

ИЗМЕРЕНИЕ. МОНИТОРИНГ. УПРАВЛЕНИЕ. КОНТРОЛЬ

Научно-производственный журнал

СОДЕРЖАНИЕ

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИИ И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

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

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ
ХАРАКТЕРИСТИК НА ОСНОВЕ СРАВНЕНИЯ
МГНОВЕННЫХ ЗНАЧЕНИЙ ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

3

Баринев И. Н., Волков В. С.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ТЕНЗОРЕЗИСТОРОВ МЕЗА-ТИПА
В ДАТЧИКАХ ДАВЛЕНИЯ ДЛЯ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И КОНТРОЛЯ

9

Алимурадов А. К., Чураков П. П., Тычков А. Ю.

ВЫБОР ОПТИМАЛЬНОГО НАБОРА ИНФОРМАТИВНЫХ
ПАРАМЕТРОВ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ СИСТЕМ
ГОЛОСОВОГО УПРАВЛЕНИЯ

16

Артамонов П. И., Маликова Ф. У., Харитонов П. Т.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ ПОРШНЯ
РАСХОДОМЕРА ЖИДКОСТИ В УНИФИЦИРОВАННЫЙ
СИГНАЛ С ЕМКОСТНЫМ ДАТЧИКОМ,
ИСПОЛЬЗУЮЩИМ ПРИНЦИП
ВРЕМЕННОЙ ИЗБЫТОЧНОСТИ

21

Хошев А. В., Попченков Д. В., Соловьева Е. М.

ПРИМЕНЕНИЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ
ТУГОПЛАВКИХ ОКИСЛОВ
В ДАТЧИКАХ ИЗМЕРЕНИЯ ДАВЛЕНИЯ

25

Волков В. С., Баринев И. Н.

КОМПЕНСАЦИЯ ТЕМПЕРАТУРНОЙ
ПОГРЕШНОСТИ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ
ВЫСОКОТЕМПЕРАТУРНЫХ
ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДАТЧИКОВ ДАВЛЕНИЯ

30

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ИЗМЕРЕНИЯХ

Бодин О. Н., Сергеенков А. С., Царев П. С., Целикин М. А.

ПРОВЕДЕНИЕ АНАЛИЗА ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ
КАРДИОГРАФИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ
ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ КОМПЬЮТЕРНОЙ
МОДЕЛИ ТОРСА И СЕРДЦА ПАЦИЕНТА

37

Петровский М. А., Иванчуков А. Г.

ОСОБЕННОСТИ ОРГАНИЗАЦИИ
ИНТЕРФЕЙСА МОБИЛЬНОГО
КАРДИОАНАЛИЗАТОРА

44

Бодин О. Н., Полосин В. Г., Балахонова С. А.

ПРОГНОЗИРОВАНИЕ МАКСИМАЛЬНОЙ
ЧАСТОТЫ СЕРДЕЧНЫХ СОКРАЩЕНИЙ
ДЛЯ РАСЧЕТА ИНТЕНСИВНОСТИ
ФИЗИЧЕСКИХ НАГРУЗОК

50

Ломтев Е. А., Цыпин Б. В., Терехина А. В.

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА НА ОСНОВЕ
ЭКСТРЕМАЛЬНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ
В ЗАДАЧАХ СЖАТИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

55

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Рябов Д. В.

АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА ИЗМЕРЕНИЙ
ПАРАМЕТРОВ МАГНИТОМЯГКИХ МАТЕРИАЛОВ

60

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИИ И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

УДК 621.317

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

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК НА ОСНОВЕ СРАВНЕНИЯ МГНОВЕННЫХ ЗНАЧЕНИЙ ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

V. S. Melentiev, Yu. M. Ivanov, V. V. Muratova

THE ANALYSIS OF THE ERROR OF MEASUREMENT OF INTEGRATED CHARACTERISTICS ON THE BASIS OF COMPARISON OF INSTANT VALUES OF HARMONIOUS SIGNALS

А н н о т а ц и я. Исследован метод измерения интегральных характеристик, основанный на сравнении мгновенных значений гармонических сигналов. Приведены результаты анализа влияния погрешности фазосдвигающих блоков на погрешность результата измерения интегральных характеристик.

A b s t r a c t. The method of measurement of the integrated characteristics, based on comparison of instant values of harmonious signals is investigated. Results of the analysis of influence of an error of phase-shifting blocks on an error of result of measurement of integrated characteristics are resulted.

К л ю ч е в ы е с л о в а: интегральные характеристики, гармонический сигнал, мгновенные значения, фазосдвигающий блок, погрешность.

К e y w o r d s: integrated characteristics, a harmonious signal, the instant values, the phase-shifting block, an error.

Введение

Для определения интегральных характеристик гармонических сигналов (ИХГС) широко используются методы, основанные на измерении и обработке отдельных мгновенных значений. Значительное сокращение времени измерения достигается за счет формирования дополнительных сигналов, сдвинутых по фазе относительно входных, и определения ИХГС по мгновенным значениям как входных, так и дополнительных сигналов. Таким образом, осуществляется пространственное разделение мгновенных значений сигналов [1].

Реализация таких методов обычно предусматривает формирование дополнительных сигналов как напряжения, так и тока, сдвинутых относительно входных на одинаковый, в общем случае произвольный, угол $\Delta\alpha$. Однако если фазовые сдвиги дополнительных сигналов в каналах напряжения и тока отличаются друг от друга, то это неизбежно приводит к существенной погрешности определения ИХГС.

Этот недостаток устраняется в разработанном авторами методе, основанном на формировании только дополнительного сигнала напряжения и сравнении мгновенных значений входного и дополнительного напряжений [2].

При реализации метода для формирования дополнительного сигнала напряжения используется фазосдвигающий блок (ФСБ). При этом погрешность по напряжению (погрешность по модулю) ФСБ может привести к значительной потере точности измерения ИХГС.

В статье проводится анализ влияния погрешности ФСБ на результирующую погрешность определения ИХГС.

Метод измерения интегральных характеристик, основанный на сравнении мгновенных значений сигналов

В соответствии с методом [2] в момент перехода входного сигнала напряжения через нуль одновременно измеряют первое мгновенное значение дополнительного напряжения, сдвинутого по фазе относительно входного на угол $\Delta\alpha$, и первое мгновенное значение тока; в момент равенства входного и дополнительного напряжений одновременно измеряют вторые мгновенные значения дополнительного напряжения и тока и определяют ИХГС по измеренным значениям.

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

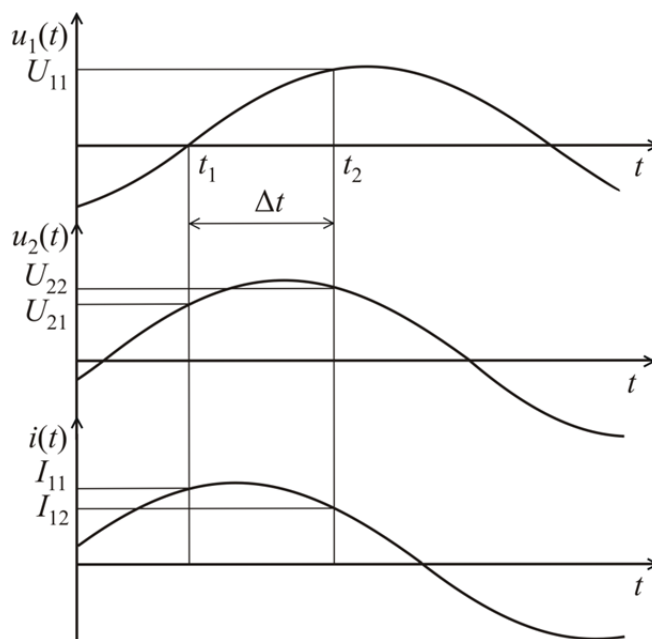


Рис. 1. Временные диаграммы, поясняющие метод

Входные сигналы напряжения и тока и дополнительный сигнал напряжения имеют вид

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

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

Мгновенные значения дополнительного сигнала напряжения и тока в момент времени t_1 перехода входного сигнала напряжения через нуль равны

$$U_{21} = U_m \sin \Delta\alpha \quad \text{и} \quad I_{11} = I_m \sin \phi.$$

В момент времени t_2 , когда мгновенные значения входного $U_{12} = U_m \sin \omega \Delta t$ и дополнительного $U_{22} = \sin(\Delta\alpha + \omega \Delta t)$ напряжений будут равны, мгновенное значение тока принимает вид

$$I_{12} = I_m \sin(\phi + \omega \Delta t),$$

где Δt – интервал времени между моментом перехода входного сигнала напряжения через нуль и моментом равенства входного и дополнительного напряжений.

Так как $U_{12} = U_{22}$, то $\sin \omega \Delta t = \sin(\Delta\alpha + \omega \Delta t)$. Это равенство выполняется, если $\Delta\alpha = \pi - 2\omega \Delta t$. Отсюда $\omega \Delta t = \frac{\pi}{2} - \frac{\Delta\alpha}{2} + \pi l$, где $l = 0; 1$.

$$\text{Тогда } U_{22} = U_m \cos \frac{\Delta\alpha}{2}, \text{ а } I_{12} = I_m \cos \left(\phi - \frac{\Delta\alpha}{2} \right).$$

Выражения для определения основных ИХГС имеют вид:
– среднеквадратические значения (СКЗ) напряжения и тока:

$$U_{\text{СКЗ}} = \frac{\sqrt{2}U_{22}^2}{\sqrt{4U_{22}^2 - U_{21}^2}}; \quad (1)$$

$$I_{\text{СКЗ}} = \sqrt{\frac{1}{2} \left[I_{11}^2 + \frac{(2U_{22}I_{12} - I_{11}U_{21})^2}{4U_{22}^2 - U_{21}^2} \right]}; \quad (2)$$

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

$$P = \frac{2U_{22}^2 (2U_{22}I_{12} - I_{11}U_{21})}{4U_{22}^2 - U_{21}^2}; \quad (3)$$

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

Оценка влияния погрешности фазосдвигающего блока на погрешность результата измерения интегральных характеристик гармонических сигналов

В случае, если амплитудное значение сигнала на выходе ФСБ отличается от амплитуды входного сигнала на величину ΔU_m , мгновенные значения дополнительного напряжения примут вид

$$U'_{21} = (U_m + \Delta U_m) \sin \Delta\alpha \text{ и } U'_{22} = (U_m + \Delta U_m) \cos \frac{\Delta\alpha}{2}.$$

Произведем оценку влияния погрешности ФСБ на погрешность результата измерения ИХГС, используя методику, предложенную в [3], рассматривая интегральную характеристику как функцию, аргументы которой заданы приближенно с погрешностью, соответствующей отклонению модели от реального сигнала.

Если абсолютные погрешности аргументов соответствуют отклонению мгновенных значений дополнительного напряжения на величину ΔU_m , то, считая, что мгновенные значения входных сигналов напряжения и тока измерены без погрешности, можно определить предельные значения абсолютных погрешностей измерения ИХГС:

$$\Delta U_{\text{СКЗ}} = \left[\left| (U_{\text{СКЗ}})'_{U_{21}} \right| + \left| (U_{\text{СКЗ}})'_{U_{22}} \right| \right] \Delta U_m; \quad (5)$$

$$\Delta I_{\text{СКЗ}} = \left[\left| (I_{\text{СКЗ}})'_{U_{21}} \right| + \left| (I_{\text{СКЗ}})'_{U_{22}} \right| \right] \Delta U_m; \quad (6)$$

$$\Delta P = \left[\left| (P)'_{U_{21}} \right| + \left| (P)'_{U_{22}} \right| \right] \Delta U_m ; \quad (7)$$

$$\Delta Q = \left[\left| (Q)'_{U_{21}} \right| + \left| (Q)'_{U_{22}} \right| \right] \Delta U_m . \quad (8)$$

Используя выражения (1)–(4) с учетом предельных значений абсолютных погрешностей (5)–(8), можно определить относительные погрешности определения СКЗ напряжения и тока и приведенные погрешности определения АМ и РМ:

$$\delta_U = \frac{h_m \left[\left| \sin \frac{\Delta \alpha}{2} \right| + 4 \left| \cos(\Delta \alpha) \right| \right]}{2 \left| \cos^3 \left(\frac{\Delta \alpha}{2} \right) \right|} ; \quad (9)$$

$$\delta_I = \frac{h_m \left\{ \left| \cos \phi \sin \left(\phi + \frac{\Delta \alpha}{2} \right) \right| + \left| \cos \phi \left[\cos \frac{\Delta \alpha}{2} \cos \left(\phi - \frac{\Delta \alpha}{2} \right) - \cos \phi \right] \right| \right\}}{2 \left| \cos^3 \left(\frac{\Delta \alpha}{2} \right) \right|} ; \quad (10)$$

$$\gamma_P = \frac{h_m}{2 \left| \cos^3 \left(\frac{\Delta \alpha}{2} \right) \right|} \left[\left| \cos \phi \sin \frac{\Delta \alpha}{2} - \sin \left(\phi + \frac{\Delta \alpha}{2} \right) \right| + \right. \\ \left. + 2 \left| \cos \frac{\Delta \alpha}{2} \cos \left(\phi - \frac{\Delta \alpha}{2} \right) - 2 \cos \phi \sin^2 \frac{\Delta \alpha}{2} \right| \right] ; \quad (11)$$

$$\gamma_Q = \frac{h_m \left| \sin \phi \right| \left[\left| \sin \frac{\Delta \alpha}{2} \right| + 2 \left| \cos \Delta \alpha \right| \right]}{2 \left| \cos^3 \left(\frac{\Delta \alpha}{2} \right) \right|} , \quad (12)$$

где $h_m = \frac{\Delta U_m}{U_m}$.

Анализ выражений (9)–(12) показывает, что погрешности измерения ИХГС пропорциональны h_m . Кроме того, δ_U , δ_I , γ_P и γ_Q зависят не только от погрешности фазосдвигающего блока, но и от угла сдвига фазы ФСБ $\Delta \alpha$, а погрешности определения СКЗ тока, АМ и РМ зависят и от угла сдвига фаз между напряжением и током ϕ .

На рис. 2 представлен график зависимости относительной погрешности измерения СКЗ напряжения от $\Delta \alpha$, изменяющегося в диапазоне от 10 до 90°, в соответствии с (9) для $h_m = 1\%$.

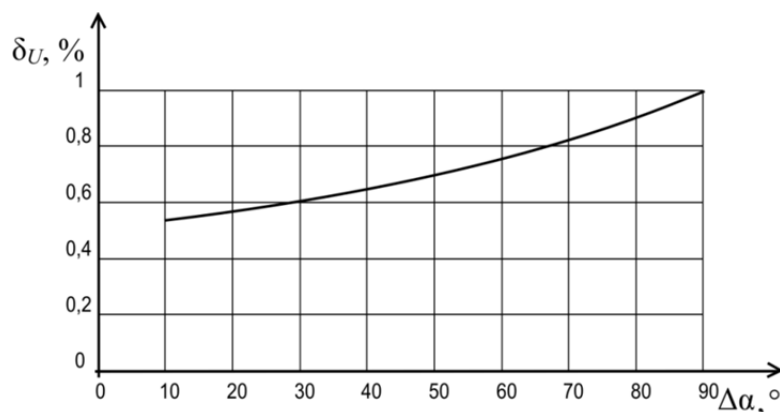


Рис. 2. График зависимости δ_U от $\Delta \alpha$

На рис. 3 представлены графики зависимости приведенной погрешности измерения АМ от $\Delta\alpha$, изменяющихся в диапазоне от 10 до 90°, и ϕ , изменяющихся в диапазоне от 0 до 90°, в соответствии с (11) для $h_m = 1\%$.

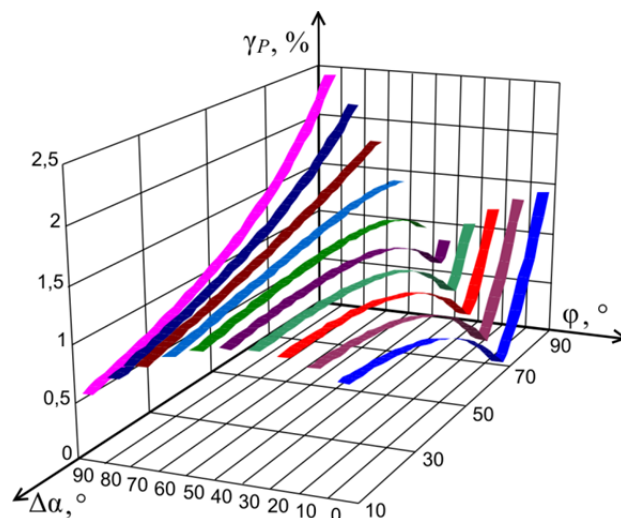


Рис. 3. Графики зависимости γ_P от $\Delta\alpha$ и ϕ

Заключение

Проведенный анализ влияния погрешности фазосдвигающего блока показывает, что погрешности измерения СКЗ напряжения и АМ, а также СКЗ тока и РМ можно существенно снизить за счет соответствующего выбора угла сдвига фазы ФСБ.

Полученные в работе результаты позволяют выбирать оптимальные параметры измерительного процесса с целью уменьшения погрешности измерения ИХГС.

Список литературы

1. Мелентьев, В. С. Аппроксимационные методы и системы измерения и контроля параметров периодических сигналов / В. С. Мелентьев, В. И. Батищев. – М. : Физматлит, 2011. – 240 с.
2. Мелентьев, В. С. Новый подход к измерению интегральных характеристик гармонических сигналов по мгновенным значениям, распределенным в пространстве / В. С. Мелентьев, А. Н. Камышникова, Г. И. Леонович // Информационные, измерительные и управляющие системы (ИИУС-2010) : материалы междунар. науч.-техн. конф. – Самара : Самар. гос. техн. ун-т, 2010. – С. 186–191.
3. Батищев, В. И. Аппроксимационные методы и системы промышленных измерений, контроля, испытаний, диагностики / В. И. Батищев, В. С. Мелентьев. – М. : Машиностроение-1, 2007. – 393 с.

Мелентьев Владимир Сергеевич

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

Melentiev Vladimir Sergeevich

doctor of technical sciences, associate professor,
head of sub-department,
sub-department of «Information
and measuring equipment»,
Samara State Technical University

Иванов Юрий Михайлович

кандидат технических наук,
младший научный сотрудник,
кафедра информационно-измерительной техники,
Самарский государственный
технический университет
E-mail: ims@samgtu.ru

Ivanov Yuri Mikhailovich

candidate of technical sciences,
junior researcher,
sub-department of «Information
and measuring equipment»,
Samara State Technical University

Муратова Вера Владимировна

студентка,

Самарский государственный

технический университет

E-mail: muratova1991@yandex.ru

Muratova Vera Vladimirovna

student,

Samara State Technical University

УДК 621.317

Мелентьев, В. С.

Анализ погрешности измерения интегральных характеристик на основе сравнения мгновенных значений гармонических сигналов / В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, В. В. Муратова //
Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 1(3). – С. 3–8.

И. Н. Баринов, В. С. Волков

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ТЕНЗОРЕЗИСТОРОВ МЕЗА-ТИПА В ДАТЧИКАХ ДАВЛЕНИЯ ДЛЯ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И КОНТРОЛЯ

I. N. Barinov, V. S. Volkov

USING STRAIN GAUGES POLIKREMNIYEH-TYPE IN MESA PRESSURE SENSORS FOR THE MANAGEMENT AND CONTROL SYSTEMS

А н н о т а ц и я. Рассмотрено применение поликремниевых тензорезисторов меза-типа для создания датчиков давления. Предложена конструкция чувствительного элемента, позволяющая улучшить характеристики датчиков давления.

A b s t r a c t. The article describes use of polycrystalline silicone mesa strain gages for pressure sensors. The new sensor element construction, improving characteristics, is described.

К л ю ч е в ы е с л о в а: датчик давления, тензорезистор, поликристаллический кремний, мезаструктура.

К е y w o r d s: pressure sensor, strain gauge, polycrystalline silicone, mesa structure.

Тензорезисторы являются важнейшими компонентами современных интегральных схем и микросистем. Основные тенденции микроэлектроники – применение структур с диэлектрической изоляцией и уменьшение геометрических размеров – накладывают ограничения на применение чувствительных элементов датчиков давления с поликремниевыми тензорезисторами. Передача деформации с упругого элемента на тензорезистивный слой в структуре «поликремний-диэлектрик-кремний», используемой для создания современных высокотемпературных датчиков давления, характеризуется рядом особенностей, а сам тензорезистор представляет мезаструктуру, что принципиально отличает его от обычного тензорезистора, изолированного от подложки ($p-n$)-переходами [1, 2].

На рис. 1 приведена структура мезатензорезистора с диэлектрической изоляцией [3, 4]. Смещения точек диэлектрика линейно зависят от расстояния до поверхности кремниевого упругого элемента. Модули Юнга поликремния $E_2 \approx 1,6 \cdot 10^{11}$ Па и двуокиси кремния $E_1 \approx 0,7 \cdot 10^{11}$ Па отличаются более чем в два раза [1], поэтому принимается допущение, что благодаря большей жесткости кремния смещения точек тензорезистора постоянны по его сечению, что упрощает анализ.

При деформации кремниевого упругого элемента перемещения точек рассматриваемой системы можно записать в виде

$$\begin{aligned} U_1 &= U_0 + \beta x_3, \quad h \leq x_3 \leq H; \\ U_2 &= U_0 + \beta h, \quad h \leq x_3 \leq H, \end{aligned} \quad (1)$$

где U_0 – перемещение точек упругого элемента ($x_3 = 0$); β – коэффициент, описывающий сдвиговые перемещения; h – толщина слоя диэлектрической изоляции; H – высота мезатензорезистора.

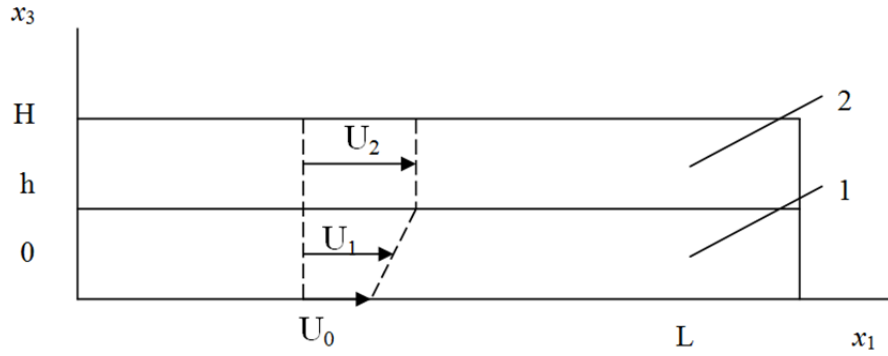


Рис. 1. Структура тензорезистора с диэлектрической изоляцией
(L – длина тензорезистора, x_3 – ордината, по которой отложены высоты слоя двуокиси кремния и слоя поликремния); 1 – диэлектрическая изоляция; 2 – тензорезистор

С учетом (1) компоненты матрицы деформации в плоскости x_1x_3 принимают следующий вид:

$$\begin{aligned}\varepsilon_1^{(1)} &\equiv \varepsilon_{11}^{(1)} = \frac{dU_0}{dx_1} + x_3 \frac{d\beta}{dx_1}; \\ \varepsilon_5^{(1)} &= 2\varepsilon_{13} = \beta, \quad 0 \leq x_3 \leq h; \\ \varepsilon_1^{(2)} &= \frac{dU_0}{dx_1} + h \frac{d\beta}{dx_1}; \\ \varepsilon_5^{(2)} &= 0, \quad h \leq x_3 \leq H,\end{aligned}\tag{2}$$

где индексы (1) и (2) соответствуют областям рис. 1 [3, 4].

В случае однородной деформации упругого элемента $U'_{x_1} = \varepsilon_0 = \text{const}$ вдоль всего тензорезистора. Деформации в диэлектрическом подслое определяются выражениями

$$\varepsilon_1^{(1)} = \varepsilon_0 \left[1 - x_3 \gamma \left(\frac{1 - \text{ch}\lambda L}{\text{sh}\lambda L} \cdot \text{sh}\lambda x + \text{ch}\lambda x \right) \right];\tag{3}$$

$$\varepsilon_5^{(1)} = -\varepsilon_0 \frac{\gamma}{\lambda} \left[\frac{1 - \text{ch}\lambda L}{\text{sh}\lambda L} \cdot \text{ch}\lambda x + \text{sh}\lambda x \right],\tag{4}$$

где $\lambda = \frac{1}{h\sqrt{2(1+\nu_1)\Delta}}$; $\Delta = \frac{1}{3} + \frac{H-h}{h} \frac{E_1}{E_2}$; $\gamma = \frac{1}{h} \left(1 + \frac{1}{6\Delta} \right)$; ν_1 – коэффициент Пуассона для слоя диэлектрической изоляции; E_1 и E_2 – модули Юнга двуокиси кремния и поликремния соответственно [3, 4].

