + U'^2_{23})]}{4U'^2_{22} U'^2_{23} - (U'^2_{22} - U'^2_{13} + U'^2_{23})^2}}; \quad (2)$$

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

$$P = \frac{|U_{13} U'_{22} U'_{23}| [2I_{13} U'_{22} U'_{23} - I_{12} (U'^2_{22} - U'^2_{13} + U'^2_{23})]}{[4U'^2_{22} U'^2_{23} - (U'^2_{22} - U'^2_{13} + U'^2_{23})^2]}; \quad (3)$$

$$Q = \frac{I_{12} |U_{13} U'_{22} U'_{23}|}{\sqrt{4U'^2_{22} U'^2_{23} - (U'^2_{22} - U'^2_{13} + U'^2_{23})^2}}. \quad (4)$$

Средство измерения (СИ), реализующее метод, представлено на рис. 2.

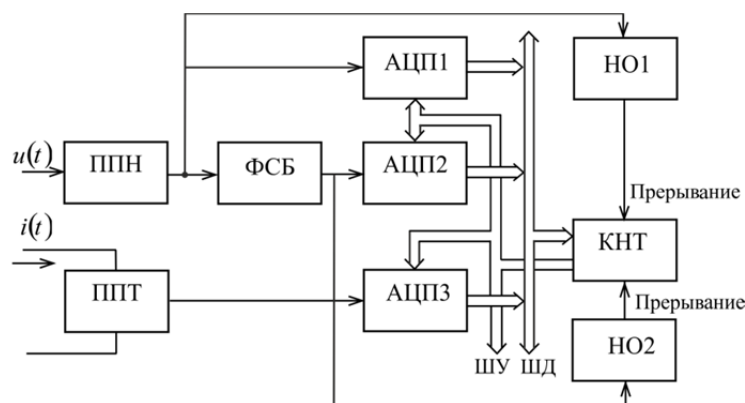


Рис. 2. Схема СИ, реализующего метод

В состав СИ входят: первичные преобразователи напряжения ППН и тока ППТ, аналого-цифровые преобразователи АЦП1 – АЦП3, нуль-органы НО1 и НО2, фазосдвигающий блок ФСБ, контроллер КНТ, шины управления ШУ и данных ШД.

Оценка погрешности, обусловленной квантованием мгновенных значений сигналов

При использовании в СИ аналого-цифрового преобразования мгновенных значений сигналов неизбежно возникает погрешность квантования. Для анализа данной погрешности может быть использована методика, которая заключается в оценке погрешности вычисления значения функции, аргументы которой заданы приближенно, с помощью дифференциала этой функции [1]. Если считать, что предельные абсолютные погрешности аргументов соответствуют погрешностям квантования, то абсолютные погрешности определения ПГС с учетом (1)–(4) примут следующий вид:

$$\Delta U_{\text{СКЗ}} = \left[\left| \frac{\partial U_{\text{СКЗ}}}{\partial U'_{22}} \right| + \left| \frac{\partial U_{\text{СКЗ}}}{\partial U_{13}} \right| + \left| \frac{\partial U_{\text{СКЗ}}}{\partial U'_{23}} \right| \right] \Delta U_{\text{max}}; \quad (5)$$

$$\Delta I_{\text{СКЗ}} = \left[\left| \frac{\partial I_{\text{СКЗ}}}{\partial I_{12}} \right| + \left| \frac{\partial I_{\text{СКЗ}}}{\partial I_{13}} \right| \right] \Delta I_{\text{max}} + \left[\left| \frac{\partial I_{\text{СКЗ}}}{\partial U'_{22}} \right| + \left| \frac{\partial I_{\text{СКЗ}}}{\partial U_{13}} \right| + \left| \frac{\partial I_{\text{СКЗ}}}{\partial U'_{23}} \right| \right] \Delta U_{\text{max}}; \quad (6)$$

$$\Delta P = \left[\left| \frac{\partial P}{\partial I_{12}} \right| + \left| \frac{\partial P}{\partial I_{13}} \right| \right] \Delta I_{\max} + \left[\left| \frac{\partial P}{\partial U'_{22}} \right| + \left| \frac{\partial P}{\partial U_{13}} \right| + \left| \frac{\partial P}{\partial U'_{23}} \right| \right] \Delta U_{\max}; \quad (7)$$

$$\Delta Q = \left| \frac{\partial Q}{\partial I_{12}} \right| \Delta I_{\max} + \left[\left| \frac{\partial Q}{\partial U'_{22}} \right| + \left| \frac{\partial Q}{\partial U_{13}} \right| + \left| \frac{\partial Q}{\partial U'_{23}} \right| \right] \Delta U_{\max}, \quad (8)$$

где $\Delta U_{\max} = U_{\text{пр}} / 2^n$; $\Delta I_{\max} = I_{\text{пр}} / 2^n$ – предельные абсолютные погрешности аргументов; $U_{\text{пр}}$, $I_{\text{пр}}$ – максимально допустимые напряжение и ток на входе АЦП; n – число разрядов АЦП.

Учитывая выражения (1)–(4) и абсолютные погрешности (5)–(8) и считая, что погрешности всех АЦП равны между собой, можно определить относительные погрешности измерения СКЗ напряжения и тока и приведенные погрешности измерения АМ и РМ:

$$\delta_{U_{\text{СКЗ}}} = \frac{|\sin \Delta \alpha [\sin \Delta \alpha - \sin (\Delta \alpha + 2\omega \Delta t)]| + 2 |\sin \omega \Delta t \cos \Delta \alpha \sin (\omega \Delta t + \Delta \alpha)| + |\cos (\omega \Delta t + 2\Delta \alpha)|}{2^n \sqrt{2} |\sin \Delta \alpha \sin (\Delta \alpha + \omega \Delta t)|}; \quad (9)$$

$$\delta_{I_{\text{СКЗ}}} = \frac{|\cos \phi| + |\cos (\phi - \omega \Delta t)|}{2^n |\sin \omega \Delta t|} + \frac{1}{2^{n+1} \sin^2 \omega \Delta t |\sin \Delta \alpha \sin (\omega \Delta t + \Delta \alpha)|} \times [|\sin \omega \Delta t \cos \Delta \alpha| \times$$

$$\times |\cos \omega \Delta t + \cos (2\omega \Delta t + \phi)| + |\sin \Delta \alpha + \sin (2\omega \Delta t + \Delta \alpha)| + |\sin \omega \Delta t| |2 \sin \phi \sin (\omega \Delta t + \phi) - 1|]; \quad (10)$$

$$\gamma_P = \frac{|\cos \omega \Delta t| + 1}{2^n |\sin \omega \Delta t|} + \frac{1}{2^n |\sin \omega \Delta t \sin \Delta \alpha \sin (\Delta \alpha + \omega \Delta t)|} \times \{ |\cos \phi \cos \Delta \alpha \cos (\omega \Delta t + \Delta \alpha) + \cos (\omega \Delta t + \phi)| \times$$

$$\times |\sin \omega \Delta t| + |\cos (\omega \Delta t + \phi) + \cos \omega \Delta t \cos \phi| [|\sin \Delta \alpha - \sin (2\omega \Delta t + \Delta \alpha)| + |\sin \omega \Delta t \cos \Delta \alpha|] \}; \quad (11)$$

$$\gamma_Q = \frac{1}{2^n} + \frac{|\sin \phi|}{2^{n+1} |\sin \Delta \alpha \sin \omega \Delta t \sin (\Delta \alpha + \omega \Delta t)|} \times \{ 2 \sin^2 \omega \Delta t |\cos \Delta \alpha \cos \omega \Delta t| +$$

$$+ |\cos \omega \Delta t + \cos (\omega \Delta t + 2\Delta \alpha)| + |\cos \omega \Delta t \sin \omega \Delta t| |\sin \Delta \alpha - \sin (2\omega \Delta t + \Delta \alpha)| \}. \quad (12)$$

Анализ данных выражений показывает, что относительная погрешность измерения СКЗ напряжения, определяемая в соответствии с (9), зависит от угла сдвига фазы ФСБ $\Delta \alpha$ и длительности интервала времени Δt . Относительная погрешность определения СКЗ тока и приведенные погрешности измерения АМ и РМ, которые определяются согласно выражениям (10)–(12) соответственно, зависят еще и от угла сдвига фаз между напряжением и током ϕ .

На рис. 3 представлены графики зависимости погрешности измерения СКЗ напряжения от $\Delta \alpha$ и $\omega \Delta t$ для 12-разрядного АЦП.

На рис. 4 и 5 представлены графики зависимости погрешности измерения СКЗ тока от $\Delta \alpha$ и $\omega \Delta t$ для $\phi = 0^\circ$ и $\phi = 90^\circ$ соответственно при 12-разрядном АЦП.

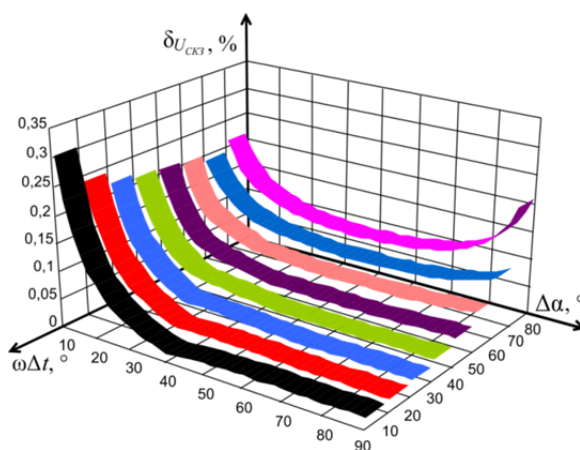


Рис. 3. Графики зависимости погрешности $\delta_{U_{\text{СКЗ}}}$ от $\Delta \alpha$ и $\omega \Delta t$

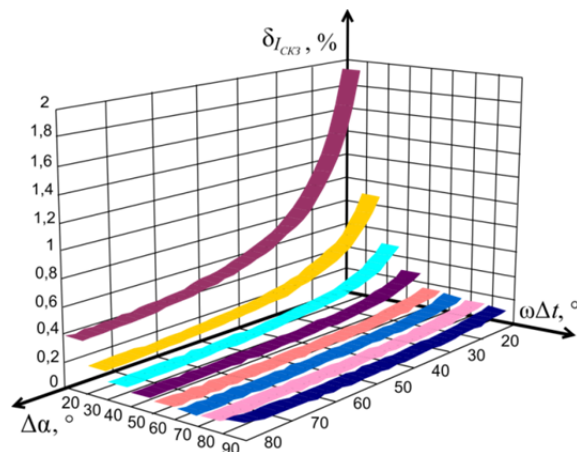


Рис. 4. Графики зависимости погрешности $\delta_{I_{СКЗ}}$ от $\Delta\alpha$ и $\omega\Delta t$ для $\phi = 0^\circ$

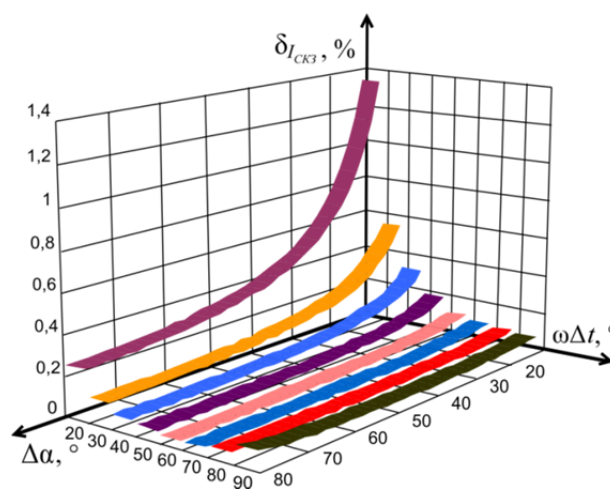


Рис. 5. Графики зависимости погрешности $\delta_{I_{СКЗ}}$ от $\Delta\alpha$ и $\omega\Delta t$ для $\phi = 90^\circ$

Анализ рис. 3–5 показывает, что, выбирая соответствующие значения угла $\Delta\alpha$ и интервала времени Δt , можно значительно снизить погрешность, обусловленную отклонением квантования мгновенных значений сигналов. При этом погрешность измерения СКЗ тока значительно выше погрешности определения СКЗ напряжения.

Заключение

Рассматриваемый метод в отличие от других методов, основанных на формировании дополнительных сигналов напряжения, обеспечивает коррекцию мгновенных значений сигналов, исключая погрешность по модулю фазосдвигающего блока.

Полученные в работе результаты позволяют выбирать оптимальные значения углов сдвига фаз ФСБ, а также 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. Мелентьев, В. С. Аппроксимационные методы определения интегральных характеристик периодических сигналов / В. С. Мелентьев, В. И. Батищев, В. О. Максимов // Мехатроника, автоматизация, управление : материалы Междунар. науч.-техн. конф. «МАУ-2009». – Таганрог ; М., 2009. – С. 255–257.

3. An improvement in the methods used for the measurement of the integrated characteristics of harmonic signals / V. S. Melentiev, V. I. Batishchev, A. N. Kamyshnikova, D. V. Rudakov // Measurement Techniques. – 2011. – Vol. 54, № 4. – P. 407–411.
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. 84–90.
5. Мелентьев, В. С. Методы измерения интегральных характеристик на основе формирования дополнительных сигналов / В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, А. Е. Сеницын // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки». – 2013. – № 2 (38). – С. 56–63.
6. Мелентьев, В. С. Метод измерения параметров гармонических сигналов на основе использования характерных точек дополнительных сигналов напряжения / В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, В. В. Муратова // Измерения. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 4 (6). – С. 16–22.
7. Мелентьев, В. С. Метод повышения точности измерения характеристик периодических процессов / В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, В. В. Муратова // Известия Самарского научного центра РАН. – 2013. – Т. 15, № 4 (2). Темат. выпуск. – С. 376–380.

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

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.

Анализ влияния квантования мгновенных значений сигналов на погрешность измерения параметров гармонических сигналов / В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, В. В. Муратова // Измерения. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 2 (8). – С. 3–9.

УДК 621.396.6:004.9

А. С. Баранов, И. М. Рыбаков, М. А. Фролов

ТЕПЛОВАЯ МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА И КОНТРОЛЯ

A. S. Baranov, I. M. Rybakov, M. A. Frolov

THERMAL MODEL OF MONITORING AND CONRTOL SYSTEM

А н н о т а ц и я. При эксплуатации датчко-преобразующей аппаратуры, преобразователей и систем в жестких климатических условиях важно обеспечить требуемый тепловой режим и безотказную работу. Применение современных САЕ-программ позволяет заведомо пронаблюдать и оценить тепловой режим изделия в процессе его работы. Представлено имитационное моделирование, позволяющее наблюдать за работой системы мониторинга и контроля и определять наилучшее конструктивное решение для введения в конструкцию элементов искусственного охлаждения.

A b s t r a c t. Providing of thermal mode and non-failure work is important, when sensors, convertors and systems works in the hard environmental conditions. Applying of modern CAE-programs allows observing and estimating obviously a thermal mode of a product in the course of its work. Imitational modeling, which shown in this article, allows to observe work of monitor and control system and determines the best constructive decision for artificial cooler element.

К л ю ч е в ы е с л о в а: система мониторинга и контроля, тепловой режим, Flow Simulation SolidWorks, радиоэлектронная аппаратура, САЕ-анализ.

K e y w o r d s: monitoring and control system, thermal mode, Flow Simulation SolidWorks, radio-electronic equipment, CAE-analysis.

Одно из основных требований к датчко-преобразующей аппаратуре (ДПА) и системам – это надежная и безотказная работа в жестких климатических условиях: например, температуры в помещениях на стартовых комплексах могут варьироваться от минус 40 до 55 °С. Для того чтобы удовлетворять этим требованиям, необходимо следить за обеспечением тепловых режимов работы ДПА и систем.

Существует множество различных методов анализа тепловых режимов. Аналитические расчеты дают достаточно точный вариант только при рассмотрении теплового процесса как процесса теплопередачи, однако при расчете теплового режима сложных приборов или систем необходимо учитывать как конвективный теплообмен, так и (в некоторых случаях) излучение. Множество усредняющих коэффициентов и большая погрешность результатов делают аналитические расчеты непригодными для точной оценки работы изделия. Поэтому, чтобы рассмотреть и оценить работу изделий, необходимо применение специализированных программных продуктов, позволяющих провести расчет тепловых режимов любой сложности, таких как SolidWorks, ANSYS, Nastran и др. В данной статье представлен расчет теплового режима работы системы мониторинга и контроля (СМиК) в программном продукте SolidWorks.

При разработке СМиК был проведен аналитический расчет теплового режима блоков в соответствии с условиями их эксплуатации, так как каждый электрошкаф системы находится в определенных климатических условиях согласно техническим условиям:

1. Блок терминальный находится в отапливаемом помещении в диапазоне температур от 15 до 35 °С.

2. Блок коммутации 00 находится в неотапливаемом помещении в диапазоне температур от минус 40 до 55 °С.

3. Блок коммутации 01 находится в неотапливаемом помещении в диапазоне температур от минус 40 до 55 °С.

Электрошкафы комплектуются определенными модулями в зависимости от выполняемых функций шкафа. В процессе работы каждый модуль нагревается и излучает тепловую энергию в окружающее пространство, таким образом формируя температурное поле, которое состоит из значений температур ее элементов, а также температуры в различных точках воздуха внутри шкафа. Большинство модулей работает при температурах от минус 40 до 70 °С, что является критерием оценки результата моделирования. Из представленных выше данных видно, что перегрев терминального блока наиболее вероятен при температуре окружающей среды 35 °С для терминального блока и при температуре 55 °С для блоков коммутации.

Для расчета теплового режима использовалась методика расчета температуры в герметичном корпусе [1].

1. Определение поверхности корпуса блока:

$$V = abh = 0,264 \text{ м}^3;$$

$$S_k = 2[ab + (a + b)h] = 2,68 \text{ м}^2,$$

где a – длина, м; b – ширина, м; h – высота, м; V – объем корпуса, м³; S_k – площадь поверхности корпуса, м².

2. Условная поверхность нагретой зоны:

$$K_3 = \frac{V_i}{V} = 0,083;$$

$$S_3 = 2[ab + (a + b)hK_3] = 0,663 \text{ м}^2,$$

где $V_i = 0,022$ – объем элементов внутри блока, м³; K_3 – коэффициент заполнения блока; S_3 – удельная площадь поверхности блока, м².

3. Рассеиваемая мощность:

$$q_k = \frac{P_3}{S_k} = 47,366 \frac{\text{Вт}}{\text{м}^2}; \quad q_3 = \frac{P_3}{S_3} = 191,367 \frac{\text{Вт}}{\text{м}^2},$$

где $P_3 = 126,94$ [Вт] – мощность, рассеиваемая элементами; q_k – общая рассеиваемая мощность; q_3 – удельная рассеиваемая мощность.

4. Находим коэффициенты u_1 и u_2 в зависимости от удельной мощности корпуса блока (рис. 1).

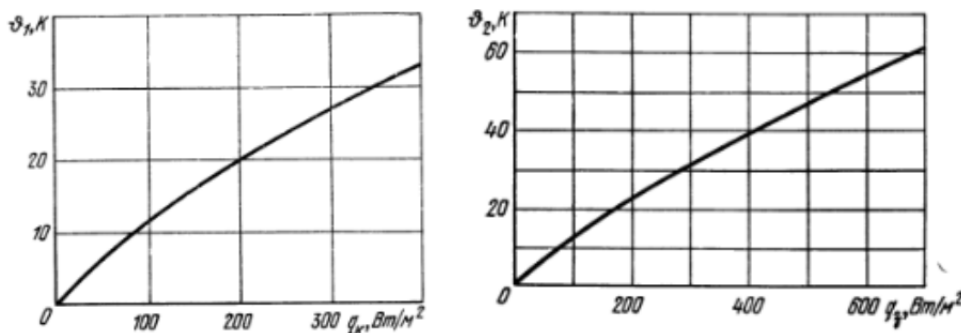
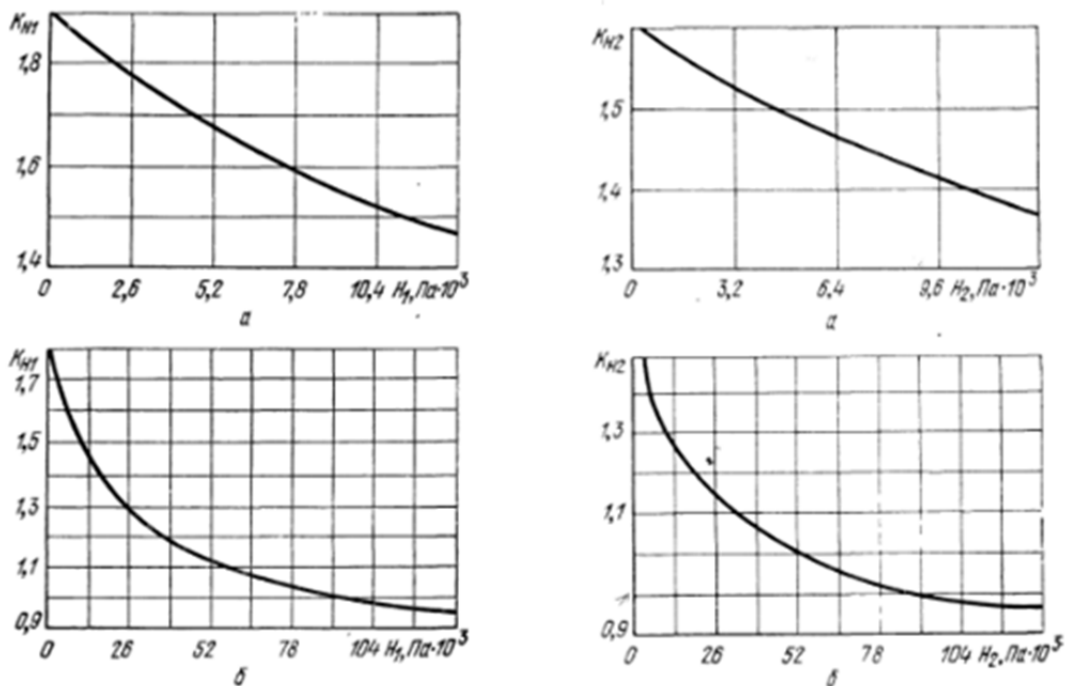


Рис. 1. Зависимости перегрева корпуса (u_1) и перегрева нагретой зоны (u_2) от удельной мощности рассеивания

Принимаем $u_1 = 4,7$; $u_2 = 21,5$.

Находим коэффициент K_{H1} и K_{H2} в зависимости от давления среды вне корпуса блока H_1 и H_2 (рис. 2).



Зависимость K_{H1} от давления окружающей среды: а) $0 \leq H_1 \leq 2,6 \cdot 10^3$ Па; б) $0 \leq H_1 \leq 130 \cdot 10^3$ Па
 Зависимость K_{H2} от давления среды внутри аппарата а) $0 \leq H_2 \leq 12,8 \cdot 10^3$ Па; б) $0 \leq H_2 \leq 130 \cdot 10^3$ Па

Рис. 2. Зависимости коэффициентов K_{H1} и K_{H2}

При давлении вне корпуса $H_1 = H_2 = 101325$ Па:

$$K_{H1} = 0,82 + \frac{1}{0,925 + 4,6 \cdot 10^{-5} \cdot H_1} = 0,999; \quad K_{H2} = 0,8 + \frac{1}{1,25 + 3,8 \cdot 10^{-5} \cdot H_1} = 0,996.$$

5. Перегрев корпуса блока: $U_k = u_1 K_{H1} = 4,695$ °C.

6. Перегрев нагретой зоны: $U_3 = U_k + (u_2 - u_1) K_{H2} = 21,429$ °C.

7. Средний перегрев воздуха в блоке: $U_B = 0,5(U_k + U_3) = 13,062$ °C.

8. Удельная мощность элемента: $q_{эл} = \frac{P_{эл}}{S_{эл}} = 383,099 \frac{\text{Вт}}{\text{м}^2}$,

где $P_{эл} = 27,2$ – мощность, рассеиваемая элементом, Вт; $S_{эл} = 0,071$ – площадь поверхности элемента (вместе с радиатором), м².

9. Перегрев поверхности элемента: $U_{эл} = U_3(a + b \frac{q_{эл}}{q_3}) = 26,797$ °C.

10. Перегрев окружающей элемент среды: $U_{эс} = U_B(a + b \frac{q_{эл}}{q_3}) = 16,334$ °C.

11. Температура корпуса блока: $T_k = U_k + T_c = 39,695$ °C, где $T_c = 35$ [°C] – температура окружающей среды.

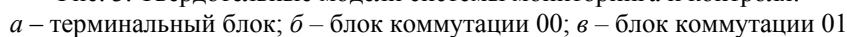
12. Температура нагретой зоны: $T_3 = U_3 + T_c = 56,429$ °C.

13. Температура поверхности элемента: $T_{эл} = U_{эл} + T_c = 61,797$ °C.

14. Средняя температура воздуха в блоке: $T_B = U_B + T_c = 48,062$ °C.

15. Температура окружающей элемент среды: $T_{эс} = U_{эс} + T_c = 51,334$ °C.

Для проведения имитационного моделирования [3] построены твердотельные модели электрошкафов, входящих в СМиК, представленные на рис. 3.



Значения тепловой мощности каждого элемента системы для проведения моделирования выбирались, исходя из условия критической работы, т.е. 87 % – полезная мощность, 13 % – потери, переходящие в тепловую энергию.

С течением времени при повышении температуры окружающей среды и нагрева элементов, излучающих тепловую энергию, тепловой режим некоторых ПКИ меняется, что влияет на излучаемое тепло. Зависимость выходной мощности от температуры для блоков питания представлена на рис. 4, где видно, что блоки питания имеют стабильное выходное напряжение при температурах от минус 25 °С до 40 °С, при повышении температуры выходная мощность блоков питания падает, а следовательно, и тепловое излучение уменьшается.

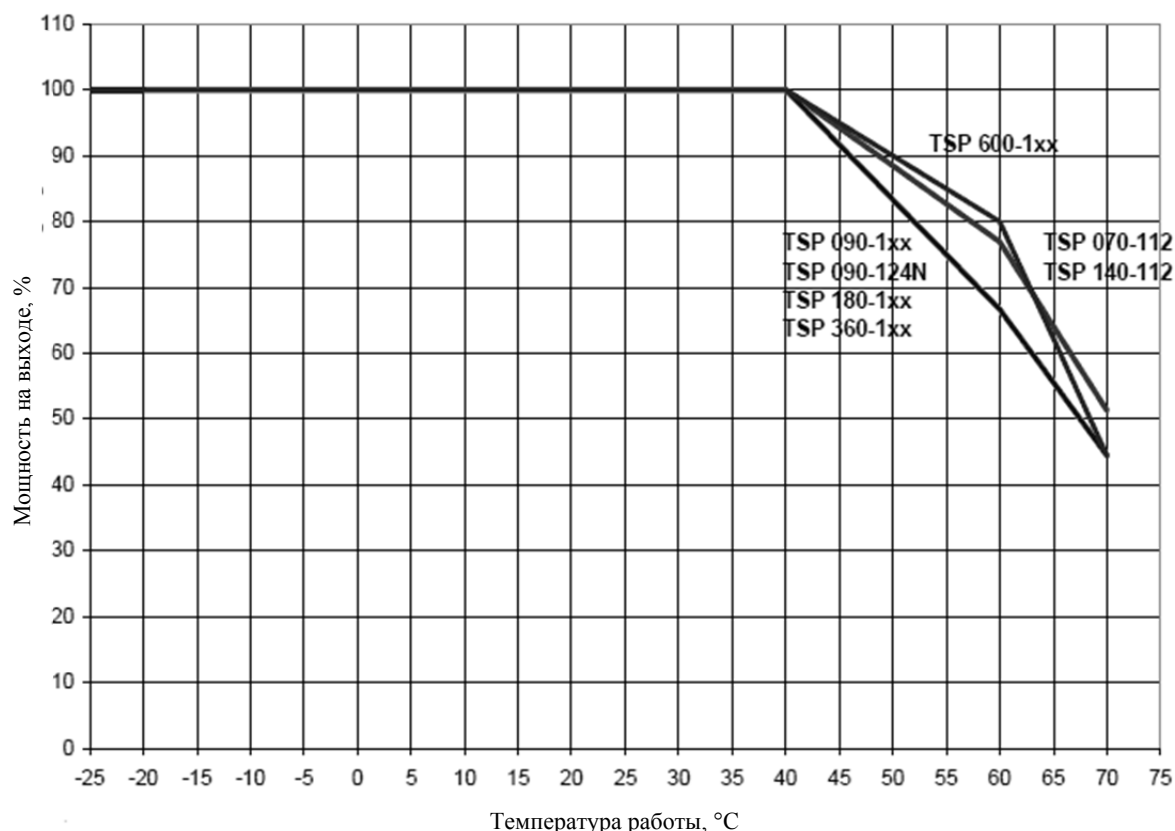


Рис. 4. График зависимости выходной мощности от температуры для блоков питания

В результате моделирования непрерывной работы терминального блока определены значения температуры в блоках при температуре окружающей среды 35 °С. Эпюры полей распределения температур представлены на рис. 5. Рисунок 5,а говорит о том, что максимальная температура внутри блока без элементов искусственного охлаждения составила 132,64 °С, что превышает допустимую температуру работы шкафа, а следовательно, конструкцию необходимо доработать и обеспечить искусственным охлаждением. В связи с конструктивными особенностями шкафа установка элементов искусственного охлаждения возможна только на некоторых стенках шкафа и в определенных местах. В качестве охлаждающего элемента был выбран фильтрующий вентилятор фирмы Rittal, так как он обладает достаточной мощностью для охлаждения шкафа и должен обеспечить требуемый тепловой режим работы. Белая стрелка на эпюрах рис. 5,б–е обозначает общую траекторию движения воздуха в блоке.

Из полученных результатов видно, что введение в конструкцию элементов искусственного охлаждения позволяет понизить максимальную температуру внутри шкафа до 50,42 °С, обеспечив тем самым оптимальный тепловой режим работы.

В результате моделирования непрерывной работы блоков коммутации 00 и 01 получены эпюры полей распределения температуры внутри блоков при температуре окружающей среды 55 °С, представленные на рис. 6.

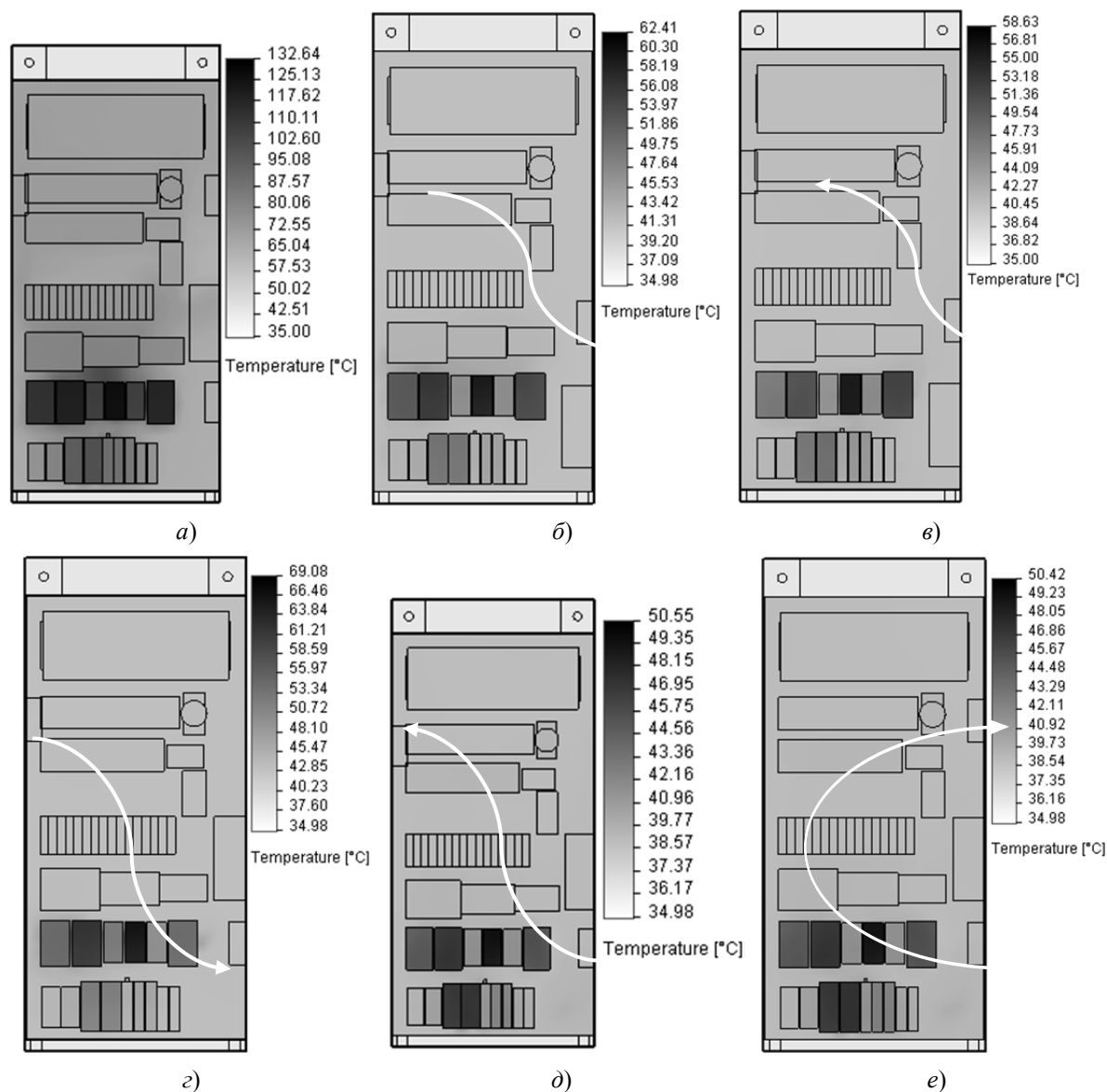


Рис. 5. Эпюры полей распределения температуры терминального блока с вариантами использования элементов искусственного охлаждения

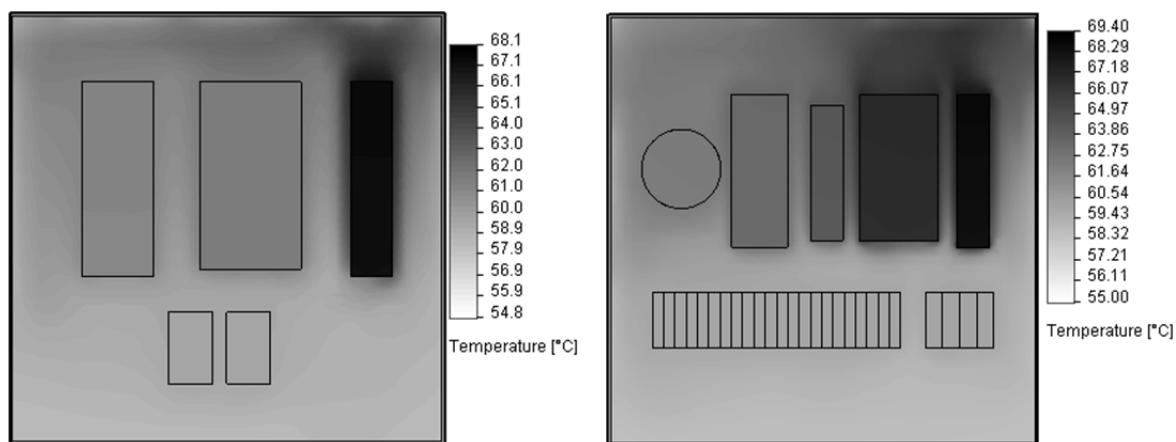


Рис. 6. Эпюры полей распределения температур в блоках коммутации без использования элементов искусственного охлаждения

Максимальная температура нагрева блоков коммутации 00 и 01 составляет 68,1 и 69,4 °C соответственно, что не превышает максимальную температуру работы блока 70 °C.

Нарушение нормального теплового режима работы терминального блока (см. рис. 5,а) обуславливается наличием блоков питания, которые обладают большей выделяемой мощностью теплового излучения, чем другие модули. График работы блока питания (см. рис. 4) позволяет сделать вывод, что перегрев корпуса до температуры 132,64 °С привел бы к отказу блоков питания, а соответственно, и к отказу системы.

Применение современного программного обеспечения САЕ-анализа позволило на ранних стадиях разработки рассмотреть характер работы системы мониторинга и контроля, оценить и устранить возможность возникновения дорогостоящих ошибок в процессе натурных испытаний электрошкафов на стартовом комплексе. Проведенные работы на раннем этапе проектирования позволяют сделать заключение об актуальности применения современных технологий САЕ-анализа. Результаты имитационного моделирования работы шкафов системы в условиях повышенной температуры (35 и 55 °С) при непрерывном режиме работы показали необходимость изменения конструкции системы – введения дополнительных элементов искусственного охлаждения. Полученные результаты позволили значительно снизить затраты на изготовление и разработку СММК благодаря исключению вероятности возникновения брака от воздействия перегрева в процессе работы.

Список литературы

1. Роткоп, Л. Л. Обеспечение тепловых режимов при конструировании радиоэлектронной аппаратуры / Л. Л. Роткоп, Ю. Е. Спокойный. – М. : Сов. радио, 1976. – 232 с.
2. Алямовский, А. А. Инженерные расчеты в SolidWorks Simulation / А. А. Алямовский. – М. : ДМК Пресс, 2010. – 464 с.
3. Мусаев, Р. Ш. Имитационное моделирование чувствительного элемента тензорезистивного датчика абсолютного давления / Р. Ш. Мусаев, М. А. Фролов, А. А. Трофимов // Измерения. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2012. – № 2. – С. 51–55.

Баранов Александр Сергеевич

магистрант, инженер-конструктор 3 категории,
Научно-исследовательский институт
физических измерений,
Пензенский государственный университет
E-mail: Kamitte11@gmail.com

Baranov Aleksandr Sergeevich

master's degree student, design engineer
of third category,
Scientific-research Institute
of physical measurements,
Penza State University

Рыбаков Илья Михайлович

аспирант, инженер-конструктор 2 категории,
Научно-исследовательский институт
физических измерений,
Пензенский государственный университет
E-mail: rybakov_im@mail.ru

Rybakov Il'ya Mikhaylovich

postgraduate student, design engineer
of second category,
Scientific-research Institute
of physical measurements,
Penza State University

Фролов Михаил Алексеевич

аспирант, начальник научно-исследовательской
лаборатории информационных технологий,
Научно-исследовательский институт
физических измерений,
Пензенский государственный университет
E-mail: frolov10061987@gmail.com

Frolov Mikhail Alekseevich

postgraduate student, head of the research laboratory
of information technologies,
Scientific-research Institute
of physical measurements,
Penza State University

УДК 621.396.6:004.9

Баранов, А. С.

Тепловая модель системы мониторинга и контроля / А. С. Баранов, И. М. Рыбаков, М. А. Фролов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 2 (8). – С. 10–16.

УДК 53.088.7, 612.172.4

А. Ю. Кривоногов, Д. В. Папшев

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПОДАВЛЕНИЯ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ПОМЕХ В ЭЛЕКТРОКАРДИОСИГНАЛАХ

L. Yu. Krivonogov, D. V. Papshev

EFFECTIVE ENHANCEMENT OF HIGH-FREQUENCY INTERFERENCE SUPPRESSION IN ECG SIGNALS

А н н о т а ц и я. Рассмотрены вопросы подавления помех в электрокардосигналах (ЭКС) на основе эмпирической модовой декомпозиции (EMD). Обосновано применение адаптивного базиса для анализа ЭКС. Описан алгоритм эмпирической модовой декомпозиции. Предложен усеченный алгоритм EMD. Рассмотрены задачи нелинейной пороговой обработки эмпирических мод ЭКС. Ключевой параметр нелинейной пороговой обработки – определение значения порога дискриминации, от него зависит эффективность подавления помех в ЭКС. Рассмотрены известные робастные оценки масштаба. Выбрана Q-оценка для вычисления параметра уровня шума в отдельных эмпирических модах. Разработан алгоритм определения порога дискриминации при подавлении высокочастотных помех в ЭКС на основе усеченной EMD.

A b s t r a c t. In this article questions of ECG signals denoising based on empirical modes decomposition are considered. The application of adaptive basis for the analysis of ECG. The algorithm of empirical mode decomposition algorithm are considered. The truncated algorithm of empirical modes decomposition algorithm proposed. The tasks of nonlinear thresholding empirical modes shown. The key parameter in the thresholding process is the choice of the threshold value. The known robust scale estimators are considered. Q-estimator is selected for the calculation of noise parameter in some empirical modes. An algorithm for determining the threshold value in suppressing high-frequency interference in ECG signals based on truncated EMD.

К л ю ч е в ы е с л о в а: электрокардосигналы, подавление помех, разложение на эмпирические моды, нелинейная пороговая обработка, робастная оценка масштаба.

К e y w o r d s: ECG signals, interference suppression, empirical mode decomposition, nonlinear thresholding, robust scale estimators.

Введение

По данным Всемирной организации здравоохранения, сердечно-сосудистые заболевания являются основной причиной смерти населения во многих экономически развитых странах, в том числе и в России. Повышение эффективности лечения и возвращение пациентов к активной жизни связаны, прежде всего, со своевременной диагностикой, основой которой является электрокардиография. С начала 1960-х гг. в электрокардиографию начинают активно внедряться методы автоматического анализа электрокардосигналов. В настоящее время автома-

тический анализ ЭКС дает возможность внедрения новейших достижений мировой кардиологии в широкую медицинскую практику, что достигается тиражированием программных продуктов ведущих мировых исследовательских центров для компьютерных кардиоанализаторов. Несмотря на очевидные успехи, достигнутые за полувековую историю автоматизации электрокардиографических исследований, эффективность компьютерного анализа ЭКС еще недостаточно высока. Ошибки и неточности автоматической диагностики имеют целый ряд причин, одной из которых является искажение полезного сигнала помехами или процедурами первичной обработки. Если в результате подавления помех происходят искажения формы информативных участков ЭКС, то это может привести к ошибочным или неточным диагностическим заключениям. В этой связи актуальна разработка способов и алгоритмов фильтрации ЭКС, обеспечивающих значительное подавление помех при минимальном искажении формы полезного сигнала [1].

ЭКС представляют собой нестационарный сложноструктурированный сигнал с циклически повторяющимися локально сосредоточенными информативными участками. При формировании, регистрации и обработке ЭКС подвергаются воздействию различных помех, часть из которых представляет собой случайные аддитивные, высокочастотные (по отношению к ЭКС) шумы, вызванные сокращением скелетных мышц, работой электродов и усилителей и некоторыми другими причинами.

Обоснование применения адаптивного базиса для анализа ЭКС

До последнего времени в цифровой обработке сигналов в основном использовались методы линейной частотной фильтрации, что связано с наличием подходящего математического аппарата, простотой интерпретации и расчета линейных фильтров. В то же время применение линейных фильтров не обеспечивает высокое качество подавления помех в ЭКС. Так как спектры полезного сигнала и помех в общем случае перекрываются, применение линейных фильтров приводит к нежелательному искажению ЭКС. При использовании линейных фильтров нижних частот (ФНЧ) для устранения высокочастотных (ВЧ) помех острые зубцы (Q , R , S) и другие высокочастотные компоненты ЭКС сглаживаются. Такое искажение формы недопустимо, так как высокочастотные компоненты ЭКС несут диагностическую информацию. При расширении полосы пропускания ФНЧ частотный спектр части помех оказывается в полосе пропускания фильтра, и, соответственно, такие помехи не будут подавлены. Таким образом, применение линейных ФНЧ для подавления высокочастотных помех в ЭКС недостаточно эффективно.

Для повышения эффективности подавления помех в нестационарных сигналах в последние годы широкое применение нашли методы разложения сигналов на узкополосные составляющие по локально сосредоточенным базисам. При этом полагают, что при правильно подобранном базисе узкополосная помеха может занять всю частотную составляющую и тогда ее можно будет исключить. Если же помеха широкополосная, то она проявляется сразу в нескольких субполосах малыми шумами, которые удаляют с помощью специальной обработки.

В качестве локально-сосредоточенных базисов наибольшее распространение получили вейвлеты. Нестационарный сигнал анализируется путем разложения по базисным функциям, полученным из некоторого прототипа на основе его масштабных растяжений и сдвигов вдоль временной оси. Функция-прототип называется базисным вейвлетом. Фильтры на основе вейвлет-преобразования (ВП) стремительно завоевывают популярность для анализа нестационарных сигналов благодаря хорошо разработанному математическому аппарату, наличию множества специально разработанных вейвлетов, быстрым вычислительным алгоритмам, возможности решать широкий класс задач. Основная проблема, сдерживающая эффективное практическое применение ВП, в частности для анализа биомедицинских сигналов – большое многообразие и неочевидность выбора базисного вейвлета для решения конкретной задачи. Для корректного анализа биомедицинских сигналов необходимо формирование не априорно заданного, а адаптивного базиса, функционально зависящего от содержания самого сигнала (т.е. учитывающего структуру сигнала, изменчивость его параметров, наличие помех различного вида и интенсивности).

Преобразование Гильберта–Хуанга и эмпирическая модовая декомпозиция

Для адаптивного анализа сигналов наибольший практический интерес представляют точки экстремумов, разрывов, перегибов, нарушения монотонности, отвечающие реальным изменениям сигнала во времени. Именно такие точки (локальные экстремумы) были использованы Норденом Хуангом для формирования адаптивного базиса нового метода анализа нелинейных и нестационарных сигналов, который впоследствии был назван преобразованием Гильберта–Хуанга (Hilbert–Huang Transform, ННТ) [2]. Предложенное преобразование включает два основных этапа:

- разложение сигнала на частотные компоненты – эмпирическая модовая декомпозиция (Empirical Mode Decomposition, EMD);
- формирование по полученным эмпирическим модам (ЭМ) спектра Гильберта (Hilbert Spectral Analysis, HSA).

Для задачи подавления помех в сигналах используется EMD. Основным преимуществом EMD является высокая адаптивность, связанная с тем, что базисные функции, используемые для разложения сигнала, конструируются непосредственно из самого исследуемого сигнала, что позволяет учесть все его локальные особенности, внутреннюю структуру, присутствие различных помех. Кроме адаптивности, разложение обладает и другими важными для практических приложений свойствами [3]: локальностью (возможностью учета локальных особенностей сигнала); ортогональностью, обеспечивающей восстановление сигнала с определенной точностью; полнотой, гарантирующей конечность числа базисных функций при конечной длительности сигнала.

Эмпирические моды (ЭМ) – это монокомпонентные составляющие сигнала, которые вместо постоянной амплитуды и частоты, как в простой гармонике, имеют меняющуюся во времени амплитуду и частоту. ЭМ не имеют строгого аналитического описания, но должны удовлетворять условиям, гарантирующим определенную симметрию и узкополосность базисных функций.

Процедура EMD содержит следующие шаги [2, 3]:

1. Определение локальных экстремумов (максимумов и минимумов) входного сигнала $x(t)$.
2. Вычисление верхней огибающей $u_{ij}(t)$ по найденным локальным максимумам и нижней огибающей $d_{ij}(t)$ по локальным минимумам. Огибающие строят чаще всего с помощью кубической сплайн-интерполяции.
3. Вычисление среднего значения огибающих (локального тренда):

$$m_{ij}(t) = \frac{u_{ij}(t) + d_{ij}(t)}{2}.$$

4. Вычитая локальный тренд из входного сигнала, получаем первое приближение к первой ЭМ:

$$g_{ij+1}(t) = x(t) - m_{ij}(t).$$

5. Продолжение шагов 1–4 для выделенных приближений к ЭМ $g_{ij}(t)$ (так называемая процедура отсеивания) и получение новых приближений и новых локальных трендов $m_{ij}(n)$. Итерации продолжаются до тех пор, пока приближения не станут удовлетворять критерию останова. При выполнении критерия останова итерации прекращают, и приближение $g_{ij}(t)$ считают эмпирической модой $f_i(t) = g_{ij}(t)$.

6. Расчет остатка – разности между сигналом и ЭМ:

$$r_{i+1}(t) = r_i(t) - f_i(t).$$

Шаги 1–5 приводят с остатком $r_{i+1}(t)$. Всю процедуру прекращают, когда в реализации $r_{i+1}(t)$ становится мало экстремумов.

В результате декомпозиции из исходного сигнала $x(t)$ извлекаются конечное число ЭМ $f_i(t)$ и результирующий остаток $r_V(t)$, который представляет собой либо постоянную величину, либо медленно меняющийся тренд, не подлежащий дальнейшему разложению (поскольку у него отсутствуют экстремумы, используемые при конструировании огибающих):

$$x(t) = \sum_{i=1}^{V-1} f_i(t) + r_V(t).$$

При этом каждая функция $f_i(t)$ является монокомпонентной, имеет свой характерный временной масштаб осцилляций, который убывает с ростом ее номера i , а процесс вычисления сводится к устранению локального тренда, соответствующего данному масштабу.

В работах [4, 5] показана эффективность применения эмпирической модовой декомпозиции для подавления помех в ЭКС.

Усеченный алгоритм EMD

Базовый алгоритм подавления ВЧ помех на основе EMD предусматривает декомпозицию сигнала на ЭМ, нелинейную пороговую обработку (НПО) некоторых из них и последующую реконструкцию сигнала. Пороговая обработка (Thresholding, Thr) ЭМ представляет собой специальную нелинейную процедуру дискриминации отсчетов на некотором пороговом уровне в соответствии с определенными правилами:

$$\text{Thr}(f_i(t)) = \psi(p),$$

где f_i – эмпирическая мода i -го уровня разложения; t – дискретное время; ψ – некоторая нелинейная пороговая функция; p – пороговое значение.

Наиболее серьезным недостатком вышеописанного базового алгоритма подавления ВЧ помех в ЭКС является вычислительная сложность алгоритма EMD, затрудняющая реализацию данного способа в реальном времени. С целью уменьшения времени разложения сигнала на монокомпонентные частотные составляющие авторами предложено исключить процедуру отсеивания из алгоритма EMD. При этом первые приближения к соответствующим ЭМ будут считаться частотными компонентами входного сигнала, и именно к ним необходимо применить НПО.

Частотные компоненты, полученные в результате такого усеченного EMD, не полностью удовлетворяют свойствам ЭМ (сформулированным Хуангом [2, 3]), что может приводить к появлению в них отрицательных мгновенных частот. В данной ситуации это не имеет значения, так как задача получения спектра Гильберта и соответственно построения 3D поверхности перед нами не стоит. А вот то, что базис является законченным и сходящимся (сумма всех частотных компонент и остатка равна исходному сигналу) не вызывает сомнений. И, что самое главное, базис остается адаптивным, так как получен непосредственно из анализируемых данных эмпирическим методом.

При реализации классического EMD выполняется 6–8 итераций для качественного отсеивания ЭМ, а при разложении участка ЭКС в 2500–3000 отсчетов получается 8–12 ЭМ. Таким образом, при усечении EMD количество итераций сокращается в 48–96 раз. Даже если для устранения ВЧ помех использовать только три первые частотные компоненты, то количество операций сократится примерно в 18–24 раза. Таким образом, алгоритм фильтрации на основе усеченной EMD декомпозиции позволяет значительно уменьшить вычислительные затраты при реализации алгоритма и позволяет реализовать фильтрацию ЭКС в реальном времени. Проведенные исследования показали, что эффективность подавления помех в большей степени зависит от типа пороговой функции и уровня порога, чем от качества отсеивания ЭМ. Следовательно, применение усеченного EMD для подавления помех в ЭКС вполне оправдано.

Задачи нелинейной пороговой обработки эмпирических мод ЭКС

Стратегия НПО определяет эффективность помехоподавления и включает решение следующих задач:

- выбор количества ЭМ, к которым необходимо применить пороговую обработку;
- выбор типа пороговой функции и способа ее применения;
- определение порогового значения p .

Первая задача решается исходя из следующих соображений. Общее количество ЭМ, на которое раскладывается участок сигнала длительностью в N отсчетов, приближенно оценивается как

$$M = (\log_2 N) \pm 1.$$

Двоичный логарифм в формуле соответствует бинарной структуре алгоритма эмпирической модовой декомпозиции. Высокочастотные помехи после декомпозиции сосредотачиваются в первых нескольких ЭМ, их количество назовем «глубиной шума», которая приблизительно равна $DN = M/4$ и обычно не превышает 5. Например, участок ЭКС в 2500 отсчетов (5 с при частоте дискретизации 500 отсчетов в секунду) раскладывается на 10–12 ЭМ в зависимости от сложности сигнала, вида и интенсивности помех. При этом все ВЧ помехи сосредотачиваются в первых трех ЭМ, поэтому НПО целесообразно применять именно к трем первым (наиболее высокочастотным ЭМ).

Вторая задача связана с выбором решающего правила пороговой обработки и способом его применения. На сегодняшний момент известны несколько таких правил.

Простейшим решающим правилом пороговой обработки является так называемый Hard Thresholding (HThr), сохраняющий неизменными все отсчеты ЭМ $f_i(t)$, большие или равные порогу p , и обращающий отсчеты, не удовлетворяющие данному условию, в нуль:

$$\text{HThr}(f_i(t)) = \begin{cases} f_i(t), & \text{if } |f_i(t)| > p; \\ 0, & \text{if } |f_i(t)| \leq p. \end{cases}$$

Решающее правило Hard Thresholding имеет два недостатка, которые снижают его ценность для задачи помехоподавления. Первый из них состоит в том, что сохранение отсчетов ЭМ, превышающих некоторое заданное значение порога, подразумевает сохранение также помех, присутствующих в них. Второй недостаток связан с возникновением в результирующем сигнале паразитных гармоник за счет обращенных в нуль отсчетов [4].

Решающее правило Soft Thresholding (SThr) наряду с обращением в нуль отсчетов ЭМ $f_i(t)$, содержащих на практике лишь помеховую составляющую, производит уменьшение отсчетов на величину p , что соответствует шумоподавлению также в информативных отсчетах [5]:

$$\text{SThr}(f_i(t)) = \begin{cases} f_i(t) - p, & \text{if } |f_i(t)| > p; \\ 0, & \text{if } |f_i(t)| \leq p; \\ f_i(t) + p, & \text{if } |f_i(t)| < -p. \end{cases}$$

Функция Soft Thresholding имеет тенденцию большего искажения сигнала из-за уменьшения отсчетов, соответствующих QRS комплексам ЭКС.

Для устранения недостатков описанных пороговых правил за последние годы был предложен целый ряд других функций (гиперболическая функция Видаковича, устойчивая функция Брюса и Гао, функция Nonnegative Garrote Бреймана, функция на основе гиперболического тангенса Пурначандры и Кумаравеля и т.д.). Некоторые из них позволяют уменьшить искажения ЭКС при помехоподавлении.

Для подавления помех в ЭКС представляет интерес функция Nonnegative Garrote:

$$\text{GThr}(f_i(t)) = \begin{cases} f_i(t) - \frac{p^2}{f_i(t)}, & \text{if } |f_i(t)| > p; \\ 0, & \text{if } |f_i(t)| \leq p. \end{cases}$$

введенная Брейманом в 1995 г. [6] для устранения недостатков функций HThr и SThr. Применение этой функции (при оптимальном пороге) позволяет на 1–2 % уменьшить среднеквадратичную ошибку и примерно на 5 % – максимальную абсолютную ошибку реконструкции ЭКС.

Что касается способа применения пороговой функции, то проведенные исследования показали:

- для каждой ЭМ значения порогов определяются индивидуально в соответствии с уровнем помех в ней (спектр реальных помех отличается от спектра белого шума, поэтому интенсивность помех в разных ЭМ будет различной);

- значения порогов должны корректироваться (в идеале на каждом кардиоцикле) из-за нестационарного поведения помехи.

Третья задача – определение порогового значения p для каждой ЭМ, которое связано с уровнем шума в этой моде. Известные подходы к определению значения порогов, реализованные в вейвлет-шумоподавлении (методы sqrt-log, Берга–Массара, Штайна) и основанные на

предположении о нормальности распределения помехи, имеют ограниченное практическое применение для подавления помех на основе ЕМД и НПО в связи со следующим обстоятельством. Широко распространенный подход к определению значения порогов на основе предположения о гауссовом (нормальном) распределении шума на разных уровнях разложения не соответствует действительности. С одной стороны, помехи в ЭКС не всегда имеют гауссову плотность распределения вероятностей (ПРВ), с другой стороны, в отличие от вейвлет-преобразования линейность оператора, соответствующего процедуре ЕМД, строго не доказана, поэтому даже для гауссового шума распределение шумовых составляющих на разных уровнях декомпозиции не сохраняется гауссовым.

Обычно значение порога стараются установить на уровне максимальных отсчетов шума или даже на уровне возможных выбросов при данном распределении и количестве отсчетов. Значение порога, рассчитанное по формуле Крамера

$$p = \sigma\sqrt{2\ln n},$$

составляет около 3σ для 100 отсчетов, около 4σ для 2500 отсчетов, почти 5σ для 100 000 отсчетов и является завышенным практически для всех реальных ситуаций. Несомненно, такое значение порога обеспечивает гарантированное удаление шумов, но приводит к значительному искажению сигнала. На рис. 1 приведены графики зависимости процентной среднеквадратичной ошибки – PRD (a) – и максимальной абсолютной ошибки – MaxAE (b) – реконструкции ЭКС от значения порога при использовании пороговой функции Nonnegative Garrote. Из графиков видно, что необоснованное завышение порога p приводит к увеличению ошибки реконструкции (особенно для максимальной абсолютной ошибки).

Для оценки уровня шума в ЭМ ЭКС целесообразно использовать робастные оценки масштаба [7]. Под робастностью в статистике понимают нечувствительность к различным отклонениям и неоднородностям в выборке. Робастные методы позволяют оценить масштаб шума (эквивалент среднеквадратического отклонения в классической статистике) в конкретной ЭМ, уменьшив или даже исключив влияние выбросов, соответствующих информативным участкам ЭКС.

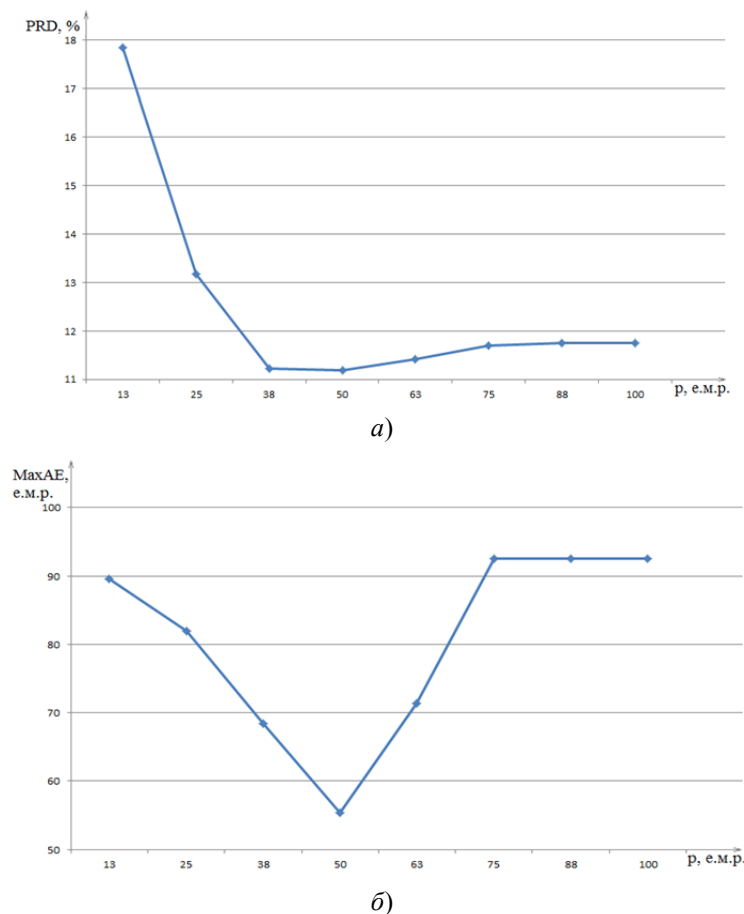


Рис. 1. Графики зависимости ошибок реконструкции от значения порога при использовании пороговой функции Nonnegative Garrote

Выбор робастной оценки масштаба для определения порога дискриминации

Одной из наиболее эффективных и известных робастных оценок масштаба является абсолютное медианное отклонение (Median Absolute Deviation, MAD), которое описывается следующим выражением [8]:

$$\text{MAD}_n = b \times \text{med}_i |x_i - \text{med}_j x_j|,$$

где b – константа, зависящая от ПРВ выборки (для гауссового распределения $b = 1,4826$).

MAD имеет наилучшую возможную устойчивость (робастность), равную 50 %. Робастность оценки определяется количеством отсчетов выборки, которые можно изменить, чтобы это не повлияло на конечный результат. Оценка MAD приспособлена для симметричных распределений и имеет низкую эффективность для гауссовых распределений.

В работе [8] предложены другие робастные оценки, в частности S - и Q -оценки. S -оценка определяется выражением

$$S_n = c \times \text{med}_i \left\{ \text{med}_j |x_i - x_j| \right\},$$

где c – константа, предназначенная для адаптации оценки к виду ПРВ выборки (для гауссова распределения $c = 1,1926$). Эта оценка вычисляется через расстояния между наблюдениями, поэтому применима как для симметричных, так и для несимметричных распределений.

Q -оценка также применима для несимметричных ПРВ и достаточно эффективна для гауссовых распределений. Вычисляется Q -оценка следующим образом:

$$Q_n = d \times \left\{ |x_i - x_j|; i < j \right\}_{(25)},$$

где нижний индекс 0,25 означает взятие 0,25-го квантиля полученной выборки разностей. Константа d также используется для согласования с видом ПРВ выборки (для гауссовых распределений $d = 2,2219$).

Наибольший интерес для практического применения представляет Q -оценка. Это связано с тем, что распределение отсчетов ЭМ в общем случае негауссово и несимметрично из-за наличия информативных участков ЭКС.

