

**ИЗМЕРЕНИЕ. МОНИТОРИНГ.  
УПРАВЛЕНИЕ. КОНТРОЛЬ**

*Научно-производственный журнал*

**СОДЕРЖАНИЕ**

**ОБЩИЕ ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИИ  
И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ**

*Бондаренко Л. Н., Нефедьев Д. И.*

СРАВНЕНИЕ ЭКСТРАПОЛЯЦИОННЫХ  
МЕТОДОВ ОБРАБОТКИ РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ

3

**ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ  
В ИЗМЕРЕНИЯХ**

*Шахмейстер Л. Е., Трофимов В. Ю., Манин С. М.*

АППАРАТНО-ПРОГРАММНОЕ ИНТЕГРИРОВАНИЕ  
СИГНАЛОВ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО  
ЧАСТОТНОГО ДАТЧИКА

10

*Добровинский И. Р., Ломтев Е. А., Медведик Ю. Т.*

ПРИМЕНЕНИЕ ТОПОЛОГИЧЕСКИХ ГРАФОВ  
ДЛЯ РАСЧЕТА СХЕМ КОНВЕРТОРОВ И ГИРАТОРОВ  
НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

17

*Поликарпов А. А., Юрков Н. К.*

ЗАЩИТА ДАННЫХ В АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ  
СИСТЕМАХ УЧЕТА ЭНЕРГОРЕСУРСОВ

25

*Цытин Б. В., Арискина Е. В., Щипанов В. Д.,  
Ярославцева Д. А., Волков В. С., Баринов И. Н.*  
МОДЕЛИРОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ  
ЭЛЕМЕНТОВ МИКРОМЕХАНИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ  
ДАВЛЕНИЙ ДЛЯ ЭКСПЛУАТАЦИИ  
В ОСОБО ЖЕСТКИХ УСЛОВИЯХ

30

## **МЕХАНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ**

*Дмитриенко А. Г., Трофимов А. А.*  
ДАТЧИКИ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ  
НА ОСНОВЕ МАГНИТОДИОДА

38

*Цытин Б. В., Терехина А. В., Пена Д. В.,  
Трофимов А. А., Волков В. С., Баринов И. Н.*  
КОМПЕНСАЦИЯ ТЕМПЕРАТУРНОЙ ЗАВИСИМОСТИ  
ТЕНЗОРЕЗИСТОРОВ НА ОСНОВЕ ПЛЕНОК  
ПОЛИКРИСТАЛЛИЧЕСКОГО АЛМАЗА  
ДЛЯ ДАТЧИКОВ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН,  
ЭКСПЛУАТИРУЮЩИХСЯ В ЭКСТРЕМАЛЬНЫХ УСЛОВИЯХ

44

*Кривоногов Л. Ю., Клебнева А. Е.*  
СИСТЕМА ТЕСТИРОВАНИЯ АЛГОРИТМОВ  
ПОДАВЛЕНИЯ ПОМЕХ В ЭЛЕКТРОКАРДИОСИГНАЛАХ

51

## **ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ**

*Мелентьев В. С., Иванов Ю. М., Симонов А. В.*  
МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК  
НА ОСНОВЕ СРАВНЕНИЯ ОРТОГОНАЛЬНЫХ  
СОСТАВЛЯЮЩИХ ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

58

# ОБЩИЕ ВОПРОСЫ МЕТРОЛОГИИ И ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

УДК 621.317: 519.67

*А. Н. Бондаренко, Д. И. Нефедьев*

## СРАВНЕНИЕ ЭКСТРАПОЛЯЦИОННЫХ МЕТОДОВ ОБРАБОТКИ РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ

*L. N. Bondarenko, D. I. Nefed'ev*

### COMPARISON OF EXTRAPOLATION METHODS PROCESSING OF RESULTS OF MEASUREMENTS

**А н н о т а ц и я.** Рассмотрены некоторые методы интерполяции и экстраполяции, применяемые при обработке результатов измерений. С помощью тестовых задач проведено сравнение методов на базе многочленов, сплайнов и рациональных функций. Результаты сравнения показывают, что в ряде случаев для экстраполяции наиболее выгодно использовать алгоритм Кронекера–Чебышева.

**А b s t r a c t.** Some methods of interpolation and the extrapolations applied at processing of results of measurements are considered. By means of test tasks comparison of methods on the basis of polynomials, splines and rational functions is carried out. Results of comparison show that in some cases for extrapolation it is most favorable to use of Kronecker–Chebyshev algorithm.

**К л ю ч е в ы е с л о в а:** интерполяция, экстраполяция, многочлен, сплайн, рациональная функция, алгоритм Кронекера–Чебышева.

**К e y w o r d s:** interpolation, extrapolation, polynomial, spline, rational function, Kronecker–Chebyshev algorithm.

В современных средствах измерений на этапе аналого-цифрового преобразования возникают потери информации вследствие ограниченности динамического диапазона АЦП. Так как выходной сигнал АЦП описывается решетчатой функцией, в точках, отличных от точек дискретизации, информация о выходе отсутствует, и восстановление пропусков информации возможно на основе интерполяции, позволяющей получать промежуточные значения по имеющемуся дискретному набору значений, и экстраполяции, позволяющей находить значения вне промежутка, содержащего точки дискретизации.

Если в фиксированных точках (узлах) дискретизации  $\{t_i\}_1^n$ , где  $t_1 < t_2 < \dots < t_n$  и все  $t_i \in [a, b]$ , найдены значения  $\{f(t_i)\}_1^n$  измеряемой величины  $f(t)$ , то для решения задачи интерполяции часто используются многочлены, значения которых совпадают со значениями  $f(t)$  в узлах интерполяции [1], или полиномиальные сплайны, построенные на сетке  $\{t_i\}_1^n$  [2].

Для решения задачи экстраполяции также возможно применение многочленов и сплайнов, используемых при интерполяции, но особенности функции  $f(t)$ , расположенные в комплексной плоскости вблизи промежутка  $[a, b]$ , могут сильно ухудшить это решение.

Нередко значения, принимаемые функцией  $f(t)$  вне отрезка  $[a, b]$ , представляют наибольший интерес. Это характерно для изучения процессов, имеющих фазовые переходы,

резонансные значения и т.п. В этих случаях важные для исследователя значения измеряемой величины могут находиться вне рассматриваемого промежутка  $[a, b]$ .

Следует отметить, что даже при решении задачи интерполяции многочлены и сплайны могут не дать приемлемого результата, причем при построении интерполяционных многочленов существенную роль играет правильный выбор узлов интерполяции  $\{t_i\}_1^n$ .

Так, например, часто используемые на практике равноотстоящие узлы интерполяции являются наихудшими для рассматриваемой задачи, т.е. уже при достаточно невысокой степени интерполяционного многочлена, равной  $n-1$ , он может в ряде точек сильно отличаться от интерполируемой функции [1]. Положение значительно улучшается при выборе асимптотически оптимальных чебышевских узлов интерполяции. Если отрезок  $[a, b]$  преобразовать в стандартный отрезок  $[-1, 1]$  с помощью линейной замены

$$t = a + \frac{b-a}{2}(\tau+1), \tau = \frac{2t-a-b}{b-a}, \tau \in [-1, 1], \quad (1)$$

то чебышевские узлы интерполяции описываются следующими соотношениями:

$$\tau_i = \cos \frac{(2n-2i+1)\pi}{2n}, t_i = a + \frac{b-a}{2}(\tau_i+1), i = 1, \dots, n. \quad (2)$$

При преобразовании (1) функция  $f(t)$  заменяется функцией  $g(\tau)$ , а интерполяционный многочлен  $H_{n-1}(\tau)$  для функции  $g(\tau) = f(t)$  на узлах (2) определяется выражением

$$H_{n-1}(\tau) = \sum_{j=0}^{n-1} * h_j T_j(\tau), \quad (3)$$

в котором звездочка у знака суммы означает, что при  $j=0$  соответствующее слагаемое берется с коэффициентом  $1/2$ ,  $T_j(\tau) = \cos j \arccos \tau$ ,  $j = 0, 1, \dots, n-1$ , – многочлены Чебышева, ортогональные на отрезке  $[-1, 1]$  с весом  $(1-\tau^2)^{-1/2}$ , а коэффициенты  $\{h_j\}_0^{n-1}$  в выражении (3) легко вычисляются по формуле [1]

$$h_j = \frac{2}{n} \sum_{i=1}^n g(\tau_i) T_j(\tau_i), j = 0, 1, \dots, n-1.$$

Если особенностями функции  $f(t)$  являются полюсы, то рациональные функции в качестве аппроксимирующего агрегата выступают как главный конкурент многочленов и полиномиальных сплайнов. Так, например, для практически важного случая, когда  $f(t)$  представляет собой рациональную функцию, такой аппроксимирующий агрегат при точных вычислениях совпадает с этой рациональной функцией.

Так как рациональная функция инвариантна относительно преобразования (1), рассмотрим для простоты рациональную аппроксимацию функции  $g(\tau)$  на отрезке  $[-1, 1]$ , получаемой из  $f(t)$  с помощью этого преобразования. В этом случае функция  $g(\tau)$  аппроксимируется дробью вида  $R_{k,m}(\tau) = P_k(\tau) / Q_m(\tau)$ , где многочлены  $P_k(\tau)$  и  $Q_m(\tau)$  имеют соответственно степени:  $\deg P_k(\tau) \leq k$  и  $\deg Q_m(\tau) \leq m$ . По сравнению с полиномиальным приближением рациональная аппроксимация в ряде случаев более эффективна, причем она часто позволяет получить информацию об особенностях аналитической функции.

Если значения функции получены путем измерений на фиксированных узлах, то естественным аппроксимирующим агрегатом является рациональная функция, значения которой в узлах совпадают со значениями данной функции. Такая рациональная функция называется многоточечной аппроксимацией Паде, или рациональной интерполяцией, а соответствующая задача интерполяции рациональными функциями называется задачей Коши–Якоби [3].

К сожалению, многие методы рациональной интерполяции характеризуются сильной чувствительностью к возмущениям исходных данных. Поэтому получение хорошего рационального интерполянта представляет собой непростую задачу. Это косвенно подтверждается тем, что алгоритм рациональной интерполяции, разработанный для пакетов аналитических

вычислений [4] и реализованный, например, в виде процедуры в пакете Maple, использует только точную арифметику, и поэтому исходные данные для этой процедуры должны задаваться только в алгебраическом виде (их нельзя записывать в системе с плавающей точкой).

Рассмотрим алгоритм рациональной интерполяции Кронекера [3], который из-за ряда существенных недостатков был модифицирован для использования в задаче структурно-параметрической идентификации в частотной области и назван алгоритмом Кронекера–Чебышева, причем некоторые недостатки в результате такого преобразования превратились в определенные достоинства [5–7].

В задаче рациональной интерполяции по заданному набору точек  $\{(\tau_i, g_i)\}_1^n$ ,  $g_i = g(\tau_i)$  требуется построить рациональную функцию  $R_{k,m}(\tau) = P_k(\tau) / Q_m(\tau)$ , которая в узлах  $\{\tau_i\}_1^n$ ,  $\tau_i \in [-1, 1]$ , совпадает с функцией  $g(\tau)$ , т.е. в этих узлах должны выполняться равенства  $R_{k,m}(\tau_i) = g_i$ , причем число неизвестных параметров этой задачи  $m + k + 1 = n$ .

Алгоритм Кронекера получения диагональной аппроксимации  $R_{k,m}(\tau)$ , для которой  $k = [(n-1)/2]$ ,  $m = [n/2]$ , где  $[\cdot]$  – целая часть числа, заключается в построении интерполяционного полинома  $H_{n-1}(\tau)$ , удовлетворяющего равенствам  $H_{n-1}(\tau_i) = g_i$ ,  $i = 1, \dots, n$ , и применении рекуррентной процедуры, состоящей в вычислении последовательностей многочленов:

$$\begin{aligned} & - \{P_{n-j}(\tau)\}_{j=0}^{m+1}, \text{ где } P_{n-1}(\tau) = H_{n-1}(\tau) \text{ и } P_n(\tau) = \prod_{i=1}^n (\tau - \tau_i); \\ & - \{Q_j(\tau)\}_{j=0}^m, \text{ где } Q_{-1}(\tau) = 0 \text{ и } Q_0(\tau) = 1, \end{aligned}$$

а также нахождении параметров  $\{\alpha_j, \beta_j\}_0^{m-1}$  с помощью следующих простых соотношений:

$$P_{n-j-2}(\tau) = (\alpha_j \tau + \beta_j) P_{n-j-1}(\tau) - P_{n-j}(\tau); \quad (4)$$

$$Q_{j+1}(\tau) = (\alpha_j \tau + \beta_j) Q_j(\tau) - Q_{j-1}(\tau), \quad (5)$$

которые применяются при значениях итерационного шага  $j = 0, 1, \dots, m-1$ .

Если степени всех многочленов  $\{P_{n-j}(\tau)\}_{j=0}^{m+1}$  совпадают с их индексами, то эта рекуррентная процедура не вырождена и на ее  $j$ -м шаге из соотношения (4) находятся параметры  $\alpha_j, \beta_j$  с использованием частного от деления многочлена  $P_{n-j}(\tau)$  на многочлен  $P_{n-j-1}(\tau)$ , а затем по формулам (4) и (5) вычисляются многочлены  $P_{n-j-2}(\tau)$  и  $Q_{j+1}(\tau)$ .

На последнем  $(m-1)$ -м шаге алгоритма Кронекера, кроме параметров  $\alpha_{m-1}, \beta_{m-1}$ , определяются многочлены  $P_k(\tau)$ ,  $Q_m(\tau)$  и записывается искомая функция  $R_{k,m}(\tau) = P_k(\tau) / Q_m(\tau)$ .

Соотношения (4) и (5) также позволяют легко получить равенство детерминантов

$$\begin{vmatrix} P_{n-j}(\tau) & P_{n-j-1}(\tau) \\ Q_{j-1}(\tau) & Q_j(\tau) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} P_{n-j-1}(\tau) & P_{n-j-2}(\tau) \\ Q_j(\tau) & Q_{j+1}(\tau) \end{vmatrix}, \quad j = 0, 1, \dots, m-1,$$

из которого следует, что при невырожденности алгоритма, т.е. при выполнении условий  $\deg P_{n-j}(\tau) = n-j$ ,  $j = 0, 1, \dots, m-1$ , детерминанты не зависят от итерационного шага  $j$ , выполняются соотношения

$$\frac{P_{n-j-2}(\tau)}{Q_{j+1}(\tau)} = \frac{P_{n-j-1}(\tau)}{Q_j(\tau)} - \frac{P_n(\tau)}{Q_j(\tau)Q_{j+1}(\tau)}, \quad j = 0, 1, \dots, m-1,$$

которые показывают, что все рациональные функции  $P_{n-j-2}(\tau) / Q_{j+1}(\tau)$ , вычисляемые по алгоритму Кронекера на шагах  $j = 0, 1, \dots, m-1$ , совпадают со значениями исходной функции  $g(\tau)$  в узлах интерполяции  $\{\tau_i\}_1^n$ ,  $\tau_i \in [-1, 1]$ .

Основными недостатками алгоритма Кронекера являются возможность его вырождения и высокая чувствительность к изменению исходных данных.

Первый недостаток можно легко устранить, если в соотношениях (4) и (5) вместо линейной функции  $(\alpha_j \tau + \beta_j)$  использовать многочлен более высокой степени с неопределенными коэффициентами. Тогда вычисление частного от деления многочлена  $P_{n-j}(\tau)$  на многочлен  $P_{n-j-1}(\tau)$  позволяет найти все эти коэффициенты.

Для устранения второго недостатка было предложено для записи многочленов  $\{P_{n-j}(\tau)\}_{j=0}^{m+1}$ ,  $j = 0, 1, \dots, m-1$ , использовать чебышевский базис  $\{T_j(\tau)\}_0^n$ , а в качестве узлов интерполяции рассматривать чебышевские узлы (2), являющиеся нулями многочлена Чебышева  $T_n(\tau) = \cos n \arccos \tau$ . Для записи многочленов  $\{Q_j(\tau)\}_{-1}^m$ ,  $j = 0, 1, \dots, m-1$ , в модифицированном алгоритме Кронекера применяется степенной базис  $\{\tau^j\}_0^n$ .

Модифицированная процедура Кронекера была названа алгоритмом Кронекера–Чебышева. В этом алгоритме используются многочлены  $P_n(\tau) = T_n(\tau)$  и  $P_{n-1}(\tau) = H_{n-1}(\tau)$ , где  $H_{n-1}(\tau)$  находится по формуле (3), причем вычисления, связанные с соотношением (4), производятся в чебышевском базисе, а связанные с соотношением (5) – в степенном базисе.

Чувствительность алгоритма Кронекера–Чебышева к изменению исходных данных существенно ниже чувствительности алгоритма Кронекера, что достигнуто за счет построения исходного многочлена  $H_{n-1}(\tau)$  на асимптотически оптимальных чебышевских узлах и проведения вычислений, связанных с соотношением (4), в чебышевском базисе.

Так как многочлены Чебышева можно определить для комплексной переменной  $p$ , для чего достаточно заменить вещественную переменную  $\tau$  на  $p = j\omega$ ,  $j = \sqrt{-1}$ ,  $\omega \in [-1, 1]$ , алгоритм Кронекера–Чебышева подходит также для частотной области, где он был успешно использован для решения соответствующих задач идентификации, в которых результат должен быть представлен в виде рациональной функции.

Также для частотной области было разработано обобщение алгоритма Кронекера – алгоритм Кронекера–Чебышева–Ахиезера, который позволяет рассматривать задачу идентификации в любом диапазоне частот [6, 7].

При проведении компьютерных вычислений вырождение отмеченных алгоритмов практически не встречается, но возможность вырождения можно использовать для остановки этих алгоритмов на некотором промежуточном шаге  $j < m-1$ , в результате чего знаменатель результирующей рациональной функции будет иметь степень  $s < m$ . Отметим, что число  $s$  является важным структурным параметром при идентификации в частотной области.

Для такой остановки алгоритмов Кронекера–Чебышева и Кронекера–Чебышева–Ахиезера в [6] был введен параметр  $tol$ , характеризующий задаваемый допуск.

Так, в случае невырожденности алгоритма Кронекера–Чебышева при задании  $tol = 0$  в результате интерполяции функции  $g(\tau)$  на отрезке  $[-1, 1]$  будет получена рациональная функция  $R_{k,m}(\tau) = P_k(\tau) / Q_m(\tau)$ . При увеличении задаваемого параметра  $tol$  можно получить более простую рациональную функцию, степень знаменателя которой будет меньше  $m$ , что, в частности, может иметь место при вырождении рассматриваемого алгоритма.

Следует отметить, что использование только диагональных рациональных аппроксимаций  $R_{k,m}(\tau) = P_k(\tau) / Q_m(\tau)$ , при которых степень знаменателя превышает степень числителя не более чем на единицу, связано с их большей аппроксимирующей силой, т.е. меньшим значением погрешности. Упрощенная рациональная функция, получаемая при некоторых значениях параметра  $tol$ , также является диагональной аппроксимацией.

Алгоритмы Кронекера–Чебышева и Кронекера–Чебышева–Ахиезера реализованы в виде соответствующих процедур в пакете аналитических вычислений Maple. При этом была учтена возможность их применения как в вещественной, так и комплексной областях с использованием задаваемого параметра  $tol$ , причем при выборе  $tol = 0$  были исключены основные случаи вырождения этих алгоритмов.

В результате тестирования алгоритма Кронекера–Чебышева в вещественной области на ряде показательных, тригонометрических, гиперболических и бесселевых функций по-

лученные значения погрешности аппроксимации оказались сравнимыми по порядку с результатами наилучшей рациональной аппроксимации этих функций на фиксированном отрезке.

Таким образом, можно предположить, что алгоритм Кронекера–Чебышева дает рациональную аппроксимацию, близкую к наилучшей. Именно это свойство данного алгоритма показывает целесообразность его использования в задаче экстраполяции аналитических функций. В [8] на основе теории наилучшей аппроксимации непрерывных функций многочленами рассмотрены вопросы экстраполяции аналитических и квазианалитических функций вещественной переменной. Наилучшая рациональная аппроксимация позволяет получать не только аналитическое продолжение, но и определять особенности функции в виде полюсов.

Для сравнения некоторых методов экстраполяции в качестве первого теста используем известную функцию Рунге

$$f(t) = \frac{1}{1 + 25t^2},$$

для которой полиномиальная интерполяция, рассматриваемая на равноотстоящих узлах в промежутке  $[-1, 1]$ , расходится в промежутке  $\gamma \leq |t| < 1$ , где значение  $\gamma \approx 0,726$ . Это происходит из-за близости полюсов функции Рунге, равных  $\pm 0,2j$ , где  $j = \sqrt{-1}$ , к отрезку  $[-1, 1]$ .

Для функции Рунге при  $t \in [0, 1]$  и  $n = 6$  вычислялись три интерполяционных агрегата:

- интерполяционный многочлен  $P_5(t)$ , построенный на чебышевских узлах (2);
- кубический сплайн  $S_3(t)$  дефекта 1, построенный на равномерной сетке;
- рациональная функция, построенная с помощью алгоритма Кронекера–Чебышева.

С помощью пакета Maple был найден многочлен  $P_5(t)$ , для чего использовалась формула (3),  $S_3(t)$  находился с помощью встроенной процедуры «Spline», а рациональная функция вычислялась с помощью разработанной процедуры при выбранном значении параметра  $tol = 0,1$ , причем все вычисления проводились с десятью значащими цифрами, а в дальнейших записях все нули, не влияющие на результат, опущены.

Значения абсолютных погрешностей на отрезке  $[0, 1]$  оцениваются неравенствами

$$\max_{t \in [0,1]} |f(t) - P_5(t)| < 0,374; \quad \max_{t \in [0,1]} |f(t) - S_3(t)| < 0,0787; \quad \max_{t \in [0,1]} |f(t) - R_{1,2}(t)| < 0,739 \cdot 10^{-7},$$

а полученная рациональная функция имеет вид

$$R_{1,2}(t) = \frac{1,000000176 - 0,22475924 \cdot 10^{-6}t}{1,00000025 - 0,35 \cdot 10^{-6}t + 25t^2}.$$

Графики функции Рунге и ее полученных аппроксимаций на отрезке  $[0, 1]$  показаны на рис. 1, на котором график функции Рунге сливается с графиком рациональной аппроксимации  $R_{1,2}(t)$ , полученной с помощью алгоритма Кронекера–Чебышева.

Экстраполяция этих аппроксимаций на отрезок  $[1, 2]$  показывает, что агрегаты  $P_5(t)$  и  $S_3(t)$  дают результаты значительно хуже, чем рациональная функция  $R_{1,2}(t)$ . На рис. 2 приведены графики логарифмических относительных погрешностей  $\lg |f(t) - P_5(t)| - \lg |f(t)|$  и  $\lg |f(t) - S_3(t)| - \lg |f(t)|$ , построенные на отрезке  $[1, 2]$ , а максимальные значения абсолютных погрешностей на отрезке  $[1, 2]$  оцениваются следующими неравенствами:

$$\max_{t \in [1,2]} |f(t) - P_5(t)| < 45,3; \quad \max_{t \in [1,2]} |f(t) - S_3(t)| < 0,581; \quad \max_{t \in [1,2]} |f(t) - R_{1,2}(t)| < 0,266 \cdot 10^{-8},$$

причем они достигаются при  $t = 2$ , а значение функции Рунге в этой точке  $f(2) = 1/101$ .

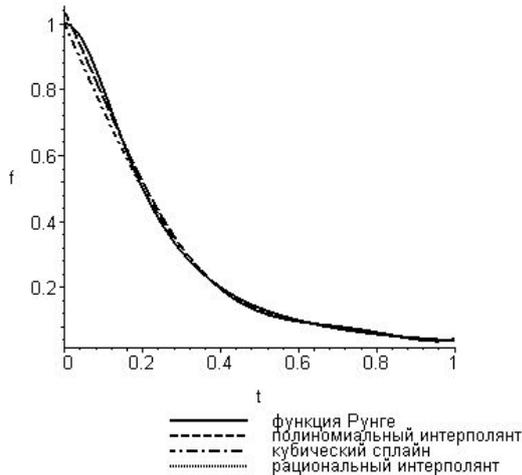


Рис. 1. Графики функции Рунге и ее аппроксимаций на отрезке  $[0, 1]$

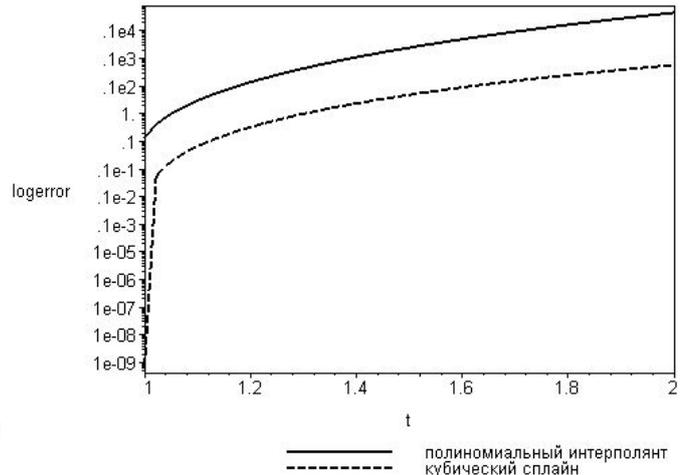


Рис. 2. Графики логарифмических относительных погрешностей на отрезке  $[1, 2]$

При рациональной интерполяции функции Рунге для  $t \in [0, 1]$  и  $n=6$  методом работы [4] с помощью встроенной процедуры «RationalInterpolation» в пакете Maple требуется задание исходных данных в виде рациональных дробей. При отсутствии возмущений в этих исходных данных на равномерной сетке в результате получается функция Рунге.

При наличии малых возмущений в исходных данных, которые также записываются в виде рациональных дробей, процедура «RationalInterpolation» находит рациональную функцию в форме  $R_{2,3}(t)$ , а алгоритм Кронекера–Чебышева с любым заданием исходных данных при соответствующем подборе параметра  $tol$  находит рациональную функцию в форме  $R_{1,2}(t)$ .

В качестве второго теста рассмотрим функцию

$$f(t) = \operatorname{tg} \frac{\pi t}{4},$$

которая при четных целых значениях переменной  $t$  имеет простые полюсы.

В этом случае применение полиномиальных аппроксимаций не позволяет в явном виде определить значения этих полюсов. Поэтому для сравнения методов экстраполяции этой функции рассмотрим только алгоритм Кронекера–Чебышева и рациональную интерполяцию из работы [4], для которой вычисления должны проводиться в точной арифметике.

Для исследуемой функции на отрезке  $[0, 1]$  и  $n=7$  при выборе  $tol=0,1$  с помощью алгоритма Кронекера–Чебышева была найдена следующая рациональная функция:

$$R_{1,2}(t) = \frac{0,02560196575 + 3,0734686t}{4,122049938 - 0,0570256245t - t^2},$$

которая имеет полюсы:  $-2,058996232$  и  $2,001970608$ .

При выборе  $tol=0$  для этого случая найденная рациональная функция  $R_{3,3}(t)$  имеет полюсы:  $-2,049635455$ ,  $2,001695883$  и  $19,87598399$ .

Рациональная интерполяция методом работы [4] на равномерной сетке для отрезка  $[0, 1]$  и  $n=7$  при использовании точной арифметики дает для исследуемой функции рациональную функцию  $\tilde{R}_{3,3}(t)$ , которая имеет полюсы:  $-2,049950908$ ,  $2,001732621$  и  $19,89498128$ .

Максимальные значения абсолютных погрешностей на отрезке  $[1, 1,9]$  оцениваются следующими неравенствами:

$$\max_{t \in [1, 1,9]} |f(t) - R_{1,2}(t)| < 1,823; \quad \max_{t \in [1, 1,9]} |f(t) - R_{3,3}(t)| < 0,131; \quad \max_{t \in [1, 1,9]} |f(t) - \tilde{R}_{3,3}(t)| < 0,135,$$

причем  $f(1,9) = 12,70620482$ .

Хотя на практике измеряемые значения функции  $f(t)$  обычно имеют ограниченное число верных знаков, приведенные тестовые примеры позволяют правильно оценить возмож-

ности сравниваемых методов экстраполяции, так как уменьшение числа знаков в задании значений функции может рассматриваться как возмущение исходных данных.

Чебышевские узлы (2), используемые в алгоритме рациональной аппроксимации Кронекера–Чебышева, в процессе измерения также не могут быть заданы точно, но и в этом случае получаемые погрешности можно отнести к возмущению исходных данных. При обработке же результатов измерений на компьютере чебышевские узлы (2) должны задаваться с наибольшей возможной точностью, что особенно легко выполнить при применении современных математических пакетов аналитических вычислений, например, Maple.

Рассмотренные тестовые примеры показывают возможности алгоритма Кронекера–Чебышева в применении к задаче экстраполяции результатов измерений.

Следует отметить, что до сих пор для многих методов рациональной аппроксимации даже аналитических функций вещественной переменной не найдены хорошие теоретические оценки погрешности, позволяющие сравнивать эти методы с наилучшей рациональной аппроксимацией. Тем не менее в последнее время методы рациональной аппроксимации находят широкое применение в самых различных приложениях.

### Список литературы

1. Бабенко, К. И. Основы численного анализа / К. И. Бабенко. – М. : Наука, 1986. – 744 с.
2. Завьялов, Ю. С. Методы сплайн-функций / Ю. С. Завьялов, Б. И. Квасов, В. Л. Мирошниченко. – М. : Наука, 1980. – 352 с.
3. Бейкер, Дж. Аппроксимации Паде / Дж. Бейкер, П. Грейвс-Моррис. – М. : Мир, 1986. – 502 с.
4. Beckermann, V. Fraction-free computation of matrix rational interpolants and matrix GCDs / V. Beckermann, G. Labahn // *SIAM Journal on Matrix Analysis and Applications*. – 2000. – Vol. 22, № 1. – P. 114–144.
5. Бондаренко, Л. Н. Определение параметров передаточной функции средств измерений по значениям амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик / Л. Н. Бондаренко // *Датчики и системы*. – 2004. – № 7. – С. 18–20.
6. Бондаренко, Л. Н. Методы идентификации в частотной области при наличии шума / Л. Н. Бондаренко // *Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки*. – 2009. – № 2. – С. 113–123.
7. Бондаренко, Л. Н. О точности идентификации систем на базе RC-схем замещения / Л. Н. Бондаренко // *Измерительная техника*. – 2011. – № 4. – С. 27–32.
8. Бернштейн, С. Н. Аналитические функции вещественной переменной, их возникновение и пути обобщения / С. Н. Бернштейн // *Собрание сочинений*. – М. : Изд-во АН СССР, 1952. – Т. 1. – С. 285–320.

---

#### **Бондаренко Леонид Николаевич**

кандидат технических наук, доцент,  
кафедра дискретной математики,  
Пензенский государственный университет  
E-mail: leobond5@mail.ru, dm@pnzgu.ru

#### **Bondarenko Leonid Nikolaevich**

candidate of technical sciences, associate professor,  
sub-department of discrete mathematics,  
Penza State University

#### **Нефедьев Дмитрий Иванович**

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

#### **Nefed'ev Dmitriy Ivanovich**

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

---

УДК 621.317 : 519.67

**Бондаренко, Л. Н.**

**Сравнение экстраполяционных методов обработки результатов измерений / Л. Н. Бондаренко, Д. И. Нефедьев // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 2(4). – С. 3–9.**

## ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ИЗМЕРЕНИЯХ

УДК 681.2.088

*Л. Е. Шахмейстер, В. Ю. Трофимов, С. М. Манин*

### АППАРАТНО-ПРОГРАММНОЕ ИНТЕГРИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО ЧАСТОТНОГО ДАТЧИКА

*L. E. Shakhmeyster, V. Yu. Trofimov, S. M. Manin*

### HARDWARE-BASED SIGNAL INTEGRATION OF DIFFERENTIAL FREQUENCY SENSOR

**А н н о т а ц и я.** Разработаны методы интегрирования сигналов частотных датчиков с помощью интегральных микроконтроллеров. Методы позволяют существенно сократить вычислительные затраты при интегрировании сигналов датчиков за счет реализации операций цифрочастотных преобразований.

**A b s t r a c t.** The methods for integrating signal frequency sensors with integrated micro-controllers are developed. Methods can significantly reduce the computational cost of the integration of sensor signals through the implementation of digital frequency transformation operations.

**К л ю ч е в ы е с л о в а:** частотные датчики механических величин, интегрирование при измерении механических величин, обработка сигналов датчиков.

**К e y w o r d s:** frequency sensors of mechanical quantities, integration of the measurement of mechanical quantities, processing of sensor signals.

Выходной сигнал ряда частотных датчиков механических величин, в частности струнных, является функцией корня квадратного от измеряемого параметра [1]. В случае использования дифференциальной схемы выходной сигнал частоты  $f_k(t)$  датчика представляется следующей зависимостью:

$$f_k(t) = f_1(t) - f_2(t) = \left[ f_{н1} \sqrt{1 + \frac{2 \cdot K_{пп1}}{f_{н1}} \cdot a(t)} - f_{н1} \right] - \left[ f_{н2} \sqrt{1 - \frac{2 \cdot K_{пп2}}{f_{н2}} \cdot a(t)} - f_{н2} \right],$$

где  $f_1(t), f_2(t)$  – частоты сигналов 1-го и 2-го каналов датчика;  $f_{н1}, f_{н2}$  – начальные частоты 1-го и 2-го каналов датчика, соответствующие нулевому значению измеряемого параметра;  $K_{пп1}, K_{пп2}$  – коэффициенты преобразования соответствующих каналов датчика;  $a(t)$  – измеряемый параметр.

В качестве измеряемого параметра для частотного датчика может быть использован любой из широкой номенклатуры механических величин, в том числе и линейное ускорение. При

этом в некоторых технических приложениях управляющее воздействие формируется по результатам измерения скорости, являющейся интегралом ускорения. Значение интеграла  $I(t)$  выходного сигнала дифференциального частотного датчика, пропорционального скорости, может быть получено за счет реализации следующей операции:

$$I(t) = \int_{t_n}^t (f_1(t) - f_2(t) - f_n) dt,$$

где  $t_n$  – момент времени начала интегрирования;  $f_n = f_k(t)|_{a(t)=0, t \in [0, t_n]} = \text{const}$  – предварительно измеренная начальная частота, определяемая до момента времени  $t = t_n$  при  $a(t) = \text{const}$ , или в частном случае при  $a(t) = 0$ .

Операция интегрирования может быть реализована следующим образом:

$$I(t) = \int_{t_n}^t f_1(t) dt - \int_{t_n}^t f_2(t) dt - f_n(t - t_n).$$

Определение значений интегралов частот сигналов датчика может быть осуществлено классическими методами, предусматривающими преобразование частот каналов в цифровой код с последующим численным интегрированием (сложением) с предустановленным шагом по времени. Согласно рассмотренному алгоритму получение значения интеграла параметра в реальном масштабе времени требует непрерывного выполнения двух операций сложения цифровых кодов частот, операции умножения и трех операций вычитания, что в ряде случаев затруднено.

Задача интегрирования частотных сигналов может быть решена с меньшими вычислительными затратами за счет использования цифрочастотных методов, реализуемых на базе специальных программ для микроконтроллеров [2]. При интегрировании цифрочастотными методами используется счетчик [2], выполняющий функции интегратора тернарных или бинарных единичных приращений, на входе которого может быть включена схема вычитания частот, выполняющая дополнительную функцию по фильтрации получаемого результата. Эта схема может быть названа дискриминатором. При цифрочастотной обработке сигналов частоты  $f_i(t)$  представляются в виде цифрочастотных потоков  $b_{i,j}$ , принимающих в моменты времени  $t_j$  значения 0 или 1 (при вычитании частоты  $-1$ ). Число отличных от нуля значений в указанных потоках за промежуток времени измерения равно интегралу частоты соответствующего сигнала за этот промежуток времени.

Интегрирование цифрочастотных потоков  $b_{i,j}$  с использованием дискриминатора осуществляется за счет реализации алгоритма следующего вида:

$$D(i, j) = \left\{ \begin{array}{l} D(0, 0) = H, \\ D(i, j - 1) + b_{i,j}, \quad BP(i, j) = 0, BM(i, j) = 0 \\ \text{при } M < D(i, j - 1) + b_{i,j} < P, \\ D(i, j) = P, \quad BP(i, j) = 1, BM(i, j) = 0 \\ \text{при } D(i, j - 1) + b_{i,j} > P, \\ D(i, j) = M, \quad BP(i, j) = 0, BM(i, j) = -1 \\ \text{при } D(i, j - 1) + b_{i,j} < M; \end{array} \right. \quad (1)$$

$$J_{m+} = P - H + \sum_{j=1}^n \sum_{i=1}^k BP_{i,j}, \quad J_{m-} = M - H + \sum_{j=1}^n \sum_{i=1}^k BM_{i,j},$$

где  $D(i, j)$  – состояние дискриминатора после  $j$ -го опроса  $i$ -го цифрочастотного потока;  $D(0, 0)$  – исходное состояние дискриминатора;  $BP(i, j)$ ,  $BM(i, j)$  – элементы соответственно положительного и отрицательного выходов дискриминатора при  $j$ -м опросе  $i$ -го цифрочастотного потока;  $H = \text{const}$ ,  $P = \text{const}$ ,  $M = \text{const}$  – исходное, предельные максимальное и минималь-

ное значения дискриминатора соответственно, выбираемые с учетом возможных уровней шумов, имеющих место в частотных потоках  $b_{i,j}$ ;  $J_{m+}$ ,  $J_{m-}$  – машинное положительное и отрицательное значения интеграла соответственно.

На рис. 1 приведена структурная схема интегрирования при использовании микроконтроллера семейства MKS–51 [3]. Частоты  $f_1(t)$ ,  $f_2(t)$  с выхода датчика поступают на входы внешнего прерывания микроконтроллера INT0, INT1 соответственно.

Регистр DCRDF используется в качестве дискриминатора  $D(i,j)$ . Положительное значение интеграла  $J_{m+}$  суммы частот хранится в регистре (регистрах) SumDf<sub>+</sub>, а отрицательное  $J_{m-}$  – в регистре (регистрах) SumDf<sub>-</sub>. Первоначально в дискриминатор может быть записано число  $H = FFh$  (255), максимально возможное [3] для 8-разрядного контроллера типа MKS–51, при этом результат отрицательного значения интеграла  $J_{m-}$  (SumDf<sub>-</sub>) необходимо увеличить по абсолютной величине также на величину  $H = 255$ .

Для учета нулевого смещения  $f_n$  датчика необходимо перед началом интегрирования измерить его фактическую величину, а в процессе интегрирования осуществлять непрерывное воспроизведение измеренной частоты нулевого смещения и цифрочастотное вычитание из дискриминатора. Указанная операция осуществляется путем преобразования частоты (периода) в цифровой код, запоминания кода и последующего преобразования запомненного кода (воспроизведение) в сигнал с соответствующей частотой (периодом).

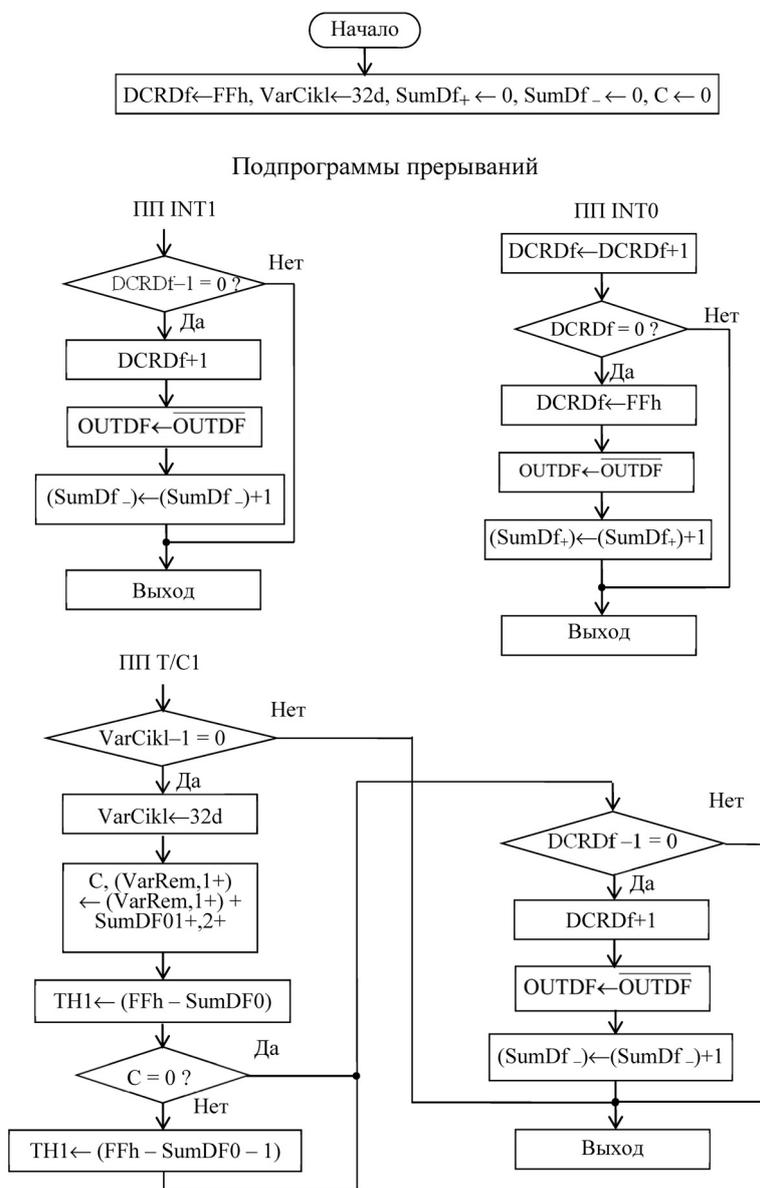


Рис. 1. Структурная схема интегрирования частот

При использовании микроконтроллера воспроизведенная начальная разностная частота для этих целей может быть сформирована таймером-счетчиком T/C1 по заранее запомненному значению кода начальной частоты  $f_n$ , хранящемуся в данном случае в трех регистрах: SumDF0, SumDF01+, SumDF02+ (SumDF0 – старший байт, SumDF02+ – младший байт). Изменение значения интеграла на единицу любого знака передается на один из выводов контроллера, условно названный OUTDF, для телеметрирования.

При использовании приведенного алгоритма интегрирования контроллер должен успевать обработать частоты датчика и воспроизведенную его начальную частоту. При дифференциальном датчике и максимальных частотах каждого канала порядка  $f_1, f_2 \approx 20$  кГц при начальной разностной частоте  $f_n$  до 500 Гц время  $T$ , затрачиваемое на обработку, не должно

превышать  $T < \frac{1}{f_1 + f_2 + f_n} \approx 25$  мкс. При использовании 8-разрядных микроконтроллеров се-

мейства MKS-51 и тактовой частоте  $f_t = 12$  МГц время выполнения одного цикла  $T_{\text{ц}} = 12 / f_t = 1$  мкс. Все прерывания должны быть обработаны в течение не более 25 циклов.

Вход и выход из каждого прерывания занимают четыре цикла, при этом на все операции остается 13 циклов. Такое малое количество машинных циклов приводит к необходимости отыскания путей по сокращению времени интегрирования. Результат интегрирования представляется 2-байтным числом, а интегрирование 1-разрядного приращения – его инкрементированием или декрементированием. В MKS-51 имеется один 2-байтный регистр DPRT, и его декрементирование занимает один машинный цикл. Этот регистр может быть использован для хранения результата интегрирования одного знака, например положительного. В этом случае для хранения данных значения интеграла отрицательного знака приходится использовать два регистра или ячейки памяти. Инкрементирование или декрементирование данных двух регистров в MKS-51 может осуществляться за семь машинных циклов:

*% Инкрементирование 2-байтного числа, записанного в ячейках ОЗУ*

*% SumDF+, SumDF+1+*

1 CLR C	;1 маш. цикл	5 MOV A, SumDF+	;1 маш. цикл
2 MOV A, SumDF+1+	;1 маш. цикл	6 ADDC A, #00h	;1 маш. цикл
3 ADD A, #01h	;1 маш. цикл	7 MOV SumDF+, A	;1 маш. цикл
4 MOV SumDF+1+, A	;1 маш. цикл	8 ...	

Для уменьшения времени выполнения указанной операции разработан специальный код DJnzInverse, учитывающий специфику системы команд MKS-51. Приведем алгоритм этого кода при хранении значения интеграла в регистрах текущего банка SumDF+, SumDF+1+. Начальное состояние SumDF+, SumDF+1+ = FF00h. Операция инкрементирования заменяется операцией декрементирования:

$$\left. \begin{aligned} (\text{SumDF+}, \text{SumDF+1+}) - 1 &= [\text{SumDF+}, (\text{SumDF+1+}) - 1], \\ \text{при } (\text{SumDF+1+}) - 1 &\neq 0; \\ (\text{SumDF+}, \text{SumDF+1+}) - 1 &= [(\text{SumDF+}) - 1, 0], \\ \text{при } (\text{SumDF+1+}) - 1 &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Для получения двоичного кода после окончания интегрирования используется преобразование DJnzInverse:

$$\left. \begin{aligned} \text{При } (\text{SumDF+1+}) &= 0 \\ (\text{SumDF+}) &\leftarrow (\text{SumDF+})_{\text{доп}} - 1, (\text{SumDF+}) \leftarrow 0 - (\text{SumDF+}) - 1, \\ [(\text{SumDF+}), (\text{SumDF+1+})]_{\text{преобр}} &= \{[(\text{SumDF+})_{\text{доп}} - 1], 0\} = \\ \{[0 - (\text{SumDF+}) - 1], 0\}. & \\ \text{При } (\text{SumDF+1+}) &\neq 0 \\ [(\text{SumDF+}), (\text{SumDF+1+})]_{\text{преобр}} &= [(\text{SumDF+}), (\text{SumDF+1+})]_{\text{доп}} = \\ 0 - [(\text{SumDF+}), (\text{SumDF+1+})]. & \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

В табл. 1 приведен пример использования указанного кода.

Таблица 1

N1	SumDF+	SumDF+1+	(SumDF+, SumDF+1+) <sub>доп</sub>		Условие	(SumDF+, SumDF+1+) <sub>преобр</sub>		N
0	FF	00	01	00	(SumDF+1+) = 0, ⇒(SumDF+) = (SumDF+)-1	00	00	0
1	FF	FF	00	01	(SumDF+1+)≠0, ⇒(SumDF+) = (SumDF+)	00	01	1
2	FF	FE	00	02	То же	00	02	2
...								
254	FF	02	00	FE	(SumDF+1+)≠0, ⇒(SumDF+) = (SumDF+)	00	FE	254
255	FF	01	00	FF	То же	00	FF	255
256	FE	00	02	00	(SumDF+1+) = 0, ⇒(SumDF+) = (SumDF+)-1	01	00	256
257	FE	FF	01	01	(SumDF+1+)≠0, ⇒(SumDF+) = (SumDF+)	01	01	257
258	FE	FE	01	02	То же	01	02	258

При использовании преобразования DJnzInverse операция интегрирования, в данном случае заключающаяся в декрементировании 2-байтного числа, может выполняться следующим образом:

```

1          DJNZ SumDF+1+, M1          ; 2 маш. цикла
2          DEC SumDF+                  ; 1 маш. цикл
3          MI:                          end

```

Получили, что декрементирование 2-байтного числа осуществляется не за семь, а за три машинных цикла.

Время выполнения преобразования DJnzInverse, осуществляемого после окончания интегрирования, не играет роли.

```

1  DJnzInverse:  CLR A                    7          SJMP M4
2                CJNE SumDF+1+, M2       8          M3:   SETB C
3                SJMP M3                  9          M4:   CLR A
4  M2:          CLR C                    10         SUBB A, R4
5                SUBB A,                  11         MOV R4, A
6                MOV SumDF+1+, A         12         RET

```

Одновременного увеличения по абсолютной величине положительного и отрицательного результирующих значений интеграла произойти не может. Положительное значение интеграла увеличивается только при приходе импульсов  $f_1(t)$  1-го канала датчика, а отрицательное значение интеграла по абсолютной величине может увеличиваться только при приходе импульсов частоты  $f_2(t)$  и воспроизведенного значения начальной разностной частоты  $f_n$ . В первом случае максимальное время интегрирования составит три, а во втором шесть машинных циклов.

Разумеется, задача обеспечения необходимого быстродействия может быть решена увеличением тактовой частоты микроконтроллера. Можно ожидать, что в ближайшее время допустимая тактовая частота отечественных микроконтроллеров семейства MKS-51 увеличится с 12 до 24–50 МГц, как это имеет место в зарубежных аналогах.

Задача снижения требований по быстродействию используемого микроконтроллера может быть, кроме того, решена за счет предварительной аппаратной обработки сигналов дифференциального датчика. Указанная обработка представляет собой вычитание частот дифференциальных каналов датчика и может быть выполнена на микросхеме 512PC8 [2] так, как это

показано на рис. 2,а. Для обеспечения обработки сигнала выходной разностной частоты  $f_k(t)$  схема дополнена элементами формирователя (конденсатор Сф и резистор Rф), обеспечивающими необходимую длительность сигнала на выходе схемы вычитания для обработки его на микроконтроллере.

Последующая программная обработка (интегрирование) суммы полученной разностной частоты каналов  $f_k(t)$  и ее начального  $f_n$ , воспроизводимого в процессе измерения (рис. 2,а) значения может быть осуществлена по рассмотренному выше алгоритму (1).

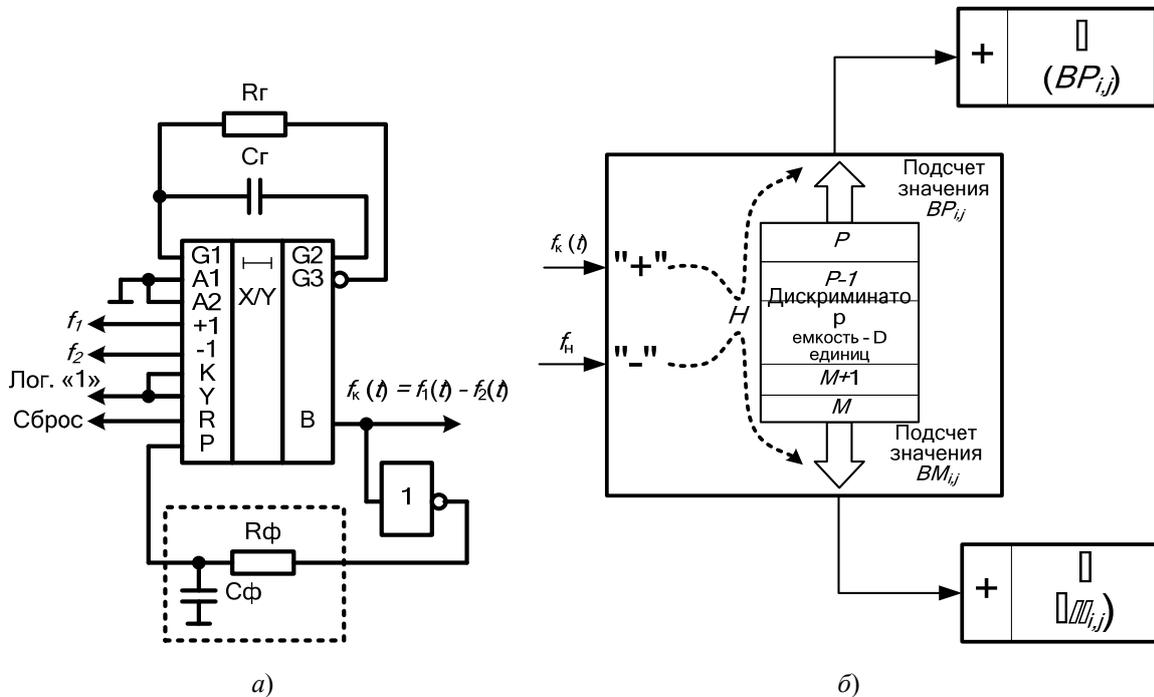


Рис. 2. Схема вычитания частот (а) на микросхеме 512PC8 и алгоритм программного метода интегрирования с использованием дискриминатора (б) сигналов дифференциального частотного датчика (Rф и Cф – элементы, отвечающие за длительность лог. «1» сигнала частоты  $f_{\text{вых}}$ )

При этом за счет исключения из процесса обработки одного из трех цифрочастотных потоков и существенного снижения ранее высокочастотного выходного сигнала датчика  $c \approx 20$  кГц до 3,0...3,5 кГц возможно уменьшить время, необходимое для обработки на микроконтроллере сигналов датчика, с 25 мкс до 250...280 мкс, что соответственно позволит применить менее быстродействующий микроконтроллер (с меньшей тактовой частотой) или использовать освободившиеся ресурсы для выполнения дополнительных функций.

Проведенный анализ позволяет сформулировать следующие обобщающие выводы по вопросам, связанным с интегрированием:

1) интегрирование частотных сигналов датчика программными методами целесообразно осуществлять цифрочастотными методами, используя счетчики или сумматоры одноразрядных бинарных или тернарных приращений, в качестве которых могут использоваться регистры микроконтроллера;

2) одновременно с операцией интегрирования целесообразна реализация функции алгебраического суммирования частотных сигналов с использованием дополнительной фильтрации с помощью дискриминатора, снижающего уровень неравномерности выходных цифрочастотных потоков;

3) при интегрировании программными методами с использованием микроконтроллеров семейства MKS-51 уменьшение времени интегрирования дифференциальных частотных сигналов с представлением результата более чем 1-байтными числами может быть обеспечено использованием преобразования DJnzInverse;

4) уменьшить время, необходимое для обработки на микроконтроллере сигналов датчика, возможно дополнительно до 10 раз за счет предварительного аппаратного вычитания частот дифференциальных каналов, что соответственно позволит применить менее быстродей-

ствующий микроконтроллер или использовать освободившиеся ресурсы для выполнения дополнительных функций.

#### Список литературы

1. Новицкий, П. В. Цифровые приборы с частотными датчиками / П. В. Новицкий, В. Г. Кнорринг, В. С. Гутников. – Л. : Энергия, 1970. – 424 с.
2. Шахмейстер, Л. Е. Цифрочастотные и время-импульсные преобразователи информации / Л. Е. Шахмейстер. – М. : Изд-во КДУ, 2008. – 252 с.
3. Схемотехника электронных систем. Микропроцессоры и микроконтроллеры / В. И. Бойко [и др.]. – СПб. : БХВ-Петербург, 2004. – 464 с.

---

#### **Шахмейстер Леонид Ефимович**

доктор технических наук, профессор,  
заместитель генерального директора по НИОКР,  
Научно-исследовательский институт «Поиск»  
E-mail: lsh43@mail.ru

#### **Shakhmeyster Leonid Efimovich**

doctor of technical sciences,  
deputy director general for  
Research and Development,  
Research Institute «Poisk»

#### **Трофимов Вадим Юрьевич**

кандидат технических наук,  
начальник отделения 2,  
Научно-исследовательский институт «Поиск»  
E-mail: tvmt@yandex.ru

#### **Trofimov Vadim Yur'evich**

candidate of technical sciences,  
head of department 2,  
Research Institute «Poisk»

#### **Манин Сергей Михайлович**

заведующий НИЛ,  
Научно-исследовательский институт «Поиск»  
E-mail: se\_@rambler.ru

#### **Manin Sergey Mikhailovich**

head of research laboratory,  
Research Institute «Poisk»

---

УДК 681.2.088

#### **Шахмейстер, Л. Е.**

**Аппаратно-программное интегрирование сигналов дифференциального частотного датчика** / Л. Е. Шахмейстер, В. Ю. Трофимов, С. М. Манин // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 2(4). – С. 10–16.

УДК 621.317.7

*И. Р. Добровинский, Е. А. Ломтев, Ю. Т. Медведик*

**ПРИМЕНЕНИЕ ТОПОЛОГИЧЕСКИХ ГРАФОВ  
ДЛЯ РАСЧЕТА СХЕМ КОНВЕРТОРОВ И ГИРАТОРОВ  
НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ**

*I. R. Dobrovinskiy, E. A. Lomtev, Yu. T. Medvedik*

**THE APPLICATION OF TOPOLOGICAL GRAPHS  
TO CALCULATE GIRATOROV AND CONVERTERS SCHEMES  
ON OPERATING AMPLIFIERS**

**А н н о т а ц и я.** Выполнен расчет конверторов сопротивления и гиратора на операционных усилителях с использованием топологических графов, что позволяет сократить объем вычислений за счет перехода от принципиальных электрических схем узлов средств измерений непосредственно к графам и к функциям преобразования.

**A b s t r a c t.** The method of calculating the converters resistance and gyrator on the operational amplifiers is based on the use of topological graphs. Application of the method allows to drastically reduce the amount of computation because of eliminating principal electrical circuits units of measurements and of transition directly to graphs and functions of the transformation.

**К л ю ч е в ы е с л о в а:** конвертор сопротивления, гиратор, операционный усилитель, топологический граф, коэффициент усиления, исток, сток.

**К е y w o r d s:** The converter resistance, gyrator, operational amplifier, topological graph, gain, the source, drain.

**Введение**

Расчет узлов средств измерений на операционных усилителях (ОУ) с реальными характеристиками связан с решением систем уравнений высокого порядка. Схемой замещения ОУ является трехполюсник, который описывается системой трех уравнений. Измерительный усилитель, использующий три ОУ, описывается системой девяти уравнений, решение которой представляет весьма сложную задачу.

В известной монографии В. С. Гутникова [1] приводятся схемы измерительных усилителей и их функции преобразования, но отсутствуют расчеты получения этих функций.

Приведенные расчеты с помощью топологических графов позволяют значительно упростить решение задач при переходе от принципиальной электрической схемы непосредственно к топологическому графу, на основании которого можно получить функции передачи схем на ОУ.

**Расчет коэффициента передачи графа Мэзона**

Прежде чем получить общую формулу для определения коэффициента передачи линейной электрической цепи с помощью графов, рассмотрим достаточно общий пример определения коэффициента передачи.

## Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль

На рис. 1 представлен граф пассивной электрической цепи, узлы которого в целях упрощения обозначим цифрами ( $x_1-x_5$ ), а передачи контуров  $L_1 = bi; L_2 = ch; L_3 = dg; L_4 = ef$ .

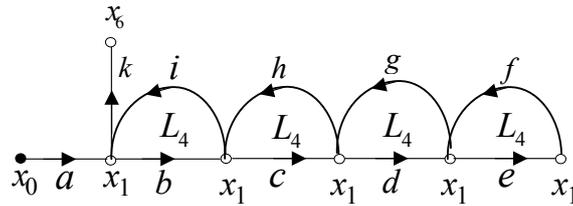


Рис. 1. Граф пассивной электрической цепи

Необходимо найти коэффициент передачи  $\frac{x_6}{x_0}$ .

Для узлов  $x_1-x_5$  составим систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} x_1 &= ax_0 + ix_2; \\ x_2 &= bx_1 + hx_3; \\ x_3 &= cx_2 + gx_4; \\ x_4 &= dx_3 + fx_5; \\ x_5 &= ex_4; \\ x_6 &= kx_1. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Искомый коэффициент передачи определим постепенным исключением из системы уравнений неизвестных узлов, начиная с узла  $x_5$ :

$$X_4 = DX_3 + FX_5 = DX_3 + EFX_4.$$

Откуда  $x_4 = \frac{d}{1-ef}x_3 = \frac{d}{1-L_4}x_3$ . Таким образом исключен узел  $x_5$ .

Переходя к узлу  $x_3$ , получим  $x_3 = cx_2 + gx_4 = cx_2 + \frac{dg}{1-L_4}x_3 = cx_2 + \frac{L_3}{1-L_4}x_3$ , поскольку  $dg = L_3$ .

Откуда  $x_3 - \frac{L_3}{1-L_4}x_3 = cx_2$  или  $x_3 = \frac{c(1-L_4)}{1-L_3-L_4}x_2$ . Таким образом исключен узел  $x_4$ .

Переходя к узлу  $x_2$ , получим  $x_2 = bx_1 + hx_3 = bx_1 + \frac{hc(1-L_4)}{1-L_3-L_4}x_2 = bx_1 + \frac{L_2(1-L_4)}{1-L_3-L_4}x_2$ , по-

скольку  $hc = L_2$ .

Откуда

$$x_2[(1-L_2-L_3-L_4) + L_2L_4] = b(1-L_3-L_4)x_1;$$

$$x_2 = \frac{b(1-L_3-L_4)}{1-(L_2+L_3+L_4) + L_2L_4}x_1.$$

Подставляя значение  $x_2$  в уравнение  $x_1 = ax_0 + ix_2$ , получим

$$x_1 = ax_0 + \frac{bix_1(1-L_3-L_4)}{1-(L_2+L_3+L_4) + L_2L_4}.$$

Так как  $bi = L_1$ , то  $x_1[1 - \frac{L_1(1-L_3-L_4)}{1-(L_2+L_3+L_4) + L_2L_4}] = ax_0$ .

Откуда  $x_1 = \frac{1-(L_2+L_3+L_4) + L_2L_4}{1-(L_1+L_2+L_3+L_4) + L_1L_3 + L_1L_4 + L_2L_4}ax_0$ .

Для последнего уравнения

$$x_6 = akx_0 = \frac{1 - (L_2 + L_3 + L_4) + L_2L_4}{1 - (L_1 + L_2 + L_3 + L_4) + L_1L_3 + L_1L_4 + L_2L_4}. \quad (2)$$

Данное выражение соответствует частному случаю формулы Мэсона  $G = \frac{P_1\Delta_1}{\Delta}$ . Здесь путь  $P_1 = ak$ , алгебраическое дополнение пути  $\Delta_1$  из выражения (2) равно  $\Delta_1 = 1 - (L_2 + L_3 + L_4) + L_2L_4$ , а определитель знаменателя графа:  $\Delta = 1 - (L_1 + L_2 + L_3 + L_4) + L_1L_3 + L_1L_4 + L_2L_4$ .

В общем случае коэффициент передачи графа Мэсона равен

$$G = \frac{\sum_{i=1} P_i \Delta_i}{\Delta}, \quad (3)$$

где  $P_i$  – передача  $i$ -го пути от истока к стоку;  $\Delta_i$  – алгебраическое дополнение этого пути.

Пусть граф содержит  $m$  контуров. Определитель графа представляет собой знакопеременный ряд, первый член которого равен единице:

$$\Delta = 1 - \sum L_{1k} + \sum L_{2k} - \sum L_{3k} + \dots,$$

где  $\sum L_{1k}$  – сумма передач всех  $m$  контуров, содержащихся в графе;  $\sum L_{2k}$  – сумма произведений передач двух любых контуров, не касающихся друг друга;  $\sum L_{3k}$  – сумма произведений передач трех любых контуров, не касающихся друг друга, и т.д.

Алгебраическое дополнение  $\Delta_i$  пути  $P_i$  можно получить из определителя  $\Delta$  графа. Для этого надо исключить из него члены, которые содержат контуры, касающиеся  $P_i$ -го пути. Предложенная в разделе 1 последовательность описания графа служит примером для описания графов конверторов сопротивления и гираторов на ОУ в разделах 2 и 3 настоящей статьи.

### Конверторы сопротивления

Конверторы сопротивления являются активными цепями, которые позволяют получить зависимость между входным сопротивлением и сопротивлением нагрузки. Конверторы применяются в активных фильтрах, в схемах преобразования сопротивления на основе ОУ, в генераторах гармонических колебаний.

Конвертор положительного сопротивления позволяет получать зависимость вида  $Z_{вх} = k Z_{н}$ , где  $k$  – положительный безразмерный коэффициент. Пример схемы конвертора положительного сопротивления представлен на рис. 2,а, соответствующий ему сигнальный граф – на рис. 2,б.

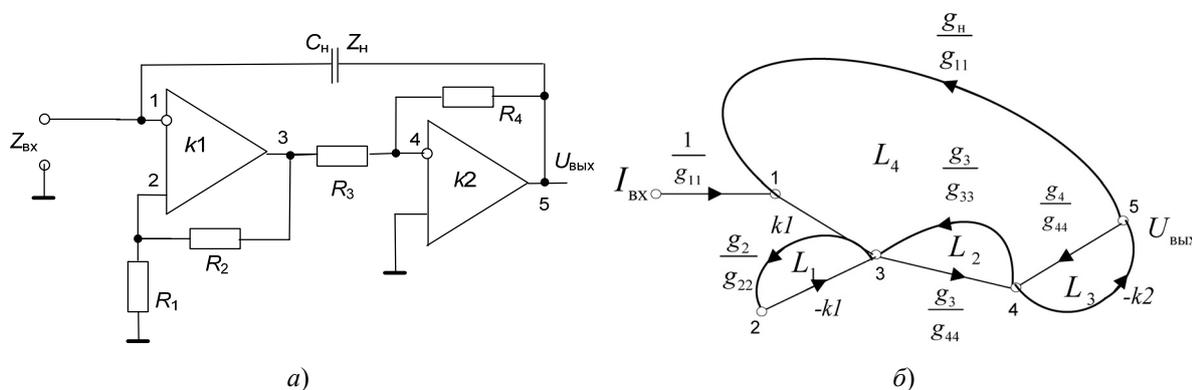


Рис. 2. Конвертор положительного сопротивления (а) и соответствующий ему сигнальный граф (б)

Проводимости узлов графа равны

$$\begin{aligned} g_{11} &= g_n + g_{вх}; g_{22} = g_1 + g_2; g_{33} = g_2 + g_3; \\ g_{44} &= g_3 + g_4; g_{55} = g_4 + g_n. \end{aligned} \quad (4)$$

Потенциал узла 1 –  $e^+$ , а потенциал узла 4–0 (земля).

При определении  $y_{\text{вх}} = \frac{1}{Z_{\text{вх}}}$  собственную проводимость узла 1  $g_{11} = g_{\text{н}} + g_{\text{вх}}$  необходимо рассматривать как  $g_{11} = g_{\text{н}}$ .

$g_{\text{вх}}$  исключено из узлов 1–2 и его необходимо определить. Тогда

$$Z_{\text{вх}} = \frac{e^+}{I_{\text{вх}}}. \quad (5)$$

Из рис. 2,а определим напряжение  $e^+$  в узле 1 по формуле Мэсона:

$$e^+ = \frac{I_{\text{вх}} \frac{1}{g_{11}} \Delta_1}{\Delta} = \frac{I_{\text{вх}} \frac{1}{g_{11}} (1 - (L_1 + L_2 + L_3) + L_1 L_3)}{1 - (L_1 + L_2 + L_3 + L_4) + L_1 L_3}.$$

Передачи контуров будут равны

$$L_1 = -\frac{k1g_2}{g_{22}}; L_2 = \frac{g_3^2}{g_{33}g_{44}}; L_3 = -\frac{k2g_4}{g_{44}}; L_4 = -\frac{k1k2g_3g_{\text{н}}}{g_{44}g_{11}}.$$

В алгебраическом дополнении  $\Delta_1$  и в определителе  $\Delta$  необходимо учесть только произведения передач тех контуров, в которых участвуют одновременно коэффициенты  $k1$  и  $k2$ , так как  $k1 \gg 1$ ,  $k2 \gg 1$ , поскольку веса остальных передач контуров считаются пренебрежительно малыми. Значимыми будут только передача контура  $L_4$  и произведение передач контуров  $L_1 L_3$ .

С учетом этого напряжение  $e^+$  в узле 1 запишется как

$$\begin{aligned} e^+ &= \frac{I_{\text{вх}} \frac{1}{g_{11}} (1 + L_1 L_3)}{1 - L_4 + L_1 L_3} = \frac{I_{\text{вх}} \frac{1}{g_{11}} \left( 1 + (-k1)(-k2) \frac{g_4 g_2}{g_{44} g_{22}} \right)}{1 - \left( (-k1)k2 \frac{g_3 g_{\text{н}}}{g_{44} g_{11}} \right) + (-k1)(-k2) \frac{g_2 g_4}{g_{22} g_{44}}} = \\ &= \frac{I_{\text{вх}} \frac{1}{g_{11}} \left( 1 + k1k2 \frac{g_4 g_2}{g_{44} g_{22}} \right)}{1 + k1k2 \frac{g_3 g_{\text{н}}}{g_{44} g_{11}} + k1k2 \frac{g_2 g_4}{g_{22} g_{44}}}. \end{aligned} \quad (6)$$

Пренебрегая единицами в числителе и знаменателе и учитывая, что  $k1k2 \gg 1$ , получим

$$e^+ = \frac{\frac{I_{\text{вх}} k1k2 g_2 g_4}{g_{11} g_{44} g_{22}}}{\frac{k1k2 g_3 g_{\text{н}} g_{22} + k1k2 g_2 g_4 g_{11}}{g_{44} g_{11} g_{22}}} = \frac{I_{\text{вх}} g_2 g_4}{g_3 g_{\text{н}} g_{22} + g_2 g_4 g_{11}}.$$

Принимая  $g_{11} = g_{\text{н}}$ , получим

$$e^+ = \frac{I_{\text{вх}} g_2 g_4}{g_{\text{н}} (g_3 g_{22} + g_2 g_4)}. \quad (7)$$

Подставим (7) в (5). Учитывая, что  $g_{11} = g_{\text{н}}$ ,  $g_{22} = g_2$ , получим

$$Z_{\text{вх}} = \frac{I_{\text{вх}} g_2 g_4}{g_{\text{н}} (g_3 g_{22} + g_2 g_4) I_{\text{вх}}} = \frac{Z_{\text{н}}}{1 + \frac{g_3}{g_4} \left( 1 + \frac{g_1}{g_2} \right)}.$$

Так как  $g_i = (R_i)^{-1}$ ,

$$Z_{\text{вх}} = \frac{Z_{\text{н}}}{1 + \frac{R_4}{R_3} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}. \quad (8)$$

Выражение (8) можно использовать для преобразования масштаба  $Z_{\text{н}}$ , меняя соотношения сопротивлений  $\frac{R_4}{R_3}$  или  $\frac{R_2}{R_1}$ .

Конвертор отрицательного сопротивления отличается от конвертора положительного сопротивления тем, что безразмерный коэффициент  $k$ , связывающий  $Z_{\text{вх}}$  и  $Z_{\text{н}}$ , имеет отрицательный знак. Схема конвертора отрицательного сопротивления приведена на рис. 3,а. Сигнальный граф, соответствующий схеме, представлен на рис. 3,б.

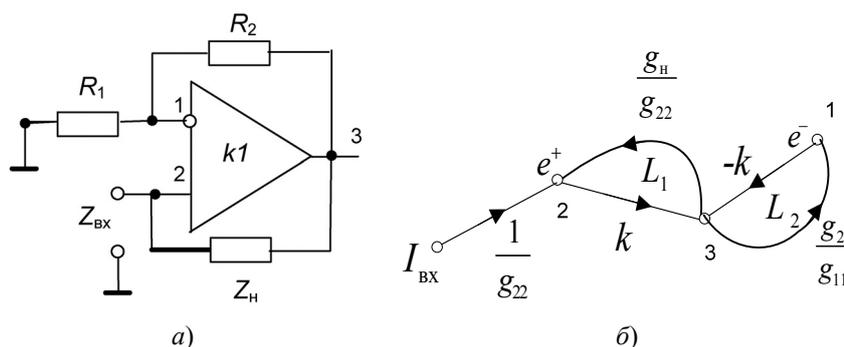


Рис. 3. Конвертор отрицательного сопротивления (а) и его сигнальный граф (б)

Здесь потенциалы ( $e^-$ ) и ( $e^+$ ) узлов 1 и 2 соответствуют инвертирующему и неинвертирующему входам ОУ. Собственные проводимости узлов графа будут равны  $g_{11} = g_1 + g_2$ ;  $g_{22} = g_{\text{н}}$ ;

$$Z_{\text{вх}} = \frac{1}{g_{\text{вх}}}.$$

Из графа (рис. 3,б) по формуле Мэсона находим

$$e^+ = \frac{I_{\text{вх}} \left(1 + \frac{kg_2}{g_{11}}\right)}{1 - (L_1 + L_2)}.$$

Здесь передачи контуров равны  $L_1 = \frac{kg_{\text{н}}}{g_{22}}$ ,  $L_2 = -\frac{kg_2}{g_{11}}$ .

Так как  $k \gg 1$ ,  $e^+ = \frac{I_{\text{вх}} kg_2}{-k + k \frac{g_2}{g_{11}}} = \frac{I_{\text{вх}} g_2}{g_{22} g_{11} \left(\frac{g_2}{g_{11}} - 1\right)}.$

Тогда входное сопротивление равно

$$Z_{\text{вх}} = \frac{e^+}{I_{\text{вх}}} = \frac{I_{\text{вх}} g_2}{g_{22} g_{11} \left(\frac{g_2}{g_{11}} - 1\right) I_{\text{вх}}}.$$

Учитывая, что  $g_{11} = g_1 + g_2$  и  $g_{22} = g_{\text{н}}$ , получим

$$Z_{\text{вх}} = \frac{g_2}{g_{\text{н}} (g_1 + g_2) \left(\frac{g_2}{g_1 + g_2} - 1\right)} = -\frac{g_2}{g_{\text{н}} g_1} = -\frac{R_1}{R_2} Z_{\text{н}}. \quad (9)$$

Данная схема имеет следующие преимущества:

- с помощью конвертора отрицательного сопротивления можно получить высокоточные индуктивности без потерь за счет использования воздушных конденсаторов;
- может быть использовано отрицательное входное сопротивление  $Z_{\text{вх}}$ .

### Расчет гиратора

Гиратор представляет собой схему, ток которой  $i = y(u_1 + u_2)$  зависит от напряжений обоих узлов его цепи, а граф – симметричный трехполюсник. Использование гиратора позволяет преобразовать сопротивление цепи:

$$Z_{\text{вх}} = \frac{k}{Z_{\text{н}}}, \quad (10)$$

где  $k$  – постоянный безразмерный коэффициент.

Рассмотрим электрическую схему гиратора (рис. 4,а), содержащую два ОУ, и определим связь между  $Z_{\text{вх}}$  и  $Z_{\text{н}}$  по графу, изображенному на рис. 4,б.

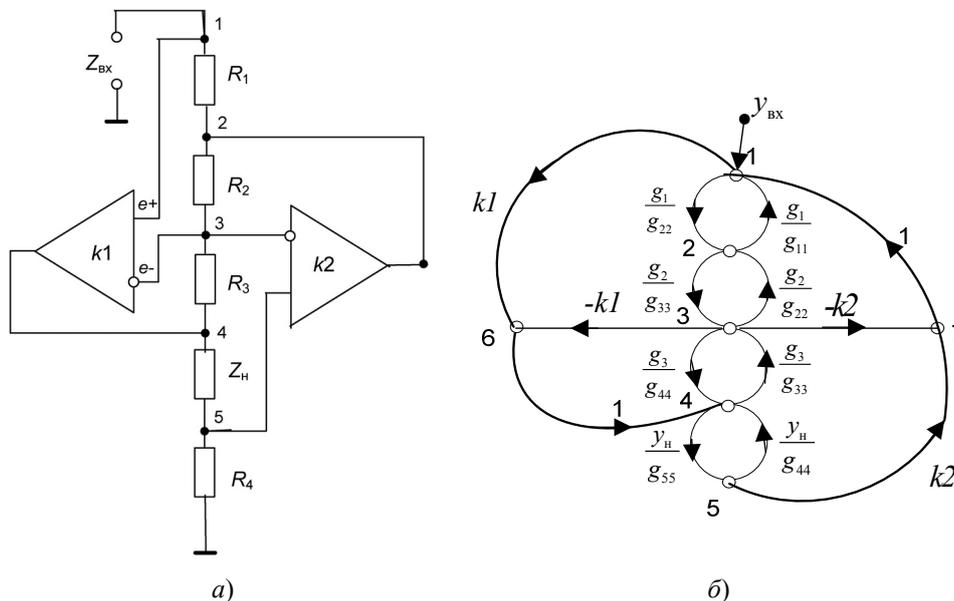


Рис. 4. Гиратор, содержащий два ОУ (а), и его граф (б)

На рис. 4,б указаны следующие общие проводимости узлов:

$$g_{11} = g_1 + y_{\text{вх}}; g_{22} = g_1 + g_2; g_{33} = g_2 + g_3;$$

$$g_{44} = g_3 + y_{\text{н}}; g_{55} = g_4 + y_{\text{н}}.$$

Наиболее значимыми в графе являются контуры, содержащие коэффициенты передачи операционных усилителей  $k_1$  и  $k_2$ :

$$L_1 = \frac{k_1 y_{\text{н}} k_2}{g_{55}}; L_2 = \frac{-k_1 y_{\text{н}} k_2 g_1 g_2}{g_{55} g_{22} g_{33}}; L_3 = \frac{k_1 g_3 (-k_2)}{g_{33}}.$$

$Z_{\text{вх}}$  определяется как отношение

$$Z_{\text{вх}} = \frac{e^+}{I_{\text{вх}}}. \quad (11)$$

Значение  $e^+$  определим из графа (рис. 4,б) по формуле Мэсона:

$$e^+ = \frac{I_{\text{вх}} \frac{1}{g_{11}} \Delta_1}{\Delta}.$$

Для краткости расчетов необходимо учесть в алгебраическом дополнении  $\Delta_1$  и в определителе графа  $\Delta$  значения только тех одиночных контуров или произведений нескольких контуров, в которые входят произведения коэффициентов передач усилителей  $k_1$  и  $k_2$ . Веса этих контуров будут несравнимо больше оставшихся, так как  $k_1 k_2 \gg 1$ , поскольку  $k_1 \gg 1$ ,  $k_2 \gg 1$ .

$$Z_{\text{вх}} = \frac{I_{\text{вх}} \Delta_1}{g_{11} \Delta} = \frac{L_2}{g_{11}(L_1 + L_2 + L_3)}. \quad (12)$$

Тогда

$$\Delta_1 = -(-k_1) \frac{g_{\text{н}}}{g_{55}} k_2 \frac{g_2}{g_{33}} = k_1 k_2 \frac{g_{\text{н}} g_2}{g_{55} g_{33}}. \quad (13)$$

Определитель графа будет равен

$$\begin{aligned} \Delta &= - \left\{ k_1 \left[ \frac{g_3}{g_{33}} (-k_2) \frac{g_1}{g_{11}} + \frac{g_{\text{н}}}{g_{55}} k_2 \frac{g_1}{g_{11}} \right] - k_1 \left[ \frac{g_{\text{н}}}{g_{55}} k_2 \frac{g_2}{g_{33}} \right] \right\} = \\ &= k_1 k_2 \left[ \frac{g_3 g_1}{g_{11} g_{33}} - \frac{g_1 g_{\text{н}}}{g_{11} g_{55}} + \frac{g_2 g_{\text{н}}}{g_{33} g_{55}} \right]. \end{aligned} \quad (14)$$

Подставив выражения (13), (14) в (12), получим с учетом  $g_{11} = y_{\text{н}}$  следующее выражение:

$$\begin{aligned} Z_{\text{вх}} = \frac{e^+}{I_{\text{вх}}} &= \frac{k_1 k_2 \frac{g_2 g_{\text{н}}}{g_{33} g_{55}}}{g_{\text{н}} \left[ \frac{g_3 g_1}{g_{11} g_{33}} + \frac{g_2 g_{\text{н}}}{g_{33} g_{55}} - \frac{g_1 g_{\text{н}}}{g_{11} g_{55}} \right]} = \frac{g_2 g_{\text{н}}}{g_1 [g_3 (g_{\text{н}} + g_4) + g_2 g_{\text{н}} - g_{\text{н}} (g_2 - g_3)]} = \\ &= \frac{g_2 g_{\text{н}}}{g_1 g_3 g_{\text{н}} + g_3 g_4 g_1 - g_1 g_3 g_4} = \frac{R_1 R_3 R_{\text{н}}}{R_2 Z_{\text{н}}}. \end{aligned} \quad (15)$$

Таким образом, имеем выражение, указывающее на возможность изменения характера нагрузки в мощности:

$$Z_{\text{вх}}(j\omega) = j\omega C_{\text{н}} \frac{R_1 R_3 R_4}{R_2}. \quad (16)$$

В данном случае входное сопротивление носит чисто индуктивный характер:

$$L_{\text{вх}} = \frac{C_{\text{н}} R_1 R_3 R_4}{R_2}. \quad (17)$$

### Заключение

Использование топологических графов позволяет получить выражения для коэффициентов передач конверторов сопротивления и гираторов на основе ОУ без составления систем уравнений и их решения, что приводит к сокращению времени выполнения расчетов.

### Список литературы

1. Гутников, В. С. Интегральная электроника в измерительных устройствах / В. С. Гутников. – Л. : Энергоатомиздат, 1998. – 203 с.
2. Использование топологических графов для расчета схем узлов средств измерений на операционных усилителях и анализа их погрешностей / И. Р. Добровинский [и др.] // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2011. – № 1. – С. 139–148.

**Добровинский Игорь Рувимович**

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

**Dobrovinskiy Igor' Ruvimovich**

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

**Ломтев Евгений Александрович**

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

**Lomtev Evgeniy Aleksandrovich**

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

**Медведик Юрий Тимофеевич**

кандидат технических наук,  
кафедра электротехники  
и транспортного электрооборудования,  
Пензенский государственный университет  
E-mail: yura.medvedik@mail.ru

**Medvedik Yuriy Timofeevich**

candidate of technical sciences,  
sub-department of electrical engineering  
and transport electrical equipment,  
Penza State University

УДК 621.317.7

**Добровинский, И. Р.**

**Применение топологических графов для расчета схем конверторов и гираторов на операционных усилителях** / И. Р. Добровинский, Е. А. Ломтев, Ю. Т. Медведик // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 2(4). – С. 17–24.

УДК 621.3.06

*А. А. Поликарпов, Н. К. Юрков*

## ЗАЩИТА ДАННЫХ В АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМАХ УЧЕТА ЭНЕРГОРЕСУРСОВ

*A. A. Polikarpov, N. K. Yurkov*

### DATA PROTECTION IN AUTOMATED SYSTEMS OF ENERGY ACCOUNTING

**А н н о т а ц и я.** Предложен подход к организации автоматизированных систем учета энергоресурсов в промышленности и жилищно-коммунальном хозяйстве для коммерческого и технологического учета на объектах распределения и потребления энергоресурсов. Предлагаемая программно-аппаратная платформа защиты данных с использованием средств криптографического преобразования, которая строится на основе отечественных микроконтроллеров, обеспечивает устойчивую и безотказную работу системы контроля энергоресурсов.

**A b s t r a c t.** Suggested approach to the Organization of automated energy accounting industry and housing and communal services for commercial and technological integration in the distribution and consumption of energy resources. The proposed hardware and software data protection platform by means of cryptographic transformation, which is built on the basis of domestic microcontrollers that provides a robust and reliable system operation control of energy resources.

**К л ю ч е в ы е с л о в а:** система учета, энергоресурсы, программно-аппаратная платформа, защита данных.

**K e y w o r d s:** accounting, energy, software and hardware platform, data protection.

#### **Введение**

В настоящее время в связи с реформой жилищно-коммунального хозяйства (ЖКХ) особую актуальность приобретает оперативный учет распределения и энергопотребления как организациями, так и физическими лицами.

Область применения автоматизированных систем учета энергоресурсов (АСУЭ) – промышленность и ЖКХ для коммерческого и технологического учета на объектах распределения и потребления энергоресурсов [1, 2].

Основные функции, выполняемые АСУЭ:

- измерение характеристик потребленных ресурсов: объема и температуры холодной и горячей воды; количества тепловой и электроэнергии; объема и давления природного газа;
- обеспечение автоматизированного сбора информации с объектов распределения и потребления энергоресурсов и ее последующая обработка;
- ведение и хранение баз данных параметров энергоресурсов;
- оповещение о нештатных ситуациях и сбоях различных элементов системы (в том числе через SMS-информирование).

Принцип работы большинства АСУЭ состоит в сборе данных о расходе, температуре, давлении ресурсов индивидуальными приборами учета, преобразовании собранных данных в

цифровую информацию и ее последующей передаче по связующим компонентам в вычислительный центр, в роли которого может выступать сервер и/или автоматизированное рабочее место (АРМ). Вычислительные центры различных уровней иерархии осуществляют обработку собранной информации, производя вычислительные и логические операции, предусмотренные процессом и алгоритмами обработки результатов измерений. По результатам обработки производятся выработка и применение управляющих воздействий, в том числе вывод информации о состоянии объектов [3].

#### **Постановка проблемы создания интеллектуальных систем учета**

В связи со стремительным ростом числа подобных систем и увеличением количества интеллектуальных счетчиков, используемых для контроля и учета энергоресурсов, многократно возрастает и количество потенциальных угроз, связанных с навязыванием ложных измерительных данных или выведением системы из строя, к числу которых относятся:

- изменение настроек и программного обеспечения счетчика;
- перехват управления телеметрическими устройствами;
- подача несанкционированных команд на счетчик и управление через счетчик другими устройствами;
- намеренное искажение данных и отключение систем энергоснабжения.

В данный момент на рынке измерительных приборов наблюдается отсутствие защищенных средств измерений, что вызвано нежеланием увеличивать стоимость счетчиков за счет встроенных средств безопасности (использование процессора или микроконтроллера, способного выполнять операции криптографического преобразования), а также сложностью процедуры управления и обслуживания устройств подобного типа (наличие механизма ввода хранения и модифицирования ключа, наличие интерфейса управления устройством для первоначального конфигурирования и последующего контроля конфигурации).

Использование доступных измерительных приборов при построении АСУЭ делает систему уязвимой для вредоносного программного обеспечения.

#### **Программно-аппаратная платформа системы энергоучета**

Предлагаемая программно-аппаратная платформа предназначена для защиты данных с использованием средств криптографического преобразования по ГОСТ 28147–89, построена с применением отечественных микроконтроллеров ЗАО ПМК «Миландр» (гарантировано отсутствие закладок на этапе производства), для обеспечения устойчивой защищенной работы сети используется режим простой замены.

Для зашифрования в этом режиме 64-битовый блок открытых данных (от прибора учета) сначала разбивается на две половины (младшие биты –  $A$ , старшие биты –  $B$ ). На  $i$ -м цикле используется подключ  $K_i$ :  $A_{i+1} = B_i \oplus f(A_i, K_i)$  ( $\oplus$  – двоичное «исключающее или»);  $B_{i+1} = A_i$ .

Для генерации подключей исходный 256-битовый ключ (ключ хранится в энергонезависимой памяти и загружается при монтаже устройства) разбивается на восемь 32-битовых блоков:  $K_1 \dots K_8$ . Ключи  $K_9 \dots K_{24}$  являются циклическим повторением ключей  $K_1 \dots K_8$  (нумеруются от младших битов к старшим). Ключи  $K_{25} \dots K_{32}$  являются ключами  $K_8 \dots K_1$  (ключ вырабатывается на один сеанс передачи данных).

Расшифрование выполняется так же, как и зашифрование, но инвертируется порядок подключей  $K_i$ .

Функция  $f(A_i, K_i)$  вычисляется следующим образом:  $A_i$  и  $K_i$  складываются по модулю  $2^{32}$ .

Для обеспечения защищенной передачи данных о потреблении энергоресурсов от индивидуальных приборов учета к центру сбора информации предполагается использование модуля криптографического преобразования для индивидуального прибора учета. В данном модуле реализованы возможность подключения к прибору учета по стандартному интерфейсу (импульсный RS-485/RS-232 (ModeBus), возможна также реализация других перспективных интерфейсов, таких как I2C, SPI для приборов учета нового типа), преобразование данных в соответствии с алгоритмом ГОСТ 28147–89 (алгоритм приведен выше) и передача в центр сбора информации по проводному интерфейсу, использование беспроводных интерфейсов для передачи данных внутри одного объекта при дополнительном использовании GSM или Wi-Fi модуля передачи данных (рис. 1).

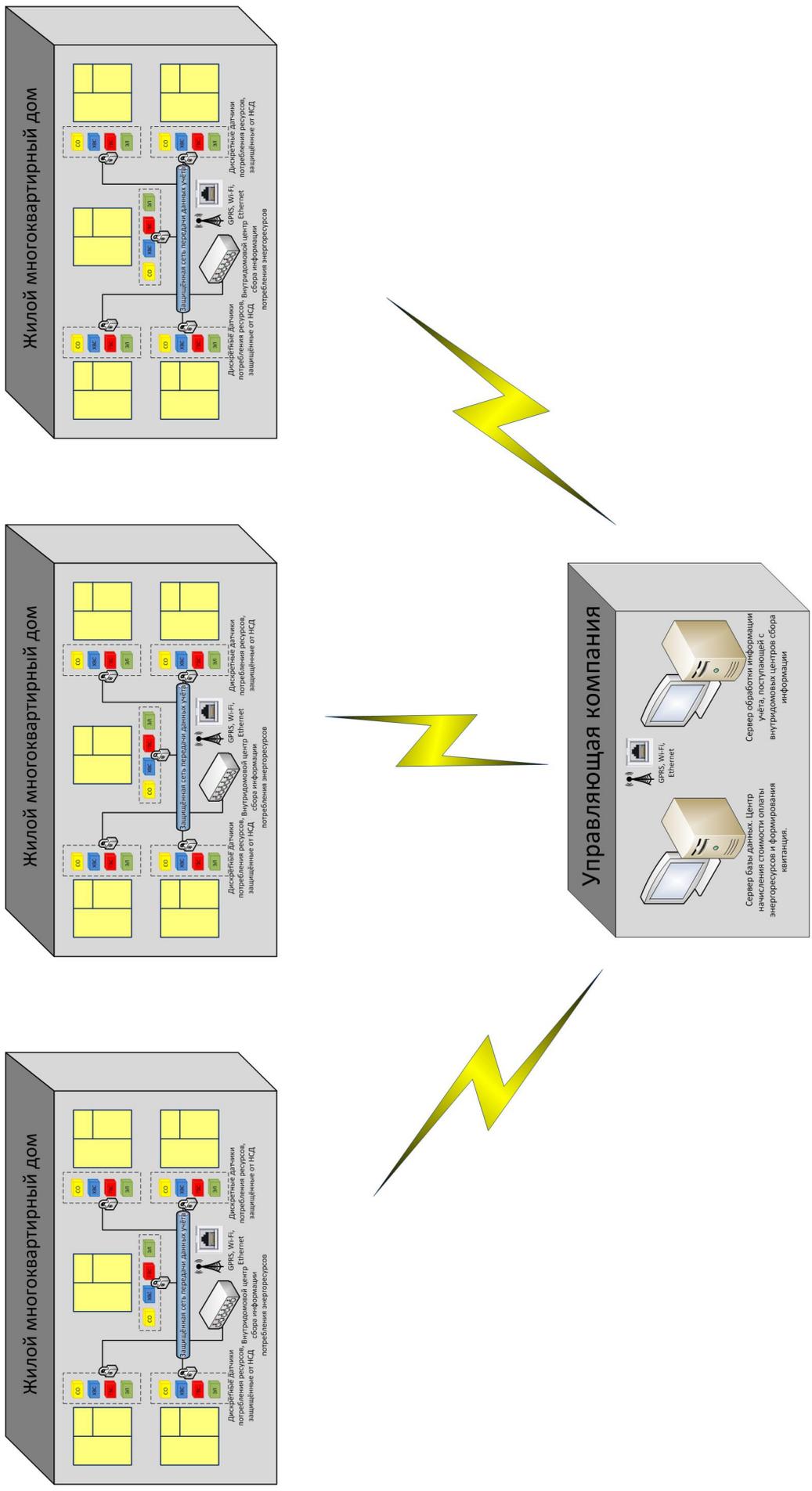


Рис. 1. Базовая структура сети

## Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль

Настройка параметров модуля осуществляется при монтаже системы.

В модуле предусматривается автономное питание от батареи, что позволяет использовать его со всеми типами счетчиков (в том числе теми, где использование общественной сети электропитания является невозможным в соответствии с требованиями). Расчетное время работы от батареи 5 лет (исходя из диапазона рабочих температур 0...+40 °С).

Центр сбора и обработки информации построен на базе микроконтроллера. В состав прибора входит GSM модуль приема/передачи информации (с возможностью работы по беспроводному каналу связи по протоколу GPRS). Центр сбора информации производит периодический мониторинг подключенных модулей приборов учета, осуществляет сбор данных о потреблении и их передачу диспетчерскому центру с использованием криптографического алгоритма по ГОСТ 28147–89.

Алгоритмом работы устройства предусматривается рассылка аварийных SMS-сообщений в случае обнаружения сбоев в системе или при попытке несанкционированного доступа к устройству.

Каждый узел системы опечатывается пломбой от НСД и получает уникальный адрес-идентификатор для защиты от отключения.

Модуль для индивидуального прибора учета имеет малые габариты и низкое энергопотребление (размер и габариты определяются использованием микроконтроллера MDR32F9Q2 размером 10×10 мм и статическим потреблением 10 мкА). Модуль конструктивно объединяется корпусом с прибором учета и обеспечивает защиту от несанкционированного доступа. На рис. 2 показан вид устройства со снятой крышкой.



Рис. 2. Вид устройства со снятой крышкой

Макетирование работы устройства на базе контроллера MDR32F9Q2 и GSM-модуля Quectel M10 позволяет сделать вывод о наличии достаточной производительности микроконтроллера для решения задачи обеспечения защищенной передачи данных в системах учета и распределения энергоресурсов.

Характеристики и преимущества:

- использование отечественного микроконтроллера обеспечивает независимость от внешних поставщиков и позволяет использовать устройство для техники специального назначения;

- низкая стоимость комплектующих изделий и высокая аппаратная гибкость платформы позволяют использовать устройство как для индивидуального бытового применения, так и для промышленных комплексов;

- программная среда может быть адаптирована в короткие сроки для любого типа оборудования управления по требованию заказчика;

- имеется возможность выпуска различных модификаций устройства на базе разработанной платформы, адаптированных для специфических применений заказчиков (например,

по специальному заказу возможно нанесение на корпус устройства гравировок с контактной информацией служб экстренной помощи и телефонов доверия, а также информации рекламного характера).

### **Вывод**

Предлагаемая система учета распределения и энергопотребления обеспечивает бесперебойный контроль, сбор, первичную обработку и передачу информации в вышестоящую автоматизированную систему управления работой энергосистем. Производство подобных систем экономически оправдано, сроки эксплуатации удовлетворяют соответствующим требованиям.

### **Список литературы**

1. Салдыркин, И. В. Учет количества электроэнергии в распределительных сетях 6–10 кВ / И. В. Салдыркин, И. В. Толкачев // Промышленная энергетика. – 2006. – № 10. – С. 2–14.
2. Опыт внедрения АСКУЭ потребителей / С. Г. Лесняк, О. Д. Молчан, Д. Г. Жданов, П. Б. Федотов // Электрические станции. – 2002. – № 5. – С. 68–70.
3. Система мониторинга и учета энергоресурсов. – URL: <http://www.ipmce.ru/custom/sensornetworks/products/energo/>

---

#### **Поликарпов Александр Алексеевич**

соискатель ученой степени  
кандидата технических наук,  
Пензенский государственный университет  
E-mail: ski10@mail.ru

#### **Polikarpov Aleksandr Alekseevich**

applicant for a degree  
of candidate of technical sciences,  
Penza State University

#### **Юрков Николай Кондратьевич**

доктор технических наук, профессор,  
заведующий кафедрой  
конструирования  
и производства радиоаппаратуры,  
Пензенский государственный университет  
E-mail: yurkov\_nk@mail.ru

#### **Yurkov Nikolay Kondrat'evich**

doctor of technical sciences, professor,  
head of sub-department of radio equipment  
design and production,  
Penza State University

---

УДК 621.3.06

#### **Поликарпов, А. А.**

**Защита данных в автоматизированных системах учета энергоресурсов** / А. А. Поликарпов, Н. К. Юрков // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 2(4). – С. 25–29.

УДК 621.3.032

*Б. В. Цыпин, Е. В. Арискина, В. Д. Щипанов,  
Д. А. Ярославцева, В. С. Волков, И. Н. Баринов*

**МОДЕЛИРОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ  
ЭЛЕМЕНТОВ МИКРОМЕХАНИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ  
ДАВЛЕНИЙ ДЛЯ ЭКСПЛУАТАЦИИ  
В ОСОБО ЖЕСТКИХ УСЛОВИЯХ<sup>1</sup>**

*B. V. Tsy-pin, E. V. Ariskina, V. D. Shchipanov,  
D. A. Yaroslavtseva, V. S. Volkov, I. N. Barinov*

**SIMULATION OF SENSING ELEMENT CHARACTERISTIC  
FOR MICROMECHANICAL PRESSURE SENSOR  
FOR USE FOR HEAVY DUTY**

**А н н о т а ц и я.** Описано применение пленок поликристаллического алмаза для создания полупроводниковых датчиков давления для жестких условий эксплуатации. Проанализирован тензорезистивный эффект в поликристаллическом алмазе. Приведены результаты моделирования чувствительного элемента датчика в виде круглой плоской мембраны на основе структур поликремний–диэлектрик–кремний и поликристаллический алмаз–диэлектрик–алмаз для случая нелинейного изгиба под действием давления. Показаны преимущества поликристаллического алмаза для создания датчиков давления с улучшенными метрологическими характеристиками.

**А b s t r a c t.** Application of polycrystalline diamond films for semiconductor pressure sensors for use for heavy duty is described. Tensoresistive effect in polycrystalline diamond films is analyzed. Simulation results of the sensor in the form of a circular flat membrane based on structures polysilicon-insulator-silicon and polycrystalline diamond – insulator diamond – in the case of nonlinear bending under pressure are demonstrated. The advantages of polycrystalline diamond to create a pressure sensor with improved metrological characteristics are shown.

**К л ю ч е в ы е с л о в а:** пленка поликристаллического алмаза, чувствительный элемент, датчик давления, жесткие условия эксплуатации.

**К e y w o r d s:** polycrystalline diamond film, sensing element, pressure sensor, tough operating conditions.

**Введение**

Датчики механических величин в настоящее время эксплуатируются в особо жестких условиях, к которым прежде всего относятся повышенная температура и радиация (воздействие ионизирующих излучений) [1]. Необходимость сохранения высокой точности и надежности датчиков приводит к задаче поиска новых современных материалов для изготовления чувствительных эле-

<sup>1</sup> Работа выполнена при финансовой поддержке государства в лице Минобрнауки России (Соглашение № 14.В37.21.1647).

ментов (ЧЭ), так как они наиболее подвержены воздействиям внешней среды. В современных условиях большое внимание уделяется получению и исследованию полупроводниковых материалов с большой шириной запрещенной зоны, одним из которых является алмаз [1].

Важным преимуществом алмазных материалов как основы для изготовления ЧЭ датчиков является температурная стабильность характеристик. ТКЛР алмаза при комнатной температуре приблизительно равен  $1 \cdot 10^{-6} \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$ , что более чем в два раза меньше, чем ТКЛР кремния. Модуль Юнга для поликристаллических алмазных пленок характеризуется значением, близким к модулю Юнга монокристаллического алмаза (1143 ГПа). Отличительной чертой алмазных материалов является то, что для них модуль Юнга стабилен в диапазоне температур до  $750 \text{ }^\circ\text{C}$  [2].

Современная технология позволяет получать поликристаллические алмазные материалы при низких давлениях (синтезом из газовой фазы) [3]. По этой причине более перспективным представляется использование поликристаллического алмаза и алмазных пленок для изготовления ЧЭ, работоспособных в жестких условиях эксплуатации и позволяющих обеспечить высокие метрологические характеристики датчика.

**Эффективность применения кремния и алмаза в качестве полупроводниковых материалов для изготовления ЧЭ датчиков, эксплуатирующихся в особо жестких условиях, может быть оценена по их радиационной стойкости [4]. При прочих равных условиях радиационная стойкость алмаза в два раза выше радиационной стойкости кремния при воздействии тяжелых частиц и  $\beta$ -частиц [5].**

#### *Тензорезистивный эффект в поликристаллическом алмазе*

Для создания ЧЭ датчиков механических величин (давления, ускорения, силы и т.д.) широко применяется способ преобразования измеряемой величины в деформацию или прогиб упругого элемента. Для измерения деформации традиционно используется тензорезистивный эффект. Основными видами упругих элементов являются жестко заземленные балки (кантилеверы) и мембраны различной геометрической формы.

Коэффициент тензочувствительности тензорезистора в продольном направлении (протекающий ток параллелен деформации) может быть записан в виде

$$GF_l = \frac{(\Delta R / R)_l}{\varepsilon_l} = 1 + 2\nu + \frac{1}{\varepsilon_l} \left( \frac{\Delta \rho}{\rho} \right)_l, \quad (1)$$

где  $\nu$  – коэффициент Пуассона. Для поперечного направления (направление протекания тока перпендикулярно деформации), коэффициент тензочувствительности может быть записан в виде [6]

$$GF_t = \frac{(\Delta R / R)_t}{\varepsilon_t} = \left( \frac{\Delta \rho}{\rho} \right)_t \frac{1}{\varepsilon_t} - 1. \quad (2)$$

Для полупроводниковых материалов, таких как кремний, карбид кремния и алмаз, коэффициент тензочувствительности определяется в основном зависимостью удельного сопротивления от деформации, вызванной деформацией энергетической зоны, поэтому два первых слагаемых в выражении (1) и второе слагаемое в выражении (2) могут быть опущены.

Для монокристаллических полупроводниковых материалов, таких как кремний и алмаз, тензорезистивный эффект является анизотропным и выражается аналитически с помощью пьезорезистивных коэффициентов. Принципы описания тензорезистивного эффекта в полупроводниках впервые были определены для кремния [6].

Тензорезистивный эффект в кристалле кремния был описан с помощью многодолинной модели, предложенной Херрингом [6]. Под действием приложенного механического напряжения валентная зона разделяется, и происходят сдвиг зон тяжелых и легких дырок друг относительно друга и как результат перенос носителей между тяжелыми и легкими дырками. Под действием одноосного растяжения подзона тяжелых дырок перемещается вверх, а подзона легких дырок – вниз, как показано на рис. 1,б. Это приводит к увеличению числа носителей с низкой подвижностью и уменьшению числа носителей с высокой подвижностью. Так как проводимость пропорциональна подвижности носителей заряда, электрическое сопротивление уменьшается под действием механического напряжения при растяжении [6].

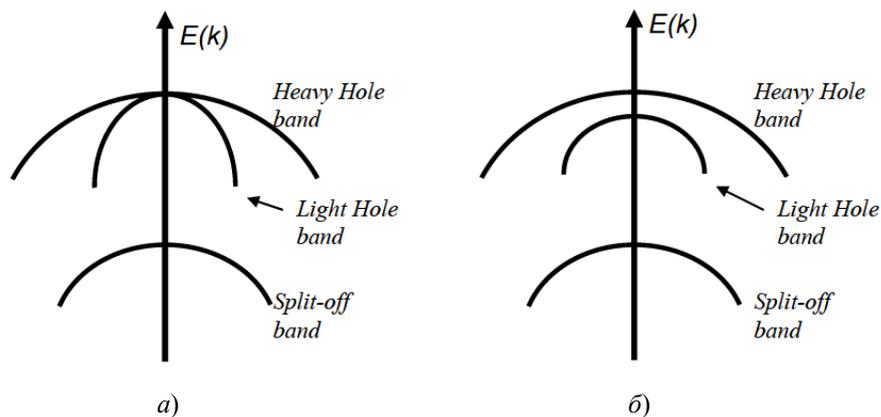


Рис. 1. Упрощенное графическое построение диаграммы валентной зоны кремния:  
 а – отсутствие механического напряжения; б – одноосное растяжение

Для 3-мерного анизотропного кристалла обобщенное соотношение между электрическим полем  $E$ , удельным сопротивлением  $\rho$  и протекающим током  $i$  запишется в виде [6]

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \rho_1 & \rho_6 & \rho_5 \\ \rho_6 & \rho_2 & \rho_4 \\ \rho_5 & \rho_4 & \rho_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Компоненты тензора удельного сопротивления также будут являться функциями деформации, приложенной к материалу [6]:

$$\begin{bmatrix} \rho_1 \\ \rho_2 \\ \rho_3 \\ \rho_4 \\ \rho_5 \\ \rho_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \rho \\ \rho \\ \rho \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta\rho_1 \\ \Delta\rho_2 \\ \Delta\rho_3 \\ \Delta\rho_4 \\ \Delta\rho_5 \\ \Delta\rho_6 \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Вследствие кубической симметрии кристалла кремния изменение сопротивления может быть выражено через нормальные и сдвиговые напряжения в трех направлениях [6]:

$$\frac{1}{\rho} \begin{bmatrix} \Delta\rho_1 \\ \Delta\rho_2 \\ \Delta\rho_3 \\ \Delta\rho_4 \\ \Delta\rho_5 \\ \Delta\rho_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \pi_{11} & \pi_{12} & \pi_{12} & 0 & 0 & 0 \\ \pi_{12} & \pi_{11} & \pi_{12} & 0 & 0 & 0 \\ \pi_{12} & \pi_{12} & \pi_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \pi_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \pi_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \pi_{44} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \sigma_1 \\ \sigma_2 \\ \sigma_3 \\ \tau_1 \\ \tau_2 \\ \tau_3 \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Для продольного направления коэффициент тензочувствительности может быть записан в виде

$$GF_l = \frac{1}{\varepsilon_l} \left( \frac{\Delta\rho}{\rho} \right)_l = \pi_l Y. \quad (6)$$

Продольный пьезорезистивный коэффициент определяется выражением

$$\pi_l = \pi_{11} - 2(\pi_{11} - \pi_{12} - \pi_{44})(l_1^2 m_1^2 + m_1^2 n_1^2 + n_1^2 l_1^2). \quad (7)$$

Для поперечного направления коэффициент тензочувствительности может быть записан в виде

$$GF_t = \frac{1}{\varepsilon_t} \left( \frac{\Delta \rho}{\rho} \right)_t = \pi_t Y, \quad (8)$$

где поперечный пьезорезистивный коэффициент определяется выражением

$$\pi_t = \pi_{12} + (\pi_{11} - \pi_{12} - \pi_{44})(l_1^2 l_2^2 + m_1^2 m_2^2 + n_1^2 n_2^2). \quad (9)$$

В выражениях (7) и (9)  $l_i$ ,  $m_i$  и  $n_i$  ( $i = 1, 2, 3$ ) – направляющие косинусы преобразования системы координат, связанной с кристаллической решеткой кремния, и системы координат, связанной с направлением продольной оси тензорезистора [6].

В общем случае поликристаллические материалы состоят из кристаллических зерен, взаимодействующих между собой через границы зерен. Зерна представляют собой небольшие монокристаллы с кристаллической решеткой и структурой энергетических зон, аналогичной монокристаллу. Границы зерен состоят из беспорядочно ориентированных атомов и содержат большое количество дефектов, создающих потенциальные барьеры на границе и обедненные области внутри зерен. Для поликристаллических полупроводников удельное сопротивление пленки определяется вкладом удельного сопротивления зерна и границы зерна [6]:

$$\rho = \frac{L - (2w + \delta)}{L} \rho_g + \frac{(2w + \delta)}{L} \rho_b, \quad (10)$$

где  $\rho$ ,  $\rho_g$  и  $\rho_b$  представляют собой удельное сопротивление пленки, зерна и границы зерна соответственно,  $\delta$  – толщину границы зерна,  $L$  и  $w$  – длину зерна и обедненной области соответственно. С учетом выражения (10) коэффициент тензочувствительности поликристаллической пленки может быть записан в виде

$$GF = \frac{\Delta \rho}{\rho} \frac{1}{\varepsilon} = \frac{L - (2w + \delta)}{L} \frac{\Delta \rho_g}{\rho_g} \frac{1}{\varepsilon} + \frac{(2w + \delta)}{L} \frac{\Delta \rho_b}{\rho_b} \frac{1}{\varepsilon}. \quad (11)$$

Считается, что тензорезистивный эффект на границе зерен проявляется гораздо слабее, чем в самом зерне кристалла. Случайная ориентация зерен также снижает тензорезистивный эффект. Это объясняет снижение коэффициента тензочувствительности поликристаллического кремния по сравнению с монокристаллическим кремнием.

Для синтетических кристаллов алмаза в ряде работ были получены значения коэффициента тензочувствительности, превышающие  $10^3$  [6]. Тензорезистивные свойства поликристаллического алмаза изучались на различных структурах, для различных уровней легирования и при различных температурах с использованием кантилеверов при задании различных диапазонов давлений. Данные из литературных источников позволяют сделать вывод об увеличении коэффициента тензочувствительности поликристаллического алмаза при увеличении сопротивления пленки [6].

Результаты анализа литературных источников также свидетельствуют о влиянии на тензорезистивные свойства пленки размера зерна, структуры, материала подложки и технологии получения и обработки, однако в настоящее время отсутствуют систематизированные данные о взаимосвязи размера зерна и коэффициента тензочувствительности. При этом данные литературных источников подтверждают высокую чувствительность тензорезисторов из поликристаллического алмаза, легированных бором [6]. Основной целью использования алмазных тензорезисторов является создание стабильных и надежных МЭМС-датчиков, характеризующихся высокой воспроизводимостью характеристик.

Для сравнения характеристик кремния и алмаза было проведено численное моделирование консольной балки из кремния и алмаза для определения максимальной нагрузки при одинаковых геометрических размерах. На основании результатов моделирования была определена максимальная нагрузка для данных ЧЭ из условия двукратного запаса прочности по пределу текучести. Для кремния предельное значение нагрузки составляет  $2,5 \cdot 10^7$  Па, для алмаза –  $1,5 \cdot 10^8$  Па [7].

#### **Моделирование ЧЭ на основе поликристаллических структур**

Для сравнения механических свойств тензорезисторов из поликристаллического кремния и поликристаллического алмаза было проведено численное моделирование методом конечных элементов структуры, изображенной на рис. 2.

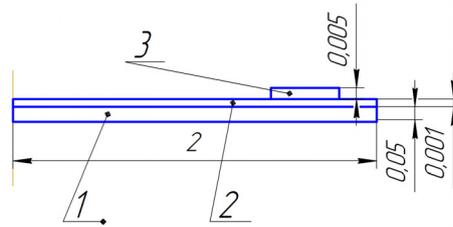


Рис. 2. ЧЭ в виде круглой мембраны (моделирование проводилось для половины сечения мембраны в осесимметричной постановке задачи):  
 1 – ЧЭ из кремния–поликристаллического алмаза; 2 – изолирующий слой двуоксида кремния;  
 3 – тензорезистор из поликристаллического кремния–поликристаллического алмаза

В результате моделирования были проанализированы свойства двух структур: поликристаллический кремний–двуокись кремния–кремний (ПКДКК) и поликристаллический алмаз–двуокись кремния–поликристаллический алмаз (ПАДКА). Численное моделирование проводилось в программе Comsol Multiphysics, в которой автоматически включается режим больших перемещений, т.е. моделируется деформация ЧЭ в условиях нелинейного изгиба, когда прогиб в центре мембраны сравним или превышает толщину самой мембраны, что предполагает учет механических напряжений в объеме всей мембраны и существенно усложняет аналитический расчет.

На рис. 3 представлена деформация в области тензорезистора в структуре «поликремний на диэлектрике» под действием давления  $P = 10^5$  Па.

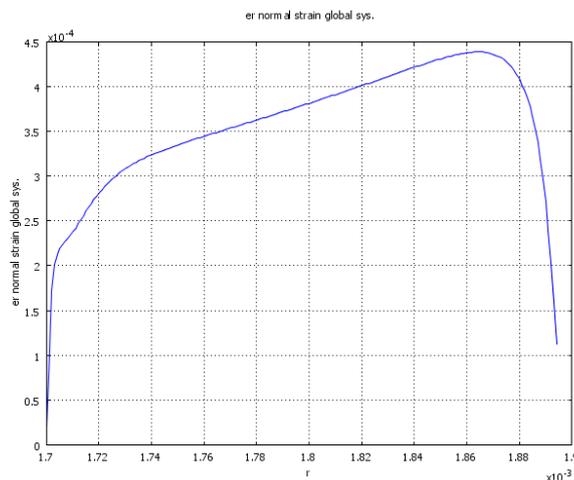


Рис. 3. Деформация тензорезистора в структуре ПКДКК

На рис. 4 представлена деформация в области тензорезистора в структуре ПАДКА под действием давления  $P = 10^5$  Па.

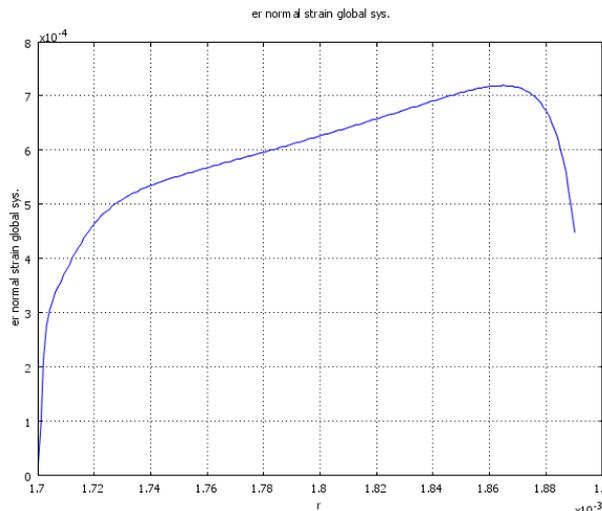


Рис. 4. Деформация тензорезистора в структуре ПАДКА

Из анализа рис. 3 и 4 видно, что деформация тензорезистора максимальна у его края, расположенного вблизи заделки, и уменьшается к центру мембраны (тензорезисторы расположены радиально) по линейному закону, при этом деформация тензорезистора в структуре ПАДКА в 1,5 раза превышает деформацию тензорезистора в структуре ПКДКК.

На рис. 5, 6 представлены максимальная радиальная деформация и прогиб центра мембраны при изменении давления в диапазоне от  $10^5$  до  $10^6$  Па.

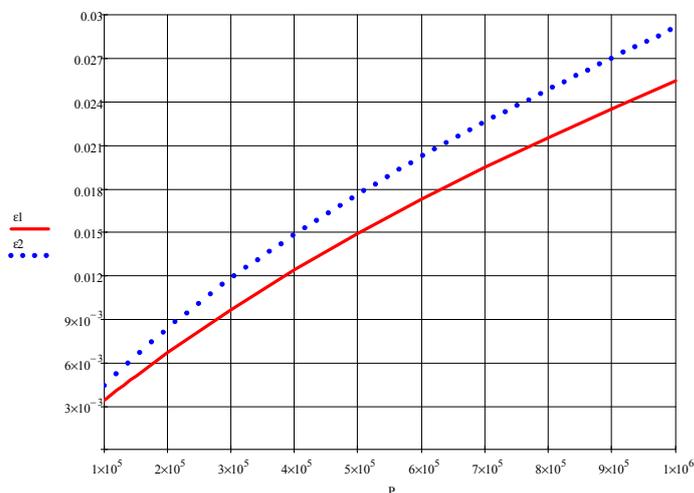


Рис. 5. Максимальная радиальная деформация тензорезисторов в структурах ПКДКК и ПАДКА

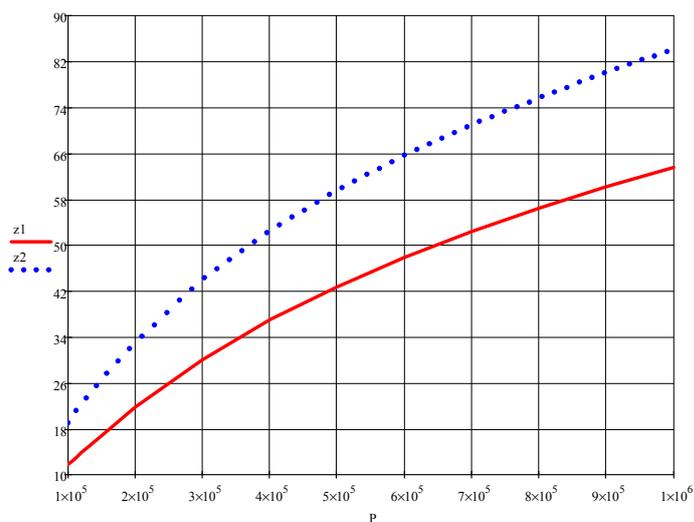


Рис. 6. Максимальный прогиб мембран в структурах ПКДКК и ПАДКА

### Результаты моделирования

Из анализа рисунков видно, что в диапазоне изменения давления от  $10^5$  до  $3 \cdot 10^5$  Па зависимость прогиба и деформации от приложенного давления близка к линейной, далее прогиб и деформация увеличиваются нелинейно, при этом значение прогиба для структуры ПКДКК составляет порядка 30 мкм, для структуры ПАДКА – порядка 45 мкм, что сравнимо с толщиной мембраны. При этом радиальная деформация, соответствующая давлению  $3 \cdot 10^5$  Па, в структуре ПАДКА на 12 % больше, чем в структуре ПКДКК. Это позволяет обеспечить более высокие метрологические характеристики датчиков давления на основе структуры ПАДКА (более высокий уровень выходного сигнала при сохранении линейности) без изменения конструкции и геометрии ЧЭ, только за счет использования поликристаллического алмаза для изготовления чувствительного элемента и тензорезистора.

При этом анализ рисунков также показывает, что максимальный прогиб в центре мембраны для структуры ПАДКА на 30 % больше, чем для структуры ПКДКК. Это позволяет сделать

вывод о перспективности применения структуры ПАДКА для создания датчиков механических величин, основанных на преобразовании измеряемой величины в прогиб мембраны.

Таким образом, проведенные исследования и моделирование подтверждают перспективность использования поликристаллических алмазных пленок для изготовления ЧЭ датчиков механических величин для эксплуатации в особо жестких условиях при обеспечении высоких метрологических и эксплуатационных характеристик. Задачами дальнейшего исследования являются моделирование ЧЭ, представляющих собой структуры ПАДКА с профилированными мембранами различной геометрической формы, а также исследование влияния технологии получения поликристаллического алмаза на характеристики датчиков.

#### Список литературы

1. Баринов, И. Н. Высокотемпературные датчики давления на основе поликристаллического алмаза. Состояние разработок и тенденции развития / И. Н. Баринов, В. С. Волков // Датчики и системы: методы, средства и технологии получения и обработки измерительной информации (Датчики и системы – 2012) : тр. Междунар. науч.-техн. конф. с элементами науч. школы для молодых ученых (г. Пенза, 22–26 октября 2012 г.) / под ред. Е. А. Ломтева, А. Г. Дмитриенко. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2012. – С. 91–93.
2. CVD Diamond for Electronic Devices and Sensors // John Wiley & Sons, Ltd, 2009.
3. Ральченко, В. CVD-алмазы. Применение в электронике / В. Ральченко, В. Конов // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2007. – № 4. – С. 58–67.
4. Properties of natural diamond microlenses fabricated by plasma etching // Industrial Diamond Review. – 2005. – P. 29–32.
5. Гончаров, В. В. Обзор работ по исследовательским реакторам и их использованию в СССР / В. В. Гончаров // Атомная энергия. – 1964. – Т. 17, вып. 4.
6. Yuxing, Tang. Poly-Crystalline Diamond (Poly-C) Technology And Piezoresistive Sensor Application For Cochlear Prosthesis / Tang Yuxing // Ph. D Dissertation, Michigan State University. – 2006.
7. Использование поликристаллических алмазных пленок для создания чувствительных элементов датчиков механических величин / И. Н. Баринов [и др.] // Известия ПГПУ им. В. Г. Белинского. Физико-математические и технические науки. – 2012. – № 30. – С. 384–390.

#### **Цыпин Борис Вульфович**

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

#### **Tsy-pin Boris Vul'fovich**

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

#### **Арискина Екатерина Вячеславовна**

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

#### **Ariskina Ekaterina Vyacheslavovna**

student,  
Penza State University

#### **Щипанов Владимир Дмитриевич**

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

#### **Shchipanov Vladimir Dmitrievich**

student,  
Penza State University

#### **Ярославцева Дарья Александровна**

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

#### **Yaroslavtseva Dar'ya Aleksandrovna**

student,  
Penza State University

**Волков Вадим Сергеевич**

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

**Volkov Vadim Sergeevich**

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

**Баринов Илья Николаевич**

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

**Barinov Il'ya Nikolaevich**

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

---

УДК 621.3.032

**Цыпин, Б. В.**

**Моделирование характеристик чувствительных элементов микромеханических датчиков давлений для эксплуатации в особо жестких условиях** / Б. В. Цыпин, Е. В. Арискина, В. Д. Щипанов, Д. А. Ярославцева, В. С. Волков, И. Н. Баринов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 2(4). – С. 30–37.

## МЕХАНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

УДК 531.771

*А. Г. Дмитриенко, А. А. Трофимов*ДАТЧИКИ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ  
НА ОСНОВЕ МАГНИТОДИОДА*A. G. Dmitrienko, A. A. Trofimov*

## SPEED SENSOR BASED ON MAGNITODIODA

**А н н о т а ц и я.** Рассмотрены результаты разработки датчика частоты вращения с использованием магнитодиодного чувствительного элемента. Предложены конструкция датчика, схема его установки и приведены результаты испытаний на воздействие температуры окружающей среды.

**A b s t r a c t.** The results of the development of the speed sensor using magnetodiode sensor. A design of the sensor, its installation and the results of tests on the effect of ambient temperature.

**К л ю ч е в ы е с л о в а:** датчик, частота вращения, чувствительный элемент, магнитодиод, ротор.

**К e y w o r d s:** sensor, speed sensor, magnetodiode, rotor.

Датчики частоты вращения (ДЧВ) нашли широкое применение в системах контроля, управления и автоматической защиты двигательных установок ракетной и авиационной техники.

Наибольшее распространение получили индукционные и гальваномагнитные (на эффекте Холла) датчики. Основным недостатком индукционных датчиков являются зависимость амплитуды выходного сигнала от скорости вращения и, как следствие, невозможность измерения малых чисел оборотов. ДЧВ с использованием элементов Холла позволяют измерять малые значения частоты вращения, однако имеют низкую температурную стабильность и низкую помехоустойчивость. Волоконно-оптические ДЧВ не нашли распространения, так как не работоспособны в условиях сред, не обладающих оптической прозрачностью (наличие паров компонентов топлива, задымленность и т.п.). В связи с этим несомненный интерес представляет использование магнитодиодных элементов, позволяющих измерять частоту вращения, начиная с 60 об/мин, и получать значение выходного сигнала, превышающее значение сигнала с элемента Холла и магниторезистора более чем на порядок.

Магнитодиоды, у которых сопротивление в магнитном поле увеличивается и изменение направления магнитного поля не оказывает влияния на значение сопротивления, изготавливаются из кремния, а магнитодиоды, у которых сопротивление в зависимости от направления поля уменьшается или увеличивается, – из германия.

Магнитодиод представляет собой полупроводниковый прибор с  $p-n$ -переходом и невыпрямляющим контактом (омическим или антизапирающим), между которыми находится область высокоомного полупроводника (рис. 1,а). Отличие от обычных полупроводниковых ди-

одов состоит только в том, что магнитодиод изготавливается из высокоомного полупроводника с проводимостью, близкой к собственной, и длина базы  $d$  в несколько раз больше длины диффузионного смещения носителей  $L$ , в то время как в обычных диодах  $d < L$ . В «длинных» ( $d/L \gg 1$ ) диодах при прохождении электрического тока определяющими становятся процессы, зависящие от рекомбинации и движения неравновесных носителей в базе и на поверхности [1].

В прямом направлении при высоких уровнях инжекции проводимость магнитодиода определяется инжектированными в базу неравновесными носителями. Падение напряжения происходит не на  $p$ - $n$ -переходе, как в диоде, а на высокоомной базе. Если магнитодиод, через который протекает ток, поместить в поперечное магнитное поле, то произойдет увеличение сопротивления базы. Сопротивление базы увеличивается и за счет повышения роли поверхностной рекомбинации отклоняющихся к поверхности полупроводника носителей. Типичная вольт-амперная характеристика (ВАХ) магнитодиода приведена на рис. 1, б.

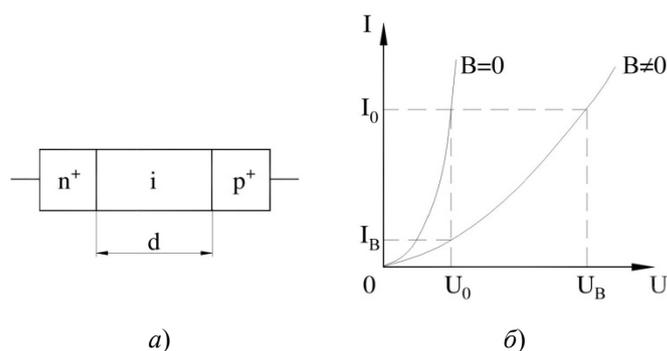


Рис. 1. Конструктивная схема (а) и вольт-амперная характеристика (б) «торцевого магнитодиода»

Свойства магнитодиодов характеризуются магниточувствительностями по напряжению и току.

Магниточувствительность по напряжению  $\gamma_U$  определяется изменением напряжения на магнитодиоде при изменении магнитного поля на 1 мТл и постоянном значении тока через магнитодиод:

$$\gamma_U = \left( \frac{\Delta U}{\Delta B} \right), \quad (1)$$

где  $\Delta U$  – изменение напряжения на магнитодиоде;  $\Delta B$  – изменение индукции магнитного поля.

Магниточувствительность по току  $\gamma_I$  определяется изменением тока через магнитодиод при изменении магнитного поля на 1 мТл и постоянном напряжении на магнитодиоде:

$$\gamma_I = \left( \frac{\Delta I}{\Delta B} \right), \quad (2)$$

где  $\Delta I$  – изменение тока, протекающего через магнитодиод.

Обычно при больших скоростях поверхностной рекомбинации наблюдается зависимость времени жизни носителей от значения магнитного поля. Если скорость поверхностной рекомбинации на двух гранях одинакова, то время жизни носителей с увеличением магнитного поля уменьшается. Если на одной грани скорость поверхностной рекомбинации больше, чем на другой, то при отклонении носителей к первой наблюдается уменьшение, а ко второй – увеличение времени жизни. В соответствии с этим меняется и длина диффузионного смещения. Если изменение эффективного времени жизни достаточно велико, то оно может превысить влияние изменения подвижности и искривления линий тока и будет определять магниточувствительность магнитодиода.

Кремниевые планарные магнитодиоды обладают лучшей температурной стабильностью и значительно большим температурным рабочим диапазоном по сравнению с аналогичными характеристиками германиевых магнитодиодов. Зависимость тока от температуры при  $B = 0$  имеет сложный характер. При малых уровнях инжекции ( $I \leq 1$  мА) с ростом температуры наблюдается увеличение тока – прямая температурная зависимость. При больших уровнях

инъекции ( $I \geq 3$  мА) ток с ростом температуры начинает уменьшаться – инверсная температурная зависимость.

Сущность магнитодиодного метода (эффекта) заключается в изменении концентрации носителей при изменении магнитного поля, пронизывающего тело полупроводника.

Характеристика магнитодиодов при диффузионной модели проводимости согласно теории В. И. Стафеева [1] описывается зависимостью

$$j = j_c \exp(e^{U/ckT}), \quad (3)$$

где  $j_c$  – константа, зависящая от характеристики исходного материала и толщины базы;  $U$  – напряжение, приложенное к магнитодиоду;  $e$  – заряд носителей;  $c$  – константа, зависящая от соотношения концентраций тока и геометрии магнитодиода;  $k$  – постоянная Больцмана;  $T$  – температура.

Выражение (3) оценивает лишь качественную сторону явления и не позволяет использовать его при синтезе первичных преобразователей ДЧВ на основе магнитодиода.

Анализ известных конструкций ДЧВ на основе магнитодиодов (МД) показывает, что технические и эксплуатационные характеристики используемых МД определяются его магнитной системой.

Электрические характеристики МД определяются значением начального прямого напряжения  $U_F$  на МД при постоянных значениях тока через магнитодиод, например, равных 1 или 3 мА, а также чувствительностью  $k_u$  магнитодиода к магнитному полю по напряжению, которая определяется как отношение разности прямых падений напряжения на МД в магнитном поле  $U_M$  и без поля  $U_0$  к величине магнитного поля  $B$  при постоянном токе, протекающем через магнитодиод:

$$k_u = \frac{U_M - U_0}{B}. \quad (4)$$

Чувствительность МД зависит от значения тока, протекающего через него, и при увеличении тока чувствительность МД к магнитному полю возрастает.

К основным электрическим характеристикам МД следует отнести также диапазон частот  $F$  и обратное максимальное напряжение  $U_{обр\ max}$ .

Основной электрической характеристикой любого магнитодиода является семейство вольт-амперных характеристик, представляющих собой зависимость тока, протекающего через МД, при отсутствии магнитного поля и при различных значениях индукции магнитного поля.

По семейству вольт-амперных характеристик можно установить зависимость сопротивления МД от величины тока через МД и от магнитной индукции, действующей на МД.

Выбор магнитной системы магнитодиодного ДЧВ производится исходя из следующих соображений:

- обеспечение возможности большого перепада магнитной индукции, действующей на МД;
- обеспечение минимальных габаритов, веса и стоимости датчика;
- обеспечение сохраняемости характеристик в течение длительного времени в условиях воздействия внешних влияющих факторов (механические нагрузки, температура и т.д.).

Конструктивная схема магнитодиодного ДЧВ приведена на рис. 2 и содержит чувствительный элемент (ЧЭ), помещенный в корпус 4, кабельную перемычку 5 и разъем 6 [2]. ЧЭ состоит из постоянного магнита 3, концентратора 2 и магнитодиода 1.

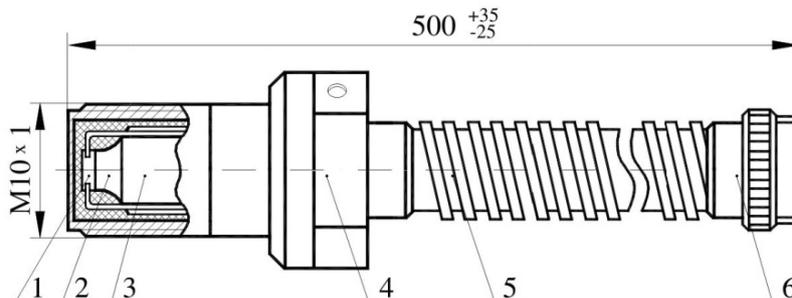


Рис. 2. Конструктивная схема гальваномагнитного ДЧВ

Материал корпуса – сталь 12X18H10T ГОСТ 5949–75, обладающая требуемыми свойствами: немагнитная, коррозионно-стойкая, технологичная при механообработке и сварочных операциях. Концентратор имеет конусную форму и изготавливается из ферромагнитного материала.

В качестве материала для постоянного магнита выбран литой недеформируемый сплав на основе Fe-Al-Ni-Co марки ЮНДК25БА, обладающий большим значением остаточной индукции  $B_z = (1,28 - 1,33)$  Тл и сохраняющий свои магнитные характеристики в широком диапазоне температур (от 23 до 600) К.

Среди отечественных постоянных магнитов наибольшей остаточной индукцией обладают кобальт-самариевые магниты. Однако применение этих магнитов затруднено из-за жестких температурных условий эксплуатации и низкой технологичности, так как они не поддаются механической обработке. Кроме этого, кобальт-самариевые магниты очень хрупкие и их необходимо армировать для применения в условиях воздействия больших механических нагрузок.

Электрическая схема магнитодиодного датчика частоты вращения представлена на рис. 3.

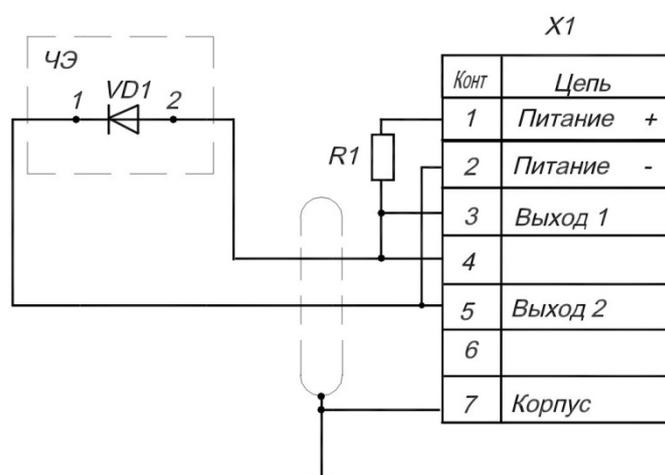


Рис. 3. Схема электрическая принципиальная гальваномагнитного ДЧВ:  
R1 – резистор C2-36; VD1 – магнитодиод; X1 – вилка 2РМТ18Б7Ш1В1

К контактам 1 и 2 разъема X1 подключают источник питания постоянного тока, а с контактов 3 и 5 разъема X1 снимается выходной сигнал в виде импульсов.

Магнитодиодный ДЧВ работает следующим образом.

При вращении ротора в момент прохождения магнитной вставки через ось датчика происходит резкое изменение индукции магнитного поля в месте установки магнитодиодного ДЧВ. В свою очередь изменение индукции магнитного поля вызывает изменение падения напряжения на магнитодиоде.

Частота следования выходных импульсов пропорциональна частоте вращения ротора с кратностью, равной количеству магнитных вставок на роторе в соответствии с формулой

$$f = \frac{mn}{60}, \quad (5)$$

где  $f$  – частота следования выходных импульсов, Гц;  $m$  – число вставок ротора;  $n$  – частота вращения ротора, об/мин.

Для магнитодиодного ДЧВ с минимальными габаритно-весовыми параметрами оптимальной компоновкой является такая, при которой источник магнитного поля (постоянный магнит) находится на перемещающемся объекте (рис. 4).

С ростом температуры окружающей среды чувствительность  $k_u$  у всех МД уменьшается, а с понижением температуры их чувствительность возрастает, зависимость выходного сигнала датчика от температуры окружающей среды, полученная в результате проведенных испытаний, представлена на рис. 5.

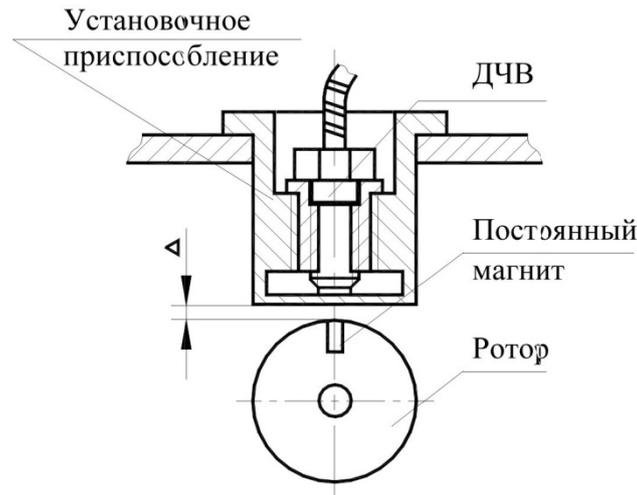
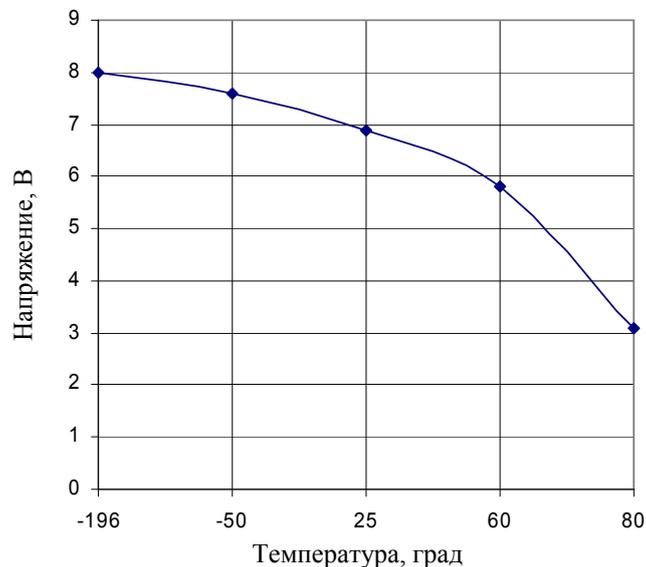


Рис. 4. Конструктивная схема установки магнитодиодного ДЧВ

Рис. 5. Зависимость выходного сигнала датчика от температуры при зазоре  $\Delta = 2$  мм

Экспериментальные исследования разработанного магнитодиодного датчика частоты вращения подтвердили его работоспособность в широком диапазоне температур (от  $-196$  до  $+80$  °С), возможность измерения частоты вращения от 60 до 60 000 об/мин, а также применения в среде, загазованной парами агрессивных сред (компоненты ракетного топлива), за счет герметизации ЧЭ.

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

#### Список литературы

1. Егиазарян, Г. А. Магнитодиоды, магнитотранзисторы и их применение / Г. А. Егиазарян, В. А. Стафеев. — М. : Радио и связь, 1987. — 468 с.
2. Трофимов, А. Н. Направление совершенствования датчиков перемещений и частоты вращения разработки НИИ физических измерений / А. Н. Трофимов, А. А. Трофимов // Актуальные проблемы ракетно-космического приборостроения и информационных технологий : сб. материалов науч.-техн. конф. — М. : РНИИКП, 2007. — С. 79–88.

---

**Дмитриенко Алексей Геннадьевич**

кандидат технических наук,  
генеральный директор,  
Научно-исследовательский институт  
физических измерений  
E-mail: niifi@sura.ru

**Dmitrienko Aleksey Gennad'evich**

candidate of technical sciences,  
director general,  
Research Institute  
of Physical Measurements

**Трофимов Алексей Анатольевич**

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

**Trofimov Aleksey Anatol'evich**

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

---

УДК 531.771

**Дмитриенко, А. Г.**

**Датчики частоты вращения на основе магнитодиода / А. Г. Дмитриенко, А. А. Трофимов //**  
Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 2(4). – С. 38–43.

УДК 621.3.032

*Б. В. Цыпин, А. В. Терехина, Д. В. Пена,  
А. А. Трофимов, В. С. Волков, И. Н. Баринов*

**КОМПЕНСАЦИЯ ТЕМПЕРАТУРНОЙ ЗАВИСИМОСТИ  
ТЕНЗОРЕЗИСТОРОВ НА ОСНОВЕ ПЛЕНОК  
ПОЛИКРИСТАЛЛИЧЕСКОГО АЛМАЗА ДЛЯ ДАТЧИКОВ  
ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН, ЭКСПЛУАТИРУЮЩИХСЯ  
В ЭКСТРЕМАЛЬНЫХ УСЛОВИЯХ<sup>1</sup>**

*B. V. Tsy-pin, A. V. Terekhina, D. V. Pena,  
A. A. Trofimov, V. S. Volkov, I. N. Barinov*

**COMPENSATION OF THE TEMPERATURE DEPENDENCY  
FOR STRAIN GAUGE BASED ON POLYCRYSTALLINE DIAMOND  
FILMS FOR SENSORS OPERATED IN EXTREME CONDITIONS**

**А н н о т а ц и я.** Описано применение поликристаллических алмазных пленок для создания высокотемпературных полупроводниковых датчиков давления. Рассмотрены способы аппроксимации температурной зависимости коэффициента тензочувствительности алмазной пленки полиномами различных порядков. Предложен способ компенсации температурной зависимости тензочувствительности датчика, учитывающий разброс параметров тензорезисторов из поликристаллического алмаза.

**A b s t r a c t.** Application of polycrystalline diamond films for high-temperature semiconductor pressure sensors are described. The approximation of the gauge factor temperature dependence for diamond film by polynomials of various orders are described. The method of gauge factor temperature dependence's compensation taking into account the variation of parameters of the polycrystalline diamond strain gauges for sensing element is proposed.

**К л ю ч е в ы е с л о в а:** пленка поликристаллического алмаза, чувствительный элемент, высокотемпературный датчик давления, температурная зависимость коэффициента тензочувствительности.

**K e y w o r d s:** polycrystalline diamond film, sensing element, high-temperature pressure sensor, temperature dependence of gauge factor.

**Введение**

Значительную часть измерений в современной технике составляют измерения давления, для реализации которых успешно используются тензорезистивные МЭМС-датчики. Основой для изготовления чувствительных элементов (ЧЭ) датчиков давления в большинстве случаев является кремний. Однако современные условия эксплуатации технических изделий предъявляют высокие требования к точности и надежности датчиков в условиях высоких температур

<sup>1</sup> Работа выполнена при финансовой поддержке государства в лице Минобрнауки России (Соглашение № 14.В37.21.1647).

и ионизирующих излучений, что заставляет исследовать новые полупроводниковые материалы для изготовления ЧЭ датчиков [1, 2].

Для работы в условиях воздействия температуры до 500–600 °С одновременно с воздействием радиации используются датчики давления с ЧЭ и поликристаллического кремния, который слабовосприимчив к образованию радиационных дефектов, однако поликремний характеризуется низкой тензочувствительностью (20–30), что затрудняет изготовление датчиков для измерения малых давлений. Поэтому актуальной является задача поиска и исследования полупроводниковых материалов для производства ЧЭ датчиков, работоспособных в экстремальных условиях эксплуатации.

Одним из возможных решений данной проблемы является использование поликристаллических алмазных пленок (ПАП) для создания ЧЭ. ПАП характеризуются большой шириной запрещенной зоны, термической стабильностью при температуре до 600 °С и значением модуля Юнга, почти на порядок превышающим модуль Юнга для кремния [1]. Для того чтобы придать алмазной пленке электропроводность, алмаз легируют в процессе роста акцепторной примесью – бором, получая материал *p*-типа [3, 4].

Перспективность применения ПАП для изготовления ЧЭ тензорезистивных датчиков подтверждается высоким коэффициентом тензочувствительности алмаза (5–1000) [5]. Как и для кремния, для ПАП характерна значительная зависимость тензочувствительности от температуры.

### **Анализ температурной зависимости тензочувствительности алмазных пленок**

Известна зависимость коэффициента тензочувствительности от температуры для поликристаллических алмазных пленок, характеристики которых приведены в табл. 1. Легированные бором поликристаллические алмазные пленки нанесены на кремниевые мембраны, покрытые слоем нелегированного алмаза [5].

Таблица 1

Свойства образцов поликристаллической алмазной пленки

Сопротивление пленки, Ом	Толщина мембраны, мкм	Процентное соотношение бора к углероду в жидкой фазе, $10^{-6}$	Толщина слоя нелегированного алмаза, мкм	Толщина легированной бором алмазной пленки, мкм
1720	22	5792	10	2
5270	35	1448	10	3
75200	15	5792	10	3

Зависимость коэффициентов тензочувствительности пленки в диапазоне температур от 25 до 500 °С представлена на рис. 1 [5].

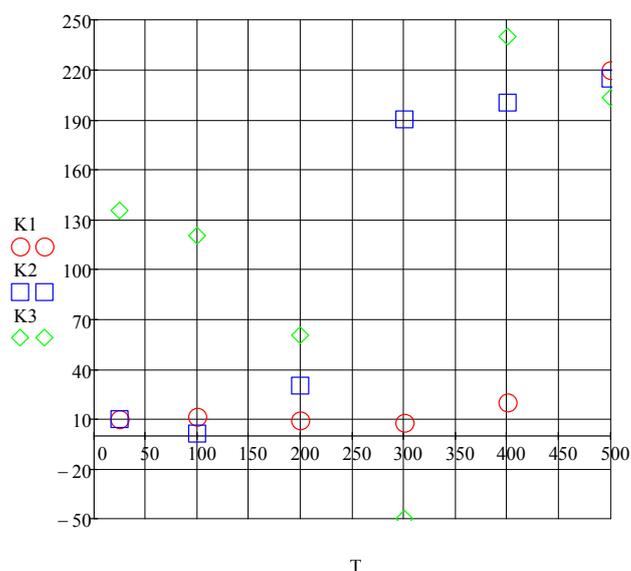


Рис. 1. Зависимость тензочувствительности алмазной пленки от температуры: K1 – для образца 1; K2 – для образца 2; K3 – для образца 3 (см. табл. 1)

Из анализа рис. 1 видно, что образец 3 характеризуется высоким коэффициентом тензочувствительности при нормальных условиях (более 130), тогда как образцы 1 и 2 характеризуются значением коэффициента тензочувствительности порядка 10, что близко к тензочувствительности полукремния. Однако при увеличении температуры до 300 °С тензочувствительность образца 3 резко уменьшается и переходит в область отрицательных значений.

Таким образом, для изготовления ЧЭ тензорезистивного датчика, эксплуатирующегося в широком диапазоне температур, целесообразно использовать ПАП, соответствующие по своим электрофизическим характеристикам образцу 1, так как его тензочувствительность практически не зависит от температуры в диапазоне до 350 °С, что упрощает схему построения температурной компенсации. При эксплуатации датчика в диапазоне температур до 500 °С также целесообразно использовать ПАП, соответствующие образцу 1, для которого зависимость тензочувствительности от температуры может быть представлена в виде полиномиальной или кусочно-линейной аппроксимации.

На рис. 2 представлены результаты аппроксимации температурной зависимости коэффициента тензочувствительности образца 1 полиномами.

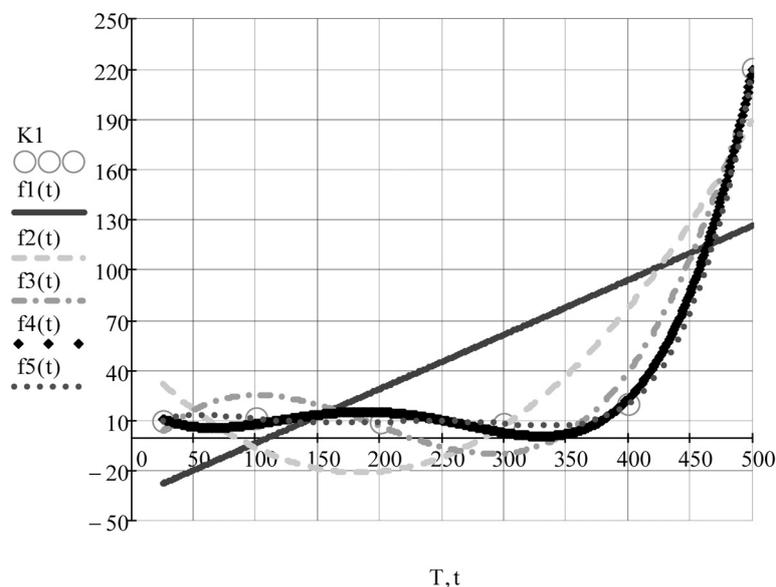


Рис. 2. Аппроксимация температурной зависимости коэффициента тензочувствительности образца 1 полиномами:  $f_1(t)$  – линейная аппроксимация;  $f_2(t)$  – квадратичная зависимость;  $f_3(t)$  – кубическая зависимость;  $f_4(t)$  – полином 4-й степени;  $f_5(t)$  – полином 5-й степени

Из рис. 2 видно, что максимальное совпадение аналитической функции с экспериментальными данными дает аппроксимация полиномом 5-й степени, так как при аппроксимации полиномами низших порядков наблюдается уход аналитической зависимости в область отрицательных значений коэффициента тензочувствительности, что существенно усложняет обработку и компенсацию измерительного сигнала с заданной точностью.

#### **Схемотехнический метод температурной компенсации тензочувствительности**

Представляет интерес оценка возможности использования схемотехнических методов температурной компенсации погрешности тензочувствительности как наиболее отработанных для традиционных полупроводниковых материалов [6].

Аналитическая зависимость полинома 5-й степени (см. рис. 2) выражается формулой

$$k(T) = 1,004 + 0,534T - 8,128 \cdot 10^{-3} T^2 + 5,025 \cdot 10^{-5} T^3 - 1,371 \cdot 10^{-7} T^4 + 1,361 \cdot 10^{-10} T^5. \quad (1)$$

Выходной сигнал полной мостовой схемы описывается выражением

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{н}} \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{(R_1 + R_2) \cdot (R_3 + R_4)}. \quad (2)$$

Зависимость сопротивления тензорезисторов из ПАП от температуры предполагается линейной [7]:

$$R(T) = R_0(1 + \alpha\Delta T), \quad (3)$$

где  $R_0$  – номинал тензорезистора при нормальной температуре;  $\alpha$  – ТКС.

Зависимость сопротивления тензорезистора от деформации под воздействием измеряемого давления выражается формулой

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

где  $k(T)$  – коэффициент тензочувствительности, определяемый выражением (1);  $\epsilon$  – относительная деформация тензорезистора.

Подставив выражения (1) и (3) в (4), получим зависимость сопротивления тензорезистора от температуры и деформации вследствие измеряемого давления:

$$R(P, T) = R_0(1 + \alpha\Delta T) \pm R_0k(T)\epsilon, \quad (5)$$

где знак «+» соответствует тензорезисторам  $R_1$  и  $R_4$ , а знак «-» – тензорезисторам  $R_2$  и  $R_3$  (см. выражение (2)).

Ввиду значительной сложности аналитического выражения выходного сигнала (2) с учетом (5) было проведено имитационное моделирование мостовой схемы, состоящей из ПАП-тензорезисторов, в программе MathCAD.

Тензорезисторы имеют номинальное сопротивление 500 Ом и характеризуются разбросом ТКС. Параметры схемы представлены в табл. 2, напряжение питания моста  $U_{\text{п}} = 6$  В, максимальное давление соответствует деформации  $\epsilon = 5 \cdot 10^{-4}$ .

Таблица 2

Параметры моделируемой схемы

	Номинальное сопротивление тензорезистора, Ом	ТКС, $1/^\circ\text{C}$
$R_1$	500	$-4,53 \cdot 10^{-4}$
$R_2$	500	$-4,57 \cdot 10^{-4}$
$R_3$	500	$-4,55 \cdot 10^{-4}$
$R_4$	500	$-4,58 \cdot 10^{-4}$

Результаты моделирования при максимальном давлении представлены на рис. 3. Как видно из рисунка, выходное напряжение изменяется от значения порядка 40 мВ при нормальной температуре до величины порядка 800 мВ при 500 °С, при этом внешний вид зависимости повторяет кривую на рис. 2.

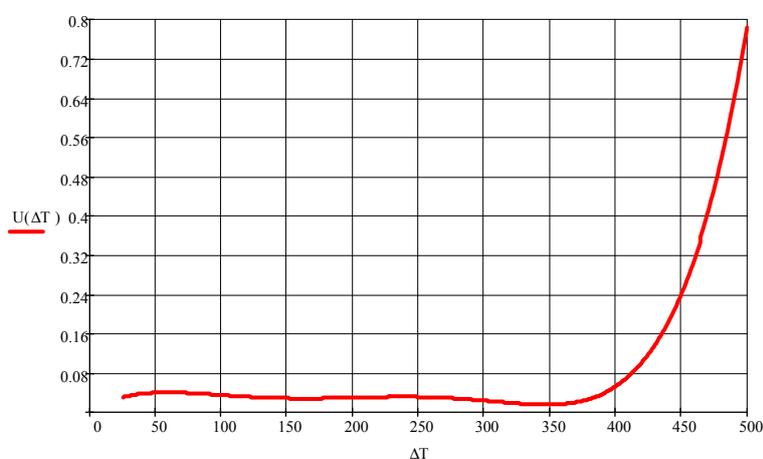


Рис. 3. Зависимость выходного напряжения мостовой схемы при максимальном давлении от температуры

Очевидно, что необходима линейризация полученной зависимости. Для этой цели предполагается использовать измерительный усилитель с температурно-зависимым коэффициентом

том усиления [8]. Как известно, для компенсации нелинейности можно использовать масштабный преобразователь с обратной функцией преобразования, однако нахождение обратной функции для полинома 5-й степени – весьма трудоемкий процесс [9]. Поэтому в первом приближении была использована модель измерительного усилителя, реализующего зависимость вида  $F = \frac{k_u}{k(T)}$ , где  $k_u$  – коэффициент усиления по напряжению. Такая схема может быть реализована на основе неинвертирующего включения операционного усилителя, одним из резисторов которого является ПАП-тензорезистор с температурной зависимостью тензочувствительности, характеризуемой выражением (1).

При задании величины  $k_u = 10$  выходной сигнал усилителя примет вид, показанный на рис. 4.

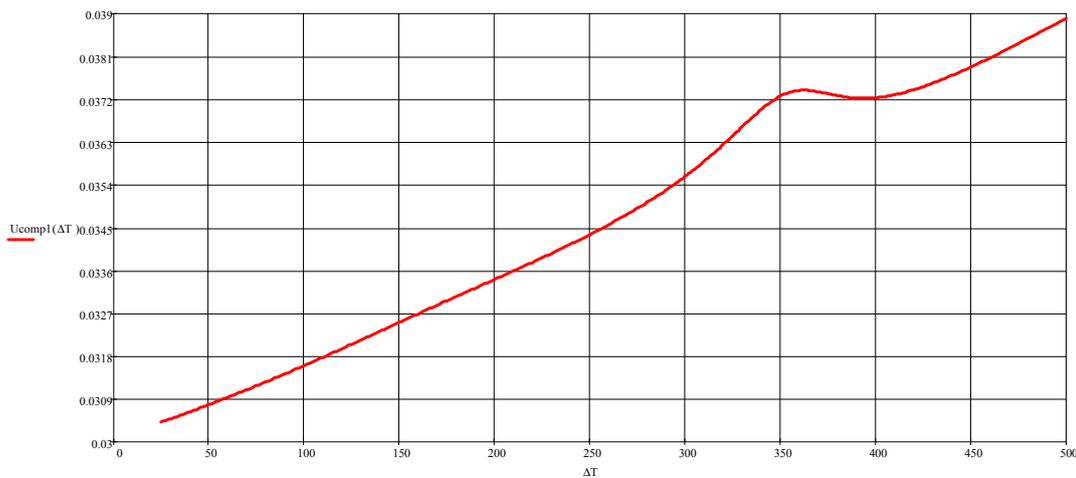


Рис. 4. Температурная зависимость напряжения на выходе усилителя

Из рис. 4 видно, что зависимость гораздо ближе к линейной, чем выходной сигнал мостовой схемы. Максимум нелинейности, соответствующий температуре порядка 370 °С, соответствует точке перегиба (см. рис. 3), с которой начинается резкое возрастание коэффициента тензочувствительности.

Дальнейшее снижение температурной зависимости может быть достигнуто путем включения на выходе схемы устройства с температурной характеристикой, линейно уменьшающейся при увеличении температуры. В качестве величины, обладающей такой зависимостью, может служить сопротивление мостовой схемы  $R_M$ , определяемое по формуле

$$R_M = \frac{(R_1 + R_2) \cdot (R_3 + R_4)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}. \quad (6)$$

Сопротивление мостовой схемы линейно уменьшается при увеличении температуры, так как ТКС тензорезисторов отрицателен (см. табл. 2).

Данная зависимость может быть получена либо напрямую с измерительного моста при питании током, либо в случае питания напряжением с дополнительного моста, тензорезисторы которого аналогичны тензорезисторам мостовой схемы.

Таким образом, выходной сигнал измерительного моста после окончательной линеаризации будет описываться формулой

$$U_{\text{комп}} = U_{\text{вых}} \frac{k_u}{k(T)} \cdot \frac{R_M(T)}{R_{M_0}}, \quad (7)$$

где  $U_{\text{комп}}$  – выходное напряжение после температурной компенсации;  $R_{M_0}$  – сопротивление мостовой схемы при нормальной температуре (равное сопротивлению одного тензорезистора, т.е. в данном случае 500 Ом).

Результат температурной компенсации представлен на рис. 5.

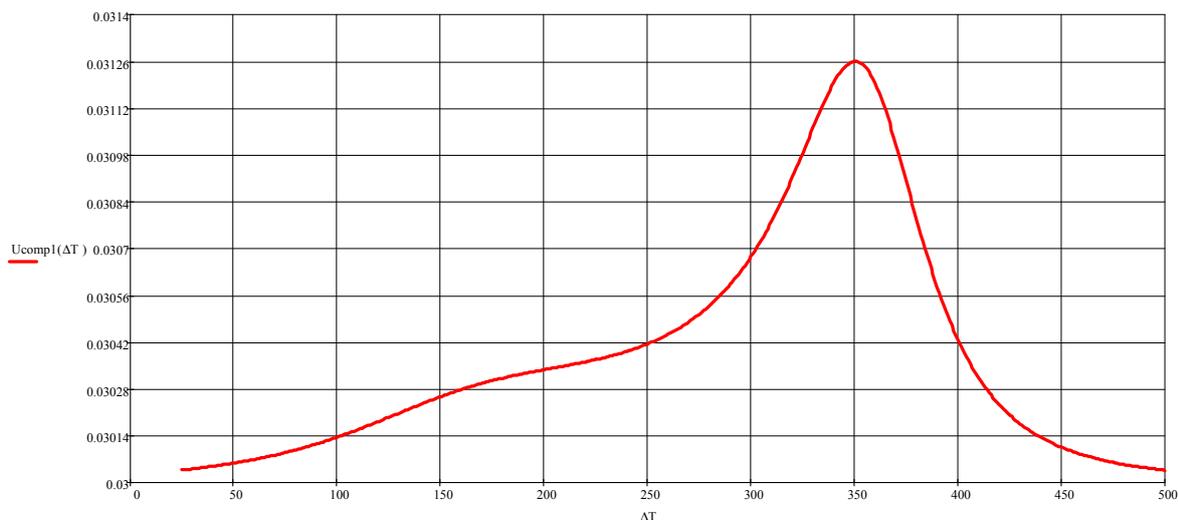


Рис. 5. Температурная зависимость выходного сигнала после окончательной температурной компенсации

### Выводы

Несмотря на нелинейность, из рис. 5 видно, что максимальное значение абсолютной погрешности нелинейности не превышает 1 мВ, что составляет величину порядка 3 % во всем температурном диапазоне (25–500 °С), или порядка 0,007 %/°С, что позволяет сделать вывод об эффективности предложенного метода компенсации температурной погрешности тензочувствительности. Задачами дальнейших исследований в данном направлении являются разработка схемы формирования заданных температурно-зависимых сигналов (см. выражение (7)) и исследование влияния разброса номиналов тензорезисторов на эффективность температурной компенсации.

### Список литературы

1. Баринов, И. Н. Высокотемпературные датчики давления на основе поликристаллического алмаза. Состояние разработок и тенденции развития / И. Н. Баринов, В. С. Волков // Датчики и системы: методы, средства и технологии получения и обработки измерительной информации (Датчики и системы – 2012) : тр. Междунар. науч.-техн. конф. с элементами науч. школы для молодых ученых (г. Пенза, 22–26 октября 2012 г.) / под ред. Е. А. Ломтева, А. Г. Дмитриенко. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2012. – С. 91–93.
2. Баринов, И. Н. Высокотемпературные полупроводниковые датчики давления с повышенной временной стабильностью / И. Н. Баринов, В. С. Волков // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2011. – № 8. – С. 51–55.
3. CVD Diamond for Electronic Devices and Sensors // John Wiley & Sons, Ltd, 2009.
4. Ральченко, В. CVD-алмазы. Применение в электронике / В. Ральченко, В. Конов // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2007. – № 4. – С. 58–67.
5. Yamamoto, A. Evaluation of diamond gauge factor up to 500 °C / A. Yamamoto, N. Norio, T. Takahiro // Western Industrial Research Institute of Hiroshima Prefecture, 2-10-1 Agaminami Kure 737-0004, Japan.
6. Волков, В. С. Использование системы Simulink при имитационном моделировании высокотемпературных полупроводниковых датчиков давления / В. С. Волков, И. Н. Баринов // Приборы. – 2011. – № 7. – С. 50–55.
7. Kulha, P. Piezoresistive Sensor for Strain Measurement on Turbine Blade with Wireless Telemetry Data Acquisition International / P. Kulha, M. Husak // Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'11) Las Palmas de Gran Canaria (Spain), 13th to 15th April, 2010.
8. Виглеб, Г. Датчики. Устройство и применение / Г. Виглеб. – М. : Мир, 1989. – 280 с.
9. Орнатский, П. П. Теоретические основы информационно-измерительной техники / П. П. Орнатский. – Киев : Вища школа, 1985. – 432 с.

**Цыпин Борис Вульфович**

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

**Терехина Анастасия Валерьевна**

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

**Пена Дмитрий Владимирович**

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

**Трофимов Алексей Анатольевич**

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

**Волков Вадим Сергеевич**

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

**Баринов Илья Николаевич**

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

**Tsy-pin Boris Vul'fovich**

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

**Terekhina Anastasiya Valer'evna**

postgraduate student,  
Penza State University

**Pena Dmitriy Vladimirovich**

postgraduate student,  
Penza State University

**Trofimov Aleksey Anatol'evich**

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

**Volkov Vadim Sergeevich**

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

**Barinov Il'ya Nikolaevich**

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

УДК 621.3.032

**Цыпин, Б. В.**

**Компенсация температурной зависимости тензорезисторов на основе пленок поликристаллического алмаза для датчиков физических величин, эксплуатирующихся в экстремальных условиях / Б. В. Цыпин, А. В. Терехина, Д. В. Пена, А. А. Трофимов, В. С. Волков, И. Н. Баринов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 2(4). – С. 44–50.**

УДК 53.088.7, 612.172.4

*А. Ю. Кривоногов, А. Е. Клебнева*

## СИСТЕМА ТЕСТИРОВАНИЯ АЛГОРИТМОВ ПОДАВЛЕНИЯ ПОМЕХ В ЭЛЕКТРОКАРДИОСИГНАЛАХ

*L. U. Krivonogov, A. E. Klebneva*

## SYSTEM TESTING ALGORITHMS FOR ECG SIGNALS NOISE REDUCTION

**А н н о т а ц и я.** Рассмотрены вопросы сравнения качества алгоритмов подавления помех в электрокардиосигналах и выбора наиболее эффективных из них. Разработаны критерии и методика оценки эффективности алгоритмов, создана испытательная база данных для тестирования, выбраны и промоделированы некоторые алгоритмы подавления помех, разработана структурная схема системы тестирования. Система тестирования реализована в виде виртуального прибора системы графического программирования LabVIEW, который позволяет оценить степень искажения сигнала при различном уровне помех и дает обобщенную оценку эффективности алгоритмов. Разработанная система тестирования дает возможность подобрать эффективные алгоритмы подавления помех для различных сигнально-помеховых ситуаций, что позволяет повысить достоверность результатов автоматического анализа электрокардиосигналов.

**A b s t r a c t.** In article questions of comparing the quality of noise reduction algorithms and a choice of most effective of them are considered. Criteria and technique of estimating the efficiency of algorithms are developed, the database for testing is created, some algorithms for noise reduction are chosen and simulated, the block diagram of system testing is developed. The system testing algorithms is realized as LabVIEW virtual instrument, which allows estimating the degree of signal distortion at various level of noises and gives the generalized efficiency assessment of algorithms. The developed test system gives the opportunity to select effective noise reduction algorithms for various signal-to-noise situations, which improves the reliability of the results of the automatic analysis ECG signals.

**К л ю ч е в ы е с л о в а:** электрокардиосигналы, алгоритм подавления помех, оценка эффективности, отношение сигнал/помеха, среднеквадратическая ошибка.

**К е у w o r d s:** ecg signals, noise reduction algorithms, efficiency assessment, signal-to-noise ratio, root-mean-square difference.

### **Введение**

Достоверность результатов автоматического анализа в электрокардиографии обеспечивается за счет качественного подавления помех в электрокардиосигналах (ЭКС) и точности обнаружения его отдельных элементов и их границ. Основной причиной погрешностей измерений и ошибок обнаружения элементов ЭКС являются искажения сигнала, вызванные наличием разнообразных помех или некачественной обработкой (в том числе и различными процедурами, предназначенными для подавления помех). Особенность первичной обработки ЭКС состоит в том, что если в результате подавления помех происходят даже незначительные искажения формы информативных участков сигнала, то это в дальнейшем может привести к ошибочным или неточным диагностическим заключениям.

Следовательно, основным требованием, предъявляемым к алгоритмам (фильтрам) подавления помех в ЭКС, является минимальное искажение полезного сигнала при максимальном подавлении помех. Именно этим свойством и будем определять эффективность алгоритмов подавления помех в ЭКС.

При разработке программного обеспечения для систем регистрации и автоматического анализа ЭКС неизбежно возникает задача сравнения качества и выбора наиболее эффективных алгоритмов помехоподавления. Речь может идти о давно известных и хорошо зарекомендовавших себя «классических» алгоритмах или о новых, находящихся на стадии разработки и исследования. Кроме того, каждый алгоритм имеет некоторые настроечные параметры (пороги, коэффициенты, окна и т.д.), значения которых существенно влияют на эффективность помехоподавления. Таким образом, тестирование алгоритмов подавления помех в ЭКС с целью оценки их эффективности является необходимым этапом при создании технических средств электрокардиографии.

При этом приходится решать целый ряд задач:

- разработка критериев и методики оценки качества процедур помехоподавления;
- создание испытательной базы данных;
- разработка программных средств тестирования;
- выбор алгоритмов для тестирования.

#### **Выбор критериев для оценки эффективности алгоритмов подавления помех в электрокардиосигналах**

Существующие критерии оценки качества алгоритмов подавления помех в ЭКС можно разделить на группы следующим образом:

- с точки зрения требований к фильтрам выделяют критерии оценки степени подавления помех и критерии оценки близости эталонного (входного) и реконструированного ЭКС;
- с точки зрения объективности критерии оценки качества алгоритмов делят на качественные и количественные [1].

Естественно, оценка эффективности подавления помех в ЭКС должна быть количественной, поэтому далее речь пойдет лишь о количественных критериях. Критерии оценки степени подавления помех не учитывают искажение полезного сигнала в результате фильтрации. Кроме того, достаточно сложно определить интенсивности полезного сигнала и остаточных помех на выходе фильтра. Критерии оценки близости эталонного и реконструированного сигналов заключаются в определении численного значения расстояния (ошибки) между эталонным и реконструированным сигналами и могут относиться как к амплитудно-временным параметрам отдельных зубцов и интервалов (локальные), так и к ЭКС в целом (интегральные). Критерии этой группы не учитывают уровень помех до фильтрации и степень подавления помех и не позволяют разделить ошибки, вызванные остаточными помехами, и искажения сигнала, полученные в результате применения процедуры помехоподавления.

Ни один из известных критериев не обеспечивает количественную оценку степени подавления помех и искажения полезного сигнала одновременно, поэтому было предложено сравнивать алгоритмы с помощью графиков зависимости процентной среднеквадратической ошибки (Percent Root-Mean-Square Difference – PRD) [2] от отношения сигнал/помеха (signal-to-noise ratio – SNR) на входе фильтра. Такие графики позволяют оценить ошибки реконструкции сигнала при различном уровне помех и дают обобщенную оценку эффективности алгоритмов подавления помех в ЭКС [1].

PRD и SNR определяются следующими выражениями:

$$PRD = \left( \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - y_i)^2}{\sum_{i=1}^n x_i^2}} \right) \times 100 \%,$$

где  $x_i$  – отсчеты эталонного ЭКС;  $y_i$  – отсчеты реконструированного ЭКС;

$$SNR(dB) = 20 \lg \left( \frac{\sum_{i=1}^n x_i}{\sum_{i=1}^n s_i} \right),$$

где  $s_i$  – отсчеты помехи.

### ***Разработка методики тестирования алгоритмов подавления помех в электрокардиосигналах***

Для оценки эффективности алгоритмов подавления помех удобно использовать не реальный ЭКС с помехами, а искусственно зашумленный эталонный ЭКС (помехи могут быть как модельные, так и реальные). Такой подход вполне оправдан, так как позволяет легко измерить отношение сигнал/помеха на входе фильтра, а наличие эталонного ЭКС дает возможность оценить его близость с выходным (реконструированным) сигналом. Причем целесообразно вычислять SNR и PRD не только на всем исследуемом ЭКС, но и на отдельных участках кардиоцикла, например на изолинии (интервале Т-Р), р-QRS-Т комплексе (или даже на отдельных зубцах и сегментах).

Эталонных ЭКС обязательно должно быть несколько, в том числе и с различными патологиями, искажающими форму р-QRS-Т комплексов, а также с патологиями, на которых QRS комплексов нет вообще (например ЭКС с фибрилляцией желудочков). Эталонные ЭКС представляется разумным получить из реальных ЭКС, зарегистрированных в условиях, близких к идеальным, и подвергнутых специальной обработке.

В качестве помех удобно использовать как искусственно помехи (например 50 Гц синус или белый гауссовский шум), так и сигналы «bw», «ma», «em» из базы MIT-BIH Noise Stress Test Database [3].

Применение помех неизменной или маломеняющейся интенсивности на протяжении всего исследуемого ЭКС позволяет получить значения SNR для определенного участка кардиоцикла в достаточно узком диапазоне. Для получения SNR в широком диапазоне необходимо формировать помеху с изменяющейся интенсивностью (например с линейным нарастанием интенсивности). Представляет интерес применение помех, имеющих различные законы распределения отсчетов, причем не обязательно симметричных.

Что касается анализа графиков (зависимостей PRD от SNR), то очевидно: чем меньше наклон графика и чем ниже он расположен (ближе к оси SNR), тем эффективнее фильтр. Кроме того, наиболее эффективный алгоритм можно характеризовать минимальной площадью, ограниченной кривой PRD от SNR, и минимальным ее наклоном.

Получение оценок эффективности алгоритмов для отдельных участков ЭКС и для различных помех позволит подобрать фильтры для различных сигнально-помеховых ситуаций, появится возможность создания адаптивного многокомпонентного фильтра, позволяющего повысить эффективность подавления помех при длительном исследовании ЭКС в условиях изменчивости сигнально-помеховой обстановки [4].

### ***Создание испытательной базы данных***

В настоящее время созданы два эталонных ЭКС: «норма» (на основе нормального сигнала) и «экстрасистола» (на основе ЭКС с желудочковыми экстрасистолами). Каждый из эталонных ЭКС имеет длительность примерно в 40 с (около 20 000 отсчетов, частота дискретизации сигналов – 500 отсчетов/с). Для каждого эталонного ЭКС был получен массив меток границ отдельных участков (информативных участков – р-QRS-Т комплексов; неинформативных изопотенциальных участков – ТР интервалов). В качестве помех были использованы высокочастотные помехи (с различными законами распределения), полученные из белого шума и имеющие нарастающую интенсивность.

### ***Разработка программных средств тестирования***

Разработанная структурная схема системы тестирования алгоритмов подавления помех в ЭКС приведена на рис. 1 и включает следующие узлы:

- узлы ввода данных (эталонный ЭКС, помехи, меток границ отдельных участков эталонного ЭКС);
- узел вычисления отношения сигнал/помеха на входе исследуемого алгоритма;
- сумматор;
- исследуемый алгоритм подавления помех;
- узел вычисления PRD после фильтрации;
- узел построения графиков зависимости PRD от SNR.



Рис. 1. Структурная схема системы тестирования алгоритмов подавления помех в ЭКС

Тестирование алгоритмов подавления помех в ЭКС начинается с загрузки исходных данных: массива отсчетов эталонного ЭКС, массива отсчетов помехи и массива меток границ отдельных участков ЭКС. Последний массив служит для вычисления SNR и PRD, соответствующих определенным участкам ЭКС (например информативным участкам – р-QRS-T комплексам). Сумматор осуществляет формирование аддитивной смеси эталонного ЭКС и помехи, поступающей на вход исследуемого алгоритма. Реконструированный ЭКС с выхода исследуемого алгоритма и эталонный ЭКС поступают на вход узла вычисления PRD. Вычисленные значения SNR и PRD позволяют построить графики зависимости процентной среднеквадратической ошибки реконструкции ЭКС от отношения сигнал/помеха на входе исследуемого алгоритма. Именно такая зависимость и должна характеризовать эффективность процедуры подавления помех.

Система тестирования реализована в виде виртуального прибора (ВП) в системе графического программирования LabVIEW. Блок-диаграмма ВП «Система тестирования алгоритмов подавления помех в ЭКС» представлена на рис. 2.

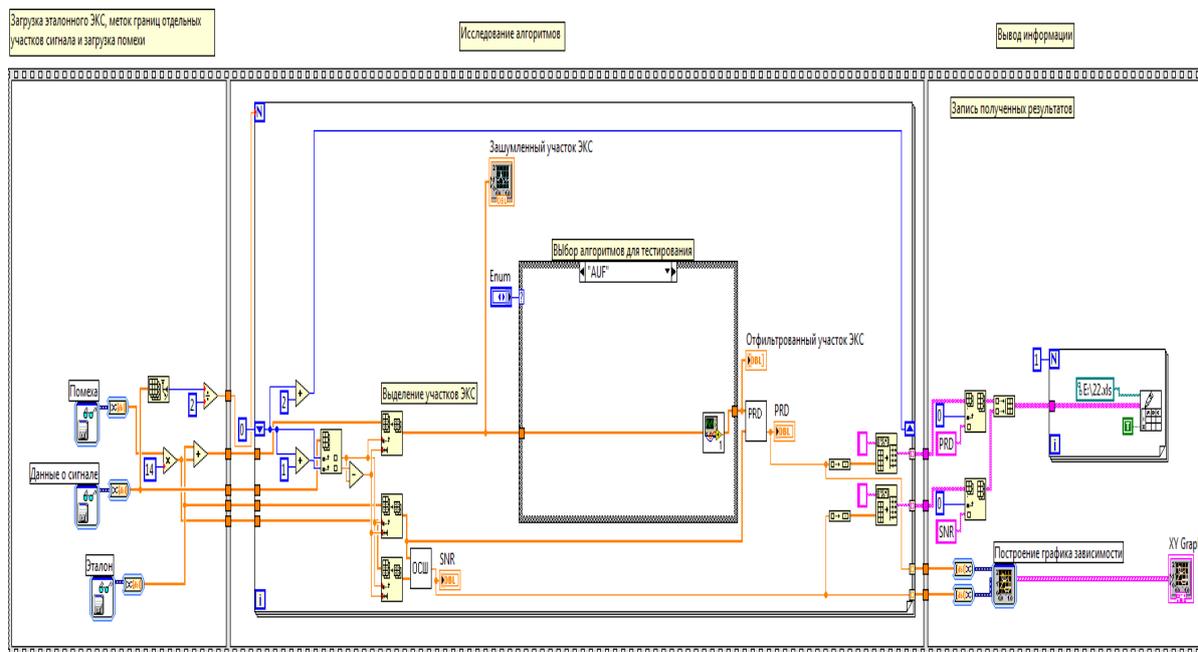


Рис. 2. Блок-диаграмма ВП «Система тестирования алгоритмов подавления помех в ЭКС»

Лицевая панель виртуального прибора обеспечивает вывод трех графиков: зашумленного участка ЭКС, этого же участка после процедуры помехоподавления, значения PRD и SNR для всех одноименных участков ЭКС. Значения SNR и PRD, соответствующие исследуемым

алгоритмам, накапливались в таблицах MS Excel. По этим данным составлялись сводные таблицы (например табл. 1), которые использовались для построения графиков зависимости PRD от SNR (пример таких графиков приведен ниже на рис. 3, 4).

### **Выбор алгоритмов для тестирования и моделирование фильтров**

Ранее проведенные исследования и обзор литературы [5–7] позволили выбрать для тестирования несколько алгоритмов (фильтров) подавления помех:

- полиномиальный сглаживающий фильтр Савицкого–Голея (размер окна 10, порядок фильтра 3);
- фильтр Ходжеса–Лемана (размер окна 5) [5];
- фильтр Баттерворта 2-го порядка (частота среза 40 Гц);
- КИХ-гибридный медианный фильтр (КГМФ) (размер окна 11, порядок фильтра 10) [6];
- $\alpha$ -урезанный фильтр (АУФ) (размер окна 9) [7].

Все фильтры были смоделированы в виде виртуальных приборов LabVIEW.

### **Результаты тестирования алгоритмов подавления помех в ЭКС**

В табл. 1 приведены значения SNR и PRD для информативных участков эталонного ЭКС «норма». Исследования проводились при воздействии линейно нарастающей высокочастотной помехи с гауссовским распределением. Аналогичные таблицы были получены для эталонного ЭКС «экстрасистола» и при воздействии некоторых других помех (негауссовских). На рис. 3 приведен график зависимости PRD от SNR для информативных участков эталонного ЭКС «норма» (построен по данным табл. 1). На рис. 4 показан график зависимости PRD от SNR для неинформативных участков эталонного ЭКС «норма».

Таблица 1

Значения SNR и PRD для информативных участков эталонного ЭКС «норма»

Интервалы	Отношение сигнал/шум (SNR)	PRD				
		Фильтр Савицкого–Голея	Фильтр Ходжеса–Лемана	Фильтр Баттерворта	КГМФ	АУФ
0–221	32,32	5,96	10,15	28,17	11,37	26,95
430–651	31,85	5,81	9,88	27,89	11,26	26,90
860–1081	28,82	6,16	10,52	28,36	11,80	27,37
1290–1511	24,73	6,26	11,01	28,45	11,31	26,77
1720–1941	24,26	6,36	10,09	28,20	11,70	27,18
2150–2371	20,28	6,63	11,73	29,57	11,89	26,91
2580–2801	20,62	6,23	12,72	28,60	11,36	30,95
3010–3231	18,18	7,44	11,75	27,96	12,28	27,79
3440–3661	17,53	7,79	13,70	28,71	11,55	27,07
3870–4091	17,57	8,23	14,27	28,68	11,23	26,34
4300–4521	15,34	8,88	13,98	29,19	13,65	28,11
4730–4951	15,52	8,95	14,05	28,60	12,60	26,40
5160–5381	13,54	8,52	16,52	29,82	11,45	27,29
5590–5811	13,48	9,62	16,21	29,56	14,19	26,94
...	...	....	.....	.....	.....	.....
15050–15271	5,31	21,35	33,93	35,76	25,18	38,87
15480–15701	4,87	24,35	36,46	36,63	23,62	34,00
15910–16131	4,66	20,86	37,27	39,64	22,25	39,43
16340–16561	4,33	22,49	36,41	39,41	25,74	42,84
16770–16991	4,49	21,85	37,48	37,58	25,83	41,48
17200–17421	4,01	25,23	39,13	30,86	26,19	43,65
17630–17851	3,73	26,04	41,08	40,24	27,37	37,05
18060–18281	4,01	24,10	43,83	40,53	25,47	43,30
18490–18711	3,15	25,78	42,34	41,63	29,63	55,57
19141–19350	3,22	25,50	42,11	45,50	28,36	45,57
19571–19780	3,32	23,20	45,88	38,53	28,47	49,90
20001–20210	2,77	28,81	44,85	39,03	29,79	58,75

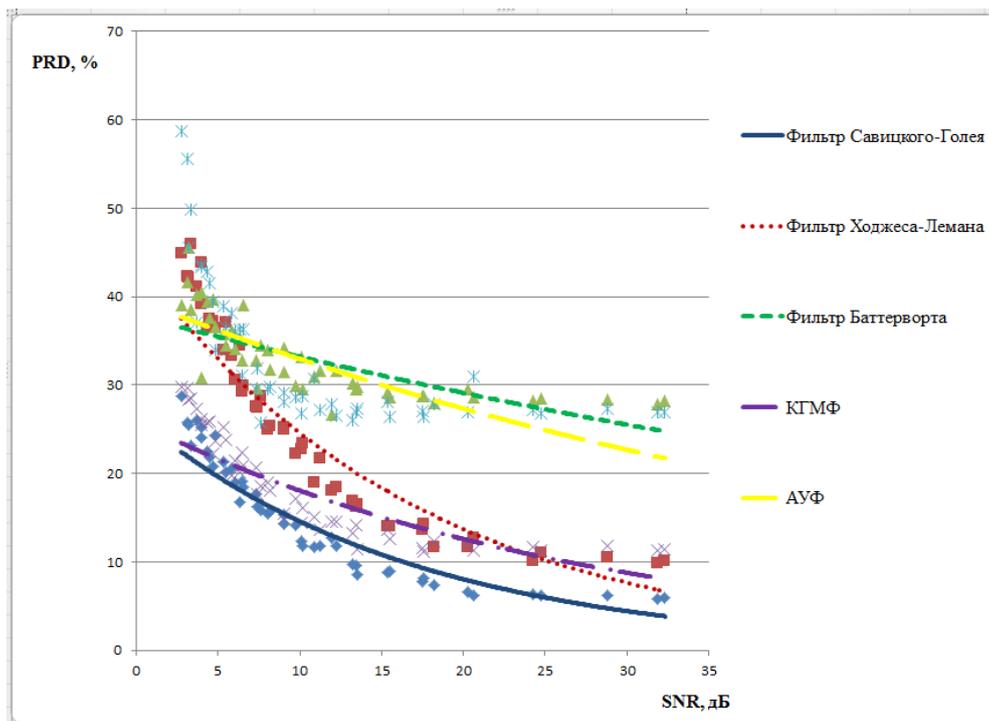


Рис. 3. График зависимости PRD от SNR для информативных участков эталонного ЭКС «норма»

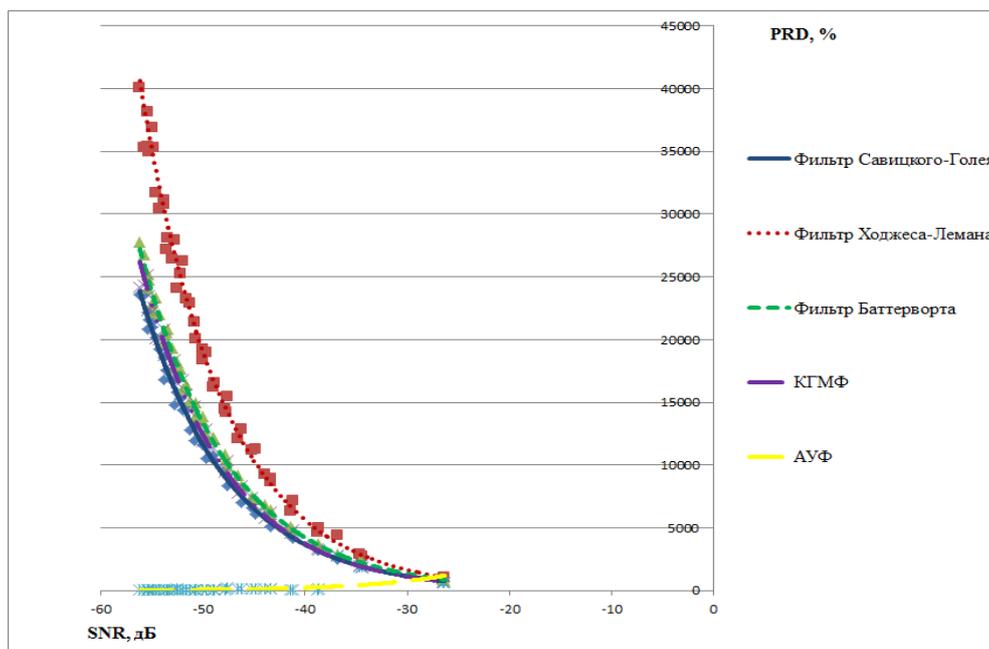


Рис. 4. График зависимости PRD от SNR для неинформативных участков эталонного ЭКС «норма»

Анализируя графики, приведенные на рис. 3 и 4, видим, что на информативных участках эталонного ЭКС «норма» (соответствует среднестатистическому нормальному ЭКС) для подавления гауссовских помех более эффективен фильтр Савицкого-Голея, на неинформативных участках – АУФ.

Таким образом, даже для помехи одного вида на различных участках конкретного ЭКС наибольшую эффективность обеспечивают различные алгоритмы.

#### Заключение

В результате тестирования алгоритмов на различных эталонных сигналах и помехах был сделан вывод: на различных участках зашумленного ЭКС в зависимости от степени гладкости

сигнала и статистических характеристик помех необходимо применять различные алгоритмы помехоподавления.

Полученные оценки эффективности алгоритмов для отдельных участков ЭКС и для различных помех позволят подобрать алгоритмы подавления помех (фильтры) для различных сигнально-помеховых ситуаций. Появляется возможность создания адаптивного многокомпонентного фильтра, позволяющего повысить эффективность подавления помех при длительном исследовании ЭКС в режиме свободной двигательной активности пациентов (когда в процессе исследования меняются амплитудно-временные параметры и форма ЭКС, а также статистические свойства сопровождающих помех).

### Список литературы

1. Кривоногов, Л. Ю. Оценка качества алгоритмов подавления помех в электрокардиосигналах / Л. Ю. Кривоногов, А. Е. Клебнева // Биотехнические, медицинские и экологические системы и комплексы : материалы конф. – Рязань : РГРТУ, 2012. – Ч. 2. – С. 274–279.
2. Cohen. Compression of Multichannel ECG Through Multichannel Long Term Prediction / Cohen and Y. Zigel // IEEE BME magazine. – 1998. – Vol. 17. – P. 109–115.
3. PhysioNet the research resource for complex physiologic signals. – URL: <http://physionet.org> (дата обращения: 10.03.2012).
4. Кривоногов, Л. Ю. Адаптивный многокомпонентный фильтр для подавления помех в электрокардосигналах / Л. Ю. Кривоногов, А. Е. Клебнева // Современные проблемы отечественной медико-биологической и фармацевтической промышленности. Развитие инновационного и кадрового потенциала Пензенской области : материалы II Междунар. науч.-практ. конф. : электр. науч. издание. – ФГУП НТИЦ «Информрегистр», Депозитарий электронных изданий. – 2012. – С. 425–429.
5. