

Таблица 2

Литература

Сличение измерений цветности эталонных образцов

Координата цветности	Окрашенность	Сличаемые приборы				
		Carry	N-Vision	ТКА ВД	Minolta	Прототип интегрального колориметра КФС
		Максимальное отклонение координаты окрашенного излучения от эталона				
x	Красный	0,003	0,010	0,013	0,042	0,003
	Синий	0,002	0,013	0,012	0,035	0,005
	Зеленый	0,003	0,008	0,011	0,039	0,002
y	Красный	0,002	0,010	0,010	0,031	0,005
	Синий	0,004	0,005	0,012	0,022	0,006
	Зеленый	0,003	0,007	0,009	0,025	0,005
z	Красный	0,002	0,009	0,014	0,027	0,001
	Синий	0,003	0,017	0,009	0,023	0,002
	Зеленый	0,003	0,013	0,010	0,025	0,002
Среднее значение		0,0028	0,0102	0,0111	0,0298	0,0034

1. **Международный** электротехнический словарь. Гл. 845 «Освещение». N.-Y., 1999.

2. **МИ 1608—87.** Методические указания. Спектральные коэффициенты отражения, координаты цвета и цветности образцов стандартной белой поверхности.

3. **Бойцова Л. Р., Михайлов О. М.** Коррекция спектральной чувствительности ФЭУ-84 под относительную спектральную световую эффективность излучения // Электронная техника. 1978. Сер. 4. Вып. 7. С. 78—82.

4. **Дунаевская Н. В., Масленков И. П., Михайлов О. М.** Воспроизводимость анодного тока ФЭУ в режиме перепада потоков излучения // Импульсная фотометрия. 1978. Вып. № 5. С. 202—206.

5. **Рабинович С. Г.** Погрешности измерений. Л.: Энергия, 1978.

6. **Селиванов М. Н., Фридман А. Э., Кудряшова Ж. Ф.** Качество измерений: Метрологическая справочная книга. Л.: Лениздат, 1987.

Дата принятия 07.06.2014 г.

ИЗМЕРЕНИЯ В ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЯХ

531.7.08:519.254

Применение бигармонической сплайн-интерполяции для уменьшения погрешностей интеллектуальных датчиков

Е. М. БЕЛОЗУБОВ, В. А. ВАСИЛЬЕВ, П. С. ЧЕРНОВ

Пензенский государственный университет, Пенза, Россия, e-mail: opto@bk.ru

Рассмотрен метод бигармонической сплайн-интерполяции в задаче аппроксимации функции преобразования датчиков. Предложено разбиение указанного метода на две фазы, что позволяет перенести большую часть вычислений на этап калибровки. Показаны преимущества метода по сравнению с полиномиальной интерполяцией и возможность его применения в случае функции преобразования многих переменных.

Ключевые слова: интеллектуальный датчик, функция преобразования, сплайн-интерполяция, система на кристалле.

The application of biharmonic spline-interpolation method to the problem of approximation of the conversion function is considered. Decomposition of the method into two stages allowing to transfer most of calculations on the calibration phase is suggested. The advantages of the method compared with the polynomial interpolation and its applicability in the case of a conversion function are shown.

Key words: smart sensor, conversion function, spline interpolation, system-on-a-chip.

С развитием вычислительной техники широкое распространение получили интеллектуальные датчики со встроенным микроконтроллером или функциональные устройства (системы) на одной интегральной схеме, на одном кристал-

ле. Подобные системы реализуют как оцифровку аналоговой информации, поступающей с первичного преобразователя, так и дальнейшее ее преобразование, обработку и передачу через цифровой интерфейс [1]. Вычислительная

мощность современных микроконтроллеров и объем элементов памяти позволяют проводить вычисления непосредственно в датчике в объемах, которые ранее были невозможны. В настоящее время микроконтроллер выполняет такие функции, как самодиагностика, самовосстановление, удаленный доступ к параметрам датчика. В состав микропрограммы входят алгоритмы инициализации, идентификации и функционирования в сети.

