

ИЗМЕРЕНИЕ. МОНИТОРИНГ. УПРАВЛЕНИЕ. КОНТРОЛЬ

Научно-производственный журнал

СОДЕРЖАНИЕ

МЕДИЦИНСКИЕ И БИОЛОГИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Полосин В. Г., Бодин О. Н.

ПРИМЕНЕНИЕ ЭНТРОПИЙНО-ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО
ПОТЕНЦИАЛА ДЛЯ МОНИТОРИНГА РЕЗУЛЬТАТОВ
ЭЛЕКТРОФИЗИОЛОГИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК СЕРДЦА

3

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ И УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

Щербакова А. А.

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА
ОПРЕДЕЛЕНИЯ СОСТАВА И ОКТАНОВОГО ЧИСЛА
БЕНЗИНОВ В ПРОМЫШЛЕННЫХ УСЛОВИЯХ
НА ОСНОВЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО
КВАНТОВОГО ГЕНЕРАТОРА

10

Чувыкин Б. В., Долгова И. А., Сидорова И. А.

ВОПРОСЫ КЛАССИФИКАЦИИ ИНТЕГРИРУЮЩИХ
ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ
В СОСТАВЕ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ
СИСТЕМ

16

Алимурадов А. К., Чураков П. П.

АППАРАТНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ПОДСИСТЕМЫ ГОЛОСОВОГО
УПРАВЛЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ
И УПРАВЛЯЮЩИХ СИСТЕМ

23

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ИЗМЕРЕНИЯХ

Чебурахин И. Н., Нефедьев Д. И.

КОРРЕКЦИЯ ТЕМПЕРАТУРНОЙ ПОГРЕШНОСТИ,
АППРОКСИМАЦИЯ ГРАДУИРОВОЧНЫХ
ХАРАКТЕРИСТИК ЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ
ДАТЧИКОПРЕОРАЗУЮЩЕЙ АППАРАТУРЫ
С ВНУТРИДАТЧИКОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКОЙ

32

Волков В. С., Кучумов Е. В., Кикот В. В., Французов М. В.

ПРИМЕНЕНИЕ СХЕМЫ НА ОСНОВЕ ОПЕРАЦИОННОГО
УСИЛИТЕЛЯ ДЛЯ ТЕМПЕРАТУРНОЙ КОМПЕНСАЦИИ
ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ТЕНЗОРЕЗИСТИВНОГО
ДАТЧИКА ДАВЛЕНИЯ

42

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИИ И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

Самошин А. В.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОГРЕШНОСТИ НЕЛИНЕЙНОСТИ
УПРУГИХ ЭЛЕМЕНТОВ, ВЫПОЛНЕННЫХ
В ВИДЕ ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ МЕМБРАНЫ,
ЖЕСТКОЗАКРЕПЛЕННОЙ ПО НАРУЖНОМУ КОНТУРУ

51

ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Вершинин Н. Н., Безбородова О. Е., Авдонина Л. А., Вершинин А. Е.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИНДУКЦИОННЫХ ДАТЧИКОВ
ПРИ ИЗМЕРЕНИИ ДИСБАЛАНСА ТЕЛ ВРАЩЕНИЯ

58

МЕДИЦИНСКИЕ И БИОЛОГИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

УДК 53.089: 53.09(6): 519.2(33): 538.953(1)

В. Г. Полосин, О. Н. Бодин

ПРИМЕНЕНИЕ ЭНТРОПИЙНО-ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО ПОТЕНЦИАЛА ДЛЯ МОНИТОРИНГА РЕЗУЛЬТАТОВ ЭЛЕКТРОФИЗИОЛОГИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК СЕРДЦА

V. G. Polosin, O. N. Bodin

USING ENTROPY-PARAMETRIC POTENTIAL FOR MONITORING RESULTS OF ELECTROPHYSIOLOGICAL CHARACTERISTICS OF THE HEART

А н н о т а ц и я. *Актуальность и цели.* Развитие средств мониторингового контроля предоставляет новые возможности для разработки алгоритмов кардиодиагностики. В связи с тем что электрокардиосигнал имеет стохастическую природу, при построении систем мониторинга перспективны алгоритмы оценки неупорядоченности отсчетов кардиоцикла. При этом объединение информационных и статистических параметров распределений открывает новые возможности оценки параметров моделей стохастических процессов. Цель работы состоит в выявлении свойств меры энтропийно-параметрического потенциала и исследования возможности ее применения для получения дополнительной информации мониторинга электрофизиологических характеристик сердца. *Материалы и методы.* Используются известные методы статистического и информационного анализа неупорядоченности отсчетов мониторинга электрофизиологических характеристик сердца. *Результаты.* Предложена энтропийно-параметрическая мера неопределенности для диагностики состояния сердца и разработан алгоритм поиска формы функции, основанный на пересечении траектории разницы меры в пространствах информационной и евклидовой мер. Разработан метод установления формы ашроксимирующей функции для выборки результатов мониторинга, основанный на сопоставлении разности евклидовой меры и энтропийного потенциала (меры информационного пространства). *Выводы.* Выявлено, что энтропийно-параметрический потенциал наиболее полно отражает информацию о нестабильности состояния сердца, содержащуюся в распределении отсчетов кардиосигнала.

A b s t r a c t. *Background.* The development of the means of monitoring, provides great opportunities to develop new algorithms for Heart conditions' diagnosis. Because the electrocardiosignal has the stochastic nature, algorithms of an estimate of disorder of readout cardiosignal are perspective at build-up of systems of monitoring. Integrating of information parametres with statistical parametres of allocations, uncloses new possibilities of an estimate of parametres of models of stochastic processes. The purpose of the work is to identify the properties of the measure entropy – para-metric research potential and the possibility of its use for more information monitoring electrophysiological characteristics of the heart. *Materials and methods.* We use well-known methods of statistical analysis of data to obtain estimates of disorder

der for electro-physiological counts of the monitoring performance of the heart. Results. A entropy – parametric measure for an independent way of assessing uncertainty, consisting of an object and the algorithm of the search function of the form, based on the intersection of the path difference measures in Euclidean spaces of information and measures. The method of an establishment of the shape of the fitted function is developed for sample of effects of the monitoring, grounded on comparisons of a difference of the Euclidean standard and entropy potential (an information field standard). *Conclusions.* It was revealed that the entropijno-parametrical potential most full reflects the information on instability of a state of the heart, containing in allocation of readout of a cardiosignal.

К л ю ч е в ы е с л о в а: мера, евклидово пространство, энтропия, энтропийно-параметрический потенциал, мониторинг, форма распределения, уровень нестабильности.

К e y w o r d s: measure, Euclidean space, entropy, entropy-parametric potential, monitoring, form of distribution, the level of volatility.

Введение

Современное развитие аппаратуры мониторингового контроля физиологических характеристик создает возможности в совершенствовании методик медицинской диагностики и открывает широкие перспективы для развития медицинских технологий по диагностике заболеваний. Особенность систем клинического мониторинга состоит в применении «интеллектуальных» технических средств, позволяющих непрерывно получать результаты оценки физиологических характеристик пациента на основе сложных алгоритмов. Повышение уровня развития современных диагностических систем за счет совершенствования технических средств аппаратной реализации и технологий производства делает системы клинического мониторинга важнейшей составляющей частью различных методов клинических исследований при установлении диагноза заболевания [1, 2].

При проведении мониторинга электрофизиологических характеристик сердца с отведений электрокардиографа поступают случайные значения напряжений, что делает возможным использование алгоритмов статистической обработки результатов. Для этих целей широко используются методы, основанные на анализе статистических моментов выборки объема n значений контролируемой характеристики, полученной за фиксированный промежуток времени. Независимый способ оценки уровня неопределенности состояния объекта основан на оценке величины вероятностной энтропии $H(y)$ наблюдаемого свойства y [3–6]:

$$H(y) = - \int_{-\infty}^{\infty} f(y) \ln f(y) dy, \quad (1)$$

где $f(y)$ – плотность распределения значений наблюдаемого свойства.

Непосредственная оценка энтропии сигнала по экспериментальным данным часто оказывается невозможной или экономически невыгодной. В этой связи для учета информационных свойств выборки используют характеристики на основе энтропии выборки результатов.

Энтропийный потенциал

При проведении мониторинга в качестве наблюдаемых параметров удобно использовать параметры распределения результатов, полученных за фиксированный промежуток времени. В связи с тем что априорная аппроксимация этих результатов с помощью распределения $f(y)$ с заданными характеристиками ограничивает возможность выбора его формы, для оценки состояния объекта применяются характеристики, независимые от энтропийных свойств распределения результатов. Применение распределений с контролируемой формой позволяет учитывать энтропийные свойства моделей и создает предпосылки как для эффективного мониторинга характеристик сердца, так и для прогнозирования его поведения [7, 8].

Проблема оценки при ограниченном наборе информационных характеристик проявляется также при прогнозировании поведения объектов на основе использования нечеткой логики, алгебра которой построена на элементах функций [9].

Для процесса контроля в качестве меры неопределенности состояния объекта в работе [7] использован энтропийный потенциал, определяемый как половина диапазона равномерного

распределения, имеющего такую же энтропию, как и закон распределения наблюдаемого параметра. При этом для сопоставления применяется энтропия случайной величины, распределенная по равномерному закону в интервале $[-\Delta_3, \Delta_3]$ и рассчитываемая по формуле

$$H(y) = \ln(2\Delta_3). \quad (2)$$

Тогда выражение для эквивалентного потенциала произвольного закона распределения параметра y имеет вид

$$\Delta_3 = \frac{1}{2} \exp(H(y)). \quad (3)$$

Выражение (3) определяет величину энтропийного потенциала Δ_3 для любого закона распределения этого параметра y . Величина Δ_3 является своеобразным обобщенным параметром, характеризующим уровень нестабильности объекта: *чем больше уровень нестабильности объекта, тем больше энтропийный потенциал Δ_3 , отражающий неопределенность состояния объекта*. В приборостроении используется аналогичное понятие – *энтропийное значение погрешности* – для анализа погрешностей средств измерения, обусловленных дезинформирующим воздействием помех [10]. Выражение для расчета энтропийного потенциала по выборке результатов мониторинга при равномерном выборе интервалов группирования данных Δx имеет вид

$$\Delta_3 = \frac{1}{2} \Delta x N \exp\left(-\frac{1}{N} \sum_{j=1}^m n_j \ln(n_j)\right). \quad (4)$$

Удобство использования энтропийного потенциала в алгоритмах обработки результатов мониторинга электрофизиологических характеристик сердца состоит в его взаимосвязи с характеристиками разброса выборки результатов мониторинга.

Энтропийный потенциал, так же как и среднее квадратическое отклонение (СКО) характеризует неопределенность значений наблюдаемой величины. Отношение энтропийного потенциала к СКО определяет энтропийный коэффициент K_3 , который зависит от формы закона распределения и фактически позволяет учесть нестабильность наблюдаемого объекта:

$$K_3 = \frac{\Delta_3}{\sqrt{D(x)}}. \quad (5)$$

Значение коэффициента энтропии K_3 находятся в пределах от 0 до 2,066, причем его максимальное значение соответствует нормальному закону распределения. В связи с тем что нормальный закон распределения характеризуется максимальным дестабилизирующим эффектом, его применение для аппроксимации распределения существенно исказит картину состояния объекта.

В качестве энтропийного потенциала используется скалярная функция, заданная во всем множестве значений параметра y и связанная с параметрами разброса распределения (СКО и дисперсией). Оценку энтропийного потенциала можно отразить в пространстве евклидовой меры дисперсии распределения результатов:

$$\rho_T(y, m_y) = \frac{\Delta_3}{K_3} \sqrt{N}. \quad (6)$$

Тогда *разница мер*, сформированных в вероятностном пространстве элементарных событий, будет иметь вид

$$\Delta_\rho = \rho_m(y, m_y) - \rho_m(x, m_x) = \left(\frac{\Delta_{3T}}{K_{3T}} - \frac{\Delta_{3M}}{K_{3M}}\right) \sqrt{N}. \quad (7)$$

Здесь Δ_{3T} и Δ_{3M} – энтропийные потенциалы теоретической функции распределения и выборки результатов мониторинга.

Из выражения (5) следует *необходимое условие* справедливости выбора формы кривой, состоящее в том, что при соответствии выбранной формы функции выборке результатов мо-

иторинга должно соблюдаться равенство энтропийных коэффициентов для теоретической аппроксимирующей функции $K_{эТ}$ и для выборки результатов мониторинга $K_{эм}$:

$$K_{эТ} = K_{эм}. \quad (8)$$

Действительно, при соответствии аппроксимирующей функции выборке результатов мониторинга необходимо потребовать выполнения равенства неопределенностей этих объектов, выраженного как в параметрических, так и в энтропийных свойствах:

$$D(x) = D(y); \Delta_{эм} = \Delta_{эТ}. \quad (9)$$

При соответствии формы функции выборке результатов мониторинга выполняется только выражение (8), при этом из выражения (7) следует пропорциональность между разницей энтропийных потенциалов и «евклидовых мер». Очевидно, что разница энтропийных потенциалов теоретической функции распределения и выборки результатов мониторинга отражает разность «информационных мер» (или «энтропийных мер») в некотором ином информационном пространстве статистических распределений, связанном с евклидовым пространством выборки результатов мониторинга с помощью коэффициента энтропии.

Энтропийно-параметрический потенциал

В пространстве координат, заданных энтропийным потенциалом и СКО, положения аппроксимирующих распределений с известными формами иллюстрируются в виде направлений линий, наклоны которых равны коэффициентам энтропий соответствующих распределений. Примеры линий распределений 1–6 с известными формами в пространстве энтропийного потенциала и СКО даны на рис. 1. Там же показан пример перехода объекта из текущего состояния 8 в оптимальное состояние 9 при условии распределения 7 с заданной формой. Из рисунка следует, что в пространстве энтропийного потенциала и СКО положение объекта удобно характеризовать с помощью энтропийно-параметрического потенциала, под которым понимается мера неопределенности объекта, равная расстоянию от центра координат пространства до точки положения объекта. Выражение для энтропийно-параметрического потенциала имеет вид

$$\Delta_{эп} = 0,5\sqrt{(\Delta_э^2 + \sigma^2)}. \quad (10)$$

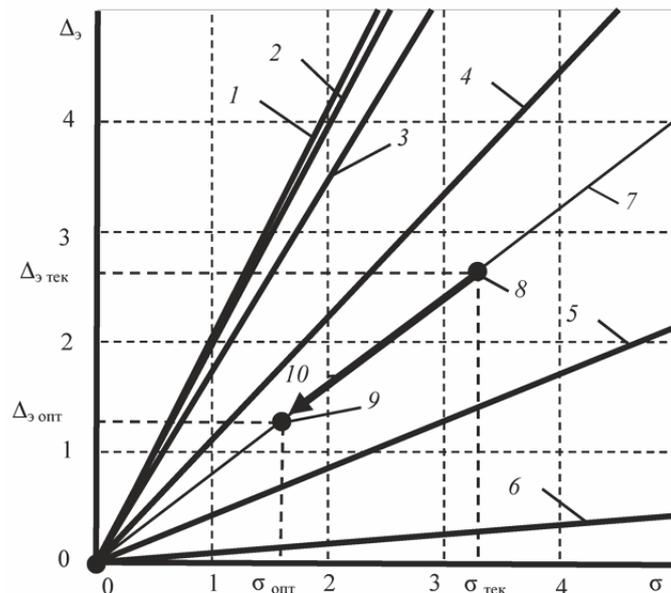


Рис. 1. Зависимости энтропийных потенциалов от средних квадратических разбросов для распределений: 1 – нормальное распределение; 2 – равномерное распределение; 3 – распределение Лапласа; 4 – арксинусоидальное распределение; 5 – экспоненциальное распределение с показателем формы $\alpha = 1/2$; 6 – экспоненциальное распределение с показателем формы $\alpha = 1/4$; 7 – распределение с заданной формой для объекта наблюдения; 8 – точка текущего состояния объекта на линии для заданной формы распределения; 9 – точка оптимального состояния объекта; 10 – направление перехода объекта из текущего состояния в оптимальное состояние при заданной форме распределения

Анализ результатов мониторинга связан с определением аппроксимирующих функций. На рис. 2 дана иллюстрация особенностей выбора параметров формы аппроксимирующей функции с заданной формой. При проведении мониторинга определена точка 1 положения выборки результатов мониторинга в осях энтропийного потенциала и среднего квадратического разброса. Априорно до проведения мониторинга выбрана форма аппроксимирующей функции, положение возможных значений которой в осях энтропийного потенциала и неопределенности СКО иллюстрирует линия 2. Пунктирные линии 3 и 4 иллюстрируют эквипотенциалы для энтропийного потенциала и неопределенности СКО. Пересечение эквипотенциалов 3 и 4 с линией положения значений аппроксимирующей функции 2 задает положение точек оптимального состояния системы при минимизации относительно неопределенности СКО и при минимизации энтропийного потенциала соответственно. Эквипотенциальная кривая энтропийно-параметрического потенциала задана формой окружности, радиус которой равен энтропино-параметрическому потенциалу, рассчитанному для выборки результатов мониторинга.

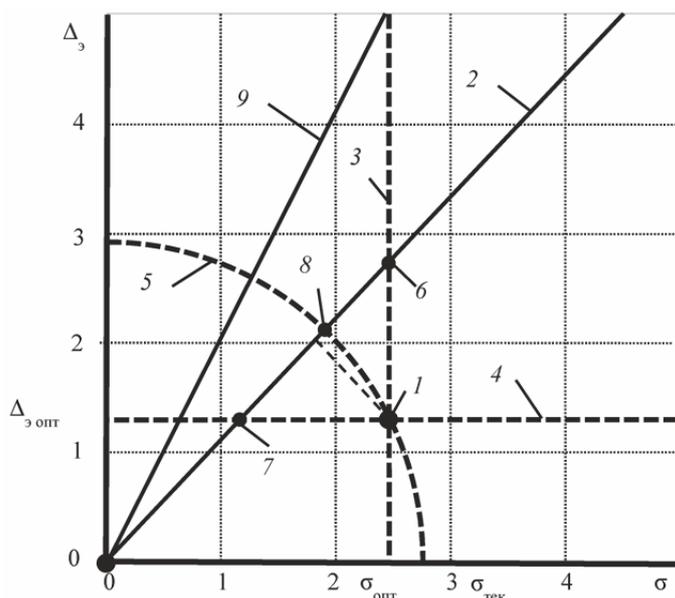


Рис. 2. Эквипотенциальные линии для выборки результатов мониторинга: 1 – точка положения выборки результатов мониторинга в осях энтропийного потенциала и среднего квадратического разброса; 2 – зависимость энтропийного потенциала от среднего квадратического разброса для распределений с известным параметром формы; 3, 4, 5 – эквипотенциальные линии для потенциала параметра неопределенности СКО, для энтропийного потенциала и для энтропийно-параметрического потенциала соответственно; 6, 7, 8 – точки оптимального состояния системы при минимизации потенциала неопределенности СКО, при минимизации энтропийного потенциала и при минимизации энтропийно-параметрического потенциала; 9 – линия нормального распределения

Анализ результатов мониторинга связан с определением аппроксимирующих функций. На рис. 2 дана иллюстрация особенностей выбора параметров формы аппроксимирующей функции с заданной формой. При проведении мониторинга определена точка 1 положения выборки результатов мониторинга в осях энтропийного потенциала и среднего квадратического разброса. Априорно до проведения мониторинга выбрана форма аппроксимирующей функции, положение возможных значений которой в осях энтропийного потенциала и неопределенности СКО иллюстрирует линия 2. Пунктирные линии 3 и 4 иллюстрируют эквипотенциалы для энтропийного потенциала и неопределенности СКО. Пересечение эквипотенциалов 3 и 4 с линией положения значений аппроксимирующей функции 2 задает положение точек оптимального состояния системы при минимизации относительно неопределенности СКО и при минимизации энтропийного потенциала соответственно. Эквипотенциальная кривая энтропийно-параметрического потенциала задана формой окружности, радиус которой равен энтропино-параметрическому потенциалу, рассчитанному для выборки результатов мониторинга.

Из рассмотрения рис. 2 следует, что минимальное расстояние между точкой 1 положения выборки результатов мониторинга и линией 2 положения возможных значений аппроксимирующей функции определяет пересечение эквипотенциальной линии, соответствующей мере энтропийно-параметрического потенциала. В этом случае выбор параметров аппроксимирующей функции достигается на основе минимизации разности между энтропийно-параметрическими потенциалами, рассчитанными для выборки результатов измерений и выборки аппроксимирующей функции:

$$\Delta_{\text{эн}}(x) - \Delta_{\text{эн}}(y) \rightarrow \min. \quad (11)$$

Качественно новый результат получается при применении энтропийно-параметрического потенциала к случайной величине разности векторов выборки результатов измерений и выборки аппроксимирующей функции.

Обсуждение результатов

Таким образом, энтропийный потенциал следует рассматривать как «меру информационного пространства», связанную с помощью коэффициента энтропии с «евклидовой мерой» вероятностного пространства, заданного выборкой результатов мониторинга:

$$\rho_{\Delta}(H(x)) = \Delta_{\text{эм}} = \frac{K_{\text{э}}}{\sqrt{N}} \rho_{\text{м}}(x, m_x). \quad (12)$$

Из выражения (7) следует, что при соответствии формы аппроксимирующей функции выборки результатов мониторинга отношение разницы «евклидовых мер» к разнице «информационных мер» остается неизменным и равным энтропийному коэффициенту, рассчитанному по выборке результатов мониторинга:

$$K_{\text{эм}} = \frac{\rho_{\Delta}(H(y)) - \rho_{\Delta}(H(x))}{\rho_{\text{т}}(y, m_y) - \rho_{\text{м}}(x, m_x)}. \quad (13)$$

Выполнение соотношения (13) означает, что при правильном выборе формы функции и произвольном изменении других информативных параметров функции отношение разницы «информационных мер» аппроксимирующей функции и выборки результатов мониторинга к разнице их «евклидовых мер» сохраняется, т.е. остается инвариантной величиной, равной энтропийному коэффициенту этой функции.

Использование «информационной и евклидовой мер» применительно к вероятностному пространству элементарных событий позволяет построить алгоритм поиска формы функции, основанный на пересечении траектории разницы меры в пространствах информационной и евклидовой мер. Суть способа оценки параметра формы состоит в следующем. При изменении параметра формы функции и фиксированном значении остальных параметров модели проводятся посторонние зависимости энтропийного коэффициента, найденного из отношения (13), от изменения параметра формы функции. Путем изменения параметров функции, не связанных с ее формой, строится ряд кривых, пересечение которых происходит в точке с требуемым значением формы кривой. Следует отметить, что при использовании этого способа для определения параметра формы частного распределения, такого как распределение Вейбулла – Гнеденко или гамма-распределения, содержащего параметр формы [11, 12], пересечение зависимостей коэффициента энтропии от параметра формы возможно в нескольких различных точках. В этом случае функция не содержит формы, необходимой для аппроксимации результатов мониторинга, и выбор наилучшего значения формы кривой рекомендуется выполнить путем усреднения параметров форм, найденных в результате пересечения нескольких кривых зависимостей энтропийного коэффициента от параметра формы при фиксированном значении других параметров функции.

Список литературы

1. Федотов, А. А. Измерительные преобразователи биомедицинских сигналов систем клинического мониторинга / А. А. Федотов, С. А. Акулов. – М. : Радио и связь, 2013. – 248 с.

2. Макаров, Л. М. Холтеровское мониторирование / Л. М. Макаров. – М. : Медпрактика, 2003. – 340 с.
3. Краус, М. Измерительные информационные системы / М. Краус, Э. Вошни. – М. : Мир, 1975. – 310 с.
4. Кавалеров, Г. И. Введение в информационную теорию измерений / Г. И. Кавалеров, С. М. Мандельштам. – М. : Энергия, 1974. – 376 с.
5. Шишкин, И. Ф. Теоретическая метрология. Ч. 1. Общая теория измерения / И. Ф. Шишкин. – СПб. : Питер, 2010. – 192 с.
6. Вегер, В. Информация об измеряемой величине как основа формирования функции плотности вероятности / В. Вегер // Измерительная техника. – № 9. – 2003. – С. 3–9.
7. Лазарев, В. Л. Энтропийный подход к организации мониторинга и управления / В. Л. Лазарев // Известия РАН. Теория и системы управления. – 2005. – № 6. – С. 61–68.
8. Hwang, T. Y. On new moment estimation of parameters of the gamma distribution using it's characterization / T. Y. Hwang, P. H. Huang // Annals of the Institute of STATISTICS Mathematics. – 2002. – № 54. – P. 840–847.
9. Рыжаков, В. В. Прогнозирование поведения сложных объектов на основе представлений нечетких ситуаций : учеб. пособие / В. В. Рыжаков, М. В. Рыжаков, К. В. Рыжаков. – М. : МФТИ, 2005. – 100 с.
10. Новицкий, П. В. Основы информационной теории измерительных устройств / П. В. Новицкий. – Л. : Энергия, 1968. – 248 с.
11. Вадзинский, Р. Н. Справочник по вероятностным распределениям / Р. Н. Вадзинский. – СПб. : Наука, 2001. – 296 с.
12. Полосин, В. Г. Анализ результатов измерения объемной активности радона с помощью распределения Вейбулла – Гнеденко / В. Г. Полосин, С. В. Тертычная // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Физико-математические науки. – 2009. – № 1 (9). – С. 127–133.

Полосин Виталий Германович

кандидат технических наук, докторант,
кафедра информационно-измерительной
техники и метрологии,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: iit@pnzgu.ru

Polosin Vitaliy Germanovich

candidate of technical sciences, doctoral student,
sub-department of information
and measuring equipment and metrology,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Бодин Олег Николаевич

доктор технических наук, профессор,
кафедра информационно-измерительной
техники и метрологии,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: bodin_o@inbox.ru

Bodin Oleg Nikolaevich

doctor of technical sciences, professor,
sub-department of information
and measuring equipment and metrology,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

УДК 53.089: 53.09(6): 519.2(33): 538.953(1)

Полосин, В. Г.

Применение энтропийно-параметрического потенциала для мониторинга результатов электрофизиологических характеристик сердца / В. Г. Полосин, О. Н. Бодин // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2015. – № 4 (14). – С. 3–9.

**ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ
И УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ**

УДК 681.518

*А. А. Щербакова***ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА
ОПРЕДЕЛЕНИЯ СОСТАВА И ОКТАНОВОГО ЧИСЛА
БЕНЗИНОВ В ПРОМЫШЛЕННЫХ УСЛОВИЯХ НА ОСНОВЕ
ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО КВАНТОВОГО ГЕНЕРАТОРА***A. A. Shcherbakova***INFORMATION-MEASURING SYSTEM FOR DETERMINING
THE COMPOSITION AND OCTANE NUMBER OF GASOLINE
IN AN INDUSTRIAL ENVIRONMENT ON THE BASIS
OF THE PARAMETRIC QUANTUM OSCILLATOR**

А н н о т а ц и я. Актуальность и цели. Оценку компонентного состава и значения октанового числа товарного бензина при производстве путем смешения компонентов производят периодическим лабораторным анализом. Для оперативного контроля и управления технологическим процессом производства товарного топлива необходимо реализовать информационно-измерительную систему с поточным анализом бензинов и компонентов. *Материалы и методы.* Для решения поставленных задач использовались методы математического моделирования, статистической обработки данных, теория искусственных нейронных сетей, метод обратного распространения ошибки, моделирование в программных средах Visual Basic for Applications (VBA) Microsoft Excel, MathCad. *Результаты.* Предложена информационно-измерительная система на основе параметрического квантового генератора, которая позволит уменьшить транспортное запаздывание в системе установкой проточных кювет, расположенных в непосредственной близости к технологическому трубопроводу, включает импульсный лазер накачки и перестраиваемый параметрический квантовый генератор с диапазоном перестройки 680–1064 нм – сигнальной волны, 1064–2500 нм – холостой волны. На выходе из системы сигналы со значениями спектральных коэффициентов пропускания и рассчитанным по ним спектральным коэффициентам поглощения сохраняются в компьютере. *Выводы.* Информационно-измерительная система для оценки состава и октанового числа бензинов, включающая параметрический квантовый генератор и проточную кювету, учитывает излучение от перестраиваемого параметрического квантового генератора по волоконно-оптическому кабелю, одновременно проходит через измерительный канал с проточной кюветой и сравнительный канал. А по измеренным спектральным коэффициентам поглощения компонентов и бензинов производят определение состава и октанового числа бензина, идентификацию компонентов. Эта информационно-измерительная система позволит в режиме реального времени управлять технологией приготовления бензинов и оперативно вносить поправку в технологию его приготовления.

Abstract. Background. The evaluation component composition and the octane value of commercial gasoline during the production by mixing the components produce periodic laboratory analysis. For operational control and management of the technological process of production of commodity fuels it is necessary to implement information-measuring system with in-line analysis of gasoline and components. *Materials and methods.* To solve the set tasks we used methods of mathematical modeling, statistical data, theory of artificial neural networks, back propagation method of error modeling in software environments Visual Basic for Applications (VBA) Microsoft Excel, MathCad. *Results.* The authors suggests information-measuring system (IMS) with parametric quantum oscillator that will reduce transport delay in the system by installing the flow-cell, placed in close proximity to the process pipeline. The system includes a pulsed pump laser and a tunable parametric quantum oscillator with a tuning range of 680–1064 nm signal wave, 1064–2500 nm – blank wave. The output from the system signals with the values of spectral transmittance and designed for them the spectral absorption coefficients are saved in PC. *Conclusions.* The IMS to assess the composition and octane number of gasoline, including parametric quantum oscillator and flow cell, takes into account the radiation from a tunable parametric lasers through a fiber optic cable simultaneously passing through the measuring channel with flow-through cell and the reference channel. And the measured spectral absorption coefficients of the components and produce a gasoline composition and octane number of gasoline, identification of the components. This IMS will enable real-time control technology of preparation of gasoline and promptly amend the technology of its preparation.

Ключевые слова: импульсный лазер накачки, параметрический квантовый генератор, проточная кювета, волоконно-оптический кабель, темновой ток, спектральный коэффициент поглощения.

Keywords: a pulsed pump laser, parametric quantum oscillator, flow cell, optical fiber, dark current, spectral absorption coefficient.

При производстве товарных бензинов необходимо проводить непрерывную идентификацию смешиваемых компонентов бензина, контроль и управление составом готовых бензинов. Используемые методы и приборы для решения этих задач представлены в [1–3]. Чтобы уменьшить транспортное запаздывание в импульсных гидравлических линиях, необходимо измерительные кюветы с анализируемыми жидкостями располагать в непосредственной близости к технологическим линиям.

Предлагается информационно-измерительная система (ИИС) для идентификации компонентов и управления составом бензинов, в которой проточные кюветы соединены волоконно-оптическим кабелем с перестраиваемым в ближнем ИК диапазоне параметрическим квантовым генератором.

На рис. 1 представлена функциональная схема ИИС для оценки состава и октанового числа товарных бензинов на основе параметрического генератора излучения. Система содержит: импульсный лазер накачки, параметрический квантовый генератор [4, 5], волоконно-оптический кабель, проточную кювету на каждом технологическом потоке, фотодиоды [6], интеграторы, устройства выборки хранения, мультиплексор, аналого-цифровой преобразователь (АЦП), микроконтроллер (МК) [7], и персональный компьютер (ПК).

ПК по USB-интерфейсу управляет микроконтроллером, дающим в момент времени t_1 команду на генерацию импульсного излучения лазера накачки, которое, попадая в параметрический генератор, преобразовывается в излучение необходимой длины волны λ_i и через волоконно-оптический кабель направляется в кювету. Далее излучение по волоконно-оптическому кабелю попадает на малоинерционный фотодиод. Ток фотодиода I_u интегрируется интегратором (И) и запоминается устройством выборки и хранения.

АЦП по команде с МК преобразовывает аналоговый сигнал в цифровой, который вводится в МК и запоминается в оперативном запоминающем устройстве.

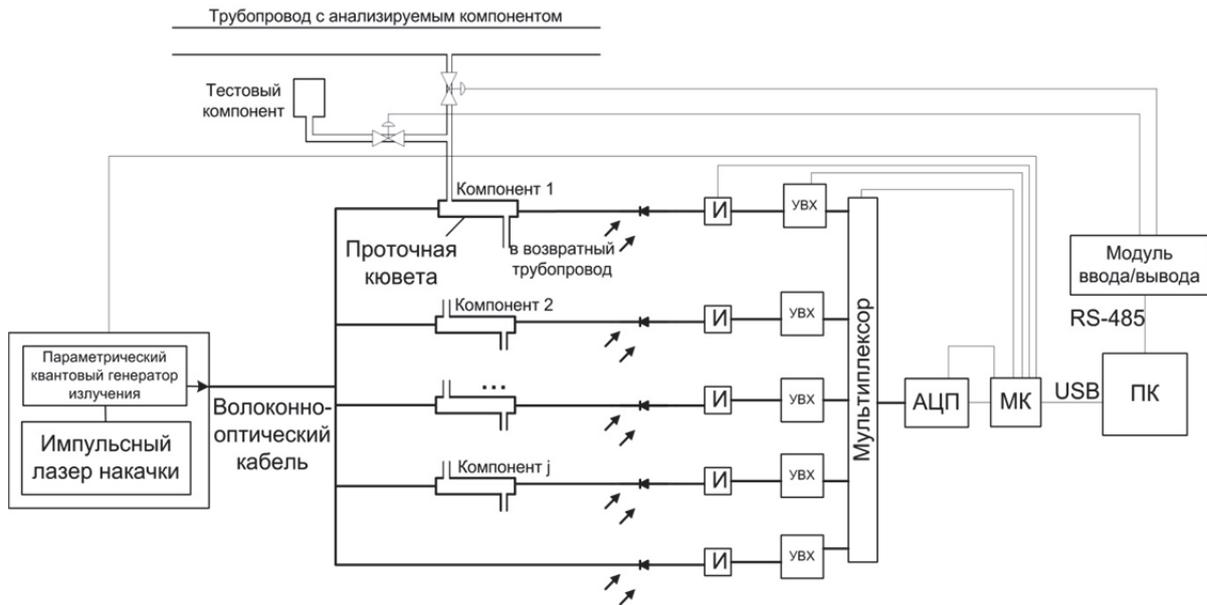


Рис. 1. Функциональная схема ИИС на основе параметрического квантового генератора

Одновременно снимается информация со сравнительного канала измерения, при этом излучение по волоконно-оптическому кабелю направляется на фотодиод, а интегратором интегрируется ток фотодиода I_c . Порядок опроса устанавливается программным образом и осуществляется при помощи мультиплексора.

В момент времени t_2 излучение с параметрического генератора отсутствует и интегрируется темновой ток фотодиода I_T , который преобразовывается в цифровое значение и запоминается в оперативном запоминающем устройстве.

Далее МК дает команду на шаговый двигатель параметрического генератора излучения для поворота нелинейного кристалла и перехода на следующую длину волны. МК вновь в момент времени t_3 дает команду на генерацию импульсного излучения лазера накачки и все операции, описанные выше, повторяются на длине волны λ_{i+1} так, как это показано на временной диаграмме на рис. 2.

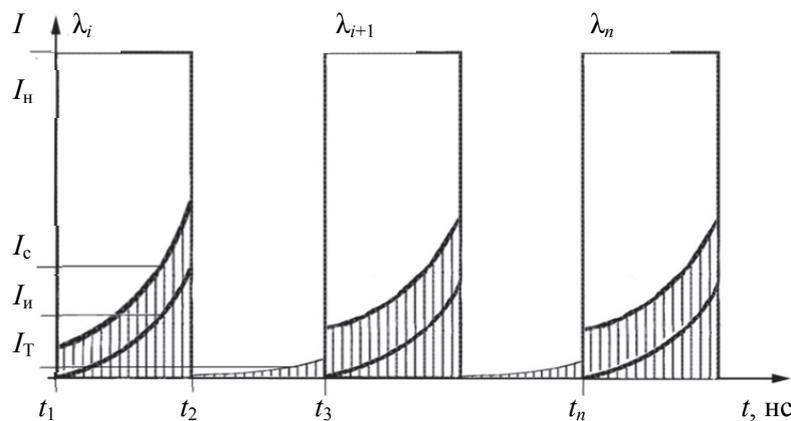


Рис. 2. Временная диаграмма импульсного излучения и интегрирования измерительных, сравнительных и темновых сигналов

Цифровые сигналы с АЦП для различных длин волн при заполнении кюветы анализируемой жидкостью $N_n(\lambda_i)$ можно представить следующей зависимостью:

$$N_n(\lambda_i) = \Phi_0(\lambda_i)K(\lambda_i)\tau_n(\lambda_i)\tau_b(\lambda_i)\tau_k(\lambda_i) + N_T(\lambda_i), \quad (1)$$

где $\Phi_0(\lambda_i)$ – поток излучения, вошедший в систему; $K(\lambda_i)$ – коэффициент передачи j -го оптического тракта на i -й длине волны (коэффициент отклонения при измерении спектральных коэффициентов пропускания); $\tau_n(\lambda_i)$ – спектральный коэффициент пропускания анализируемой жидкости; $\tau_b(\lambda_i)$ – спектральный коэффициент пропускания оптических элементов системы; $\tau_k(\lambda_i)$ – спектральный коэффициент пропускания кюветы; $N_T(\lambda_i)$ – цифровой сигнал, полученный в режиме измерения темновых токов на i -й длине волны.

Измеренные цифровые сигналы с интеграторов на различных длинах волн при прохождении излучения через сравнительный канал $N_c(\lambda_i)$ принимают следующий вид:

$$N_c(\lambda_i) = \Phi_0(\lambda_i)K(\lambda_i)\tau_b(\lambda_i) + N_T(\lambda_i). \quad (2)$$

Из (1) и (2) спектральный коэффициент пропускания анализируемого компонента определяется как

$$\tau_n(\lambda_i) = \frac{N_n(\lambda_i) - N_T(\lambda_i)}{N_c(\lambda_i) - N_T(\lambda_i)} \cdot \frac{1}{\tau_k(\lambda_i)}.$$

По измеренным спектральным коэффициентам пропускания $\tau_n(\lambda_i)$ рассчитываются соответствующие им спектральные коэффициенты поглощения j -го компонента по формуле

$$k_j(\lambda_i) = \frac{-\lg \tau_{nj}(\lambda_i)}{L_j},$$

где $k_j(\lambda_i)$ – коэффициент поглощения j -го компонента на i -й длине волны; L_j – длина оптического пути j -й кюветы.

Для идентификации компонентов и определения состава смесей предварительно создают базу данных спектральных коэффициентов поглощения тестовых компонентов $k_{j\text{тест}}(\lambda_i)$.

По измеренным и вычисленным значениям спектральных коэффициентов поглощения компонентов $k_j(\lambda_i)$ и значениям спектральных коэффициентов поглощения товарных бензинов (смесей) $k_{\text{см}}(\lambda_i)$ в соответствии с целевой функцией искусственной нейронной сети B [8], производится определение коэффициентов синаптических связей:

$$B = \sum_{i=1}^n \left[k_{\text{см}}(\lambda_i) - \sum_{j=1}^m k_j(\lambda_i)\omega_{ij} \right]^2, \quad (3)$$

где ω_{ij} – коэффициенты синаптических связей.

На рис. 3 представлена структура искусственной нейронной сети [9], используемая при идентификации компонентов и вычислении компонентного состава бензиновой смеси.

Идентификацию j -компонентов в товарном бензине производят по минимуму целевой функции

$$U_j = \sum_{i=1}^n \left[k_j(\lambda_i)\omega_{ij} - k_{j\text{тест}}(\lambda_i) \right]^2.$$

Значения функции активации нейронов искусственной нейронной сети идентификации компонентов R вычисляют в соответствии с функцией активации:

$$R = e^{-\alpha \varepsilon},$$

где α – коэффициент, учитывающий наклон функций активации; ε – погрешность измерения спектральных коэффициентов поглощения. При активном состоянии нейрона идентификации принимают значения концентрации компонентов в смеси численно равным значениям коэффициентов синаптических связей ω_{ij} . На рис. 4 приведен график функции активации нейрона искусственной нейронной сети идентификации компонентов.

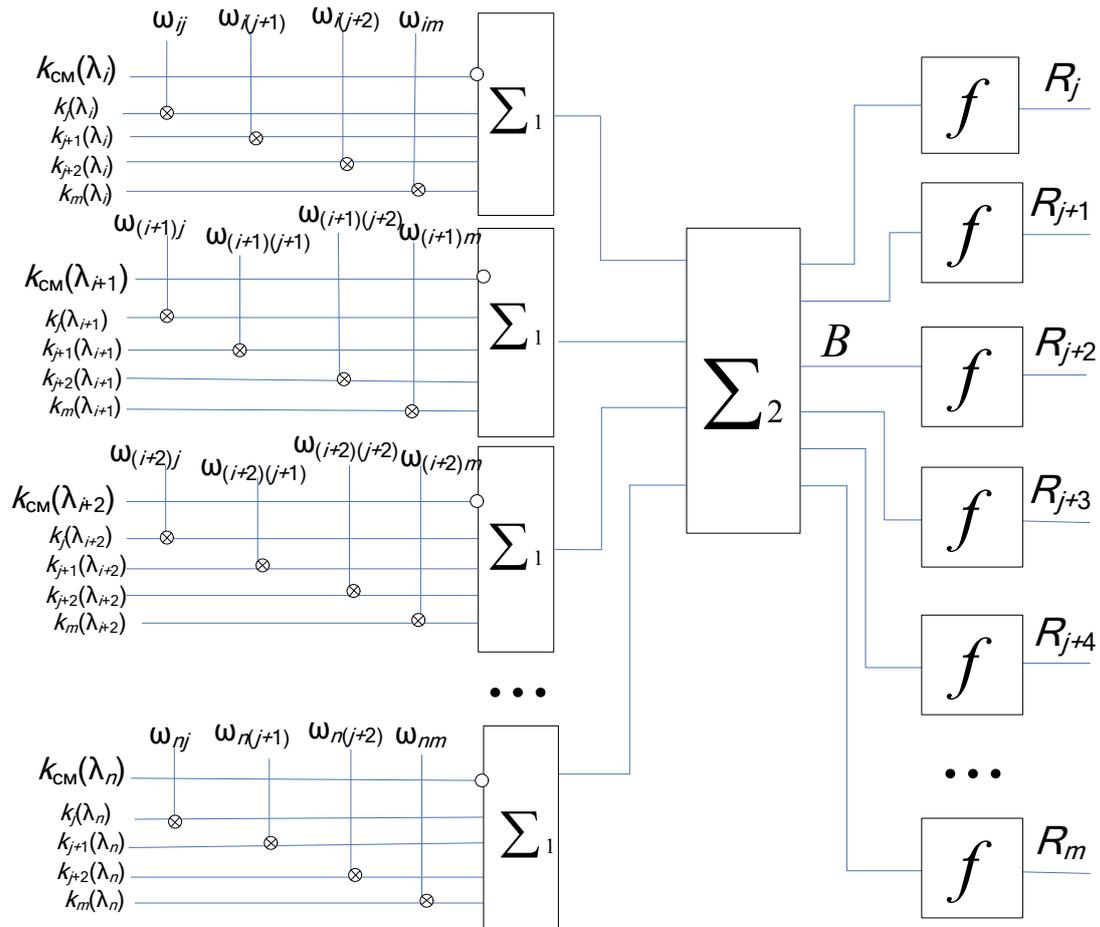


Рис. 3. Структура искусственной нейронной сети идентификации компонентов и определения состава товарного бензина

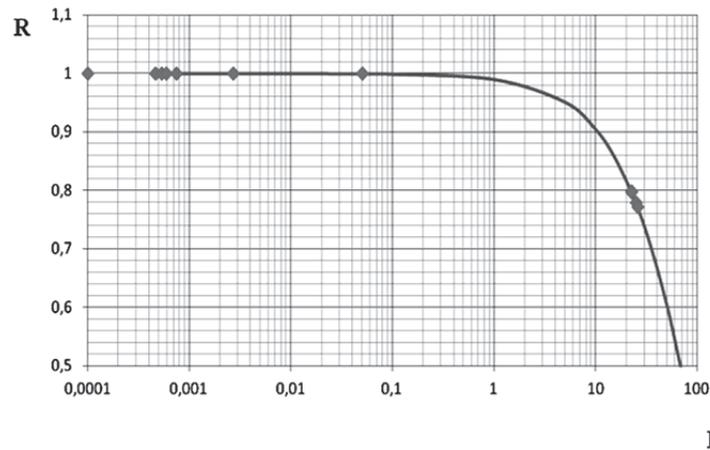


Рис. 4. График функции активации нейрона искусственной нейронной сети идентификации компонентов

После идентификации компонентов и определения состава производится расчет октанового числа топлива Q в соответствии с формулой

$$Q = \sum_{j=1}^m c_j Q_j + b,$$

где Q_j – октановое число компонента бензина; b – суммарное отклонение октановых чисел от аддитивности, обусловленное межмолекулярными взаимодействиями между компонентами:

$$b = \frac{1}{100} \sum_{j=1}^m b_j c_j,$$

где b_j – интенсивность межмолекулярных взаимодействий j -го компонента [10].

Далее формируются управляющие воздействия для управления расходами компонентов товарного бензина.

Применение параметрического квантового генератора в промышленной ИИС для измерения компонентного состава бензинов позволит производить измерение коэффициентов поглощения всех компонентов и готового товарного бензина в режиме реального времени, что значительно увеличивает быстродействие системы. С помощью спектральных коэффициентов поглощения производится контроль компонентного состава и детонационной стойкости бензинов при производстве и оперативное управление технологией приготовления бензинов.

Список литературы

1. Астапов, В. Н. Приборы для измерения октанового числа бензинов в технологическом потоке / В. Н. Астапов // Химия и технология топлив и масел. – 2002. – № 2. – С. 49–51.
2. Bakeev, K. A. Process Analytical Technology / Katherine A. Bakeev // Blackwell Publishing Ltd, 2005. – 445 с.
3. Айхлер, Ю. Лазеры. Исполнение, управление, применение / Ю. Айхлер, Г. Айхлер. – М. : Техносфера, 2008. – 440 с.
4. Бломберген, Н. Нелинейная оптика / Н. Бломберген. – М. : Мир, 1966. – 424 с.
5. Гурзаян, Г. Нелинейно-оптические кристаллы / Г. Гурзаян, В. Г. Дмитриев, Д. Н. Никогосян // Свойства и применение в электронике. – М. : Радио и связь, 1991.
6. Шредер, Г. Техническая оптика / Г. Шредер, Х. Трайбер. – М. : Техносфера, 2006. – 424 с.
7. Гоноровский, И. С. Радиотехнические цепи и сигналы / И. С. Гоноровский. – М. : Радио и связь, 1986. – 512 с.
8. Хайкин, С. Нейронные сети / С. Хайкин. – М. : Вильямс, 2006. – 1104 с.
9. Щербакова, А. А. Принцип искусственных нейронных сетей в промышленной системе идентификации компонентов бензина, определения его состава и детонационной стойкости / А. А. Щербакова, В. А. Соловьев // Модели, системы, сети в экономике, технике, природе и обществе. – 2015. – № 2 (14). – С. 185–192.
10. Смышляева, Ю. А. Моделирование процесса приготовления высокооктановых бензинов на основе углеводородного сырья в аппаратах циркуляционного типа : дис. ... канд. техн. наук / Смышляева Ю. А. – Томск : НИТПУ, 2011. – 144 с.

Щербакова Анна Алексеевна

аспирант,
кафедра приборостроения,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: anutka7790@mail.ru

Shcherbakova Anna Alekseevna

postgraduate student,
sub-department of instrument engineering,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

УДК 681.518

Щербакова, А. А.

Информационно-измерительная система определения состава и октанового числа бензинов в промышленных условиях на основе параметрического квантового генератора / А. А. Щербакова // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2015. – № 4 (14). – С. 10–15.

УДК 681.518.3

*Б. В. Чувькин, И. А. Долгова, И. А. Сидорова***ВОПРОСЫ КЛАССИФИКАЦИИ ИНТЕГРИРУЮЩИХ
ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ В СОСТАВЕ
ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ***B. V. Chuvykin, I. A. Dolgova, I. A. Sidorova***QUESTIONS OF CLASSIFICATION THE INTEGRATING
MEASURING TRANSDUCERS AS PART
OF INFORMATION-MEASURING SYSTEMS**

А н н о т а ц и я. *Актуальность и цели.* Рассмотрены некоторые особенности анализа и синтеза интегрирующих измерительных преобразователей (ИИП) как базового элемента информационно-измерительных систем. Объектом исследования являются ИИП замкнутой структуры. Целью работы является классификация ИИП с точки зрения исследования флуктуационных шумов квантования. *Материалы и методы.* Использован системный подход к рассмотрению ИИП, применяется метод фасетной классификации, позволяющий оптимально разделить ИИП по группам, отличающимся определенным набором свойств. *Результаты.* Предложена классификация, представляющая собой качественный подход для исследования механизма возникновения флуктуационных шумов в цифровых ИИП замкнутой структуры. *Выводы.* Предложенная классификация позволяет при практическом использовании ИИП получить максимальный технический эффект при решении сложных инженерных задач в информационно-измерительных системах. Показана конструктивность данной классификации в задачах анализа и синтеза ИИП, а также указываются перспективные пути их совершенствования.

A b s t r a c t. *Background.* Some features of the analysis and synthesis of the integrating measuring transducers as basic element of the information measuring systems are considered. Object of research are integrating measuring transducers with closed structure. The purpose is classification of integrating measuring transducers the point of view to research the fluctuation quantization noises. *Materials and methods.* The systems concept is used to integrating measuring transducers, the facet classification method allowing to separate optimum integrating measuring transducers on groups differing in a certain property set is applied. *Results.* The classification representing high-quality approach for research of origins of fluctuation noise in digital IIP of closed structure is offered. *Conclusions.* The offered classification allows to gain in case of practical use the integrating measuring transducers the maximum technical effect of the solution complex engineering challenges. Constructibility of this classification is shown in tasks of the analysis and synthesis the integrating measuring transducers, and also perspective ways of their enhancement are specified.

К л ю ч е в ы е с л о в а: интегрирующий измерительный преобразователь, информационно-измерительные системы, нелинейность, сигма-дельта-модулятор, методы проектирования, флуктуационный шум квантования.

К e y w o r d s: the integrating measuring transducer, information measuring systems, non-linearity, sigma delta the modulator, design methods, fluctuation quantization noises.

Введение

В настоящее время в области измерительной техники и приборостроения остаются актуальными вопросы совершенствования интегрирующих измерительных преобразователей (ИИП), являющихся важнейшими элементами современных измерительных систем.

ИИП реализуют алгоритм представления непрерывных измерительных сигналов их дискретными по времени интегральными значениями и обладают такими характеристиками, как помехоустойчивость, относительная простота настройки схем, технологичность, низкая стоимость, благодаря чему они находят широкое применение при построении информационно-измерительных систем (ИИС), датчикопреобразующей аппаратуры, высокоточных сигма-дельта аналого-цифровых преобразователей (АЦП), в системах аналого-цифровой обработки аудио-видео-сигналов, в цифровых радиосистемах.

Наибольшее распространение получили ИИП, реализующие алгоритм однобитного аналого-цифрового преобразования в сочетании с алгоритмами цифровой фильтрации, получившими название «однобитные сигма-дельта-модуляторы» (СДМ). Однобитный СДМ относится к классу нелинейных динамических систем из-за наличия в его структуре нелинейного элемента – квантователя. Отличительной особенностью интегрирующих АЦП (ИАЦП), использующих СДМ в качестве промежуточного АЦП, являются уникальные характеристики по линейности преобразования, высокой разрядности в сочетании с простотой реализации по технологии «система на кристалле» (System-on-a-Chip) [1–3].

Непрерывный рост рынка преобразователей информации с сигма-дельта архитектурой подтверждается расширением сферы применения таких преобразователей: наряду с традиционными задачами они используются для решения задач электрокардиографии и электроэнцефалографии, хроматографии, сейсмических исследований и т.п. Анализ номенклатуры интегральных АЦП, выпускаемых ведущими мировыми производителями Texas Instruments, Analog Devices, Maxim Integrated Products, показал, что около 30 % составляют преобразователи с сигма-дельта архитектурой [4].

Как известно [1–3], ИИП представляют собой сложные динамические структуры, для описания которых традиционно использовался математический аппарат линейных импульсных систем. Однако для описания динамических процессов ИИП, использующих метод однобитного квантования, потребовалось расширение традиционных математических понятий и методов в области нелинейных систем [5].

Анализ современной отечественной и зарубежной научной литературы подтверждает, что в последние годы растет число работ, посвященных как теории, так и практике построения ИИП различного вида. Авторами исследуются такие вопросы, как технологические пути совершенствования, вопросы построения сложнофункциональных блоков и специальных фильтров, снижение потребляемой мощности, расширение функциональных возможностей, повышение быстродействия и устойчивости, методики проектирования и компьютерного моделирования и др. В ряде работ, в первую очередь зарубежных авторов R. Schreier, O. Feely, L. O. Chua, H. Wang Soren, Chris Dunn, Mark Sandler, для исследования СДМ предлагается использовать теорию динамического хаоса – раздел математики, изучающий методы и способы решения нелинейных уравнений [6].

В данной работе предлагается классификация ИИП замкнутой структуры с точки зрения исследования флуктуационных шумов квантования, целью которой является увеличение области поиска новых технических решений и путей совершенствования, а также известных структурно-алгоритмических решений с привлечением математических свойств из других областей науки.

1. Системный подход к анализу интегрирующих измерительных преобразователей как основному элементу ИИС

В последние годы прослеживается устойчивая тенденция усложнения цифровых методов обработки информации ИИП, цифрового управления процессом измерения, использование все более сложных математических методов, большее использование замкнутых структур с обратной связью с целью повышения точности, быстродействия и, как следствие, появление нелинейных методов обработки измерительной информации. Это порождает совершенно новый класс задач, решение которых определяет прогресс в области построения высокоэффективных ИИС. Поэтому исследование теоретических и практических проблем совершенствования ИИП замкнутой структуры является актуальной научно-технической проблемой [7].

Как было сказано выше, для измерения низкочастотных сигналов традиционными лидером среди измерительных преобразователей (ИП) системного применения является ИИП, достоинствами которых как базового элемента при построении современных ИИС являются высокая точность, низкая стоимость, технологичность, относительная простота реализации и настройки схем.

Одной из особенностей ИИС является то, что ее комплектация как единого законченного изделия из частей, выпускаемых различными заводами-изготовителями, часто осуществляется только на месте эксплуатации. Системный принцип построения ИИС обеспечивает ее гибкость по отношению к решаемым задачам благодаря тому, что различные функционально и конструктивно совместимые компоненты обладают определенной автономностью и могут использоваться в составе различных ИИС.