В слое поликремния (2) сдвиговая деформация $\varepsilon_5^{(2)} = 0$, а $\varepsilon_1^{(2)}$ получается из (3), если положить $x_3 = h$.

В случае линейного распределения деформация упругого элемента неоднородна и изменяется в подложке вдоль тензорезистора по закону

$$\varepsilon = \varepsilon_0 (1 + kx_1),\tag{5}$$

где k – коэффициент, описывающий градиент деформации в пределах тензорезистора.

Неоднородность деформации приводит к появлению дополнительного слагаемого в функции, учитывающей влияние геометрии структуры:

$$\varepsilon_1^{(2)} = \varepsilon_{01} \left\{ (1 + kx_1) - h\gamma \left[\frac{((1 + kL) - \text{ch}(\lambda L)) \text{sh}(x_1)}{\text{sh}(\lambda L)} \right] + \text{ch}(\lambda x_1) \right\}.\tag{6}$$

При однородной деформации подложки ($\varepsilon_0 = \text{const}$) при $x_1 = 0$ и $x_1 = L$ деформации на границах слоя 2 равны

$$\varepsilon|_{x=0,L} = \varepsilon_0(1 - \gamma h). \quad (7)$$

Произведение γh определяется соотношением толщин тензорезистивного слоя и диэлектрической подложки и их модулей Юнга:

$$\gamma h = \left(\frac{H-h}{h} \cdot \frac{E_2}{E_1} + \frac{1}{2} \right) \left(\frac{H-h}{h} \cdot \frac{E_2}{E_1} + \frac{1}{3} \right)^{-1}.$$

Для рассматриваемой структуры оно близко к единице, оставаясь, однако, больше нее. Если толщины тензорезистивного слоя поликремния и слоя SiO_2 одинаковы, то (учитывая приведенные значения модулей Юнга, $\gamma h = 1,064$ и вблизи краев) тензорезистивный слой имеет противоположный знак деформации, чем в другой подложке. Это является следствием учета сдвиговых деформаций в диэлектрическом слое 1. Наибольшего значения деформация достигает в центре тензорезистора при $x_1 = 0,5L$:

$$\varepsilon|_{x=\frac{L}{2}} = \varepsilon_0 \left(1 - \gamma h \frac{1}{\text{ch}(\gamma L / 2)} \right). \quad (8)$$

Распределения деформации при различных размерах тензорезистивного слоя вдоль оси x_1 приведены на рис. 2 [3, 4], где $H = 0,9$ мкм, $h = 0,4$ мкм, длина резистора 1 – 5 мкм, 2 – 10 мкм, 3 – 15 мкм.

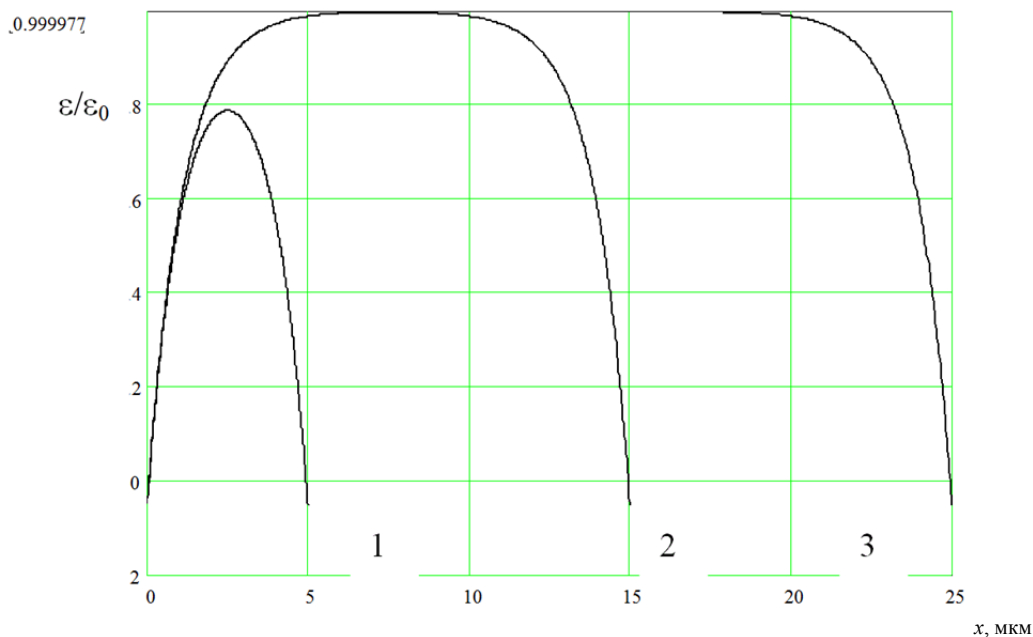


Рис. 2. Распределение относительной деформации в резисторах в зависимости от координаты

При $\gamma L \gg 1$ $\varepsilon = \varepsilon_0$, однако уменьшение γL приводит и к понижению максимальной деформации поликремниевого слоя. При $\gamma L = 1$ и $\gamma h = 1,064$ получаем $\varepsilon|_{x=\frac{1}{2}} = 5 \dots 6 \cdot 10^{-2} \varepsilon_0$.

Экспериментальные исследования продольного и поперечного коэффициентов тензочувствительностей тензорезисторов были проведены на тестовых элементах в виде консольных балок, имеющих линейные размеры $22 \times 6 \times 0,38$ мм. Толщины слоев двуокиси кремния и поликремния равнялись соответственно 0,4 мкм и 0,5 мкм. Двуокись кремния получалась термическим окислением кремниевых пластин. Линейные размеры тензорезисторов приведены в табл. 1 [3, 4].

Таблица 1

Линейные размеры тензорезисторов

Ширина резистора, мкм	7,9	10,4	18,8	50	77
Длина резистора, мкм	117	98	98	104	156

Средние деформации продольного резистора, расположенного вдоль длинной оси консольной балки, определены:

– вдоль резистора:

$$\epsilon_1^{(L)} = \frac{1}{L} \cdot \epsilon_{01}^{(L)} \int_L f_i(x_1) dx_1;$$

– поперек резистора:

$$\epsilon_2^{(L)} = \frac{1}{b} \cdot \epsilon_{02}^{(L)} \int_b f_i(x_1) dx_1,$$

где $\epsilon_{01}^{(L)}$, $\epsilon_{02}^{(L)}$ – деформации подложки вдоль и поперек балки под продольным резистором.

Тогда относительное изменение сопротивления продольного и поперечного резисторов может быть записано в следующем виде:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta R_L}{R} &= K_L \cdot \epsilon_1^{(L)} + K_t \cdot \epsilon_2^{(L)}; \\ \frac{\Delta R_t}{R} &= K_L \cdot \epsilon_2^{(t)} + K_t \cdot \epsilon_1^{(t)}, \end{aligned} \quad (9)$$

где K_L – продольный коэффициент тензочувствительности.

Из (9) получим выражение для продольного коэффициента тензочувствительности:

$$K_L = \frac{\left(\frac{\Delta R_L}{R} \epsilon_1^{(t)} - \frac{\Delta R_t}{R} \epsilon_2^{(L)} \right)}{\left(\epsilon_1^{(L)} \epsilon_1^{(t)} - \epsilon_2^{(L)} \epsilon_2^{(t)} \right)}. \quad (10)$$

На рис. 3 приведена расчетная зависимость отношений продольного и поперечного коэффициентов тензочувствительности к их максимальным значениям в зависимости от отношения длины и ширины тензорезистора к его высоте [3, 4].

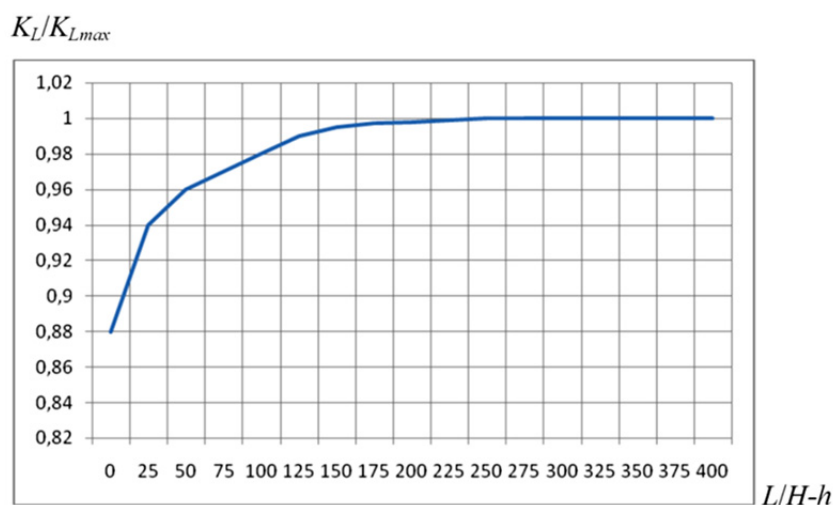


Рис. 3. Зависимость отношения продольного коэффициента тензочувствительности к его максимальному значению как функция отношения длины резистора к его толщине, расчет по формулам (6), (10)

Таким образом, учет нормальных и сдвиговых деформаций в случае поликремниевого тензорезистивного слоя и диэлектрической подложки из SiO_2 приводит к появлению на концах тензорезистора зон деформации, противоположных по знаку деформации упругого элемента. При размерах тензорезистора $\lambda L \approx 1$ наступает резкое уменьшение тензочувствительности. Этот эффект наиболее существен для тангенциальных тензорезисторов, у которых главную роль играет поперечный размер.

Следовательно, чувствительность тензопреобразователя меньше максимально возможной из-за неполной передачи деформации от подложки к тензорезисторам, выполненным в виде структур меза-типа, что приводит к снижению выходного сигнала при максимальном давлении и появлению дополнительной погрешности выходного сигнала, возникающей вследствие уменьшения тензочувствительности тангенциальных тензорезисторов.

Для устранения вышеизложенных недостатков разработана конструкция, представленная на рис. 4 [5].

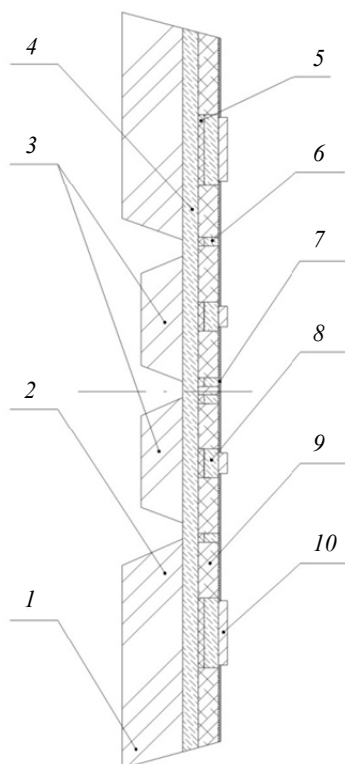


Рис. 4. Конструкция преобразователя давления с тензорезисторами меза-типа:

1 – чувствительный элемент из кремния; 2 – утолщенное периферийное основание; 3 – профиль мембраны, содержащий жесткие центры; 4 – мембрана; 5, 7 – слой двуокиси кремния; 6 – тензорезисторы; 8 – коммутационные шины; 9 – слой нелегированного поликристаллического кремния вокруг тензорезисторов; 10 – контактные площадки

Измеряемое давление, воздействуя на мембрану с жестким центром, через слои двуокиси кремния и нелегированного поликристаллического кремния деформирует тензорезисторы и увеличивает разбаланс мостовой схемы, в которую замкнуты тензорезисторы.

Слой двуокиси кремния 5 (см. рис. 4) расположен только под тензорезисторами и коммутационными шинами. Это позволяет снизить уровень механических напряжений за счет уменьшения не менее чем в 5 раз площади соприкосновения двух материалов с различными коэффициентами термического расширения (двуокиси кремния и высоколегированного бором слоя кремния). Коэффициент термического расширения двуокиси кремния равен $k_{\text{SiO}_2} = 0,5 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$, а для высоколегированного бором слоя кремния $k_{p+\text{Si}} \approx k_{\text{Si}} = 4,5 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ [6, 7]. Учитывая, что в традиционных конструкциях чувствительных элементов слои занимают эквивалентную площадь

и непосредственно соприкасаются друг с другом, при работе в широком диапазоне температур (от минус 70 до 300 °С) будут иметь место значительные механические напряжения, вызванные, помимо различия коэффициентов термического расширения двуокиси кремния и высоколегированного слоя кремния, усадочными явлениями материалов этих слоев, несовершенством проведения технологических процессов, неоднородностью пластической деформации, несоответствием параметров решетки слоев и т.д. [6].

В предложенной конструкции слой двуокиси кремния контактирует не более чем с 20 % площади высоколегированного слоя кремния, расположенного на мембране. Таким образом, предложенная конструкция позволяет снизить механические напряжения в мембране не менее чем в 5 раз, что приведет к повышению прочности мембраны в процессе эксплуатации преобразователя одновременно с обеспечением надежной электрической изоляции между тензорезисторами и подложкой.

Слой двуокиси кремния 7 выполняет защитную функцию.

Наличие вокруг тензорезисторов слоя из нелегированного поликремния позволит снизить эффект уменьшения тензочувствительности тензорезисторов меза-типа из-за неполной передачи деформации от подложки к тензорезистору, т.е. повысить чувствительность преобразователя, так как деформация от мембраны будет полностью передаваться тензорезисторам через слой поликристаллического кремния.

Таким образом, предложенная конструкция позволяет улучшить метрологические и эксплуатационные характеристики преобразователя давления: увеличить чувствительность, снизить температурную погрешность и повысить надежность, что отвечает современным требованиям, предъявляемым к датчикам давлений [8].

Список литературы

1. Гридчин, В. А. Проектирование кремниевых интегральных тензопреобразователей с квадратными упругими элементами / В. А. Гридчин // Сборник научных трудов НЭТИ. – Новосибирск, 1985. – С. 97.
2. Баринов, И. Н. Применение поликристаллического алмаза в качестве чувствительного элемента / И. Н. Баринов, В. Ю. Дарвин // Отраслевые аспекты технических наук. – 2012. – № 5. – С. 21–23.
3. Любимский, В. М. Особенности деформации резистора в виде мезаструктуры / В. М. Любимский // Нано- и микросистемная техника. – 2007. – № 2. – С. 47–53.
4. Исследование конструктивно-технологических решений для создания высокостабильных и высокотемпературных датчиков давления : отчет о НИР / В. М. Любимский, В. А. Гридчин, А. В. Шапорин, В. А. Колчужин, А. В. Гридчин, О. В. Лобач, А. П. Лисофенко, В. П. Юрьев, Н. А. Усова ; Новосиб. гос. техн. ун-т ; рук. В. А. Гридчин. – Новосибирск, 2006. – 106 с.
5. Сергеев, В. С. Напряжения и деформации в элементах микросхем / В. С. Сергеев, О. А. Кузнецов, Н. П. Захаров, В. А. Летагин. – М. : Радио и связь, 1987. – 88 с.
6. Концевой, Ю. А. Пластичность и прочность полупроводниковых материалов и структур / Ю. А. Концевой, Ю. М. Литвинов, Э. А. Фаттахов. – М. : Радио и связь, 1982. – 240 с.
7. Палатник, Л. С. Материаловедение в микроэлектронике / Л. С. Палатник, В. К. Сорокин. – М. : Энергия, 1978. – 280 с.
8. Пат. 2310176 Российская Федерация. Полупроводниковый преобразователь давления / Баринов И. Н., Козин С. А., Цибизов П. Н.

Баринов Илья Николаевич

кандидат технических наук,

начальник отдела,

Научно-исследовательский институт
физических измерений

E-mail: mzungu@inbox.ru

Barinov Ilya Nikolaevich

candidate of technical sciences,

head of department,

Scientific-research Institute
of physical measurements

Волков Вадим Сергеевич

кандидат технических наук,
старший научный сотрудник,
Научно-исследовательский институт
физических измерений
E-mail: distortions@rambler.ru

Volkov Vadim Sergeevich

candidate of technical sciences,
senior staff scientist,
Scientific-research Institute
of physical measurements

УДК 621.3.032

Баринов, И. Н.

Использование тензорезисторов меза-типа в датчиках давления для систем управления и контроля / И. Н. Баринов, В. С. Волков // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 1(3). – С. 9–15.

УДК 621.391; 519.21

А. К. Алимуратов, П. П. Чураков, А. Ю. Тычков

ВЫБОР ОПТИМАЛЬНОГО НАБОРА ИНФОРМАТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ СИСТЕМ ГОЛОСОВОГО УПРАВЛЕНИЯ

A. K. Alimuradov, P. P. Churakov, A. Yu. Tychkov

SELECTION OF THE OPTIMAL SET OF INFORMATIVE PARAMETERS VOICE FOR VOICE SYSTEM CONTROL

А н н о т а ц и я. Рассмотрен вопрос выбора оптимального количества информативных параметров при решении задачи голосового управления. Статья состоит из трех частей. Первая часть содержит обзор основы акустики речи и речеобразования. Приведены основные понятия акустики речи и их физический смысл. Вторая часть содержит обзор информативных параметров, характеризующих речевые сигналы. Показано, что акустические характеристики голоса могут быть условно разделены на пять категорий: просодические, динамические, фонационные, спектральные и энергетические. В третьей части кратко рассмотрены классификация систем распознавания речи и параметры системы голосового управления. Приведены наиболее эффективные информативные параметры речевых сигналов, применяемых в системе голосового управления.

A b s t r a c t. This paper addresses the issue of choosing the optimal number of informative parameters in the solution of voice control. This paper consists of three parts. The first part provides an overview of fundamentals of acoustics speech and speech production. Are the basic concepts of acoustics, speech and their physical meaning. The second part provides an overview of the informative parameters characterizing speech signals. It is shown that the acoustic characteristics of voices can be divided into five categories: prosodic, dynamic, phonational, spectral and energy. In the third section briefly discusses the classification of speech recognition and voice control system parameters. Are the most effective informative parameters of speech signals used in the system voice control.

К л ю ч е в ы е с л о в а: акустика речеобразования, информативные параметры речевых сигналов, голосовое управление.

K e y w o r d s: acoustics of speech production, speech signals, informative parameters, voice control.

Основы акустики речи и речеобразования

Речь с физической точки зрения представляет собой последовательность звуков с паузами между ними или их группами. **Темп речи** – скорость произнесения элементов речи (звуков, слогов, слов). Темп речи может измеряться числом произносимых в единицу времени элементов речи или средней длительностью элемента. Темп может пониматься как характеристика, определяющая степень артикуляторной напряженности. При нормальном темпе речи паузы появляются между отрывками фраз, так как при этом слова произносятся слитно. При замедленном темпе речи, при диктовке паузы могут делаться между словами и их частями [1].

Звук – распространение механических колебаний в виде упругих волн в среде (твердой, жидкой или газообразной). Один и тот же звук речи каждый человек произносит по-разному. Каждому свойственна своя манера произнесения звуков, но при всем разнообразии их произнесения звуки являются физической реализацией ограниченного числа фонем. **Фонема** – минимальная единица звука. В русском языке насчитывается 42 основные и 3 неопределенные фонемы. Фонемы делятся на звонкие и глухие. Звонкие фонемы образуются с участием голосовых связок, находящихся в напряженном состоянии.

Импульсы потока воздуха, создаваемые голосовыми связками, с достаточной степенью точности могут считаться периодическими. Соответствующий период повторения импульсов называется **периодом основного тона** T_0 . Обратная величина называется **частотой основного тона** ($f_0 = 1/T_0$). Частота основного тона для всех голосов лежит в пределах: 70–450 Гц. При произнесении речи частота основного тона непрерывно изменяется в соответствии с ударением, подчеркиванием отдельных звуков и слов, а также при проявлении эмоций. **Девияция частоты** основного тона называется **интонацией**. У каждого человека свой диапазон изменения основного тона – обычно бывает немногим более октавы. **Октава** – соотношение частот, для которого отношение крайних частот равно 2. Интонация имеет большое значение для узнаваемости говорящего. Основной тон, интонация и тембр голоса служат для идентификации человека.

Колебания основного тона имеют пилообразную форму, и поэтому при их периодическом повторении получается дискретный спектр с большим числом гармоник с частотами, кратными частотам основного тона. Огибающая спектра основного тона имеет спад в сторону высоких частот с крутизной около 6 дБ на октаву.

При произнесении звуков речи речевой аппарат, голосовые связки, челюсть должны находиться для каждой фонемы в строгом направлении и движении при произношении. Эти движения называют артикуляцией органов речи. При артикуляции в речеобразующем тракте создаются резонансные полости, определенные для каждой фонемы. При произнесении звуков речи через речевой тракт проходит или тональный импульсный сигнал, или шумовой, или оба вместе.

Речевой тракт представляет собой сложный акустический фильтр с рядом резонансов, создаваемых полостями рта, носа, носоглотки, т.е. с помощью артикуляционных органов речи. Вследствие этого равномерный, тональный или шумовой спектр превращается в спектр с рядом максимумов (формант) и минимумов (антиформант).

Для каждой фонемы огибающая спектра имеет индивидуальную и вполне определенную форму. При произнесении речи спектр ее непрерывно изменяется, и образуются формантные переходы.

Обзор информативных параметров

Важнейшим звеном работы системы голосового управления является выделение информативных параметров, коррелированных с уникальными свойствами голоса пользователя [2]. Выбор оптимального набора информативных параметров влияет на эффективность работы системы. Условно характеристики речи можно разбить на два основных класса – акустические и лингвистические. В зависимости от решаемой задачи их относительная эффективность может быть различной. Системы, в которых речь соответствует заранее определенному сценарию (словарь голосовых команд), на первый план выходят акустические параметры, в то время как при работе со спонтанной речью (слитная речь) роль лингвистических признаков может оказаться весьма существенной [3].

Из-за нестационарности речевых сигналов во времени для определения их акустических характеристик записи обычно приходится разбивать на небольшие фрагменты, именуемые фреймами. Предполагается, что в их пределах исходный речевой сигнал является квазистационарным. Характеристики речевого сигнала, определенные для каждого фрейма, называются локальными. Однако возможна работа и на уровне интегральных характеристик всего сигнала. Они определяются путем приложения некоторых статистических функционалов ко всем параметрам, выделенным из сигнала.

Однозначного ответа на вопрос, что лучше подходит для нужд распознавания – локальные или интегральные характеристики – пока нет. Интегральные характеристики речевого сигнала наиболее эффективны для распознавания голосов, соответствующих различным пользователям. Если же необходимо детальное распознавание голосов, то идентификация информативных параметров посредством анализа интегральных характеристик речевого сигнала окажется затруднена. Кроме этого, недостатками применения интегральных параметров явля-

ются потеря информации об изменениях речевого сигнала во времени и невозможность применения сложных методов. Использование локальных характеристик сигнала позволяет обойти большинство из вышеперечисленных трудностей.

Ранее при разработке систем распознавания речи использовались в основном небольшие наборы информативных признаков. Однако с течением времени число выделяемых из звукового сигнала характеристик значительно возросло, сейчас оно достигает нескольких десятков. К ним может быть дополнительно отнесен иерархичный набор функционалов. При таком подходе важнейшее значение приобретают процедуры выбора оптимального набора информативных параметров, требуемых для эффективной работы. Акустические характеристики голоса могут быть условно разделены на пять категорий [4]:

- просодические (частота основного тона, темп речи и т.д.);
- динамические (фонетическая функция [5]);
- фонационные (отношение гармоник основного тона к шуму, джиттер, шиммер и т.д.);
- спектральные (линейные спектральные частоты, кепстральные коэффициенты линейной шкалы частот, кепстральные коэффициенты мел-шкалы частот и т.д.);
- энергетические (отношение мощностей в спектральных полосах, оценка мощности сигнала и другие, как правило, основанные на энергетическом операторе Тигера).

Каждая группа показателей предназначена для описания отдельных аспектов голоса и находит свое применение в различных системах распознавания речи.

Информативные параметры речевых сигналов для системы голосового управления

На сегодняшний день под понятием «распознавание речи» скрывается целая сфера научной и инженерной деятельности. Каждая задача распознавания речи сводится к тому, чтобы выделить информативные параметры, классифицировать их и соответствующим образом отреагировать на человеческую речь из входного звукового потока.

Каждая такая система имеет некоторые задачи, которые она призвана решать, и комплекс подходов, которые применяются для решения поставленных задач. На рис. 1 приведены основные признаки, по которым можно классифицировать системы распознавания [6].