Совершенствование технологических процессов создания чувствительных элементов позволило начать производство датчиков, имеющих несколько первичных преобразователей физических величин на одном кристалле или подложке при использовании в качестве чувствительных элементов тонкопленочных нано- и микроэлектромеханических систем. Подобные датчики могут одновременно измерять основную физическую величину и влияющие на нее факторы и (или) несколько физических величин в одной точке отбора. Классическими примерами служат измерения температуры для компенсации температурной погрешности датчика давления и (или) давления и температуры в одной точке отбора.

Для устранения погрешности, обусловленной нелинейностью функции преобразования (градуировочной характеристики), можно задействовать вычислительные ресурсы микроконтроллера. Часто для линеаризации градуировочной характеристики функцию преобразования аппроксимируют полиномиальными выражениями невысоких степеней. В случае функции двух переменных используют такие приемы, как задание функциональной зависимости каждого из коэффициентов одномерной кривой от второго параметра [2] или применение полиномиальной аппроксимации поверхности [3].

Недостатком данных способов является существенная погрешность аппроксимации. Результаты аппроксимации функций двух переменных полиномиальными выражениями невысоких степеней при большом количестве контрольных точек часто неудовлетворительны. Увеличение степени многочлена приводит к возникновению осцилляций интерполяционной кривой, но это не соответствует реальной зависимости. Значение измеряемой величины, вычисленное с помощью полинома, даже в контрольной точке в общем случае не совпадает с исходным значением. Так как контрольные точки обычно задают на равномерной сетке, это приводит к необходимости устанавливать точные значения величин в этих точках и требует большего количества времени.

Аппроксимация функции преобразования сплайнами [4—6] позволяет получить меньшую погрешность интерполяции. В одномерном случае сплайн представляет кусочно-гладкую функцию, состоящую из отрезков, каждый из которых аппроксимируется некоторым алгебраическим многочленом. В зависимости от вида многочлена различают типы сплайнов: квадратичный, кубический и др. Физическая модель сплайна — изгиб упругой балки под действием грузов весом w_i , при котором она проходит через все заданные точки f_i (рис. 1). Изгиб балки под действием точечного груза, находящегося в начале координат, можно описать бигармоническим дифференциальным уравнением [7]:

$$d^4f(x)/dx^4 = \delta(x), \quad (1)$$

где функция $f(x)$ характеризует изгиб балки, а точечный вес представлен дельта-функцией Дирака $\delta(x)$.

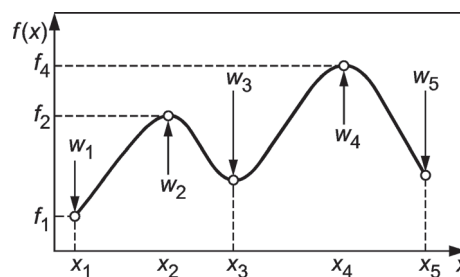


Рис. 1. Изгиб упругой балки под действием грузов весом w_i

Реакция системы на воздействие в виде дельта-функции называется функцией Грина. Решением уравнения (1), т. е. функцией Грина одномерного бигармонического оператора d^4/dx^4 , является

$$f(x) = |x|^3.$$

Поскольку уравнение (1) линейное, для аппроксимации N точек f_j , $j=1, \dots, N$ бигармоническим сплайном $f(x)$ необходимо учесть вклад каждой из них, иначе говоря, сложить смещения к точкам функции Грина с соответствующими весовыми коэффициентами:

$$f(x) = \sum_{j=1}^N w_j |x - x_j|^3 = \sum_{j=1}^N G_j w_j, \quad (2)$$

где $G_j = |x - x_j|^3$.

Весовые коэффициенты w_j можно найти из заданных точек f_j , решив алгебраические уравнения:

$$f_i = \sum_{j=1}^N w_j |x_i - x_j|^3 = \sum_{j=1}^N g_{ij} w_j, \quad (3)$$

где $g_{ij} = |x_i - x_j|^3$.

При известных коэффициентах w_j значение бигармонического сплайна в любой точке x находится по (2). Более подробно математические аспекты метода бигармонической сплайн-интерполяции описаны в [7].

Интерполяцию сплайнами используют довольно редко, так как необходимо проводить большие объемы вычислений в реальном масштабе времени, а это приводит к снижению быстродействия датчика, а также систем (измерения, контроля, диагностики, управления), в которых он применяется. Нивелирование этого недостатка с помощью высокопроизводительного микроконтроллера увеличивает энергопотребление и стоимость изделия.

Однако многие схемы сплайн-интерполяции допускают разбиение вычислений на две независимые фазы. Этот метод можно использовать для сокращения объема вычислений на этапе измерений, перенося большую их часть на этап калибровки. Особенностью бигармонической сплайн-интерполяции является возможность интерполяции не только точек, заданных на равномерной сетке, но и произвольно распределенных на заданной области, что упрощает фиксирование эталонных величин при калибровке.

Рассмотрим применение данного подхода к датчику давления с компенсацией температурной погрешности [8]. Градуировочная характеристика такого устройства представ-

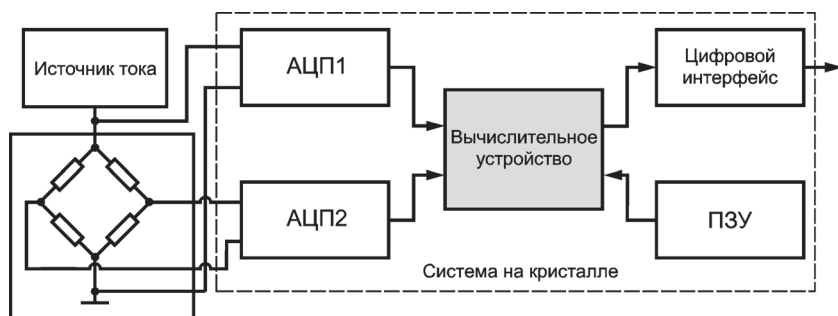


Рис. 2. Структурная схема датчика давления:

АЦП1, АЦП2 — первый и второй аналого-цифровые преобразователи, соответственно, ПЗУ — постоянное запоминающее устройство

ляет двумерную функцию (поверхность). Структурная схема датчика давления представлена на рис. 2. Прибор содержит тензорезисторный преобразователь давления с мостовой измерительной цепью. Питаящая диагональ мостовой измерительной цепи подключена к источнику тока и первому аналого-цифровому преобразователю (АЦП), а измерительная диагональ — ко второму. В качестве вычислительного устройства используется микроконтроллер, который соединен с АЦП1, АЦП2 постоянным запоминающим устройством (ПЗУ) и цифровым интерфейсом. Выход цифрового интерфейса является выходом датчика. Терморезисторным датчиком температуры служит питающая диагональ моста тензорезисторного преобразователя давления. Большая часть представленных электронных компонентов может быть выполнена в виде единой системы на кристалле.

Адаптировать метод бигармонической сплайн-интерполяции для эффективного использования в процессе калибровки и измерения давления можно следующим образом [8]. На этапе калибровки устройства регистрируют сигналы, соответствующие напряжениям в измерительной $U_{и}^k$ и питающей $U_{п}^k$ диагоналях моста при контрольных эталонных значениях давления $P_э$ и температуры. Исходя из полученных данных, вычисляют элементы матрицы $\mathbf{g}$, являющейся аналогом величины g_{ij} из (3), но для функции Грина двумерного бигармонического оператора ∇^4 :

такой $U_{п}^k$ диагоналях моста при контрольных эталонных значениях давления $P_э$ и температуры. Исходя из полученных данных, вычисляют элементы матрицы $\mathbf{g}$, являющейся аналогом величины g_{ij} из (3), но для функции Грина двумерного бигармонического оператора ∇^4 :