Применяя системный подход к исследованиям ИИП, можно значительно улучшить метрологические характеристики ИИС. При этом могут совершенствоваться структуры, элементная база, алгоритмы измерений и обработки сигналов [8].

Для этого необходимо разбить ИИС на подсистемы более низкого уровня: первичные преобразователи (датчики) физических величин в электрические сигналы, измерительные преобразователи (модуляторы), устройства цифровой обработки, устройства передачи сигнала и его регистрации (модуль формирования выходных данных), которые в свою очередь можно разбить на еще более мелкие подсистемы (рис. 1). В принципе любое техническое устройство может рассматриваться как система – вопрос стоит только в степени детализации.

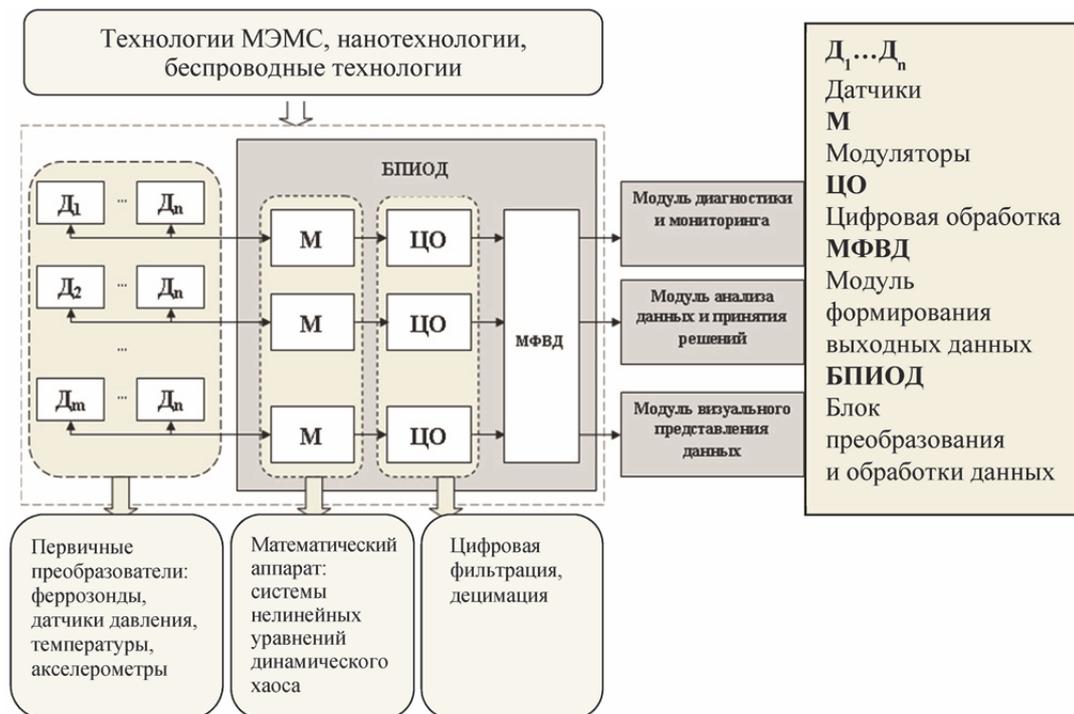


Рис. 1. Функциональная схема ИИС

Так, ИИП также можно представить как отдельную ИИС, состоящую из нескольких функциональных блоков (интеграторы, компараторы и т.д.), содержащих несколько активных (операционные усилители, транзисторы и т.д.) и пассивных (резисторы, конденсаторы и т.д.) элементов, соединенных между собой определенными связями, питающихся от общего источника питания с датчиком или независимо от него, размещенных в одном корпусе с датчиком или на определенном расстоянии от него.

Рассматривая ИИП как целостный объект, являющийся частью ИИС, можно выделить главные цели – обеспечение работоспособности, устойчивости и высокой точности преобразования информации. Таким же целям должна соответствовать и система в целом.

Системное представление ИИП в виде подсистемы, ограничение учитываемых характеристик интегральными показателями, построение обобщенной структуры ИП и другие аналогичные приемы позволяют упростить решаемые задачи и снизить размерность моделей, применяемых для описания таких систем. Использование методов системного анализа при

проектировании ИИП для ИИС позволяет повысить уровень результативности отдельных процессов.

Для ведения системного исследования предлагается использовать алгоритм действий, представленный в работе [8]. Обычно к ИИП предъявляются требования линейности, высокой точности, стабильности, максимальной чувствительности и наименьшего времени преобразования. С целью обеспечения результата преобразования в зависимости от цели измерения используют различные структуры, которые имеют свои достижимые значения точности, чувствительности, быстродействия и энергии, потребляемой от источника входного сигнала. Необходимый вид соединения определяется из условия обеспечения требуемой информационной эффективности. При этом получение максимума значения одного параметра, характеризующего эффективность, обычно сопровождается ухудшением другого и наоборот, т.е. происходит качественный обмен между параметрами. Эта взаимосвязь функционально выражается в виде гиперболической закономерности H -распределения (лат. *Hyperbole*) согласно теории информационно-энергетического обмена в ИП [9].

Развитие ИИС, усложнение измерительных задач, условий эксплуатации и алгоритмов функционирования (адаптивные, интеллектуальные) выдвигает новые требования к описанию ИП, входящих в состав ИИС. Уровень основных метрологических характеристик (МХ): точности, разрешающей способности, быстродействия, динамического диапазона исследуемых сигналов, – определяет эффективность ИИС. Результаты анализа основных особенностей ИИС показали, что одной из основных проблем метрологической оценки ИИС является сложность моделирования ИИС, а наличие динамических режимов измерения в ИИС приводит к необходимости исследования динамических свойств ИИП в составе системы и согласование их с объектом. Сложность структуры и многоканальность ИИС делают особенно актуальной проблему расчета МХ ИИС по МХ образующих ее компонентов и конкретно ИИП.

Применение системного подхода и системного анализа при исследовании ИИП позволяет рассматривать ИИС как систему, состоящую из подсистем, выявлять связи между подсистемами и отдельными элементами системы, исследовать возможности совмещения функций ее элементов. На основании системного подхода представляется возможным определить основные факторы, влияющие на погрешность преобразования как отдельных подсистем, так и системы в целом.

Для решения задач анализа и синтеза ИИП необходимо иметь формализованное описание основных подклассов структур ИИП, и для каждого подкласса требуется выделить и описать присущие им свойства. Это позволит решить задачу оптимального выбора структур и алгоритмов ИИП.

2. Классификация ИИП

Существует несколько подходов к классификации ИИП. Согласно [10] преобразователи информации могут быть разделены на классы по признакам, существенным с точки зрения особенности поведения в статике и динамике. Признаки, существенные для статики: наличие квантования сигналов по уровню (аналоговые и цифровые); наличие опорного канала (прямого и уравнивающего преобразования); по назначению результата сравнения.

Признаки, существенные для динамики ИИП, отражают характер процесса преобразования во времени и классифицируются по следующим признакам: наличие дискретизации по времени (непрерывные и импульсные ПИ); наличие квантования по уровню (аналоговые и цифровые); вид импульсной характеристики: с бесконечной импульсной характеристикой и конечной импульсной характеристикой.

С точки зрения структурного совершенствования основными классификационными признаками ИИП являются: наличие каналов прямого и обратного преобразования; тип структуры: замкнутая (с обратной связью) – разомкнутая; наличие преобразователей с нелинейной функцией преобразования; разрядность АЦП [11].

На основе работ [7, 12–13] были выделены основные классификационные признаки ИИП с помощью метода фасетной классификации. Такой принцип классификации позволяет нам оптимально разделить ИИП по группам, отличающимся определенным набором свойств. Каждый классификационный признак мы выбираем таким образом, чтобы он имел содержательное значение с точки зрения следующего уровня. Таким образом, уровни будут логически связаны (рис. 2).

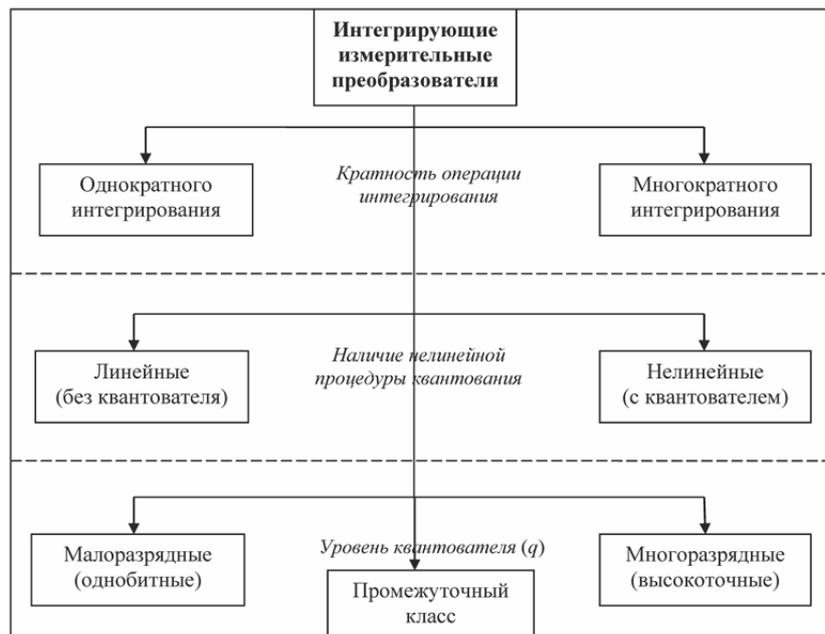


Рис. 2. Классификация ИИП

Классификационные признаки уровня выбираются исходя из содержательного смысла следующего уровня с целью его обоснования и использования. То есть они связаны между собой содержательно.

Первым классификационным признаком ИИП выберем кратность операции интегрирования. Соответственно выделим два подкласса ИИП: с однократным и многократным интегрированием. Основное свойство данного подкласса ИИП – помехоустойчивость. Таким образом, кратность интегрирования связана с подавлением как внутреннего, так и внешнего шума.

Такой выбор первого классификационного признака логически связан со смысловым содержанием второго признака: по наличию нелинейной процедуры квантования ИИП делятся на линейные и нелинейные. Поскольку каждый линейный ИИП можно представить как фильтр нижних частот, увеличение кратности интегрирования позволяет повысить степень подавления высокочастотных компонентов входного сигнала. Квантователь – источник внутреннего шума. Эффект подавления этого шума в нелинейных структурах ИИП также связан с кратностью интегрирования.

Таким образом, на первом уровне классификации ИИП разделяются по свойству фильтрации, а на втором – по фильтрации шумов квантования. Линейные ИИП отличаются от нелинейных тем, что все динамические характеристики однозначно определены и не связаны с входным сигналом. У линейных ИИП одна однозначно связанная фазовая траектория, а у нелинейных многозначная и зависит от начальных условий и параметров входного сигнала, т.е. набор фазовых траекторий (переходных характеристик) в нелинейных ИИП бесконечен. Это принципиальное различие линейных и нелинейных структур [14–17].

Третий классификационный признак делит ИИП на три подкласса:

- многоразрядные, где шум квантования соизмерим со случайной составляющей погрешности ИИП и отдельно не рассматривается, что характерно для линейных ИИП. Многоразрядные ИИП можно отнести к линейным и считать, что у них одна фазовая траектория, а шум квантования – это еще одна случайная составляющая погрешности наряду с другими видами составляющих, таких например, как тепловой шум;

- промежуточный класс, или среднеразрядные, где погрешность квантования рассматривается как доминирующая погрешность. Такие ИИП относим к нелинейным, но при этом основные свойства линейных структур сохраняются (переходной процесс и др.). В таких ИИП погрешность квантования преобладает, поэтому необходимо вводить меры его уменьшения, но после того, как мы его отфильтруем, мы можем считать, что у него так же, как у линейных, одна фазовая траектория и все его динамические свойства описываются линейными моделями и не зависят от входа;

- малоразрядные, или высокоточные, ИИП, у которых динамика переходных процессов свойственна нелинейному классу преобразователей и не может быть описана в рамках линей-

ной модели. К таким динамическим характеристикам можно отнести появление флуктуационных шумов, гармонических колебаний, высокую чувствительность к начальным условиям, бифуркации и т.д. Такие ИИП описываются математическими моделями класса детерминированного хаоса, т.е. нелинейными моделями, для того чтобы корректно решать задачи анализа и синтеза ИИП [14–17].

Конечно, если провести более грубое квантование малоразрядных ИИП, отбросив «мерцающие» кванты, уменьшив разрядность, можно привести к линейному виду, но для однобитных ИИП принципиально невозможно это сделать. Они имеют сверхвысокую чувствительность к начальным условиям, бесконечное число фазовых траекторий, хаотические колебания, которые не являются случайными, что относит их к классу хаотических систем.

Приведенные примеры показывают конструктивность данной классификации в задачах анализа и синтеза ИИП, а также указывают перспективные пути их совершенствования. Главным отличием предложенной автором классификации является качественный подход к рассмотрению ИИП с точки зрения исследования флуктуационных шумов квантования.

Заключение

Главные сложности проектирования ИИП в составе ИИС – это:

– многообразии динамических процессов, т.е. реакций ИИП на входные сигналы, отсутствие статических режимов (все режимы динамические), незатухающие динамические процессы колебательного, квазиколебательного или хаотического характера;

– сложности обеспечения устойчивой работы, поскольку отсутствуют аналитические решения описания переходных процессов, а системы разностных уравнений, которые описывают состояние элементов интеграторов и цифровые фильтры, относятся к классу математических уравнений динамического хаоса;

– основные свойства систем динамического хаоса – высокая чувствительность, неповторимость фазовых траекторий, отсутствие четкой границы значений коэффициентов с обратной связью для границ устойчивости, высокая чувствительность средне-квадратического отклонения шума квантования от входной величины (для линейных структур этой зависимости нет) и т.д.

Трудности проектирования ИИП в ИИС на этапе разработки инженерных методик и рекомендаций связаны с большим многообразием вариантов их построения как на уровне структурно-алгоритмических решений, так и в части использования свойств ИИП в ИИС.

ИИП с многократным интегрированием, относящиеся к классу нелинейных, доминируют на рынке в силу их уникальных характеристик и благодаря развитию технологий микроэлектроники (микроэлектромеханические системы, системы на кристалле), что позволило преодолеть экономический и технологический барьер, снизить стоимость и повысить быстродействие, причем граница использования непрерывно расширяется в область высоких частот, благодаря чему они вытесняют классические АЦП и ИП, которые использовались ранее. Но до настоящего времени при практическом использовании ИИП получить максимальный технический эффект при решении сложных инженерных задач можно лишь, если разработчики (инженеры) будут использовать не только практические рекомендации фирм-разработчиков аппаратуры, но и более глубоко понимать теорию этого класса ИП и использовать предложенную классификацию для поиска новых инженерных решений.

Список литературы

1. Гутников, В. С. Интегральная электроника в измерительных устройствах / В. С. Гутников. – Л. : Энергоатом-издат, 1987. – 186 с.
2. Шахов, Э. К. Методы построения интегрирующих АЦП : учеб. пособие / Э. К. Шахов. – Пенза : РИО ППИ, 1984. – 186 с.
3. Ашанин, В. Н. $\Sigma\Delta$ -аналого-цифровые преобразователи: основы теории и проектирование : моногр. / В. Н. Ашанин, Б. В. Чувькин, Э. К. Шахов. – Пенза : Инф.-изд. центр ПензГУ, 2009. – 188 с.
4. Ашанин, В. Н. Анализ состояния и тенденций производства интегральных преобразователей информации $\Sigma\Delta$ -архитектуры / В. Н. Ашанин, Б. В. Чувькин, А. А. Коротков, И. А. Сидорова // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2014. – № 1 (29). – С. 26–35.
5. Сидорова, И. А. Анализ системы с нелинейной динамикой на примере сигма-дельта-модулятора третьего порядка / Б. В. Чувькин, И. Ю. Семочкина, И. А. Сидорова // XXI век: Итоги прошлого и проблемы настоящего плюс. – 2012. – № 4. – С. 182–190.

6. Schreier, R. Understanding delta-sigma data converters / R. Schreier, G. C. Temes. – New Jersey : IEEE Press., 2005. – 446 p.
7. Чувькин, Б. В. Вопросы проектирования высокоточных сигма-дельта-АЦП в составе информационно-измерительных систем / Б. В. Чувькин, И. А. Долгова, И. А. Сидорова // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 3. – 2013. – С. 39–45.
8. Громков, Н. В. Анализ и синтез измерительных преобразователей с частотным выходным сигналом для информационно-измерительных и управляющих систем : автореф. ... д-ра техн. наук / Громков Н. В. – Пенза, 2010. – 43 с.
9. Новицкий, П. В. Основы информационной теории измерительных устройств / П. В. Новицкий. – Л. : Энергия, 1968.
10. Шахов, Э. К. Интегрирующие развертывающие преобразователи напряжения / Э. К. Шахов, В. Д. Михотин. – М. : Энергоатомиздат, 1986. – 144 с.
11. Крысин, Ю. М. Информационно-структурные принципы совершенствования средств измерений : моногр. / Ю. М. Крысин., М. Ю. Михеев, И. Ю. Семочкина, Б. В. Чувькин. – Пенза : Изд-во Пенз. гос. ун-та, 1999. – 134 с.
12. Ашанин, В. Н. Классификация измерительных преобразователей информации непрерывно-дискретной системы гетерогенной структуры / В. Н. Ашанин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2011. – № 3 (19). – С. 98–104.
13. Ashanin, V. N. Development of engineering application for a choice of data converters with sigma delta architecture / V. N. Ashanin, B. V. Chuvykin, A. A. Korotkov, I. A. Sidorova // Selected, peer reviewed papers from the WCSE 2015-IPCE, April 15–17, 2015 / edited by Prof. Maode Ma. – Moscow, Russia, 2015. – P. 251–255.
14. Мун, Ф. Хаотические колебания / Ф. Мун. – М. : Мир, 1990. – 311 с.
15. Шустер, Г. Детерминированный хаос / Г. Шустер. – М. : Мир, 1988. – 362 с.
16. Sigma Delta Modulation of Chaotic Signal / Gary Ushaw // The University of Edinburgh, 1996. – 152 p.
17. Чувькин, Б. В. Методика определения низкочастотных периодических колебаний в однобитных сигналах сигма-дельта-модуляторов / Б. В. Чувькин, И. А. Долгова, И. А. Сидорова // Прикаспийский журнал: управление и высокие технологии. – 2014. – № 2 (26). – С. 174–181.

Чувькин Борис Викторович

доктор технических наук, профессор,
кафедра информационно-вычислительных систем,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: chuvykin_bv@mail.ru

Chuvykin Boris Viktorovich

doctor of technical sciences, professor,
sub-department of information computer systems,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Долгова Ирина Анатольевна

кандидат технических наук, доцент,
кафедра информационно-вычислительных систем,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: Dolgova_IA@mail.ru

Dolgova Irina Anatol'evna

candidate of technical sciences, associate professor,
sub-department of information computer systems,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Сидорова Ирина Александровна

аспирант,
кафедра информационно-вычислительных систем,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: irina-penza@mail.ru

Sidorova Irina Aleksandrovna

postgraduate student,
sub-department of information computer systems,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

УДК 681.518.3

Чувькин, Б. В.

Вопросы классификации интегрирующих измерительных преобразователей в составе информационно-измерительных систем / Б. В. Чувькин, И. А. Долгова, И. А. Сидорова // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2015. – № 4 (14). – С. 16–22.

УДК 004.934

А. К. Алимуратов, П. П. Чураков

АППАРАТНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ПОДСИСТЕМЫ ГОЛОСОВОГО УПРАВЛЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ И УПРАВЛЯЮЩИХ СИСТЕМ

A. K. Alimuradov, P. P. Churakov

HARDWARE IMPLEMENTATION SUBSYSTEM VOICE CONTROL NEWS MEASUREMENT AND CONTROL SYSTEMS

А н н о т а ц и я. *Актуальность и цели.* Объектом исследования является подсистема голосового управления информационно-измерительных и управляющих систем (ИИУС). Предмет исследования – аппаратная реализация подсистемы голосового управления. Целью работы является разработка структурной и электрической принципиальной схемы соединений, выбор и обоснование аппаратных средств подсистемы голосового управления. *Материалы и методы.* В работе использовался структурно-функциональный метод, позволяющий провести декомпозицию подсистемы голосового управления на структурные компоненты и их функциональную нагрузку, в соответствии с которой осуществлялся выбор аппаратных средств. *Результаты.* На основании полученных результатов, ранее опубликованных автором, представлена структурная схема модульного типа подсистемы голосового управления в составе ИИУС. В соответствии со структурной схемой проведены выбор и обоснование аппаратных средств для каждого модуля подсистемы. На основании подобранных элементов аппаратной реализации разработана электрическая схема соединений подсистемы голосового управления. *Выводы.* Предложена аппаратная реализация подсистемы голосового управления в составе ИИУС на основе модульной структуры во главе с одноплатным миниатюрным компьютером *Raspberry Pi Model B*.

A b s t r a c t. *Background.* The object of the study is a voice control subsystem of information-measuring and operating systems (IMOS). The subject of the study is the hardware realization of a voice control subsystem. The aim is to develop the structural and electrical schematic circuit diagram, as well as the selection and justification of the voice control subsystems hardware. *Materials and methods.* We have used the structural-functional approach, which allows carrying out both decomposition of the voice control subsystem into structural components, and their functional stress, being the basis of the hardware. *Results.* Based on the previously published results, the author presents a modular type block diagram of the voice control subsystem of IMOS. In accordance with the block diagram, the hardware selection and justification for each module have been done. The electrical circuit scheme of the voice control subsystem has been developed on the basis of the chosen elements of the hardware realization. *Conclusions.* A hardware realization of a voice control subsystem of IMOS based on a modular structure, headed by a miniature single-board computer *Raspberry Pi Model B*.

К л ю ч е в ы е с л о в а: информационно-измерительные и управляющие системы, голосовое управление, *Z-Wave, Raspberry Pi Model B*.

К е у w o r d s: information-measuring and operating systems, voice control, *Z-Wave, Raspberry Pi Model B*.

Введение

В каждом современном жилом помещении в той или иной степени функционируют инженерные системы, обеспечивающие комфорт и безопасность [1]. Управление, контроль и измерение параметров инженерных систем обеспечивают информационно-измерительные и управляющие системы. Аппаратная реализация информационно-измерительных и управляю-

щих систем (ИИУС) зависит от структуры, вида управления и протоколов взаимодействия инженерных систем.

Данная статья является продолжением ранее опубликованных трудов [2–4] и посвящена вопросу аппаратной реализации подсистемы голосового управления ИИУС, включающей в себя разработку структурной и электрической принципиальной схем соединений, выбор и обоснование аппаратных средств.

На рис. 1 представлена структурная схема ИИУС [2].

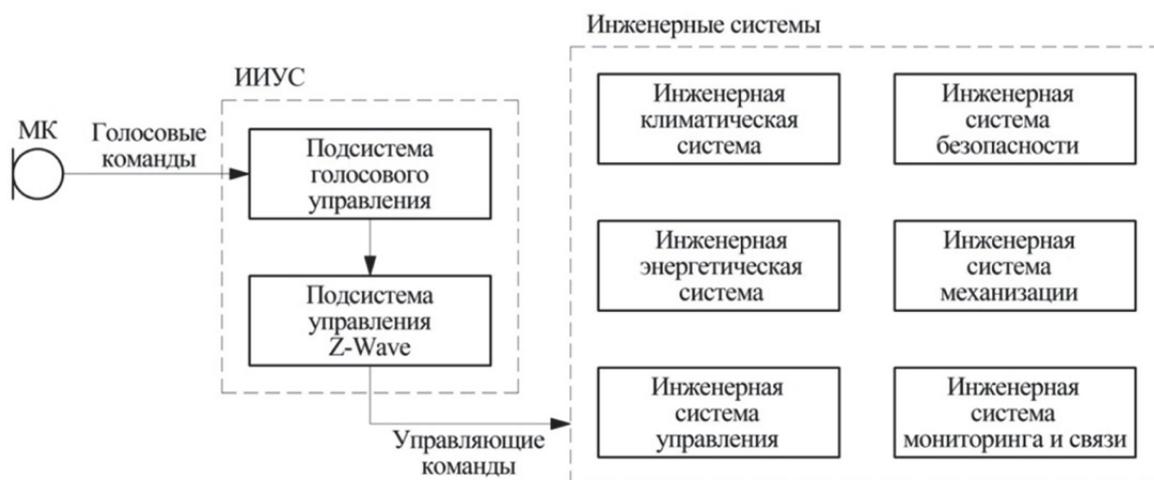


Рис. 1. Структурная схема ИИУС домашней автоматизации

Подсистема голосового управления ИИУС осуществляет управление инженерными системами с помощью голосовых команд. Голосовая команда регистрируется с помощью микрофона, обрабатывается в подсистеме голосового управления и поступает в подсистему управления *Z-Wave*, в которой происходит ее идентификация и перенаправление в виде управляющих команд для исполнения. Взаимодействие ИИУС с инженерными системами осуществляется с применением специализированного беспроводного протокола передачи данных *Z-Wave* [5].

Аппаратная реализация подсистемы голосового управления

На рис. 2 представлена разработанная автором структурная схема подсистемы голосового в составе ИИУС, которая состоит из следующих модулей: обработки, визуализации, регистрации, питания, аудио и *Z-Wave* [3].

Регистрация сигналов голосовых команд функционально реализована посредством модуля регистрации, состоящего из микрофонов и усилителя.

Алгоритмы обработки голосовых команд реализованы программно и интегрированы в микроконтроллер, который также выполняет вычислительные операции, операции управления и контроля режимами работы подсистемы голосового управления. Микроконтроллер совместно с дополнительным периферийным оборудованием функционально реализован в виде модуля обработки. Периферийное оборудование модуля в соответствии с функционалом обеспечивает нормальную работоспособность подсистем голосового управления.

Режимы работы подсистемы голосового управления предусматривают предварительную настройку и обучение. Предварительная настройка осуществляется с использованием сенсорного *TFT*-дисплея для ввода и отображения информации о настройках, реализованного в виде модуля визуализации.

Контроль режимов работы системы реализуется модулем аудио, осуществляющим звуковую индикацию режимов работы (динамическая головка).

Для обеспечения устройства необходимым напряжением питания используется модуль питания, который выполняет функции преобразования напряжения для обеспечения бесперебойности работы подсистемы голосового управления.