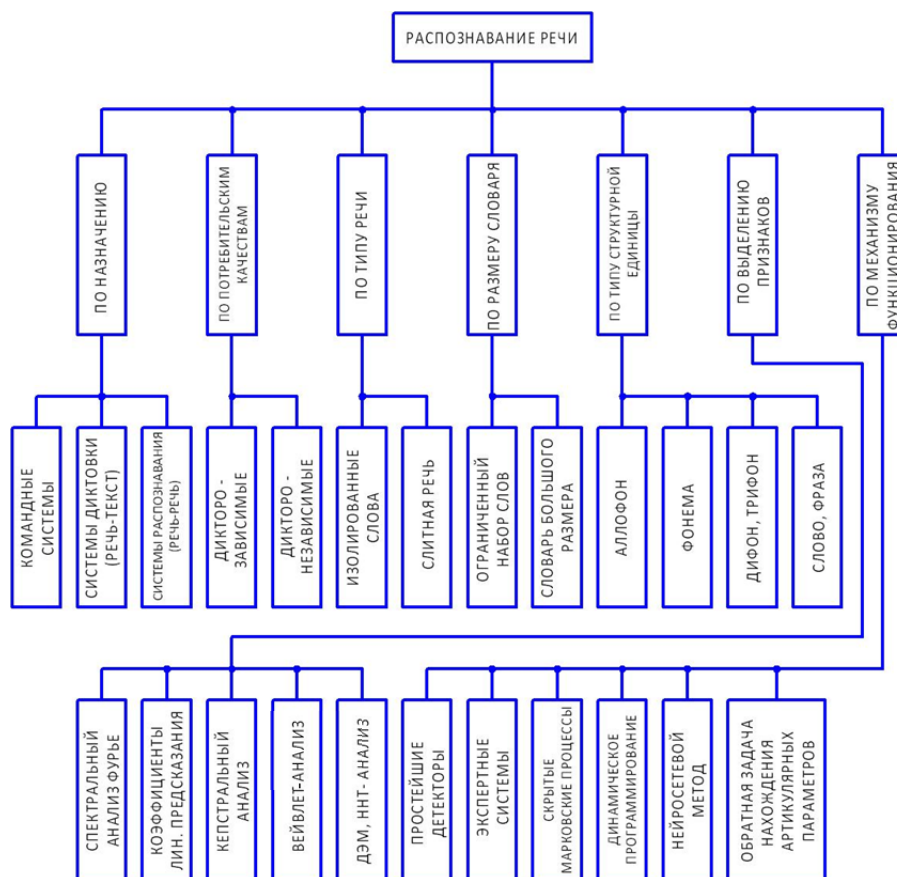


Рис. 1. Классификация систем распознавания речи

При создании системы голосового управления требуется выбрать:

- параметры классификации, адекватные поставленной задаче;
- набор информативных параметров звуковой волны, используемых для распознавания, и методы распознавания этих параметров.

Система голосового управления соответствует следующим параметрам классификации:

Назначение	– командная система.
Потребительские качества	– дикторозависимая система.
Тип речи	– изолированные слова.
Размер словаря	– ограниченный набор слов.
Тип структурной единицы	– фонема.
Выделение признаков	– декомпозиция на эмпирические моды (преобразование Гильберта–Хуанга, ННТ).
Механизм функционирования	– нейросетевой метод.

Анализируя каждый приведенный параметр с помощью алгоритма sequential forward feature selection (SFFS) [7], был определен базовый набор информативных параметров речевых сигналов, применяемых в системе голосового управления.

Информационные признаки:

- просодические: частота и девиация частоты основного тона, первая и вторая производные частоты основного тона, темп речи, формантные частоты и их соотношение;
- спектральные: линейные спектральные частоты LPCC, кепстральные коэффициенты мел-шкалы частот MFCC, LSF коэффициенты.

Заключение

С помощью подбора оптимальных параметров системы голосового управления, а также с помощью использования алгоритма SFFS определены наиболее существенные информативные параметры речевых сигналов. По прогнозу, использование данного набора параметров позволит достичь эффективности распознавания речевых команд управления порядка 85 %.

Список литературы

1. Фант, Г. Акустическая теория речеобразования / Г. Фант ; пер. с англ. Л. А. Варшавского, В. И. Медведева ; науч. ред. В. С. Григорьева. – М. : Наука, 1964. – 284 с.
2. Ли, У. А. Методы автоматического распознавания речи : в 2 кн. / У. А. Ли, Э. П. Нейбург, Т. Б. Мартин [и др.] ; пер. с англ. под ред. У. Ли. – М. : Мир, 1983. – Кн. 1. – 328 с.
3. Schuller, B. Recognising realistic emotions and affect in speech: State of the art and lessons learnt from the first challenge / B. Schuller, A. Batliner, S. Steidl, D. Seppi // Speech Communication, In Press.
4. El Ayadi, M. Survey on speech emotion recognition: Features, classification schemes, and databases / M. El Ayadi, M. S. Kamel, F. Karray // Pattern Recognition. – 2011. – V. 44, № 3. – P. 572–587.
5. Рылов, А. С. Анализ речи в распознающих системах / А. С. Рылов. – Минск : Бест-принт, 2003. – 264 с.
6. Рабинер, Л. Р. Цифровая обработка речевых сигналов : пер. с англ. / Л. Р. Рабинер, Р. В. Шафер. – М. : Радио и связь, 1981. – 496 с.
7. Давыдов, А. Г. Выбор оптимального набора информативных признаков для классификации эмоционального состояния диктора по голосу / А. Г. Давыдов, В. В. Киселев, Д. С. Кочетков, А. В. Ткачя // Диалог-2012 : сб. тр. междунар. конф. по компьютерной лингвистике. – 2011. – Т. 1, № 11. – С. 122–128.

Алимурадов Алан Казанферович

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

Alimuradov Alan Kazanferovich

candidates for a degree
of Candidate of technical sciences,
sub-department «Information
and measuring equipment»,
Penza State University

Чураков Петр Павлович

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

Churakov Petr Pavlovich

doctor of technical sciences, professor,
sub-department of «Information
and measuring equipment»,
Penza State University

Тычков Александр Юрьевич

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

Tychkov Aleksander Yur'evich

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

УДК 621.391; 519.21

Алимурадов, А. К.

Выбор оптимального набора информативных параметров речевых сигналов для систем голосового управления / А. К. Алимурадов, П. П. Чураков, А. Ю. Тычков // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 1(3). – С. 16–20.

УДК 53.083.92

П. И. Артамонов, Ф. У. Маликова, П. Т. Харитонов

**ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ ПОРШНЯ
РАСХОДОМЕРА ЖИДКОСТИ В УНИФИЦИРОВАННЫЙ
СИГНАЛ С ЕМКОСТНЫМ ДАТЧИКОМ, ИСПОЛЬЗУЮЩИМ
ПРИНЦИП ВРЕМЕННОЙ ИЗБЫТОЧНОСТИ**

P. I. Artamonov, F. U. Malikova, P. T. Kharitonov

**DISPLACEMENT TRANSDUCER PISTON FLOW OF LIQUID
IN A UNIFIED SIGNAL TO THE CAPACITIVE SENSOR
USING THE PRINCIPLE OF TIME REDUNDANCY**

А н н о т а ц и я. Рассмотрен вариант использования структурной избыточности емкостных датчиков положения свободного поршня в мерном гидроцилиндре для повышения точности измерения объемного расхода жидкостей. Процесс измерения разделен на несколько циклов с последующим сравнением результатов измерения и выбором некоего среднего из нескольких циклов.

A b s t r a c t. In the article the variant of the use of structural surplus of capacity sensors of position of free piston is considered in the measured hydrocylinder for the increase of exactness of measuring of by volume expense of liquids. A measuring process is separate on a few cycles with subsequent comparison of measuring results and choice certain middle from a few cycles.

К л ю ч е в ы е с л о в а: измерение, погрешность, точность, емкость, потенциал, временная избыточность.

K e y w o r d s: measuring, error, exactness, capacity, potential, temporal surplus.

Емкостные датчики перемещений широко используются в информационных и управляющих системах. Благодаря известным преимуществам предпочтение отдается дифференциальным датчикам с выделенными автономными каналами преобразования емкости каждого плеча датчика. Вместе с тем в ряде случаев известные преимущества такого построения измерителей не покрывают недостатков последних, обусловленных влиянием неидентичности параметров отдельных каналов преобразования емкости каждого плеча датчика [1].

Предлагается введение в известные структуры преобразователей емкости датчиков в унифицированный сигнал временной избыточности, т.е. многократного (в нашем случае – двукратного) использования одного и того же канала для одноплечего (одинарного) датчика. При этом указанные выше погрешности «заменяются» заведомо меньшими погрешностями неидентичности (более точно – временной нестабильности в течение двух тактов преобразования) собственно параметров единственного плеча емкостного датчика.

Схема преобразователя приведена на рис. 1.

Емкостный датчик (Д) содержит один подвижный электрод, относительно которого симметрично установлены два неподвижных электрода [2].

Процесс преобразования в соответствии с принципом временной избыточности осуществляется в два такта последовательно во времени.

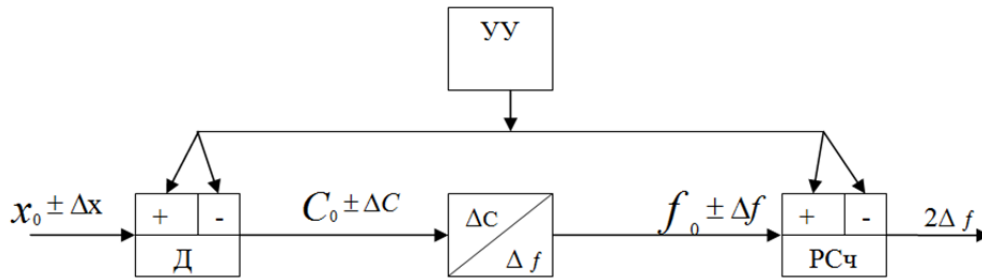


Рис. 1. Схема преобразователя

В первом такте реверсивный счетчик (РСЧ) сигналом с устройства управления (УУ) переключается на сложение.

Измерение искомого перемещения Δx при движении поршня расходомера приводит к увеличению емкости датчика ΔC и, соответственно, к увеличению частоты на выходе преобразователя $\Delta C / \Delta f$ на величину Δf . Таким образом, $f_1 = f_0 + \Delta f$. Это приращение частоты фиксируется реверсивным счетчиком. (Отметим, что «нулевая» частота f_0 соответствует начальному значению измеряемого перемещения.)

На втором этапе РСЧ переключается на вычитание. По описанной схеме в памяти РСЧ (и УУ) фиксируется значение $f_1 = f_0 + \Delta f$.

Таким образом, разность зафиксированных РСЧ частот прямо пропорциональна удвоенному значению разности частот Δf , которая, в свою очередь, пропорциональна искомому перемещению Δx :

$$f_{\text{изм}} = f_2 + f_1 = 2\Delta f \sim 2\Delta x.$$

Необходимым моментом при использовании емкостных датчиков для определения уровня, диэлектрической проницаемости и т.п. является организация в датчике дополнительных («охранных») электродов, ограничивающих влияние электрических полей, создаваемых в контролируемом материале, друг на друга и, соответственно, искажающих результаты измерения [3].

С учетом емкостей этих дополнительных обкладок емкость датчика C_d определяется следующим выражением:

$$C_d = \frac{C''_{нд} C'_{дп}}{C''_{нд} + C'_{дп}} + \frac{C''_{нд} C''_{дп}}{C''_{нд} + C''_{дп}}, \quad (1)$$

где $C'_{нд}$; $C''_{дп}$ – емкости между первой (второй) неподвижными обкладками и первой (второй) дополнительными обкладками датчика соответственно; $C'_{нд}$; $C''_{дп}$ – емкости между первой (второй) дополнительными обкладками и подвижным (центральным) электродом соответственно.

Переключение обкладок датчика и режима счета реверсивного счетчика осуществляется импульсами устройств управления согласно (в нашем случае) положению поршня в мерном цилиндре расходомера.

На дополнительные электроды в результате подается напряжение, синфазное и равное по амплитуде напряжению, подаваемому на неподвижные электроды.

В первом такте замыкается ключ «+», ключ «-» размыкается. В результате потенциал первого дополнительного электрода становится равным потенциалу первой неподвижной обкладки, вследствие чего $C'_{нд} = 0$, и емкость всего датчика становится равной (1)

$$C_{нд}^+ = \frac{C''_{нд} C''_{дп}}{C''_{нд} + C''_{дп}}. \quad (2)$$

В следующем из практических соотношений предположении, что $C''_{нд} \gg C''_{дп}$, из (2) имеем

$$C_d^+ = C''_{дп} = C_0 \left(1 + \frac{x}{x_M} \right). \quad (3)$$

Из выражений (2) и (3) следует, что при отсутствии входного сигнала датчика (при перемещении $x = 0$) емкости $C_D^+ = C_D^- = C_0$.

При наличии измеряемого перемещения ($x \neq 0$) емкости C_D^+ и C_D^- изменяются однонаправленно на одну и ту же величину:

$$\Delta C = C_0 \left(1 + \frac{x}{x_M} \right).$$

Описанный преобразователь предназначен для работы совместно с измерителем объемного расхода жидкости [4]. Подвижная обкладка датчика размещается при этом на поршне, а неподвижная – на торцевых концах мерного цилиндра. В результате удалось заметно улучшить метрологические характеристики расходомера и существенно снизить требования к емкостному датчику.

На рис. 2 показана структура топливной системы дизельного двигателя с измерителем объемного расхода топлива. Топливный бак 1 с заправочной горловиной 2 снабжен расходным 3 и доливным 4 патрубками. Топливный насос 5 подает топливо через элементы 6, 10 и 13 гидрораспределителя 7 в правую полость мерного гидроцилиндра 15. Свободный поршень 17 перемещается влево, вытесняя топливо из левой полости мерного гидроцилиндра 15, которое через элементы 14, 8, 12, 9, 22 и 23 впрыскивается в цилиндры дизельного двигателя 24. Несгоревшие остатки топлива стекают через элементы 25 и 26 в ресивер 27 со сливным патрубком 28 и дренажным патрубком 29. Датчики 30 и 31 контролируют предельные значения уровня топлива в ресивере 27 и управляют положением электромагнитного клапана 32. Элементы 33–35 образуют резервный байпас для сохранения работоспособности двигателя 24 при отключенной контрольно-измерительной части структуры.

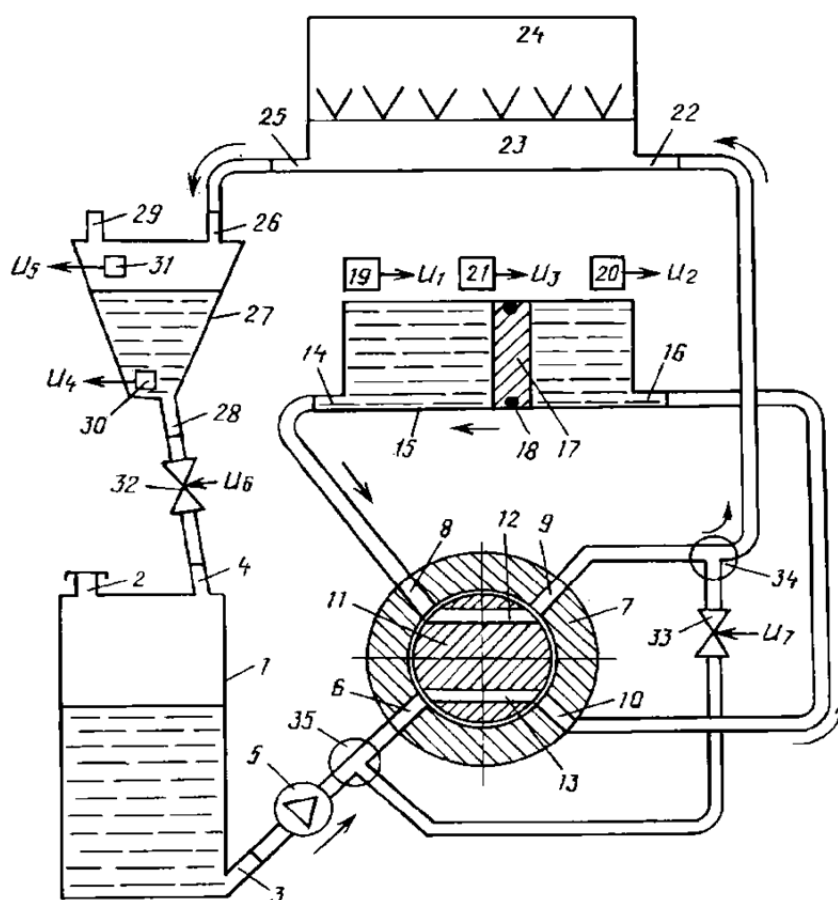


Рис. 2. Структура топливной системы дизельного двигателя с измерителем объемного расхода топлива

Положение свободного поршня 17 в мерном гидроцилиндре 15 контролируется тремя датчиками 19–21. При подходе свободного поршня 17 к левому торцу мерного гидроцилиндра

15 формируется сигнал на переключение ротора 11 гидораспределителя 7 на 90° – начинается процесс заполнения левой полости и вытеснения поршнем 17 топлива из правой полости мерного гидроцилиндра до момента достижения поршнем 17 крайнего правого положения в мерном гидроцилиндре 15. Микропроцессорная система управления осуществляет автоматическое управление исполнительными устройствами и рассчитывает значения объемного расхода топлива по значениям сигналов U_1-U_5 с датчиков. Описанный в начале статьи алгоритм расчета контролируемого параметра по значениям информативных параметров датчиков может быть занесен в память микропроцессора. Объем топлива, не поступившего в камеры сгорания двигателя 24, сливается в топливный бак порциями, равными полезному объему ресивера 27 и вычитается из значений объема, рассчитанного по информативным параметрам датчиков 19–21. Авторами ведутся исследования по использованию оригинальных индуктивных датчиков положения поршня 17 внутри мерного гидроцилиндра 15, о результатах которых будет подготовлена отдельная статья.

Список литературы

1. Новицкий, П. В. Цифровые приборы с частотными датчиками / П. В. Новицкий, В. Г. Кнорринг, В. С. Гутников. – Л. : Энергия, 1970.
2. Артамонов, П. И. Простое устройство для измерения емкости датчика / П. И. Артамонов // Информационные, измерительные и управляющие системы : материалы IV Междунар. науч.-практ. конф. – Самара : СГТУ, 2012.
3. Гусев, В. Г. Принципы построения емкостных измерителей расхода диэлектрических жидкостей / В. Г. Гусев, А. В. Мулик // Приборы и системы управления. – 1998. – № 2.
4. Артамонов, П. И. Измеритель объемного расхода жидкости / П. И. Артамонов, П. Т. Харитонов // Вестник Казахского национального технического университета имени К. И. Сатпаева. Технические науки. – 2012. – № 4.

Артамонов Павел Игоревич

аспирант,
Пензенская государственная
технологическая академия
E-mail: sbl@pgta.ru

Artamonov Paul Igorevich

graduate student,
Penza State Technology Academy

Маликова Феруза Умирзаховна

докторант,
Казахский национальный технический
университет им. К. И. Сатпаева
E-mail: feruza-malikova@mail.ru

Malikova Feruza Umirzakhovna

doktorant,
Kazakh National Technical University
of the name of K. I. Satpaeva

Харитонов Петр Тихонович

кандидат технических наук,
академик МАИИ,
главный специалист
по инновационной деятельности,
Пензенский государственный университет
E-mail: ptaha443@rambler.ru

Kharitonov Peter Tikhonovich

candidate of technical sciences,
academician MAIN,
main specialist on innovative activity,
Penza State University

УДК 53.083.92

Артамонов, П. И.

Преобразователь перемещений поршня расходомера жидкости в унифицированный сигнал с емкостным датчиком, использующим принцип временной избыточности / П. И. Артамонов, Ф. У. Маликова, П. Т. Харитонов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 1(3). – С. 21–24.

УДК 621.793.7

А. В. Хошев, Д. В. Попченков, Е. М. Соловьева

ПРИМЕНЕНИЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ТУГОПЛАВКИХ ОКИСЛОВ В ДАТЧИКАХ ИЗМЕРЕНИЯ ДАВЛЕНИЯ

A. V. Hoshev, D. V. Popchenkov, E. M. Solov'eva

THE USAGE OF DIELECTRIC HIGH-MELTING OXIDES IN SENSORS FOR PRESSURE MEASUREMENT

А н н о т а ц и я. Представлены результаты исследования применения тугоплавких окислов для формирования диэлектрических структур на чувствительных элементах тонкопленочных тензорезистивных датчиков давления. Показано, что электронно-лучевой метод распыления позволяет формировать диэлектрические слои на основе тугоплавких окислов с заданными параметрами.

А б с т р а к т. The research results of high-melting oxides usage for dielectric structures forming on sensing elements of thin-film piezoresistive pressure sensors have been given. It has been shown that the electron – beam sputtering method allows to form dielectric layers on the basis of high-melting oxides with the preset parameters.

К л ю ч е в ы е с л о в а: чувствительный элемент, гетероструктура, тонкопленочный диэлектрик, изоляция, температурный коэффициент линейного расширения.

К е у w o r d s: sensing element, heterostructure, thin-film dielectric, insulation, temperature coefficient of linear expansion.

Тонкопленочные датчики давления предназначены для преобразования давления рабочих сред в электрический сигнал и выдачи информации в систему телеметрических измерений или систему автоматического управления [1].

Обязательным условием работы металлопленочного датчика давления является обеспечение изоляции между упругим элементом (УЭ) и тензорезисторами. Для выполнения этого условия на упругом элементе методами тонкопленочной технологии формируют пленку из диэлектрического материала.

Главным недостатком используемого в действующей технологии оксида кремния (SiO_2) является его температурный коэффициент линейного расширения (ТКЛР) – $0,55 \cdot 10^{-6} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ в н.у., сильно отличающийся от ТКЛР материала УЭ – сплава 36НХТЮ-Ш, ТКЛР которого $(12-18) \cdot 10^{-6} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ в н.у. Эта разница приводит к возникновению напряженности тонкопленочной гетероструктуры, увеличивает риск дефектообразования и локальных отслоений диэлектрической пленки при температурных воздействиях (технологические операции термоциклирования, штатная эксплуатация). По этой причине практически по всей номенклатуре металлопленочных датчиков давления в качестве изоляционного слоя используют пленку из монооксида кремния (SiO), ТКЛР которой ($8 \cdot 10^{-6} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ в н.у.) не столь сильно отличается от ТКЛР сплава УЭ. Однако монооксид кремния – неустойчивое соединение и на воздухе медленно окисляется до SiO_2 . Этот эффект является причиной дефектообразования, так как окисление идет неравномерно по всей поверхности пленки. Диэлектрическая пленка быстрее окисляется в тех местах, где имеются утоненные места на рельефной несовершенной гладкой подложке, макро- и микропоры, в которые попадает влага и кислород с образованием областей повышенной плотности. Объем окисленной области увеличивается примерно в 6 раз по

сравнению с исходным состоянием в монооксида кремния, что приводит к механическим напряжениям в структуре пленки и ее локальному разрушению (рис. 1). Пробои диэлектрика по этой причине и, как следствие, отказы датчиков давления регулярно отмечались в технологических потерях и при анализе брака (возвратов).

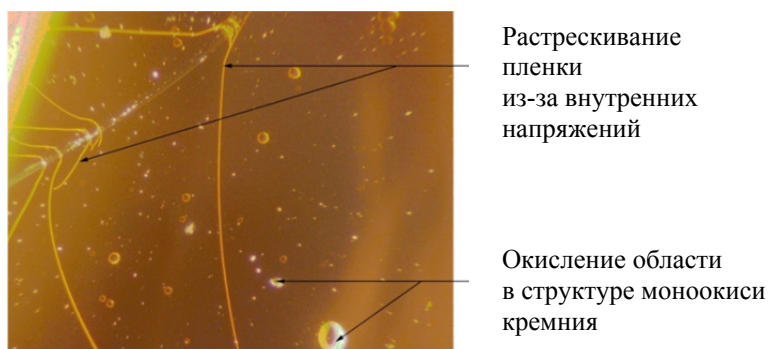


Рис. 1. Пленка диэлектрика из монооксида кремния при увеличении 800× после искусственного старения (обработка в кислородной плазме)

С целью решения вышеобозначенной проблемы – повышения эксплуатационных качеств и стабильности метрологических характеристик в условиях многократных перегрузок и повышенных температур – поставлена задача разработки технологии получения тонких диэлектрических пленок на основе новых материалов, а также комплекса базовых технологических процессов изготовления чувствительных элементов (ЧЭ) датчиков давления.

Изоляционная пленка должна иметь ТКЛР, близкий к ТКЛР УЭ, обладать сопротивлением изоляции при напряжении до 100 В в н.у. – не менее 1000 МОм; тангенс угла диэлектрических потерь на частоте 1,0 кГц в н.у. должен быть не более $80 \cdot 10^{-4}$; адгезия к металлической подложке, характеризующаяся усилием отрыва, – не менее 80 г/мм; диапазон рабочих температур – от минус 196 до плюс 300 °С. Диэлектрическая пленка должна обладать механической стойкостью к деформации мембраны или балки ЧЭ датчиков давления для обеспечения гарантированной безотказной работы датчика с перегрузкой не менее 3 Рн (Рн – верхний предел измерения датчика давления).

В табл. 1 приведены краткие характеристики материалов, способных заменить двуокись и моноокись кремния.

Таблица 1

Характеристики диэлектрических материалов

Наименование материала	Диэлектрическая проницаемость, ϵ		Ширина запрещенной зоны, E_g , эВ	Температурный коэффициент линейного расширения, β , $^{\circ}\text{C}^{-1} \times 10^{-6}$		Температура плавления, $^{\circ}\text{C}$	Температура испарения, $^{\circ}\text{C}$	Плотность, кг/м^3
	20 °С	300 °С		20 °С	300 °С			
Моноокись кремния SiO	5,0	6,0		8,0		1705	2180	2202 ± 5
Двуокись кремния SiO_2	2,5	3,9	8,0–8,9	0,55	10,7	1713	2950	2320
Оксид алюминия Al_2O_3	7,0	10,0	6,0–8,7	8,0	6,7	2044	2980	3970
Двуокись гафния HfO_2	14–18	25	5,6–8,0	6,18	6,84	2780	4500	9680
Двуокись циркония ZrO_2	10	12	7,8	5,2	7,6	2667	4350	5400
Оксид иттрия Y_2O_3	12	14	5,6	7,2	7,3	2415	4330	5050

Представленные оксиды относятся к так называемым «high-k»-диэлектрикам – диэлектрикам с высокой диэлектрической проницаемостью. Возникший в последнее десятилетие

научный и практический интерес к подобным диэлектрикам обусловлен широкими возможностями их применения, прежде всего в электронной технике. К настоящему времени практически достигнута предельная степень интеграции электронных микросхем на основе композиции Si/SiO₂. Переход к использованию «*high-k*»-диэлектриков является ключевым моментом для продолжения генеральной линии развития полупроводниковой электроники, связанной с уменьшением топологических размеров. В связи с этим по исследованию строения и свойств этих материалов проведено большое количество работ.

При изготовлении ЧЭ датчиков давления пленки из тугоплавких окислов применялись для обеспечения межслойной изоляции, где важно получить низкую паразитную емкость. В этом случае их большую диэлектрическую проницаемость можно отнести к недостаткам, так как одной из существенных проблем, которые возникают практически со всеми известными альтернативными диэлектриками с высокой диэлектрической проницаемостью, являются недопустимо высокие токи утечки через пленку «*high-k*»-диэлектрика. В отсутствие дефектов перенос заряда лимитируется туннельной инжекцией электронов и дырок на контактах [2].

Определяющим фактором выбора материала для замены SiO₂ и SiO выступает значение ТКЛР. Как видно из таблицы, ТКЛР тугоплавких окислов имеют значения, более близкие к ТКЛР УЭ $((12-18) \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1})$, чем двуокись кремния, причем данные оксиды имеют стабильные кристаллические модификации в отличие от монооксида кремния.

Представленные тугоплавкие окислы прочнее и жестче оксида кремния и в принципе позволяют работать с большим уровнем деформаций. Сапфир (Al₂O₃) обладает отличными упругими и изолирующими свойствами вплоть до температур порядка 1000 °С, химически и радиационно стоек, что делает ЧЭ на его основе работоспособными при высоких температурах и в условиях высокой радиации [3].

Диэлектрические пленки из тугоплавких окислов наносились методом электронно-лучевого распыления. Тугоплавкие оксиды, использованные в работе, представляли собой таблетки определенной формы – Al₂O₃, HfO₂, ZrO₂, Y₂O₃.

На этапе отработки были изготовлены образцы с напыленными на них структурами М-Д-М. В качестве подложек использовались пластины ситалла и УЭ датчика давления ДАВ-099.

На подложку наносились комбинации тугоплавких окислов, формируемых в одном вакуумном цикле для изменения характера зародышеобразования и «запечатывания» пор (рис. 2). Материал первого слоя выбирался из соображений значений ТКЛР, близких к значению ТКЛР материала УЭ. Этот материал – Al₂O₃.

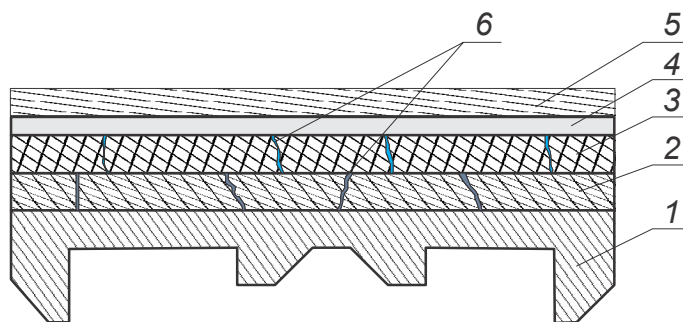


Рис. 2. «Запечатывание» пор в структуре двухкомпонентного диэлектрика:
1 – УЭ; 2 – первый слой из тугоплавкого оксида; 3 – второй слой из тугоплавкого оксида;
4 – тензорезистивный слой; 5 – контактный слой; 6 – поры в диэлектрической пленке

В вакуумную камеру установки помещалась предварительно очищенная в кислородной плазме подложка (ситалл, УЭ), после чего в камере создавался вакуум – $(7-8) \cdot 10^{-5}$ мм. рт. ст. После нагрева подложки до нужной температуры и выдержки происходил процесс распыления. Смена навески для электронного луча (одного тугоплавкого оксида на другой) производилась вращением медного охлаждаемого тигля.

В результате нескольких пробных процессов определены технологические режимы напыления (значение вакуума, температуры и время выдержки, стабилизации и напыления, скорость напыления, токи электронного луча, метод электронного сканирования по таблетке) для получения требуемых параметров диэлектрических пленок.

На экспериментально полученных образцах – ЧЭ датчика давления ДАВ–099 – проведены замеры параметров тонких диэлектрических структур (табл. 2).

Таблица 2

Параметры диэлектрических гетероструктур

Структура	Параметр			
	Толщина, мкм	Адгезия, г/мм	Тангенс угла диэлектрических потерь	Сопротивление изоляции при 100 В
$Y_2O_3-HfO_2$	2,6	81	0,008	>1000 Ом
$Al_2O_3-HfO_2$	2,5	92	0,005	>1000 Ом
$Al_2O_3-ZrO_2$	2,8	76	0,007	>1000 Ом
$Al_2O_3-Y_2O_3$	2,4	95	0,004	>1000 Ом

Пленки стабильны и не отслаиваются. Исследования полученных структур при увеличении $7000\times$ не выявили растрескивания пленок и, как следствие, внутренних напряжений структуры.

Диэлектрические пленки имеют крупнозернистую структуру, обусловленную малой скоростью напыления (около 1 А/с).

Лучшие характеристики из представленных структур имеет комбинация окислов $Al_2O_3-Y_2O_3$. Тонкая диэлектрическая пленка на основе $Al_2O_3-Y_2O_3$ обладает наименьшим тангенсом угла диэлектрических потерь и большим усилием отрыва при определении адгезионных свойств.

Выводы

Разработка технологического процесса формирования диэлектрических пленок из тугоплавких окислов и замена монооксида и двуоксида кремния позволят решить следующие проблемы:

- 1) снизить напряженность и, как следствие, риск дефектообразования в диэлектрической пленке при воздействии высоких температур (замена SiO_2);
- 2) повысить устойчивость диэлектрических пленок к окислительным воздействиям влаги и воздуха (замена SiO);
- 3) повысить радиационную устойчивость диэлектрических пленок, что немаловажно в условиях применения датчиков давления в военной и ракетно-космической технике.

Список литературы

1. Волохов, И. В. Технологические методики повышения стабильности параметров тонкопленочных тензорезистивных датчиков давления : автореф. дис. ... канд. техн. наук / Волохов И. В. – Пенза, 2008. – 21 с.
2. Перевалов, Т. В. Применение и электронная структура диэлектриков с высокой диэлектрической проницаемостью / Т. В. Перевалов, В. А. Гриценко // Успехи физических наук. – 2010. – Т. 180, № 6. – С. 587–602.
3. Абдукадырова, И. Х. Радиационное модифицирование электрических свойств оксидных диэлектриков / И. Х. Абдукадырова // Перспективные материалы. – 2009. – № 6. – С. 61–65.

Хошев Александр Вячеславович

инженер-технолог цеха микроэлектроники,
Научно-исследовательский институт
физических измерений
E-mail: Hoshev85@mail.ru

Hoshev Aleksander Vyacheslavovich

engineer of the microelectronics shop,
Scientific-research Institute
of physical measurements

Попченков Дмитрий Валентинович

начальник подразделения,
Научно-исследовательский институт
физических измерений
E-mail: Popchenkov79@mail.ru

Popchenkov Dmitry Valentinovich

department chief,
Scientific-research Institute
of physical measurements

Соловьева Елена Михайловна

инженер-технолог цеха микроэлектроники,

Solov'eva Elena Mikhajlovna

engineer of the microelectronics shop,

Научно-исследовательский институт
физических измерений
E-mail: Ems_79@mail.ru

Scientific-research Institute
of physical measurements

УДК 621.793.7

Хошев, А. В.

Применение диэлектрических тугоплавких окислов в датчиках измерения давления /
А. В. Хошев, Д. В. Попченков, Е. М. Соловьева // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. –
2013. – № 1(3). – С. 25–29.

В. С. Волков, И. Н. Баринов

КОМПЕНСАЦИЯ ТЕМПЕРАТУРНОЙ ПОГРЕШНОСТИ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ВЫСОКОТЕМПЕРАТУРНЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДАТЧИКОВ ДАВЛЕНИЯ

V. S. Volkov, I. N. Barinov

OFFSET TEMPERATURE COMPENSATION OF HIGH TEMPERATURE SEMICONDUCTOR PRESSURE SENSORS

А н н о т а ц и я. Описано использование терморезисторов с положительным и отрицательным ТКС для компенсации температурной погрешности высокотемпературных тензорезистивных датчиков в случае нелинейной температурной зависимости тензорезисторов.

A b s t r a c t. The article describes using thermistors with negative and positive temperature coefficient of resistance for offset temperature compensation in the case of strain gauge nonlinear temperature dependence.

К л ю ч е в ы е с л о в а: высокотемпературный тензорезистивный датчик, температурный коэффициент сопротивления, нелинейная температурная зависимость.

K e y w o r d s: high-temperature strain gauge sensor, temperature coefficient of resistance, nonlinear temperature dependence.

Современные датчики давления, используемые в различных областях науки и техники, часто эксплуатируются в условиях воздействия высоких температур. Одними из наиболее широко применяемых являются датчики, содержащие полупроводниковый чувствительный элемент (ЧЭ), на котором с использованием МЭМС-технологий изготовлены полупроводниковые тензорезисторы [1]. Расширение температурного диапазона датчиков создает проблему снижения температурной погрешности. Изменение температуры ЧЭ в составе датчика вызывает изменение чувствительности тензорезисторов, поэтому разработка технических решений для компенсации температурной погрешности чувствительности является актуальной задачей.

Известные в литературе [1, 2] способы температурной компенсации чувствительности применимы для относительно узкого температурного диапазона, не превышающего 100 °С, так как в этом диапазоне зависимость сопротивления тензорезистора от температуры можно считать линейной [3], а также требуют дополнительной настройки после изготовления чувствительного элемента, заключающейся в расчете подстроечного резистора по результатам измерений сопротивлений тензорезисторов и определения их температурных характеристик. В диапазоне температур до 300 °С зависимость сопротивления от температуры для кремниевых тензорезисторов является нелинейной, при этом погрешность линейности достаточно существенна (рис. 1). По данной причине необходимо разрабатывать новые технические решения для осуществления температурной компенсации.

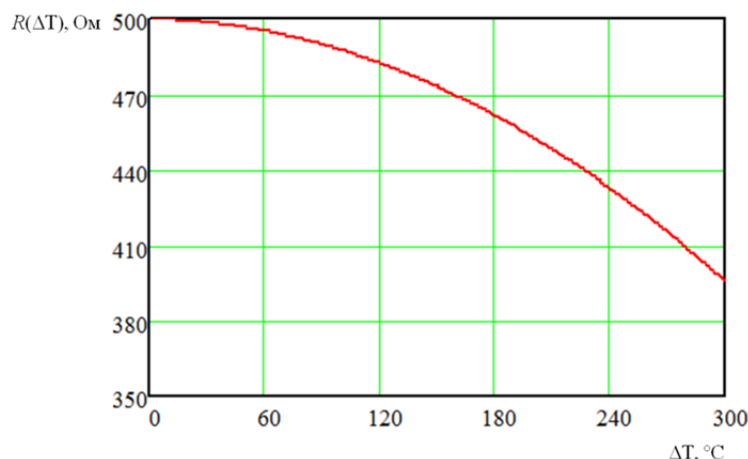


Рис. 1. Пример зависимости сопротивления тензорезистора от температуры

Тензорезисторы в составе ЧЭ объединены в мостовую измерительную схему (рис. 2).

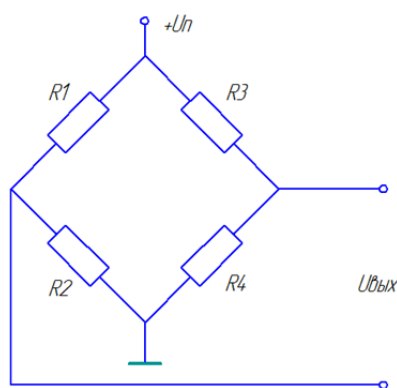


Рис. 2. Мостовая измерительная схема

Выходной сигнал схемы описывается выражением

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{н}} \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{(R_1 + R_2) \cdot (R_3 + R_4)}. \quad (1)$$

Для упрощения расчета и изготовления ЧЭ номиналы тензорезисторов выбираются одинаковыми, при этом в схеме реализуется дифференциальное преобразование

$$\begin{aligned} R_1 &= R_4 = R + \Delta R; \\ R_2 &= R_3 = R - \Delta R, \end{aligned} \quad (2)$$

где ΔR – приращение сопротивления тензорезисторов под действием измеряемого давления.

При соблюдении условий (2) выходной сигнал мостовой схемы может быть описан формулой

$$U_{\text{вых}} = -U_{\text{н}} \frac{\Delta R}{R}.$$

Однако в реальных условиях из-за инструментальных погрешностей при изготовлении тензорезисторов они обладают некоторым разбросом параметров, который в ряде случаев может достигать 10 %. Разброс параметров приводит к неодинаковым температурным характеристикам тензорезисторов, что оказывает негативное влияние на величину температурной погрешности чувствительности.

Нелинейность температурной зависимости полупроводниковых тензорезисторов приводит к необходимости использования для ее описания нелинейной функции, например, полинома 2-й степени:

$$R(T) = R_0(1 + \alpha_1 \Delta T + \alpha_2 \Delta T^2), \quad (3)$$

где R_0 – номинал тензорезистора при нормальной температуре; α_1 – ТКС 1-го порядка [$1/^\circ\text{C}$]; α_2 – ТКС 2-го порядка [$1/^\circ\text{C}^2$].

Зависимость сопротивления тензорезистора от деформации под воздействием измеряемого давления выражается формулой

$$R(P) = R_0(1 + k\varepsilon), \quad (4)$$

где k – коэффициент тензочувствительности; ε – относительная деформация тензорезистора.

Коэффициент тензочувствительности можно представить линейно зависящим от температуры:

$$k(T) = k_0(1 + \gamma \Delta T), \quad (5)$$

где γ – ТКЧ.

Подставив выражения (3) и (5) в формулу (4), получим зависимость сопротивления тензорезистора от температуры и деформации вследствие измеряемого давления:

$$R(P, T) = R_0(1 + \alpha_1 \Delta T + \alpha_2 \Delta T^2) \pm R_0 k_0 \varepsilon (1 + \gamma \Delta T), \quad (6)$$

где знак «+» соответствует тензорезисторам R_1 и R_4 , а знак «−» – тензорезисторам R_2 и R_3 .

В программе MathCAD было проведено моделирование мостовой схемы, тензорезисторы которой имеют номинальное сопротивление 500 Ом и характеризуются разбросом параметров, показанным на рис. 3. Параметры схемы представлены в табл. 1, напряжение питания моста $U_{\Pi} = 6$ В.

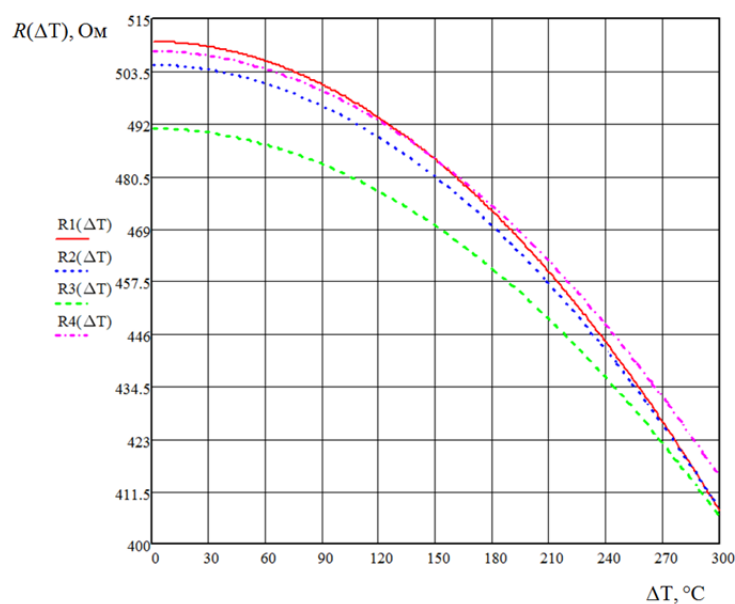


Рис. 3. Температурные зависимости сопротивлений тензорезисторов

Таблица 1

Параметры моделируемой схемы

Номинальное сопротивление тензорезистора, Ом		ТКС 1-го порядка α_1 , $1/^\circ\text{C}$,	ТКС 2-го порядка α_2 , $1/^\circ\text{C}^2$
R_1	510	$-4,839 \cdot 10^{-6}$	$-2,22 \cdot 10^{-6}$
R_2	505	$-1,166 \cdot 10^{-5}$	$-2,1 \cdot 10^{-6}$
R_3	491	$-6,348 \cdot 10^{-6}$	$-1,9 \cdot 10^{-6}$
R_4	508	$-1,196 \cdot 10^{-5}$	$-2 \cdot 10^{-6}$

Выходной сигнал мостовой измерительной схемы, рассчитанный по формулам (1)–(6) при максимальном давлении и изменении температуры до 300°C , представлен на рис. 4.

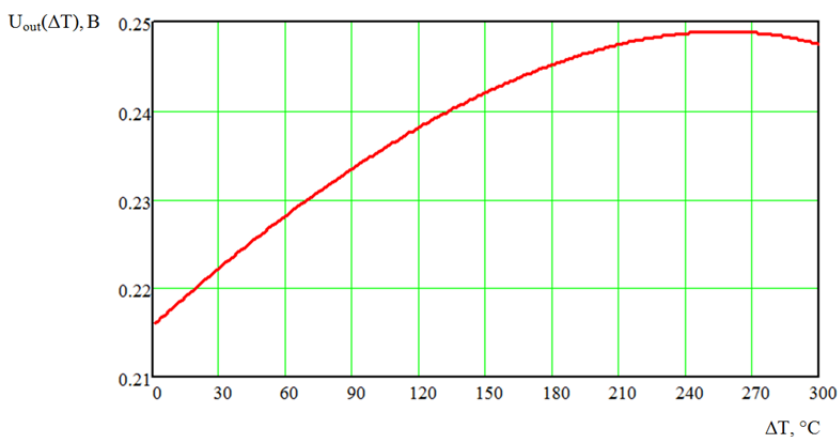


Рис. 4. Выходной сигнал мостовой измерительной схемы

Из рис. 4 видно, что при увеличении температуры выходной сигнал мостовой схемы нелинейно возрастает от 216 до 248 мВ, что составляет погрешность порядка 15 %. Следовательно, необходимо принять специальные меры для температурной компенсации чувствительности мостовой схемы.

Наиболее простым способом температурной компенсации является последовательное включение терморезистора в цепь питания мостовой схемы (рис. 5).

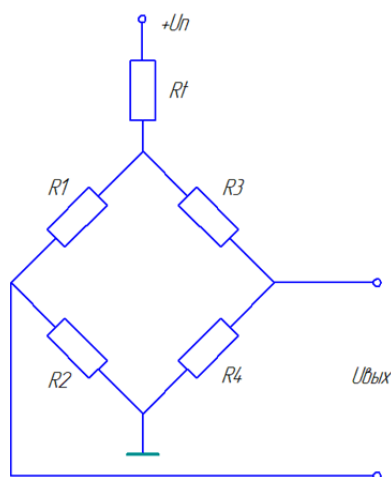


Рис. 5. Включение терморезистора в мостовую схему для компенсации температурной погрешности чувствительности

Представляет интерес использование в качестве термозависимого резистора сопротивления, выполняемого по тому же технологическому процессу, что и тензорезисторы, и имеющего аналогичную температурную характеристику (рис. 6).

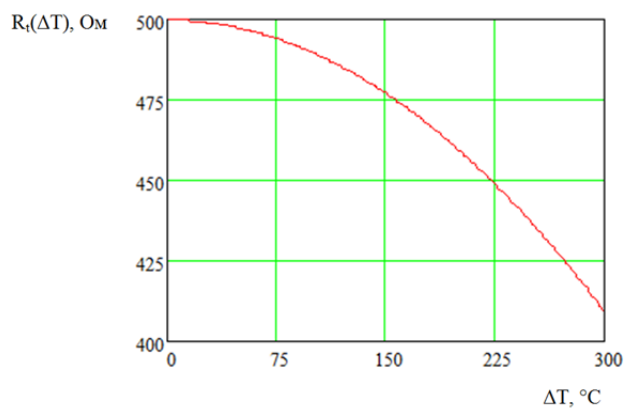


Рис. 6. Температурная зависимость сопротивления терморезистора

В этом случае часть схемы, содержащую источник питания $U_{\text{п}}$ и терморезистор R_t , можно представить в виде эквивалентного генератора напряжения, управляемого температурой, напряжение на выходе которого $U_{\text{пл}}$ будет определяться формулой

$$U_{\text{пл}} = -U_{\text{п}} \frac{R_{\text{м}}}{R_{\text{м}} + R_t}, \quad (7)$$

где $R_{\text{м}}$ – сопротивление мостовой схемы, определяемое выражением

$$R_{\text{м}} = \frac{(R_1 + R_2) \cdot (R_3 + R_4)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4};$$

R_t – сопротивление терморезистора, зависимость которого от температуры также целесообразно описать полиномом 2-го порядка:

$$R_t(T) = R_{t0}(1 + \beta_1 \Delta T + \beta_2 \Delta T^2),$$

где β_1 и β_2 – ТКС терморезистора 1-го и 2-го порядков соответственно.

Температурную погрешность чувствительности мостовой схемы δT можно численно оценить как изменение максимального выходного сигнала схемы, вызванное изменением температуры при максимальном давлении, отнесенное к минимальному выходному сигналу при нормальной температуре и максимальном давлении. При использовании данной схемы происходит снижение чувствительности измерительного преобразования, которое можно оценить как отношение выходного сигнала при максимальном давлении к начальному выходному сигналу при нормальной температуре.

Результаты моделирования схемы в программе MathCAD по формуле (1), в которой напряжение питания определяется по формуле (7), при использовании терморезисторов различного номинала представлены в табл. 2 (столбец 2).

Таблица 2

Результаты моделирования мостовой схемы с использованием
для температурной компенсации терморезисторов с различными характеристиками

Сопротивление терморезистора R_t , Ом	Снижение температурной погрешности чувствительности $\frac{\delta T - \delta T_{\text{к}}}{\delta T}$, % (терморезистор с отрицательной температурной характеристикой)	Снижение температурной погрешности чувствительности $\frac{\delta T - \delta T_{\text{к}}}{\delta T}$, % (терморезистор с положительной температурной характеристикой)	Снижение чувствительности измерительной схемы $\frac{S - S_{\text{к}}}{S}$, %
250	2,09	39,4	33,00
300	2,35	44,1	37,169
350	2,58	29,78	40,85
400	2,785	16,39	44,123
450	2,968	3,68	47,052
500	3,13	-2,02	49,69
550	3,282	-21,67	52,078
600	3,418	-14,52	54,249
650	3,542	-11,84	56,232
700	3,655	-17,27	58,05
750	3,759	-23,32	59,023

Начальный выходной сигнал схемы, вызванный разбросом параметров тензорезисторов (см. табл. 1), рассчитанный в программе MathCAD по формуле (1) с учетом выражения (6), составляет $U_0 = 0,066$ В. Температурная погрешность чувствительности без компенсации, рассчитанная на основе формулы (1) с учетом выражения (6) в диапазоне изменения температур, равном 300 °С, составляет 14,55 %.

Из анализа результатов моделирования следует, что использование терморезистора, обладающего характеристикой, показанной на рис. 6, позволяет снизить температурную по-

грешность чувствительности незначительно, при этом чувствительность к измеряемой величине уменьшается более чем в 1,5 раза.

В связи с этим рассмотрим использование в качестве терморезистора сопротивления, температурная зависимость которого имеет обратный знак по сравнению с терморезистором, характеристика которого представлена на рис. 6 (рис. 7). Такая температурная характеристика для кремниевого терморезистора может быть получена изменением концентрации легирующей примеси [2].

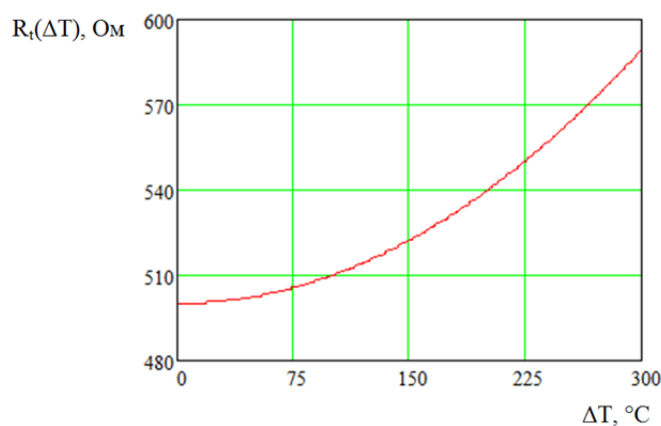


Рис. 7. Температурная характеристика для кремниевого терморезистора

Результаты моделирования схемы с использованием данного терморезистора представлены в табл. 2 (столбец 3). Из анализа результатов моделирования следует, что использование терморезистора с температурной характеристикой, противоположной температурной характеристике тензорезисторов измерительного моста, позволяет произвести более эффективную термокомпенсацию чувствительности при использовании терморезистора номиналом от 0,5 до 0,6 номинала тензорезисторов.

При этом температурная погрешность чувствительности снижается на величину порядка 40 %, тогда как чувствительность к измеряемой величине снижается на треть. При этом температурная зависимость выходного сигнала мостовой схемы не является монотонной, а имеет экстремум на участке, приблизительно соответствующем середине температурного диапазона (рис. 8).

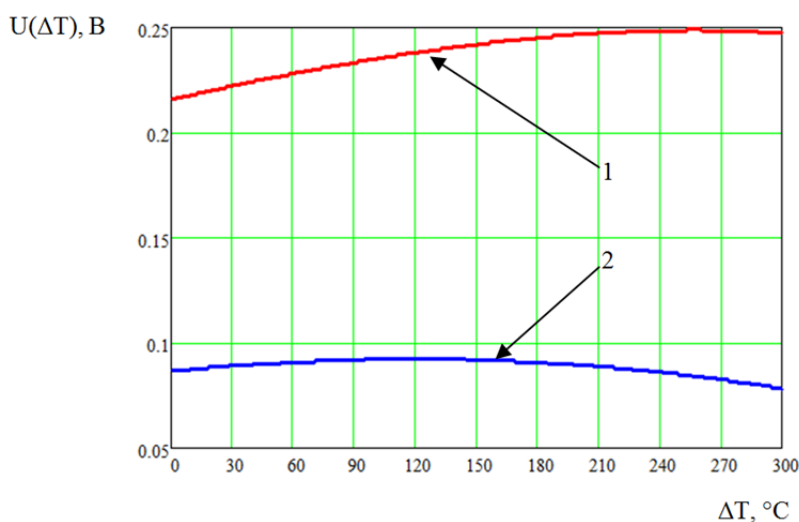


Рис. 8. Температурная зависимость выходного сигнала при максимальном давлении тензомоста без компенсации (кривая 1) и тензомоста с подключенным терморезистором с положительной температурной характеристикой (кривая 2)

Результаты моделирования схемы с терморезистором, характеристика которого представлена на рис. 7, приведены в табл. 2 (столбец 3). Из анализа результатов видно, что, ис-

пользуя терморезистор, номинал которого составляет 250–300 Ом, можно снизить температурную погрешность чувствительности на величину порядка 40 %, при этом чувствительность к измеряемому давлению снижается не более чем на треть.

Таким образом, применение терморезисторов позволяет снизить температурную погрешность чувствительности высокотемпературных полупроводниковых датчиков давления за счет выбора температурной характеристики терморезистора на этапе проектирования и изготовления.

Список литературы

1. Ваганов, В. И. Интегральные тензопреобразователи / В. И. Ваганов. – М. : Энергоатомиздат, 1983. – 136 с.
2. Мокров, Е. А. Полупроводниковые пьезочувствительные элементы микроэлектронных датчиков давлений. Основы проектирования и разработки : учеб. пособие / Е. А. Мокров, И. Н. Баринов, П. Н. Цибизов. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2009. – 104 с.
3. Гридчин, В. А. Физика микросистем : учеб. пособие : в 2 ч. / В. А. Гридчин, В. П. Драгунов. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2004. – Ч. 1. – 16 с.

Волков Вадим Сергеевич

кандидат технических наук,
старший научный сотрудник,
Научно-исследовательский институт
физических измерений
E-mail: distortions@rambler.ru

Volkov Vadim Sergeevich

candidate of technical sciences,
senior staff scientist,
Scientific-research Institute
of physical measurements

Баринов Илья Николаевич

кандидат технических наук,
начальник отдела,
Научно-исследовательский институт
физических измерений
E-mail: mzungu@inbox.ru

Barinov Ilya Nikolaevich

candidate of technical sciences,
head of department,
Scientific-research Institute
of physical measurements

УДК 621.3.032

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.

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ИЗМЕРЕНИЯХ

УДК 615.47-114:616-07-08

О. Н. Бодин, А. С. Сергеенков, П. С. Царев, М. А. Целикин

ПРОВЕДЕНИЕ АНАЛИЗА ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ КАРДИОГРАФИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ КОМПЬЮТЕРНОЙ МОДЕЛИ ТОРСА И СЕРДЦА ПАЦИЕНТА

O. N. Bodin, A. S. Sergeenkov, P. S. Tsarev, M. A. Tselikin

ASSAY MEASURING CARDIOGRAPHIC INFORMATION TO BUILD A COMPUTER MODEL OF THE TORSO AND HEART PATIENT

А н н о т а ц и я. Проведен анализ и описаны особенности построения компьютерной модели торса и сердца пациента. Рассмотрены принцип построения компьютерной модели торса пациента, способ автоматического определения размеров и положения сердца пациента по флюорографическим снимкам, неинвазивный способ определения объема левого желудочка и наглядного, реалистичного представления функционального состояния сердца пациента в реальном времени по данным электрокардиограммы. Предложена компьютерная модель торса и сердца пациента с внутренними полостями.

A b s t r a c t. The article analyzes and describes the characteristics of building a computer model of the patient's heart and torso. The principle of building a computer model of the patient's torso, a way to automatically determine the size and position of the patient's heart by fluorography images, non-invasive method for determining the volume of the left ventricle and a visual, a realistic representation of the functional state of the patient's heart in real time according to the electrocardiogram. Proposed a computer model of the patient's heart and torso with internal cavities.

К л ю ч е в ы е с л о в а: компьютерная модель торса и сердца пациента, флюорографические снимки, неинвазивный способ, левый желудочек, электрокардиограмма.

К е у w o r d s: computer model of the patient's heart and torso, fluorographic shots, non-invasive way, the left ventricle, the electrocardiogram.

Целью настоящей статьи является проведение анализа измерительной кардиографической информации для построения компьютерной модели торса и сердца пациента.

Для своевременной профилактики, ранней диагностики, прогнозирования и эффективного лечения заболеваний сердца используется измерительная кардиографическая информация о физиологическом и анатомическом состоянии сердца пациента, полученная в результате обработки электрокардиосигналов и флюорографических снимков (ФОС). Электрокардиосигнал определяет электрическую активность сердца, которая является одним из важнейших показателей сердечной деятельности, а обработка ФОС – геометрическую структуру сердца.

Сердце является геометрическим объектом сложной формы, его размеры и расположение у каждого пациента индивидуальны и связаны с физиологическими особенностями. Форма сердца и его положение меняются во время сокращений, а также при дыхании.

Компьютерная модель позволяет выявить основные факторы, определяющие свойства изучаемого объекта, в частности, исследовать отклик моделируемой физической системы на изменения ее параметров и начальных условий. Данная модель позволяет наглядно представить положение сердца в торсе пациента.

Положение сердца в грудной клетке определяется углом наклона к горизонтали длинника сердечной тени («L»). Последний соединяет правый атриовазальный угол («2») с верхушкой сердца («1») [1].

В прямой проекции различают три нормальных варианта положения сердца (рис. 1):

1. Косое положение сердца – у нормостеников, угол наклона длинника сердца составляет около 45° (рис. 1,а).
2. Вертикальное положение – у астеников, угол наклона длинника сердца составляет больше 45° (рис. 1,б).
3. Горизонтальное положение – у гиперстеников, угол наклона длинника сердца составляет меньше 45° (рис. 1,в).

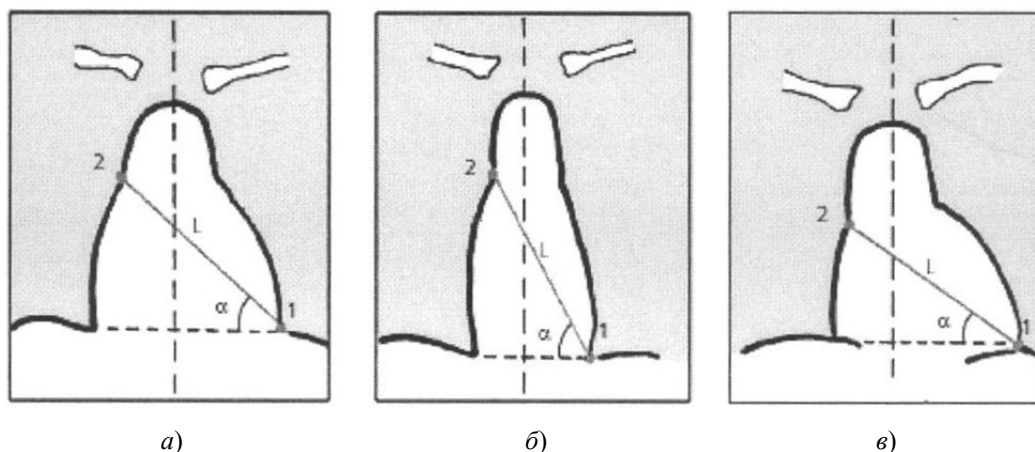


Рис. 1. Варианты расположения сердца в грудной клетке

Таким образом, при создании компьютерной модели сердца пациента необходимо учитывать его расположение в грудной клетке. Для этого строится компьютерная модель торса пациента. Для данной модели в качестве первичной медицинской информации рассматриваются индивидуальные антропометрические данные пациента, флюорографические и кардиографические данные.

Основные размеры туловища человека зависят от возраста и имеют значительные индивидуальные различия в каждой возрастной группе [2]. Поэтому необходимо ориентироваться на индивидуальное строение туловища каждого отдельного пациента. Так как в горизонтальном сечении грудная клетка человека более всего соответствует эллипсу, в качестве модели торса пациента выбирается осредненная структура в виде эллиптического цилиндра, имеющая три параметра – a , b и h , которые соответствуют основным антропометрическим параметрам груди – трансверсальному диаметру, сагитальному диаметру и высоте. Высота, или длина, туловища измеряется как расстояние между уровнями гребня лопатки и верхней части позвоночной ости [2].

На рис. 2 приведена компьютерная модель торса пациента.

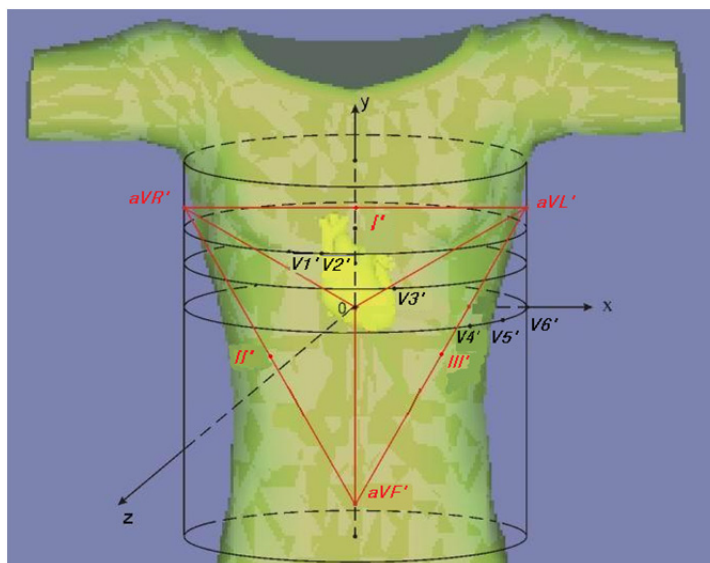


Рис. 2. Компьютерная модель торса пациента

Внутри модели торса задаются две системы координат: система координат торса с геометрическим центром x_T, y_T, z_T и система координат сердца с геометрическим центром x_C, y_C, z_C .

Определение трансверсального и сагиттального диаметров осуществляется по измеренному значению окружности грудной клетки пациента (L). Окружность грудной клетки равна полной дуге эллипса $L = L_{el}$. Полная дуга эллипса с осями a и b выражается через полный эллиптический интеграл 2-го рода [3] по формуле

$$L_{el} = 2a \int_0^{\pi/2} \sqrt{1 - \varepsilon^2 \sin^2 \omega} d\omega,$$

где

$$\varepsilon = \frac{\sqrt{(a/2)^2 - (b/2)^2}}{a/2}.$$

Следовательно, параметры трансверсального сечения грудной клетки (трансверсальный и сагиттальный диаметры или большая и малая ось эллипса соответственно) будут определяться с заданной точностью в процессе их подбора, при котором должно выполняться следующее равенство:

$$L_{el} = 2a \int_0^{\pi/2} \sqrt{1 - \left(\frac{\sqrt{(a/2)^2 - (b/2)^2}}{a/2} \right)^2 \sin^2 \omega} d\omega.$$

Так как центр сердца не находится в центре грудной клетки, необходимо определить смещения (Δ_x, Δ_z) геометрического центра сердца относительно центра трансверсального сечения грудной клетки. Для этого необходимо по результатам компьютерного анализа флюорографических снимков определить следующие параметры:

- 1) смещение центра сердца относительно центра грудной клетки по оси абсцисс в пикселах ($p_{\Delta x}$);
- 2) смещение центра сердца относительно центра грудной клетки по оси аппликат в пикселах ($p_{\Delta z}$);
- 3) размер торса в пикселах по оси абсцисс (p_a);
- 4) размер торса в пикселах по оси аппликат (p_b).

Смещения геометрического центра сердца относительно центра трансверсального сечения грудной клетки (Δ_x, Δ_z) вычисляются по формулам

$$\frac{p_{\Delta x} * a}{p_a} = \Delta_x;$$

$$\frac{p_{\Delta z} * b}{p_b} = \Delta_z,$$

где отношения $\frac{a}{p_a}$, $\frac{b}{p_b}$ используются в качестве коэффициентов масштабирования.

После построения компьютерной модели торса пациента необходимо построить компьютерную модель сердца пациента.

Известен способ автоматического определения размеров и положения сердца пациента по ФОС [4]. Данный способ может быть использован в компьютерных диагностических системах при массовых профилактических обследованиях (скрининге) сердечно-сосудистой системы для реконструкции трехмерной структуры сердца.

Данный способ включает следующие этапы:

- *Регистрация ФОС.*

Для регистрации ФОС используется специализированная рентгенографическая аппаратура, включающая люминесцентный экран, электронную камеру, оптическую систему, компьютер, планшет, светозащитный кожух и рентгенопрозрачный экран. ФОС регистрируют в нескольких стандартных проекциях. ФОС грудной клетки пациента хранятся в цифровом виде в памяти компьютера.

- *Выделение контура сердца на ФОС.*

После регистрации прямого и левого бокового ФОС пациента в цифровом формате осуществляется обработка ФОС для выделения на них контуров сердца. Для этого используются «Способ обработки изображения и система, включающая шаги выделения контура», включающие анализ изображения, вычисление значений вероятности для точек изображения, показывающих, что данная точка изображения принадлежит к определенным участкам изображения, относящимся к объекту, и получение контурной модели объекта. Данный способ позволяет выделить контур сердца на ФОС, как показано на рис. 3.

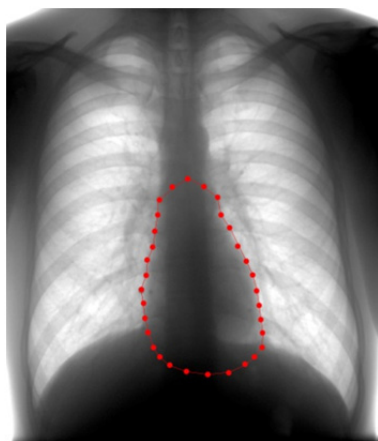


Рис. 3. Выделение контура сердца на ФОС

- *Синтез проекций модели сердца.*

Синтез проекций модели сердца заключается в получении проекций трехмерной модели сердца на плоскости, соответствующих прямой и левой боковой проекциям сердца при флюорографическом обследовании. Создается массив контуров проекций компьютерной модели сердца, получаемых последовательными поворотами модели с заданным шагом угла по трем координатным осям (X , Y , Z).

- *Наложение и совмещение проекций модели сердца с изображением на ФОС.*

Данный этап заключается в наложении изображения проекции модели сердца на изображение контура сердца, выделенного на ФОС, определении геометрического центра контурного изображения сердца, после чего производится совмещение геометрического центра про-

екции модели сердца с геометрическим центром контурного изображения сердца с помощью операции сдвига вдоль координатных осей. Данная операция реализуется средствами компьютерной графики.

- *Сравнение и выбор проекций с наименьшим несовпадением контуров.*

На данном этапе выполняется последовательное сравнение контуров сердца на ФОС пациента и контуров различных проекций модели сердца из созданного массива. При этом перебираются все возможные сочетания углов поворота вокруг координатных осей.

- *Нелинейное масштабирование модели сердца.*

В зависимости от отношения площадей изображения сердца на ФОС и проекции модели сердца, повернутой на соответствующий угол, вычисляются коэффициенты масштабирования модели сердца вдоль каждой из координатных осей (X , Y , Z).

- *Вывод параметров модели сердца.*

На данном этапе происходит представление параметров сердца врачу. После определения углов поворота и коэффициентов масштабирования трехмерная модель сердца находится в состоянии подобия сердцу пациента. Врачу представляются вычисленные размеры и положение трехмерной модели сердца, которые сохраняются в базе данных.

Таким образом, при реализации данного способа создается поверхностная модель сердца пациента, позволяющая определить только размеры и положение сердца пациента. Данные сведения недостаточны для точной диагностики пациента и постановки диагноза.

Известен неинвазивный способ определения объема левого желудочка и наглядного, реалистичного представления функционального состояния сердца пациента в реальном времени по данным электрокардиограммы [5].

Сущность способа заключается в следующем: по данным электрокардиографии и флюорографии осуществляются моделирование реалистичного трехмерного изображения сердца пациента и определение всех основных функциональных показателей миогемодинамики левого желудочка (ЛЖ) сердца.

По данным ЭКГ определяются конечный систолический радиус (КСР), конечный диастолический радиус (КДР), конечный систолический объем (КСО) и конечный диастолический объем (КДО) ЛЖ сердца пациента.

Далее определение объема ЛЖ модели сердца ($КСО_m$) осуществляется известными методами (см. рис. 3), например, по методу дисков в двух плоскостях (модифицированный алгоритм Simpson).

На рис. 4 приведена иллюстрация расчета объема ЛЖ методом дисков, где a_i – диаметр диска в апикальной позиции двухкамерного сердца; b_i – диаметр диска в апикальной позиции четырехкамерного сердца; L – длина левого желудочка сердца:

$$V = \frac{\pi}{4} \sum_{i=1}^{20} a_i b_i \frac{L}{20},$$

где V – объем ЛЖ.

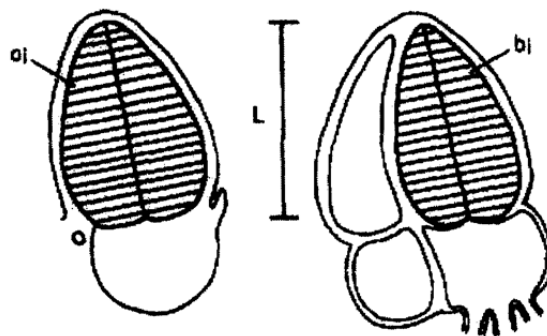


Рис. 4. Иллюстрация расчета объема ЛЖ методом дисков

При этом изображение ЛЖ модели сердца представляется в двух взаимно перпендикулярных плоскостях: в апикальной позиции четырехкамерного сердца и апикальной позиции

двухкамерного сердца. В обеих проекциях ЛЖ модели сердца делится на 20 дисков (a_i и b_i на рис. 3) одинаковой высоты; площади дисков суммируются, и сумма умножается на длину ЛЖ модели сердца.

Следующим этапом является сопоставление объемов ЛЖ сердца пациента КСО и ЛЖ модели сердца КСО_м. Полученный объем ЛЖ модели сердца принимается за его КСО, и определяется коэффициент соотношения между КСО ЛЖ сердца пациента и КСО_м ЛЖ модели сердца, на который умножаются координаты точек модели сердца:

$$K_{\text{КСР}} = \frac{\text{КСО}}{\text{КСО}_m}.$$

В результате этого получается модель сердца – полностью сердце пациента в положении систолы.

Для определения модели сердца пациента в положении диастолы находится следующий коэффициент:

$$K_{\text{КДР}} = \frac{\text{КДО}}{\text{КСО}_m}.$$

Итак, в способе определения основных функциональных показателей миогеомодинамики сердца по данным электрокардиографии и флюорографии осуществляются моделирование реалистичного трехмерного изображения сердца пациента и определение его основных функциональных показателей миогеомодинамики.

Недостаток данного способа заключается в том, что компьютерная модель строится без учета расположения сердца в грудной клетке, и при построении компьютерной модели не происходит визуализация внутренних полостей, что не позволяет врачу проанализировать сердце в разрезе.

Анализ электрокардиологической и флюорографической информации является необходимым условием при планировании курса лечения, принятии решений в постановке диагноза, поиске путей повышения эффективности лечения, и поэтому представление результатов анализа в более удобном для изучения и интерпретации виде является предпочтительнее. В связи с этим предлагается компьютерная модель торса и сердца пациента с внутренними полостями. Данная модель обладает достоинствами известного способа автоматического определения размеров и положения сердца пациента по флюорографическим снимкам и неинвазивного способа определения объема левого желудочка. Визуализация внутренних полостей необходима для точной диагностики пациента и постановки диагноза.

Таким образом, в статье проведен анализ и описаны особенности построения компьютерной модели торса и сердца пациента, предложена компьютерная модель торса и сердца пациента с внутренними полостями. Данная модель позволит повысить качество оказания медицинской помощи.

Список литературы

1. Ройтберг, Г. Е. Лабораторная и инструментальная диагностика заболеваний внутренних органов / Г. Е. Ройтберг, А. В. Струтынский. – М. : ООО «Медицина», 2003. – 560 с.
2. Титомир, Л. И. Неинвазивная электрокардиотопография / Л. И. Титомир, В. Г. Трунов, Э. А. И. Айду. – М. : Наука, 2003. – 198 с.
3. Фильчаков, П. Ф. Справочник по высшей математике / П. Ф. Фильчаков. – Киев : Наукова думка, 1974. – 250 с.
4. Пат. 2372844 Российская Федерация. Способ автоматического определения размеров и положения сердца пациента по флюорографическим снимкам / Бодин О. Н., Кузьмин А. В., Семенкин М. А., Моисеев А. Е. – 16 с.
5. Пат. 2264786 Российская Федерация. Способ определения основных функциональных показателей миогеомодинамики сердца / Бодин О. Н., Бурукина И. П., Митин А. А., Огоньков В. В., Митрошин А. Н., Бондаренко Л. А., Рудакова Л. Е. – 12 с.

Бодин Олег Николаевич

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

Bodin Oleg Nikolaevich

doctor of technical sciences, professor,
sub-department «Information
and measuring equipment»,
Penza State University

Сергеенков Антон Сергеевич

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

Sergeenkov Anton Sergeevich

undergraduate department,
Penza State University

Царев Павел Сергеевич

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

Tsarev Pavel Sergeevich

student,
Penza State University

Целикин Михаил Алексеевич

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

Tselikin Mikhail Alekseevich

student,
Penza State University

УДК 615.47-114:616-07-08

Бодин, О. Н.

Проведение анализа измерительной кардиографической информации для построения компьютерной модели торса и сердца пациента / О. Н. Бодин, А. С. Сергеенков, П. С. Царев, М. А. Целикин // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 1(3). – С. 37–43.

М. А. Петровский, А. Г. Иванчуков

ОСОБЕННОСТИ ОРГАНИЗАЦИИ ИНТЕРФЕЙСА
МОБИЛЬНОГО КАРДИОАНАЛИЗАТОРА

М. А. Petrovsky, A. G. Ivanchukov

FEATURES OF INTERFACE MOBILE CARDIOANALIZER

А н н о т а ц и я. Рассмотрены способы организации связи между отдельными частями беспроводного кардиоанализатора. Описаны протоколы обмена как между отдельными микросхемами устройства, так и между отдельными блоками и частями.

A b s t r a c t. The methods of communication between different parts of a wireless cardio-analyzer. Describes the protocols, both between individual chips unit, and between the individual blocks and units.

К л ю ч е в ы е с л о в а: кардиоанализатор, последовательный синхронный порт, Bluetooth 4.0.

К e y w o r d s: cardioanalyzer, SPI, Bluetooth 4.0.

Современные технологии быстро развиваются. Многие идеи и подходы, которые сегодня используются, еще вчера казались фантастикой. Такое развитие требует совершенства уже известных стандартов и технологий и создания новых, более сложных, но в то же время и более эффективных. Целями данной статьи являются рассмотрение подходов к беспроводной передаче данных в беспроводном кардиоанализаторе, выявление недостатков и преимуществ предлагаемых методов.

Беспроводной кардиоанализатор состоит из двух основных компонентов: собственно самого кардиоанализатора и устройства приема-передачи для взаимодействия с управляющим устройством. Устройство управления кардиоанализатора – это устройство, которое позволяет посредством передачи команд кардиоанализатору осуществлять управление его состоянием. В данном случае в качестве такого устройства предлагается использовать смартфон под управлением операционной системы Android, а в качестве приемопередатчика – Bluetooth-модуль.

Рассмотрим часть кардиоанализатора, включающую в себя непосредственно датчик и приемопередатчик. Структурная схема показана на рис. 1. Устройство содержит три электрода, подключенных к телу человека, цепи защиты от электростатического разряда дефибриллятора микросхемы аналогового интерфейса (AFE – Analog Front End), в качестве которой используется ADS1298 фирмы Texas Instruments и «Систему-на-чипе» CC2540 фирмы Texas Instruments. Данная система содержит микроконтроллер с ядром 8051 и модуль Bluetooth 4.0.

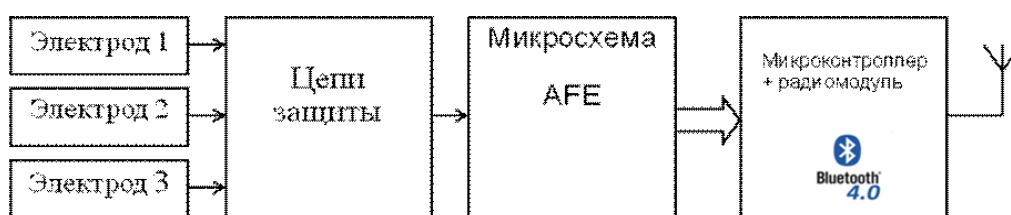


Рис. 1. Структурная схема датчика для беспроводного кардиоанализатора

Взаимодействие микросхемы AFE, которая предоставляет цифровые данные об ЭКС, с модулем Bluetooth осуществляется с помощью последовательного периферийного интерфейса SPI. Bluetooth-модуль представляет собой базовый модуль BLE112, который является законченным полнофункциональным устройством Bluetooth 4 и содержит чипсет Texas Instruments CC2540.

SPI – последовательный синхронный стандарт передачи данных в режиме полного дуплекса, разработанный компанией Motorola для обеспечения простого и недорогого сопряжения микроконтроллеров и периферии. SPI также иногда называют четырехпроводным (англ. *four-wire*) интерфейсом [1].

В отличие от стандартного последовательного порта (англ. *standard serial port*) SPI является синхронным интерфейсом, в котором любая передача синхронизирована с общим тактовым сигналом, генерируемым ведущим устройством (процессором). Принимающая (ведомая) периферия синхронизирует получение битовой последовательности с тактовым сигналом. К одному последовательному периферийному интерфейсу ведущего устройства-микросхемы может присоединяться несколько микросхем. Ведущее устройство выбирает ведомое для передачи, активируя сигнал «выбор кристалла» (англ. *chip select*) на ведомой микросхеме. Периферия, не выбранная процессором, не принимает участия в передаче по SPI.

В SPI используются четыре цифровых сигнала:

1. MOSI или SI – выход ведущего, вход ведомого (англ. *Master Out Slave In*) – служит для передачи данных от ведущего устройства ведомому.
2. MISO или SO – вход ведущего, выход ведомого (англ. *Master In Slave Out*) – служит для передачи данных от ведомого устройства ведущему.
3. SCLK или SCK – последовательный тактовый сигнал (англ. *Serial Clock*) – служит для передачи тактового сигнала для ведомых устройств.
4. CS или SS – выбор микросхемы, выбор ведомого (англ. *Chip Select, Slave Select*).

Протокол передачи по интерфейсу SPI предельно прост и, по сути, идентичен логике работы сдвигового регистра, которая заключается в выполнении операции сдвига и, соответственно, побитного ввода и вывода данных по определенным фронтам сигнала синхронизации. Установка данных при передаче и выборка при приеме всегда выполняются по противоположным фронтам синхронизации. Это необходимо для гарантирования выборки данных после надежного их установления. Если к этому учесть, что в качестве первого фронта в цикле передачи может выступать нарастающий или падающий фронт, то всего возможны четыре варианта логики работы интерфейса SPI. Эти варианты получили название режимов SPI и описываются двумя параметрами:

1) CPOL – исходный уровень сигнала синхронизации (если CPOL = 0, то линия синхронизации до начала цикла передачи и после его окончания имеет низкий уровень (т.е. первый фронт нарастающий, а последний – падающий), иначе, если CPOL = 1, – высокий (т.е. первый фронт падающий, а последний – нарастающий));

2) CPHA – фаза синхронизации; от этого параметра зависит, в какой последовательности выполняются установка и выборка данных (если CPHA = 0, то по переднему фронту в цикле синхронизации будет выполняться выборка данных, а затем по заднему фронту – установка данных; если же CPHA = 1, то установка данных будет выполняться по переднему фронту в цикле синхронизации, а выборка – по заднему).

На рис. 2 показаны различные режимы работы SPI. Ведущая и подчиненная микросхемы, работающие в различных режимах SPI, являются несовместимыми, поэтому перед выбором подчиненных микросхем важно уточнить, какие режимы поддерживаются ведущим шиной.

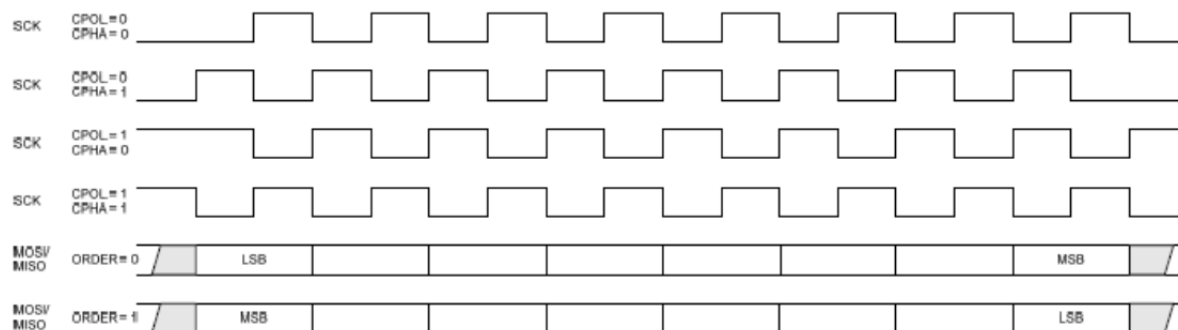


Рис. 2. Режимы работы протокола SPI

В микросхеме CC2540 имеются два порта ввода вывода информации (не считая дополнительных выводов общего назначения): USART0 и USART1. В зависимости от требуемого типа подключения (UART или SPI, I2C) и от топологических предпочтений при разводке печатной платы эти порты могут конфигурироваться в одной из двух локаций. Рассмотрим пример конфигурации микросхемы для конкретного случая: микросхема CC2540 будет выступать в качестве SPI Master, в качестве Slave будет использоваться AFE система ADS1298.

Для конфигурации необходимо знать параметры настройки интерфейса SPI ведомого устройства. В нашем случае CPOL = 0, CPHA = 1, MSB first [2]. Конфигурация производится путем установки соответствующих регистров. В первую очередь необходимо установить регистр UxCSR = 0 (число x означает номер порта USART0 или USART1, в дальнейшем будем считать, что конфигурируем USART0). Данное значение указывает, что USART0 будет использоваться в режиме SPI Master. Далее с помощью регистра U0GSR определяем конфигурацию CPOL = 0, CPHA = 1, MSB first (U0GSR = bit6+bit5). С помощью того же регистра U0GSR и регистра U0BAUD устанавливаем частоту тактовых импульсов. Импульсы генерируются с помощью встроенного тактового генератора, в котором частота определяется формулой [3]

$$\text{BaudRate} = \frac{(256 + \text{BAUD_M}) \times 2^{\text{BAUD_E}}}{2^{28}} \times f,$$

где f – системная тактовая частота, равная 16 МГц при использовании встроенного генератора либо 32 МГц при использовании внешнего кварцевого резонатора. Значения BAUD_M и BAUD_E записываются в регистры: UxBAUD.BAUD_M[7:0] и UxGCR.BAUD_E[4:0].

Микросхема CC2540 будет осуществлять передачу в режиме Master после того, как данные (один байт) будут записаны в буфер U0DBUF. При каждом тактовом импульсе USART сдвигает этот байт с выходного регистра на вывод MOSI, в то же время входной регистр сдвигает байт с входа MISO. После выполнения передачи полученный байт будет доступен в буфере U0DBUF. Прерывание осуществляется после отправки каждого байта, TX флаг устанавливается в положение 1, показывая тем самым, что буфер готов для записи новых данных. Также для контроля прерывания можно использовать UxCSR.ACTIVE бит в соответствующем регистре. Этот флаг принимает значение «1», когда USART используется, как только байт передан или принят значение возвращается в «0». Для обмена информацией через SPI можно пользоваться методом прямого доступа к памяти (DMA).

Модуль Bluetooth, рассматриваемый в данной статье, имеет поддержку спецификации Bluetooth 4.0. Данная спецификация с низким энергопотреблением разработана международным объединением SIG – Bluetooth Special Interest Group. Технология Bluetooth 4.0 специально разработана для использования в батарейных устройствах, которым требуется продолжительное автономное функционирование без подзарядки. Благодаря использованию специального алгоритма работы, при котором передатчик включается только на время передачи данных, в Bluetooth 4.0 удалось достигнуть ультранизкого энергопотребления [3].

В спецификации Bluetooth 4.0 предусмотрены два типа устройств: Single-mode и Dual-mode. Базовые чипсеты Single-mode поддерживают работу только в соответствии со спецификацией 4.0. Чипсеты Dual-mode могут работать с поддержкой как Bluetooth 3.0, так и Bluetooth 4.0.

Модули серии BLE112, используемые в рассматриваемом устройстве, имеют встроенный стек протоколов Bluetooth BLE, обеспечивающий режимы микропотребления. Структурная схема стека BLE приведена на рис. 3.

Стек протокола BLE, состоящий из двух блоков (контроллер и хост), содержит следующие профили:

- GAP (Generic Access Profile);
- GATT (Generic Attribute Profile);
- L2CAP (Logical Link Control and Adaptation Protocol);
- SM (Security Manager);
- ATT (Attribute Protocol).

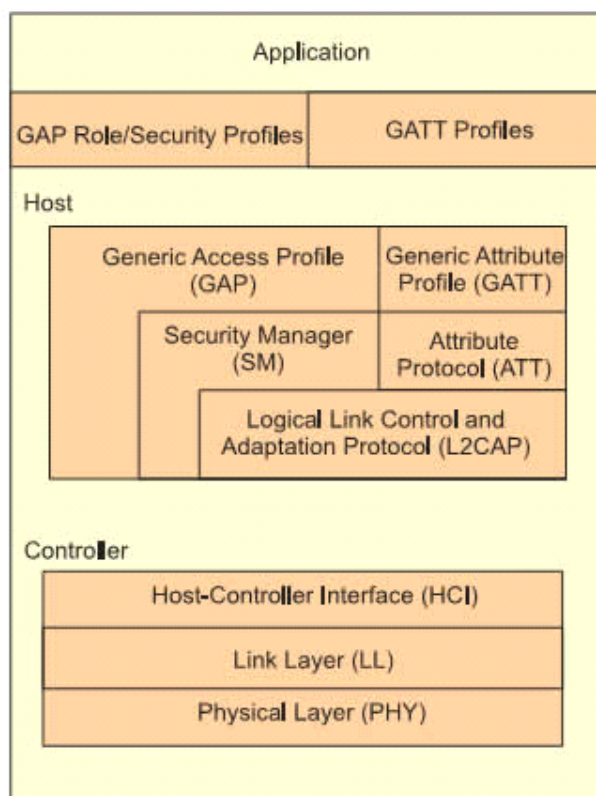


Рис. 3. Структурная схема стека BLE

В стандарте Bluetooth 3 для устройств BR/EDR (Basic Rate/Enhanced Data Rate) контроллер и хост также рассматривались отдельно, поэтому есть основания говорить, что при разработке нового стандарта был осуществлен возврат к старому стандарту. На самом верху, выше уровня хоста, расположены уровни GAP и GATT.

Физический уровень (PHY) соответствует передаче на центральной частоте 2,4 ГГц с использованием гауссовской частотной манипуляции GFSK (Gaussian Frequency-Shift Keying). Канальный уровень (Link Layer) контролирует процесс работы радиоканала и управляет его состоянием. При этом устройство может находиться в одном из пяти состояний: ожидание, сканирование, идентификация, инициализация передачи, процесс передачи. После того как устройство инициализировалось, оно может выступать в роли ведущего или ведомого (master/slave), о чем было сказано выше. Устройство, инициализировавшее соединение, будет выступать как «мастер». Устройство, разрешившее соединиться с ним, будет выступать в роли «ведомого». В стандарте Bluetooth v.4.0, Single mode устройство «мастер» может одновременно поддерживать от четырех до восьми соединений с «ведомыми» устройствами.

Уровень HCI (Host controller interface) обеспечивает связь между хостом и контроллером, используя стандартные интерфейсы. Он может быть реализован с помощью программного обеспечения интерфейса прикладного программирования (API) или с помощью аппаратной части через интерфейсы UART, SPI или USB. При этом через эти интерфейсы управление модулем реализуется с помощью бинарных команд.

Уровень L2CAP (Logical Link Control and Adaptation Protocol) обеспечивает инкапсуляцию данных для верхних уровней, в том числе и при логическом соединении «точка-точка». Этот протокол, реализующий логическое соединение поверх соединения по радиоканалу, позволяет протоколам более высокого уровня обмениваться пакетами данных длиной до 64 кбайт. Несколько логических каналов могут одновременно использовать одно и то же радиосоединение. При этом пакет протокола L2CAP, получаемый каналом, перенаправляется к соответствующему протоколу более высокого уровня. Узел L2CAP, как правило, всегда подключается к уровню HCI.

Уровень SM (Security Manager) определяет методы, с помощью которых реализуется соединение между устройствами. Кроме того, на этом уровне вырабатываются инструкции о ме-

рах безопасности при соединении различных устройств и степени конфиденциальности передаваемых данных. Здесь следует отметить тот факт, что соединение между Bluetooth-устройствами может носить защищенный характер, поскольку данный уровень предоставляет средства для шифрования канала соединения. Этот факт имеет большое значение, поскольку информация, которая будет передаваться с кардиоанализатора на устройство-приемник, имеет конфиденциальный характер. Поэтому защита передаваемых с кардиоанализатора данных – процедура обязательная. При шифровании данных в Bluetooth 4.0 используется симметричный алгоритм блочного шифрования AES. Размер ключа шифрования равен 128 бит, что позволяет говорить о высокой степени безопасности по сравнению с предыдущими спецификациями Bluetooth (в которых ключ был намного короче), так как размер ключа напрямую влияет на степень защищенности данных.

Уровень GAP организует связь с приложениями и внешними устройствами и контролирует их безопасное взаимодействие.

Протокол ATT ограничивает передачу данных и позволяет модулю пересылать другим устройствам только ту часть данных, которые помечены как «атрибуты». В контексте этого протокола устройство, передающее «атрибуты», обозначается как «сервер». Устройство, принимающее «атрибуты», обозначается как «клиент». При этом определенные на уровне LL роли устройств в качестве «мастера» и «ведомого» не зависят от того, как эти устройства определены на уровне ATT. Поэтому и «сервер», и «клиент» могут выступать как в качестве «мастера», так и в качестве «ведомого».

Уровень GATT реализует сервисную службу, которая вырабатывает дополнительные детальные инструкции, как именно должно быть реализовано взаимодействие между устройствами на уровне ATT. Уровень GATT определяет структуру профилей. В стандарте BLE все данные, которые используются профилем или сервисными службами, обозначают как «характеристики». Весь процесс передачи данных между двумя устройствами в стандарте BLE реализуется только через уровень GATT. Поэтому абсолютно все приложения и профили в стандарте BLE так или иначе взаимодействуют с профилем GATT.

Следует отметить, что конкретная реализация логики работы Bluetooth-модуля осуществляется программированием его микроконтроллера. Сам модуль предоставляет для этого достаточно широкий набор средств.

Данные хранятся на сервере в виде таблицы атрибутов, которая, по сути, представляет собой простую базу данных. При появлении новых данных сервер уведомляет клиента и тот запрашивает необходимый атрибут. Сервер обрабатывает запрос и выдает ответ, в котором содержится атрибут с непосредственно его значением и уникальным идентификатором. В рассматриваемом случае сервером как раз является кардиоанализатор. Клиент представляет собой смартфон под управлением операционной системы Android. Соответственно, клиент также должен иметь встроенный модуль Bluetooth 4.0. Запрос данных с телефона на кардиоанализатор происходит программно через заданный промежуток времени либо по требованию пользователя смартфона.

Список литературы

1. Serial Peripheral Interface, Википедия, свободная энциклопедия. – URL: http://ru.wikipedia.org/wiki/Serial_Peripheral_Interface (дата обращения: 01.02.2013).
2. Low-Power, 2-Channel, 24-Bit Analog Front-End for Biopotential Measurements (Rev. B). – URL: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ads1291.pdf> (дата обращения: 01.02.2013).
3. Программное обеспечение. Руководство разработчика. Версия 1.0. Texas Instruments. CC2540, Bluetooth Low Energy. – URL: <http://www.bluetooth.com/Pages/Low-Energy.aspx> (дата обращения: 03.02.2013).

Петровский Михаил Александрович
аспирант,
Пензенский государственный университет
E-mail: mikepma36@gmail.com

Petrovsky Mikhail Aleksandrovich
postgraduate,
Penza State University

Иванчуков Антон Геннадьевич

аспирант,

Пензенский государственный университет

E-mail: anton@dezigner.ru

Ivanchukov Anton Gennadievich

postgraduate,

Penza State University

УДК 616.71

Петровский, М. А.

Особенности организации интерфейса мобильного кардиоанализатора / М. А. Петровский, А. Г. Иванчуков // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 1(3). – С. 44–49.

УДК 616.17:[519.2+519.6]

О. Н. Бодин, В. Г. Полосин, С. А. Балахонова

ПРОГНОЗИРОВАНИЕ МАКСИМАЛЬНОЙ ЧАСТОТЫ СЕРДЕЧНЫХ СОКРАЩЕНИЙ ДЛЯ РАСЧЕТА ИНТЕНСИВНОСТИ ФИЗИЧЕСКИХ НАГРУЗОК

O. N. Bodin, V. G. Polosin, S. A. Balahonova

PREDICTION MAXIMUM HEART RATE FOR CALCULATING OF THE PHYSICAL ACTIVITY INTENSITY

А н н о т а ц и я. Рассмотрены проблемы определения максимальной частоты сердечных сокращений. Представлена методика определения максимальной ЧСС путем прогнозирования.

A b s t r a c t. In this paper authors consider the problem of defining the maximum heart rate values, present the methodology of determining the maximum heart rate by prediction.

К л ю ч е в ы е с л о в а: частота сердечных сокращений, максимальная ЧСС, АВ-блокада, прогнозирование.

K e y w o r d s: heart rate, maximum heart rate, AV-blockade, prediction.

Оптимальный уровень физических нагрузок определяется индивидуально и зависит от физического состояния человека, которое характеризуется такими показателями, как антропометрические и функциональные параметры физического развития, функциональные возможности сердечно-сосудистой и дыхательной систем, физическая работоспособность, возраст.

Для грамотного планирования спортивных тренировок необходимо придерживаться определенной интенсивности работы. Как правило, интенсивность физической нагрузки выражается в процентном отношении от показателя максимальной частоты сердечных сокращений (ЧСС). Максимальной ЧСС в данном случае называется наибольшая частота пульса, при которой сохраняется нормальная работа сердца. Выделяют пять уровней интенсивности тренировок:

- умеренная нагрузка (пульс 50–60 % от максимальной ЧСС);
- «контроль веса» (пульс 60–70 % от максимальной ЧСС);
- аэробная зона (пульс 70–80 % от максимальной ЧСС);
- анаэробная тренировка (пульс 80–90 % от максимальной ЧСС);
- максимальная нагрузка (пульс 90–100 % от максимальной ЧСС).

В зависимости от вида спорта наиболее распространены аэробный и анаэробный виды тренировок. Во время тренировки в аэробной зоне улучшается выносливость сердечной мышцы, расширяются кровеносные сосуды, что обеспечивает больший приток крови и обогащение кислородом мышечных тканей. Анаэробные нагрузки характерны для видов спорта более высокой интенсивности, таких как бег на короткие дистанции. При максимальной нагрузке тренируются спортсмены высокого класса для получения рекордных показателей.

Частота сердечных сокращений зависит от многих факторов, включая возраст, пол, условия окружающей среды, функциональное состояние человека. Нормальной частотой сердечных сокращений считается 60–90 уд./мин. Часто у спортсменов наблюдается брадикардия, что не является нарушением и свидетельствует о тренированном сердце.

Отмечается линейная зависимость между ЧСС и интенсивностью работы в пределах 50–90 % переносимости максимальных нагрузок. При легкой физической нагрузке ЧСС сначала значительно увеличивается, затем постепенно снижается до уровня, который сохраняется в течение всего периода стабильной работы. При более интенсивных и длительных нагрузках имеется тенденция к увеличению ЧСС, причем при максимальной работе она может нарастать до предельно достижимой [1].

Существует значительное количество формул расчета максимальной ЧСС. Традиционная формула вычисления максимального сердечного ритма следующая:

$$\text{ЧСС}_{\max} = 220 - \text{«Возраст»}.$$

В 2001 г. в журнале Американского колледжа кардиологии опубликовали формулу

$$\text{ЧСС}_{\max} = 220 - 0,7 \cdot \text{«Возраст»}.$$

Эти и многие другие подобные формулы расчета максимальной частоты сердечных сокращений являются формулами определения статистически усредненных значений максимальной ЧСС. Однако значение максимальной ЧСС индивидуально, так как зависит от степени выносливости и тренированности человека, а также от его антропометрических параметров. Возраст, пол могут выступать лишь как косвенные факторы.

Для определения индивидуального максимума ЧСС существуют различные нагрузочные тесты: велоэргометры, беговые дорожки, приседания, степ-тест и множество других вариантов тестовых упражнений. Для спортсменов высокого уровня могут проводиться тесты с субмаксимальной нагрузкой, предполагающие 100 % максимального потребления кислорода (МПК). Для большинства групп обследуемых порог нагрузки устанавливается в пределах 75 % МПК. Кроме того, вне рамок спортивной медицины тесты с нагрузкой могут оказаться неприменимыми, так как даже для обследования здоровых людей сохраняется опасность развития приступа сердечной недостаточности или аритмии. Другая проблема проведения нагрузочных тестов – функциональная специфичность, предполагающая, что тот или иной вид нагрузок может оказаться привычным для человека и не дать достоверных результатов.

Решением проблемы определения максимальной частоты сердечных сокращений может быть прогнозирование значения ЧСС.

Существует способ прогнозирования атриовентрикулярной (АВ) блокады II степени, предполагающий прогнозирование значения ЧСС, при которой у обследуемого появляются признаки нарушения проводимости атриовентрикулярного узла [3]. Данная методика включает определение антропометрических параметров грудной клетки обследуемого, геометрических параметров его сердца, определение функциональных показателей работы сердца в покое и под нагрузкой. Оценка функциональных показателей проводится путем анализа электрокардиографической информации. Затем осуществляется построение модели процесса распространения возбуждения в миокарде на основе аксиоматической модели Винера–Розенблюта. На основании результатов моделирования строится кривая восстановления сердца, которая показывает зависимость интервала прохождения импульса от синусового узла до пучка Гиса от его предшествующих значений и интервала от момента возбуждения пучка Гиса до поступления нового импульса с синусового узла при различной частоте сердечных сокращений. Анализ кривой позволяет выделить ЧСС начала развития АВ-блокады II степени.

Возбужденная клетка рефрактерна (невозбудима) к дополнительному электрическому импульсу. В период абсолютной рефрактерности клетка неспособна отвечать новой активацией на электрический стимул любой силы. Период относительной рефрактерности соответствует снижению трансмембранного потенциала действия клетки миокарда, и становится возможным возникновение повторного возбуждения при поступлении более сильного импульса. Клетки АВ-узла обладают наибольшей рефрактерностью, поэтому при распространении импульса по клеткам миокарда в АВ-узле происходит значительная задержка волны возбуждения. Малая скорость проведения импульсов в АВ-узле обуславливает, что АВ-узел может провести из предсердий в желудочки в среднем 180–220 импульсов/мин. Поэтому при учащении сердечного ритма более 180–220 уд./мин некоторые импульсы из предсердий не достигают желудочков, наступает АВ-блокада [2]. Таким образом, генезис АВ-блокады II степени

обусловлен несоответствием частоты активации синусового узла периоду абсолютной и относительной рефрактерности в атриовентрикулярном соединении. При АВ-блокаде II степени проводимость в атриовентрикулярном соединении прогрессивно ухудшается от сокращения к сокращению. Такое ухудшение проводимости продолжается до тех пор, пока АВ-соединение становится не в состоянии провести очередной импульс к желудочкам, что приводит к выпадению сокращения желудочков.

Как было отмечено выше, максимальная ЧСС соответствует наибольшему числу сокращений сердца в единицу времени, при котором сохраняется нормальная работа сердца. Однако найденная в способе прогнозирования АВ-блокады II степени ЧСС не может характеризовать максимальную ЧСС, так как является нарушением нормального функционирования сердца.

Кроме АВ-блокады II степени нарушение проводимости может соответствовать АВ-блокаде I степени. Атриовентрикулярная блокада I степени проявляется в удлинении интервала между предсердными и желудочковыми сокращениями, при этом каждый импульс, генерируемый в предсердиях, доходит до желудочков. Возникновение АВ-блокады I степени обусловлено замедлением проводимости импульса в АВ-узле в результате учащения сердцебиения. АВ-блокада I степени не сказывается на самочувствии человека, может быть подтверждена только на основании анализа ЭКС и в общем случае является вариантом нормальной работы сердца. Следовательно, ЧСС, при которой происходит замедление проведения импульса, можно считать максимальной частотой сердечных сокращений, при которой сохраняется нормальная работа сердца.

Нахождение ЧСС возникновения АВ-блокады I степени основывается на анализе результатов моделирования распространения возбуждения в миокарде по аксиоматической модели Винера–Розенблюта. В качестве исследуемых параметров выступают интервал времени от импульса с синусового узла до начала ответного импульса в пучке Гиса (SH) и интервал времени от начала активности в пучке Гиса до момента поступления следующего импульса с синусового узла (HS). Результаты моделирования представлены на рис. 1.

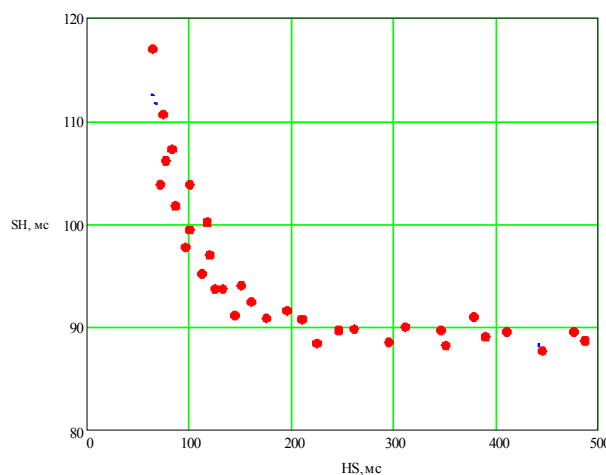


Рис. 1. Результаты моделирования распространения возбуждения в миокарде

Анализ результатов моделирования позволяет сделать вывод, что между исследуемыми параметрами существует экспоненциальная зависимость. Однако необходимо учесть ограниченность выборки и то, что экспоненциальная зависимость предполагает неограниченное возрастание интервала SH . Последнее наблюдение не соответствует реальным физиологическим процессам. Интервал SH может возрастать лишь до определенного максимума, дальнейшее удлинение интервала свидетельствовало бы о прекращении сердечной деятельности. Таким образом, при выборе регрессионной функции результатов моделирования необходимо учитывать, что рассматриваемая модель имеет точку максимума в области малых значений параметра HS .

Среди существующих распределений в качестве регрессионной модели кривой восстановления сердца было выбрано распределение Вейбулла–Гнеденко, давшее наилучшую оценку по критерию Фишера. Соответствие регрессионной модели моделируемым данным представлено на рис. 2.

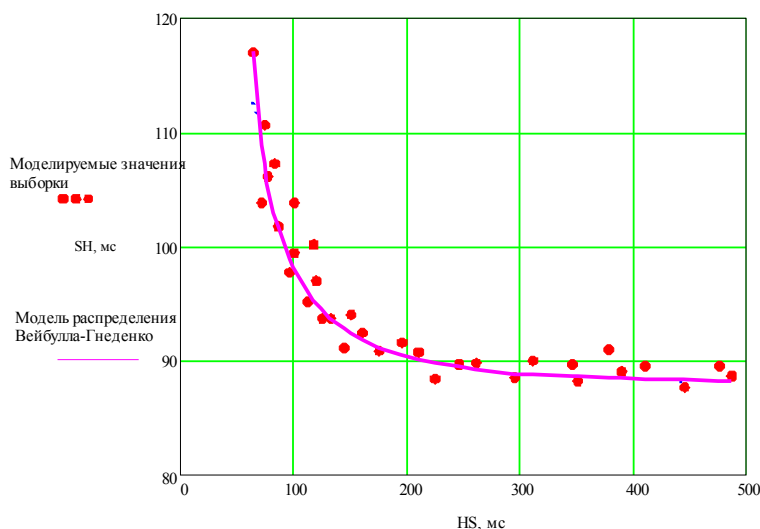


Рис. 2. Распределение Вейбулла–Гнеденко

Дифференциальный анализ функции распределения позволил выявить, что нули производных обладают определенными свойствами. Так, нуль функции четвертой производной соответствует частоте сердечных сокращений, характерной для возникновения АВ-блокады I степени. Для функции, представленной на рис. 2, нуль функции производной 4 соответствует ЧСС 234 уд./мин (рис. 3).

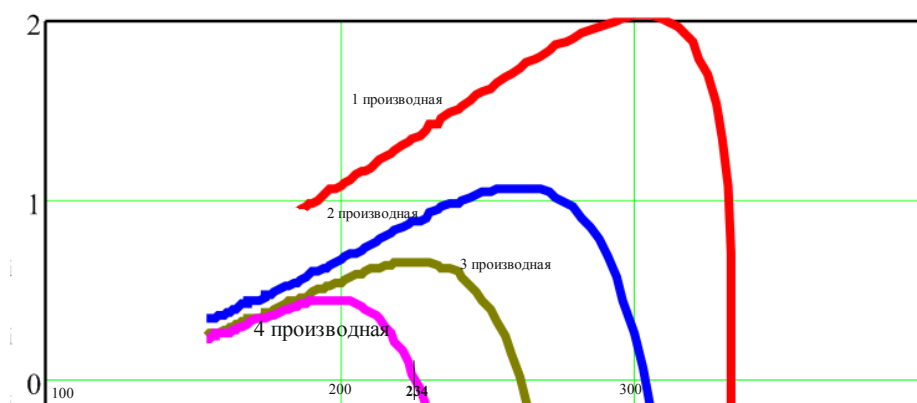


Рис. 3. Графики производных

Таким образом, определение начала АВ-блокады I степени осуществляется путем выделения точки перегиба кривой ускорения восстановления миокарда. В целом методика прогнозирования максимальной частоты сердечных сокращений включает следующие этапы:

- определение геометрических параметров сердца обследуемого по фронтальному и левобокковому флюорографическим снимкам;
- регистрация электрокардиограммы в покое;
- регистрация электрокардиограммы под нагрузкой до достижения ЧСС = $(220 - \text{«Возраст»}) \times 0,75$;
- анализ информационных показателей электрокардиограммы;
- синтез модели сердца обследуемого;
- моделирование распространения возбуждения в миокарде;
- определение параметров модели распространения возбуждения в миокарде;
- построение кривой восстановления сердца пациента;
- определение частоты сердечных сокращений, при которой развивается АВ-блокада I степени.

Для реализации данной методики со стороны медицинского работника требуется обеспечить снятие флюорографических снимков и регистрацию электрокардиограммы. Выполне-

ние остальных этапов осуществляется программно. Реализация данной методики планируется в рамках компьютерной диагностической системы «Кардиовид».

Полученные в ходе проведенного исследования данные свидетельствуют о том, что значения максимальной частоты сердечных сокращений могут оказаться выше тех же значений, рассчитанных по традиционно применяемым формулам. Таким образом, прогнозирование значения максимальной ЧСС не только позволяет решить проблемы измерения ЧСС_{max}, но и расширить границы выносливости человека, что особенно важно в спортивной медицине для планирования оптимальных нагрузок.

Список литературы

1. Дубровский, В. И. Спортивная медицина : учеб. для студ. высш. учеб. заведений / В. И. Дубровский. – 2-е изд., доп. – М. : ВЛАДОС, 2002. – 512 с.
2. Мурашко, В. В. Электрокардиография : учеб. пособие / В. В. Мурашко, В. В. Струтынский. – 6-е изд. – М. : МЕДпрессинформ, 2004. – 320 с.
3. Пат. 2410022 Российская Федерация. Способ прогнозирования АВ-блокады II степени / Бодин О. Н., Баусова З. И., Вишнякова А. В., Востриков А. А., Гладкова Е. А., Зайцева О. А., Филькин А. В. – № 2009110933/14 ; заявл. 25.03.2009 ; опубл. 27.09.2010, Бюл. № 27.

Бодин Олег Николаевич

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

Bodin Oleg Nikolaevich

doctor of technical sciences, professor,
sub-department «Information
and measuring equipment»,
Penza State University

Полосин Виталий Германович

кандидат технических наук,
кафедра физики,
Пензенский государственный университет
E-mail: polosin-v@sura.ru

Polosin Vitaliy Germanovich

candidate of technical sciences,
sub-department «Physics»,
Penza State University

Балахонова Светлана Александровна

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

Balahonova Svetlana Aleksandrovna

postgraduate,
Penza State University

УДК 616.17:[519.2+519.6]

Бодин, О. Н.

Прогнозирование максимальной частоты сердечных сокращений для расчета интенсивности физических нагрузок / О. Н. Бодин, В. Г. Полосин, С. А. Балахонова // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 1(3). – С. 50–54.

Е. А. Ломтев, Б. В. Цыпин, А. В. Терехина

**ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА НА ОСНОВЕ
ЭКСТРЕМАЛЬНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ
В ЗАДАЧАХ СЖАТИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ**

E. A. Lomtev, B. V. Cypin, A. V. Terekhina

**APPLICATION OF THE METHOD ON THE BASIS
OF AN EXTREME FILTRATION IN PROBLEMS
OF MEASURING SIGNALS COMPRESSION**

А н н о т а ц и я. Рассмотрено применение алгоритма на основе экстремальной фильтрации в задачах сжатия измерительных сигналов. Разработаны программы в среде MatLab, реализующие вариант совместного использования метода на основе экстремальной фильтрации и алгоритма Прони. Оценены функциональные возможности и метрологические характеристики предложенного алгоритма.

A b s t r a c t. In the article application of the algorithm on the basis of an extreme filtration in problems of measuring signals compression is considered. Programs in MATLAB, which realize the variant of together application Proni method and method on the basis of extreme filtration are developed. Functional possibilities and metrological characteristics of suggested algorithm are estimated.

К л ю ч е в ы е с л о в а: сжатие-восстановление, измерительный сигнал, метод Прони, метод на основе экстремальной фильтрации, погрешность восстановления.

К е у w o r d s: compression-restoration, measuring signal, Proni method, method on the basis of an extreme filtration, restoration error.

Введение

Актуальной проблемой, характерной для информационно-измерительных систем, является малая пропускная способность интерфейсов передачи данных, входящих в их состав. Решение данной проблемы целесообразно выполнять за счет совершенствования программного обеспечения (ПО), а именно разработки алгоритмов сжатия-восстановления измерительных сигналов, обладающих высоким быстродействием.

Цель исследования

Целью представленной работы является рассмотрение метода на основе экстремальной фильтрации, а также варианта совместного применения алгоритма разложения на колебательные и затухающие составляющие сигнала и метода Прони в задачах сжатия-восстановления измерительных сигналов.

Материал и методы исследования

В настоящее время известен ряд методов сжатия-восстановления информации, среди которых выделяется метод Прони, позволяющий восстанавливать сигнал не только по авторегрессионным коэффициентам, но и по параметрам разложения [1].

Для упрощения реализации метода Прони могут использоваться методы разложения сигнала на колебательные и затухающие составляющие, например метод на основе экстремальной фильтрации (*Extreme Filtration*).

Метод на основе экстремальной фильтрации (*Extreme Filtration*) позволяет исследовать сигналы сложной формы, например сумму нескольких гармонических колебаний, или переходные процессы.

Особенностью алгоритма является то, что для анализа используются только экстремумы сигнала [2]. Этот факт может быть положен в основу концепции сжатого хранения данных – при этом еще при регистрации сигнала можно фиксировать только его экстремумы и изначально сократить количество обрабатываемой информации.

Экстремумы используются в дальнейшем для аппроксимации гауссовыми кривыми. Процедура аппроксимации связана с выделением из сигнала знакопеременных составляющих, каждая из которых может быть отнесена к определенной полосе частот. Таким образом, гауссовскими функциями описывается каждый из экстремумов определенной частотной составляющей сигнала. Алгоритм разложения на основе этого метода представлен на рис. 1. Число экстремумов в исследуемом сигнале заранее неизвестно, поэтому определение коэффициента сжатия производится эмпирическим путем.

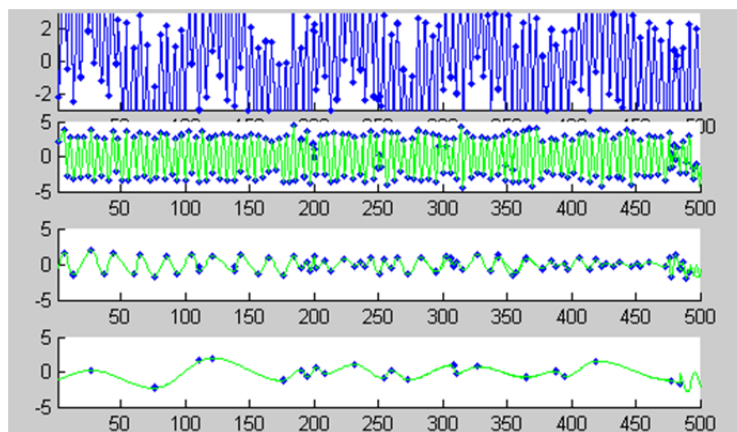


Рис. 1. Разложение на знакопеременные составляющие суммы трех синусоид с наложенным белым шумом

Целесообразно рассмотреть алгоритм, реализующий вариант совместного применения метода разложения сигнала на колебательные и затухающие составляющие и метода Прони, который позволяет решить некоторые проблемы, возникающие при применении традиционного метода Прони (рис. 2):

- уменьшается критичность результата анализа к порядку модели;
- появляется возможность фильтрации сигнала еще до применения метода Прони [3].

Вариант совместного использования алгоритма на основе экстремальной фильтрации и алгоритма Прони (EF+Прони) заключается в применении алгоритма Прони к каждой выделенной высокочастотной составляющей.

Для оценки предложенных алгоритмов следует рассмотреть их функциональные и метрологические характеристики. При сертификации процедуры сжатия-восстановления к функциональным характеристикам следует отнести объем входной информации и коэффициент сжатия, к метрологическим – погрешность восстановления сигнала и время выполнения процедуры [3].

Наиболее достоверной оценкой погрешности восстановления является среднеквадратическое отклонение отсчетов исходного ряда от аппроксимирующей функции, приведенное к пределу измерения сигнала $y_{\max}$:

$$\sigma_{\text{восст}} = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^{i=N} (y_i - \tilde{y}_i)^2 / N}}{y_{\max}} \cdot 100 \%, \quad (1)$$

где $\tilde{y}_i$ – значения отсчетов аппроксимирующей функции в i -й точке; N – количество отсчетов.

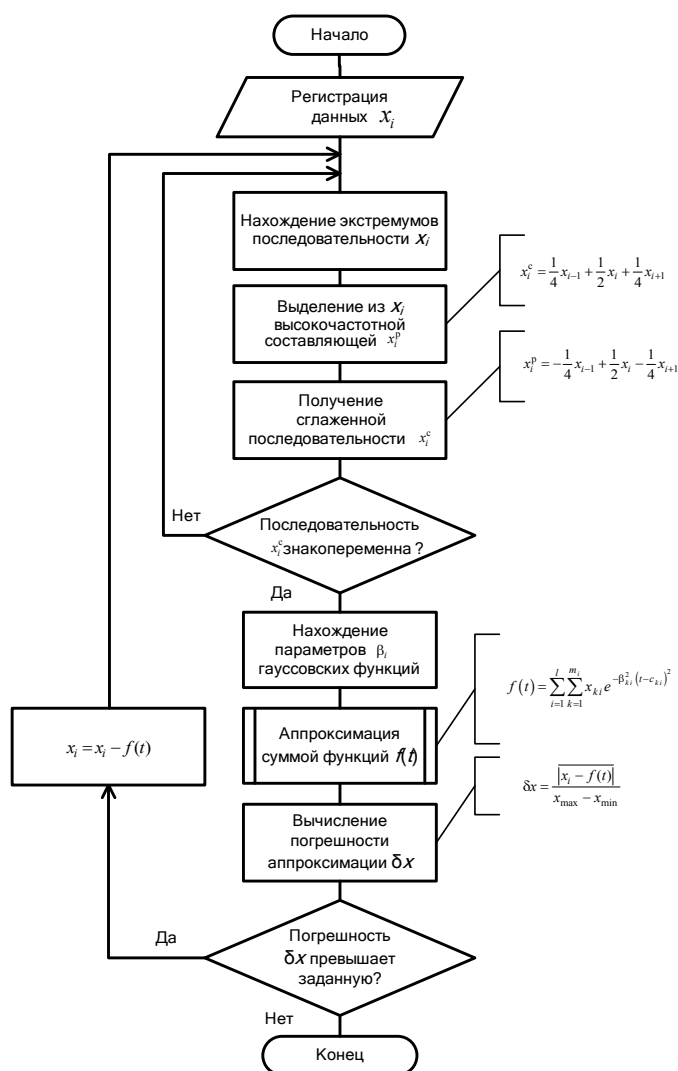


Рис. 2. Алгоритм разложения сигнала на составляющие на основе экстремальной фильтрации

Сравнительная оценка характеристик алгоритмов Прони и EF +Прони при решении задачи сжатия-восстановления проводилась в относительных единицах в среде MatLab при объеме информации N от 100 до 30 000 результатов измерения (рис. 3).

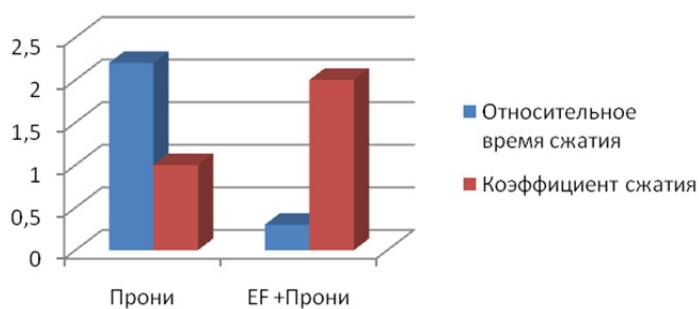


Рис. 3. Характеристики процедуры сжатия-восстановления методами Прони, EF+Прони
При исследовании применялась следующая дискретная модель измерительного сигнала:

$$u_i = \sum_{m=1}^p U_m \cos(2\pi i \Delta t f_m + \phi_m) + \xi_i \frac{1}{q}, \quad i = 1 \dots N, \quad (2)$$

где U_m , f_m , ϕ_m – амплитуда, частота и фаза m -той гармоники сигнала соответственно; i – номер отсчета сигнала (дискретное время); ξ_i – значения аддитивного белого шума с ну-

левым матожиданием и дисперсией $\sigma_{\text{ш}} = 0,1$ в моменты отсчетов; q – отношение сигнал/шум; N – количество зарегистрированных дискретных отсчетов (результатов измерений); Δt – шаг дискретизации, согласно теореме Котельникова определяемый соотношением

$$\Delta t = n / (N f_{\max}), \quad (3)$$

где $f_{\max}$ – максимальная частота; n – число периодов сигнала за время измерения.

Для моделирования квантования уровня сигнала в процессе аналого-цифрового преобразования модель (2) была дополнена следующим образом [4]:

$$\tilde{u}_i = \frac{\text{round}\{2^d [u_i]\}}{2^d}, \quad (4)$$

где d – количество разрядов АЦП с двоичным шагом квантования; $\text{round}\{x\}$ – ближайшее целое число x .

С помощью функции $\text{round}\{x\}$ учитываются шумы квантования АЦП при условии, что значение амплитуды U_0 измеряемого сигнала $u(t)$ не выходит за пределы рабочего диапазона АЦП. Модель (4) позволяет формировать сигнал любой сложности, в частности, при проведении исследования погрешности восстановления была принята модель в виде суммы трех гармоник [5].

Результаты исследования

По результатам моделирования алгоритмов в среде MatLab установлено, что наилучшие показатели функциональных возможностей имеет алгоритм Прони с предварительным применением метода на основе экстремальной фильтрации. В результате исследований были получены оценки погрешности восстановления δ результатов измерений в зависимости от объема информации N (рис. 4) и значения коэффициентов сжатия для методов Прони с предварительным применением метода на основе экстремальной фильтрации.

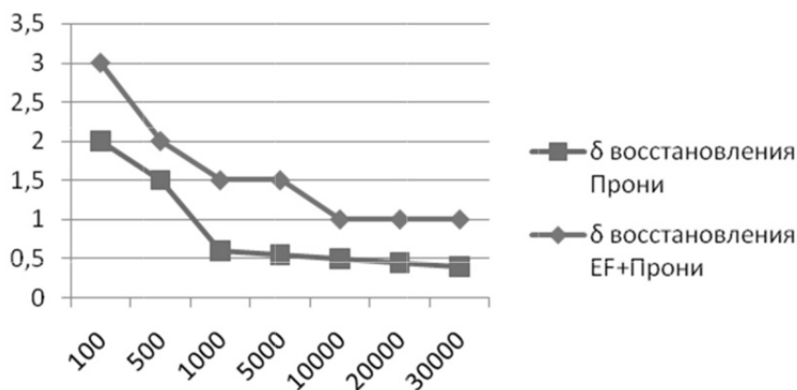


Рис. 4. Зависимость погрешности восстановления сигнала δ от объема информации N при использовании алгоритмов EMD+Прони и EF +Прони

В диапазоне от 100 до 30 000 отсчетов сигнала коэффициент сжатия алгоритма Прони составляет $K_1 = N / 4$, алгоритм Прони с предварительным применением алгоритма на основе экстремальной фильтрации возрастает пропорционально увеличению числа отсчетов $K = N / 12$, где знаменатель определяется произведением трех извлеченных мод на четыре параметра моды/высокочастотной составляющей, найденных по методу Прони. Установлено, что метод Прони имеет лучшие метрологические характеристики. Оценка времени выполнения алгоритма зависит от аппаратной реализации, выбранной пользователем, вследствие чего указание времени, затраченного на выполнение алгоритма при моделировании метода в среде MatLab, является некорректным.

Заключение

1. Алгоритм сжатия измерительных сигналов на основе метода Прони с предварительным применением метода на основе экстремальной фильтрации обладает более высокими функциональными возможностями, чем алгоритм с применением традиционного метода Прони, однако лучшие метрологические характеристики имеет алгоритм Прони. Оба метода могут использоваться в различных ИИС (в зависимости от предъявляемых требований). Метод Прони с предварительным применением алгоритма на основе экстремальной фильтрации может найти широкое применение в системах, основным требованием которых является быстродействие, традиционный метод Прони целесообразно использовать в высокоточных ИИС.

2. В результате проведенного моделирования было выяснено, что коэффициент сжатия сигнала при применении модифицированного метода на основе Прони (ЕF+Прони) прямо пропорционален объему информации в диапазоне от 100 до 30 000 результатов измерений с коэффициентом пропорциональности 1/12. Погрешность восстановления, обусловленная применением предложенных алгоритмов, не превышает $\pm 1\%$.

Список литературы

1. Марпл-мл., С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения : пер. с англ. / С. Л. Марпл-мл. – М. : Мир, 1990. – 584 с.
2. Проблемы автоматизации и управления в технических системах : сб. тр. междунар. науч.- техн. конф. – Пенза, 2009. – 236 с.
3. Баранов, В. А. Сертификация алгоритма сжатия-восстановления измерительных сигналов модифицированным методом Прони / В. А. Баранов, А. В. Терехина, Б. В. Цыпин // Вестник Самарского государственного технического университета. – 2012. – № 4. – С. 24.
4. Мясникова, М. Г. Измерение параметров электрических сигналов на основе метода Прони : автореф. дис. ... канд. техн. наук / Мясникова М. Г. – Пенза, 2007. – 20 с.
5. Современные проблемы оптимизации в инженерных приложениях : сб. тр. Первой Междунар. науч.- техн. конф. – Ярославль, 2005. – 180 с.

Ломтев Евгений Александрович

доктор технических наук, профессор,
советник ректора,
Пензенский государственный университет
E-mail: iit@pnzgu.ru

Lomtev Evgeniy Aleksandrovich

doctor of technical science, professor,
advisor to the rector,
Penza State University

Цыпин Борис Вульфович

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

Cypin Boris Vylfovich

doctor of technical science, professor,
sub-department «Information
and measuring equipment»,
Penza State University

Терехина Анастасия Валерьевна

аспирант,
Пензенский государственный университет
E-mail: anastacia.terekhina@gmail.com

Terekhina Anastasija Valer'evna

postgraduate,
Penza State University

УДК 621.391

Ломтев, Е. А.

Применение метода на основе экстремальной фильтрации в задачах сжатия измерительных сигналов / Е. А. Ломтев, Б. В. Цыпин, А. В. Терехина // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 1(3). – С. 55–59.

ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ

УДК 621.3.088.23

Д. В. Рябов

АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА ИЗМЕРЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ МАГНИТОМЯГКИХ МАТЕРИАЛОВ

D. V. Ryabov

AUTOMATED MEASUREMENT OF SOFT MAGNETIC MATERIALS

А н н о т а ц и я. Автоматизированная система предназначена для измерения основных параметров магнитомягких материалов, таких как основная кривая намагничивания, петли гистерезиса по индукции и намагниченности, остаточной магнитной индукции, коэрцитивной силы и т.д., в лабораторных условиях либо в промышленном производстве для контроля параметров магнитных материалов.

A b s t r a c t. The automated system is designed to measure the basic parameters of magnetic materials, such as the basic magnetization curve, hysteresis loop induction and magnetization, remanence, coercive force, etc. in the laboratory or in industry to control the parameters of magnetic materials.

К л ю ч е в ы е с л о в а: параметры магнитомягких материалов, автоматизированная система, петля гистерезиса, магнитная индукция, метод измерений.

K e y w o r d s: parameters of magnetic materials, the automated system, the hysteresis loop of the magnetic induction, the method of measurement.

Введение

Методики выполнения измерений параметров магнитных материалов посредством веберметра регламентируются нормативным документом [1], который не ориентирован на автоматизированные измерения. В то же время современный этап развития техники и технологий диктует необходимость повышения эффективности исследований. Указанная задача решается в настоящей статье посредством предложенной автоматизированной системы. Ее применение позволяет сократить время проведения измерений, минимизировать субъективную составляющую погрешности измерений, проводить обработку результатов измерений, в том числе построение графиков петель гистерезиса, зависимостей магнитной проницаемости от влияющих факторов.

Один из наиболее распространенных методов измерения основной кривой намагничивания основан на использовании амперметра и вольтметра [2]. Исследуемый образец помеща-

ется в намагничивающую и измерительную катушки, намагничивающая катушка подключается к автотрансформатору, с помощью которого устанавливают необходимый намагничивающий ток. Метод заключается в измерении среднего значения ЭДС на измерительной катушке и максимальных значений тока в намагничивающей катушке. Недостатком данного метода является необходимость нанесения на испытуемый образец измерительной катушки, что усложняет процедуру измерения магнитных характеристик образцов из магнитомягких материалов и делает невозможным измерение магнитных характеристик у готовых изделий (электромагнит, статоры электрических машин и т.д.). Кроме того, этот способ не позволяет измерять петлю гистерезиса испытуемого образца, потери на перемагничивание, остаточную магнитную индукцию и коэрцитивную силу. Известен метод определения кривых намагничивания ферромагнитных материалов на образцах в виде тороидов, т.е. в условиях сплошной, однородной в направлении намагничивания среды [3]. Недостатками данного метода являются сложность (иногда и невозможность) изготовления образца материала в виде тороида, а также сложность подготовки образца и ограниченный диапазон намагничивающих полей, обусловленный нагревом обмотки. Известен также метод определения магнитных свойств материалов на «разомкнутых» осесимметричных образцах в виде эллипсоидов вращения, недостатками которого являются сложность изготовления образцов, высокие погрешности измерения (не менее 10 %), обусловленные неточностью определения геометрических параметров эллипсоида, а также ограниченная номенклатура материалов и изделий, из которых могут быть изготовлены эллипсоиды вращения. Осциллографический метод [4] измерения параметров ферромагнитных материалов ограничивается необходимостью нанесения на испытуемый образец измерительной катушки, что усложняет процедуру измерения магнитных характеристик образцов из магнитомягких материалов и по аналогии с методом, изложенном в [2], создает трудности при измерении магнитных параметров готовых изделий. Кроме того, интегрирование сигнала ЭДС измерительной катушки влечет за собой фазовые искажения сигналов и дополнительные погрешности при определении магнитной индукции в образце. Кроме вышеописанных методов, существуют и другие методики выполнения измерений параметров магнитомягких материалов, однако они обладают большими, нежели методика, описанная в [1], погрешностями и недостатками.

Структура автоматизированной измерительной установки

В современных условиях автоматизация процессов измерения достигается за счет применения персональных компьютеров (ПК). В состав предлагаемой автоматизированной системы (рис. 1) входят ПК и измерительный блок, аппаратно реализующий методики измерений [5].

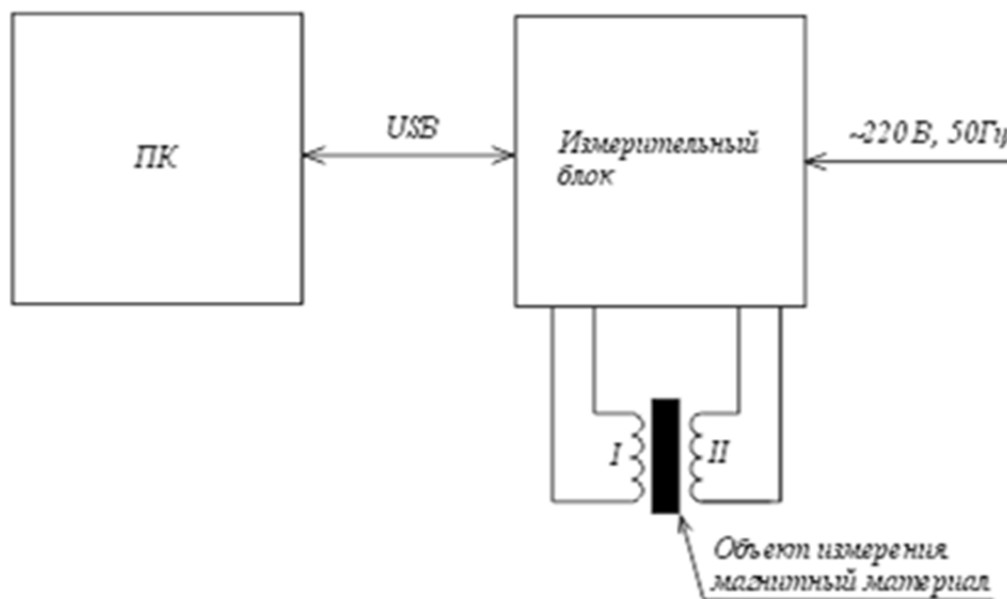


Рис. 1. Структурная схема автоматизированной системы для исследования магнитомягких материалов

В основу разработанной автоматизированной системы положен принцип косвенных измерений магнитной индукции и коэрцитивной силы посредством интегрирования ЭДС вторичной обмотки и тока намагничивания соответственно. Из исследуемого магнитомягкого материала изготовлен сердечник в виде тороида.

Магнитная индукция пропорциональна магнитному потоку согласно известному выражению

$$\Phi = BS n_{II}, \quad (1)$$

где Φ – магнитный поток; B – магнитная индукция; S – площадь поперечного сечения сердечника; n_{II} – количество витков намагничивающей обмотки.

Для потока магнитной индукции справедливо выражение

$$\Phi = \int \varepsilon(t) dt. \quad (2)$$

С учетом (1) и (2) значение магнитной индукции вычисляется по формуле

$$B = \frac{\int \varepsilon(t) dt}{S n_{II}}. \quad (3)$$

Измерительный блок (рис. 2) осуществляет формирование тока намагничивания в обмотке I и преобразование ЭДС обмотки II в код N_B (функциональная модель преобразования представлена на рис. 3), пропорциональный магнитной индукции в исследуемом материале [6]. Управление установкой и обработка результатов измерения осуществляются от ЭВМ. Управляющие коды и коды, соответствующие измеряемым магнитным величинам, передаются по двустороннему интерфейсу *USB* от ПК к измерительному блоку и обратно.

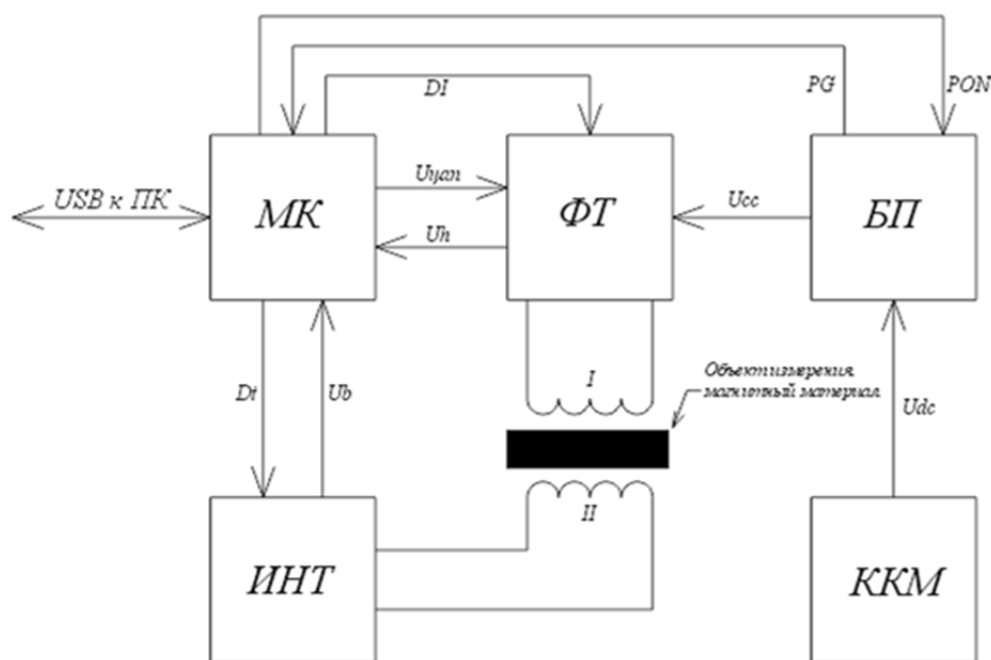


Рис. 2. Структурная схема измерительного блока

Ток намагничивающей обмотки I создается формирователем тока (ФТ) пропорционально напряжению цифроаналогового преобразователя $U_{ЦАП}$, поступающего с микроконтроллерного модуля (МК). Из формирователя тока с токового датчика поступает на вход аналого-цифрового преобразователя (АЦП) микроконтроллера (МК) напряжение U_n , пропорциональное напряженности магнитного поля. ЭДС обмотки II поступает на интегратор ИНТ, формирующий напряжение U_b , пропорциональное магнитной индукции. АЦП МК осуществляет преобразование напряжения U_b в код, который затем передается через интерфейс *USB* перс-

нальному компьютеру, в котором программно осуществляется расчет магнитной индукции. Для задания тока намагничивания предусмотрены три предела: 0,5; 5; 50 А.

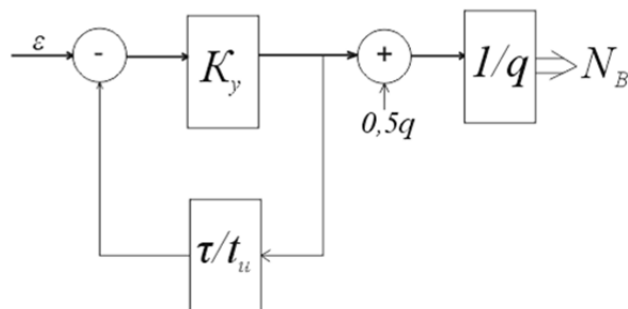


Рис. 3. Функциональная модель преобразования ЭДС ε обмотки II в код N_B :

K_y – коэффициент усиления операционного усилителя в составе интегратора; τ – постоянная времени интегрирования; t_u – длительность импульса на входе интегратора; q – степень квантования АЦП

Напряжение на входе АЦП определяется выражением

$$U_b = \frac{\varepsilon t_u}{\tau} = B S n_{II},$$

при этом допускается относительная погрешность модели интегратора $\delta_m = -\frac{t_u}{K_y \tau}$, обуслов-

ленная допущением $\frac{K_y \tau}{t_u} \gg 1$.

Номинальная функция преобразования ε в код N_B математически описывается следующим выражением:

$$N_B = \text{Ent} \left[\frac{\frac{\varepsilon t_u}{\tau} + 0,5q}{q} \right],$$

где $\text{Ent}[\cdot]$ – символ целой части.

Инструментальная погрешность измерения магнитной индукции обусловлена погрешностями интегратора на основе операционного усилителя, АЦП, погрешностью измерения площади поперечного сечения S . Значительно снизить погрешность интегрирования возможно применением интегратора, в котором разряд конденсатора осуществляется обратным напряжением. Это напряжение может быть сформировано разряжающим каскадом на операционном усилителе по выходу интегратора [6].

Обеспечение норм качества электрической энергии в сети согласно ГОСТ 13109–97, ГОСТ Р 52002–2003 и ГОСТ 19880–74 достигается применением корректора коэффициента мощности (ККМ) в цепи питания измерительного блока от сети. В схеме ККМ переменное напряжение питающей сети поступает через сетевой фильтр синфазных и дифференциальных помех на выпрямитель, и далее выпрямленное напряжение повышается импульсным преобразователем ККМ до напряжения UDC , равного 380 В. С помощью ККМ достигается коэффициент мощности питающей сети не менее 0,98.

Обработку результатов измерений, проведенных предлагаемой автоматизированной системой, осуществляет разработанное программное обеспечение. Результаты измерений сохраняются в базе данных. Результаты обработки экспериментальных данных могут быть представлены таблично, в виде графиков, а также экспортированы для дальнейшей работы в *.txt* или *.xml* файлы. Возможны построение семейства частных петель гистерезиса, основных кривых намагничивания, а также анализ параметров петель гистерезиса нескольких материалов (рис. 4).

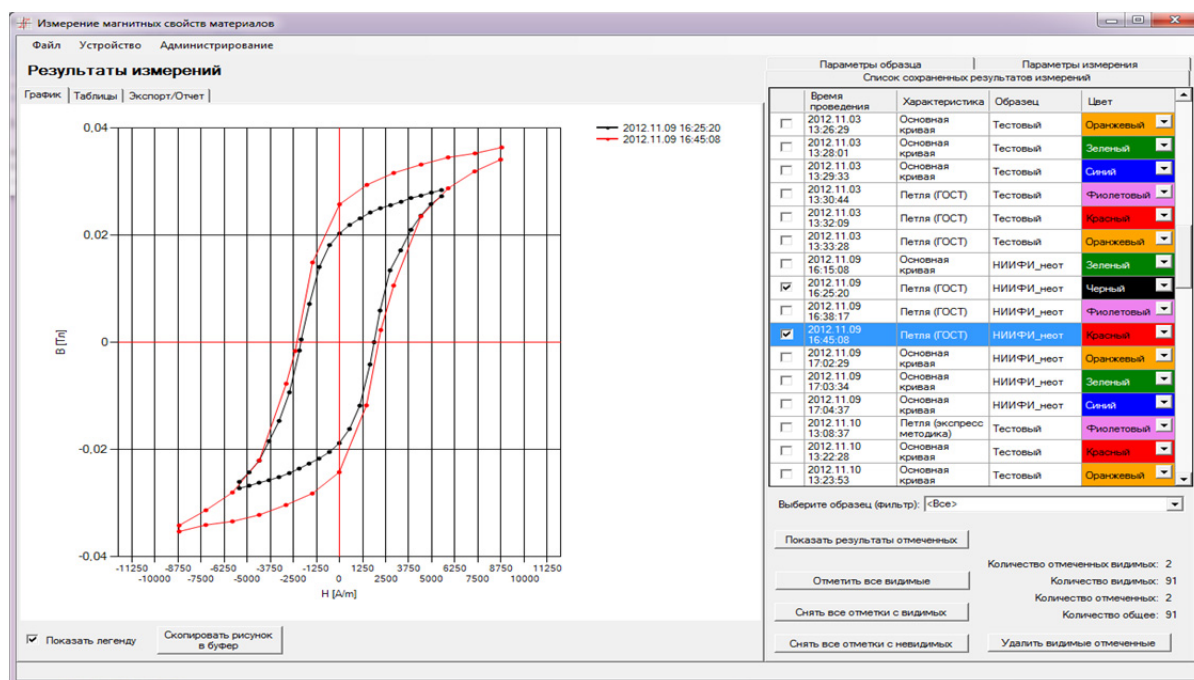


Рис. 4. Окно программы, позволяющей анализировать графики петель гистерезиса двух образцов

Заключение

Автоматизированная система осуществляет не только измерения параметров магнитомягких материалов, но и позволяет проводить обработку результатов измерений. Ее внедрение позволит ведущим отечественным производителям изделий из магнитных материалов конкурировать на мировом рынке. Областью применения данной автоматизированной системы могут служить как научные, так и производственные лаборатории при разработке экспериментальных образцов изделий на основе магнитомягких материалов.

Список литературы

1. ГОСТ 8.377–80. Государственная система обеспечения единства измерений. Материалы магнитомягкие. Методика выполнения измерений при определении статических магнитных характеристик.
2. Кифер, И. И. Испытания ферромагнитных материалов / И. И. Кифер. – М. : Энергия, 1969. – 240 с.
3. Лившиц, Б. Г. Физические свойства металлов и сплавов / Б. Г. Лившиц [и др.]. – М. : Металлургия, 1980. – 368 с.
4. Чернышев, Е. Т. Магнитные измерения / Е. Т. Чернышов, Е. Н. Чечурина, Н. Г. Чернышева, Н. В. Студенцов. – М. : Изд-во стандартов, 1969. – 183 с.
5. Рябов, Д. В. Автоматизированная система для исследования магнитомягких материалов в сильных магнитных полях / Ю. А. Вареник, Д. В. Рябов, А. М. Метальников // Методы создания, исследования микро-, наносистем и экономические аспекты микро-, наноэлектроники : сб. тр. III науч.-техн. конф. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2011. – С. 39–41.
6. Автоматизированная установка для исследования магнитомягких материалов / Ю. А. Вареник, А. М. Метальников, Д. В. Рябов, А. В. Чижов // Университетское образование (МКУО-2012) : сб. ст. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2012. – 176 с.

Рябов Дмитрий Викторович

аспирант,

Пензенский государственный университет

E-mail: dmitry.destroyer@gmail.com

Ryabov Dmitry Victorovich

postgraduate,

Penza State University

УДК 621.3.088.23

Рябов, Д. В.

Автоматизированная система измерений параметров магнитомягких материалов /

Д. В. Рябов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 1(3). – С. 60–65.

Правила для авторов

1. Статью в редакцию следует представлять в электронном виде или на бумажном носителе с диском с электронной версией. Объем статьи – не более 10 машинописных страниц (в том числе таблицы, список литературы, 3–4 рисунка). Название статьи и фамилии авторов должны быть приведены на русском и английском языках. Статья должна содержать аннотацию и ключевые слова на русском и английском языках, УДК.

2. Иллюстрации должны прилагаться к статье отдельно. Их следует пронумеровать (рис. 1, рис. 2, рис. 3 и т.д.), снабдить подрисовочными подписями и перечислить в отдельной описи. Размеры рисунков не должны превышать 14 × 20 см.

3. Статья должна быть подписана автором (авторами) с указанием фамилии, имени и отчества, почтового адреса и телефона (домашнего и рабочего), электронного адреса и даты. К ней необходимо приложить экспертное заключение для граждан РФ, которое может быть представлено в печатном виде и прислано по почте или в электронном (сканированном) виде.

4. При подготовке материалов для журнала должны быть использованы следующие компьютерные программы и форматы файлов:

- *текстовый материал*: должен быть набран в Word 2003/2007, параметры страницы – верхнее поле 2,6 см, нижнее 2,0 см, левое 2,4 см, правое 2,8 см; шрифт – Times New Roman, размер шрифта – 11; межстрочный интервал – одинарный, выравнивание по ширине;

- *графический материал*: все оригиналы рисунков должны быть дополнительно представлены в отдельных файлах с соответствующей нумерацией: для векторных рисунков – в формате CDR (Corel Draw, версия не ниже 12.0) или AI (Adobe Illustrator, версия не ниже 8.0), все шрифты не в кривых; для растровых рисунков – в формате PSD (PhotoShop, версия не ниже 8.0).

Информация принимается на электронных носителях CD-R/CD-RW и по электронной почте.

Все представляемые файлы должны быть проверены антивирусной программой.

5. Формулы должны быть набраны в программе Microsoft Equation (версия 3.0), входящей в состав Microsoft office, или Math Type (версия 4.0 и выше). Показатели степеней и индексы должны набираться выше или ниже строки буквенных обозначений, к которым они относятся: K_{12} , A^3 , B^2 .

6. Единицы измерений и буквенные обозначения физических величин должны отвечать требованиям ГОСТ 8.417–2002 «ГСИ. Единицы величин», а термины – требованиям соответствующих государственных стандартов.

7. Таблицы (и ссылки на них) должны иметь последовательные порядковые номера и заголовки.

8. Список литературы должен быть оформлен в соответствии с ГОСТ 7.1–2003 «Библиографическая запись. Библиографическое описание. Общие требования и правила составления». Номер источника, указанного в списке литературы, в тексте следует заключать в квадратные скобки, например [1], [2–4]. В библиографических ссылках фамилии авторов и названия журналов и книг следует указывать в оригинальной транскрипции.

9. Статья должна содержать четкую постановку задачи и выводы с указанием области применения результатов.

10. Датой принятия статьи считается дата получения положительной рецензии.

11. Оттиски опубликованных статей авторам не высылаются.

12. Направляя свою статью в журнал, автор подтверждает, что представленная работа не была ранее опубликована (за исключением публикации в виде резюме, части опубликованной лекции, обзора или диссертации).

13. Адрес для переписки:

440026, г. Пенза, ул. Красная, 40, кафедра «Информационно-измерительная техника».

☎ (8412) 368-222;

☎ (8412) 368-221.

✉ e-mail: iit@pnzgu.ru (Беляковой Е. Ю.)

Основные разделы журнала

- *Общие вопросы метрологии и измерительной техники*
- *Фундаментальные проблемы метрологии*
- *Информационные технологии в измерениях*
- *Государственные эталоны*
- *Механические измерения*
- *Оптико-физические измерения*
- *Теплофизические измерения*
- *Электромагнитные измерения*
- *Радиотехнические измерения*
- *Медицинские и биологические измерения*
- *Физико-химические измерения*
- *Полемические заметки*