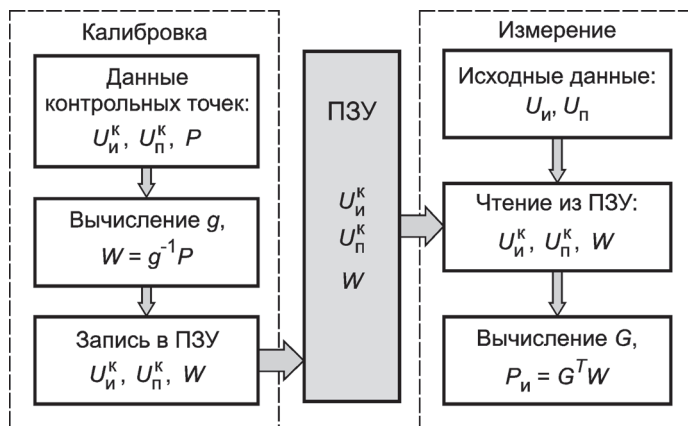


Рис. 3. Структурная схема калибровки и измерения

$$g_{i,j} = \left[\left(U_{и_i}^k - U_{и_j}^k \right)^2 + \left(U_{п_i}^k - U_{п_j}^k \right)^2 \right] \times \left\{ \ln \left[\sqrt{\left(U_{и_i}^k - U_{и_j}^k \right)^2 + \left(U_{п_i}^k - U_{п_j}^k \right)^2} \right] - 1 \right\}, \quad (4)$$

где $i, j = 1, \dots, N$ — номера контрольных точек. Диагональные элементы ($i = j$) матрицы $\mathbf{g}$ заполняются нулями.

Придерживаясь предложенного алгоритма, вычислим вектор-столбец $\mathbf{W}$ коэффициентов веса из вектор-столбца $\mathbf{P}$ данных о давлении $P_э$ в контрольных точках и найденной матрицы $\mathbf{g}$ по формуле

$$\mathbf{W} = \mathbf{g}^{-1} \times \mathbf{P}, \quad (5)$$

где $\mathbf{g}^{-1}$ — обратная матрица к $\mathbf{g}$. Символ « $\times$ » обозначает матричное произведение.

Формула (5) выражает матричный способ решения системы алгебраических уравнений (3) относительно весовых коэффициентов w_j . Вектор-столбцы напряжений $\mathbf{U}_{и}^k, \mathbf{U}_{п}^k$ в контрольных точках и вычисленный вектор-столбец $\mathbf{W}$ сохраняются в ПЗУ на этапе калибровки.

Исходными данными для расчета давления являются значения напряжений в измерительной $U_{и}$ и питающей $U_{п}$ диагоналях. По этим данным и сохраненным на этапе калибровки напряжениям $\mathbf{U}_{и}^k, \mathbf{U}_{п}^k$ микроконтроллер датчика вычисляет элементы вектор-столбца $\mathbf{G}$, являющиеся аналогом величин G_j из формулы (2) для одномерного случая:

$$G_j = \left[\left(U_{и} - U_{и_j}^k \right)^2 + \left(U_{п} - U_{п_j}^k \right)^2 \right] \times \left\{ \ln \left[\sqrt{\left(U_{и} - U_{и_j}^k \right)^2 + \left(U_{п} - U_{п_j}^k \right)^2} \right] - 1 \right\}, \quad (6)$$

где $j = 1, \dots, N$ — номер элемента в вектор-столбцах, сохраненных в ПЗУ контрольных напряжений $\mathbf{U}_{и}^k, \mathbf{U}_{п}^k$.

Вычисляют давление $P_{и}$, исходя из сохраненного на этапе калибровки вектор-столбца $\mathbf{W}$ и вычисленного (с учетом исходных данных $U_{и}, U_{п}$) вектор-столбца $\mathbf{G}$ по формуле, являющейся матричным эквивалентом (2):

$$P_{и} = \mathbf{G}^T \mathbf{W}, \quad (7)$$

где $\mathbf{G}^T$ — транспонированный вектор-столбец $\mathbf{G}$, т. е. вектор-строка.

Структурная схема предложенного алгоритма приведена на рис. 3.

В описанном алгоритме большая часть вычислений проводится именно на этапе калибровки. Для N контрольных

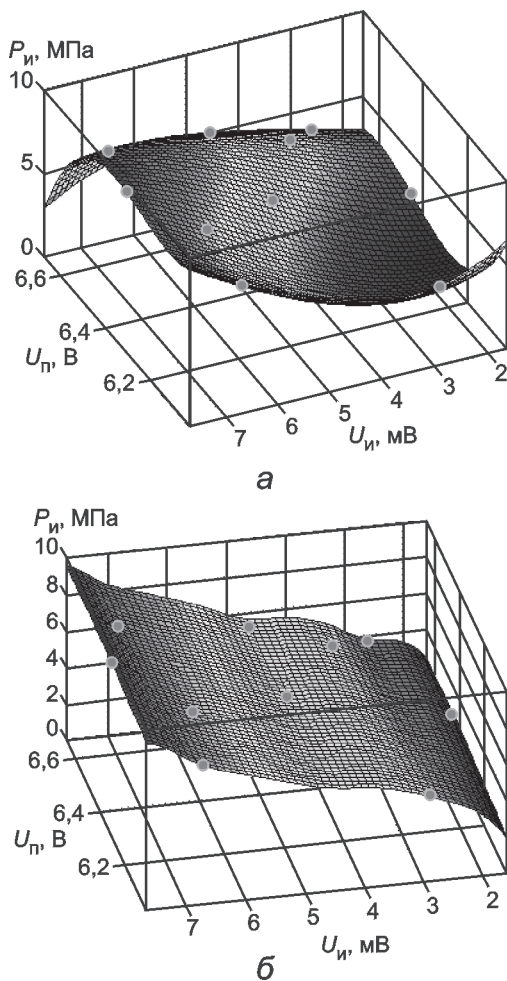


Рис. 4. Интерполяция двумерной функции преобразования:
а — полиномиальная; б — бигармоническая сплайн-интерполяция

точек вычисляется N^2 элементов квадратной матрицы $\mathbf{g}$ и осуществляется наиболее ресурсоемкая операция нахождения обратной матрицы $\mathbf{g}^{-1}$. Сохраняемые в ПЗУ значения $\mathbf{W}$ получают умножением матрицы на вектор-столбец. На этапе же измерений необходимо вычислить всего лишь N элементов вектор-столбца $\mathbf{G}$ и выполнить операцию скалярного произведения векторов (7), т. е. умножить вектор-строку $\mathbf{G}^T$ на вектор-столбец $\mathbf{W}$.

Существуют численные методы, позволяющие получить требуемый вектор-столбец $\mathbf{W}$ быстрее классического подхода и без нахождения обратной матрицы. Более того, на этапе калибровки все вычисления можно осуществлять на высокопроизводительном компьютере. Целью предлагаемого разбиения является минимизация количества вычислений, выполняемых на этапе измерений микроконтроллером датчика. Основное достоинство приведенного алгоритма заключается в том, что на этапе измерений выполняются действия только с одномерными массивами данных, что не требует, в отличие от матричных операций, больших объемов памяти или вычислительных ресурсов, которые у микроконтроллеров ограничены.

Интерполяция двумерной функции преобразования представлена на рис. 4. На рис. 4, а изображены десять конт-

рольных точек и результат интерполяции этих точек полиномом третьей степени, а на рис. 4, б — результат бигармонической сплайн-интерполяции тех же данных. На указанных рисунках представлены отличия интерполяционных поверхностей, полученных различными методами. Интерполяционная поверхность бигармонической сплайн-интерполяции более гладкая и в ней отсутствуют осцилляции на границах диапазона, присущие полиномиальной функции.

Еще одно преимущество сплайн-интерполяции, в отличие от полиномиальной, — отсутствие погрешности аппроксимации в контрольных точках. Увеличение количества контрольных точек для данного типа интерполяции приводит к уменьшению погрешности аппроксимации, что не всегда верно при использовании полиномов. Причем увеличение контрольных точек значительно усложняет вычисления только на этапе калибровки. Отношение затрат времени вычислений требуемых величин при десяти контрольных точках составляет 80 % на этапе калибровки к 20 % при измерениях, а в случае 100 контрольных точек — 97 % на этапе калибровки к 3 % при измерениях.