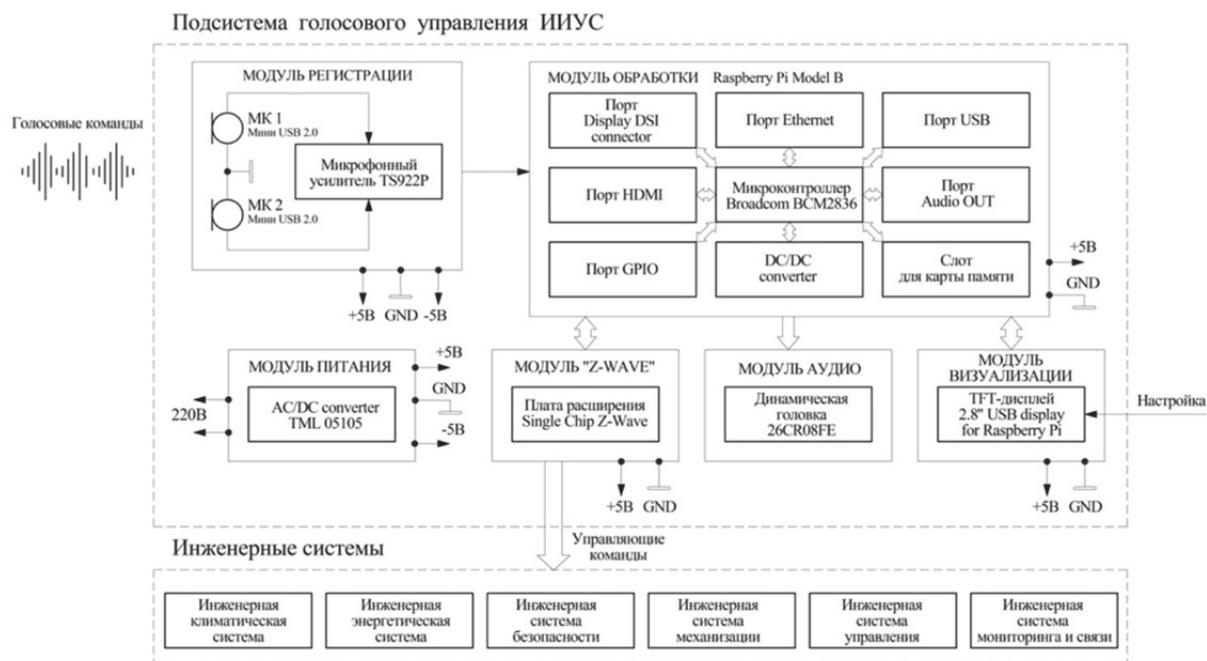


Рис. 2. Структурная схема подсистемы голосового управления в составе ИИУС

Выбор и обоснование аппаратных средств подсистемы голосового управления

Модуль обработки является основным компонентом подсистемы голосового управления. При выборе модуля обработки необходимо исходить из его функциональных возможностей и внутренней архитектуры. Выбор зависит от наличия или отсутствия системы обеспечения разработки (программной среды разработки и соответствующего оборудования), интерфейсов подключения периферийного оборудования и плат расширения для взаимодействия с устройствами, работающими по протоколу *Z-Wave*, размеров и цены. На сегодня существует множество многофункциональных отладочных платформ, используемых для разработки цифровых приложений на микроконтроллерах, среди которых можно выделить три наиболее популярных: *Arduino Uno R3* [6], *Beagle Bone-Black* [7] и *Raspberry Pi Model B* [8].

Arduino Uno R3 – это отладочная платформа на основе микроконтроллера *ATmega 328*. В ее состав входит все необходимое для удобной работы с микроконтроллером: 14 цифровых входов/выходов (из них 6 могут использоваться в качестве выходов с широтно-импульсной модуляцией), 6 аналоговых входов, кварцевый резонатор на 16 МГц, разъем *USB*, разъем питания, разъем для внутрисхемного программирования *ICSP* и кнопка сброса. Для начала работы с устройством достаточно просто подать питание от *AC/DC* конвертора или батарейки, либо подключить его к компьютеру посредством *USB*-кабеля.

Beagle Bone-Black – это отладочная платформа на микроконтроллере *AM3359* с архитектурой *ARM Cortex-A8* от *Texas Instruments* с тактовой частотой 1 ГГц, предназначенная для разработчиков и созданная для изучения операционной системы *Linux*. В ее состав входит оперативная память 512 МБ *DDR3L*, 2 Гб *eMMC* памяти и слот *microSD* карты. Для подключения внешних устройств имеются интерфейсы *Ethernet*, *USB*, *HDMI* (с аудиовыходом) и разъемы расширения. Платформа работает под управлением операционной системы *Linux Angstrom*, образ которой уже предустановлен во встроенную *eMMC Flash* память. Кроме того, плата поддерживает операционные системы *Ubuntu*, *Android* и *Fedora*.

Raspberry Pi Model B – это отладочная платформа, представляющая собой одноплатный миниатюрный дешевый компьютер, основанный на микроконтроллере *Broadcom BCM2836* с архитектурой *ARM 11* с тактовой частотой 0,7 ГГц (с возможностью разгона процессора до 1 ГГц). В ее состав входит 512 Мб *SDRAM* оперативной памяти, система ввода-вывода общего назначения – порт *GPIO*, пригодный для управления внешними устройствами, слот для карты памяти *SD/MMC/SDIO*, два порта *USB*, *Ethernet* 10/100 Мбит. Поддерживаемые операционные системы: *Raspbian (Debian)*, скомпилированный под архитектуру *ARM*, веб-браузер *Midori*, предустановленный интерпретатор *Python*.

Все три модели отладочных платформ находятся в доступном ценовом диапазоне, выполнены в компактном форм-факторе и могут использоваться для создания различных цифровых устройств. В табл. 1 представлены сравнительные характеристики трех платформ. Как видно, для аппаратной реализации подсистемы голосового управления оптимальным вариантом является отладочная платформа *Raspberry Pi Model B* (рис. 3).

Таблица 1

Сравнение основных характеристик отладочных платформ

Платформа	<i>Arduino Uno R3</i>	<i>Beagle Bone-Black</i>	<i>Raspberry Pi Model B</i>
Ориентировочная цена, руб.	1150,00	2728,60	1930,00
Габаритные размеры, см	7,5 × 5,4	8,6 × 5,3	8,6 × 5,4
Микроконтроллер	ATmega 328	AM3359 с архитектурой ARM Cortex-A8	Broadcom BCM2836 с архитектурой ARM 11
Тактовая частота, ГГц	0,016	1	0,7–1,0
ОЗУ, Мб	128	512	512
Flash-память	–	SD-карта	SD-карта
Напряжение питания, В	7–12	5	5
Минимальное энергопотребление, Вт	0,3	0,85	3,5
Инструменты разработки	Arduino IDE	Phyton, Scratch, Squeak, Cloud9/Linux	IDLE, Scratch, Squeak/Linux
Порт <i>Ethernet</i>	–	10/100 Мб RJ45	10/100 Мб RJ45
Интерфейс <i>USB</i>	–	USB 2.0	2 × USB 2.0
Видео вход/выход	–	<i>HDMI</i>	<i>HDMI</i>
Аудио вход/выход	–	Через <i>HDMI</i>	3,5 мм

Рис. 3. Внешний вид отладочной платформы *Raspberry Pi Model B*

На сегодня одноплатный миниатюрный компьютер *Raspberry Pi Model B* является одним из самых популярных во всем мире, открывающий перед разработчиками, инженерами и программистами уникальные возможности для реализации научно-технических проектов.

Модуль визуализации. *TFT*-дисплеи – это активные экраны, основанные на тонкопленочном транзисторе (*Thin Film Transistor, TFT*). Активные панели обладают более четким, чистым и ярким изображением и большим углом обзора, чем пассивные (т.е. возможностью смотреть на экран как прямо, так и под углом и видеть при этом одинаково яркое изображение).

При выборе *TFT*-дисплея необходимо исходить из его функциональных возможностей по взаимодействию с ранее выбранным модулем обработки на базе миникомпьютера *Raspberry Pi Model B*. Выбор также зависит от диагонали и разрешения экрана, размеров, напряжения питания, яркости и рабочей температуры. На сегодня существует множество *TFT*-дисплеев с возможностями использования с миникомпьютером *Raspberry Pi Model B* среди которых можно выделить наиболее популярный: *2.8" USB TFT display for Raspberry Pi* от компании *RoboPeak Mini USB Display* [9]. На рис. 4 представлен внешний вид *TFT*-дисплея, а в табл. 2 основные параметры и характеристики.

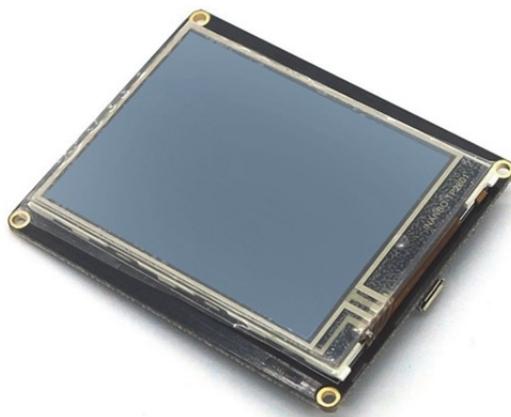


Рис. 4. Внешний вид 2.8" USB TFT display for Raspberry Pi

Таблица 2

Основные параметры и характеристики 2.8" USB TFT display for Raspberry Pi

Наименование параметра и характеристики	Данные параметра и характеристики
Диагональ экрана, дюйм	2,8
Разрешение экрана, пиксель	320×240
Размеры, мм	74×60×4
Тип подсветки	LED
Входной интерфейс	USB Full-Speed
Опции и состав комплекта	сенсорная панель, резистивная
Напряжение питания, В	3,3–5
Яркость, кд/м ²	350
Контраст	400:1
Глубина цвета, бит	16
Рабочая температура, °С	от –10 до +60
Температура хранения, °С	от –20 до +60

Модуль регистрации. При разработке модуля регистрации необходимо исходить из принципа действия применяемых в модуле микрофонов. По принципу действия микрофонов различают: угольные, динамические (электродинамические), конденсаторные и пьезоэлектрические. Выбор микрофона зависит от частотного диапазона и его неравномерности, динамического диапазона и направленности. Для аппаратной реализации модуля регистрации оптимальным вариантом является конденсаторный вид микрофона, так как он обладает большими частотным и динамическим диапазонами, наименьшей неравномерностью и большей направленностью. При выборе конденсаторного микрофона следует учесть, что из-за конструктивных особенностей для миникомпьютера *Raspberry Pi Model B* невозможно использовать микрофон со стандартным аудио разъемом *TRS 3,5 мм*.

В настоящее время существует множество конденсаторных микрофонов, использующих в качестве аудиовыхода порт *USB*, среди которых можно выделить наиболее популярный: Мини *USB 2.0* микрофон *MIC* [10]. Особенностью данного микрофона является наличие встроенного микрофонного усилителя с высоким уровнем чувствительности. На рис. 5 представлен внешний вид Мини *USB 2.0* микрофон *MIC*, а в табл. 3 основные параметры и характеристики.



Рис. 5. Внешний вид микрофона Мини USB 2.0 микрофон MIC

Таблица 3

Основные параметры и характеристики Мини *USB 2.0* микрофон *MIC*

Наименование параметра и характеристики	Данные параметра и характеристики
Частотный диапазон, Гц	от 20 Гц до 20000
Качество записи, бит	16
Отношение сигнал/шум, дБ	96
Чувствительность, дБмВ	-67
Рабочая температура, °С	от -10 до +60
Температура хранения, °С	от -20 до +60

Модуль питания. *AC/DC* конвертеры предназначены для преобразования переменного напряжения сети 220 В частотой 50 Гц в постоянное напряжение.

Для обеспечения работы подсистемы голосового управления ИИУС домашней автоматизации необходимо использовать стабилизированный *AC/DC* конвертор с выходным напряжением 5 В и номинальным током не менее 1 А. Большинство конверторов имеют схожие характеристики и находятся в одном ценовом сегменте, однако для подсистемы голосового управления важно сохранять компактный форм-фактор.

Выбор *AC/DC* конвертора зависит от многих параметров: входных и выходных напряжений и тока, коэффициента полезного действия (КПД), выходной мощности, диапазона рабочих температур и габаритных размеров. На сегодня существует множество конверторов. В табл. 4 представлены параметры и характеристики *AC/DC* конверторов пяти ведущих мировых производителей.

Таблица 4

Параметры и характеристики *AC/DC* конверторов

Наименование параметра	<i>TRACO POWER TML 05105</i>	<i>PEAK PPM03-S-ELF</i>	<i>POWER LINE RAC04-05SA</i>	<i>MEAN WELL NFM-05-5</i>	<i>XP POWER VCP05</i>
Входное переменное напряжение, В	90–264	85–264	90–264	85–264	90–264
Частота входного напряжения, Гц	47–440	47–440	47–440	47–440	47–63
Выходное напряжение, В	5 ± 1 %	5 ± 2 %	5 ± 3 %	5 ± 2 %	5 ± 5 %
Выходной ток, А	2,0	0,3–1,2	0,8	1,0	1,0
Выходная мощность, Вт	10	2,3–3,0	4	5	5
Напряжение шумов и помех, мВ	> 10	> 100	> 200	> 80	> 150
Диапазон рабочих температур, °С	от -30 до +71	от -27 до +70	от -40 до +70	от -20 до +70	от -20 до +60
КПД, %	84	79	72	71	77
Габаритные размеры, мм	52,4×27,2×23,0	37×23×15	36,7×21,0×27,0	58×45×19	58,5×17×35,5

Как видно из табл. 4, для аппаратной реализации модуля питания оптимальным вариантом является конвертор *TRACO POWER TML 05105* [11]. Внешний вид *AC/DC* конвертора представлен на рис. 6.

Рис. 6. Внешний вид *AC/DC* конвертора *TRACO POWER TML 05105*

Модуль аудио. Динамическая головка – это громкоговоритель, в котором преобразование электрического сигнала в звуковой происходит благодаря перемещению катушки с током в поле постоянного магнита с последующим преобразованием полученных механических колебаний в колебания окружающего воздуха при помощи диффузора.

Выбор динамической головки для модуля зависит от основных параметров: номинального сопротивления, диапазона воспроизводимых частот, предельной мощности и габаритных размеров. На сегодня существует множество динамических головок. В табл. 5 представлены параметры и характеристики четырех динамических головок.

Таблица 5

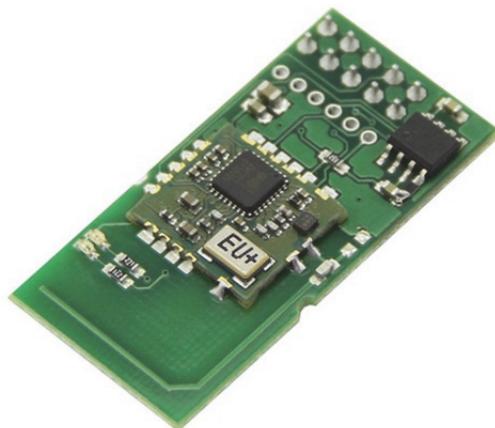
Параметры и характеристики динамических головок

Наименование параметра	0,5 ГДШ 36-1-16	20CS08GI 4-V38ND	15CR08F	26CR08FE
Номинальный диаметр, мм	36	20	15	26
Номинальное сопротивление, Ом	16	8	8	8
Диапазон воспроизводимых частот, Гц	400–5000	600–20000	500–5000	450–20000
Предельная мощность, Вт	1	0,5	0,3	0,5

Как видно из табл. 5, для аппаратной реализации модуля аудио оптимальным вариантом является головка *26CR08FE* [12]. Внешний вид динамической головки представлен на рис. 7.

Рис. 7. Внешний вид динамической головки *26CR08FE*

Модуль Z-Wave реализован в виде платы расширения *Single Chip* (рис. 8) [13], а также в виде модуля с интегрированным радиочастотным трактом и антенной. В плате расширения *Z-Wave* используется процессор 8051, флэш память, *SDRAM*, контроллер *Triac*, радиомодуль, ввод/вывод, аналого-цифровой преобразователь, универсальный асинхронный приемопередатчик. Система управления на основе *Z-Wave* представляет собой mesh-сеть с дуплексной беспроводной радиосвязью.

Рис. 8. Внешний вид платы расширения *Single Chip Z-Wave*

Компания *Sigma Designs*, владеющая технологией *Z-Wave*, выдает лицензию на конструирование, стековое программное обеспечение и интерфейсы прикладного программирования (*Application Programming Interface, API*) для изготовителей *Z-Wave* устройств. Это гарантирует

качественную и ускоренную разработку изделий. На сегодня *Z-Wave* является мировым лидером на рынке беспроводного управления.

На основании подобранных элементов аппаратной реализации разработана схема электрическая соединений подсистемы голосового управления, используемая в составе ИИУС (рис. 9).

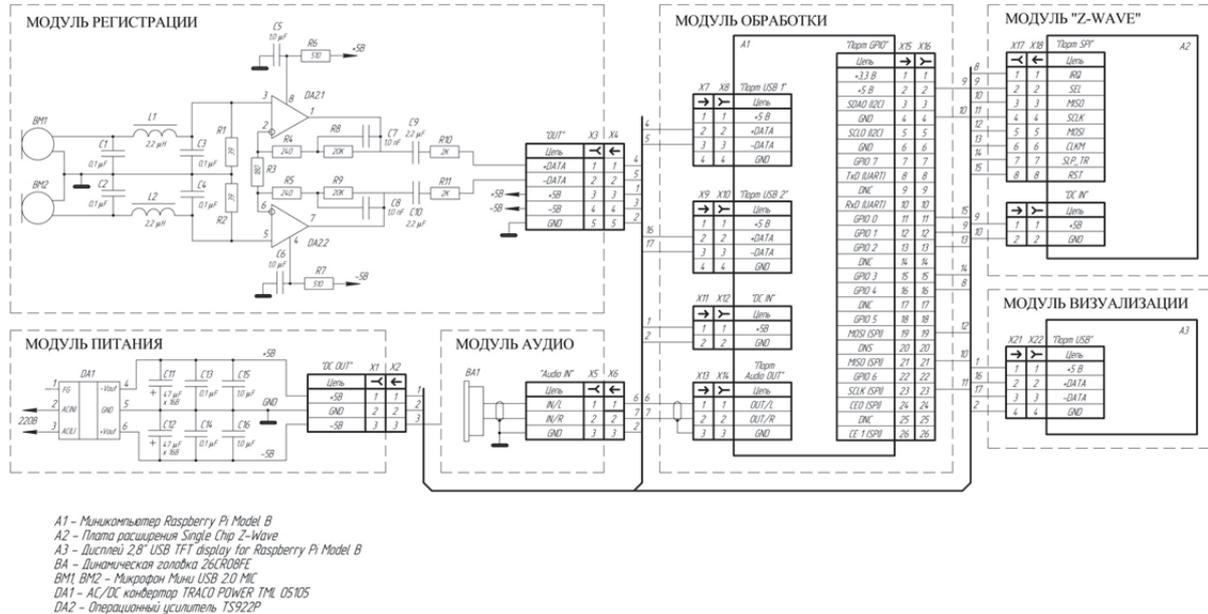


Рис. 9. Схема электрическая соединений подсистемы голосового управления

Заключение

Рассмотрен вопрос аппаратной реализации подсистемы голосового управления. Представлена структурная схема модульного типа подсистемы голосового управления в составе ИИУС. В соответствии со структурной схемой проведены выбор и обоснование аппаратных средств для каждого модуля подсистемы. На основании подобранных элементов аппаратной реализации разработана схема электрическая соединений подсистемы голосового управления во главе с одноплатным миниатюрным компьютером *Raspberry Pi Model B*.

Список литературы

1. Волгунов, А. Д. Обзор функциональных возможностей и перспектив развития информационно-измерительных управляющих систем домашней автоматизации / А. Д. Волгунов // Молодой ученый. – 2015. – № 8. – С. 199–202.
2. Алимуратов, А. К. Разработка и исследование системы голосового управления высокоинтеллектуальным комплексом «УМНЫЙ ДОМ» / А. К. Алимуратов, А. Ю. Тычков, Ф. Ш. Муртазов // Автоматизация и ИТ в энергетике. – 2013. – № 9 (50). – С. 49–52.
3. Алимуратов, А. К. Устройство голосового управления системой домашней автоматизации *Z-Wave* / А. К. Алимуратов, П. П. Чураков, Ю. С. Квитка // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 2 (8). – С. 48–58.
4. Алимуратов, А. К. Разработка и исследование системы управления средствами технического назначения для людей с ограниченными возможностями / А. К. Алимуратов // Модели, системы, сети в экономике, технике, природе и обществе. – 2013. – № 2 (6). – С. 139–144.
5. Умный дом на базе *Z-Wave*. – URL: <http://habrahabr.ru/post/160493/> (дата обращения: 20.06.2015).
6. Arduino Uno R3 [на английском языке]. – URL: <http://www.arduino.cc/en/Main/ArduinoBoardUno> (дата обращения: 20.06.2015).
7. Beagle Bone-Black [на английском языке]. – URL: <http://beagleboard.org> (дата обращения: 20.06.2015).
8. Raspberry Pi Model B [на английском языке]. – URL: <https://www.raspberrypi.org> (дата обращения: 20.06.2015).

9. Описание TFT-дисплея «2.8» USB TFT display for Raspberry Pi» от компании RoboPeak Mini USB Display. – URL: <http://www.robopeak.com> (дата обращения: 20.06.2015).
10. Описание микрофона «Мини USB 2.0 микрофон MIC» [на русском языке]. – URL: http://www.miniinthebox.com/ru/mini-usb-2-0-microphone-for-pc_p2066339.html (дата обращения: 20.06.2015).
11. Официальная страница AC/DC конвертора «TRACO POWER TMLM 05105» [на английском языке]. – URL: www.tracopower.com/ (дата обращения: 20.06.2015).
12. Описание динамической головки «26CR08FE» [на русском языке] URL: <http://www.elec.ru> (дата обращения: 20.06.2015).
13. Официальный сайт компании Sigma Designs Inc. Z-Wave home control. – URL: http://z-wave.sigmadesigns.com/new_to_z-wave (дата обращения: 20.06.2015).

Алимурадов Алан Казанферович

соискатель,
кафедра информационно-измерительной
техники и метрологии,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: alansapir@yandex.ru

Alimuradov Alan Kazanferovich

applicant,
sub-department of information
and measuring equipment and metrology,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Чураков Петр Павлович

доктор технических наук, профессор,
кафедра информационно-измерительной техники,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: iit@pnzgu.ru

Churakov Petr Pavlovich

doctor of technical sciences, professor,
sub-department of information
and measuring equipment,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

УДК 004.934

Алимурадов, А. К.

Аппаратная реализация подсистемы голосового управления информационно-измерительных и управляющих систем / А. К. Алимурадов, П. П. Чураков // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2015. – № 4 (14). – С. 23–31.

**ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ
В ИЗМЕРЕНИЯХ**

УДК 681.3.088: 519.65

*И. Н. Чебурахин, Д. И. Неведьев***КОРРЕКЦИЯ ТЕМПЕРАТУРНОЙ ПОГРЕШНОСТИ,
АППРОКСИМАЦИЯ ГРАДУИРОВОЧНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК
ЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ
ДАТЧИКОПРЕОБРАЗУЮЩЕЙ АППАРАТУРЫ
С ВНУТРИДАТЧИКОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКОЙ***I. N. Cheburahin, D. I. Nefedev***CORRECTION OF THE TEMPERATURE ERROR,
APPROXIMATION OF CALIBRATION CHARACTERISTICS
OF SENSITIVE ELEMENTS
OF THE SENSOR-TRANSFORMING EQUIPMENT
WITH VNUTRIDATSHIKOVOY ELECTRONICS**

А н н о т а ц и я. *Актуальность и цели.* В работе исследуется применение цифровой обработки измерительной информации с целью повышения метрологических характеристик датчикообразующей аппаратуры. *Материалы и методы.* Рассматриваются алгоритм коррекции температурной погрешности и аппроксимация градуировочной характеристики датчиков с цифровым представлением выходного сигнала, сводящиеся к последовательному устранению аддитивной и мультипликативной составляющих погрешности. *Результаты.* Представлен путь исключения погрешностей в случае выхода измеряемой величины за пределы, заданные в технических условиях на датчикообразующую аппаратуру и изложен алгоритм работы процессорного ядра внутридатчиковой электроники. Определена дальнейшая необходимость отдавать предпочтение увеличению временной стабильности характеристик чувствительных элементов. *Выводы.* Указано, что применение в датчикообразующей аппаратуре процессорного ядра внутридатчиковой электроники со встроенным программным обеспечением, выполняющим описанные алгоритмы, позволяет получить суммарную погрешность 0,3 %. Показана возможность достижения с помощью цифровых методов представления сигналов гораздо более высокого класса точности – порядка 0,1 %.

A b s t r a c t. *Background.* In this paper we investigate the use of digital processing of measurement information to improve the metrological characterized sensor-transforming equipment. *Materials and methods.* The algorithm considers the temperature correction in sinfulness and approximation of calibration characteristics of sensors with a digital representation of the

output signal, which amount to the elimination of al-serial the additive and multiplicative components of error. *Results.* Presented by way of exception in the event of errors measurable, measured quantity beyond the limits specified in the technical specifications for the sensor-transforming equipment and set out the algorithm of the processor core RDE. Op-thinned further need to give priority to increasing the temporal stability characteristics of the sensing elements. *Conclusion.* It is indicated that the use of sensor-transforming RDE hardware with embedded software, performing the described algorithms, provides a total error of 0,3 %. The possibility of achieving by using digital methods of representation of signals much higher accuracy class of 0,1 %.

К л ю ч е в ы е с л о в а: датчикопреобразующая аппаратура, температурная погрешность, градуировочная характеристика, нелинейность, аддитивная составляющая погрешности, мультипликативная составляющая погрешности, аппроксимация, полином.

К е у w o r d s: sensor-transforming equipment, temperature error, nonlinearity, graduировочная description, additive error fraction, multiplicative error fraction, approximation, polynomial.

Важнейшей проблемой разработки датчикопреобразующей аппаратуры (ДПА) является обеспечение высоких метрологических характеристик. Это достигается разными путями – использованием специальных материалов и сплавов [1, 2], технологической тренировкой чувствительных элементов (ЧЭ), искусственным старением ЧЭ, коррекцией погрешностей аналоговой электроникой и рядом других [3, 4]. Применение всех этих мер обеспечивает достижения класса точности ДПА до 2.

В современной ДПА для повышения метрологических характеристик широко используется цифровая коррекция погрешностей. Применимость цифровой обработки измерительной информации и получаемые при этом преимущества детально рассмотрены в работах [5–8].

Температурная погрешность и нелинейность градуировочных характеристик свойственны большинству классов датчиков. Современные методы снижения этих погрешностей связаны с цифровым преобразованием аналоговых сигналов, снимаемых с ЧЭ датчиков. Для цифрового представления сигналов в состав ДПА вводится блок внутридатчиковой электроники (ВДЭ). Структура датчика с ВДЭ приведена на рис. 1.

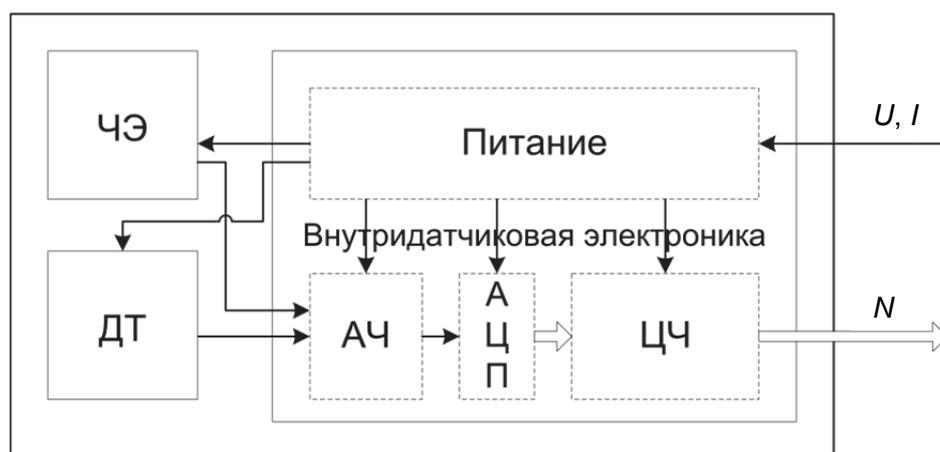


Рис. 1. Структура датчика с ВДЭ

В состав ВДЭ входят аналоговая часть (АЧ), аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и цифровая часть, элементы которой – процессорное ядро, энергонезависимая память и преобразователь уровней для выходного интерфейса передачи данных. Также в ВДЭ входит стабилизатор питания, поскольку в общем случае различные элементы схемы запитываются разными напряжениями.

Для компенсации температурной погрешности необходима измерительная информация, представленная в виде вектора кодов температур c_t .

Исходные данные содержатся в матрице градуировочных характеристик ЧЭ, снятых в кодах АЦП (назовем ее матрицей кодов, обозначим N). Матрица кодов выглядит следующим образом:

$$N = \begin{pmatrix} n_{0,t_1} & n_{0,t_2} & \dots & n_{0,t_k} \\ n_{1,t_1} & n_{1,t_2} & \dots & n_{1,t_k} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ n_{m,t_1} & n_{m,t_2} & \dots & n_{m,t_k} \end{pmatrix},$$

где k – количество температурных точек; m – количество градуировочных точек измеряемой физической величины.

Строки матрицы соответствуют значениям измеряемой физической величины, столбцы – температурным точкам. Значения физической величины и температурные точки ранжированы по возрастанию. Элементы матрицы получают экспериментальным путем, они носят статистический характер и вычисляются усреднением данных, полученных на прямом и обратном ходе в течение нескольких (обычно четырех) циклов съема градуировочной характеристики в каждой температурной точке. Элементы матрицы N удовлетворяют условию

$$0 \leq n_{i,j} \leq 2^b - 1, \quad (1)$$

где b – разрядность АЦП.

Особое значение имеют первый и последний элементы столбца матрицы N , соответствующего температуре в нормальных климатических условиях (НКУ):

$$z_{\text{НКУ}} = n_{0,\text{НКУ}}; n_{\text{НКУ}} = n_{m,\text{НКУ}}.$$

Графически матрица кодов как функция двух переменных – кода измеряемой физической величины и кода температуры – представляется поверхностью в трехмерном пространстве (пример приведен на рис. 2).

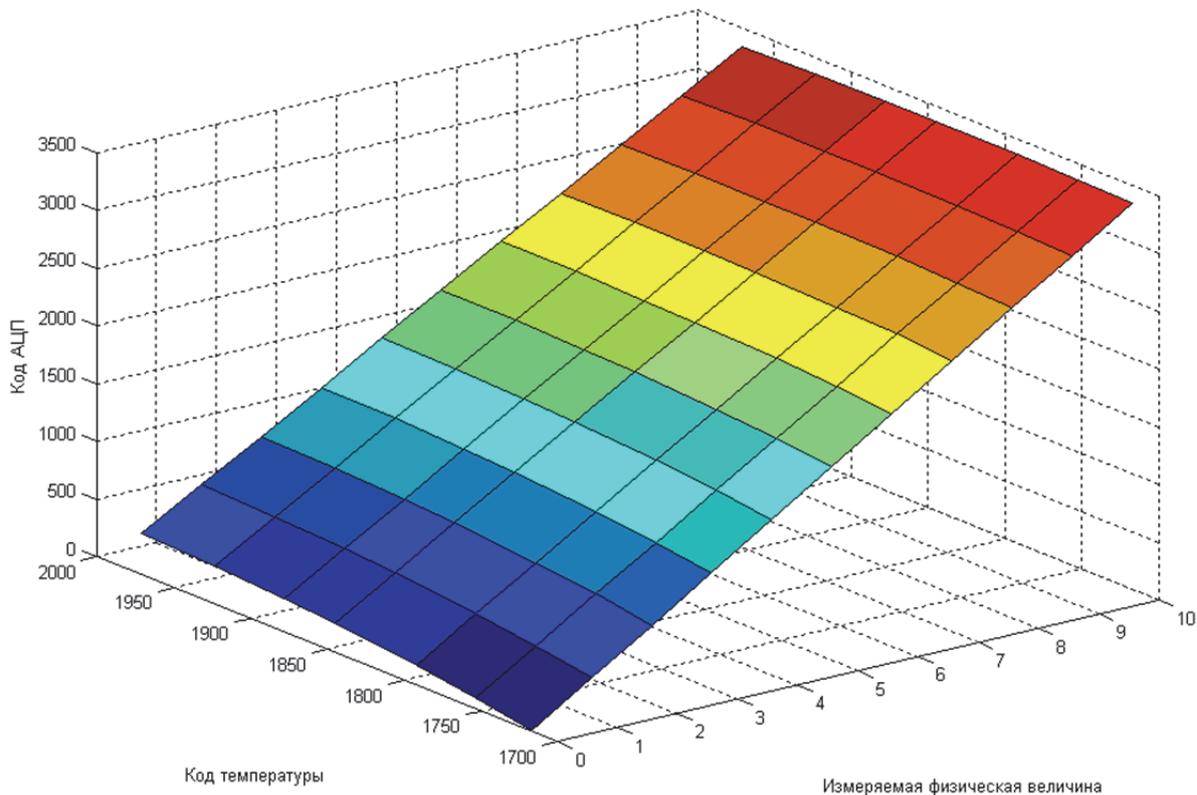


Рис. 2. Графическое представление матрицы кодов как функции двух переменных

На плоскости матрица \mathbf{N} представляется семейством кривых (рис. 3).

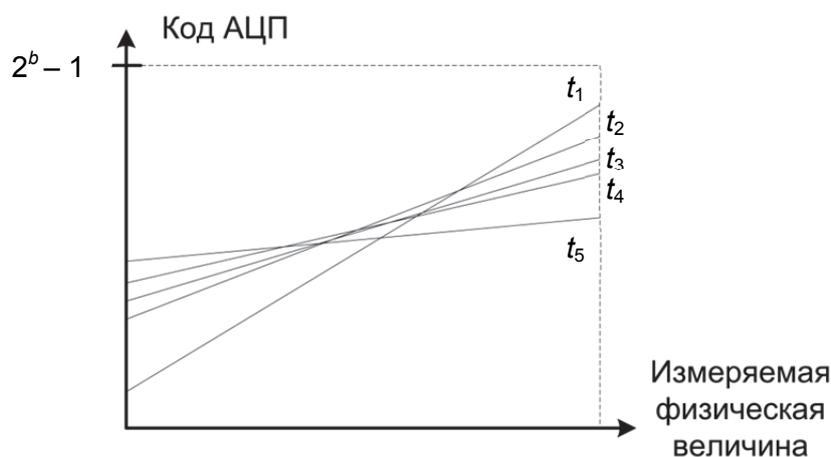


Рис. 3. Графическое представление матрицы кодов в виде семейства кривых

Отдельные кривые на рис. 3 соответствуют разным температурным точкам и строятся как функции кода АЦП от измеряемой физической величины. Значения функций кода располагаются в столбцах матрицы \mathbf{N} .

Алгоритм коррекции температурной погрешности кратко описан в работе [9] и сводится к последовательному устранению аддитивной и мультипликативной составляющих погрешности путем математических преобразований над матрицей кодов.

Первый шаг алгоритма – коррекция аддитивной составляющей – осуществляется преобразованием матрицы \mathbf{N} , которое все элементы первой строки делает равными $z_{\text{НКУ}}$:

$$n_{i,t_j} = z_{\text{НКУ}} - n_{0,t_j} + n_{i,t_j}, \quad i = \overline{0, m}, \quad j = \overline{1, k}. \quad (2)$$

Столбец матрицы кодов, соответствующий температуре в НКУ, не изменяется. Преобразованная матрица \mathbf{N} выглядит следующим образом:

$$\mathbf{N} = \begin{pmatrix} z_{\text{НКУ}} & z_{\text{НКУ}} & \dots & z_{\text{НКУ}} \\ n_{1,t_1} + z_{\text{НКУ}} - n_{0,t_1} & n_{1,t_2} + z_{\text{НКУ}} - n_{0,t_2} & \dots & n_{1,t_k} + z_{\text{НКУ}} - n_{0,t_k} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ n_{m,t_1} + z_{\text{НКУ}} - n_{0,t_1} & n_{m,t_2} + z_{\text{НКУ}} - n_{0,t_2} & \dots & n_{m,t_k} + z_{\text{НКУ}} - n_{0,t_k} \end{pmatrix},$$

представляется на плоскости семейством кривых, сдвинутых вдоль оси ординат так, что все кривые, соответствующие нулевому значению измеряемой величины, сведены в одну точку (рис. 4).

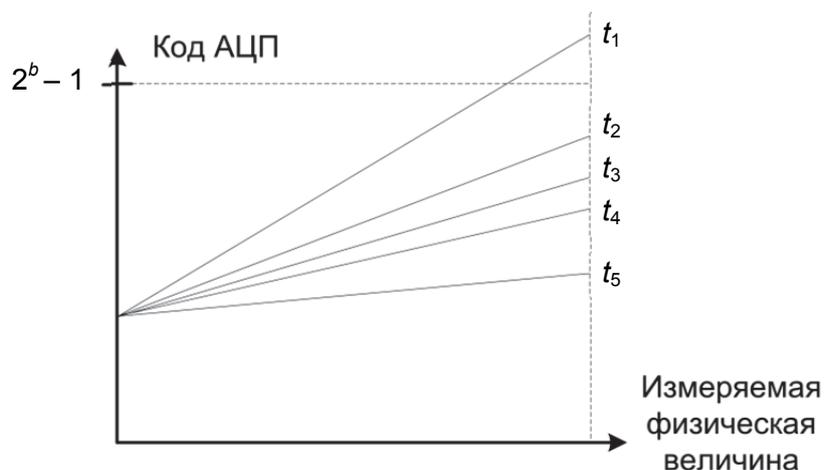


Рис. 4. Семейство кривых после коррекции аддитивной составляющей

Однако следует отметить, что преобразование (2) может нарушить неравенство (1), как показано на рис. 4.

Второй шаг алгоритма – коррекция мультипликативной составляющей – сводится к преобразованию матрицы \mathbf{N} , которое все элементы последней строки делает равными $n_{\text{НКУ}}$:

$$f_j = \frac{n_{\text{НКУ}} - z_{\text{НКУ}}}{n_{m,t_j} - z_{\text{НКУ}}}, j = \overline{1, k}; \quad (3)$$

$$n_{i,t_j} = (n_{i,t_j} - z_{\text{НКУ}}) \cdot k_j + z_{\text{НКУ}}, i = \overline{0, m}, j = \overline{1, k}. \quad (4)$$

Столбец матрицы кодов, соответствующий температуре в НКУ, не изменяется. Преобразованная матрица \mathbf{N} выглядит следующим образом:

$$\mathbf{N} = \begin{pmatrix} z_{\text{НКУ}} & z_{\text{НКУ}} & \dots & z_{\text{НКУ}} \\ n_{1,t_{\text{НКУ}}} & n_{1,t_{\text{НКУ}}} & \dots & n_{1,t_{\text{НКУ}}} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ n_{\text{НКУ}} & n_{\text{НКУ}} & \dots & n_{\text{НКУ}} \end{pmatrix},$$

представляется на плоскости семейством кривых, наклон которых изменен так, чтобы все кривые совпали с кривой, соответствующей температурной точке в НКУ (рис. 5).

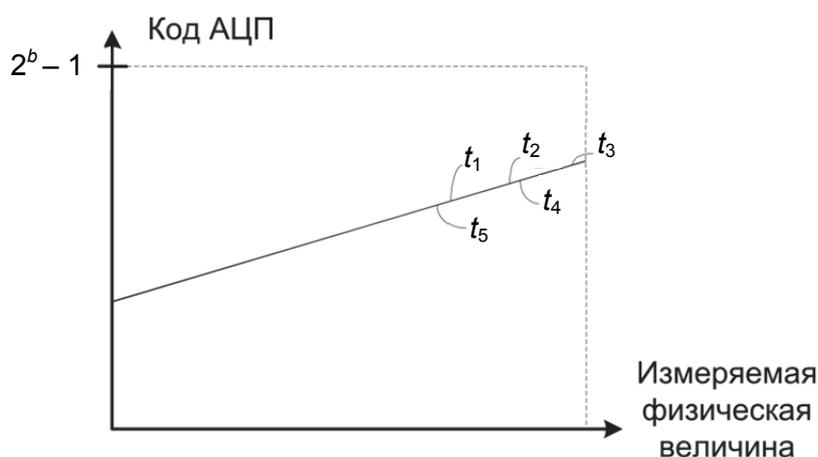


Рис. 5. Семейство кривых после коррекции мультипликативной составляющей

После преобразования (4) элементы матрицы кодов удовлетворяют неравенству (1). Температурная погрешность ЧЭ в этом случае скомпенсирована.

Недостатком такого алгоритма является большое время съема градуировочных характеристик, так как для коррекции температурной погрешности в широком диапазоне температура должна меняться с достаточно малым шагом (5...10 °C).

Аппроксимация позволяет снизить количество температурных точек до 5–7, что ускорит процесс получения матрицы кодов [10]. Аппроксимации подлежат вектор

$$d_j = n_{0,t_j} - z_{\text{НКУ}}, j = \overline{1, k}, \quad (5)$$

для коррекции аддитивной составляющей погрешности и вектор (3) для коррекции мультипликативной составляющей погрешности.

Вследствие этого возникает задача выбора вида аппроксимации. Для ее решения рассмотрим примеры зависимостей элементов векторов (5), (3) от кодов температурных точек (рис. 6, 7).

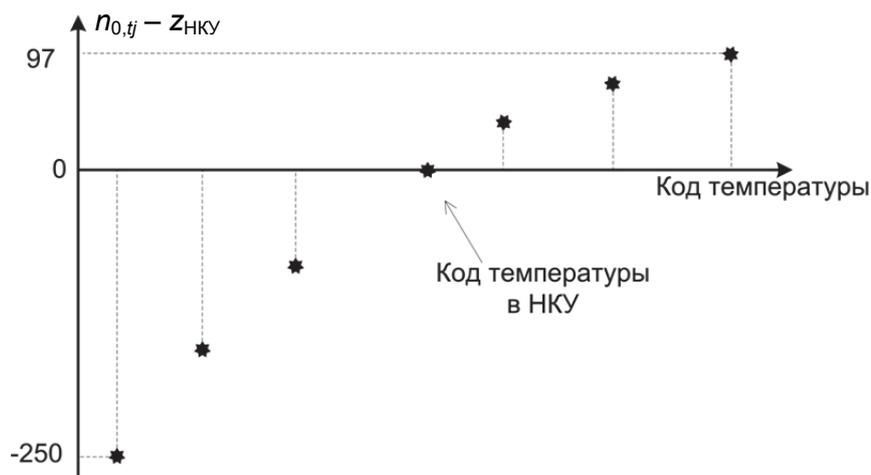


Рис. 6. Пример зависимости элементов вектора (5) от кода температуры

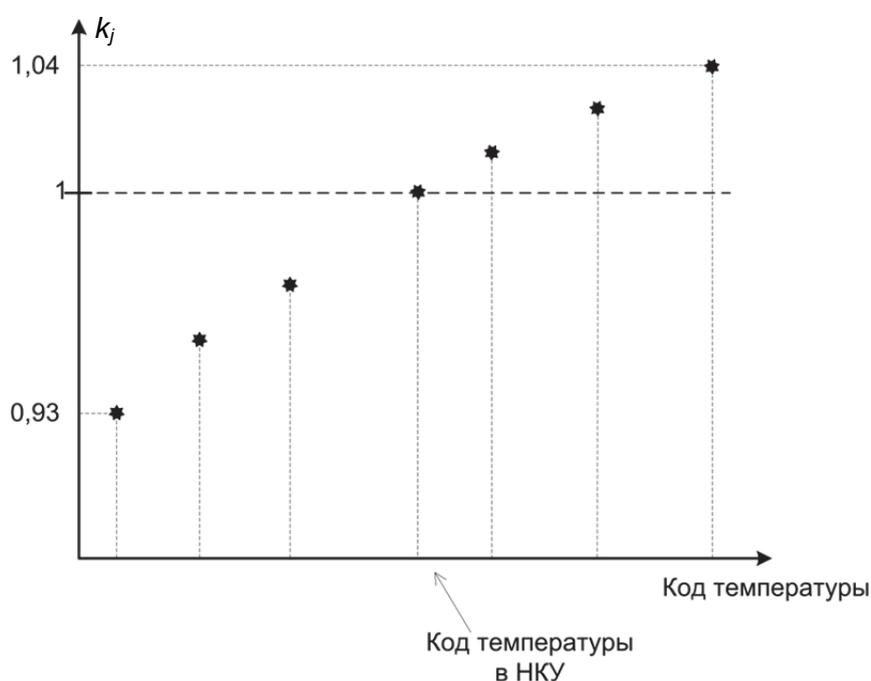


Рис. 7. Пример зависимости элементов вектора (3) от кода температуры

Очевидно, что зависимости являются гладкими функциями, которые следует аппроксимировать полиномами или сплайнами. Аппроксимирующий полином в общем случае может иметь степень, меньшую $(k-1)$. Сплайн может быть интерполирующим или аппроксимирующим, участки сплайна могут иметь разную степень. Проблема выбора вида аппроксимации порождается противоречием ограниченности вычислительных ресурсов, которыми располагает ВДЭ, и требуемой точностью аппроксимации. Для каждого класса датчиков тип аппроксимации выбирается отдельно.

Аппроксимация полиномом градуировочной характеристики «обладает ненулевой погрешностью» в опорных точках и невысокими требованиями к энергонезависимой памяти цифровой части ВДЭ. Аппроксимация интерполирующими сплайнами отличается погрешностью в опорных точках, близкой к нулю, и существенно более высокими требованиями к энергонезависимой памяти. В качестве примера в предположении, что используется арифметика с плавающей точкой и на один коэффициент отводится 4 байта, для хранения коэффициентов полиномов третьей степени аппроксимирующих векторов (5), (3) понадобится 32 байта энергонезависимой памяти, тогда как для хранения коэффициентов интерполирующих кубических сплайнов, аппроксимирующих векторы (5), (3), понадобится $32(k-1)$ байт энергонезависимой памяти.

Пример градуировочной характеристики ЧЭ в НКУ приведен на рис. 8.

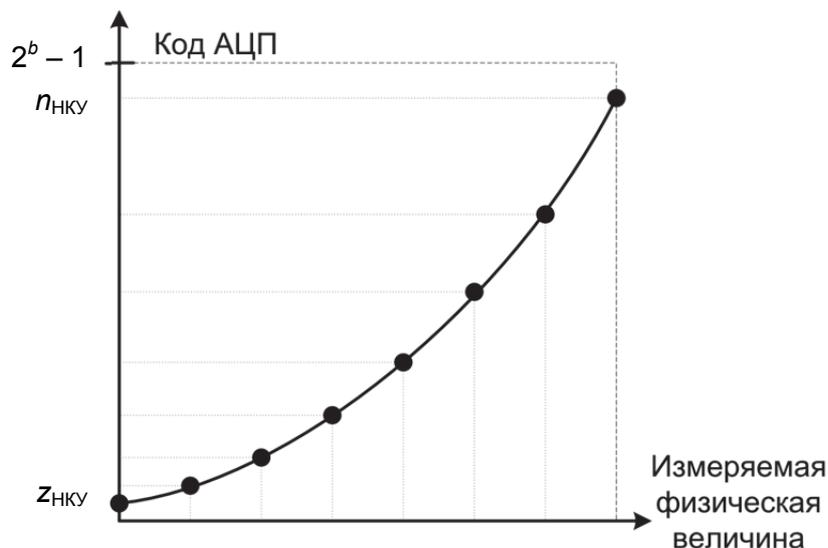


Рис. 8. Пример градуировочной характеристики ЧЭ

В общем случае передаточная функция ЧЭ отклоняется от линейного закона. Нелинейная аппроксимация градуировочной характеристики ЧЭ заключается в сопоставлении кодам АЦП, соответствующим значениям измеряемой физической величины, значений выходного кода аппроксимируемой передаточной функции, которая является обратной к передаточной функции ЧЭ, и аппроксимации полученной функции полиномом либо сплайном (рис. 9). Диапазон и шаг изменения выходного кода задаются разработчиком.

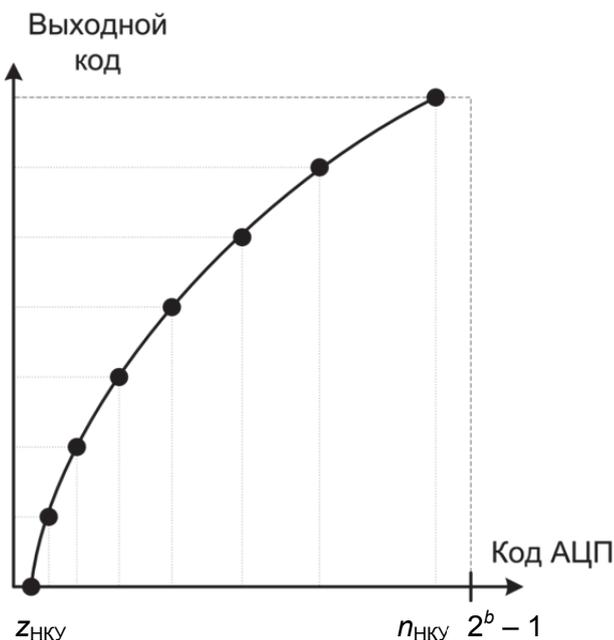


Рис. 9. Аппроксимация нелинейной градуировочной характеристики ЧЭ

По сути, такая аппроксимация задает однозначное линейное соответствие между измеряемой физической величиной и выходным кодом (рис. 10), представляя собой сложную функцию, промежуточным аргументом которой служит код АЦП.

Не исключена ситуация, когда значение измеряемой физической величины выйдет за пределы, установленные в техническом задании на разработку ДПА. Об этом необходимо оповестить надсистему, например, характерным выходным кодом – нулем при значении физической величины ниже нижнего предела и заведомо высоким наперед определенным кодом

при значении физической величины, превышающем порог, соответствующий максимальному коду АЦП. Таким образом, передаточная характеристика датчика приобретает вид, приведенный на рис. 11 (пунктиром показан участок допустимых значений измеряемой физической величины, сплошной линией – выходной код при значении измеряемой величины вне допустимых пределов).

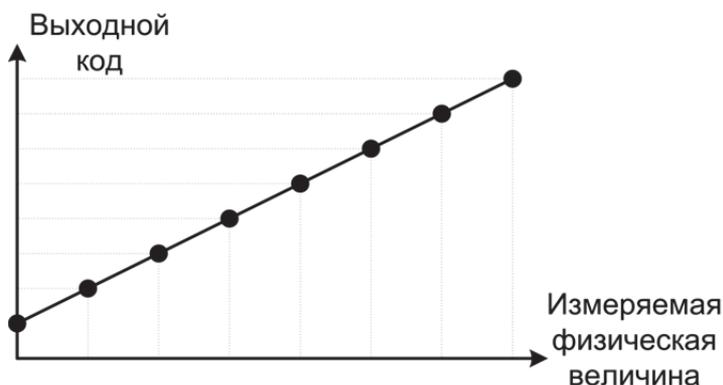


Рис. 10. Зависимость выходного кода от значения измеряемой физической величины

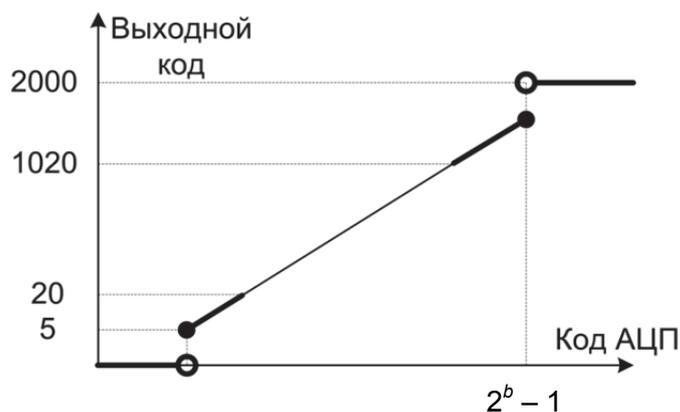


Рис. 11. Передаточная характеристика датчика

Как известно, большинство современных микроконтроллеров располагают достаточными вычислительными ресурсами и объемом энергонезависимой памяти для аппроксимации векторов (5), (3) и градуировочных характеристик интерполирующими кубическими сплайнами. Для расчета коэффициентов сплайнов по матрице кодов в среде MATLAB был разработан имитатор алгоритма коррекции температурной погрешности, аппроксимации градуировочных характеристик.

Имитатор представляет собой четыре m-файла: `imitator.m`, `addit.m`, `mult.m`, `appr.m`. Файл `imitator.m` – главный, содержит вызовы функций из остальных файлов. Входными данными являются матрица кодов, вектор пределов изменения выходного кода, вектор температур, значение температуры в НКУ, вектор кодов температур. Выходные данные: матрица выходных кодов (подобие входной матрицы кодов), сплайны, аппроксимирующие векторы (5), (3) и градуировку в НКУ, а также уравнение прямой и значение кода АЦП для отработки случаев выхода измеряемой величины за допустимые пределы.

Процессорное ядро работает по следующему алгоритму:

- 1) опросить канал измеряемой физической величины, получить код n ;
- 2) опросить канал температуры, получить код;
- 3) по коду температуры и коэффициентам аппроксимации вычислить разность d по формуле (5);
- 4) по коду температуры и коэффициентам аппроксимации вычислить коэффициент f по формуле (3);

5) по коду измеряемой физической величины n , разности d , коэффициенту f вычислить промежуточный код АЦП по формуле

$$N = ((n - d) - z_{\text{НКУ}})f + z_{\text{НКУ}};$$

6) по промежуточному коду АЦП N , коэффициентам аппроксимации вычислить выходной код измеряемой физической величины;

7) передать вычисленный выходной код по интерфейсу передачи данных;

8) перейти на шаг 1.

Описанный алгоритм коррекции температурной погрешности, аппроксимации градуировочных характеристик дает возможность получить суммарную погрешность (например, для датчиков давления различных типов), не превышающую в предельном случае 0,3 %, что подтверждается экспериментальными исследованиями.

Таким образом, применение ВДЭ позволяет скомпенсировать температурную погрешность и обеспечить линейность градуировочных характеристик ЧЭ ДПА. При этом важное значение приобретает временная стабильность ЧЭ, так как изменение выходного сигнала ЧЭ во времени при фиксированном значении измеряемой величины интерпретируется как изменение значения физической величины и приводит к изменению выходного кода.

Поэтому при дальнейшей разработке ДПА необходимо отдавать предпочтение вопросам увеличения временной стабильности характеристик ЧЭ. Цифровые методы представления сигналов позволяют с использованием существующих технологий производства ДПА достичь гораздо более высокого класса точности (суммарная погрешность порядка 0,1 %).

Список литературы

1. Волохов, И. В. Опыт применения новых технологических методик для повышения стабильности параметров тонкопленочных тензорезисторных датчиков давления, используемых в РКТ / И. В. Волохов, П. А. Колосов, И. Н. Чебурахин // Надежность и качество : тр. Междунар. симп. : в 2 т. – Пенза : Изд-во Пенз. гос. ун-та, 2010. – Т. 2. – С. 483–488.
2. Чебурахин, И. Н. Оценка качества тонкопленочных структур МДМ / И. Н. Чебурахин, Д. И. Нефедьев // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 3 (5). – С. 54–60.
3. Волков, В. С. Компенсация температурной погрешности чувствительности высокотемпературных полупроводниковых датчиков давления / В. С. Волков, И. Н. Баринов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 1 (3). – С. 30–36.
4. Волков, В. С. Температурная компенсация полупроводникового датчика с нелинейной температурной зависимостью характеристик / В. С. Волков, И. Н. Баринов, С. П. Евдокимов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 4 (6). – С. 53–60.
5. Новиков, В. Н. Системы цифровой обработки измерительной информации и моделирование в датчикообразующей аппаратуре / В. Н. Новиков, Б. В. Чувькин // Датчики и системы. – 2005. – № 9. – С. 24–28.
6. Белов, Л. И. Электронные преобразователи для микропроцессорных датчиков давления «МЕТРАН» / Л. И. Белов, А. В. Жестков, В. А. Ларионов, А. А. Логиновский // Датчики и системы. – 2000. – № 11–12. – С. 14–15.
7. Катков, А. Н. Малогабаритный цифровой полупроводниковый датчик абсолютного давления / А. Н. Катков, В. Н. Новиков // Методы, средства и технологии получения и обработки измерительной информации («Шлядинские чтения – 2010») : материалы Междунар. науч.-техн. конф. (г. Пенза, 20–22 октября 2010 г.). – Пенза, 2010. – С. 213–215.
8. Баринов, И. Н. Состояние разработок и тенденции развития высокотемпературных полупроводниковых датчиков давления / И. Н. Баринов // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2011. – Спецвыпуск № 3. – С. 3–21.
9. Горбунов, С. Ф. Малогабаритный цифровой емкостный датчик давления / С. Ф. Горбунов, В. Н. Новиков, Б. В. Цыпин // Информационно-измерительная техника : межвуз. сб. науч. тр. – Вып. 32. – Пенза : Изд-во ПензГУ, 2008. – С. 153–159.
10. Бондаренко, Л. Н. Методы аппроксимации сигналов экспоненциальными суммами / Л. Н. Бондаренко, А. Г. Дмитриенко, М. Г. Мясникова, Б. В. Цыпин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2011. – Спецвыпуск № 3. – С. 145–155.

Чебурахин Игорь Николаевич

начальник цеха микроэлектроники,
Научно-исследовательский институт
физических измерений
(Россия, г. Пенза, ул. Володарского, 8/6)
E-mail: niifi@sura.ru

Cheburakhin Igor' Nikolaevich

foreman of microelectronics,
Scientific-research Institute
of physical measurements
(8/6 Volodarskogo street, Penza, Russia)

Нефедьев Дмитрий Иванович

доктор технических наук, профессор,
заведующий кафедрой
информационно-измерительной техники,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: iit@pnzgu.ru

Nefed'ev Dmitriy Ivanovich

doctor of technical sciences, professor,
head of sub-department
of information and measuring equipment,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

УДК 681.3.088: 519.65

Чебурахин, И. Н.

Коррекция температурной погрешности, аппроксимация градуировочных характеристик чувствительных элементов датчикообразующей аппаратуры с внутридатчиковой электроникой / И. Н. Чебурахин, Д. И. Нефедьев // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2015. – № 4 (14). – С. 32–41.

УДК 621.3.032

В. С. Волков, Е. В. Кучумов, В. В. Кикот, М. В. Французов

ПРИМЕНЕНИЕ СХЕМЫ НА ОСНОВЕ ОПЕРАЦИОННОГО УСИЛИТЕЛЯ ДЛЯ ТЕМПЕРАТУРНОЙ КОМПЕНСАЦИИ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ТЕНЗОРЕЗИСТИВНОГО ДАТЧИКА ДАВЛЕНИЯ

V. S. Volkov, E. V. Kuchumov, V. V. Kikot, M. V. Frantsuzov

APPLICATION CIRCUITS BASED ON OPERATIONAL AMPLIFIERS FOR TEMPERATURE COMPENSATION TENSORESISTIVE SEMICONDUCTOR PRESSURE SENSOR

А н н о т а ц и я. *Актуальность и цели.* Объектами исследования являются температурная погрешность чувствительности полупроводниковых тензорезистивных датчиков давления. Предметом исследования являются методы ее снижения, основанные на применении активных схем температурной компенсации и методы ее снижения. Цель работы – разработка схемы температурной компенсации чувствительности на основе операционного усилителя и методики расчета параметров цепи обратной связи усилителя. *Материалы и методы.* Для разработки схемы температурной компенсации и методики расчета ее параметров использовалось математическое и имитационное моделирование с применением программы MathCad. *Результаты.* Предложена принципиальная электрическая схема температурной компенсации, включающая повторитель напряжения и усилительный каскад на основе неинвертирующего включения операционного усилителя с температурно-зависимой цепью отрицательной обратной связи, позволяющая одновременно усилить выходное напряжение и снизить его температурную зависимость. Предложена методика определения параметров цепи отрицательной обратной связи. Проведено имитационное моделирование предложенной схемы и рассчитана температурная погрешность выходного сигнала. *Выводы.* Применение предложенной схемы и методики ее расчета позволяет снизить температурную погрешность чувствительности почти в четыре раза.

A b s t r a c t. *Background.* The object of the research is temperature error of sensitivity for semiconductor piezoresistive pressure sensors. The subject of the research is methods of temperature error decreasing based on application of active electronic circuits. The article is aimed at the design of temperature compensation circuit based on operational amplifier and the design of method for determining negative feedback loop parameters. *Materials and methods.* For the development of temperature compensation circuit and the method of its determining MathCad software is used. *Results.* The circuit containing the voltage repeater and amplifier based on non-inverting operational amplifier with temperature-dependent circuit of negative feedback and allows to increase output voltage and to decrease the output temperature dependence simultaneously is proposed. The method of determining the parameters of the negative feedback loop is proposed. A simulation of the proposed circuit is done and output temperature error is calculated. A simulation of the proposed circuit is done and output temperature error is calculated. *Conclusions.* Application of the proposed circuit and methods of its design allows to decrease temperature error of sensitivity almost four times.

К л ю ч е в ы е с л о в а: полупроводниковый тензорезистор, температурная погрешность чувствительности, операционный усилитель, температурная компенсация, терморезистор.

К e y w o r d s: semiconductor strain gauge, temperature error of sensitivity, operational amplifier, temperature compensation, thermistor.

Введение

Получившие в настоящее время широкое распространение полупроводниковые датчики давления для систем управления и контроля наряду с несомненными достоинствами (высокая чувствительность, малые габариты, возможность изготовления в интегральном исполнении и т.д.) обладают одним существенным недостатком, заключающимся в значительной температурной погрешности выходного сигнала [1, 2]. Причем, если у металлических тонкопленочных тензорезисторов наибольший вклад в температурную погрешность вносит аддитивная составляющая (погрешность начального выходного сигнала), то у полупроводниковых тензорезисторов величины температурного коэффициента сопротивления (ТКС) и температурного коэффициента чувствительности (ТКЧ) сравнимы между собой [1]. Это вызывает значительную мультипликативную составляющую температурной погрешности, которая особенно велика при эксплуатации датчиков в широком диапазоне повышенных температур [3–9].

В ряде случаев задача снижения температурной погрешности может быть решена при питании мостовой схемы постоянным током, но для этого необходимы определенные соотношения между ТКС и ТКЧ тензорезисторов, что выполняется далеко не всегда [1]. Кроме того, в этом случае требуется высокостабильный источник тока, обладающий повышенной сложностью и стоимостью по сравнению с источником напряжения. По этой причине представляется актуальной задача исследования возможностей использования схемотехнических методов для компенсации температурной погрешности [10, 11]. Применение усилителей с температурно-зависимыми элементами было предложено еще во второй половине XX в., однако в литературе рассмотрена компенсация температурной погрешности чувствительности лишь для традиционных полупроводниковых резистивных структур, в которых изоляция тензорезисторов от подложки (мембраны) осуществлялась посредством обратного смещенного *p-n*-перехода, ограничивающего верхнюю границу диапазона рабочих температур значением порядка 120 °С [1, 5, 9]. Кроме того, большая часть рассмотренных схем предполагает использование биполярных транзисторов, которые должны размещаться в тех же температурных условиях, что и тензорезисторы, но это не всегда возможно из конструктивно-технологических соображений.

В настоящее время широкое распространение получили усилительные схемы на основе операционных усилителей, позволяющие реализовать различные математические операции с выходным сигналом. Традиционно схемы на основе операционных усилителей используются для построения инструментальных усилителей. Такие усилители могут быть дополнены каскадами с температурно-зависимыми элементами во входных цепях и/или цепях обратной связи. Достоинством такого подхода являются высокие технические характеристики операционных усилителей и необходимость размещения на чувствительном элементе датчика только одного термозависимого элемента, в качестве которого, как правило, вступает полупроводниковый терморезистор.

Постановка задачи

Уменьшение температурной погрешности чувствительности мостовой схемы можно осуществлять включением компенсационного термозависимого элемента во входную или выходную диагонали моста, например, как показано на рис. 1. В данной схеме термозависимый элемент (терморезистор) включен на входе моста последовательно с источником питания. Резисторы R_1 , R_2 , и R_d , соединенные параллельно-последовательно с терморезистором R_t , обеспечивают выбор необходимого значения ТКС компенсационной цепи.

Температурная компенсация чувствительности мостовой схемы достигается в случае, когда питающее напряжение моста U_m изменяется под воздействием температуры с температурным коэффициентом, равным по величине, но противоположным по знаку ТКЧ. Схемы на основе терморезистора позволяют в отдельных случаях снизить температурный дрейф чувствительности в 18 раз в диапазоне температур ± 60 °С при исходном значении ТКЧ = 0,3 % на 1 °С.

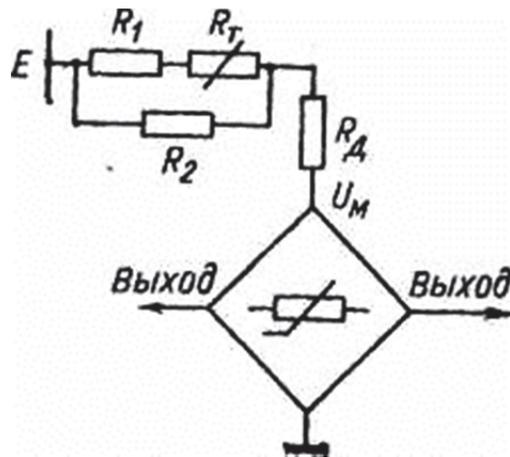


Рис. 1. Схема компенсации температурной погрешности чувствительности

Основным недостатком таких схем температурной компенсации является снижение выходного сигнала мостовой схемы вследствие уменьшения напряжения питания, так как в схеме на рис. 1 часть напряжения падает на резисторах компенсационной цепи.

В качестве компенсаторов, включаемых в питающую цепь моста, используются также схемы с прямосмещенными *p-n*-переходами. Этот способ компенсации основан на том, что падение напряжения на прямо-смещенном *p-n*-переходе уменьшается с температурой. Для температурной компенсации чувствительности необходимое число последовательно включенных прямосмещенных диодов подсоединяется в питающую цепь моста последовательно с источником напряжения. Такой метод компенсации позволяет снизить температурный дрейф чувствительности с 0,19 до 0,025 % на 1 °С в диапазоне температур 20–85 °С. Точность диодной компенсации ограничивается тем, что в схеме можно использовать только целое число диодов.

Диодную цепочку можно заменить биполярным транзистором, изготовленным в интегральном исполнении на мембране полупроводникового чувствительного элемента, как показано на рис. 2. Необходимый уровень компенсации достигается выбором значений постоянных резисторов R_1 и R_2 . При выполнении соотношений $R_1 = R_2$ такая схема эквивалентна n последовательно включенным эмиттерно-базовым переходам. Однако в этом случае число n может принимать любое значение, что снимает ограничения на точность компенсации, присущие диодной схеме. До компенсации значение ТКЧ преобразователя составляет около 0,2 % на 1 °С, а после компенсации оказывается незначительным и вносит ничтожно малый вклад в общую температурную погрешность, определяемую в основном дрейфом нуля.

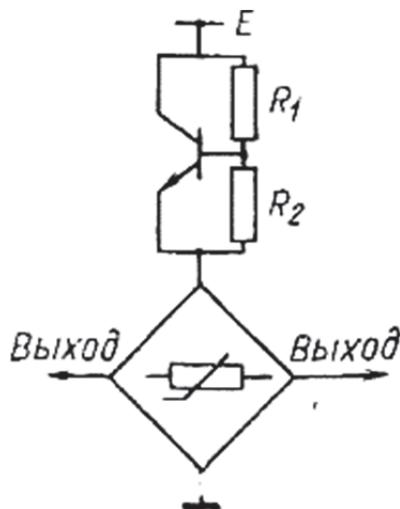


Рис. 2. Биполярный транзистор в цепи питания мостовой схемы

Основным недостатком такого способа компенсации является сложность изготовления транзистора и постоянных пленочных резисторов R_1 и R_2 на мембране ЧЭ, а также сложность обеспечения одинакового температурного воздействия на тензорезисторы и транзистор.

Активные схемы компенсации во входной цепи моста должны обеспечивать изменение питающего напряжения в соответствии с температурной зависимостью чувствительности. Таким образом, схема компенсации может представлять собой регулятор напряжения или тока с температурно-зависимым выходным параметром. Выходной электрический сигнал тензопреобразователя, как правило, усиливается до требуемого уровня с помощью усилителя. Сделав коэффициент усиления такого усилителя K_v зависимым от температуры, можно осуществить температурную компенсацию выходного сигнала [1].

На рис. 3 представлена активная схема температурной компенсации чувствительности на основе неинвертирующего включения операционного усилителя с температурно-зависимой цепью отрицательной обратной связи. Выходной сигнал мостовой схемы, объединяющей полупроводниковые тензорезисторы R_1 – R_4 , поступает на вход повторителя с высоким входным сопротивлением $DA1.1$, со входа повторителя сигнал поступает на вход неинвертирующего усилителя на микросхеме $DA1.2$.

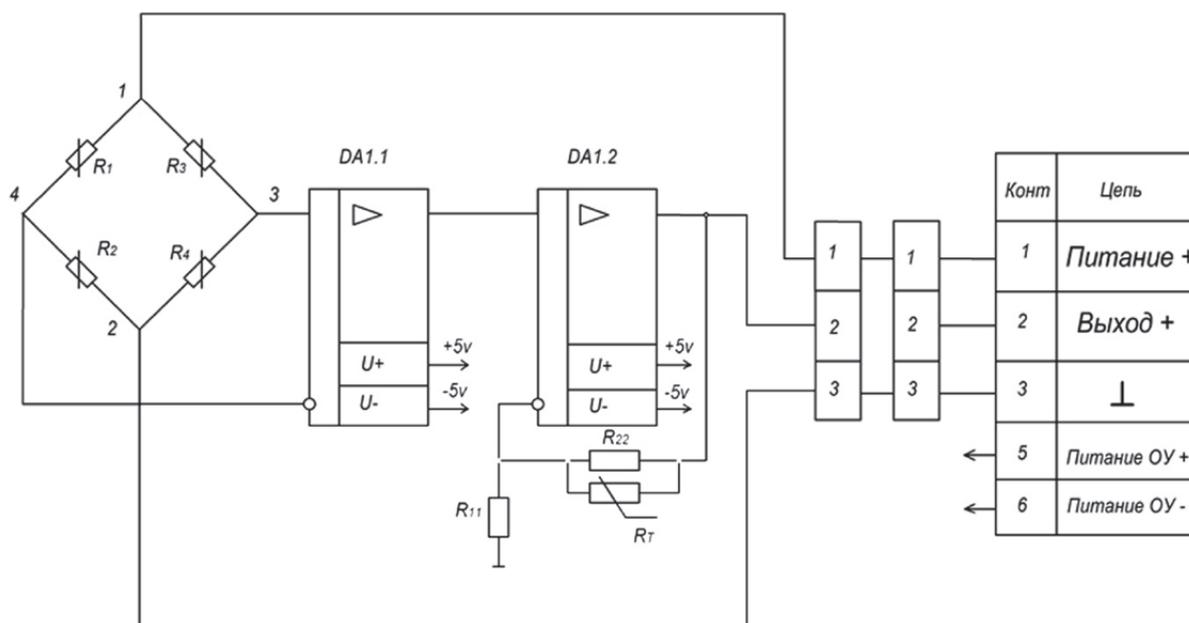


Рис. 3. Схема температурной компенсации погрешности чувствительности на базе операционного усилителя.

Сопротивление цепи обратной связи усилителя R_{fb} определяется выражением

$$R_{fb} = \frac{R_{22}R_t}{R_{22} + R_t}, \quad (1)$$

где R_{22} – постоянный резистор, включенный параллельно терморезистору R_t .

Сопротивление терморезистора R_t определяется выражением

$$R_t = R_{t0}(1 + \beta\Delta T), \quad (2)$$

где R_{t0} – номинал терморезистора при нормальной температуре; β – ТКС терморезистора.

Напряжение на выходе усилителя будет равно

$$U = U_m \left(1 + \frac{R_{fb}}{R_{11}} \right), \quad (3)$$

где U_m – выходное напряжение мостовой схемы; R_{11} – постоянный резистор в цепи отрицательной обратной связи.

Сопротивления тензорезисторов мостовой схемы будут равны

$$\begin{aligned} R_1 &= R_0 [(1 + \alpha\Delta T) + k_0\varepsilon(1 + \gamma\Delta T)]; \\ R_2 &= R_0 [(1 + \alpha\Delta T) - k_0\varepsilon(1 + \gamma\Delta T)]; \\ R_3 &= R_0 [(1 + \alpha\Delta T) - k_0\varepsilon(1 + \gamma\Delta T)]; \\ R_4 &= R_0 [(1 + \alpha\Delta T) + k_0\varepsilon(1 + \gamma\Delta T)]. \end{aligned} \quad (4)$$

Выходное напряжение мостовой схемы определяется выражением

$$U_m = U_n \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}. \quad (5)$$

С учетом (1), (2), (4) и (5) выражение (3) преобразуется к следующему виду:

$$U = \frac{U_n k_0 \varepsilon (1 + \gamma \Delta T) (R_{11} R_{22} + R_{11} R_{t0} + R_{22} R_{t0} + R_{11} R_{t0} \beta \Delta T + R_{22} R_{t0} \beta \Delta T)}{R_{11} (1 + \alpha \Delta T) (R_{22} + R_{t0} + R_{t0} \beta \Delta T)}, \quad (6)$$

Анализ выражения (6) показывает, что в нем присутствуют два неизвестных сопротивления в цепи отрицательной обратной связи усилителя R_{11} и R_{22} . Одно из этих постоянных сопротивлений можно задать из условия упрощения конструкции и повышения технологичности изготовления, например, принять значение R_{11} равным номиналу тензорезисторов. Тогда значение R_{22} можно определить из условия равенства нулю температурной чувствительности схемы:

$$\frac{\partial U}{\partial T} = 0, \quad (7)$$

где U определяется согласно выражению (6).

Решение этого уравнения относительно R_{22} дает

$$\begin{aligned} R_{22} &= \frac{1}{2(\gamma R_{t0} \alpha \beta \Delta T^2 + 2\gamma R_{t0} \beta \Delta T + \gamma R_{11} + \gamma R_{t0} + R_{t0} \beta - R_{11} \alpha - R_{t0} \alpha)} \times \\ &\times \left((\beta \Delta T + 1) \left[R_{t0}^3 (\alpha - \gamma) (4R_{11} \beta - \gamma R_{t0} + \alpha R_{t0} - \gamma R_{t0} \beta^2 \Delta T^2 + 4\gamma R_{11} \beta \Delta T - \right. \right. \\ &\left. \left. - 2\gamma R_{t0} \beta \Delta T + R_{t0} \beta^2 \alpha \Delta T^2 + 4R_{11} \alpha \beta \Delta T + 2R_{t0} \alpha \beta \Delta T + 4\gamma R_{11} \alpha \beta \Delta T^2) \right]^{\frac{1}{2}} + \right. \\ &\left. + (-R_{t0}^2 \alpha + R_{t0}^2 \gamma + 2\gamma R_{11} R_{t0} - 2\alpha R_{11} R_{t0} + R_{t0}^2 \beta \gamma \Delta T - R_{t0}^2 \alpha \beta \Delta T) \right). \end{aligned} \quad (8)$$

Выражение (8) показывает, что значение сопротивления R_{22} является температурно-зависимым, однако, как будет показано далее, эта зависимость в первом приближении близка к линейной, что позволит использовать выражение (8) на практике.

Методика расчета схемы температурной компенсации включает в себя следующие этапы:

1. На изготовленном чувствительном элементе измеряется сопротивление R_0 тензорезисторов при нормальных условиях.
2. Измеряется и усредняется ТКС α тензорезисторов.
3. Измеряется сопротивление терморезистора R_t при нормальных условиях.
4. Измеряется ТКС β терморезистора R_t .
5. Задается сопротивление в цепи отрицательной обратной связи усилителя R_{11} .
6. По формуле (8) определяется значение подстроечного резистора R_{22} для значения температуры, равного середине заданного температурного диапазона.
7. Строится зависимость напряжения на выходе усилителя от температуры.
8. Если значение выходного напряжения, соответствующее конечной точке температурного диапазона, меньше чем значение, соответствующее начальной точке, то значение сопротивления R_{22} , определенное в п. 4, необходимо уменьшать до значения, при котором значения выходного сигнала в начале и в конце температурного диапазона совпадут, в противном случае значение сопротивления R_{22} необходимо уменьшать.

Для проверки предложенной схемы и методики расчета ее параметров целесообразно выполнить математическое моделирование в специализированной программе [12, 13].

Исходные данные для моделирования представлены в табл. 1.

Таблица 1

Исходные данные для моделирования

Максимальная деформация тензорезисторов ε	$5 \cdot 10^{-4}$
ТКС тензорезисторов α , $^{\circ}\text{C}^{-1}$	$8 \cdot 10^{-4}$
ТКС терморезистора β , $^{\circ}\text{C}^{-1}$	$16 \cdot 10^{-4}$
Номинал тензорезисторов R_0 , Ом	2500
Номинал терморезистора R_t , Ом	7500
Коэффициент тензочувствительности тензорезисторов k_0	80
Напряжение питания мостовой схемы $U_{\text{п}}$, В	3
Диапазон рабочих температур ΔT , $^{\circ}\text{C}$	20–200
Сопротивление R_{11} , Ом	2500

На рис. 4 представлено выходное напряжение мостовой схемы при деформации, соответствующей максимальному давлению, в заданном температурном диапазоне.

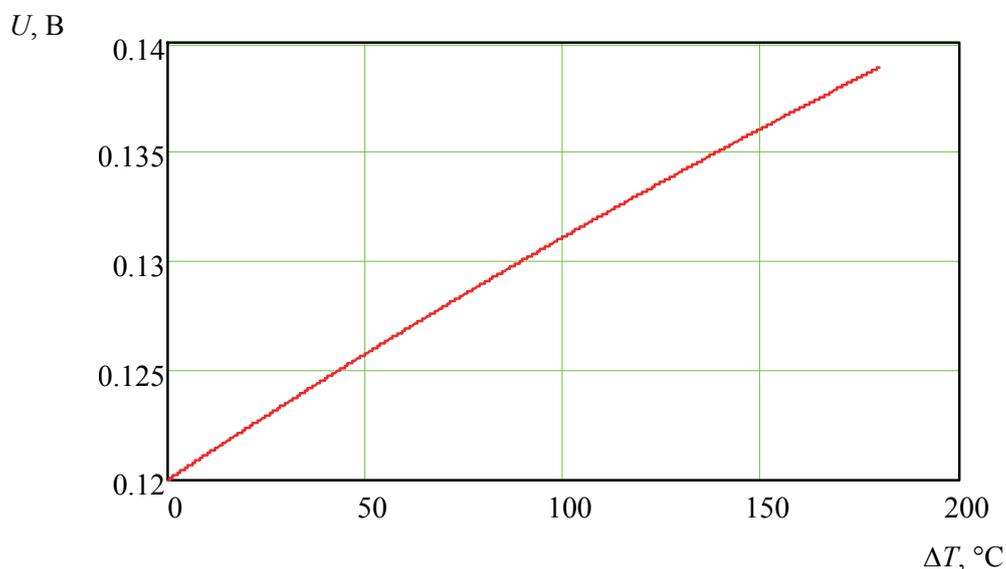
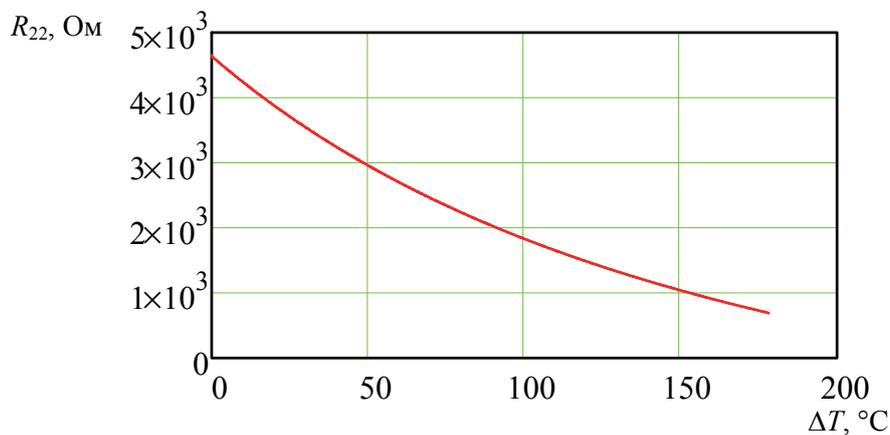


Рис. 4. Выходное напряжение мостовой схемы

Как видно из рис. 4, температурная грешность выходного сигнала, обусловленная температурной зависимостью тензочувствительности, составляет более 12,5 %, или 0,07 % на 1°C , что не удовлетворяет современным требованиям к датчикам давления.

По формуле (8) определяется значение сопротивления R_{22} (рис. 5).

Рис. 5. Зависимость сопротивления подстроечного резистора R_{22} от температуры

В соответствии с предложенной методикой выбирается значение сопротивления, соответствующее середине температурного диапазона, т.е. $90\text{ }^{\circ}\text{C}$. Для заданных исходных данных это значение равно $2502\text{ }\Omega$.

По формуле (8) определяется выходное напряжение усилителя, зависимость которого от температуры представлена на рис. 6.

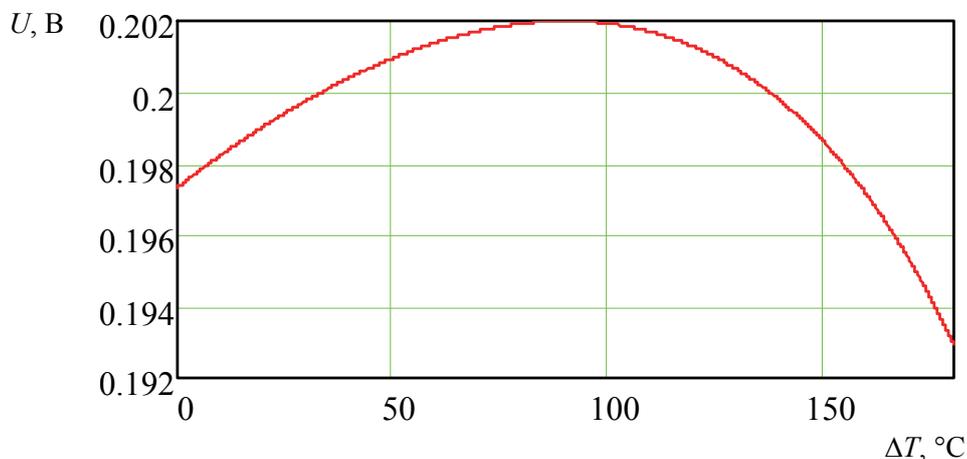


Рис. 6. Зависимость выходного напряжения усилителя от температуры

Как видно из рис. 6, выходное напряжение усилительной цепи на 64% больше, чем выходное напряжение мостовой схемы, при этом температурная погрешность составляет $4,6\%$, или $0,026\%$ на $1\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Далее в соответствии с п. 6 предложенной методики, сопротивление R_{22} было уменьшено до значения $1750\text{ }\Omega$, что позволило получить зависимость выходного напряжения усилителя от температуры, представленную на рис. 7. Из анализа рис. 7 видно, что погрешность выходного сигнала составляет $3,2\%$, или $0,018\%$ на $1\text{ }^{\circ}\text{C}$ (почти в четыре раза меньше, чем без схемы температурной компенсации), при этом значения напряжения в начальной и конечной точках температурного диапазона совпадают.