Алгоритм обработки эмпирических мод при подавлении высокочастотных помех в ЭКС

Исследования, проведенные авторами, позволили разработать алгоритм нелинейной обработки эмпирических мод при подавлении высокочастотных помех в ЭКС на основе усеченной EMD, который заключается в следующем:

- для каждой ЭМ, подлежащей НПО, рассчитывается робастная Q -оценка;
- выбирается значение порога $p_i = 2Q_i$, при этом удаляется большая часть выбросов шума (проведенные эксперименты показали, что в интервале $\pm 2Q_i$ лежит более 95 % выбросов шума в эмпирических модах реальных ЭКС);
- проводится пороговая обработка каждой ЭМ в соответствии с правилом $\text{GThr}(f_i(t))$;
- оставшиеся редкие выбросы (практически всегда одиночные) устраняются, для этого целесообразно использовать трехточечный медианный фильтр.

Предложенный алгоритм нелинейной обработки ЭМ позволяет устранить высокочастотные помехи в ЭКС с минимальным искажением полезного сигнала. При этом масштаб шума оценивается без сегментации ЭМ, что позволяет использовать этот алгоритм даже для патологических ЭКС, в которых отсутствуют QRS комплексы.

Заключение

Применение для пороговой обработки функции Nonnegative Garrote и отказ от необоснованного завышения порога приводят к уменьшению искажений ЭКС при подавлении высокочастотных помех.

Использование усеченной EMD в алгоритме фильтрации позволяет значительно повысить скорость обработки ЭКС, при этом появляется возможность проводить подавление помех в ЭКС в реальном времени.

Предложенные алгоритмы обеспечивают повышение эффективности подавления высокочастотных помех в ЭКС.

Список литературы

1. Дроздов, Д. В. Влияние фильтрации на диагностические свойства биосигналов / Д. В. Дроздов // Функциональная диагностика. – 2011. – № 3. – С. 75–78.
2. Huang, N. E. The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis / N. E. Huang, Z. Shen, S. R. Long // Proc. R. Soc. Lond. A. – 1998. – Vol. 454. – P. 903–995.
3. Huang, N. E. The Hilbert–Huang Transform and Its Applications / N. E. Huang, S. S. P. Shen // World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd. – Singapore, 2005. – 526 p.
4. Кривоногов, Л. Ю. Подавление помех в электрокардосигналах на основе разложения по эмпирическим модам / Л. Ю. Кривоногов, А. Ю. Тычков // Известия ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск «Медицинские информационные системы». – 2010. – № 8 (109). – С. 127–132.
5. Кривоногов, Л. Ю. Перспективы применения преобразования Гильберта–Хуанга для автоматизированной обработки электрокардосигналов / Л. Ю. Кривоногов, А. Ю. Тычков // Биотехносфера. – 2011. – № 5–6 (17–18). – С. 41–48.
6. Breiman, L. Better Subset Regression Using the Nonnegative Garrote / L. Breiman // Technometrics. – 1995. – № 37 (4). – P. 373–384.
7. Хьюбер, П. Робастность в статистике / П. Хьюбер. – М. : Мир, 1984. – 303 с.
8. Rousseeuw, P. J. Alternatives to the Median Absolute Deviation / P. J. Rousseeuw, C. Croux // Journal of the American Statistical Association. – 1993. – Vol. 88, № 424. – P. 1273–1283.

Кривоногов Леонид Юрьевич

кандидат технических наук, доцент
кафедры медицинских информационных систем
и технологий,
Пензенский государственный университет
E-mail: leonidkrivonogov@yandex.ru

Krивonogov Leonid Yur'evich

candidate of technical sciences, associate professor,
sub-department of medical information systems
and technology,
Penza State University

Папшев Дмитрий Викторович

студент,
Пензенский государственный университет
E-mail: roVer_d@mail.ru

Papshv Dmitry Viktorovich

student,
Penza State University

УДК 53.088.7, 612.172.4

Кривоногов, Л. Ю.

Повышение эффективности подавления высокочастотных помех в электрокардосигналах /
Л. Ю. Кривоногов, Д. В. Папшев // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 2 (8). – С. 17–24.

УДК 681.586.773: 53.088

К. И. Бастрыгин, В. В. Кикот

К ВОПРОСУ О КОРРЕКЦИИ ТЕМПЕРАТУРНОЙ ПОГРЕШНОСТИ В ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ДАТЧИКАХ ДАВЛЕНИЯ

K. I. Bastrygin, V. V. Kikot

TO THE QUESTION ABOUT THE CORRECTION OF THE TEMPERATURE ERROR IN PIEZOELECTRIC PRESSURE SENSORS

А н н о т а ц и я. Рассмотрены варианты коррекции температурной погрешности пьезоэлектрических датчиков давления за счет выбора материала пьезоэлемента, использования термоизоляции диафрагмы, изменения габаритно-массовых характеристик датчика, применения мембран различных модификаций, материалов с минимальными коэффициентами линейного расширения и использования интеллектуальных вторичных преобразователей.

A b s t r a c t. The variants of the temperature error correction piezoelectric pressure sensors, such as the choice of material piezoelectric element, the use of thermal insulation aperture, change dimensions and mass characteristics of the sensor, the use of membranes of various modifications, the use of materials with minimal coefficients of linear expansion and the use of intelligent secondary converters are presented.

К л ю ч е в ы е с л о в а: датчики давления, пьезоэлемент, температурная погрешность, мембрана.

К е у w o r d s: pressure sensors, piezoelectric element, temperature error, the membrane.

Пьезоэлектрические датчики давления часто применяются для измерения пульсаций давления в изделиях ракетно-космической техники, при испытаниях реактивных двигателей, в топливных системах и др.

Сравнительный анализ технических характеристик зарубежных приборов показывает, что отсутствуют малогабаритные высокоточные пьезоэлектрические датчики, работоспособные в диапазоне частот до 150 000 Гц при комплексном воздействии температур до 900 °С (без принудительного охлаждения), рабочем давлении до 250 МПа и обладающие повышенными ресурсом, надежностью и долговременностью [1].

Одним из условий, которое определяет конструкцию датчика быстропеременного и акустического давления, является характер изменения температуры рабочей среды.

При измерении давления рабочей среды с постоянной температурой значение температурной ошибки в информативном сигнале является постоянным.

При измерении давления рабочей среды с медленноменяющейся температурой основную погрешность вносит изменение характеристик кабельной перемычки от температуры.

В данном случае зависимость сигнала температурной ошибки – линейная, возрастает пропорционально увеличению длины кабеля (рис. 1).

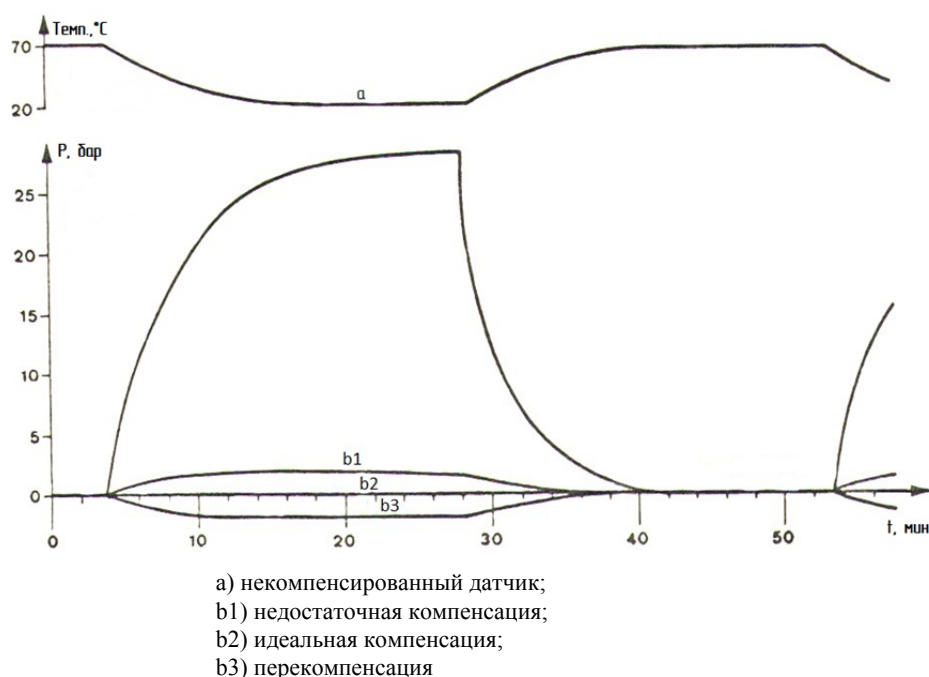


Рис. 1. Ошибки измерения давления при медленноменяющейся температуре

Основной задачей в этих случаях является лишь подбор типа соединительного кабеля кабельной перемычки для заданного температурного режима [2].

От диапазона температуры рабочей среды зависит и выбор материала пьезоэлемента. При диапазоне температур до 350 °С широко применяются монокристаллические кварцевые пьезоэлементы или пьезокерамические модули. Расширение температурного диапазона свыше 350 °С решается применением высокотемпературных монокристаллов, например турмалина, ниобата лития, однако датчики, созданные на основе этих пьезоэлементов, имеют небольшую стойкость к вибрации и ударам [1].

Скачкообразное изменение температуры происходит, например, во время подачи жидкого кислорода в топливную систему ракетного двигателя. Также влияние резких изменений температуры может быть продемонстрировано с помощью температурного перепада, возникающего при резком погружении датчика в ванну с холодным машинным маслом, а затем в ванну с разогретым маслом, и наоборот. Теплообменные процессы, наблюдающиеся при этом, происходят в соответствии с законами теплообмена между маслом и датчиком и с индивидуальной зависимостью выходного сигнала датчика от температуры.

При измерении давления рабочей среды со скачкообразным изменением температуры учитывается следующее: в первые секунды температурного скачка температурная компенсация невозможна, так как чувствительный и компенсирующий элементы нагреваются не одновременно. Первоначально прогревается (или охлаждается) корпус датчика, затем неравномерно нагревается мембрана и воздействует на пьезоэлемент с силой, пропорциональной деформации от температурного скачка. Затем прогревается внутренний корпус, в котором находятся пьезоэлемент и компенсирующие элементы. В свою очередь пьезоэлемент нагревается и уменьшает предварительную нагрузку. Когда температуры всех элементов датчика выравняются, компенсация становится действенной (рис. 2) [2].

Динамическая составляющая температурной погрешности также может быть уменьшена, если использовать термоизоляцию или увеличить массу датчика.

На рис. 3 показано положение датчика в адаптере, имеющем массу, большую, чем масса самого датчика. Узкое цилиндрическое пространство между датчиком и адаптером служит в качестве термоизоляции, в то время как сама масса (за счет увеличения времени нагрева датчика) снижает температуру корпуса датчика [2].

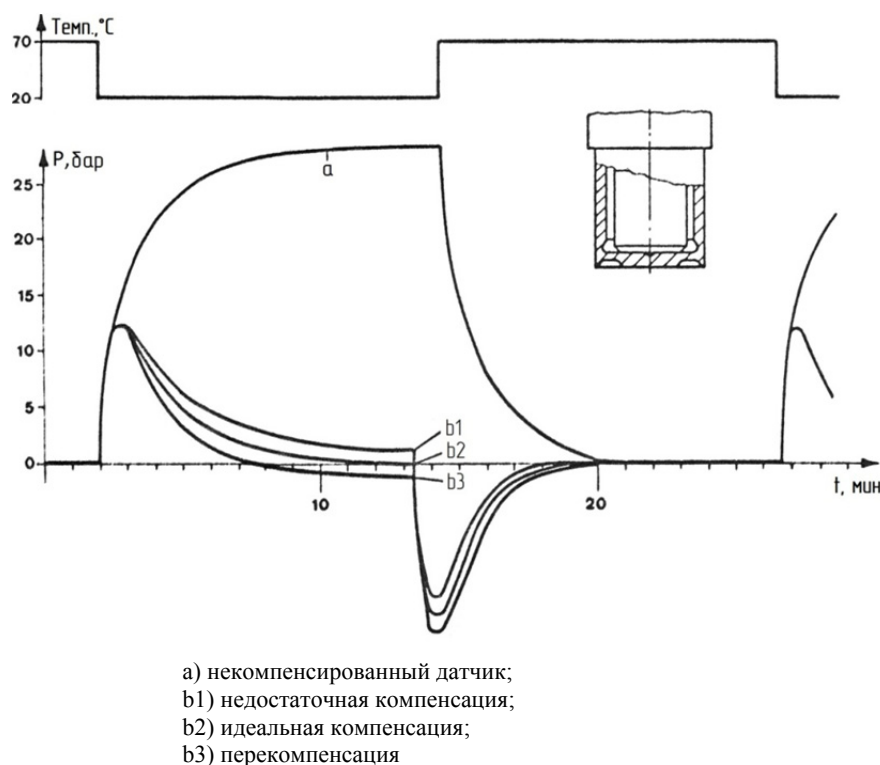


Рис. 2. Ошибки в показаниях датчика давления, подвергнувшегося воздействию температурного скачка

Например, пьезоэлектрический датчик давления СР-103 (фирма «Vibrometer») на базе кристаллического пьезоматериала VC-2 работоспособен при температуре $+650\text{ }^{\circ}\text{C}$ без принудительного охлаждения (и до $+700\text{ }^{\circ}\text{C}$ кратковременно), но максимальное давление датчика не превышает 100 кгс/см^2 , собственная частота не превышает 100 кГц , масса датчика составляет 310 г [1].

Из рис. 3 видно, что повышение массы датчика и введение в конструкцию элементов термоизоляции значительно снижают влияние температурного скачка, но отрицательно сказываются на габаритно-массовых характеристиках датчика.

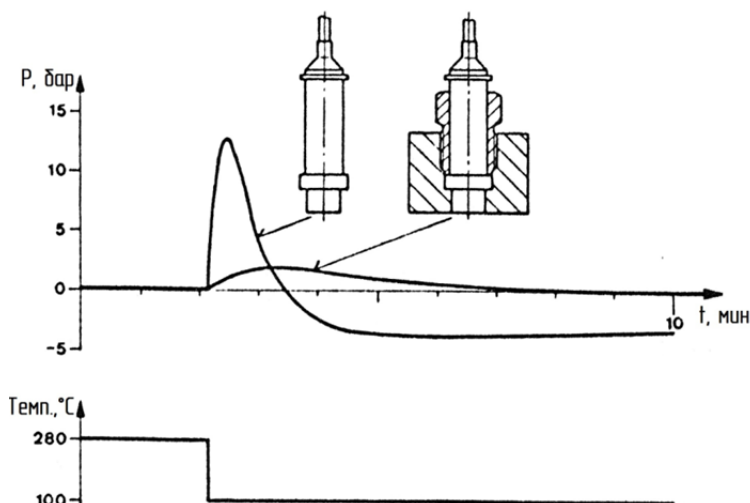


Рис. 3. Влияние термоизоляции на показания датчика, подвергнувшегося воздействию температурного скачка

Быстропеременная температура обычно присутствует во время всякого рода взрывов: при выстреле артиллерийского орудия, запуске ракетного двигателя и др. Даже кратковременный скачок температуры нагревает поверхность мембраны. Нагрев мембраны ведет к появлению механических напряжений в ней. Напряжения мембраны вызывают ее деформацию. Де-

формации мембраны достаточно для создания силы, воздействующей на пьезоэлемент. В выходном сигнале первичного преобразователя появляется ошибка от быстрого изменения температуры [2].

На практике существуют только два метода, позволяющие компенсировать ошибку первичного преобразователя от быстропеременной температуры: термоизоляция диафрагмы и применение мембран различных модификаций.

Термоизоляция диафрагм применена, например, в образцах модели 603 В («Kistler»). Для устранения дрейфа, вызываемого термоударом, мембрана покрывается тонким слоем кремнийорганической резины, обладающей хорошими термоизоляционными свойствами, но не предназначенной для работы в агрессивных средах [1].

В образцах той же фирмы модели 6201 В перед мембраной ставится теплозащитная пластина из асбестовой ткани, которая пропитана маловязким маслом. Данный способ защиты мембраны наиболее эффективен по сравнению с предыдущим, однако также не обеспечивает работу в агрессивных средах [1].

На мембрану датчиков 118А («PCB Electronics Inc») методом плазменного распыления нанесено покрытие из керамики, стойкое в агрессивных средах. Однако подобный путь решения имеет недостатки: покрытие обладает большой жесткостью, которая приводит к уменьшению чувствительности и усложнению технологии изготовления датчика [1].

При использовании мембран различных модификаций используются обычно три варианта с различными вариациями каждого из них:

- тонкая плоская пластина, изготовленная за одно целое с корпусом (для измерения высоких давлений);
- тонкая плоская пластина, соединенная с корпусом с помощью сварки (для измерения давлений при резких перепадах температур);
- мембрана в виде поршня (для увеличения ресурса датчика при измерении высоких давлений при температурах до 500 °С) [2].

Кроме рассмотренных выше конструктивных способов коррекции температурной погрешности первичных измерительных преобразователей, особый интерес представляют и схемотехнические варианты решений.

Например, вариацией емкости нагрузки можно минимизировать температурные погрешности датчиков в определенном интервале температуры. Но в этом случае требуется, чтобы зависимость коэффициента преобразования пьезоэлемента (а не всего датчика) от температуры соответствовала определенному расчетному соотношению. В расчет не принимаются факторы, связанные с взаимодействием элементов конструкции датчика (скольжение деталей, деформация клеевой прослойки и др.) [3].

Также, например, подбором при проектировании датчика материалов с минимально различными температурными коэффициентами линейного расширения можно добиться уменьшения температурной погрешности, но на практике возможность выбора материалов сильно ограничена.

Также в настоящее время широко применяются интеллектуальные вторичные преобразователи. С помощью программного обеспечения в них реализовывается требуемый алгоритм обработки и коррекции сигнала датчика. Например, датчик быстропеременных давлений ДПС 020 и датчик акустических давлений ДХС 521 производства ОАО НИИФИ, в состав которых входит вторичный интеллектуальный преобразователь, можно откалибровать и перенастроить на требуемый диапазон измерения, выбрать цифровой или аналоговый выходной сигнал и др. [4].

Интересным для исследования и реализации является коррекция температурной погрешности с использованием чувствительного элемента датчика давления для измерения и давления, и температуры. При таком способе коррекции температура и давление рабочей среды измеряются в одной точке и в одно время.

Поставленная цель достигается тем, что при настройке устройства определяется зависимость коэффициента преобразования датчика от температуры рабочей среды. Затем значения коэффициента преобразования для каждого значения температурного диапазона рабочей среды заносятся в память микроконтроллера интеллектуального вторичного преобразователя.

Например, на рис 4,а показаны экспериментальные данные относительного изменения коэффициента преобразования от температуры модулей ПМ-2, ПМ-3 и созданных на их основе датчиков Вм 306, Вм 307, Вм 308 производства ОАО НИИФИ [3].

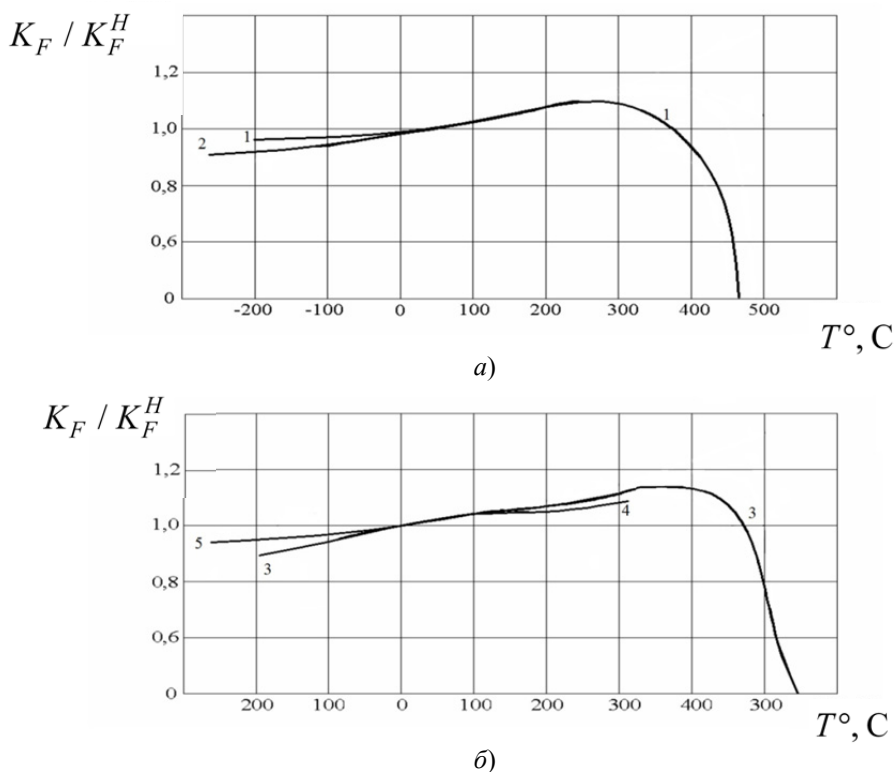


Рис. 4. Относительные температурные изменения коэффициента преобразования модулей ПМ-2 (1), ПМ-3 (2), датчиков Вм307 (3), Вм308 (4), Вм306 (5), выполненных на их основе

Во время измерения параметров процесса первичный преобразователь измеряет одновременно давление и температуру рабочей среды. И на основании полученной при настройке датчика зависимости коэффициента преобразования датчика от температуры микроконтроллер корректирует температурную ошибку измерения давления рабочей среды.

На рис. 5 представлен вариант схемы коррекции температурной погрешности. Пьезоэлемент первичного преобразователя показан в виде эквивалентной схемы [5].

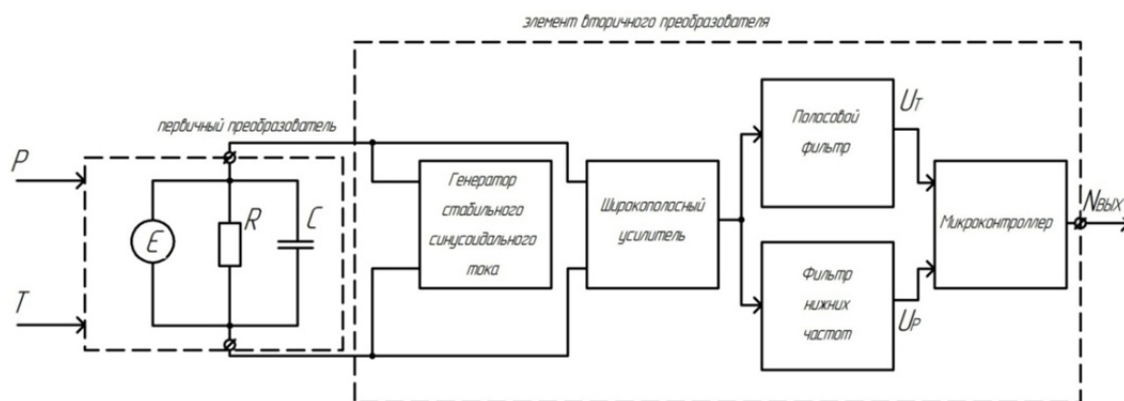


Рис. 5. Способ коррекции температурной погрешности

На первичный преобразователь датчика воздействует среда с давлением P , частотой изменения давления в диапазоне от $f_{\min}$ до $f_{\max}$ и температурой T с заданным диапазоном изменения.

В датчике применено частотное разделение сигналов о давлении и температуре. Информация о давлении рабочей среды получается на частотах от $f_{\min}$ до $f_{\max}$, а информация о температуре рабочей среды – на частотах больше $f_{\max}$.

Изменение давления P вызывает появление заряда на пьезоэлементе первичного преобразователя.

При изменении температуры T меняются диэлектрические свойства пьезоэлемента, а именно меняется емкость. Кроме того, меняется активное сопротивление пьезоэлемента [3].

Зависимость активного сопротивления пьезоэлемента от температуры T используется для измерения температуры T [6].

С генератора стабильного синусоидального тока на пьезоэлемент датчика подается напряжение с частотой $f_T > f_{\max}$.

Информация о давлении P и температуре T , усиленная широкополосным усилителем, поступает на вход полосового фильтра с полосой пропускания более $f_{\max}$, в котором из общего сигнала о давлении P и температуре T отфильтровывается сигнал только о температуре U_T , и на фильтр нижних частот с полосой пропускания менее $f_{\max}$, в котором из общего сигнала о давлении P и температуре T отфильтровывается только информация U_P о давлении P . Затем сигналы о давлении U_P и о температуре U_T поступают на вход микроконтроллера. В нем производится требуемая обработка полученной информации, в информацию о давлении P вносятся коррекция ошибки от воздействия температуры T и преобразование скорректированной информации о давлении P в выходной код $N_{\text{вых}}$, который поступает на выход микроконтроллера.

Реализация такого метода позволит повысить точность измерения не только проектируемых, но и уже созданных пьезоэлектрических датчиков давления, особенно в условиях воздействия быстропеременных температур. Это положительно скажется на габаритно-массовых характеристиках систем телеметрии, так как позволит отказаться от части датчиков температуры, которые используются для коррекции температурной ошибки. Преимуществом такого метода коррекции является также отсутствие в датчике давления дополнительного чувствительного элемента для измерения температуры.

Метод коррекции ошибки от влияния температуры рабочей среды с измерением давления и температуры рабочей среды одним чувствительным элементом пьезоэлектрического датчика давления, изложенный выше, требует детального изучения и будет подробно рассмотрен в отдельной статье.

Список литературы

1. Каталоги продукции. – 2013: PCB Piezotronics Inc. – URL: <https://www.pcb.com>; Dytran Instruments Inc. – URL: <https://www.dytran.com>; Endevco. – URL: <https://www.endevco.com>; Columbia Research Laboratories Inc. – URL: <https://crlsensors.com>.
2. Martini, K. R. New range of High-Temperature Quartz Pressure Transducers / K. R. Martini // Transducer'77 Conference. – London, 1977. – P. 4–14.
3. Богуш, М. В. Влияние температуры на коэффициент преобразования пьезоэлектрических датчиков / М. В. Богуш // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2008. – № 2. – С. 26–39.
4. Каталог продукции ОАО НИИФИ. – Пенза : ОАО НИИФИ, 2013.
5. Левшина, Е. С. Электрические измерения неэлектрических величин. Измерительные преобразователи / Е. С. Левшина, П. В. Новицкий. – Л. : Энергоатомиздат, 1983. – 114 с.
6. А. с. SU 1758456 A1. Устройство для измерения давления / А. Ф. Алейников. – Опубл. 17.02.1992.

Бастрыгин Кирилл Игоревич

инженер-электроник,
Научно-исследовательский институт
физических измерений
E-mail: nik2@niifi.ru

Bastrygin Kirill Igorevich

electronics engineer,
Scientific-research Institute
of physical measurements

Кикот Виктор Викторович

инженер-конструктор,
Научно-исследовательский институт
физических измерений
E-mail: nik2@niifi.ru

Kikot Viktor Viktorovich

design engineer,
Scientific-research Institute
of physical measurements

УДК 681.586.773: 53.088

Бастрыгин, К. И.

К вопросу о коррекции температурной погрешности в пьезоэлектрических датчиках давления / К. И. Бастрыгин, В. В. Кикот // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 2 (8). – С. 25–30.

УДК 621.317

Н. Н. Вершинин, О. Е. Безбородова, Д. П. Грузин

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АВТОМАТИЧЕСКОЙ ПОДАЧИ УРАВНОВЕШИВАЮЩЕЙ МАССЫ ПРИ БАЛАНСИРОВКЕ ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ ТЕЛ ВРАЩЕНИЯ

N. N. Vershinin, O. E. Bezborodova, D. P. Gruzin

USING AUTOMATIC BALANCING IN PROCESSING CYLINDRICAL BODIES OF REVOLUTION

А н н о т а ц и я. Предложены конструкция и схема действия автоматизированного устройства по устранению динамической неуравновешенности цилиндрических тел вращения. Рассмотрено применение специального дозатора для автоматической балансировки, который позволяет с одной установки производить балансировку цилиндрических тел вращения в двух плоскостях.

A b s t r a c t. A design of the scheme and automated device action to address the dynamic unbalance cylindrical bodies of revolution. The application of a special dispenser for automatic balancing, which allows one installation to produce cylindrical bodies balancing rotation in two planes.

К л ю ч е в ы е с л о в а: автоматическая балансировка, тело вращения, противовес, электродвигатель, дозатор, датчик, дисбаланс, ось колебаний.

К е у w o r d s: automatic trim, body of revolution, counterbalance, electric motor, batcher, sensor, imbalance, axis of oscillation.

Уравновешивание механизмов имеет в настоящее время весьма большое значение в технике в связи с необходимостью создания более мощных и более производительных машин и механизмов для реализации высокоскоростных технологических процессов в различных отраслях промышленности.

Основы теории уравновешивания механизмов были заложены в работах академика И. И. Артоболевского и затем успешно развивались в области уравновешивания [1]:

- плоских механизмов;
- пространственных механизмов;
- механизмов с несимметричными звеньями;
- механизмов с переменными массами звеньев;
- механизмов многоцилиндровых машин.

Наиболее полно разрешены задачи статического уравновешивания как плоских, так и пространственных механизмов с постоянными массами и с симметричными звеньями. Эти задачи решаются методом приведенных точечных масс или методом векторов главных точек звеньев.

Однако в связи с непрерывным ростом скоростей звеньев снижение уровня вибраций и увеличение производительности механизмов за счет только статического уравновешивания становятся невозможными. Поэтому приходится применять на практике методы динамического уравновешивания механизмов. Полное решение этой задачи встречает большие конструктивные трудности. Однако точное уравновешивание в любом плоском механизме с симметричными

звеньями и с постоянными массами главного вектора и первой гармоники главного момента системы неуравновешенных сил достигается простыми конструктивными средствами.

Определение момента неуравновешенных сил и нахождение условий, при которых эти силы будут отсутствовать, представляют несравненно более сложную задачу и требуют для своего решения специального математического аппарата.

В настоящее время теория пространственных механизмов разработана недостаточно и требует дальнейшего развития.

Задача анализа неуравновешенных сил, действующих в многоцилиндровых машинах, и их уравнивания решена в настоящее время наиболее полно. Но и здесь существует целый комплекс различных проблем, требующих дополнительного исследования. Например, практический интерес представляют особенности балансировки цилиндрических тел вращения (ЦТВ) методом малых угловых колебаний.

На практике устранение неуравновешенности ЦТВ осуществляется обычно добавлением или удалением массы в двух плоскостях коррекции, перпендикулярных к оси вращения. В этих же плоскостях указывается и неуравновешенность ЦТВ в виде дисбалансов масс.

Переход к этой системе можно осуществить, основываясь на установленных понятиях векторов статического дисбаланса $\overline{D_z}$ массы ЦТВ и центробежного момента инерции $\overline{J_{oz}}$ ЦТВ относительно точки на оси вращения и их свойствах, аналогичных свойствам силовых факторов.

Представим эти геометрически массовые характеристики через эквивалентные составляющие в плоскостях коррекции I и II с аппликатами z_I и z_{II} .

Эквивалентная замена вектора дисбаланса $\overline{D_z}$ двумя векторами $\overline{D_{cI}}$ и $\overline{D_{cII}}$ в плоскостях коррекции будет справедливой, если, во-первых, сумма этих дисбалансов останется равной первоначальному вектору $\overline{D_z}$; во-вторых, момент этих дисбалансов относительно точки приложения $\overline{D_z}$ должен остаться равным нулю, т.е.

$$\overline{D_{cI}} + \overline{D_{cII}} = \overline{D_z}; \quad (\overline{z_I} \times \overline{D_{cI}}) + (\overline{z_{II}} \times \overline{D_{cII}}) = 0. \quad (1)$$

Учитывая, что дисбалансы $\overline{D_z}$, $\overline{D_{cI}}$ и $\overline{D_{cII}}$ лежат в одной осевой плоскости, система векторных уравнений может быть заменена для этой плоскости системой алгебраических уравнений, откуда, с учетом ориентации вектора $\overline{D_z}$, получим

$$\overline{D_{cI}} = -\frac{z_{II}}{z_I - z_{II}} \overline{D_z}; \quad \overline{D_{cII}} = \frac{z_I}{z_I - z_{II}} \overline{D_z}, \quad (2)$$

где z_I и z_{II} – аппликаты плоскостей коррекции.

Таким образом, дисбалансы в плоскостях I и II от статической неуравновешенности обратно пропорциональны расстояниям плоскостей коррекции от центра массы ЦТВ. При расчетах их числовые значения должны подставляться с учетом знаков. Поэтому при расположении центра массы между плоскостями коррекции аппликата z_{II} имеет отрицательное значение, составляющая $\overline{D_{cI}}$ получит знак «плюс», следовательно, она будет иметь ту же угловую координату, что и $\overline{D_z}$. Вектор $\overline{D_{cII}}$ по причине положительного значения аппликаты z_I также будет иметь такую же угловую координату, что и $\overline{D_z}$.

Тогда, подставляя значения аппликат $z_I = l_1$, $z_{II} = -l_2$ и $z_I - z_{II} = l_1 + l_2 = l_{12}$ в формулы (2), получим

$$\overline{D_{cI}} = \frac{l_2}{l_{12}} \overline{D_z}; \quad \overline{D_{cII}} = \frac{l_1}{l_{12}} \overline{D_z}. \quad (3)$$

Составляющие вектора центробежного момента $\overline{J_{oz}}$ в виде пары дисбалансов $\overline{D_{дI}}$ и $\overline{D_{дII}}$ в плоскости, перпендикулярной к вектору $\overline{J_{oz}}$, найдем, учитывая их равенство друг другу по модулю $|\overline{D_{дI}}| = |\overline{D_{дII}}| = |\overline{D_{д}}|$ исходя из условия $J_{oz} = (z_I - z_{II}) D_{д}$, т.е. $|\overline{D_{дI}}| = |\overline{D_{дII}}| = |\overline{D_{д}}| = \frac{J_{oz}}{l_{12}}$.

Таким образом, в каждой из плоскостей коррекции имеется по два вектора дисбалансов, которые можно заменить равнодействующими:

а) для плоскости I:

$$\overline{D_{cI}} + \overline{D_{dI}} = \overline{D_{zI}};$$

б) для плоскости II:

$$\overline{D_{cII}} + \overline{D_{dII}} = \overline{D_{zII}}. \quad (4)$$

Следовательно, дисбалансы $\overline{D_{zI}}$ и $\overline{D_{zII}}$ в плоскостях коррекции эквивалентно заменяют совокупностью векторов $\overline{D_z}$ и $\overline{J_{oz}}$, определяющих статическую и моментную неуравновешенности ЦТВ, при заданном расположении плоскостей коррекции I и II.

Известны способ и устройство для автоматической балансировки ЦТВ [2], по которым процесс балансировки нанесением противовеса на наружную поверхность детали управляется сигнальным датчиком дисбаланса, а механизм устранения неуравновешенности выполнен в виде резервуара с размещенным в них червячным винтом, вращаемым электродвигателем и игольчатой заслонкой, управляемой электромагнитом, и предназначенным для управления открытием выходного отверстия резервуара в процессе нанесения противовеса. Однако наличие заслонки и электромагнита усложняет конструкцию устройства, что не всегда может быть использовано на практике.

На зависимостях (1)–(4) основаны предлагаемый способ и устройство для автоматической балансировки ЦТВ.

Предлагаемые способ и устройство отличаются от известных тем, что компенсирующая масса наносится на внутреннюю поверхность ЦТВ посредством двухканального дозатора, вводимого в полость ЦТВ, а управление подачей компенсирующей массы в первый и второй каналы, соответствующие балансировке в первой и второй плоскостях приведения дисбалансов, осуществляется не электромагнитной заслонкой, а реверсированием вращения червячного винта.

Блок-схема автоматизированной системы устранения динамической неуравновешенности ЦТВ представлена на рис. 1. В ее состав входят система программного управления 1, состоящая из блока питания, датчика, усилителя и блока автоматики; комплекс технологического оборудования 2, состоящий из электропривода вибрации, механизма дозирования и механизма разворота ЦТВ; транспортно-питающий манипулятор 3.

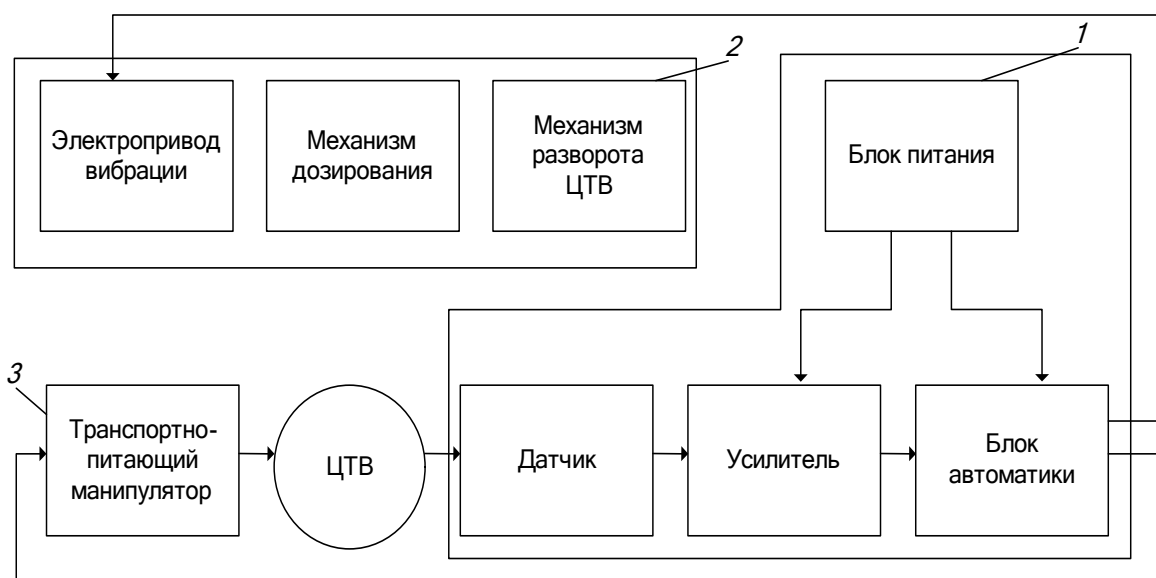


Рис. 1. Блок-схема автоматизированной системы устранения динамической неуравновешенности ЦТВ:
1 – система программного управления; 2 – технологическое оборудование;
3 – транспортно-питающий манипулятор

Схема автоматизированной системы устранения динамической неуравновешенности ЦТВ приведена на рис. 2.

Схема включает электроустановку угловых колебаний 1, пружинные амортизаторы 2, вибрирующую платформу 3, пружинные растяжки 4, поворотную базировочную рамку 5, дозирующее устройство, с электродвигателем 6 [3], резервуар 7, червячный винт 8, зонд 9 с двумя каналами 10 и 11, датчик дисбаланса 12 [4], усилитель сигналов датчика (амплитуда колебаний и частота) 13, блок управления электродвигателем дозатора 14.

Электропривод 1 сообщает платформе 2, платформе 3 и установленному на ней ЦТВ угловые колебания. Для определения дисбаланса ЦТВ в плоскостях I и II используется датчик дисбаланса 12, сигнал с которого поступает на усилитель сигналов датчика (амплитуда колебаний и частота) 13.

Для определения и компенсации дисбаланса в плоскости I ЦТВ устанавливается таким образом, чтобы плоскость II была совмещена с осью колебаний O_1 , и ось колебаний O_2 электропривода 1 не влияла на процесс балансировки в плоскости I.

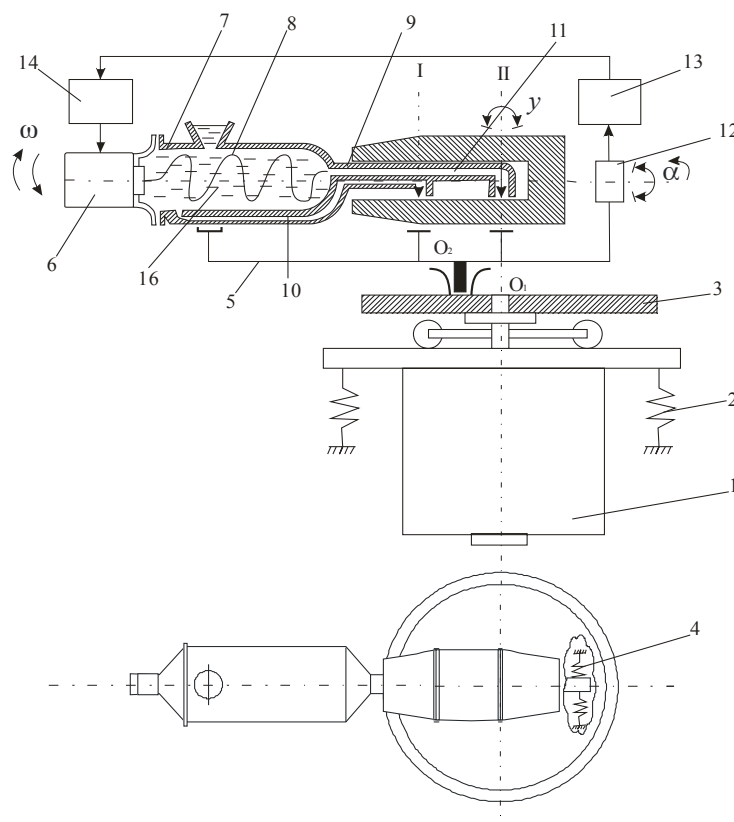


Рис. 2. Схема автоматической балансировки ЦТВ с использованием червячной подачи уравнивающей массы

При наличии дисбаланса в плоскости I возникают колебания ЦТВ α вокруг его продольной оси, пропорциональные величине и угловой координате дисбаланса. Далее ЦТВ с помощью специального механизма, не показанного на схеме, принудительно разворачивают более легким местом, что отмечается по максимальным сигналам датчика, которые усиливаются усилителем 13 и передаются на вход блока управления 14 электродвигателем дозатора 6. Последний управляет вращением электродвигателя в направлении, соответствующем поступлению управляющей массы 16 в канал 10 зонда 9. В качестве уравнивающей массы могут быть использованы массы на основе смолы, состоящей из наполнителя и отвердителя. По мере нанесения уравнивающей массы в легком месте ЦТВ его колебания α уменьшаются и при достижении допустимого остаточного дисбаланса двигатель 6 останавливается и процесс балансировки в плоскости I заканчивается.

Для балансировки в плоскости II базировочная рамка 5 вместе с ЦТВ и дозатором поворачивается на 180° вокруг оси O_2 , расположенной посередине между плоскостями I и II. Тем

самым плоскости I и II меняются местами, и осуществляется процесс балансировки в плоскости II. При этом электродвигатель 6 вращается в противоположном направлении, что обеспечивает поступление уравнивающей массы в канал II зонда 9 и нанесение ее в более легком месте плоскости II.

Таким образом, решается задача автоматической балансировки ЦТВ с использованием реверсивного вращения червячного винта для подачи компенсирующей массы.

Список литературы

1. Основы балансировочной техники. Т. 1. Уравновешивание жестких роторов и механизмов / под ред. д-ра техн. наук, проф. В. А. Щепетильникова. – М. : Машиностроение, 1975. – 528 с.
2. Мячин, В. Е. Опыт создания и применения автоматических систем уравновешивания деталей и узлов для условий гибкого автоматического производства // Гибкие автоматические производства в радио- и приборостроении / В. Е. Мячин, Н. Н. Вершинин, В. В. Пузарин ; под ред. Б. Н. Деньдобренко. – М. : Знание, 1984. – С. 57–61.
3. Чуфистов, Е. А. Конструкторско-технологическое повышение надежности подшипниковых узлов коленчатых валов среднеоборотных дизельных двигателей / Е. А. Чуфистов, Н. В. Родайкин, О. Е. Чуфистов // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2009. – № 2. – С. 156–165.
4. Брякин, А. Л. Двухкоординатный датчик положения / А. Л. Брякин, В. В. Кожевников, С. В. Кочкин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2011. – № 4. – С. 225–236.

Вершинин Николай Николаевич

доктор технических наук, профессор,
заведующий кафедрой техносферной
безопасности,
Пензенский государственный университет
E-mail: nvershinin@yandex.ru

Vershinin Nikolay Nikolaevich

doctor of technical sciences, professor,
head of sub-department of technospheric security,
Penza State University

Безбородова Оксана Евгеньевна

кандидат технических наук, доцент,
заместитель заведующего кафедрой
техносферной безопасности,
Пензенский государственный университет
E-mail: ot@pnzgu.ru

Bezborodova Oksana Evgen'evna

candidate of technical sciences, associate professor,
deputy head of sub-department
of technospheric security,
Penza State University

Грузин Дмитрий Павлович

доцент,
заместитель заведующего кафедрой
техносферной безопасности,
Пензенский государственный университет
E-mail: ot@pnzgu.ru

Gruzin Dmitriy Pavlovich

associate professor,
deputy head of sub-department
of technospheric security,
Penza State University

УДК 621.317

Вершинин, Н. Н.

Использование автоматической подачи уравнивающей массы при балансировке цилиндрических тел вращения / Н. Н. Вершинин, О. Е. Безбородова, Д. П. Грузин // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 2 (8). – С. 31–35.

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ИЗМЕРЕНИЯХ

УДК 681.3.071

И. М. Плаксин, Б. В. Чувькин

СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ АЛГОРИТМА СОХРАНЕНИЯ ДАННЫХ НА НАКОПИТЕЛЕ MICROSD ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТИ И НАДЕЖНОСТИ СИСТЕМ МОНИТОРИНГА

I. M. Plaksin, B. V. Chuvykin

IMPROVEMENT ALGORITHM OF DATA RETENTION FOR MICROSD STORAGE DEVICE FOR RISING EFFICIENCY AND RELIABILITY OF MONITORING SYSTEM

А н н о т а ц и я. Проанализированы недостатки и преимущества использования накопителя стандарта microSD для систем мониторинга. Приведено описание разработанного алгоритма, повышающего скорость записи на накопитель microSD.

A b s t r a c t. In paper gives analyze of memory microSD standard for telemetry system. There gives description developed algorithm that increasing speed of data write on microSD.

К л ю ч е в ы е с л о в а: системы мониторинга, накопитель данных, сбор информации, стандарт microSD, скорость записи, алгоритм, файловая система, микроконтроллер.

К е у w o r d s: wireless systems, telemetry system, increasing lifetime, autonomous unit, battery powered, power consumption, operation modes, input/output ports.

К системам, предназначенным для сбора данных о состоянии критически важных параметров технически сложного и опасного в эксплуатации объекта, предъявляется ряд требований, которые обеспечивают его безопасную и надежную эксплуатацию. Необнаруженная неисправность такого объекта может повлечь огромные экономические потери и даже привести к человеческим жертвам. В данной статье рассмотрим алгоритмический способ повышения производительности, качества и надежности мониторинга системы телеметрии корабельной артиллерийской установки С-098 за счет совершенствования алгоритма сохранения данных на накопитель. Алгоритмическое решение, рассмотренное в данной статье, может найти применение во многих системах, где предъявляются высокие требования к скорости сохранения данных при низкой стоимости компонентов системы.

В приложениях, где необходимо реализовать быстрый сбор или прием данных с параллельной записью этих самых данных в энергонезависимую память, а размер оперативной памяти не позволяет временно сохранить все поступающие данные за нужный период с последующей записью, происходит потеря данных, что в некоторых случаях может привести к

опасной ситуации, например на технически сложных военных и промышленных объектах (ТСО). Системам мониторинга часто приходится контролировать множество параметров, которые могут динамически меняться, а точность сохранения динамических данных позволит решить важные технические проблемы, избежать аварий. Если процесс длится порядка миллисекунды, то для понятия характера процесса необходимо не меньше пятидесяти точек, чем больше – тем точнее будет проанализирован процесс. Контроль таких процессов порождает большой поток измеренных данных, недорогой беспроводной элемент системы мониторинга не в состоянии в режиме реального времени передать всю эту информацию. Поскольку для таких систем обычно применяют микроконтроллеры и объем потока данных порой превышает десятки, а то и сотни мегабайтов, также не представляется возможным их временное хранение в оперативной памяти.

Система телеметрии С-098 разработана в соответствии с предъявляемыми требованиями к современным системам мониторинга, такими как невысокая стоимость, низкое энергопотребление для автономной работы, универсальность для применения в различных проектах. При использовании системы для мониторинга динамики процессов, протекающих за миллисекунды, было выявлено, что используемые библиотечные функции работы с применяемым накопителем не позволяют достичь необходимой скорости оцифровки данных скоротечных процессов без потерь информации.

Накопителем данных в системе С-098 является флэш-память стандарта microSD, как и во многих других аналогичных системах. Такой тип памяти характеризуется как быстродействующий, универсальный, дешевый, надежный и маломощный. Карта снабжена собственным контроллером и специальной областью, способной записывать информацию таким образом, чтобы «незаконное» чтение информации было невозможно, в соответствии с требованиями стандарта «Secure Digital Music Initiative». Для записи в защищенную область используется специальный протокол записи, недоступный для обычных пользователей. Стандартной для карты microSD является файловая система FAT (до 2 гигабайтов включительно – FAT16, до 32 гигабайтов включительно – FAT32, более 32 гигабайтов – exFAT).

Рассмотрим подробнее названную выше проблему и обозначим невозможность ее решения иными способами. Смена карты памяти на другой тип накопителя ведет к увеличению цены или габаритов. Работа с памятью microSD осуществляется по стандартному интерфейсу SPI, скорость интерфейса ограничена скоростью маломощного микроконтроллера. Микроконтроллер представляет собой оптимальное соотношение цена–скорость–энергопотребление. При работе microSD объемом 2 гигабайта по интерфейсу SPI с использованием стандартной библиотеки FAT16 запись на накопитель не успевает сохранять данные от АЦП, снимающего данные с частотой выше 20 кГц. Это происходит из-за того, что запись происходит поблочно, внутренний контроллер microSD ведет свой учет памяти (адресация кластеров, секторов, свободное и занятое место), библиотечная функция записи в файловой системе FAT использует поблочное сохранение с большим числом служебных команд. Изменить что-либо в работе внутреннего контроллера устройства не представляется возможным. Работа с картой ограничена небольшим набором команд. Выходом из сложившейся ситуации для уменьшения времени записи данных на microSD при работе по интерфейсу SPI явилась разработка алгоритма многоблочной записи на базе поблочной с минимальными затратами на обслуживание файловой системы.

Разработанный алгоритм позволяет существенно ускорить запись данных на microSD, не нарушая целостности данных и представления данных в виде объекта (файла) файловой системы FAT16(32). Использование библиотечной функции записи `f_write` имеет существенный недостаток в виде длительного периода записи данных. Причиной этого недостатка является то, что даже запись большого числа блоков реализована через команду поблочной записи. Таким образом, при записи большого количества блоков тратится много времени на повторную подготовку к записи.

Рассмотрим временные характеристики накопителей microSD, хотя они и незначительно отличаются у разных производителей и в разных сериях. Процесс записи блока происходит следующим образом: после подготовки microSD к приему (включение питания и выставление сигнала в 0 на линии CS) карта восприимчива только к командам CMD0, CMD1 и CMD58, любые другие команды будут отклонены. Для инициализации необходимо послать команду CMD1. Чтобы определить, завершена ли инициализация, ведущий контроллер должен повторять посылку команды CMD1 и проверять ответ. Как только карта успешно закончила

инициализацию, бит «In Idle State» в ответе будет равен 0x00. Процесс инициализации может занять в зависимости от емкости накопителя до нескольких сотен миллисекунд, поэтому далее при описании алгоритма записи будем подразумевать, что инициализация проведена заранее, и далее она не будет упомянута. После окончания инициализации будут приниматься и команды чтения/записи. На рис. 1 приведена диаграмма состояний линий SPI DI (Data Input) и DO (Data Output) при записи одного блока. Запись одного блока начинается с отправки команды CMD24 (0x58) (библиотечный алгоритм). После этого устройство в течение некоторого времени выдает сообщение о подтверждении приема команды «Cmd Response» или ошибку.

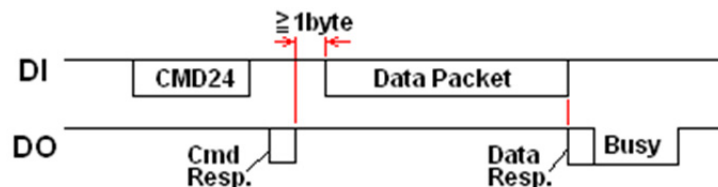


Рис. 1. Диаграмма команды одноблочной записи

Обычно после этого многим накопителям надо дать незначительное время для самонастройки (отправка одного-двух байтов тактирования 0xFF, «dummy» байт). Далее надо передать устройству указатель начала данных 0xFE. Затем начинается передача блока данных, объем которых, как было сказано, зависит от размера памяти накопителя. Стоит отметить, что данные в это время сохраняются во временной памяти контроллера устройства и могут быть потеряны в случае отключения питания. Для microSD объемом 2 гигабайта размер блока составляет 512 байтов. По завершении передачи блока выдается сообщение «Data Response», и внутренний контроллер начинает физическую запись, переходя в состояние «Busy». Длительность этой записи трудно поддается детерминации и зависит от многих факторов. Размер этой задержки составляет значительную долю всей длительности записи блока, и полностью избежать этой задержки нельзя, возможно только уменьшить. Внутренний контроллер накопителя представляет собой черный ящик для пользователя, поскольку это одна из основ защиты от несанкционированного чтения. Производители стараются держать в секрете особенности работы внутреннего контроллера. Известно, что перед физическим сохранением данных внутренний контроллер выполняет набор базовых команд, как, например, анализ свободного места, перезапись таблицы адресов и т.д. Многоблочная запись позволяет существенно сократить длительность выполнения базовых команд, так как некоторые из них выполняются единожды в самом начале, а некоторые вообще не требуются. Приведенный ниже алгоритм использует многоблочную запись, некоторые функции библиотеки FAT16(32), которые не влияют на быстродействие записи. Стандартная библиотека содержит много задержек, обусловленных адресацией указателя файла, работой с секторами и кластерами. В нашем алгоритме большинство этих задержек исключено, при этом запись производится в файл FAT16(32) без нарушения целостности среды. Из стандартного алгоритма сохранены начальные и конечные этапы формирования файла.

Теперь рассмотрим основные моменты разработанного алгоритма. Вначале монтируем файловую систему FAT (f_mount) и открываем файл (f_open). Устанавливаем сигнал на линии CS в 0, тем самым занимая интерфейс SPI для работы с накопителем. После этого посылаем команду многоблочной записи CMD25 (0x59) и ждем ответа от microSD. Далее в зависимости от устройства необходимо послать от одного до трех байтов задержки 0xFF. Вышеописанные действия совершаются единожды, в отличие от одноблочной записи. После этого запускаем сбор данных, и как только их количество превысит размер блока, можно приступать к записи. Поскольку непрерывное получение данных для нашей системы телеметрии – приоритетное направление, их сбор лучше осуществлять по прерыванию через прямой доступ к памяти (DMA). Таким образом, микроконтроллер большую часть времени тратит на работу с накопителем. Последующие команды заключены в цикл, из которого можно выйти по достижении заданного размера файла, по внешнему прерыванию, по команде или, например, по ошибке. В начале цикла устанавливаем указатель (token) начала блока мультиблочной последовательности 0xFC. Затем побайтно передаем данные одного блока. После передачи блока данных необходимо послать два байта ожидания 0xFF, затем накопитель выставит сигнал «Busy», что в свою очередь означает, что внутренний контроллер устройства начал физиче-

скую запись информации. Как только устройство сообщит, что запись закончена, увеличиваем размер файла на размер блока и проверяем необходимость прерывания цикла. Если по какой-либо причине необходимо прервать сбор данных, посылаем накопителю указатель завершения мультимедийной записи 0xFD. Далее необходимо дать два байта задержки 0xFF, за которые microSD завершит формирование файла. Как только накопитель сообщит о завершении операций, можно выставлять сигнал CS в 1, освобождая SPI. Для успешного выполнения алгоритма необходимо организовать буфер для хранения данных, которые необходимо записать, размером в 2–3 раза превышающий размер блока накопителя. Это требуется для того, чтобы постоянно получаемые данные не потерялись при переполнении буфера, когда microSD выполняет внутренние недетерминированные длительные операции.

На рис. 2 приведены циклограммы работы SPI при записи блока 512 байтов на microSD Trancendent с объемом 2 гигабайта с использованием функции стандартной библиотеки. На рис. 3 приведена та же циклограмма, но с использованием разработанного алгоритма. Как видно, полный цикл записи блока уменьшился более чем в 2 раза – с 8,18 до 3,73 мс. При тестировании с некоторыми накопителями других фирм максимальная разница составила 4,8 раза.

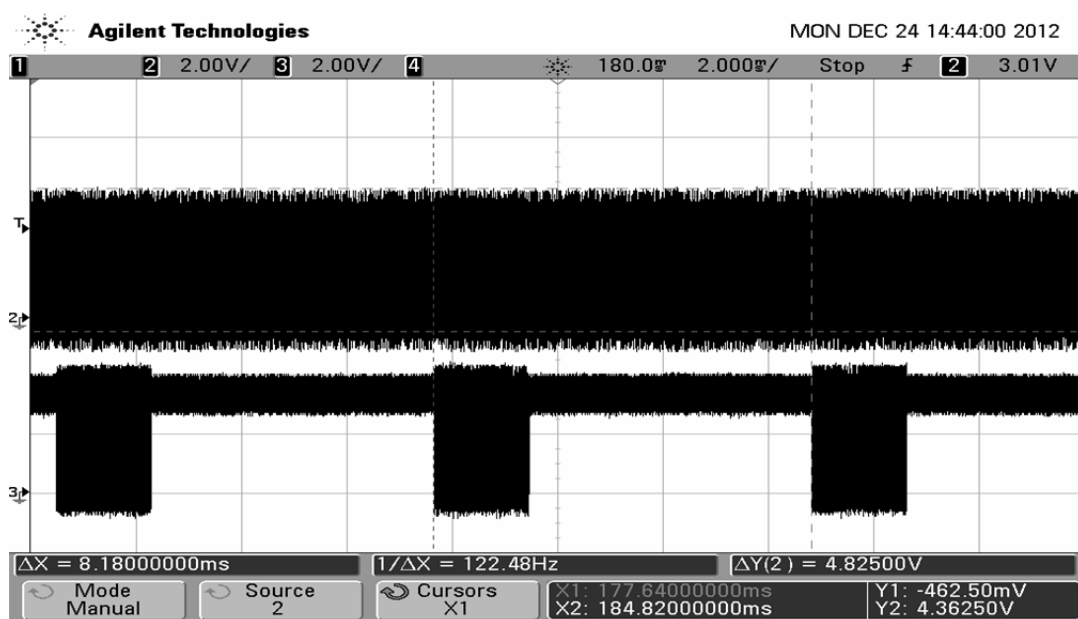


Рис. 2. Запись блока размером 512 байтов с использованием стандартного алгоритма (нижний луч) и сбор данных АЦП (верхний луч)

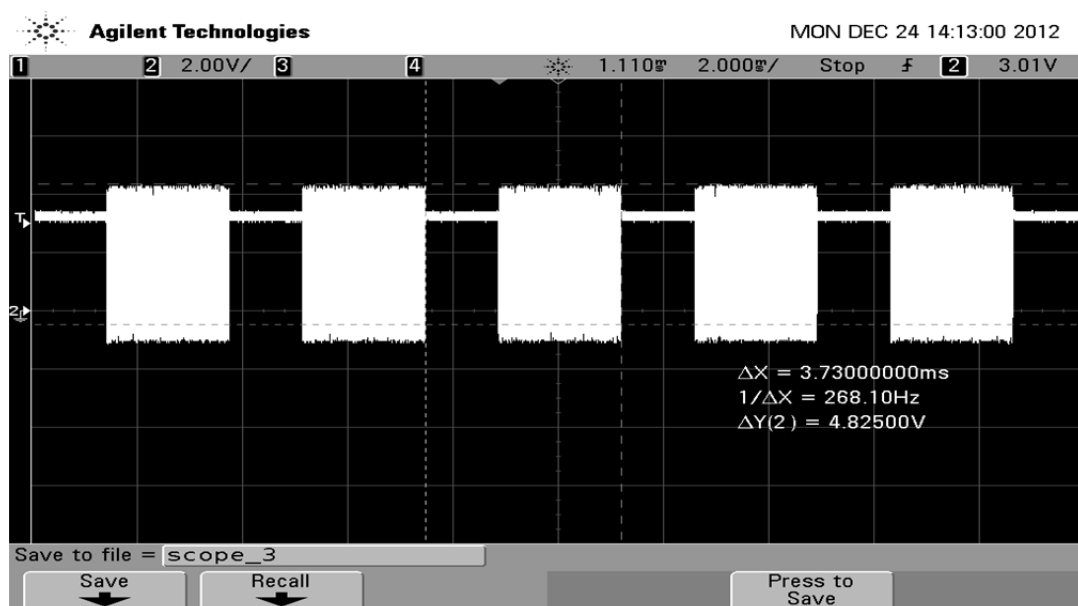


Рис. 3. Запись блока размером 512 байтов с использованием разработанного алгоритма

Выводы

При сравнении стандартной библиотечной функции и функции с разработанным алгоритмом выяснилось, что задержка сократилась в среднем в 5–7 раз, что весьма существенно при сборе данных с частотой выше 100 кГц. Таким образом, удалось выполнить весьма трудно совместимые требования по быстродействию и дешевизне изготавливаемых измерительных блоков системы мониторинга. Применение разработанного алгоритма в системе телеметрии позволило достаточно точно проследить характер кратковременных процессов, протекающих в корабельной артиллерийской установке при стрельбе, и выявить неисправности, которые могли бы привести к серьезным последствиям.

Плаксин Игорь Михайлович

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

Plaksin Igor' Mikhaylovich

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

Чувькин Борис Викторович

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

Chuvykin Boris Viktorovich

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

УДК 681.3.071

Плаксин, И. М.

Совершенствование алгоритма сохранения данных на накопителе microSD для повышения производительности и надежности систем мониторинга / И. М. Плаксин, Б. В. Чувькин // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 2 (8). – С. 36–40.

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ И УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

УДК 621.317.7

А. У. Аналиева, Н. В. Громков, Е. А. Ломтев, П. Т. Харитонов

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ ДАТЧИКИ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН ДЛЯ ИНТЕГРИРОВАННЫХ ON-LINE ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ

A. U. Analieva, N. V. Gromkov, E. A. Lomtev, P. T. Kharitonov

INTELLIGENT SENSORS OF PHYSICAL QUANTITIES FOR INTEGRATED ON-LINE INFORMATION SYSTEMS

А н н о т а ц и я. Рассмотрены вопросы создания интеллектуальных микроэлектронных цифровых измерителей физических величин в миниатюрной конструкции с микро-мощным энергопотреблением и автономным энергопитанием от альтернативных источников энергии, интегрированных в информационно-измерительную систему, позволяющую в режиме on-line представлять пользователям средств мобильной связи информацию о состоянии окружающей среды с прогнозом метеопараметров дифференцированно к месту и времени. За счет совместной обработки информации со всех объектных модулей, расположенных в заданных квадратах местности с определенным шагом, обеспечиваются более точные сведения о прогнозе и состоянии погоды в любой конкретной точке контролируемой местности.

A b s t r a c t. In the article the questions of creation of intellectual microelectronic digital meters of physical quantities in miniature design with micro-power power consumption and Autonomous power from alternative energy sources, integrated in the information-measuring system (IMS), which allows on-line to provide users of mobile phone information on the state of the environment with the forecast of meteorological parameters differentially to the place and time. Due to joint processing of the information from all the object modules that are located in the specified squares areas with a certain step, provided more accurate information about the forecast and weather conditions at any specific point in the monitored area.

К л ю ч е в ы е с л о в а: интеллектуальные датчики физических величин, температура, давление, влажность, информационно-измерительная система, окружающая среда, прогноз погоды.

К е у w o r d s: intelligent sensors of physical quantities, temperature, pressure, humidity, information and measuring system, environment, weather forecast.

Современный уровень распространения мобильных средств связи открывает возможности применения интегрированных on-line информационных систем (ИИС) метеорологического [1], сейсмического [2], медицинского и радиационного контроля. Эти системы могут представлять пользователям средств мобильной связи информацию о состоянии окружающей среды с прогнозом метеопараметров дифференцированно к месту и времени. Например, ИИС

сейсмического и радиационного контроля необходимы службам МЧС для отслеживания радиационной обстановки и опережающего контроля землетрясений, ИИС медицинского контроля открывают перспективы повышения качества и оперативности медицинского обслуживания, а также контроля состояния людей в экстремальных ситуациях. Кроме того, имеют перспективу применения ИИС контроля и регистрации динамики различных природных и техногенных явлений – извержений вулканов, взрывов, наводнений и т.д.

Органами чувств этих интегрированных on-line информационных систем являются разнообразные датчики физических величин, метрологические и иные параметры которых фактически задают квалитетические и метрологические характеристики всей системы. Применительно к современным ИИС, с учетом известного [1] определения, необходимо рассматривать *датчики физических величин* (ДФВ) как часть ИИС, представляющую собой конструктивную совокупность измерительных преобразователей, включающую преобразователь вида энергии сигнала в зоне действия влияющих факторов объекта в электрическую форму, удобную для прямой цифровой обработки компьютерными средствами ИИС. Из приведенных в табл. 1 известных видов выходных электрических сигналов датчиков предпочтителен выбор частоты как формы выходного сигнала ДФВ по ряду объективных обстоятельств:

- нечувствительность к воздействию электромагнитных помех;
- возможность формирования прямого цифрового кода измеряемой величины;
- малое время измерения с заданным пределом погрешности.

Таблица 1

Форма выходного электрического сигнала ДФВ	Пределы выходного сигнала	Единицы измерения	Помехоустойчивость	Время однократного измерения, с
Напряжение (амплитуда)	0–1; 1–99; 1–999	V	Низкая	0,01–1
Ток	0–4; 4–20; 0,1–99	A	Средняя	0.1–1
Низкая частота	10^3 – 10^6	Гц	Высокая	0,001–1
Высокая частота	10^7 – 10^9	Гц	Высокая	10^{-4} – 10^{-6}

Обобщенная структура интегрированной on-line информационной системы коллективного пользования приведена на рис. 1.

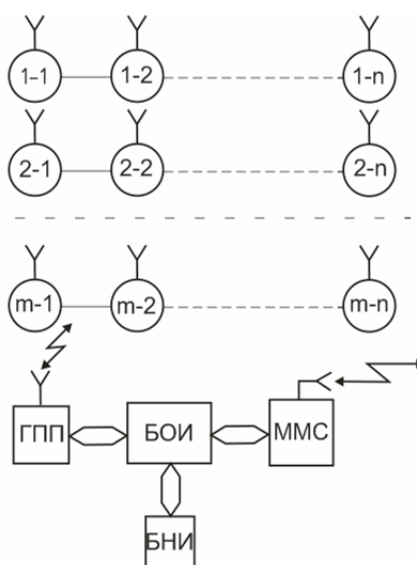


Рис. 1. Общая структура интегрированной ИИС коллективного пользования

На заданном участке местности любой площади и конфигурации (или на подвижных объектах) размещены объектовые модули (ОМ), каждый в составе одного или нескольких ДФВ, модуля управления и приемопередатчика, связанного с общим для всех ОМ групповым приемопередатчиком (ГПП). ГПП подключен к блоку управления и обработки информации (БОИ), как получаемой от ОМ, так и поступающей от модуля ММС связи с сетью мобильной связи. Результаты обработки измерительной информации за тот или иной интервал времени могут накапливаться в блоке накопления информации (БНИ).

В зависимости от назначения системы число ОМ в ней может быть от двух до 10^4 и более. Так, например, для построения метеосистемы для Москвы и ее окрестностей в квадрате 50×40 км необходимы 22 тыс. ОМ ($m = 160$, $n = 200$), с шагом размещения на местности в 250 м. Эта ИИС сможет выдавать, по запросу пользователя мобильным телефоном, погодные условия, их прогноз и ретроспективу, в конкретном месте по указанным пользователем адресу и времени. За счет совместной обработки информации со всех ОМ обеспечиваются более точные сведения о прогнозе и о состоянии погоды в любой конкретной точке контролируемой местности.

В зависимости от специфики ИИС возможны различные варианты алгоритмов управления, в том числе:

- с последовательным опросом состояния ОМ;
- с периодическим [2] или спорадическим [3] запросом и передачей информации от определенного ОМ в сеть мобильной связи;
- с автоматической передачей информации от ОМ по программе, заложенной в его модуле управления.

Первый вариант часто используется в разного рода ИИС охранной сигнализации, когда, как правило, не требуется высокого быстродействия, вполне пригодны ДФВ с низкочастотным выходом.

К ИИС со спорадическим запросом и передачей информации относятся системы для пользователей мобильными телефонами, выдающими информацию, например, о состоянии и прогнозе погоды в той или иной точке местности, по запросу пользователя средством мобильной связи. По аналогичному алгоритму могут работать ИИС медицинского назначения.

В ИИС с автоматической передачей информации от ОМ, например в системах контроля динамики переходного процесса того или иного параметра контролируемого объекта, предпочтительно применение ДФВ с высокочастотным выходом [4–8]. Например, известный датчик перемещений с высокочастотным выходом [6] позволяет контролировать динамику срабатывания предохранительных клапанов высокого давления с периодичностью отсчета 10^{-5} с при погрешности квантования, не превышающей 1 % от значения измеряемого перемещения. Дополнительным преимуществом ДФВ с высокочастотным выходом является возможность прямой беспроводной передачи высокоуровневого выходного радиосигнала, модулированного по частоте измеряемой величиной [9].

Рассмотрим совместимость различных первичных преобразователей физических величин в электрический параметр с высокочастотным генератором, частота которого модулируется этим электрическим параметром. В табл. 2 представлены физические параметры, воспринимающие элементы и элементы применительно к ИИС метеопараметров, позволяющие преобразовать тот или иной метеорологический параметр в параметр электрический.

Таблица 2

Физический параметр	Воспринимающий элемент	Преобразователь ф. в. / эл. парам.	Электрический параметр	Пример применения
Атмосферное давление	Упругая мембрана, анер. коробка	ВЧ резонатор (деформация / резон. частота)	Высокая резонансная частота	[5]
Скорость ветра	Пропеллер	Синхронный электрический генератор	Частота импульсов	[10]
	Нагретый терморезистор	Термоанемометр	Разность сопротивлений терморезисторов	[11]
Освещенность	Фоторезистор	Фоторезистор	Электрическое сопротивление	[12]
Температура	Терморезистор	Терморезистор	Электрическое сопротивление	[13]
Азимут (угловые перемещения)	Кодовая маска	ВЧ резонатор	Резонансная частота ВЧ резонатора	[8]
Влажность	Гигристор	Гигристор	Электрическое сопротивление	[14]
Уровень акустических шумов	Упругая мембрана	ВЧ резонатор (деформация / резон. частота)	Высокая резонансная частота	[15]

Варианты преобразования электрического сопротивления в частоту предложены в известных работах [16–18]. В приведенных в табл. 2 примерах применения преобразователей физических величин использован универсальный метод табличных преобразований (МТП), впервые обоснованный 30 лет тому назад в работе [19]. Суть МТП состоит в формировании из выходного частотного сигнала ДФВ кода ячейки перепрограммируемого запоминающего устройства (ППЗУ), в которой записан прямой цифровой код измеряемой физической величины. МТП позволяет изменить идеологию повышения требований к технологическим допускам ДФВ на идеологию повышения временной стабильности их характеристик. Фактически ДФВ может иметь любую от образца к образцу, с отклонениями в любую сторону, математическую зависимость выходного сигнала от измеряемой величины, лишь бы эта зависимость была постоянной во времени. Систематические погрешности – гистерезис, влияние температуры, влажности и т.д. – легко дезавуируются при тарировке ДФВ, когда его характеристика заносится в ячейки ППЗУ с заданной, достаточно малой, дискретностью измеряемой величины. При всей привлекательности МТП он не получил развития в то время из-за высокой стоимости ППЗУ с требуемым объемом памяти в сотни мегабайтов. Современный уровень электронной базы и метрологии позволяет проектировать для массового производства доступные по цене и приемлемые по точности, габаритам и энергопотреблению интеллектуальные датчики со встроенной памятью и прямым цифровым кодом измеряемой величины на выходе.

На рис. 2 изображена для примера структурная схема устройства для измерения давления [20], в которой реализован МТП. При современном технологическом уровне возможно изготовление всей этой структуры в виде микрочипа, встроенного в конструкцию датчика.

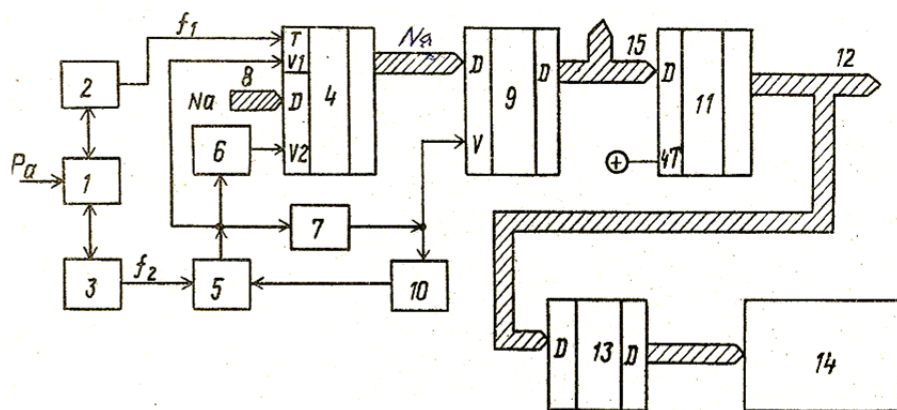


Рис. 2. Структура измерителя давления с использованием МТП

Дифференциальный датчик давления с двумя автогенераторами 2 и 3 подключен выходами ко входу цифрового формирователя кода адреса (фактически – частотомера), реализованного на элементах 4–8. Сформированный код N_a ячейки адреса подается на адресные входы регистра 9 и заносится в регистр по сигналу с элемента 10 задержки, в котором хранятся прямые цифровые коды измеряемого давления. Каждой комбинации частот f_1 и f_2 на выходах датчика соответствует свое значение кода измеряемой величины, которое извлекается на выходы ППЗУ 11 в шины 12 и через дешифратор 13 (или, как вариант, напрямую) выдается на регистратор (или, как вариант, на выходной разъем). В измерителях, реализующих МТП [11, 13, 14, 20], есть варианты компенсации температурной и других систематических погрешностей в процессе тарировки интеллектуальных ДФВ. Основой дифференциального датчика давления может служить известный датчик [5], функциональная схема которого приведена на рис. 3, а структура – на рис. 4.

Воспринимающим элементом давления P_c воздушной среды служит упругая мембрана 5, размещенная под защитной крышкой 3 и герметично закрепленная по контуру в верхней части 2 корпуса 1. Соосно с упругой мембраной 5 под ней размещен емкостный электрод 15, который в центре соединен с незаземленным выводом спирального ВЧ резонатора 7, выполненного на диэлектрической плате 4 и присоединенного к размещенному в электронном блоке 9 автогенератору 21 переключателями 10. С внутренней стороны крышки 3 нанесены терморезистор 11 и гиристор 12, присоединенные соответственно к автогенераторам 21 и 22 электронного бло-

ка 9. В составе электронного блока 9 предусмотрен опорный автогенератор 24, аналогичный автогенератору 21 для формирования опорной частоты f_0 в канале измерения давления. На современном технологическом уровне микросхемотехники электронный блок может быть реализован в виде микрочипа, а габариты и масса трехпараметрового датчика на основе известного [5] обеспечены на уровне $\varnothing 20 \times 8$ мм и 0,025 кг соответственно.

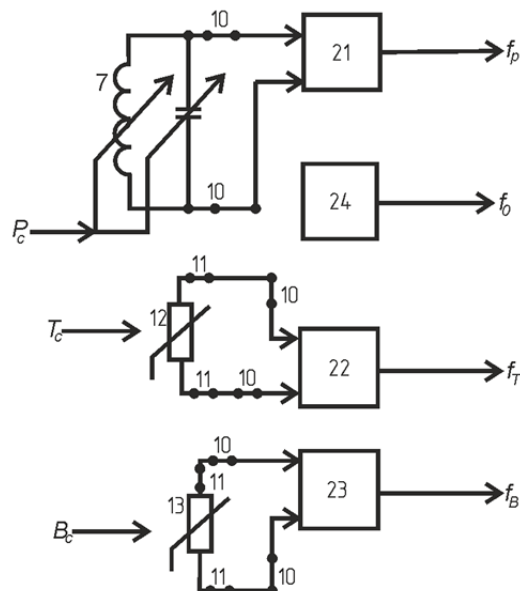


Рис. 3. Функциональная схема датчика давления, температуры и влажности

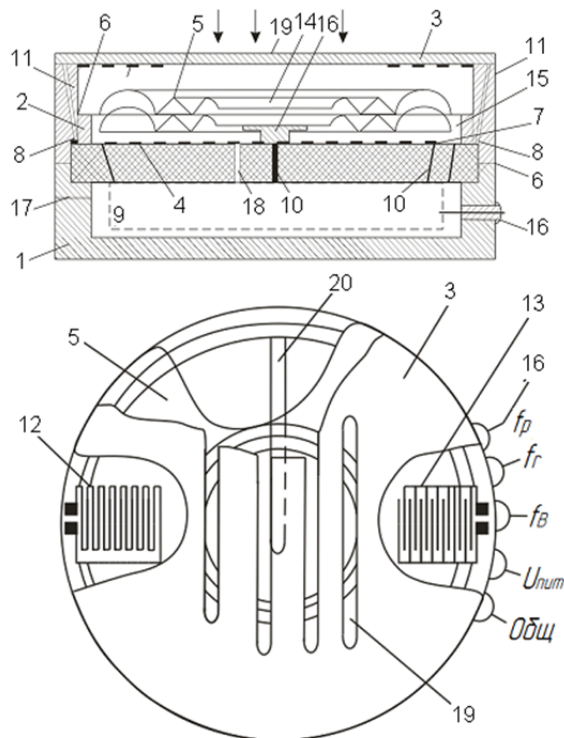


Рис. 4. Структура датчика давления, температуры и влажности

Заключение

Быстрый рост уровня микроэлектронной базы открывает возможности успешной реализации предложенных ранее перспективных научно-технических решений в области ДФВ для ИИС. Применение ВЧ датчиков, частотных преобразователей и МТП в составе ДФВ позволя-

ет создавать интеллектуальные микроэлектронные цифровые измерители физических величин в миниатюрной конструкции с микроощным энергопотреблением и стоимостью, соизмеримой с ценой современных ДФВ для автомобильной техники, с более высокими метрологическими и квалитетрическими характеристиками. Фактически это новое направление научного, конструкторско-технологического развития и расширения сфер применения датчиковой аппаратуры для ИИС. В этом направлении подлежат разработке:

- метрологические основы, схемотехника и технология изготовления микрочипов высокостабильных ВЧ автогенераторов и преобразователей сопротивления и емкости в частоту;
- метрологические основы, схемотехника и технология изготовления частотно-цифровых микрочипов с прямым кодом измеряемой величины на выходе и с компенсацией систематических погрешностей датчиков;
- конструкции и технология изготовления интеллектуальных ДФВ со всеми функциями измерителя той или иной, одной или нескольких физических величин;
- технология и метрологические основы построения систем автоматической тарировки интеллектуальных ДФВ, использующих МТП в своей структуре;
- метрологические основы и идеология построения интегрированных ИИС нового поколения на основе интеллектуальных ДФВ.

Список литературы

1. Проектирование датчиков для измерения механических величин / под общ. ред. д.т.н., проф. Е. П. Осадчего. – М. : Машиностроение, 1979. – Гл. 1.
2. Заявка RU 2008102142 на изобретение. Способ и система индивидуального учета загрязнений окружающей среды, производимых техногенными объектами / П. Т. Харитонов. – 2009.
3. Аналиева, А. У. Интегрированная система on-line контроля метеоусловий на основе радиопередающих флюгеров / А. У. Аналиева, П. Т. Харитонов // Экология и ресурсо-, энергосберегающие технологии на предприятиях народного хозяйства : сб. ст. XI Международ. науч.-практ. конф. – Пенза, 2011. – С. 70–72.
4. Осадчий, Е. П. Высокочастотные датчики / Е. П. Осадчий, П. Т. Харитонов // Приборы и системы управления. – М., 1984. – С. 12–15.
5. А. с. 1566213 СССР. Частотный датчик давления / П. Т. Харитонов, С. В. Митрохин, В. В. Куренчанин. – 1990.
6. Пат. 22969513 Российская Федерация. Датчик перемещений с высокочастотным выходом / Харитонов П. Т., Смородинов С. Н. – 2007.
7. Пат. 2385463 Российская Федерация. Дифференциальный частотный акселерометр / Харитонов П. Т. – 2010.
8. Пат. 2401461 Российская Федерация. Частотный датчик угловых перемещений / Харитонов П. Т. – 2010.
9. Аналиева, А. У. Интеллектуальные радиочастотные датчики / А. У. Аналиева, Ж. Б. Шегабаева, П. Т. Харитонов // Информационные и телекоммуникационные технологии: образование, наука, практика : тр. Междунар. науч.-практ. конф. – Алматы, 2012. – Т. 1. – С. 175–177.
10. Пат. 2303785 Российская Федерация. Флюгер радиопередающий и приемное устройство для него / Харитонов П. Т. – 2007.
11. А. с. 1596987 СССР. Устройство для измерения скорости потоков жидкости и газа / П. Т. Харитонов. – 1990.
12. Фотодатчики и их применение. – URL: <http://elektrik.info>
13. А. с. 1420716 СССР. Цифровой измеритель температуры и влажности / Харитонов П. Т. – 1988.
14. А. с. 1567953 СССР. Цифровой измеритель влажности / Харитонов П. Т. – 1990.
15. А. с. 1300661 СССР. Электродинамический микрофон / Харитонов П. Т. – 1987.
16. Громков, Н. В. Интегрирующие развертывающие преобразователи параметров датчиков систем измерения, контроля и управления : моногр. / Н. В. Громков. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2009. – 193 с.
17. Частотные преобразователи для датчиков давления на основе нано- и микроэлектромеханических систем : моногр. / В. А. Васильев, Н. В. Громков, А. Н. Головяшкин, С. А. Москалев ; под ред. д.т.н., проф. В. А. Васильева. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2009. – 130 с.

18. Васильев, В. А. Частотные измерительные преобразователи для датчиков давления, устойчивых к воздействию температур / В. А. Васильев, Н. В. Громков // Датчики и системы. – 2012. – № 1. – С. 11–16.
19. Осадчий, Е. П. Методы обработки сигналов ВЧ резонаторных датчиков / Е. П. Осадчий, П. Т. Харитонов // Методы и средства измерения механических параметров в системах контроля и управления : сб. тез. докл. науч.-техн. сипм. – Пенза : ПДНТП, 1983. – С. 67.
20. А. с. 1379655 СССР. Устройство для измерения давления / Харитонов П. Т. – 1990.

Аналиева Ажар Уразбаевна

аспирант,
Пензенский государственный университет
E-mail: azhara_1980@mail.ru

Analieva Azhar Urazbaeva

postgraduate student,
Penza State University

Громков Николай Валентинович

доктор технических наук, профессор
кафедры информационно-измерительной техники,
Пензенский государственный университет
E-mail: ngrom@bk.ru

Gromkov Nikolay Valentinovich

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

Ломтев Евгений Александрович

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

Lomtev Evgeniy Aleksandrovich

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

Харитонов Петр Тихонович

кандидат технических наук,
вице-президент Российско-Казахстанского
научно-исследовательского инженерингового
консорциума энергосберегающих
и ноосферных технологий
(Консорциум НИИКЭНТ)
E-mail: ptaha443@mail.ru

Kharitonov Petr Tikhonovich

candidate of technical sciences,
Vice-President of the Russian-Kazakhstan
Research Engineering Consortium
energy Saving and the Noosphere
Technology (Consortium NIECANT)

УДК 621.317.7

Аналиева, А. У.

Интеллектуальные датчики физических величин для интегрированных on-line информационных систем / А. У. Аналиева, Н. В. Громков, Е. А. Ломтев, П. Т. Харитонов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 2 (8). – С. 41–47.

УДК 621.3.087.47

А. К. Алимуратов, П. П. Чураков, Ю. С. Квитка

УСТРОЙСТВО ГОЛОСОВОГО УПРАВЛЕНИЯ СИСТЕМОЙ ДОМАШНЕЙ АВТОМАТИЗАЦИИ Z-WAVE

A. K. Alimuradov, P. P. Churakov, Yu. S. Kvitka

DEVICE VOICE CONTROL HOME AUTOMATION SYSTEM Z-WAVE

А н н о т а ц и я. Приведен обзорный анализ современного состояния инженерных систем, элементов управления, платформ и протоколов передачи данных систем домашней автоматизации. Подробно рассмотрены и проанализированы современные элементы управления, платформы и протоколы передачи данных. Определено направление развития систем домашней автоматизации путем внедрения речевых технологий управления и использования беспроводного протокола передачи данных Z-Wave. Предложены структурная схема и программно-аппаратная реализация разрабатываемого устройства голосового управления для системы домашней автоматизации Z-Wave.

A b s t r a c t. The article gives an overview of the current state of engineering systems, controls, platforms and protocols for data transfer home automation systems. Discussed in detail and analyzed modern controls, platforms and data transfer protocols. The direction of development of home automation systems through the introduction of speech technology management and use of wireless data transmission protocol Z-Wave. The structural scheme and the hardware and software implementation of the developed device voice control for home automation system Z-Wave.

К л ю ч е в ы е с л о в а: система домашней автоматизации, речевые технологии, голосовое управление, протокол передачи данных Z-Wave.

К e y w o r d s: system of home automation, speech technology, voice control, data transfer protocol for the Z-Wave.

Обзорный анализ современного состояния СДА

В каждом современном жилом здании в той или иной степени функционирует оборудование, обеспечивающее быт, комфорт, связь и безопасность жителей (граждан), помогающее адаптироваться и создать благоприятную среду обитания. Интеграция оборудования в единый комплекс с целью расширения его функциональных возможностей позволяет создать систему домашней автоматизации (СДА).

СДА – это автоматизированный комплекс, контролирующий работу инженерных систем (технических устройств домов, квартир, офисов и др.), объединяющий их в одну высокоинтеллектуальную систему. СДА состоит из трех основных составляющих: инженерных систем, элементов управления, платформ и протоколов передачи данных.

1. СДА включает следующие инженерные системы [1]: *инженерная климатическая система, инженерная система безопасности, инженерная энергетическая система, инженерная система мониторинга и управления, связи, инженерная система механизации.*

Все инженерные системы регистрируют, обрабатывают, передают и хранят информацию от подключенных к ним технических средств и в зависимости от информации осуществляют выдачу управляющих сигналов на исполнительные элементы. Основным элементом СДА является модуль обработки, к которому посредством порта обмена информацией подключаются все технические средства инженерных систем. На рис. 1 представлена расширенная структурная схема СДА, которая может меняться в зависимости от используемых технических средств.

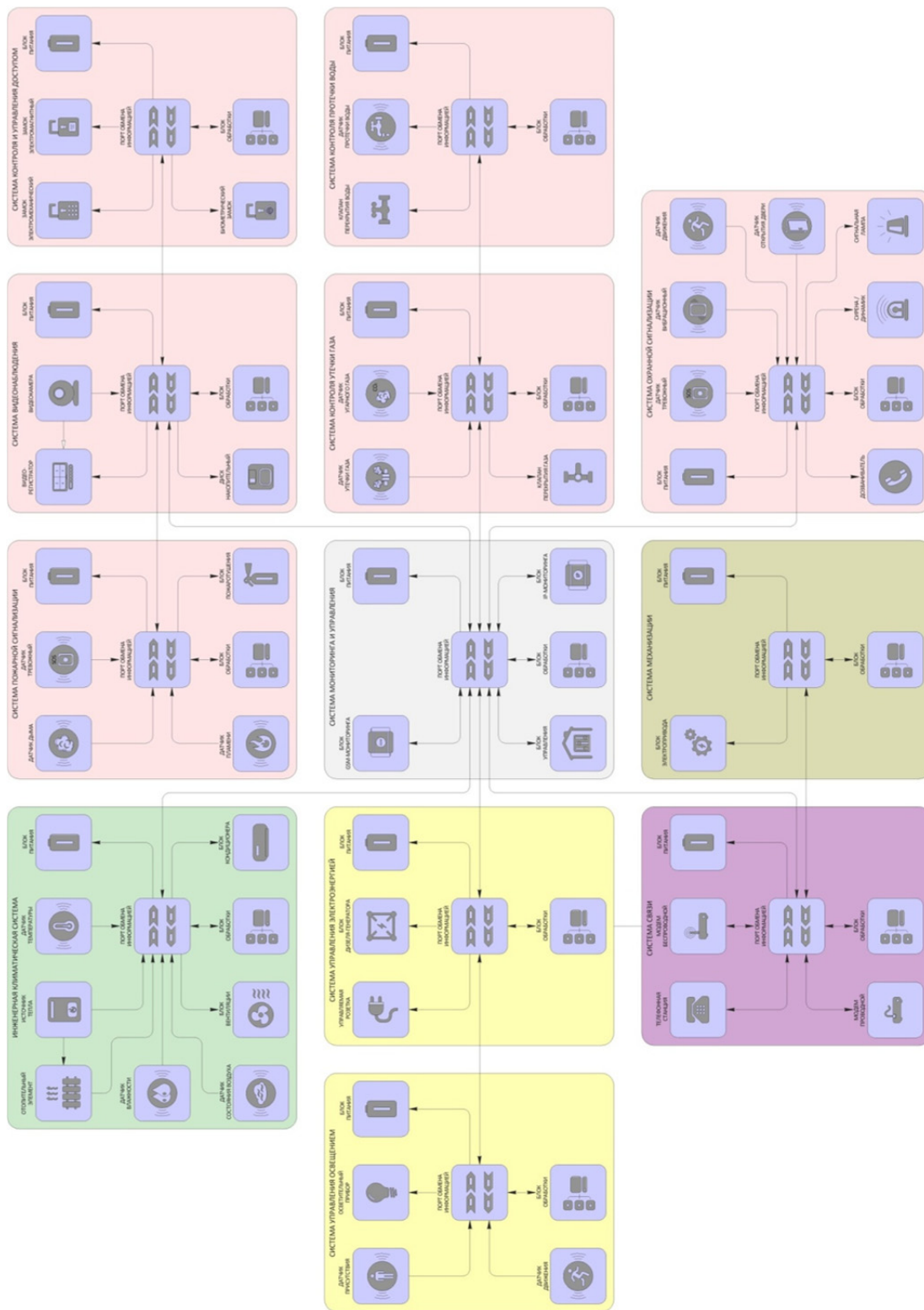


Рис. 1. Расширенная структурная схема СДА

Режимы работы СДА устанавливаются с помощью блока управления. В современных СДА применяются следующие виды управления [2]:

- дистанционное управление с помощью универсального пульта;
- местное управление с помощью графической сенсорной панели;
- удаленное управление с помощью смартфона, персонального компьютера по сети Internet;
- голосовое управление посредством специальных программно-аппаратных средств.

Универсальные пульты дистанционного управления и графические сенсорные панели – наиболее распространенные управляющие устройства. Через порт обмена информацией они передают управляющие команды на блок обработки, который в свою очередь преобразует их в управляющие сигналы. Использование пультов и панелей управления достаточно удобно – из любой точки помещения можно управлять работой инженерных систем.

Удаленное управление реализуется с помощью смартфона или персонального компьютера по локальной сети: с одной стороны сервер встраивается в локальную сеть помещения, с другой стороны подключается к информационной системе управления. Сервер перенаправляет команды, пришедшие по локальной сети от пользователя к управляющим устройствам дома, и наоборот, он собирает информацию от устройств инженерных систем дома и отправляет по локальной сети. Если локальная сеть подключена к сети Internet, то управлять СДА можно удаленно.

Голосовое управление СДА – это управление инженерными системами с помощью речевых команд. Команды фиксируются дополнительным периферийным оборудованием, усиливаются, преобразовываются и передаются на блок обработки СДА, который их распознает и перенаправляет на исполнительные устройства в виде управляющих команд.

На рис. 2 представлен сравнительный анализ потребительских свойств средств управления, который показывает, что наиболее перспективным управлением является голосовое управление.



Рис. 2. Сравнительный анализ потребительских свойств видов управления СДА

Для организации взаимодействия инженерных систем в СДА применяются платформы и протоколы двух видов: проводные и беспроводные. Наибольшую популярность среди проводных получили [3–7]:

1. *EIB* – стандартный протокол передачи данных через общий канал, шину. Скорость передачи составляет 9,6 кбит/с. Работоспособность сети обеспечивают блоки питания, интерфейсные модули, шинные соединители, повторители и др., включая панели и логические модули. Максимальное количество технических средств в сети может достигать 58 000 [3].

2. *1-Wire* – двунаправленная шина связи, в которой данные передаются по цепи питания. Таким образом, для передачи данных в такой сети используется всего один провод. Максимальная скорость передачи составляет 125 кбит/с. Датчики и приборы связаны в одну сеть,

управление в которой на себя берет персональный компьютер. Отличается дешевизной и простотой установки [4].

3. *LanDrive* – наиболее доступная на сегодняшний день платформа для построения шинных систем управления СДА. Максимальная скорость передачи составляет 115,2 кбит/с. Система состоит из главного контроллера и исполнительных модулей, связанных между собой полевой шиной. Управление осуществляется главным контроллером. Однако максимальное количество технических средств, управляемых одним главным контроллером, может достигать 100. Возможно объединение нескольких главных контроллеров в одну сеть [5, 6].

4. *Smart-bus* – бюджетная распределенная система для построения сетей СДА. Скорость передачи составляет 9,6 кбит/с. Весь интеллект встроен в равнозначные технические средства, находящиеся в различных местах. Таким образом, не требуется центральный контроллер. Максимальное количество технических средств в сети может достигать 65 280 [7].

Среди беспроводных платформ и протоколов наибольшую популярность получили:

1. *DALI* – открытый цифровой протокол для систем управления освещением. Не является высокоскоростной сетью. В одной *DALI*-линии количество независимых технических средств в сети может достигать 64, однако используя *DALI*-роутеры, его можно увеличить до 12 800 [8].

2. *X10* – протокол управления электроприборами. Скорость передачи информации низкая, плохая помехозащищенность. Для передачи используется частота 310 МГц в США и 433 МГц в Европе. Существует проблема ложного срабатывания и отсутствия обратной связи приемника с передатчиком. Возможны конфликты устройств *X10* разных производителей и несанкционированный доступ к устройствам *X10* по электросети [9].

3. *One-net* – открытый протокол беспроводной сети передачи данных. Скорость передачи данных составляет 38,4–230 кбит/с. Для передачи информации в России используется диапазон 865–868 МГц. Максимальное количество технических средств в сети – 212 с возможностью объединения. *One-net* рассчитан на низкое энергопотребление и может работать от внешнего аккумулятора [10].

4. *Z-Wave* – запатентованный беспроводный протокол связи. Скорость передачи достигает 40 кбит/с. Технология использует маломощные и миниатюрные радиочастотные модули, встраиваемые в устройства, отвечающие за освещение, отопление, контроль доступа и бытовую технику. Максимальное количество технических средств в сети может достигать 232 с возможностью расширения сети. В России работает на частоте 868 МГц [11].

На рис. 3 представлен сравнительный анализ потребительских свойств, которыми обладают проводные и беспроводные СДА и соответствующая оценка. Сравнительные характеристики данных протоколов, действующих на территории России, приведены в табл. 1.

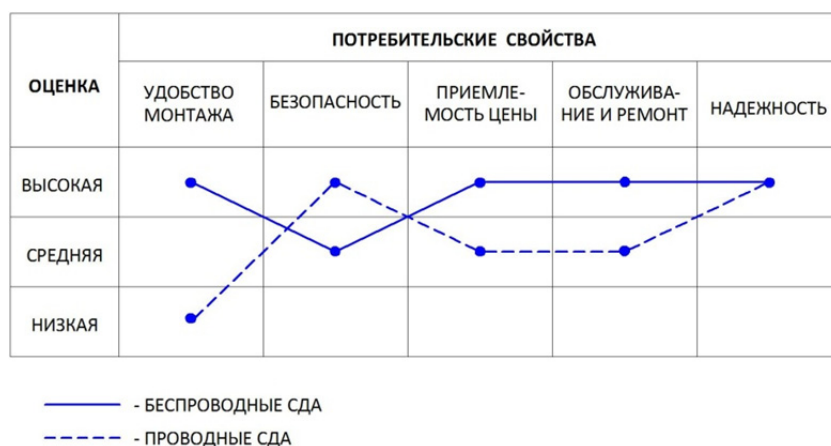


Рис. 3. Сравнительный анализ потребительских свойств проводных и беспроводных СДА

Протоколы *X10*, *One-net* и *Z-Wave* работают в диапазонах нелицензируемых частот (предоставлены в России для обмена данными без оформления специального разрешения Государственной комиссии по радиочастотам и совершенно бесплатно при условии соблюдения требований по ширине полосы, излучаемой мощности и назначению радиопередающего изделия [12]).

Таблица 1

Сравнительные характеристики протоколов *X10*, *One-net* и *Z-Wave*

Параметры / Протоколы	<i>X10</i>	<i>One-net</i>	<i>Z-Wave</i>
Рабочий диапазон частот	433 МГц	865–868 МГц	869 МГц
Скорость передачи информации	1 команда за 0,7–1 с	38,4–230 кБ/с	До 40 кБ/с
Потребляемая мощность	–	Маломощные устройства	Маломощные устройства
Максимальное количество технических средств в сети	–	2 ¹² узлов с возможностью расширения сети	До 232 устройств с возможностью расширения сети
Совместимость	Возможны конфликты разных производителей и несанкционированный доступ к устройствам по электросети	Нет	Есть
Возможность огибания преград	Нет	Нет	Есть

Скорость передачи данных в беспроводных системах мала по сравнению со скоростью, достигаемой в проводных системах. Но поскольку СДА не требует передачи видео, музыки и других, больших по объему данных, то она допустима и неощутима при передаче управляющих команд. Максимальное количество подключаемых технических средств по каждому протоколу велико, однако оно также не играет большой роли, когда речь идет о СДА. Для нормального функционирования СДА необходимо, чтобы устройства, работающие по определенному протоколу, от разных производителей были совместимы. Устройства *One-net* не обладают такой совместимостью, устройства *X10* разных производителей совместимы, однако существует вероятность возникновения конфликтов и несанкционированного доступа к устройствам. В этом плане преимущество у устройств *Z-Wave*, так как существует *Z-Wave Alliance* – открытый консорциум, объединяющий около 200 производителей, которые создают продукцию и услуги на основе стандарта беспроводного управления *Z-Wave*, обладающие полной совместимостью. Проблема беспроводных СДА – отсутствие устойчивости к физическим преградам. Для систем, основанных на протоколах *X10* и *One-net*, эта проблема не решена, чего нельзя сказать о *Z-Wave*. В системе *Z-Wave* реализована возможность огибания преград благодаря ячеистой структуре сети.

Анализируя все вышеизложенное, делаем вывод, что наиболее оптимальным для беспроводной СДА является использование протокола *Z-Wave*.

СДА на *Z-Wave*

Z-Wave представляет собой полностью беспроводную технологию, в основе которой лежит ячеистая mesh-сеть [13]. Каждое устройство в сети *Z-Wave* является приемопередатчиком, что увеличивает ее надежность. Так, при выходе из строя одного устройства сигнал транслируется через соседнее устройство, находящееся в радиусе действия. Прохождение сигнала управления при подаче с блока управления команды на включение света в комнате 3 представлено на рис. 4.

Каждое устройство в сети *Z-Wave* имеет индивидуальный код, известный центральному контроллеру, что обеспечивает возможность программирования функций управления устройствами. Таким образом, чтобы создать такую сеть достаточно иметь лишь главный контроллер и одно исполнительное устройство. После запуска сети к ней можно подключить дополнительные дистанционные пульты управления и новые устройства *Z-Wave*, что позволяет строить систему управления по мере роста потребностей.

Технология *Z-Wave* доступна в виде чипа, именуемого *Single Chip* (рис. 5), а также в виде модуля с интегрированным радиочастотным трактом и антенной. В чип *Z-Wave* используется процессор 8051, флэш-память, SDRAM, контроллер Triac, радиомодуль, ввод/вывод, АЦП, UART. Система управления на основе *Z-Wave* представляет собой mesh-сеть с дуплексной беспроводной радиосвязью.

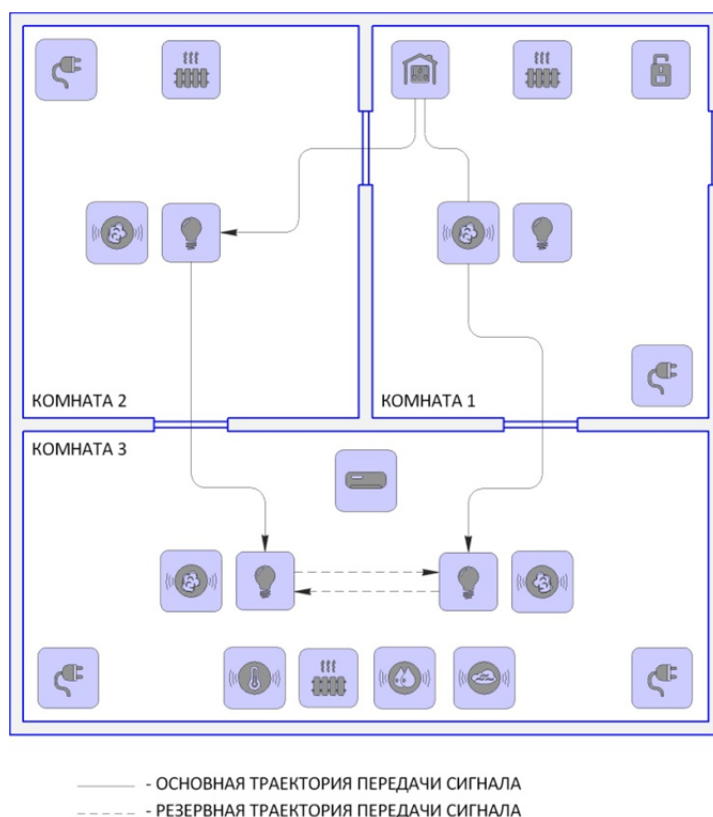


Рис. 4. Прохождение сигнала в ячеистой сети Z-Wave

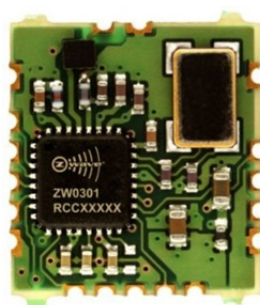


Рис. 5. Single Chip Z-Wave

Авторами данной статьи систематизирована и унифицирована информация о предлагаемых устройствах Z-Wave. Для удобства все возможности применения технологии Z-Wave в быту поделены на основные системы:

1. Энергетическая инженерная система Z-Wave включает возможность регулировки яркости света, дистанционного управления нагрузкой сети и жалюзи с помощью специальных механизмов управления, а также контроль энергопотребления с помощью соответствующих датчиков. Среди устройств Z-Wave энергетической инженерной системы выделяют: диммеры, выключатели, модули управления нагрузкой, устройства управления жалюзи, радионакладки.

2. Инженерная система безопасности Z-Wave включает возможность обнаружения дыма, угарного газа, протечки воды и вибрационных воздействий, определение присутствия человека и открытия двери, а также контроль освещения с помощью соответствующих датчиков. Частью системы является система видеонаблюдения, которая позволяет записывать происходящее внутри и снаружи помещения посредством видеорегистраторов и дает возможность определять гостя с помощью видеорегистратора. Под контролем системы находятся управление замком и включение сирены (уточнить возможность индивидуального оповещения посредством беспроводного дверного звонка) по заданному сценарию. Сценарий действий задается для любого устройства после его подключения в общую систему домашней автоматизации Z-Wave. Среди устройств Z-Wave инженерной безопасности системы выделяют: датчики дыма,

протечки воды и газа, угарного газа, присутствия, вибрации, освещения и открытия двери, видеорегистраторы, видеокамеры и видеодомофоны.

3. Климатическая инженерная система *Z-Wave* включает контроль температуры и влажности, возможность регулирования тепла посредством термостатов батареи и «теплого пола», а также кондиционирование воздуха с помощью настенного проветривателя. Среди устройств *Z-Wave* климатической инженерной системы выделяют: датчики температуры, влажности, термостаты, регуляторы теплого пола, центральный контроллер и проветриватель.

4. Инженерная система мониторинга, управления и связи *Z-Wave* включает варианты главных блоков управления, необходимых для создания и управления полноценной СДА *Z-Wave*, дополнительные блоки управления для более комфортного пользования системой, а также модемы и маршрутизаторы, основной задачей которых является индивидуальное оповещение о состоянии дома при нахождении пользователя за его пределами по заданному сценарию [14]. Среди устройств *Z-Wave* инженерной системы мониторинга, управления и связи выделяют: контроллер управления, универсальный пульт дистанционного управления, адаптер USB для ПК, плату расширения для ПК, беспроводной 3G модем, маршрутизатор и роутер.

Представленные устройства позволяют создать СДА на *Z-Wave* в зависимости от установленных требований, начиная от решения типичных небольших задач, таких как дистанционное управление, освещение, заканчивая возможностью полноценного управления всеми четырьмя основными системами СДА.

Устройство голосового управления СДА Z-Wave

В последнее десятилетие разработка и внедрение современных информационных технологий в социальную и промышленную сферы позволяет существенно оптимизировать работу большинства технических и технологических процессов домашнего быта. Наибольший интерес в мире проявляется к речевым технологиям, которые получили повсеместное применение в медицине, быту, производстве, компьютерных технологиях, сфере защиты и управления данными автоматизированных систем [15].

Речевые технологии позволяют существенно упростить рабочий процесс информационно-измерительной системы при решении следующих задач: распознавание команд и синтез голосовых сообщений, распознавание команд в зашумленной среде, преобразование речи в текст, общение с помощью автоматического переводчика, обработка переговоров и голосовая навигация, диагностика состояния здоровья и сфера защиты и управления данными автоматизированных систем. При распознавании речевых сигналов, как правило, оперируют не исходным звуковым сигналом, а его акустическими и информационными параметрами. При цифровой обработке речи необходимо владеть информацией о параметрах, которые позволяют отделить речь от промежутков пауз, определить начало и конец фразы, определить конкретный звук и сложить из звуков слова, а также выявить уникальные особенности речи диктора. Распознавание отдельных команд несколько проще распознавания слитного текста и не требует значительных вычислительных мощностей, поэтому на сегодняшний день доступен широкий выбор программного обеспечения и оборудования, имеющих небольшую стоимость и высокое качество распознавания команд.

Первыми устройствами, использующими голосовое управление, стали смартфоны и персональные компьютеры: программа «Google Voice», предназначенная для «серфинга» в Internet с персонального компьютера, а также программы «Siri» и «Google Now», служащие для получения информации со смартфона. Среди технологий голосового управления СДА можно выделить: «Релкон», «Ева» и «Дом Интел» [16–18]. Все они имеют незначительные различия: если в системе «Ева» пользователь способен сам устанавливать управляющие фразы, то в системе «Дом Интел» они фиксированы. Однако каждая из этих систем интегрирована в полноценную и дорогостоящую СДА, что делает их недоступными для большинства пользователей. Технологии распознавания речи уже созрели для массового применения, но компании не готовы тратить необходимые средства на качественное и доступное оборудование. Оптимального подхода к данной проблеме нет, поэтому проблема голосового управления СДА актуальна до сих пор.

Авторами статьи предлагается разработать устройство голосового управления СДА *Z-Wave*. Структурная схема предлагаемого авторами устройства голосового управления системой домашней автоматизации на *Z-Wave* представлена на рис. 6.

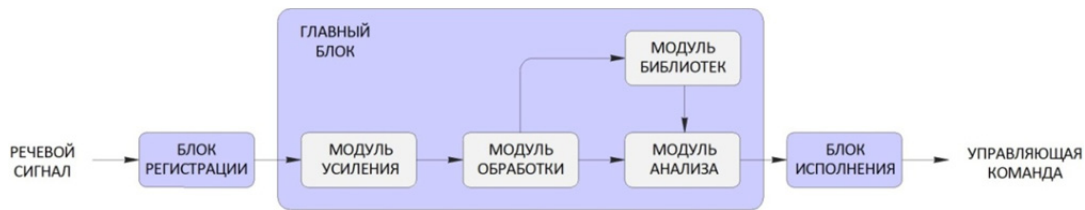


Рис. 6. Структурная схема устройства голосового управления системой домашней автоматизации на Z-Wave

Блок регистрации. Благодаря данному блоку происходят аудиозахват акустического сигнала, преобразование его в электрический и оцифровка. Блок регистрации реализован в виде микрофона (микрофонных решеток), аналогового микрофонного усилителя и аналого-цифрового преобразователя.

Главный блок реализован на плате Raspberry Pi, который состоит из следующих модулей: усиления, обработки, анализа и библиотек.

В модуле усиления осуществляется автоматическая регулировка усиления оцифрованного речевого сигнала. Это необходимо для нормализации уровней сигналов, зарегистрированных с разными амплитудами.

В модуле обработки осуществляются задачи предварительной коррекции, фильтрации, сегментации и определения информативных параметров. Предварительная коррекция речевого сигнала представляет собой выравнивание частотного спектра, что необходимо в связи с особенностями речевого аппарата человека. Фильтрация представляет собой удаление шумов и помех в речевых сигналах. Сегментация заключается в выделении информативных участков: «сигнал/пауза», «вокализованный/невокализованный». Определение информативных параметров заключается в вычислении статических, временных и спектральных характеристик речевой команды.

Модуль библиотек представляет собой массивы данных эталонов и шаблонов речевых команд.

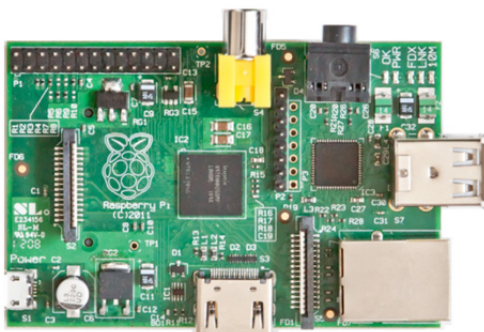
В модуле анализа происходит сопоставление речевого сигнала с эталонами, представленными в модуле библиотек.

Работа главного блока реализуется на программном уровне. Программируемый алгоритм записывается на носитель информации и устанавливается в порт для карт памяти SD.

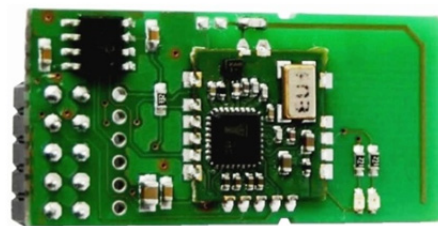
Блок исполнения. В данном блоке осуществляется преобразование речевой команды в код исполнения по протоколу Z-Wave. Блок исполнения реализован на плате расширения RaZberry.

Аппаратную часть устройства предлагается разработать на основе готовых аппаратных решений – бескорпусного малогабаритного компьютера Raspberry и миниатюрной платы расширения RaZberry.

В Raspberry установлено программное обеспечение Z-Way, позволяющее компьютеру Raspberry Pi управлять оборудованием Z-Wave и создавать сценарии работы СДА (рис. 7,а). На сегодняшний день у Raspberry Pi нет аналогов. Ее уникальностью являются наличие операционной системы (ОС) Linux и возможность ее расширения с помощью входов и выходов общего назначения (GPIO) и портов USB и Ethernet, которая позволяет создавать надстройки поверх платы [19]. Таким образом, можно запрограммировать Raspberry Pi на распознавание речевых сигналов по определенным алгоритмам. Дополнительным плюсом Raspberry Pi является дешевизна.



а)



б)

Рис. 7. Устройство голосового управления СДА Z-Wave:
а – плата Raspberry Pi; б – плата RaZberry

Для того чтобы плата могла работать с устройствами *Z-Wave*, необходимо использовать плату расширения *RaZberry*, устанавливаемую в верхней части GPIO Raspberry Pi [20].

RaZberry представляет собой плату с установленными на ней *Z-Wave* приемопередатчиком, антенной с фильтром, электрически перепрограммируемым постоянным запоминающим устройством и индикаторами состояния (см. рис. 7,б). Данная плата имеет открытый интерфейс прикладного программирования, что позволяет создавать необходимые для обеспечения возможности голосового управления сценарии работы СДА.

В данной статье авторами предложено решение актуальной проблемы доступности и удобства использования системы домашней автоматизации в бытовых условиях и разработана структурная схема устройства голосового управления СДА на *Z-Wave*, реализуемого на основе готовых аппаратных решений – бескорпусного малогабаритного компьютера Raspberry Pi и миниатюрной платы расширения *RaZberry*.

Список литературы

1. Структура и подробное описание системы Умный Дом. – 2004–2013. – URL: <http://www.topdom.ru/houses/#1>
2. Методы автоматического управления Умным Домом. – 2008–2014. – URL: <http://www.moluch.ru/archive/28/3087/>
3. Умный Дом EIB/KNX/Описание технологии. – 2014. – URL: http://www.ge-el.ru/description_technology_eib_knx/
4. Что такое 1-Wire? – 2006–2014. – URL: <http://www.benuks.ru/oborud.html>
5. LanDrive. Insyte. – 2004–2009. – URL: <http://www.greenvision.ru/?do=menu&id=17891>
6. Описание системы LanDrive 2. – URL: http://www.support.insyte.ru/index.php?option=com_content&view=article&id=31:-landrive-2
7. Технология SMART-BUS G4 (S-BUS). – 2011–2013. – URL: <http://smarthomegroup.ru/smart-bus-sbus-technology.html>
8. DALI Explained. – 2010. – URL: <http://www.dalibydesign.us/DALI.html>
9. Протокол X10. – 2005. – URL: <http://www.iq-home.ru/tech/x10.html>
10. Верхулевский, К. Открытый стандарт беспроводной сети *One-net* и аппаратные решения на его основе / К. Верхулевский, Ю. Шаропин // Современная экономика. – 2008. – № 8. – С. 12–15.
11. *Z-Wave home control*. – 2014. – URL: http://z-wave.sigmadesigns.com/new_to_z-wave
12. Безлицензионные диапазоны частот 433/868 МГц для радиомодемов и аналоговой радиосвязи. – 2006–2014. – URL: <http://radio-modem.ru/information/artikles/?433-868mhz>
13. Умный Дом на базе *Z-Wave*. – 2006–2014. – URL: <http://habrahabr.ru/post/160493/>
14. *Z-Wave* Магазин. – URL: <http://shop.z-waver.ru/>
15. Речевые технологии: на пороге важных событий. – 1991–2014. – URL: <http://www.cm.ru/numbers/spec-numbers/detail.php?ID=79646>
16. Голосовое управление Умным Домом. – 2000–2012. – URL: <http://www.re-e.ru/control/golos/>
17. Голосовое управление Умного Дома. – 2011. – URL: <http://www.dom-intel.ru/novosti/arihi-novostei/golosovoe-upravlenie-umnogo-doma.html>
18. Голосовое управление. Система «Ева». – 2005–2014. – URL: <http://uhome.ru/offers/eva/>
19. Raspberry Pi. – URL: <http://www.raspberrypi.org>
20. *RaZberry*. – URL: <http://razberry.z-wave.me/>

Алимурадов Алан Казанферович

соискатель ученой степени
кандидата технических наук,
кафедра информационно-измерительной техники,
Пензенский государственный университет
E-mail: alansapfir@yandex.ru

Alimuradov Alan Kazanferovich

candidates for a degree
of candidate of technical sciences,
sub-department of information
and measuring equipment,
Penza State University

Чураков Петр Павлович

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

Churakov Petr Pavlovich

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

Квитка Юрий Сергеевич

студент,

Пензенский государственный университет

E-mail: aravikfleur@gmail.com

Kvitka Yuriy Sergeevich

student,

Penza State University

УДК 621.3.087.47

Алимурадов, А. К.

Устройство голосового управления системой домашней автоматизации Z-Wave / А. К. Алимурадов, П. П. Чураков, Ю. С. Квитка // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 2 (8). – С. 48–57.

УДК 51-74:621, 681.5

*Е. В. Кучумов, И. Н. Баринов, В. С. Волков***СТРУННЫЙ АВТОГЕНЕРАТОРНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НА ОСНОВЕ ПЬЕЗОСТРУКТУРЫ***E. V. Kuchumov, I. N. Barinov, V. S. Volkov***AUTO OSCILLATING STRING TRANSDUCER
BASED ON PIEZO STRUCTURE**

А н н о т а ц и я. Представлен анализ микроэлектромеханической автоколебательной системы на основе струнного чувствительного элемента с применением монокристаллического кремния и структур из пьезокерамических пленок. Обосновано применение монокристаллического кремния в качестве материала для изготовления материала струны. Приведены результаты моделирования автоколебательной системы и описаны некоторые из ее особенностей.

A b s t r a c t. The paper presents the analysis of a microelectromechanical system based on self-oscillating string sensor using single-crystalline silicon and structures of piezoelectric films. The application of the single-crystalline silicon as a material for producing the string is substantiated. The results of oscillating system simulation are given and some features of oscillating system are described.

К л ю ч е в ы е с л о в а: автоколебания, пьезоматериалы, струнный преобразователь, монокристаллический кремний, моделирование, колебательная динамика.

К e y w o r d s: autooscillations, piezomaterials, string sensor, monocrystalline silicon, simulation, vibrational dynamics.

Введение

Контроль (управление) состояния конструктивных элементов технически сложных изделий в течение всего периода эксплуатации должен носить систематический характер и позволять осуществлять оценку происходящих изменений и структурных нарушений на основе количественных критериев, а также позволять управлять и компенсировать процессы потенциально опасных вибраций, шумов и механических напряжений [1, 2]. Современная техника требует создания материалов и устройств, имеющих новые физические и механические параметры, отвечающие высоким требованиям по надежности и ресурсу [3–7]. Большое значение отводится также активным материалам и структурам, способным формировать функциональные формы и профили в зависимости от внешнего воздействия, т.е. обеспечивать выполнение одного из принципов концепции управления перемещением – адаптроники [8].

Постановка задачи

Описанные задачи можно решить, используя адаптивные смарт-материалы и структуры, способные реагировать на изменение внешних или внутренних условий. В общем виде адаптивные смарт-материалы и структуры можно представить как материалы и структуры с тремя встроенными функциями: сенсорной, процессорной, исполнительной. При этом материал и структура должны иметь нелинейно изменяющиеся свойства. Адаптивные смарт-материалы и

структуры характеризуются следующими особенностями: контроль основных функций, оптимизация свойств путем обучения, контроль изменения факторов окружающей среды, способность материалов и структур анализировать ситуацию, возникшую в результате изменения окружающей среды и реагировать на данное изменение [1, 2].

Применение адаптивных смарт-материалов и структур, обладающих вышеперечисленными свойствами, позволяет реализовать различные составляющие процедуры измерения физической величины:

- преобразование измеряемой величины в пропорциональный электрический сигнал;
- одновременное измерение нескольких физических величин;
- компенсация частотной и температурной погрешностей метрологических характеристик, вызванных неизмеряемыми воздействиями и влияющими факторами;
- подавление нежелательных резонансных колебаний, вибраций, шумов управляемым демпфированием;
- адаптация к условиям эксплуатации;
- осуществление задач адаптроники.

Представляется актуальным применение пьезоматериалов при создании новых чувствительных элементов датчиков физических величин, например, на основе кристаллического кремния с применением пьезоструктуры на основе пленок из цирконат-титанат свинца (ЦТС) $\text{PbZr}_{0.48}\text{Ti}_{0.52}\text{O}_3$. На основе такой структуры возможна разработка струнного (частотного) чувствительного элемента, работающего в режиме автогенератора.

Основным преимуществом электромеханических систем колебаний является их существенно более высокая добротность по сравнению с электрическими колебательными системами. У некоторых вибрационных структур добротность составляет порядка 10^5 , тогда как у лучших электрических колебательных систем она достигает 10^2 [9, 10]. В то же время точность измерения электромеханического преобразователя существенно выше, чем у механического или даже у электрического [10–12].

Обоснование подхода

Все измерительные системы струнных преобразователей являются обратимыми, т.е. могут выполнять функции возбуждения колебаний и преобразования измерительного сигнала. В работе предлагается система с применением кварцевого пьезоэлемента, в случае которой отсутствует требование на проводимость материала струны. Принципиальным вопросом преобразователей такого типа является технология соединения струны с пьезоэлементом, который должен обеспечить высокую устойчивость к механическим вибрациям и симметрию колебательного движения. Развитие технологии напыления ЦТС пьезопленок позволяет обойти эту сложность и создать конструкции струнных чувствительных элементов с улучшенными характеристиками.

В качестве материала струны предлагается монокристаллический кремний. Несмотря на высокую хрупкость кремния, и вообще кристаллов, данный выбор объясняется рядом достоинств:

- монокристаллический материал имеет минимальное число структурных дефектов по сравнению с аморфным или поликристаллическим веществами;
- возможность использования анизотропии свойств (механических, электрических и т.д.) для повышения симметрии колебательных движений;
- возможность применения стандартных методов микроэлектроники для создания конструкции измерительных и управляющих элементов.

Кроме того, монокристаллическая структура позволяет существенно снизить или вообще исключить влияние таких механических свойств поликристаллических материалов, как упругое и неупругое механическое последствие, ползучесть и т.п., так как именно наличие обширной межкристаллической границы и скопления кристаллических дефектов-дислокаций на ней приводит к возникновению и развитию указанных эффектов.

Анизотропия (кристаллическая симметрия) механических свойств материала при совпадении с симметрией колебательной системы (струны) обеспечивает более высокую стабиль-

ность колебательной формы и, следовательно, уменьшает влияние паразитных форм колебаний струны на измерительный сигнал.

Динамика колебаний кремниевой струны

При описании физических свойств кристаллов принято отталкиваться от тензорной формы записи уравнений. В нашем случае будем рассматривать прямоугольное сечение реальной струны (балки), когда ось симметрии струны совпадает, например, с кристаллографическим направлением $[100]$ и осью Ox , а направления $[010]$ (ось Oy) и $[001]$ (ось Oz) перпендикулярны к сторонам поперечного сечения струны (рис. 1). Так как кристалл кремния обладает симметрией гранецентрированной кубической решетки, несложно видеть, что в этом случае симметрия струны совпадает с симметрией осей кристаллической решетки. В силу указанной симметрии порядок кристаллографических осей ($[100]$, $[010]$, $[001]$) в тройке осей Ox , Oy и Oz может быть произвольным с сохранением правой системы координат.

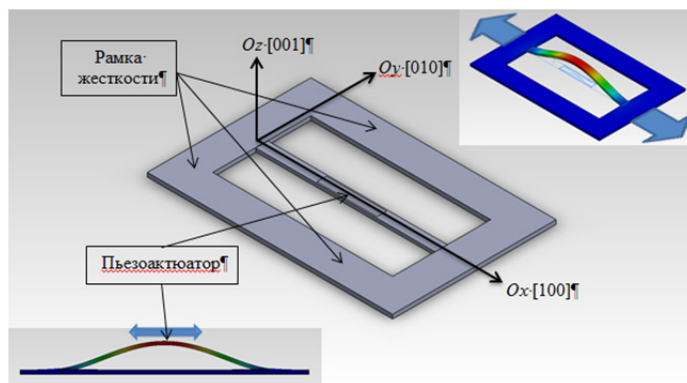


Рис. 1. Базовая (принципиальная) конструкция струнного чувствительного элемента из монокристаллического кремния

При составлении уравнения динамики будет рассматриваться модель упругой балки Бернулли–Эйлера, которая используется при рассмотрении вибростержневых систем [9]. Несмотря на то, что при подобном анализе принято разделять струнные и вибростержневые колебательные системы и использовать соответствующие теоретические модели, с математической точки зрения несложно совершить переход от балки к струне при уменьшении площади ее поперечного сечения по отношению к длине (или уменьшении изгибной жесткости).

Таким образом, при колебании вдоль одной из плоскостей симметрии струны-балки мы будем иметь случай механической деформации вдоль одной из кристаллических осей кремния, а следовательно, можно рассматривать классическое уравнение колебаний балки с механическими свойствами вдоль данной оси кристалла. Для выполнения условия стабильности колебаний можно подобрать размеры струны таким образом, чтобы придать балке форму, близкую к форме ленты [9].

Уравнение динамики балки (реальной струны) переменного сечения из однородного изотропного материала при наличии растягивающей силы N и распределенной силы f имеют следующий вид:

$$\rho_0 F u''_{tt} + (J_y E u''_{xx})''_{xx} + (k_0 J_y u'''_{xxt})''_{xx} - (N u'_x)'_x = f. \quad (1)$$

Здесь u – поперечное смещение срединной линии струны-балки; ρ_0 – плотность материала (кремния); E – модули упругости на сжатие; $J_y = ab^3/12$ – момент инерции сечения на поворот, для прямоугольного сечения, где a – большая сторона сечения, параллельная оси Oy ; b – меньшая сторона, параллельная оси Oz ; $F = ab$ – площадь поперечного сечения балки; k_0 – коэффициент внутреннего трения (вязкости) материала, определяемый эмпирически. Выражение для плотности силы f будет определено ниже.

Краевые условия жесткой заделки для уравнения (1)

$$u(0) = u(l) = 0; \quad u'_x(0) = u'_x(l) = 0. \quad (2)$$

Необходимо отметить, что предельным переходом безразмерного соотношения $J_y/l^4 \rightarrow 0$, где l – длина балки, уравнение (1) преобразуется в волновое уравнение для неоднородной струны

$$\rho_0 F u''_{tt} - (N u'_x)'_x = 0.$$

Для струны-балки постоянного сечения уравнение (1) сводится к неоднородному обыкновенному дифференциальному уравнению с постоянными коэффициентами. Преобразуем его однородный вариант с помощью подстановки $u(x, t) = u(x) \exp(i\omega t)$, приводящей к характеристическому уравнению, которое вместе с условиями (2) определяет множество собственных значений ω_j и собственных функций $u_j(x)$ (см. метод решения в [9]). Если плотность сил f имеет специфический, например, нелинейный относительно искомой функции вид, то общее решение следует искать в приближенном виде, а именно в виде ряда по собственным функциям $u_j(x)$ и функциям времени, зависящим от собственных частот ω_j , т.е.

$$u(x, t) = \sum_{j=0}^{\infty} u_j(x) w_j(t; \omega_j). \quad (3)$$

Функции w_j непосредственно зависят от вида функции плотности внешних сил f , которая будет определяться, в свою очередь, строением пьезоструктуры и типом автогенератора.

Преобразование сигналов пьезоструктурой

Очевидно, что пьезоструктура должна обеспечивать как преобразование выходного информационного сигнала, характеризующего степень прогиба струны, так и силовое воздействие на струну посредством обратной связи через усилитель и средства контроля.

Указанные элементы могут иметь аналогичное друг другу строение и структуру либо отличаться как по геометрии, так и по составу или структуре. Например, в роли датчика может выступать тензорезистор или их группа, выполненная по стандартной полупроводниковой технологии, используемой в мембранных элементах из монокристаллов кремния [13–15]. В качестве актюатора предлагается применение напыления из ЦТС-керамики, которое также может исполнять роль датчика. Производство пленок ЦТС по кремниевой технологии основывается на использовании многослойной гетероструктуры, которая может состоять из изолирующего слоя (оксида или силикатного стекла), адгезионных и барьерных слоев и слоя платины, который служит нижним электродом в конденсаторной структуре [16]. Структура и ориентация слоя платины оказывают определяющее влияние на процесс формирования кристаллической структуры пленок ЦТС.

Кроме того, в силу специфики колебательного движения можно предложить следующие конструкции пьезоструктур:

а) датчик и актюатор выполнены в виде одного и того же элемента, который работает попеременно в разных ролях в последовательные периоды колебания (в иностранной литературе такая реализация называется «самосчитывающиеся пьезопреобразователи» [14]);

б) датчик и актюатор разнесены пространственно (находятся на противоположных сторонах струны) и работают параллельно во времени;

в) датчик и актюатор выполнены из разных элементов, но совмещены в пространстве и работают параллельно;

г) два варианта а), расположенных на противоположных сторонах струны и работающих параллельно в противофазе;

д) аналог варианта г), выполненный на основе варианта в).

Вариант, когда датчик и актюатор являются разными элементами, т.е. имеют разную природу, с одной стороны, более сложен с точки зрения обработки измерительного сигнала, так как каждый из них требует отдельного канала. Но, с другой стороны, преобразование выходного сигнала с датчика предполагает малые значения выходного напряжения (порядка единиц мВ), а на датчик для возбуждения колебаний подается усиленный сигнал в десятки и даже сотни В. В случае выделенных каналов гораздо проще обеспечить требуемые условия для данных диапазонов сигналов (помехоустойчивость, стабильность, пропускную способность и т.д.).

Для одинакового исполнения как датчика, так и актюатора, особенно если одна структура исполняет роль обоих элементов поочередно, проще унифицировать электронную часть, но из-за сложной обработки измерительного сигнала, упомянутой выше, возникает и задача синхронизации переключения между режимами датчика и актюатора с фазами колебания струны.

Варианты г) и д) являются совмещенными с разных сторон струны вариантами а) и в). Однако при наличии асимметрии в колебаниях, или аperiodических возмущений, обусловленных наличием скрытого дефекта (повреждения), или внешних возмущающих сил вроде вибрации (ускорения) данные варианты конструкций структур могут более оперативно и точно скорректировать их. Помимо этого, для варианта г) теоретически проще осуществить синхронизацию переключений с помощью буферного устройства.

Наконец, к особенностям применения пьезоматериалов необходимо отнести то, что в отличие от средств возбуждения колебаний и съема информационного сигнала в классических струнных чувствительных элементах с помощью электромагнитных полей, в пьезоструктурах как съем сигнала, так и возбуждение непосредственно связаны с механическими изменениями в струне. Напомним, что в случае электромагнитных или магнитоэлектрических систем связь системы возбуждения и съема измерительного сигнала осуществляется посредством взаимодействия магнитных полей струны и системы возбуждения. Таким образом, взаимодействие при возбуждении не носит локального характера, а зависит от распределения полей. Несмотря на то, что этим распределением можно управлять, точность его задания имеет существенные ограничения. В случае пьезоструктуры воздействие носит характер, наиболее близкий к электростатическому способу возбуждения и съема информационного сигнала, однако последний имеет такие же недостатки в виде нелокального взаимодействия, как и у описанных выше способов. В случае пьезоматериала, который хоть и работает по принципу конденсатора, теоретически имеет возможность создавать распределение управляющей нагрузки с высокой пространственной точностью, т.е. вполне локально.

В качестве примера для оценки работоспособности предложенной схемы автогенератора возьмем наиболее простой для анализа и в то же время наглядный случай – датчик и актюатор разделены пространственно и представляют собой однородные прямоугольные ЦТС-пленки в центре струны-балки. Влияние силы пьезоактюатора для однородного (равномерного) распределения вдоль некоторого участка в центре струны-балки выражается в виде двух слагаемых в уравнении с помощью следующего соотношения:

$$f = \frac{\partial^2}{(\partial x^2)}(z_s P(x, t)) + \frac{\partial}{\partial x} \left(P(x, t) \frac{\partial u}{\partial x} \right) \cong P(t) \frac{\partial^2 u}{\partial x^2}. \quad (4)$$

Здесь первое слагаемое характеризует поперечную силу, вызванную крутящим моментом $M = z_s P(x, t)$ вследствие смещенного положения актюатора относительно нейтральной плоскости балки-струны. При наличии аналогичного актюатора с противоположной стороны балки-струны можно добиться полной компенсации данного момента или, наоборот, увеличить его. В выражении для силы $P(x, t)$ неоднородностями напряжения и распределения пьезоматериала на краю актюатора пренебрегли, поэтому первое слагаемое было отброшено, а от второго осталась только вторая пространственная производная формы профиля балки-струны. Зависимость $P(t)$ строится на основе принципа работы электронной части автогенератора, в которую также неявно входит интегральная величина (заряд), снимаемая датчиком:

$$q(t) = h_s \int_0^{l_s} e_{31} \varepsilon_x dx = h_s z_s \int_0^{l_s} e_{31} \frac{\partial^2 u}{\partial x^2}(x, t) dx, \quad (5)$$

где $e_{31} = d_{31} E_s$ – константа пьезоэлектрического напряжения/заряда; d_{31} – поперечная пьезоэлектрическая константа; E_s – модуль Юнга ЦТС-пленки датчика; l_s – длина пленки датчика; h_s – ширина пленки; z_s – расстояние от срединной линии балки-струны до середины пленки.

Необходимо сразу отметить, что исходя из зависимости силы (4) только от второй пространственной производной прогиба балки-струны, а не скорости прогиба, а также из вида зависимости выходного сигнала датчика (5) опять же от прогиба можно сказать, что использовать классические методики компенсации диссипации энергии нелинейным способом, как в автогенераторе Ван-дер-Поля, не представляется возможным. Из зависимости (4) можно сде-

лать заключение о параметрическом характере возбуждения колебаний струнного чувствительного элемента.

Функциональная схема электронной части автогенератора

Из соображений более высокой функциональности и гибкости был выбран цифровой метод обработки измерительного и формирования управляющего сигналов, который позволяет снизить или вообще исключить влияние паразитных гармоник вследствие нелинейности или запаздывающего сигнала по цепи обратной связи.

Функциональная схема автогенератора имеет классическое построение с помощью обратной связи, реализуемой с помощью микроконтроллера (рис. 2).

Заряд q , снимаемый датчиком, преобразуется усилителем заряда (зарядовым предусилителем) в выходное напряжение U прямо пропорционально

$$U(t) = \frac{q(t)}{C}, \quad (6)$$

где C – некоторая емкость, определяемая параметрами усилителя заряда.

Входной сигнал $U(t)$ преобразуется высокоточным АЦП и обрабатывается микроконтроллером в соответствии с заданным алгоритмом. В первую очередь оценивается и отслеживается частота переменного сигнала датчика, так как именно она несет основную измерительную информацию.

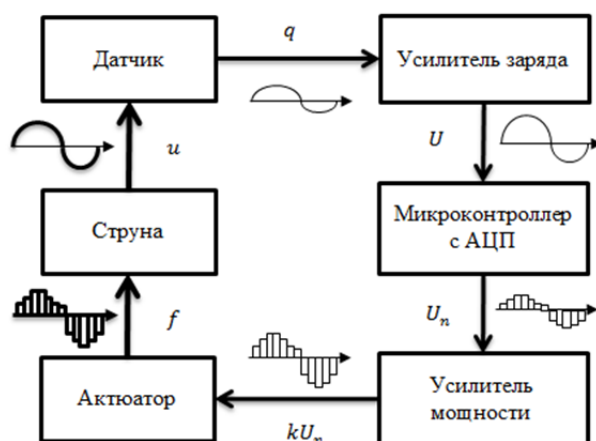


Рис. 2. Функциональная схема измерительной цепи (жирными стрелками показаны механические воздействия (связи), а тонкими – электрические воздействия)

Заключение

Предварительный анализ показывает принципиальную работоспособность предложенной схемы, т.е. наличие автоколебательного процесса в предложенной конструкции чувствительного элемента на основе монокристаллического кремния и пьезоструктур с применением ЦТС-керамики, а также функциональной схемы электрической измерительной цепи, обеспечивающей работу разрабатываемой системы в режиме параметрического автогенератора [17].

Задачами дальнейшего исследования являются учет влияния анизотропии монокристаллического кремния на геометрические размеры струнного чувствительного элемента, а также на положение и размеры датчика и актюатора, особенности применения аналогового или цифрового методов обработки сигналов, характер фильтрации измерительного и управляющего сигналов, конкретный вид функций управления и т.д. Предложенная конструкция параметрического автогенератора представляется перспективной разработкой с широкими возможностями применения.

Список литературы

1. An overview of composite actuators with piezoceramic fibers / R. B. Williams, G. Park, D. J. Inman, W. Keats // Wilkie Center for Intelligent Material Systems and Structures, De-

- partment of Mechanical Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, 310 Durham Hall, Blacksburg, VA 24061-0261 Research Scientist, Structural Dynamics Branch, NASA Langley Research Center.
2. Bandyopadhyay, B. Control of vibrations in flexible smart structure using fast output sampling feedback technique / B. Bandyopadhyay, T. C. Manjunath // International Journal of Information and Mathematical Sciences. – 2007. – Vol. 3, № 2. – P. 127–141.
 3. Баринов, И. Н. Конструктивно-технологические решения полупроводниковых преобразователей давлений на основе структуры «кремний-на-диэлектрике» / И. Н. Баринов // Технологии приборостроения. – 2006. – № 4. – С. 28–33.
 4. Баринов, И. Н. Высокотемпературные чувствительные элементы датчиков давления со структурой «кремний-на-диэлектрике» / И. Н. Баринов // Датчики и системы. – 2007. – № 1. – С. 36–38.
 5. Мокров, Е. А. Разработка высокотемпературных полупроводниковых датчиков давления / Е. А. Мокров, И. Н. Баринов // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2009. – № 1. – С. 23–27.
 6. Баринов, И. Н. Повышение долговременной стабильности датчиков давления, эксплуатирующихся в особо жестких условиях ракетно-космической техники / И. Н. Баринов, В. С. Волков, Н. О. Голотенков // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2011. – Спец. выпуск. – С. 255–265.
 7. Баринов, И. Н. Повышение долговременной стабильности высокотемпературных полупроводниковых датчиков давлений / И. Н. Баринов, В. С. Волков // Приборы. – 2010. – № 3. – С. 9–15.
 8. Dosch, J. J. Modeling and control for vibration suppression of a flexible smart structures / J. J. Dosch, D. J. Leo, D. J. Inman // Dynamics and control of structures in space II / ed. C. L. Kirk, P. C. Hughes. – 1993. – P. 603–618.
 9. Эткин, Л. Г. Виброчастотные датчики. Теория и практика / Л. Г. Эткин – М. : Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2004. – 408 с.
 10. Трофимов, А. А. Взаимоиндуктивные датчики перемещений : моногр. / А. А. Трофимов, А. Н. Трофимов. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2009. – 174 с.
 11. Дмитриенко, А. Г. Вопросы разработки унифицированных конструкций датчиков для перспективных систем измерения и контроля специальной техники / А. Г. Дмитриенко, А. Н. Трофимов, А. А. Трофимов // Измерительная техника. – 2010. – № 10. – С. 18–21.
 12. Трофимов, А. А. Расширение температурного диапазона растровых трансформаторных датчиков перемещений / А. А. Трофимов, А. Н. Трофимов // Измерительная техника. – 2009. – № 6. – С. 24–26.
 13. Волков, В. С. Полупроводниковые датчики давления на основе резонансного преобразователя / В. С. Волков, И. Н. Баринов // Приборы. – 2012. – № 7. – С. 9–13.
 14. Давиденков, Н. Н. Струнный метод измерения деформаций / Н. Н. Давиденков // Труды физико-технического института. – Л. : ГТТИ, 1933. – 60 с.
 15. Баринов, И. Н. Датчики давления на основе резонансного преобразователя с повышенной временной стабильностью метрологических и эксплуатационных характеристик / И. Н. Баринов, В. С. Волков, Н. И. Баринов // Датчики и системы. – 2012. – № 10. – С. 6–9.
 16. Исследование влияния структуры нижнего электрода на свойства пленок ЦТС, сформированных методом химического осаждения из растворов / А. С. Вишневский, К. А. Воротилов, О. М. Жигалина, А. Н. Ланцев, Ю. В. Подгорный, Д. С. Серегин // Нано- и микросистемная техника. – 2013. – № 1. – С. 15–20.
 17. Пат. 2431815 Российская Федерация. Резонансный преобразователь давления / Баринов Н. И. – 2010.

Кучумов Евгений Владимирович

кандидат технических наук,
старший научный сотрудник,
Пензенский государственный университет,
Научно-исследовательский институт
физических измерений
E-mail: mzungu@inbox.ru

Kuchumov Evgeniy Vladimirovich

candidate of technical sciences, senior staff scientist,
Penza State University,
Scientific-research Institute
of physical measurement

Баринов Илья Николаевич

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

Barinov Ilya Nikolaevich

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

Волков Вадим Сергеевич

кандидат технических наук, доцент,
кафедра приборостроения,
Пензенский государственный университет
E-mail: distortions@rambler.ru

Volkov Vadim Sergeevich

candidate of technical sciences, associate professor,
sub-department of instrument making,
Penza State University

УДК 51-74:621, 681.5

Кучумов, Е. В.

Струнный автогенераторный измерительный преобразователь на основе пьезоструктуры /
Е. В. Кучумов, И. Н. Баринов, В. С. Волков // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. –
2014. – № 2 (8). – С. 58–65.

МЕДИЦИНСКИЕ И БИОЛОГИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

УДК 621.3.087.47

О. В. Абросимова, А. Ю. Тычков

ОБЗОР УСТРОЙСТВ И МЕТОДОВ РЕГИСТРАЦИИ АРТЕРИАЛЬНОГО ДАВЛЕНИЯ. РАЗРАБОТКА МАКЕТА МАНЖЕТЫ С АВТОМАТИЧЕСКИМ ЗАПЯСТНЫМ КОНТУРОМ

O. V. Abrosimova, A. Yu. Tychkov

OVERVIEW OF DEVICES AND METHODS FOR THE REGISTRATION OF ARTERIAL PRESSURE. DESIGN OF THE LAYOUT CUFF AUTOMATIC CARPAL CIRCUIT

А н н о т а ц и я. Представлены результаты аналитического обзора устройств и методов регистрации артериального давления. Содержание исследования составляет систематизация информации по видам устройств и основным методам, используемым для измерения артериального давления. Дан материал по разработке нового решения манжеты с автоматическим запястным контуром для устройств измерения артериального давления.

A b s t r a c t. The article reflects the results of the analytical review of devices and methods for the registration of arterial pressure. The content of the study is to systematize information on the types of devices and main methods used for measuring blood pressure. The work presents the material on the development of new solutions cuff automatic carpal circuit devices for measuring blood pressure.

К л ю ч е в ы е с л о в а: артериальное давление, устройство измерения артериального давления, метод измерения артериального давления, манжета, автоматический запястный контур.

К е y w o r d s: blood pressure, blood pressure measuring device, method of measurement of blood pressure, cuff, automatic carpal circuit.

В связи со стремительным развитием электроники многие технические процессы устройства стали автоматизированными, в том числе и устройства медицинского назначения, направленные на диагностику основных показателей здоровья человека. В связи с этим все большую популярность набирают системы автмониторинга, включающие в себя основной функционал базовых устройств регистрации основных физиологических параметров.

В настоящее время сердечно-сосудистые заболевания являются основной причиной смертности во всем мире, поэтому данная проблематика чрезвычайно актуальна.

Современная и эффективная помощь пациенту часто зависит от профессиональной оценки функционального состояния сердечно-сосудистой системы (ССС). Важнейшими параметрами, характеризующими состояние СССР, являются пульс и уровень артериального давления, от правильного измерения которых зависит точность получения достоверного результата, регистрируемого устройствами измерения артериального давления (УИАД).

Артериальное давление – величина, показывающая, с какой силой движется кровь по сосудам сердца и какое давление она оказывает на его стенки. Уровень АД регистрируют в миллиметрах ртутного столба.

В общем случае процесс измерения АД состоит из последовательных четырех фаз, предложенных Коротковым и которые определяются [1]:

1) от момента возникновения звуковых явлений, отчетливо слышимых в сфигмоманометре; регистрируют систолическое артериальное давление (САД);

2) от момента нарастания звуковых явлений;

3) от момента изменения характера тонов (ослабления или исчезновения) звуковых явлений;

4) от момента выраженного ослабления и исчезновения звуковых явлений; регистрируют диастолическое артериальное давление (ДАД).

Результат принято записывать в виде дроби: максимальное (верхнее) / минимальное (нижнее) давление, например, 120/80 мм рт. ст.

Таким образом, систолическое АД определяется моментом появления тонов Короткова (1-я фаза), а диастолическое – полным их исчезновением (4-я фаза). Отсчет уровня АД осуществляется к ближайшей парной цифре (т.е. с интервалом 2 мм). Если при измерении АД верхний край ртутного столба находится между двумя показателями, то учитывается ближайшая верхняя парная цифра. Измерение АД проводится дважды, с интервалом в 2–3 мин. Фиксируется средняя цифра из двух измерений. Если разница между результатом составляет более 5 мм рт. ст., то необходимо еще раз определить АД. В тех случаях, когда АД составляет 120/80 мм рт. ст. и ниже, измерение проводится один раз.

У большинства здоровых людей уровень АД относительно постоянен. Но под воздействием психофизических факторов и иного внешнего влияния его величина может меняться. Обычно подобные изменения либо не слишком часты, либо не слишком сильны, и в течение суток не превышают 20 мм рт. ст. – для систолического, 10 мм рт. ст. – для диастолического. Неоднократное или стойкое снижение или повышение давления, выходящее за пределы нормы, может оказаться тревожным сигналом болезни, требующим принятия необходимых мер.

Таким образом, резюмируя вышеизложенную информацию, пришли к выводу о систематизации данных измерения и определении нормированного уровня артериального давления с учетом возрастных параметров (>18 лет). В результате в 1999 г. Всемирной организацией здравоохранения и Международным обществом борьбы с артериальной гипертензией была создана классификация, в которой степень артериальной гипертензии соответствует уровню артериального давления (табл. 1).

Таблица 1

Классификация артериальной гипертензии по уровню АД

Категория	Систолическое АД, мм рт. ст.	Диастолическое АД, мм рт. ст.
Оптимальное	< 120	< 80
Нормальное	< 130	< 85
Высокое нормальное	130–139	85–89
1-я степень гипертензии (мягкая)	140–159	90–99
Подгруппа – пограничная	140–149	90–94
2-я степень гипертензии (умеренная)	160–179	100–109
3-я степень гипертензии (тяжелая)	> 180	> 110
Изолированная систолическая гипертензия	> 140	< 90
Подгруппа – пограничная АГ	140–149	< 90

Обработка сигналов типа «пульсовые колебания» лежит в основе принципа действия устройств измерения АД (УИАД) – тонометров.

УИАД относится к медицинской технике и может быть использовано для контроля и диагностики состояния человека в медицинских или спортивных целях или для предупреждения о физических или эмоциональных перегрузках.

УИАД являются сенсорами артериального давления крови. Все они относятся к классу акустических сенсоров, так как первичные информационные сигналы в них появляются в форме звуковых колебаний, слышимых в фонендоскопе при колебаниях артериального давления крови. Активными УИАД считаются потому, что они активно воздействуют через манжету на артерии, изменяя внешнее давление на них, и позволяют прослушивать реакцию сигнала на воздействие пульсаций крови в артериях.

УИАД делят на механические и электронные [2].

Ранее использовались ручные УИАД, современный вариант которых показан на рис. 1. УИАД состоят из манжеты 1, резиновой груши 2, соединительных резиновых трубок 3, механического манометра 4, фонендоскопа 5 и вентиля 6 для стравливания воздуха.

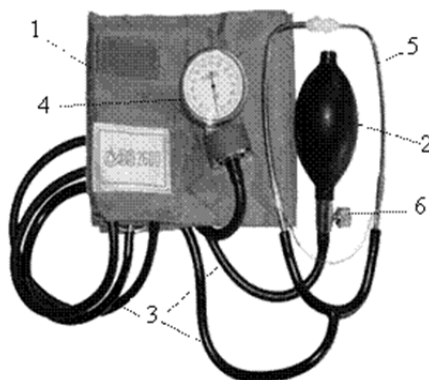


Рис. 1. УИАД ручное

Для пользования УИАД с механическим способом требуются специальная подготовка и навык работы. Человек, осуществляющий измерение артериального давления с помощью механического тонометра, должен обладать хорошим слухом. Механические УИАД подразделяются на aneroidные и ртутные. В таких устройствах используется метод тонов Короткова.

Электронные УИАД подразделяются на полуавтоматические и автоматические, в основе лежит осциллометрический метод измерения АД.

Полуавтоматический УИАД (рис. 2) состоит из манжеты, резиновой «груши», электронного блока и соединительных трубок.



Рис. 2. УИАД полуавтоматическое

В состав электронного блока входят микрофон, усилитель и селектор звуковых сигналов, датчик давления в манжете, автоматически управляемый воздушный клапан, звуковой сигнализатор, микрокомпьютер, ЖКИ и кнопки управления прибором.

Таким образом, при применении полуавтоматического УИАД вручную необходимо создавать давление в манжете, используя резиновую «грушу».

В отличие от полуавтоматических УИАД в автоматических воздух нагнетают с помощью встроенной помпы, т.е. автоматически. Автоматические УИАД подразделяются на приборы, измерения которыми осуществляют на плече и запястье, например автоматический тонометр Омрон (рис. 3 – плечевой, рис. 4 – запястный).



Рис. 3. УИАД автоматическое плечевое



Рис. 4. УИАД автоматическое запястное

При правильном применении электронных УИАД можно получить точные результаты. Погрешности измерения, способные возникнуть в механических аппаратах, такие как некорректное прослушивание тонов или неточная фиксация показателей на шкале, при этом исключаются [2].

В современной практике выделяют три основных метода измерения артериального давления: метод тонов Короткова, осциллометрический метод и метод пульсовой волны. По анализу и оценке данных методов существует большое количество работ, в том числе патентных заявок. Поэтому есть необходимость в систематизации информации по каждому из методов и проведении сравнительного анализа (табл. 2).

Таблица 2

Классификация методов измерения артериального давления

Сравниваемые показатели	Метод тонов Короткова (аускультативный)	Осциллометрический метод	Метод пульсовой волны
Особенности метода измерения	Возникновение тонов при давлении в манжете, равном систолическому значению, и исчезновение при диастолическом значении АД, которые фиксируются фонендоскопом	Регистрация колебаний давления воздуха в манжете, вызываемых изменением объема тела под манжетой при пульсации артерии	Волна давления перемещается вдоль артерии и возникает при кратковременном открывании участка артерии, находящейся под компрессионной манжетой
Погрешность метода	(8–10) мм Hg	(5–6) мм Hg	(5–6) мм Hg
Погрешность приборов данного типа	$\pm (2–4)$ мм Hg	$\pm (2–4)$ мм Hg $\pm 5\%$ по частоте	± 3 мм Hg $\pm 5\%$ по частоте
Особенности измерений	Измерение АД только на плече	Измерение АД и ЧСС на плече и на запястье	Измерение АД и ЧСС на плече
Приборы, использующие данный метод	Механические тонометры	Автоматические и полуавтоматические тонометры	Автоматические и полуавтоматические тонометры
Преимущества метода	Простота, доступность, относительная достоверность позволяют определять давление в случаях с выраженными нарушениями ритма	Вся манжета является датчиком; сравнительно нечувствителен к расположению манжеты; нет необходимости определять тоны Короткова; нечувствителен к внешнему шуму	Возможность измерения давления во время выполнения физических нагрузок; надежная регистрация параметров датчиками пульсовой волны
Недостатки метода	Требуется определенный опыт при правильном определении АД; влияние человеческого фактора; невозможность определения в шумном помещении	Чувствителен к вибрации и движениям руки; индивидуальные особенности неизвестны; определение АД затруднено при аритмиях	Ограниченность выпуска приборов, использующих данный метод, в силу своей дороговизны
Типы приборов	ИАДМ-ОП, ИАДМ-ОПМ, ИАДМ-С-01, ИАДМ-ОП-1-01, ИАД-ОП «ТОНУС-К», ИАД-01 (Россия), MF, MT, НЕМ-18, ИА-100, ИА-200, LD-70, LD-71 (Япония) и др.	Многие тонометры фирм «MediTech», «OMRON», «Citizen», «Microlife», AND и др.	ИАД-200, ИАДА-01, ИАДЦ-01 УЛ (Россия)

Таким образом, можно сделать следующие выводы:

1. Путем аускультативного метода АД определяется точнее, когда пациент страдает аритмией, а также во время физической нагрузки.
2. Осциллометрический метод предпочтителен при сильном внешнем шуме, слабых тонах Короткова, аускультативном провале, бесконечном тоне Короткова.
3. Методом пульсовой волны можно измерять давление при любой физической нагрузке, эмоциональной возбудимости, влиянии внешних факторов [3].

На сегодняшний день существует огромное количество разнообразных устройств, позволяющих проводить измерение АД. Патентный поиск и критический анализ устройств приведены в [4].

Перспективным направлением в усовершенствовании устройств измерения артериального давления является модернизация используемой манжеты, ведь от ее качества напрямую зависят как точность результатов, так и собственно безопасность пациента. Поэтому для определения существующего уровня техники следует провести обзор технических решений (конструкционное строение) запястной манжеты.

Основным недостатком ленточного вида манжеты является невозможность обеспечения плотного герметичного прилегания к руке пациента из-за его конструкционного исполнения. К тому же материал, используемый для наружной поверхности манжеты, достаточно плотный и жесткий, что создает некомфортные условия для пользователя.

С целью исключения указанных недостатков предлагается следующее конструктивное решение манжеты (рис. 5, 6), имеющей ряд принципиальных особенностей:

- наличие дополнительной воздушной камеры, что позволяет быстро и правильно накладывать манжеты на руку;
- обеспечение плотного прилегания к руке, сокращающее время процесса измерения (с момента нагнетания воздуха в манжету), а также энергозатраты, связанные с работой насоса и аккумуляторов;
- материал манжеты и форма ее воздушных камер, обеспечивающие целостность самих камер, а также комфортные условия для пациента при проведении измерений.



Рис. 5. Внутреннее представление «воздушных сердечников» манжеты

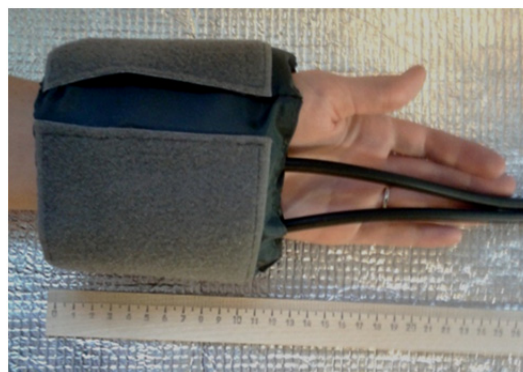


Рис. 6. Внешний вид смакетированной манжеты

Разработанная манжета с автоматическим запястным контуром содержит пневматическую камеру (оболочку для текучей среды для сжатия места измерения), механизм накачивания и стравливания текучей среды, корпус-кожух кольцевой формы, согласно предлагаемому решению дополнительно встраивается «воздушный сердечник» конусообразной формы для текучей среды. При этом целостность «воздушного сердечника» обеспечивается за счет применяемого материала и дополнительно контролируется датчиком давления. Вместе с тем форма пневматической камеры для текучей среды повторяет форму «воздушного сердечника», расположенного во внутренней области манжеты [5].

Список литературы

1. Иванов, С. Ю. Точность измерения артериального давления по тонам Короткова / С. Ю. Иванов, Н. И. Лившиц // Вестник аритмологии. – 2005. – № 40. – С. 55–58.

2. Активные акустические сенсоры: тонометры, эхолоты, гидролокаторы / Национальный открытый университет. – 2010. – URL: <http://www.intuit.ru/studies/courses/590/446/lecture/5586> (дата обращения: 18.04.2013).
3. Поверка современных аппаратов измерения артериального давления и частоты пульса / А. И. Сойко, В. А. Гогин, И. В. Ключкин, Р. Н. Каратаев // Казанский медицинский журнал. – 2006. – Т. 87, № 4. – С. 316–317. – URL: <http://cyberleninka.ru/article/n/poverka-sovremennyh-apparatov-izmereniya-arterialnogo-davleniya-i-chastoty-pulsa> (дата обращения: 07.12.2013).
4. Абросимова, О. В. Разработка информационно-измерительного устройства регистрации артериального давления с использованием манжеты с автоматическим запястным контуром / О. В. Абросимова, А. Ю. Тычков, П. П. Чураков // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2013. – № 4. – С. 119–127.
5. Абросимова, О. В. Манжета с автоматическим запястным контуром для устройства измерения артериального давления / О. В. Абросимова, П. П. Чураков // Перспективные информационные технологии (ПИТ) : тр. Междунар. науч.-практ. конф. – Самара : СГАУ, 2013. – С. 143–146.

Абросимова Олеся Валерьевна

студентка,

Пензенский государственный университет

E-mail: Lesia10.09.1992@mail.ru

Abrosimova Olesya Valer'evna

student,

Penza State University

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

УДК 621.3.087.47

Абросимова, О. В.

Обзор устройств и методов регистрации артериального давления. Разработка макета манжеты с автоматическим запястным контуром / О. В. Абросимова, А. Ю. Тычков // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 2 (8). – С. 66–71.

УДК 004.934.2

Д. А. Ярославцева, А. Ю. Тычков

АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР СПОСОБОВ И АЛГОРИТМОВ ОЦЕНКИ СОСТОЯНИЯ ГОЛОСОВЫХ СКЛАДОК И ГОРТАНИ

D. A. Yaroslavtseva, A. Y. Tychkov

ANALYTICAL REVIEW OF THE METHODS AND ALGORITHMS OF ESTIMATION OF THE CONDITION OF THE VOCAL FOLDS AND LARYNX

А н н о т а ц и я. Представлены результаты аналитического обзора и критический анализ способов и алгоритмов оценки состояния голосовых складок и гортани. По результатам проведенного анализа предложен обобщенный алгоритм обнаружения и распознавания параметров речевых сигналов для оценки состояния голосовых складок и гортани.

A b s t r a c t. The article contains the results of the analytical overview and critical analysis of the methods and algorithms of estimation of the condition of the vocal folds, and larynx. The result of the analysis a generalized algorithm for detection and identification of the parameters of voice signals to assess the state of the vocal folds and larynx.

К л ю ч е в ы е с л о в а: речевой аппарат, голосовые складки, гортань, речевой сигнал, заболевания голосовых складок и гортани.

К e y w o r d s: speech apparatus, voice folds, larynx, the speech signal, diseases of the vocal folds and larynx.

Значительную роль в развитии теории и практики создания методов, способов и средств регистрации и обработки речевых сигналов сыграла необходимость у врачей оценивать информацию с помощью объективных количественных показателей с применением новых математических методов обработки.

В настоящее время значительно выросло количество специалистов голосоречевых профессий, увеличилась нагрузка на голосовой аппарат человека за счет появления различных средств коммуникации в условиях научно-технического прогресса. Это обусловило увеличение заболеваний голосового аппарата среди населения России и всего мира [1, 2]. По литературным данным, распространенность заболеваний гортани с каждым годом увеличивается [3]. Так, значительно увеличилась заболеваемость голосового аппарата среди учителей с 30–40 % в 50-е годы XX в. до 60–80 % в начале XXI в. [4, 5].

При перегрузке голосовых связок, хронических аллергических заболеваниях гортани, постоянном вдыхании раздражающих веществ, например, табачного дыма, в области голосовых связок может возникать постоянный отек слизистой оболочки, приводящий к охриплости и изменению тембра голоса. При таких симптомах немедленное обращение к отоларингологу необходимо для исключения онкологических заболеваний [6].

Последствия большинства заболеваний голосовых складок и гортани оказывают негативное влияние не только на речевую функцию пациента, но и вызывают тяжелое нарушение всех жизненно важных функций организма, а некоторые острые заболевания гортани могут в редких случаях привести к смерти больного от удушья.

При нарушениях голоса возникают социальные последствия в ограниченности общения вообще и в профессиональной деятельности в частности. Страх перед длительной нетрудо-

способностью, перед сменой профессии может приводить к снижению адаптации у взрослых, а у детей – к отставанию в физическом и умственном развитии.

Для полного восстановления голоса необходима диагностика речевого аппарата на ранних стадиях заболеваний, но большинство методов сложны в проведении и требуют высокой квалификации врача. Поэтому возникла необходимость в разработке систем и способов диагностики речевого аппарата по голосу говорящего с использованием современных достижений в области электроники и вычислительной техники.

Приведем критический анализ методов, способов и алгоритмов оценки состояния голосовых складок и гортани.

Информация о состоянии речевого аппарата может быть получена путем:

- 1) исследования состояния органов речеобразующего тракта врачом: осмотра, ощупывания (пальпация); простукивания (перкуссия); выслушивания (аускультация);
- 2) применения инвазивных (лабораторных) методов исследований: анализа крови и мочи; анализа биосубстрата; гормональных исследований;
- 3) применения неинвазивных (инструментальных) методов исследований: ларингоскопии, рентгеноскопии, томографии, бронхографии, эндоскопических методов исследования, виброметрии и др.

Совместное использование всех способов регистрации информации о состоянии речевого аппарата позволит эффективно выявлять заболевания органов речеобразующего тракта.

Одним из наиболее эффективных методов исследования фонаторной функции гортани является **виброметрия** [7].

К недостаткам относят сложную аппаратную часть, высокую квалификацию врача отоларинголога.

Для диагностики заболеваний двигательного аппарата гортани часто используют метод **реография гортани** [7].

Недостатком данного метода является сложность проведения обследования, для постановки диагноза необходима высокая квалификация врача.

Ларингоскопия (др.-греч. λάρυγξ – гортань + σκοπέω – наблюдаю, исследую) – метод визуального исследования гортани. Выделяют непрямую, прямую, ретроградную ларингоскопию. Данная методика выполняется с целью осмотра гортани при диагностических и лечебных мероприятиях. На рис. 1, 2 представлено схематическое изображение этапов введения ларингоскопа.

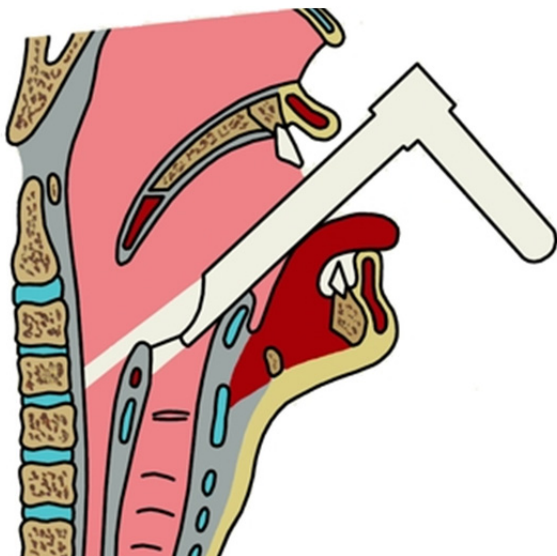


Рис. 1. Первый этап введения ларингоскопа

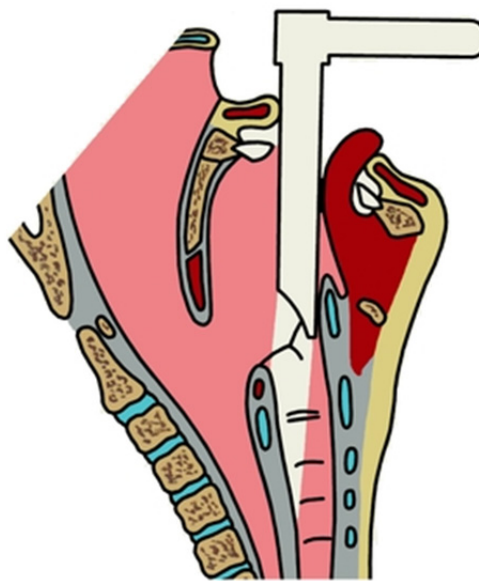


Рис. 2. Второй этап введения ларингоскопа

Недостатками являются значительное неудобство для пациента, необходимость дополнительной подсветки ларингоскопа, возможность повреждения гортани при вводе ларингоскопа.

Для исследования состояния гортани и голосовых складок используют **рентгеноскопию**. К недостаткам относят относительно высокую дозу облучения; низкое пространственное разрешение.

Исследование состояния органов дыхания специалистом обычно является субъективным методом, носит качественный характер и требует, как правило, высокой квалификации самого врача.

Требования стерильности, опасность заражения ВИЧ-инфекцией, дороговизна обслуживания ограничивают применение инвазивных методов исследования. Поэтому для контроля состояния органов дыхания целесообразно применение неинвазивных методов исследования.

В зависимости от способа получения информации о состоянии органов дыхания неинвазивные методы исследования подразделяются на четыре основных группы: лучевые методы; радионуклидные методы; биохимические и биофизические методы; нагрузочные методы и функциональные тесты.

Несмотря на качественный прорыв в области обследования неинвазивными методами состояния органов дыхания, существует ограничение в их использовании, связанное в основном с расшифровкой регистрируемой информации специалистом вручную. При этом скорость расшифровки остается относительно низкой, качество подвержено влиянию человеческого фактора.

Таким образом, необходимо улучшение работы методов, способов и систем регистрации и обработки речевых сигналов, которое может быть достигнуто за счет совершенствования и разработки новых методов, способов и систем обработки информации, обеспечивающих повышение точности автоматизированного обнаружения, распознавания информативных участков и измерения информативных параметров речевых сигналов. Все это позволит повысить доверие, как у пациента, так и у специалиста, к современным цифровым методам и системам обработки цифровых речевых сигналов и, соответственно, обеспечить эффективное принятие диагностических решений и повысить качество диагностики состояния органов дыхания.

Наиболее часто используемыми методами обработки речевых сигналов являются преобразование Фурье, вейвлет-преобразование, преобразование Гильберта–Хуанга, скрытые Марковские модели и др.

Известна система для анализа и формирования изображения шума дыхательных путей [8]. Данная система содержит многослойную матричную структуру микрофона, прикрепляемую к плоскости спины пациента, многоканальный аналого-цифровой преобразователь, память, процессор, предназначенный для обработки сигналов, хранящихся в памяти, монитор для отображения изображения полученных сигналов. Функциональная схема системы анализа и формирования изображения шумов дыхательных путей представлена на рис. 3.

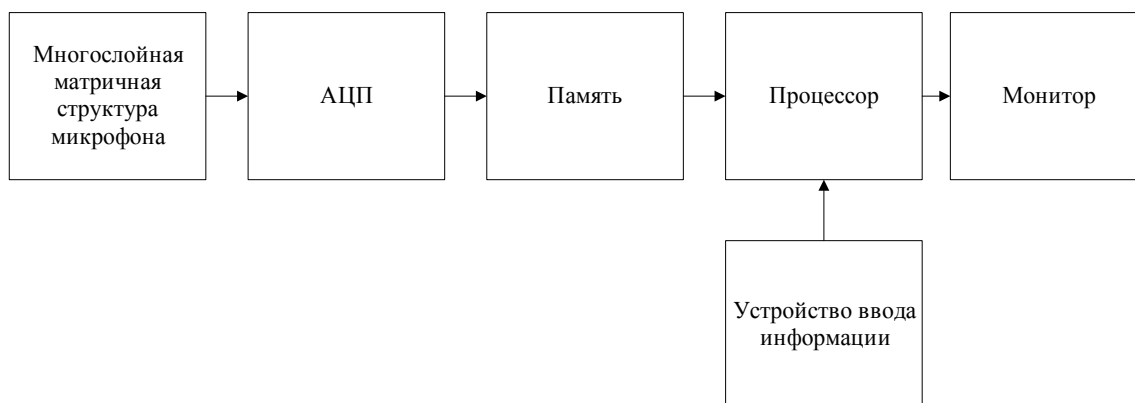


Рис. 3. Функциональная схема системы анализа и формирования изображения шумов дыхательных путей

Работа данной системы заключается в регистрации N сигналов шума дыхательных путей, определении на их основе средней акустической энергии, выборе интервала времени, определении средней акустической энергии на этом интервале и выводе ее в виде двумерного изображения. Алгоритм работы данной системы представлен на рис. 4.

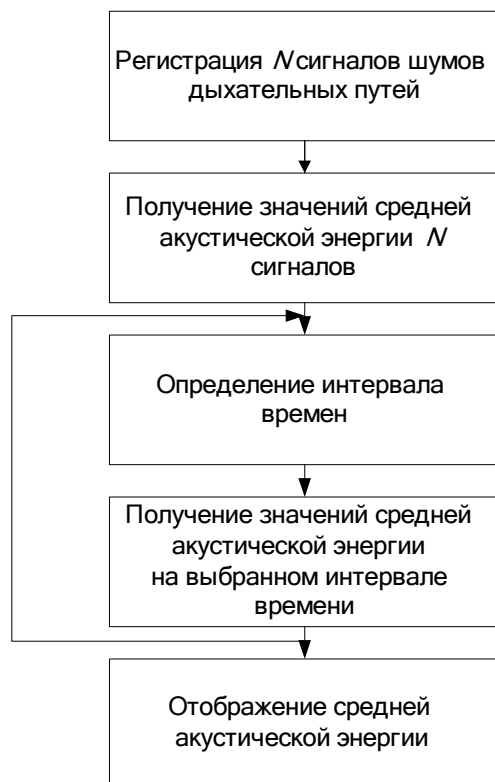


Рис. 4. Алгоритм работы системы анализа и формирования изображения шумов дыхательных путей

Недостатками данного способа являются влияние низкочастотных шумов и физиологических помех, связанных с дыханием и глотательным движением пациента, обусловленных регистрацией функциональной активности других (помимо легких) органов и систем организма: помех от движения; мышечных шумов; потенциалов, связанных с глотательными движениями. Другим недостатком данного изобретения является тактильный метод регистрации информации о состоянии легких и протекающих в них шумах, приводящий к повышенному дискомфорту пациента и соответственно снижению точности регистрируемой информации. Следующим недостатком данного изобретения является его сложная аппаратная реализация, связанная с применением многослойной матричной структуры микрофона и соответственно приводящая к дополнительным погрешностям при построении математической модели изображения шума дыхательных путей.

Функциональная схема устройства исследования функционального состояния голосовых складок [9] представлена на рис. 5.

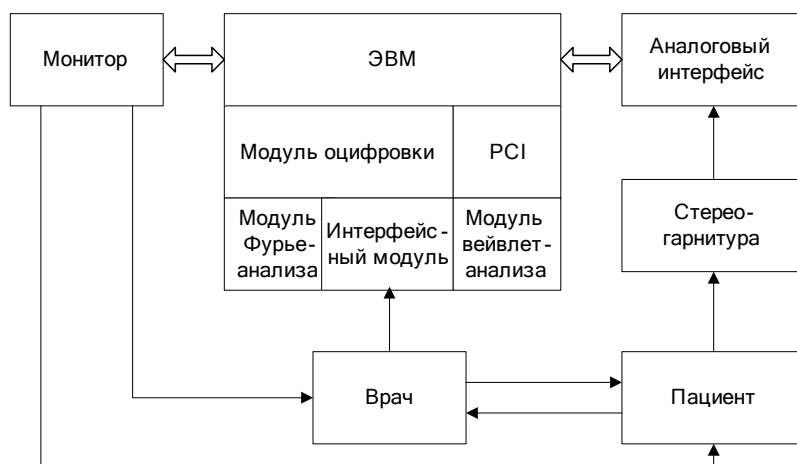


Рис. 5. Функциональная схема устройства исследования функционального состояния голосовых складок

Устройство исследования функционального состояния голосовых складок содержит стереогарнитуру, предназначенную для подключения к пациенту, аналоговый интерфейс, выходы которого подключены к выходу стереогарнитуры, ЭВМ, подключенный к выходу аналогового интерфейса, монитор, подключенный к ЭВМ и предназначенный для реализации взаимодействия между врачом, пациентом и модулем оцифровки сигнала ЭВМ.

Алгоритм работы устройства исследования функционального состояния голосовых складок: сначала происходит представление сигнала голоса в виде последовательности дискретных отсчетов, затем данную последовательность представляют в виде вейвлет-плоскости, полученную вейвлет-плоскость сегментируют и выбирают пять характерных признаков, значения которых рассчитаны для некоторых классов заболеваний голосовых складок. На рис. 6 приведен алгоритм работы известного способа исследования функционального состояния голосовых складок.

Недостатками способа исследования функционального состояния голосовых складок являются низкая специфичность, обусловленная применением вейвлет-преобразования к речевому сигналу, а также низкая эффективность, обусловленная **невозможностью** адаптации базового вейвлета к локальным особенностям зарегистрированного сигнала.

Следующим недостатком известного способа является то, что значения характерных признаков, относящиеся к классам ряда заболеваний органов речеобразующего тракта, коррелируют между собой.

Обзор существующих способов и алгоритмов показал, что ни один из них не позволяет с необходимой точностью провести исследование функционального состояния голосовых складок и гортани.



Рис. 6. Алгоритм работы способа исследования функционального состояния голосовых складок

Для разработки эффективной методики исследования заболеваний органов дыхания по речи говорящего необходимо разработать базу данных [10–12] контрольных слов, фраз и выражений, позволяющую комплексно оценить работу внутренних органов дыхания. Предложенная база имеет три составляющих блока, представленных в виде таблиц реляционной СУБД Microsoft OfficeAccess.

Первый блок БД сформирован путем проведения аналитического обзора и анализа информации о строении звуков речи и проблем, возникающих при их произношении. Данный блок содержит «проблемные» звуки, неправильное произношение которых позволяет комплексно оценить работу внутренних органов дыхания. На основе представленных звуков (43 звука в русском языке) составлены слова и предложения (табл. 1), позволяющие специалисту определять состояние работы внутренних органов дыхания и сформировать предварительное заключение.

Таблица 1

Первый блок БД

а) Проблемные звуки

«Проблемный звук»	Слово	Классификация звуков, составляющих слово	Предложения, содержащие это слово	Причины неправильного произношения	Диагноз
С, З, Ц	Сцена	2 тональных, 1 сонорный, 2 свистящих (1 аффрикат)	Цицерон тридцать раз облизнулся, заметив бесценное заземление на сцене	Дефекты свистящих звуков	Шепелявость Сигматизм губно-зубной Сигматизм призубной Сигматизм шипящий

Первый столбец первого блока базы данных содержит «проблемные звуки», например «с, з, ц», из которых составляются слова (в данном случае слово «сцена», которое записывается во второй столбец). Третий столбец строки несет информацию о фонетическом составе слова, к примеру, слово «сцена» состоит из 2 тональных, 1 сонорного, 2 свистящих (1 аффрикат) звуков. В четвертом столбце приведены предложения, структурные единицы которых состоят преимущественно из «проблемных звуков», эти предложения включают слова из второго столбца, например: «Цицерон тридцать раз облизнулся, заметив бесценное заземление на сцене». Пятый столбец отображает причины неправильного произношения слов и предложений. Шестой столбец позволяет сформировать предварительный диагноз, который поможет поставить заключение специалисту.

Второй блок базы данных является базисом для итогового третьего (табл. 2). Содержание второго блока основано на анализе информации об артикуляции и имеет связь между всеми звуками русского языка и органами речеобразования. Первый столбец содержит все звуки русского языка. Все органы дыхания разделены на две группы: активно и пассивно участвующие в образовании данного звука. В последнем случае это, как правило, органы дыхания. Например, в образовании звука «э» (первый столбец) активно участвуют кончик языка и гортань (второй столбец), пассивное участие принимают легкие, грудная клетка, диафрагма, нижние зубы (третий столбец).

Таблица 2

Второй блок БД

б) Звуки – органы

Звуки	Органы, активно участвующие в образовании данного звука	Органы, пассивно участвующие в образовании данного звука
а	Гортань	Легкие, грудная клетка, диафрагма
у	Губы, средняя и задняя части и кончик языка, гортань	Легкие, нижние зубы, грудная клетка, диафрагма
ы	Средняя и задняя части спинки языка, гортань	Легкие, грудная клетка, диафрагма
э	Кончик языка, гортань	Легкие, грудная клетка, диафрагма, нижние зубы

Третий блок базы данных предназначен для работы специалиста (табл. 3). Первый ее столбец содержит диагностируемые органы речеобразования, второй – звуки, в образовании которых эти органы участвуют; содержимое этих столбцов является результатом обработки данных второй таблицы. Получается, что по произношению предложений возможно определить состояние органов речеобразования. Однако это не однозначно верно, так как одни и те

же звуки зачастую соответствуют нескольким органам, и одно предложение может диагностировать группу органов. Для этого были введены четвертый и пятый столбцы, разделяющие звуки по степени участия в их образовании соответствующих органов на основные и дополнительные соответственно. Из основных звуков составляются слова, которые могут конкретизировать диагностируемый орган, и записываются в шестой столбец. При составлении уделялось внимание дополнительным звукам, так как повторяются и основные, но при этом дополнительные могут различаться. Фонации учитываются при подборе слов на основе сонорных и тональных звуков. Для конкретизации гортани используются слова: аорта, ананас, бархат, баян, май – гласные в них наиболее вокализованы, тогда как слова, конкретизирующие полость носа, также имеют тональные звуки между сонорными, но «заглатываются» при произношении (намыленный, минный, нанизан).

Таблица 3

Третий блок БД

в) Органы – звуки – слова – предложения

Орган	Звуки речи	Предложения	Основные	Дополнительные	Слова
Голосовые связки	б, б', в, в', г, г', д, д', ж, з, з', й, л, л', м, м', н, н', р, р', а, и, о, э, ы, у	Лара врала, что была королевой Урала. Лор просил, чтобы я поорал	л, л', м, м', н, н', р, р', а, и, о, э, ы, у	б, б', в, в', г, г', д, д', ж, з, з', й	Нормально, Эллина, радио, вандал
Гортань	а, и, о, э, ы	Элементарные мысли об ананасах, бананах или кокосовом соке – это идиллия	а, и, о, э, ы		Аорта, ананас, бархат, баян, май

Эффективная работа системы контроля и оценки состояния здоровья органов внутреннего дыхания может быть обеспечена только при условии, что меры по обработке и анализу речевых сигналов предусматриваются на всех этапах преобразования информации.

Для решения поставленной задачи предлагается обобщенный алгоритм обнаружения параметров речевых сигналов при заболеваниях голосовых складок и гортани (рис. 7).

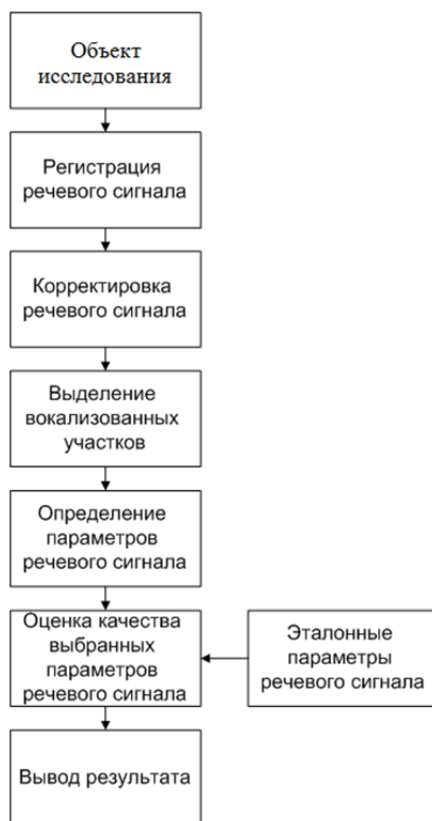


Рис. 7. Обобщенный алгоритм анализа параметров речевых сигналов при заболеваниях голосовых складок и гортани

Новый способ обработки и анализа речевых сигналов должен основываться на сочетании различных алгоритмов. В основе разработанного способа на этапах обработки и анализа речевых сигналов предложено использовать преобразование Гильберта–Хуанга и разложение сигнала на эмпирические моды. Эти операции, по мнению авторов предлагаемого способа, позволяют увеличить точность разграничения параметров речевого сигнала для определения заболеваний голосовых складок и гортани.

На этапах обработки и анализа речевых сигналов необходимо разработать алгоритмы, методику и систему критериев, позволяющих повысить качество регистрируемого речевого сигнала, эффективность обнаружения и определения информативных параметров сигнала на основе разработанной базы данных речевых слов, фраз и выражений.

В предложенном алгоритме выполняется последовательность действий:

1. Аудиозахват речевого сигнала – регистрация речевого сигнала с помощью сертифицированных приборов, баз данных (БД) АРМ врача и БД Internet.
2. Корректировка речевого сигнала – удаление пауз в начале и конце зарегистрированного сигнала.
3. Выделение из речевого сигнала всех видов фонем – сегментация на фонемы.
4. Анализ спектральных и статистических характеристик фонем – определение информативных параметров фонем.
5. Сравнение полученных характеристик с эталонами – оценка качества фонем.

Чтобы разработать алгоритм, позволяющий оценивать состояние голосовых складок и гортани по голосу говорящего, необходимо понимать процессы, которые происходят в речевом тракте, и знать свойства речевого сигнала.

Речевой сигнал имеет двойственную природу – с одной стороны, это обычный акустический сигнал, который представляет собой процесс распространения энергии акустических колебаний в упругой среде. Как любой акустический сигнал, он может быть представлен в виде звуковых волн, представляющих собой распространение процессов сжатия и разрежения частиц среды, формы фронтов которых зависят от свойств источника и условий распространения. Поэтому, как и другие акустические сигналы, речь характеризуется определенным набором объективных характеристик: зависимостью звукового давления от времени (временной структурой звуковой волны), длительностью звучания, спектральным составом, местом расположения источника в пространстве [13].

С другой стороны, речь как физическое явление вызывает определенные субъективные слуховые ощущения (громкости, высоты, тембра, локализации, маскировки и др.).

Человеческий голос, его акустические свойства, механизмы его порождения изучают самые различные науки: физиология, фонетика, фониатрия, логопедия и др. Поскольку голосовой феномен – явление не только физиологическое, но и физическое, он становится предметом изучения такого раздела физики, как акустика, которая дает четкие характеристики каждого воспроизведенного звука. Согласно акустике звуком считается распространение колебаний в упругой среде. Человек и говорит, и поет в воздушной среде, поэтому звук голоса – это колебание частиц воздуха, распространяющихся в виде волн сгущения и разрежения, как волны на воде, со скоростью 340 м/с при температуре +18°C [14].

Разработан обобщенный алгоритм обнаружения параметров речевых сигналов при заболеваниях голосовых складок и гортани, реализуемый с использованием разработанной верифицированной БД и преобразования Гильберта–Хуанга.

Список литературы

1. Аникеева, З. И. Клинические особенности нарушений голоса у населения мегаполиса / З. И. Аникеева // Вестник оториноларингологии. – 2007. – № 1. – С. 14–21.
2. Дайхес, Н. А. Клиническая патология гортани / Н. А. Дайхес, В. П. Быкова. – М. : Медицинское информационное агентство, 2009. – 160 с.
3. Крюков, А. И. Показатели заболеваемости и качество оказания амбулаторной ЛОР-помощи больным с патологией уха и верхних дыхательных путей в городе Москве / А. И. Крюков, Р. Б. Хамзалиева, А. Ф. Захарова // Российская оториноларингология. – 2008. – № 3. – С. 23–26.
4. Chevalier, D. Acute disorder of speech / D. Chevalier, G. Mortuaire // Dysphonia. Rev Prat. – 2005. – № 11. – P. 1217–1221.

5. McAllister, A. Children's voice and voice disorders / A. McAllister, P. Sjölander // *Semin Speech Lang.* – 2013. – № 34 (2). – P. 71–79.
6. URL: <http://lorclinics.ru>
7. Бабияк, В. И. Оториноларингология : руководство / В. И. Бабияк, М. И. Говорун, Я. А. Накатис. – СПб. : Питер, 2009. – Т. 2. – С. 56–63.
8. Пат. 2004124247/14 Российская Федерация. Система для анализа и формирования изображения шума дыхательных путей / Кушнир И., Ботбол М. – Опубл. 20.01.2008, Бюл. № 2.
9. Пат. 2006116845/14 Российская Федерация. Способ исследования функционального состояния голосовых складок / Плешков И. В., Филист С. А., Краснова Н. В., Блинков Ю. А. – Опубл. 27.12.2007, Бюл. № 36.
10. Алимуратов, А. К. Фильтрация речевых сигналов с использованием метода множественной декомпозиции и оценки энергии эмпирических мод / А. К. Алимуратов, П. П. Чураков, А. Ю. Тычков // *Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки.* – 2012. – № 4. – С. 50–61.
11. Исследование и разработка верифицированной базы данных звуков речи для анализа речевых сигналов / А. К. Алимуратов, А. Ю. Тычков, Ю. С. Квитка, Д. А. Ярославцева // *Современные проблемы компьютерных наук (СПКН-2013) : сб. материалов I Междунар. науч.-практ. конф., посвящ. 70-летию образования Пензенского государственного университета / под ред. Л. Р. Фионовой.* – Пенза : Изд-во ПГУ, 2013. – С. 156–159.
12. Свидетельство 20136621400 Российская Федерация. Верифицированная база речевых сигналов / А. Ю. Тычков, А. К. Алимуратов, Ю. С. Квитка, Д. А. Ярославцева. – Опубл. 06.11.2013.
13. Алдошина, И. Акустические характеристики речи / И. Алдошина // *Звукорежиссер.* – 2002. – Вып. 4. – С. 33–36.
14. Лаврова, Е. В. Логопедия / Е. В. Лаврова // *Основы фонопедии.* – М., 2007. – С. 12–15.

Ярославцева Дарья Александровна

студентка,
Пензенский государственный университет
E-mail: levik_92@mail.ru

Yaroslavtseva Dar'ya Aleksandrovna

student,
Penza State University

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

УДК 004.934.2

Ярославцева, Д. А.

Аналитический обзор способов и алгоритмов оценки состояния голосовых складок и гортани / Д. А. Ярославцева, А. Ю. Тычков // *Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль.* – 2014. – № 2 (8). – С. 72–80.