Для упрощения записи выражений (4), (6) введем обо-

значение $\mathbf{x} = \begin{pmatrix} U_n \\ U_{n1} \end{pmatrix}$ — вектор, компонентами которого являются координаты функции преобразования. Тогда (4), (6) можно представить в более компактном виде с помощью векторной записи функции Грина двумерного бигармонического оператора ∇^4 :

$$g = |\mathbf{x}|^2 \ln(|\mathbf{x}| - 1),$$

где $|\mathbf{x}|$ — длина вектора.

Размерность вектора $\mathbf{x}$ может быть произвольной, что позволяет применять этот метод для аппроксимации функции преобразования трех и более переменных. Однако функцию Грина бигармонического оператора ∇^4 можно представить различными выражениями в зависимости от размерности векторного пространства или в рассматриваемом случае — от количества переменных, входящих в функцию преобразования. В таблице приведены функции Грина для различных размерностей аппроксимируемой кривой [7].

Функции Грина бигармонического оператора

Размерность кривой (n)	Функция Грина (g_n)
1	$ \mathbf{x} ^3$
2	$ \mathbf{x} ^2 \ln(\mathbf{x} - 1)$
3	$ \mathbf{x} $
4	$\ln \mathbf{x} $
5	$ \mathbf{x} ^{-1}$
6	$ \mathbf{x} ^{-2}$
n	$ \mathbf{x} ^{4-n}$

Для указанного датчика давления помимо учета погрешности, вызванной температурой, рассматриваемый подход можно обобщить и на ситуацию учета N различных факторов [9].

Сигналы тензорезисторного преобразователя давления и сенсоров (ТПДиС), воздействующие на факторы, которые, в свою очередь, влияют на основную измеряемую величину, оцифровываются АЦП и поступают в вычислительное устройство. В качестве сенсоров можно использовать датчики температуры, вибрации, ионизирующего излучения и т. д.

Калибровку датчиков для измерения давления осуществляют регистрацией напряжений измерительной $U_{и}^K$ и питающей $U_{п}^K$ диагоналей мостовой измерительной цепи и значений $X_1, \dots, X_n$, зависящих от дестабилизирующих факторов, при установленных контрольных значениях эталонного давления $P_э$, температуры и прочих. В ПЗУ датчика записываются вектор-столбцы $U_{и}^K, U_{п}^K, X_1, \dots, X_n$. Для последующего установления соотношения между выходными сигналами сенсоров и измеренным давлением $P_{и}$, в соответствии с предложенным алгоритмом и на основе $P_э, U_{и}^K, U_{п}^K, X_1, \dots, X_n$ в контрольных точках вычисляют и записывают в ПЗУ датчика вектор-столбец W , полученный из (5).

Для расчета давления используют выражение (7) и сохраненные в ПЗУ на этапе калибровки датчика вектор-столбцы $U_{и}^K, U_{п}^K, X_1, \dots, X_n, W$. Выражение для функции Грина выбирают из количества учитываемых дестабилизирующих факторов в соответствии с таблицей.

Сплайн-интерполяция функции преобразования — оптимальный выбор для минимизации погрешности аппроксимации. В то же время она связана со значительными затратами вычислительных ресурсов, часто превышающими возможности микроконтроллеров датчиков и, следовательно, приводящими к невозможности проведения вычислений в реальном масштабе времени. Использование предложенных способов измерения и калибровки датчиков дает возможность повысить быстродействие путем проведения большей части вычислений на этапе калибровки. Причем увеличение количества контрольных точек не приводит к значительному увеличению вычислений на этапе измерения. Повышение быстродействия датчиков позволяет повысить точность систем измерения, контроля, управления и диагностики, функционирующих на их основе, например в условиях быстропротекающих нестационарных тепловых процессов.

Кроме того, использование рассмотренных выше способов совместно с применением в качестве чувствительных элементов ТПДиС тонкопленочных тензорезисторных нано- и микроэлектромеханических систем, обладающих собственной частотой приемной полости и достигающих нескольких сотен килогерц, дает возможность создавать высокоточные измерительные системы, которые обеспечивают измерения быстропеременных параметров (пульсаций давления и т. п.) с меньшей погрешностью по сравнению с традиционными средствами измерений быстропеременных параметров. Такое существенное повышение точности вызвано применением средств, с помощью которых можно задавать статические воздействующие величины для калибровки интеллектуальных датчиков на основе нано- и микроэлектромеханических систем. Подобные системы, вследствие своих конструктивных особенностей, имеют амплитудно-частотную характеристику, не зависящую (в широком диапазоне частот) от частоты измеряемой величины. Погрешность средств, в помощью которых происходит установка статических воздействующих величин, как правило, на 1—2 порядка меньше погрешности средств для задания динамических воздействующих величин. Например, погрешность средств для определения статического давления составляет 0,02 %, а погреш-

ность средств установки быстропеременного давления — 3 %.

Предложенный метод разбиения бигармонической интерполяции на две фазы позволяет повысить технологичность процесса из-за уменьшения времени калибровки, так как не надо указывать точные значения требуемых параметров в контрольных точках.

Таким образом, применение бигармонической сплайн-интерполяции функции преобразования нескольких переменных уменьшает погрешность от дестабилизирующих факторов интеллектуальных датчиков.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации (грант № 14.Z56.14.5265-МК).

Литература

1. **Васильев В. А., Чернов П. С.** Интеллектуальные датчики, сети датчиков и цифровые интерфейсы // Измерительная техника. 2013. № 10. С. 3—5; **Vasiliev V. A., Chernov P. S.** Smart sensors, sensor networks, and digital interfaces // Measurement Techniques. 2013. V. 55. N. 10. P. 1115—1119.
2. **Пат. 2300745 РФ.** Устройство для измерения давления / Ю. Г. Свинолупов, В. В. Бычков // Изобретения. Полезные модели. 2007. № 16.
3. **Пат. 2411474 РФ.** Датчик давления повышенной точности на основе нано- и микроэлектромеханической системы с тонкопленочными тензорезисторами / Е. М. Белозубов, В. А. Васильев, П. С. Чернов // Изобретения. Полезные модели. 2011. № 4.
4. **Акчурин Д. В., Богонин Б. В., Богонин М. Б.** Применение полиномов Ньютона, Гаусса и Лагранжа при компенсации погрешности нелинейности // Датчики и Системы, 2002. № 12. С. 14—18.
5. **Горбунов С. Ф., Цыпин Б. В.** Линеаризация градуировочных характеристик емкостных датчиков давления // Измерительная техника. 2010. № 10. С. 23—25; **Gorbunov S. F., Tsypin B. V.** Linearization of calibration characteristics of capacitance pressure sensors // Measurement Techniques. 2010. V. 53. N. 10. P. 1113—1117.
6. **Громков Н. В.** Математическая модель и анализ влияния собственных шумов элементов схемы корректирующего канала на выходной сигнал измерительных преобразователей // Изв. высш. учеб. заведений. Поволжский регион. 2007. № 4. С. 152—165.
7. **David T.** Sandwell, Biharmonic spline interpolation of GEOS-3 and SEASAT altimeter data // Geophys. Research Letters. 1987. № 2. P. 139—142.
8. **Пат. 2484435 РФ.** Способ измерения давления, способ калибровки и датчик давления на основе нано- и микроэлектромеханической системы / Е. М. Белозубов, В. А. Васильев, П. С. Чернов // Изобретения. Полезные модели. 2013. № 16.
9. **Пат. 2498250 РФ.** Способ измерения давления, калибровки и датчик давления на основе нано- и микроэлектромеханической системы / Е. М. Белозубов, В. А. Васильев, П. С. Чернов // Изобретения. Полезные модели. 2013. № 31.

Дата принятия 04.06.2014 г.