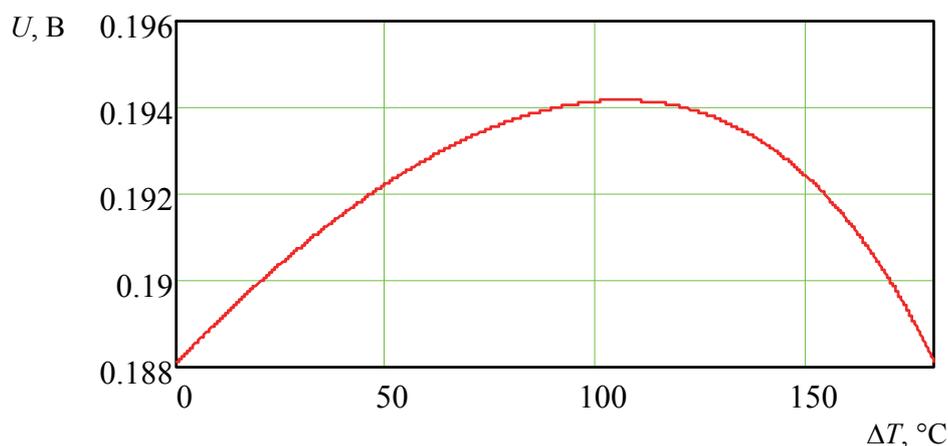


Рис. 7. Зависимость выходного напряжения от температуры при уменьшении сопротивления подстроечного резистора R_{22}

Заключение

Предложенная схема и методика ее расчета позволяют снизить температурную погрешность чувствительности при одновременном усилении выходного напряжения мостовой схемы, что позволяет снизить напряжение питания мостовой схемы с целью уменьшения саморазогрева тензорезисторов, при этом схема использует простые электронные компоненты и сопрягается с типовыми схемами инструментальных усилителей, что позволяет использовать ее для повышения точности полупроводниковых датчиков давления.

Список литературы

1. Ваганов, В. И. Интегральные тензопреобразователи / В. И. Ваганов. – М. : Энергоатомиздат, 1983. – 136 с.
2. 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. – Спецвыпуск. – С. 255–265.
3. Баринов, И. Н. Состояние разработок и тенденции развития высокотемпературных тензорезистивных датчиков давлений на основе карбида кремния / И. Н. Баринов, Б. В. Цыпин // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2010. – № 11. – С. 50–60.
4. Баринов, И. Н. Высокотемпературные тензорезистивные датчики давлений на основе карбида кремния. Состояние разработок и тенденции развития / И. Н. Баринов // Компоненты и технологии. – 2010. – № 8. – С. 64–71.
5. Микроэлектронные датчики физических величин на основе МЭМС-технологий / С. А. Козин, А. В. Федулов, В. Е. Пауткин, И. Н. Баринов // Компоненты и технологии. – 2010. – № 1. – С. 24–27.
6. Баринов, И. Н. Высокотемпературные чувствительные элементы датчиков давления со структурой «кремний на диэлектрике» / И. Н. Баринов // Датчики и системы. – 2007. – № 1. – С. 36–38.
7. Баринов, И. Н. Разработка и изготовление микроэлектронных датчиков давления для особо жестких условий эксплуатации / И. Н. Баринов, В. С. Волков, Б. В. Цыпин, С. П. Евдокимов // Датчики и системы. – 2014. – № 2. – С. 49–61.
8. Баринов, И. Н. Оптимизация чувствительного элемента датчика давления с поликремниевыми тензорезисторами / И. Н. Баринов, В. С. Волков // Приборы. – 2013. – № 2. – С. 1–5.
9. Баринов, И. Н. Полупроводниковые тензорезистивные датчики давления на основе КНД-структуры / И. Н. Баринов // Компоненты и технологии. – 2009. – № 5. – С. 12–15.
10. Волков, В. С. Снижение температурной зависимости начального выходного сигнала высокотемпературного полупроводникового датчика давления на структуре «поликремний – диэлектрик» / В. С. Волков // Надежность и качество – 2013 : тр. Междунар. симпозиума : в 2 т. / под ред. Н. К. Юркова. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2013. – 1 т. – С. 75–77.
11. Волков, В. С. Компенсация температурной погрешности чувствительности высокотемпературных полупроводниковых датчиков давления / В. С. Волков, И. Н. Баринов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 1 (3). – С. 30–36.
12. Волков, В. С. Автоматизация разработки диагностического обеспечения интеллектуальных полупроводниковых датчиков давления / В. С. Волков, И. Н. Баринов // Приборы. – 2009. – № 12. – С. 20–26.
13. Волков, В. С. Использование системы Simulink при имитационном моделировании высокотемпературных полупроводниковых датчиков давления / В. С. Волков, И. Н. Баринов // Приборы. – 2011. – № 7. – С. 50–55.

Волков Вадим Сергеевич

кандидат технических наук, доцент,
помощник начальника центра,
Научно-исследовательский институт
физических измерений
(Россия, г. Пенза, ул. Володарского, 8/6)
E-mail: distorsion@rambler.ru

Volkov Vadim Sergeevich

candidate of technical sciences, associate professor,
assistant of head of department,
Scientific-research Institute
of physical measurements
(8/6 Volodarskogo street, Penza, Russia)

Кучумов Евгений Владимирович

кандидат технических наук,
старший научный сотрудник,
Научно-исследовательский институт
физических измерений
(Россия, г. Пенза, ул. Володарского, 8/6)
E-mail: mzungu@inbox.ru

Kuchumov Evgeniy Vladimirovich

candidate of technical sciences,
senior staff scientist,
Scientific-research Institute
of physical measurements
(8/6 Volodarskogo street, Penza, Russia)

Кикот Виктор Викторович

аспирант,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: inbox@post.su

Kikot Viktor Viktorovich

postgraduate student,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Французов Максим Владимирович

магистрант,
кафедра приборостроения,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: distortions@rambler.ru

Frantsuzov Maksim Vladimirovich

master student,
sub-department of Instrument Making,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

УДК 621.3.032

Волков, В. С.

Применение схемы на основе операционного усилителя для температурной компенсации полупроводникового тензорезистивного датчика давления / В. С. Волков, Е. В. Кучумов, В. В. Кикот, М. В. Французов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2015. – № 4 (14). – С. 42–50.

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИИ И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

УДК 681.586.772: 681.3.08

А. В. Самошин

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОГРЕШНОСТИ НЕЛИНЕЙНОСТИ УПРУГИХ ЭЛЕМЕНТОВ, ВЫПОЛНЕННЫХ В ВИДЕ ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ МЕМБРАНЫ, ЖЕСТКОЗАКРЕПЛЕННОЙ ПО НАРУЖНОМУ КОНТУРУ

A. V. Samoshin

DEFINITION OF AN ACCURACY OF NONLINEARITY OF THE ELASTIC ELEMENTS EXECUTED IN THE FORM OF A CYLINDRICAL MEMBRANE, RIGIDLY FIXED ON AN EXTERNAL CONTOUR

А н н о т а ц и я. *Актуальность и цели.* Рассмотрены методы определения нелинейности упругих элементов, выполненных в виде цилиндрической мембраны, жесткозакрепленной по наружному контуру и нагруженной давлением. Целью работы является выявление математической зависимости между нелинейностью упругого элемента и основными конструктивными параметрами. *Материалы и методы.* Используются существующие аналитические зависимости для изотропных материалов, а также нелинейная теория механики деформируемого твердого тела, реализованная в методе конечных элементов. *Результаты.* Получена полиномиальная зависимость, расширяющая существующие аналитические методы и позволяющая дать количественную оценку нелинейности упругого элемента на стадии проектирования. *Выводы.* Проведена сравнительная оценка с экспериментальными данными, доказывающая состоятельность полученной зависимости и ее пригодность в инженерных расчетах.

A b s t r a c t. *Background.* The methods for determining the non-linearity of the elastic element, embodied as cylindrical membranes firmly fixed outer contour and by the pressure loaded. The aim is to identify the mathematical relationship between the nonlinearity of the elastic element and the basic design parameters. *Materials and methods.* Use existing analytical relationships for isotropic materials, as well as the theory of nonlinear mechanics of deformable solids, implemented in the finite element method. *Results.* We obtain a polynomial dependence, expanding the existing analytical methods and allows to quantify the nonlinearity of the elastic element in the design stage. *Conclusions.* A comparative evaluation of the experimental data, proving the consistency of the resulting dependence and its suitability in engineering calculations.

К л ю ч е в ы е с л о в а: метод конечных элементов, погрешность нелинейности, упругий элемент, мембрана, датчик давления.

К e y w o r d s: finite element method, nonlinearity accuracy, elastic element, membrane, pressure sensor.

В основе работы любого датчика заложен определенный физический эффект, который преобразует входную величину (давление, силу и т.д.) в выходную (сигнал).

В общем случае отношение выходной величины (Y_i) к входной (X_i) определяет коэффициент преобразования K чувствительного элемента (ЧЭ):

$$K = \frac{Y_i}{X_i}. \quad (1)$$

Отношение изменения выходной величины ΔY к соответствующему изменению входной величины ΔX называется чувствительностью датчика S :

$$S = \frac{\Delta Y}{\Delta X}. \quad (2)$$

Если зависимость между выходной и входной величинами является линейной, то коэффициент преобразования и чувствительность равны. При линейной зависимости между входной и выходной величинами упрощаются схемные решения нормирующего преобразователя.

Погрешность от нелинейности измерительного преобразователя (ИП) может являться одной из составляющих основной погрешности [1], поэтому ее уменьшение способствует улучшению метрологических характеристик всего изделия.

Нелинейность ИП может условно разделяться на нелинейность функции преобразования и механическую нелинейность.

Нелинейность функции преобразования возникает, например, в аналого-цифровых преобразователях (интегральная нелинейность) [2].

Механическую можно разделить [3] на геометрическую и физическую нелинейности, а также нелинейность, вызванную контактными взаимодействиями тел.

Геометрическая (конструкционная) нелинейность зависит от соотношения геометрических размеров упругого элемента (УЭ) и степенью его деформирования.

Физическая нелинейность определяется характеристиками материала УЭ, которым свойственна нелинейная связь между приложенным усилием и деформацией, возникающей под действием приложенной силы (резины, полимеры и т.д.). В случае использования ЧЭ из металла (при условии, что максимальные напряжения, возникающие в конструкции, не превышают определенную величину, именуемую пределом пропорциональности) данной составляющей нелинейности можно пренебречь.

Нелинейность, вызванная контактным взаимодействием тел, возникает в случае вхождения в контакт двух деталей под действием внешних сил, а также наличия трения в контактирующих деталях. Данный тип нелинейности несвойственен ИП и им также можно пренебречь.

При проектировании УЭ наибольший интерес представляет геометрическая нелинейность. В работе [4] говорится о том, что в конструкциях с неравномерным распределением напряжений деформация материала в опасных точках превышает допустимое значение уже тогда, когда в других точках конструкции она еще далека от этого значения. Это вызывает появление нелинейности намного раньше, чем в конструкциях с одинаковыми напряжениями по всей поверхности упругого элемента. С увеличением прогиба жесткозакрепленной по краям или контуру пластины или мембраны происходит удлинение нейтральной линии, что приводит к появлению дополнительных напряжений. В результате этого возникает нелинейность, не связанная со свойствами материала и зависящая только от геометрических соотношений размеров. Согласно данной методике нелинейность жесткозакрепленной по контуру мембраны без жесткого центра определяется выражением

$$\gamma = \frac{1}{17,2} \frac{P}{E} \left(\frac{R}{h} \right)^4 \cdot 100, \quad (3)$$

где P – действующее давление; E – модуль упругости материала; R – радиус мембраны; h – толщина мембраны.

В работе [5] нелинейность жесткозакрепленной по контуру мембраны определяется выражением

$$\gamma = \frac{-38,5\chi^2}{\left[\left(\frac{a}{b}\right) + \chi^2\right]}, \quad (4)$$

где χ – относительный прогиб; a, b – безразмерные коэффициенты;

$$\chi = \frac{w}{h}, \quad (5)$$

здесь w – прогиб мембраны; h – толщина мембраны.

Безразмерные коэффициенты a, b для мембраны без жесткого центра равны

$$a = \frac{5,33}{(1-\mu^2)}, b = \frac{(7-\mu)^2}{[3 \cdot (1-\mu)]}, \quad (6)$$

для мембраны с жестким центром:

$$a = \frac{5,33\rho^2}{\left[(1-\mu^2)(\rho^4 - 1 - 4\rho^2 \ln\rho)\right]}, b = \frac{\frac{(7-\mu)\left[1 + \left(\frac{1}{\rho}\right)^2 + \left(\frac{1}{\rho}\right)^4\right]}{3} + \frac{(3-\mu)^2}{\left[(1+\mu)\rho^2\right]}}{(1-\mu) \cdot \left[1 - \left(\frac{1}{\rho}\right)^4\right] \left[1 - \left(\frac{1}{\rho}\right)^2\right]^2}, \quad (7)$$

где ρ – относительный радиус; μ – коэффициент Пуассона,

$$\rho = \frac{R}{r}, \quad (8)$$

здесь R – радиус заделки мембраны; r – радиус жесткого центра.

В настоящее время при проектировании изделия широко применяют метод конечных элементов, реализованный в таких программах, как *Ansys*, *Femap*, модуле *Simulation* программы *SolidWorks* и др.

Проведем расчет определения нелинейности по формулам (3)–(8), а также с использованием расчетного комплекса *Ansys* для экспериментального образца датчика давления, УЭ которого представляет собой жесткозакрепленную по наружному контуру мембрану с расположенными на ней тензорезисторами, изготовленную из прецизионного высоколегированного сплава.

Величина нелинейности в ходе эксперимента определялась по выходному сигналу ($\gamma_{\text{тенз}}$) с мостовой схемы и прогибу центра мембраны ($\gamma_{\text{прогиб}}$), фиксируемому цифровым индикатором (с ценой деления 0,001 мм), в результате градуирования (в 11-ти точках: $0P_{\text{ном}}$, $0,1P_{\text{ном}}$, ..., $1P_{\text{ном}}$) по формулам

$$\gamma_{\text{тенз}} = \left[\frac{P_i}{P_{\text{ном}}} - \frac{U_0 - U_i}{N} \right] \cdot 100, \quad (9)$$

$$\gamma_{\text{прогиб}} = \left[\frac{P_i}{P_{\text{ном}}} - \frac{W_i}{W_{\text{max}}} \right] \cdot 100,$$

где P_i – давление в i -й точке градуирования; $P_{\text{ном}}$ – номинальное давление; U_0 – выходной сигнал в нулевой точке градуирования; U_i – выходной сигнал в точке градуирования; N – нормирующая величина выходного сигнала; W_i – прогиб в i -й точке градуирования; W_{max} – максимальный зафиксированный прогиб;

$$N = U_0 - U_{10}, \quad (10)$$

здесь U_{10} – выходной сигнал при давлении $P_{\text{ном}}$.

Погрешность, определенная по величине выходного сигнала, состоит из нелинейности принципа преобразования и геометрической нелинейности. Во втором случае по величине прогиба мембраны определяется только геометрическая составляющая нелинейности.

Величина нелинейности расчетным способом определялась с учетом наложенных допусков геометрических размеров, в результате чего расчет проводился для двух расчетных сборок (как и в случае с аналитическими расчетами):

- 1) расчетная сборка с максимальной чувствительностью (при минимальной толщине и максимальном диаметре мембраны);
- 2) расчетная сборка с минимальной чувствительностью (при максимальной толщине и минимальном диаметре мембраны).

На рис. 1 изображены схема и внешний вид экспериментальной установки. Экспериментальная установка состоит из двух стопорных винтов *1* для фиксации приспособления *2* с УЭ *5* и индикаторной головкой (цифровой индикатор) *3*, в которой установлена измерительная игла *4*. Приспособление *2* представляет собой толстостенную коническую оболочку вращения со смотровым окном треугольной формы, изготовленную средствами аддитивного производства на 3D-принтере из материала АБС с расчетной жесткостью относительно измерительной оси $\approx 1,16$ Н/мкм.

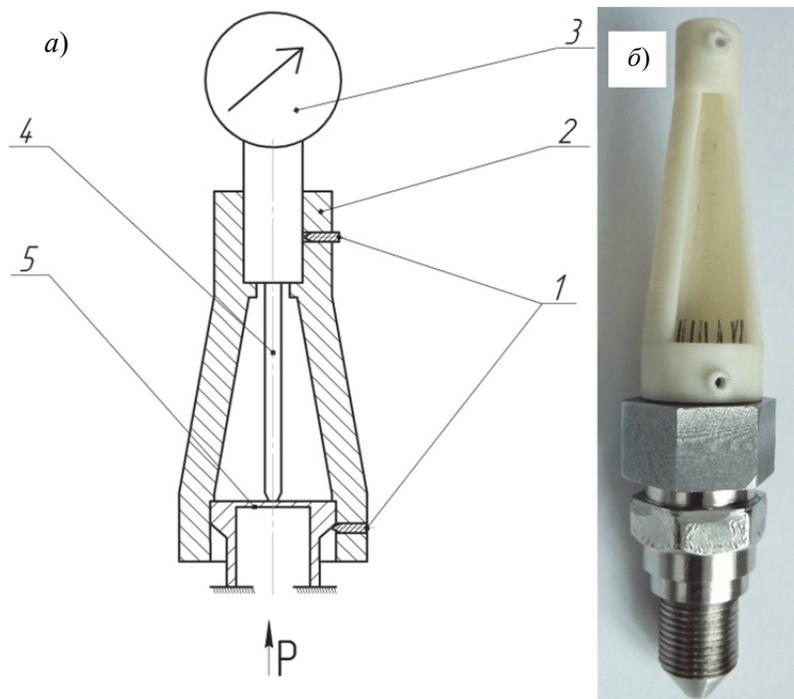


Рис. 1. Экспериментальная установка:
а – схема; б – внешний вид (без индикаторной головки)

Следует также отметить, что экспериментальное значение погрешности нелинейности, полученное по результатам измерения прогиба мембраны цифровым индикатором, является заниженным, поскольку при контакте измерительной иглы индикатора с поверхностью мембраны происходит передача усилия прижима, направленного в противоположную сторону прогиба мембраны.

Результаты расчетов и эксперимента приведены в табл. 1.

Таблица 1

Геометрическая составляющая погрешности нелинейности УЭ

	Нелинейность, %
Эксперимент ($\gamma_{\text{прогиб}}$)	0,25
По методике [2]	1,3–1,64
По методике [3]	3,06–4,83
Метод конечных элементов	0,22–0,33

Из данных табл. 1 видно, что полученная в результате эксперимента погрешность нелинейности ($\gamma_{\text{прогиб}}$), вносимая геометрией мембраны и определенная по прогибу, укладывается в расчетный диапазон метода конечных элементов. Аналитические решения неудовлетворительно согласуются с результатами эксперимента. Дополнительные расчеты показывают, что применение аналитических зависимостей весьма ограничено. Положительные результаты достигаются лишь при определенных сочетаниях значений геометрических размеров, при этом по аналитическим зависимостям невозможно построить характеристику, дающую визуальное представление о поведении УЭ при различных давлениях (характеристика всегда принята затухающей, что свойственно плоским мембранам).

На рис. 2 приведены погрешности нелинейности, полученные в результате эксперимента и моделирования в программном комплексе *Ansys*.

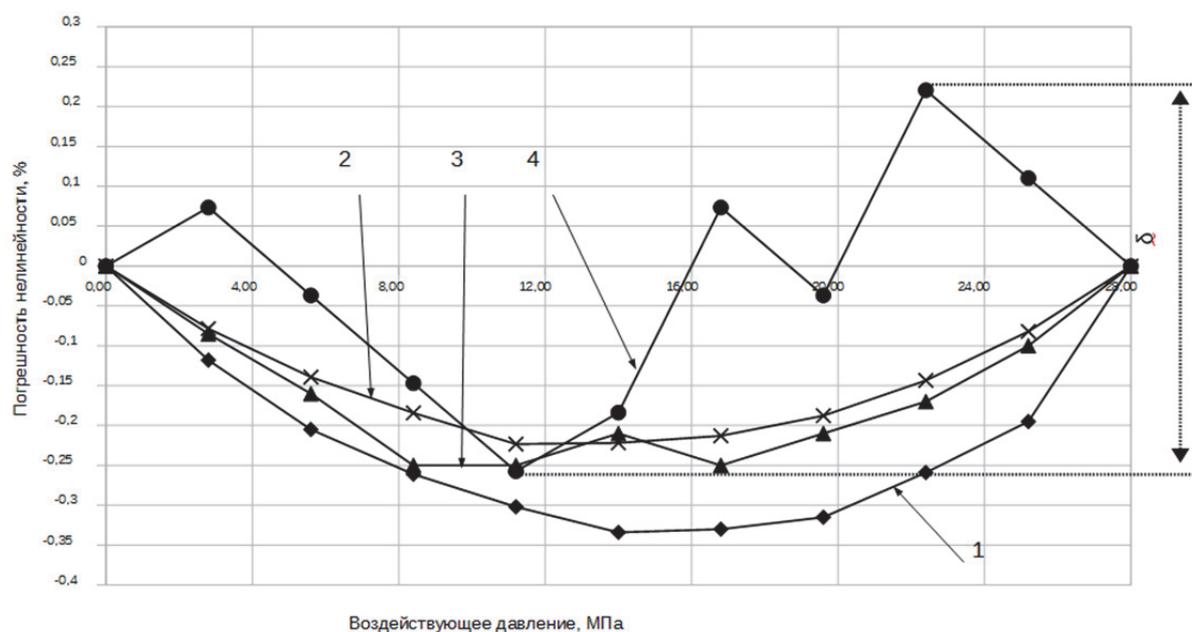


Рис. 2. Погрешности нелинейности: 1, 2 – по результатам численного расчета сборки с максимальной и минимальной чувствительностью; 3 – по результатам замеров прогиба мембраны индикатором; 4 – по результатам замера величины выходного сигнала с мостовой схемы тензопреобразователя

Из рис. 2 видно, что характеристика погрешности нелинейности, определенной по выходному сигналу, имеет дискретный характер, при этом в большинстве случаев погрешность нелинейности имеет положительный знак. Как упоминалось ранее, характеристика плоской мембраны носит затухающий характер (вследствие удлинения нейтральной линии), следовательно, знак погрешности нелинейности должен быть отрицательным. Это подтверждается результатами численного расчета и замеров прогибов индикатором часового типа. Исходя из этого, нелинейность измерительного преобразователя составляет 0,26 %. Величина погрешности нелинейности первичного измерительного преобразователя (ПИП) по сравнению с геометрической составляющей нелинейности (табл. 1) изменилась на 0,01 %, при этом величина δ (показана на рис. 2) нелинейности ПИП составляет 0,46 %. Данная величина в 1,82 раза больше погрешности геометрической нелинейности, полученной в результате эксперимента.

Результаты численных расчетов показывают, что для цилиндрической жесткозакрепленной по наружному контуру мембраны при неизменном значении R/h , получаемом различным сочетанием R и h , при воздействии постоянного давления величина геометрической нелинейности остается постоянной. Например, для мембраны с модулем упругости 190–200 ГПа (свойственно большинству легированных сталей, применяемых для изготовления упругих элементов) радиусом 2 мм и толщиной 0,1 мм ($R/h = 20$), а также радиусом 200 мм и толщиной 10 мм ($R/h = 20$) под действием давления 1 МПа величина геометрической нелинейности в обоих случаях составляет примерно минус 0,43 %, при этом прогибы мембран различны.

С ростом отношения R/h величина геометрической нелинейности возрастает, так при $R/h = 30$ величина геометрической нелинейности составляет минус 6,5 %.

На рис. 3, 4 изображена зависимость геометрической нелинейности цилиндрической мембраны, жесткозакрепленной по наружному контуру, при различном соотношении R/h под действием различного давления.

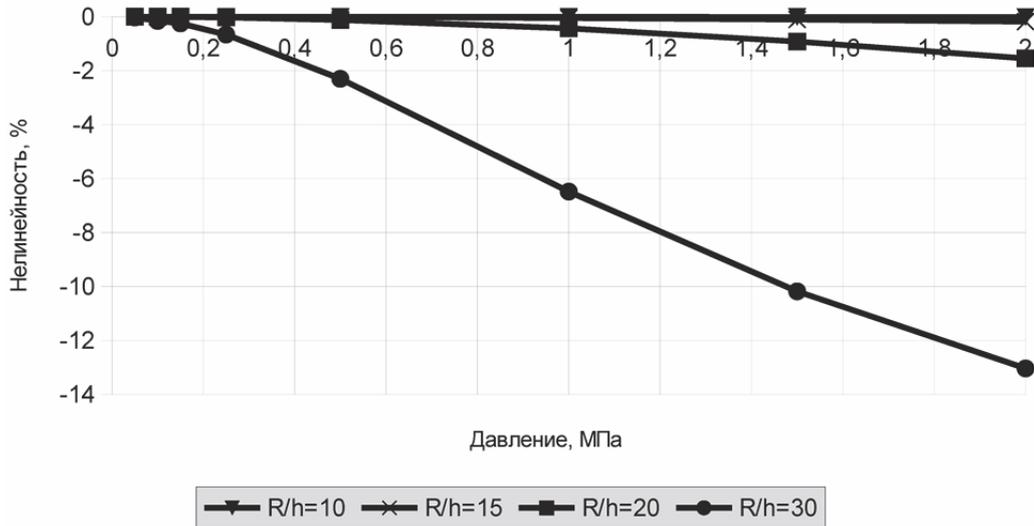


Рис. 3. Геометрическая нелинейность цилиндрической жесткозакрепленной по наружному диаметру мембраны с различным соотношением R/h в диапазоне воздействующих давлений от 0,1 до 2 МПа

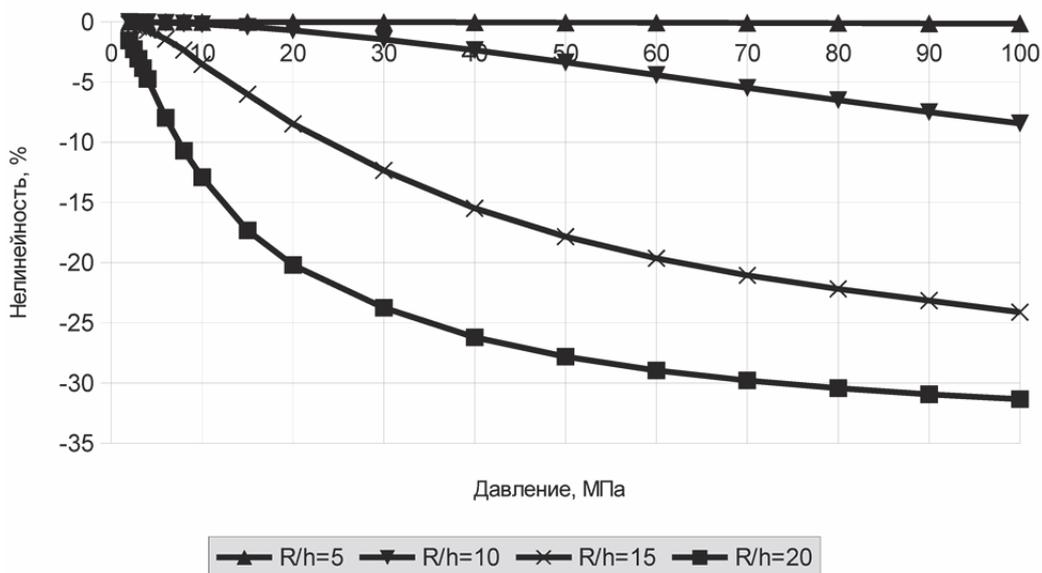


Рис. 4. Геометрическая нелинейность цилиндрической жесткозакрепленной по наружному диаметру мембраны с различным соотношением R/h в диапазоне воздействующих давлений от 2 до 100 МПа

Аппроксимировав данные рис. 3–4, получаем полиномиальную зависимость геометрической нелинейности цилиндрической жесткозакрепленной по наружному конуру мембраны:

$$\gamma = \sum_{i=0}^3 k_i \cdot (P)^i, \quad (11)$$

где γ – геометрическая составляющая погрешности нелинейности, %; k_i – коэффициенты полинома (приведенные в табл. 2, 3 для разных сочетаний R/h); P – действующее давление, МПа.

Таблица 2

Коэффициенты полинома в диапазоне воздействующих давлений от 0,01 до 2 МПа

R/h	i	0	1	2	3
10	p_i	$-5,520 \cdot 10^{-4}$	$-4,720 \cdot 10^{-3}$	$4,240 \cdot 10^{-4}$	$-7,410 \cdot 10^{-4}$
15	p_i	$-1,01 \cdot 10^{-3}$	$-4,21 \cdot 10^{-3}$	$-4,46 \cdot 10^{-2}$	$6,11 \cdot 10^{-4}$
20	p_i	$2,020 \cdot 10^{-3}$	$-2,890 \cdot 10^{-3}$	-0,441	0,034
30	p_i	0,219	-2,76	-5,600	1,840

Таблица 3

Коэффициенты полинома в диапазоне воздействующих давлений от 2 до 100 МПа.

R/h	i	0	1	2	3
5	p_i	$-8,03 \cdot 10^{-4}$	$-5,89 \cdot 10^{-4}$	$-9,79 \cdot 10^{-6}$	$1,78 \cdot 10^{-8}$
10	p_i	$3,410 \cdot 10^{-2}$	$-1,100 \cdot 10^{-2}$	$-1,520 \cdot 10^{-3}$	$7,840 \cdot 10^{-6}$
15	p_i	1,480	-0,579	$4,580 \cdot 10^{-3}$	$-1,33 \cdot 10^{-5}$
20	p_i	$1,360 \cdot 10^{-2}$	-1,330	$2,01 \cdot 10^{-2}$	$-9,990 \cdot 10^{-5}$

Результаты работы показывают, что существующие методики определения геометрической (конструкционной) погрешности нелинейности обладают малой сходимостью с результатами эксперимента. Наименьшее расхождение с экспериментальными данными наблюдается в случае использования метода конечных элементов. Полученная полиномиальная зависимость (11) дополняет известные аналитические методики [6] и может использоваться в качестве проверочного расчета при проектировании УЭ измерительных приборов, выполненных в виде цилиндрической жесткозакрепленной по наружному контуру мембраны.

Список литературы

1. Мурашкина, Т. И. Теория измерений : учеб. пособие / Т. И. Мурашкина, В. А. Мещеряков, Е. А. Бадеева. – М. : Высш. шк., 2007. – 152 с.
2. Серов, А. Н. Исследования погрешности измерения действующего значения напряжения, вызванной нелинейностью преобразования АЦП / А. Н. Серов, А. А. Шатохин // Ползуновский вестник. – 2013. – № 2. – С. 178–175.
3. Коробейников, С. Н. Нелинейное деформирование твердых тел : моногр. / С. Н. Коробейников. – Новосибирск : Сибирское отделение РАН, 2000. – 256 с.
4. Левшина, Е. С. Электрические измерения физических величин: Измерительные преобразователи : учеб. пособие для вузов / Е. С. Левшина, П. В. Новицкий. – Л. : Энергоатомиздат, 1983. – 320 с.
5. Заплетохин, В. А. Конструирование деталей механических устройств. Справочник / В. А. Заплетохин. – Л. : Машиностроение, 1990. – 660 с.
6. Андреева, Л. Е. Расчет упругих элементов машин и приборов / С. Д. Пономарев, Л. Е. Андреева. – М. : Машиностроение, 1980. – 326 с.

Самошин Алексей Владимирович

ведущий инженер-конструктор,
Научно-исследовательский институт
физических измерений
(Россия, г. Пенза, ул. Володарского, 8/6)
E-mail: alexsss13@gmail.com

Samoshin Aleksey Vladimirovich

leading engineer designer,
Scientific-research Institute
of physical measurements
(8/6 Volodarskogo street, Penza, Russia)

УДК 681.586.772:681.3.08

Самошин, А. В.

Определение погрешности нелинейности упругих элементов, выполненных в виде цилиндрической мембраны, жесткозакрепленной по наружному контуру / А. В. Самошин // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2015. – № 4 (14). – С. 51–57.

ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

УДК 621.316.71

*Н. Н. Вершинин, О. Е. Безбородова, Л. А. Авдонина, А. Е. Вершинин***ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИНДУКЦИОННЫХ ДАТЧИКОВ
ПРИ ИЗМЕРЕНИИ ДИСБАЛАНСА ТЕЛ ВРАЩЕНИЯ***N. N. Vershinin, O. E. Bezborodova, L. A. Avdonina, A. E. Vershinin***THE USE OF INDUCTION SENSORS WHEN MEASURING
THE IMBALANCE OF ROTATION BODIES**

Аннотация. *Актуальность и цели.* Объектом исследования являются индукционные датчики, используемые в измерительных устройствах балансировочных станков. Предметом исследования являются способы повышения чувствительности датчиков за счет повышения ЭДС, наводимой в катушках. Цель – разработка способов включения обмоток магнитных систем для повышения ЭДС на выходе датчика. *Материалы и методы.* Для повышения чувствительности и точности измерения дисбаланса тел вращения предложен конструкционный метод. Предложены конструкции двух датчиков, в которых используются две магнитные системы с общим якорем и соединением обмоток последовательно и встречно для увеличения сигнала датчика вдвое и уменьшения его нелинейности при больших колебаниях якоря от дисбаланса большой величины. *Результаты и выводы.* Предложено использовать в измерительных устройствах балансировочных станков индукционные (магнитоэлектрические) датчики, конструкция которых обладает сравнительно высокой чувствительностью и простотой. Дано подробное описание двух конструкций датчиков, сравнение их характеристик, рассмотрен принцип их действия и приведена методика расчета. С целью повышения чувствительности датчика в случае, когда его нагрузкой является электронный усилитель, предложено увеличить число витков катушки, которое ограничивается лишь конструктивными размерами магнитопровода. Кроме того, некоторое увеличение чувствительности датчика предложено достичь при помощи шунтирования катушек с индуктивностью L конденсатором C , емкость которого выбирается из условия настройки контура LC в резонанс на рабочую частоту. Представлена методика расчета датчика и дана рекомендация по включению датчика в измерительную систему для снижения уровня помех. Отмечена необходимость периодического контроля зазора, которая в условиях уменьшения неуравновешенности в автоматическом режиме не вносит заметной погрешности в результат балансировки тела вращения.

Abstract. *Background.* The object of research is the induction sensors used in measuring devices, balancing machines. The subject of research are the ways to increase sensor sensitivity due to increase electromotive force induced in the coils. Goal is to develop ways to integrate the windings of magnetic systems to increase electromotive force of the sensor output. *Materials and methods.* Provided a structural method to enhance the sensitivity and accuracy of measurement of the imbalance of bodies of revolution. Designs of two sensors which utilize two magnet systems with a common armature winding and series connection and the counter sen-

sor signal to increase and decrease twice nonlinearity its armature at large fluctuation unbalance of large magnitude. *Results and conclusions.* Pre-proposed to use in measuring devices, balancing machines the induction (magneto) sensors, the design of which has a relatively high sensitivity and simplicity. The detailed description of the two designs of sensors, a comparison of their characteristics, considered the principle of their action and shows the method of calculating. To improve the sensitivity of the sensor when its load is an electronic amplifier is proposed to increase the number of coil turns, which is limited only the structural dimensions of the magnetic circuit. In addition, some increase in the sensitivity of the sensor proposed to be achieved through bypass coils with inductance L capacitor C , whose capacitance is chosen from the condition of LC resonance circuit for setting the operating frequency. The technique of the sensor and calculate a recommendation for inclusion in the sensor measurement system to reduce the noise level. The need for periodic monitoring of the gap, which in the conditions of reduction of the imbalance in the automatic mode does not introduce a significant error in the rotating body balancing results.

Ключевые слова: чувствительность, точность, измерение, тело вращения, дисбаланс, масса, датчик, сигнал, магнитопровод, зазор, катушка, экран, конденсатор.

Key words: sensitivity, accuracy, measurement, body rotation imbalance, weight sensor, signal, magnetic core, gap, coil, capacitor screen.

В измерительных устройствах балансировочных станков [1] широко применяются индукционные (магнитоэлектрические) датчики, которые обладают сравнительно высокой чувствительностью и простотой конструкции. Обычно роль подвижного элемента в таких датчиках выполняет катушка, связанная через подвес с неуравновешенной массой [2]. Величина ЭДС, наводимая в катушке при ее движении в поле магнитной системы, пропорциональна неуравновешенности балансируемой массы и в значительной степени зависит от конструктивных параметров датчика. Основным недостатком таких датчиков является относительно малая индуктируемая в катушке ЭДС, которая ограничивается величиной воздушного зазора магнитной цепи и числом витков катушки, перемещающейся в этом зазоре, поэтому повышение чувствительности датчика и точности измерения дисбаланса детали является актуальной задачей.

Повышению чувствительности и точности измерения дисбаланса способствует предложенная конструкция индукционного датчика [3] (рис. 1), обмотки катушек которого не связаны с колеблющимися опорами. В связи с этим число витков катушек ничем не ограничивается и может быть выбрано очень большим, и, следовательно, большим будет напряжение сигнала датчика [4].

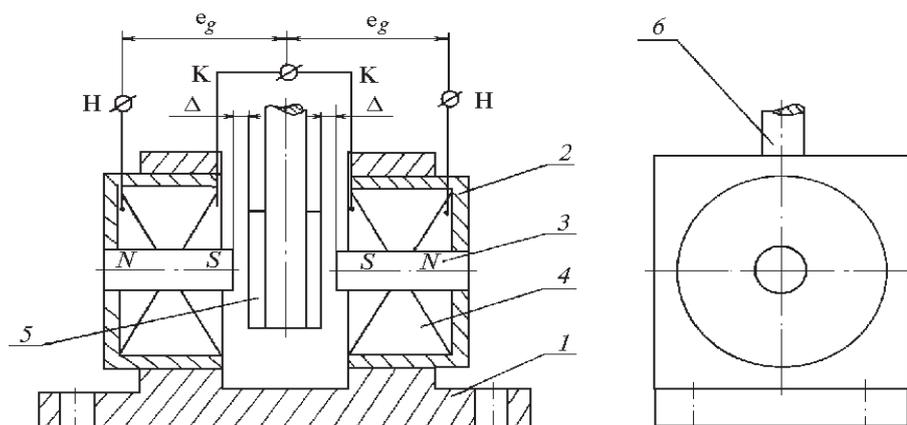


Рис. 1. Датчик неуравновешенности (схема I)

Датчик состоит из корпуса 1 и двух чашечных магнитопроводов 2, постоянных магнитов 3, запрессованных в магнитопроводы, и обмоток 4, намотанных на постоянные магниты, а также пермаллового якоря 5, установленного на конце рычага 6, который связан с упругими опорами.

Зазор Δ между магнитной системой и пермалловым ярком может быть выбран очень малым, порядка 0,2–0,3 мм, так как колебания, вызываемые неуравновешенностью тела вращения, весьма малы. Это обеспечивает увеличение сигнала датчика от неуравновешенности исследуемого объекта.

Использование в датчике двух магнитных систем с общим ярком и соединения обмоток последовательно и встречно обеспечивают увеличение сигнала датчика e_g вдвое и уменьшение нелинейности датчика при больших колебаниях от дисбаланса значительной величины, так как уменьшение зазора между ярком и одной магнитной системой компенсируется увеличением зазора между ярком и другой магнитной системой.

Эффект увеличения напряжения сигнала датчика вдвое при последовательно-встречном включении обмоток объясняется тем, что при уменьшении зазора в одной магнитной системе и одновременном увеличении зазора в другой магнитной системе в их обмотках наводится ЭДС противоположных полярностей, а так как обмотки включены встречно, то ЭДС на выходе датчика будет суммироваться.

Такой датчик имеет минимальный уровень помех от внешних наводок, так как при встречном включении обмоток напряжения помехи, как правило, имеющие одну и ту же фазу, будут вычитаться, т.е. компенсировать друг друга.

Возможно применение датчика иной конструкции [5] (рис. 2), который обладает теми же достоинствами.

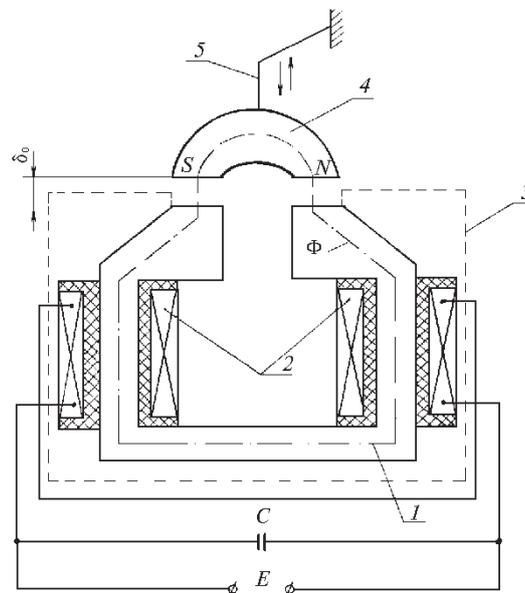


Рис. 2. Датчик неуравновешенности (схема II)

Магнитопровод I с катушками 2 заключен в пермалловый экран 3 , который закрепляется на кожухе опор тела вращения жестко. Постоянный магнит 4 закрепляется на колеблющемся стержне (якоре) 5 и располагается на исходном расстоянии δ_0 от магнитопровода. Две катушки датчика с одинаковыми обмотками, включаемыми согласно, размещаются на двух участках магнитопровода. Вторые концы обмоток служат выходом датчика. Такое включение удваивает ЭДС рабочего сигнала.

Датчик работает следующим образом: колебания вала двигателя вследствие неуравновешенности тела вращения вызывают колебания пластин опор и связанного с ними через ярко постоянного магнита во внешнем зазоре δ_0 . Эти колебания в зависимости от величины неуравновешенности и ее места («легкое» или «тяжелое») могут иметь различные амплитуду и фазу. При колебаниях магнита изменяется величина магнитного потока Φ , и в катушках датчика индуцируется переменная ЭДС, определяемая по формуле

$$e = -w \frac{d\Phi}{dt} = -w \frac{dF_M}{dt R_M}, \quad (1)$$

где w – число витков двух катушек; F_M – магнитодвижущая сила постоянного магнита; R_M – магнитное сопротивление на пути прохождения магнитного потока, включающее в себя; $R_{ст}$ – сопротивление магнитопровода; $R_{пм}$ – сопротивление постоянного магнита; $2R_\delta$ – сопротивление двух воздушных зазоров.

Поскольку $R_{ст} + R_{пм} \ll 2R_\delta$, то с достаточной точностью можно считать, что

$$R_M \approx 2R_\delta.$$

Магнитное сопротивление воздушного зазора в большой степени зависит от формы и величины зазора, и точный аналитический расчет R_δ затруднителен. Это объясняется тем, что магнитные силовые линии вблизи краев магнитопровода сильно меняют свое направление по сравнению с направлением в средней части зазора, в результате чего образуются так называемые потоки выпучивания (краевой эффект). В большинстве случаев потоки выпучивания увеличивают площадь поперечного сечения магнитного потока в зазоре, поэтому при расчете сопротивления пользуются фиктивной площадью полюсного наконечника магнитопровода, которую находят по формуле

$$S = \sigma_{вп} S_0, \quad (2)$$

где S_0 – действующая площадь полюсного наконечника; $\sigma_{вп}$ – коэффициент, учитывающий выпучивание и определяемый по эмпирическим кривым [6], либо по таблицам, приводимым в справочниках.

С учетом сказанного в рассматриваемом случае двух плоскопараллельных воздушных зазоров сопротивление последнего можно подсчитать по формуле

$$R_M = \frac{2(\delta_0 + \delta_m \cos \omega t)}{\mu_0 \sigma_{вп} S_0}, \quad (3)$$

где $\delta_m = k\varepsilon$ – амплитуда колебаний опор; k – конструктивная постоянная опор

$$k = \frac{\Phi_m l m}{L \left(m + \frac{1}{3} m_b \right)},$$

здесь m – масса снаряда; m_k – масса колеблющихся частей; L – расстояние от стола до верхней образующей снаряда; l – расстояние от стола до якоря датчика; ε – величина смещения (эксцентриситет) центра масс тела вращения относительно оси вращения; μ_0 – магнитная проницаемость вакуума [7].

Подставляя формулу (3) в (1), получим

$$e = \frac{w F_M \mu_0 \sigma_{вп} S_0 \omega}{2 \delta_0} f(\omega t), \quad (4)$$

где

$$f(\omega t) = \frac{-\beta \sin \omega t}{(1 + \beta \cos \omega t)^2}; \quad (5)$$

$\beta = \frac{\delta_m}{\delta_0}$; $\omega = 2 \pi f$; f – частота вынужденных колебаний опор.

Несинусоидальность функции (5) выразится в появлении высших гармоник в выходном сигнале датчика. Практически это нежелательное явление исключается при шунтировании обмотки датчика конденсатором (см. рис. 2), в результате чего выделяется первая гармоника сигнала.

Для нахождения выражения для первой гармоники выходного сигнала датчика функцию (5) разложим в ряд Фурье

$$f(\omega t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t)$$

и определим коэффициенты разложения a_1, b_1, a_0 :

$$a_1 = \frac{1}{\pi} \int_{\omega t_0}^{\omega t_0 + 2\pi} \frac{\beta^2 \sin^2 \omega t}{(1 + \beta \cos \omega t)^2} d\omega t; \quad (6)$$

$$b_1 = \frac{1}{\pi} \int_{\omega t_0}^{\omega t_0 + 2\pi} \frac{-\beta \sin^2 \omega t}{(1 + \beta \cos \omega t)^2} d\omega t; \quad (7)$$

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t_0}^{\omega t_0 + 2\pi} \frac{-\beta \sin^2 \omega t}{(1 + \beta \cos \omega t)^2} d\omega t. \quad (8)$$

В формулах (6)–(8) начало отсчета ωt_0 выбирается произвольным. Примем $\omega t_0 = 0$, тогда функция $f(\omega t)$ будет симметрична относительно начала отсчета и коэффициенты a_1 и a_2 обратятся в ноль. По этой причине в формуле (7) интегрирование можно выполнить в пределах от 0 до π , а полученный результат удвоить, т.е.

$$b_1 = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{-\beta \sin^2 \omega t}{(1 + \beta \cos \omega t)^2} d\omega t = \frac{\beta}{\sqrt{1 - \beta^2}}. \quad (9)$$

Таким образом, первая гармоника в разложении функции $f(\omega t)$ в ряд Фурье принимает вид

$$f_1(\omega t) = \frac{\beta}{\sqrt{1 - \beta^2}} \sin \omega t,$$

что позволяет получить выражение для мгновенного значения ЭДС первой гармоники на выходе датчика

$$e = \frac{\mu_0 \sigma_{\text{ВП}} S_0 F_M \omega w}{2\delta_0} \frac{\beta}{\sqrt{1 - \beta^2}} \sin \omega t. \quad (10)$$

Из формулы (10) следует, что при постоянных $\mu_0, \sigma_{\text{ВП}}, S_0, F_M, \omega, w, \delta_0$ величина ЭДС на выходе датчика зависит от $\beta = \frac{\delta_m}{\delta_0}$, т.е. от амплитуды колебаний верхних полуколец опор, а фаза этой ЭДС определяется знаком неуравновешенности.

Так как обычно $\delta_m \ll \delta_0$, то $\beta \ll 1$ и

$$e = \frac{\mu_0 \sigma_{\text{ВП}} S_0 F_M \omega w \beta}{2\delta_0} \sin \omega t, \quad (11)$$

а действующее значение ЭДС первой гармоники

$$E = \frac{\mu_0 \sigma_{\text{ВП}} S_0 F_M \omega w \beta}{\delta_0 2\sqrt{2}}, \quad (12)$$

или

$$E = \frac{\pi \mu_0 \sigma_{\text{ВП}} S_0 F_M f w}{\delta_0^2 \sqrt{2}} \delta_m. \quad (13)$$

В конструкции датчика применен магнитопровод от поляризованного реле типа «РП» и магнитотвердый ферритовый магнит марки 1ВИ, отличающийся от других магнитов высоким значением коэрцитивной силы. На рис. 3 и 4 изображен магнит, у которого $d = 25$ мм; $h = 10$ мм; $c = 9$ мм; $l_{\text{cp}} = 30$ мм, и экспериментально снятая для него линия размагничивания $B = f(H)$ [8].

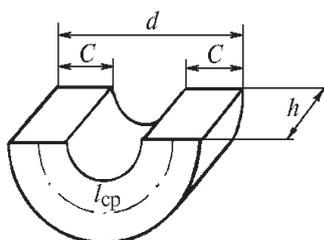


Рис. 3. Магнит 1БИ

На магнитопроводе датчика установлены две последовательно соединенные катушки, намотанные проводом 0,08 мм и имеющие каждая по 10^4 витков. Увеличение числа витков катушки с целью повышения чувствительности датчика в случае, когда его нагрузкой является электронный усилитель, практически ограничивается лишь конструктивными размерами магнитопровода. Кроме того, некоторое увеличение чувствительности датчика может быть достигнуто при шунтировании катушек с индуктивностью L конденсатором C , емкость которого выбирается из условия настройки контура LC в резонанс на рабочую частоту.

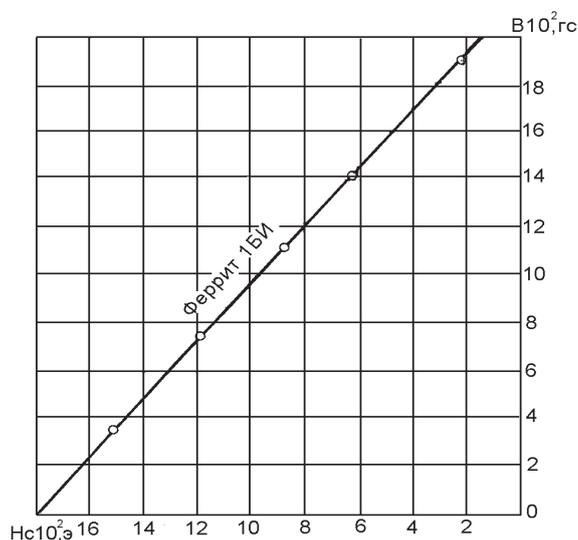


Рис. 4. Линия размагничивания

Датчик надежен в работе, чувствителен к малым колебаниям и обладает сравнительно высоким уровнем выходного сигнала.

В качестве недостатка можно отметить зависимость чувствительности датчика от величины начального зазора δ_0 , при котором производится тарировка прибора, измеряющего дисбаланс.

Поскольку с течением времени этот зазор может измениться, то при работе с датчиком, только как с измерителем дисбаланса, возникает необходимость периодического контроля зазора [9]. Однако в условиях уменьшения неуровновешенности в автоматическом режиме изменение начального зазора не вносит заметной погрешности в результат балансировки тела вращения.

Список литературы

1. Вершинин, Н. Н. Исследование динамики балансировочного станка для измерения массово-геометрических параметров тел вращения / Н. Н. Вершинин, О. Е. Безбородова, Д. П. Грузин, Л. А. Авдонина // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 3 (9). – С. 16–25.
2. 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.

3. Авторское свидетельство № 246055 СССР. Устройство для контроля неуравновешенности / В. Д. Агешин, Н. А. Сахнов, В. Е. Мячин, Н. Н. Вершинин. – 1986.
4. Вершинин, Н. Н. Технологический контроль динамической неуравновешенности артиллерийских снарядов методом малых угловых колебаний / Н. Н. Вершинин. – Пенза : Изд-во ПГУ, 1999. – 148 с.
5. Выгода, Ю. А. Датчик для измерения неуравновешенности вращающихся масс / Ю. А. Выгода, Б. А. Малев, В. Е. Мячин, С. А. Гантман // Информационно-измерительная техника: Ученые записки. – Вып. 5. – Пенза : Изд-во Пенз. политехн. ин-та, 1971. – С. 146–152.
6. Сахаров, П. В. Проектирование электрических аппаратов / П. В. Сахаров. – М. : Энергия, 1971. – 560 с.
7. Уравновешивание роторов и механизмов / под общ. ред. В. А. Щепетильникова. – М. : Машиностроение, 1978. – 320 с.
8. Опыт создания и применения автоматических систем уравновешивания деталей и узлов для условий гибкого автоматического производства / В. Е. Мячин, Н. Н. Вершинин, В. В. Пузарин // Гибкие автоматизированные производства в радиоаппарато- и приборостроении / под ред. Б. Н. Дендобренко. – Л. : ЛДНТП, Знания, 1984. – С. 57–61.
9. Вершинин, Н. Н. Измерение допустимых дисбалансов роторов / Н. Н. Вершинин // Методы, средства и технологии получения и обработки измерительной информации (Измерения–2002) : сб. материалов МНПК. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2002. – С. 33–35.

Вершинин Николай Николаевич

доктор технических наук, профессор,
заведующий кафедрой техносферной безопасности,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: nvershinin@yandex.ru

Vershinin Nikolay Nikolaevich

doctor of technical sciences, professor,
head of sub-department of technospheric security,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Безбородова Оксана Евгеньевна

кандидат технических наук, доцент,
кафедра техносферной безопасности,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: ot@pnzgu.ru

Bezborodova Oksana Evgen'evna

candidate of technical sciences, associate professor,
sub-department of technospheric security,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Авдонина Любовь Александровна

кандидат технических наук, доцент,
кафедра техносферной безопасности,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: ot@pnzgu.ru

Avdonina Lyubov' Aleksandrovna

candidate of technical sciences, associate professor,
sub-department of technospheric security,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

Вершинин Алексей Евгеньевич

студент,
Пензенский государственный университет
(Россия, г. Пенза, ул. Красная, 40)
E-mail: ot@pnzgu.ru

Vershinin Aleksey Evgen'evich

student,
Penza State University
(40 Krasnaya street, Penza, Russia)

УДК 621.316.71

Вершинин, Н. Н.

Использование индукционных датчиков при измерении дисбаланса тел вращения /
Н. Н. Вершинин, О. Е. Безбородова, Л. А. Авдонина, А. Е. Вершинин // Измерение. Мониторинг.
Управление. Контроль. – 2015. – № 4 (14). – С. 58–64.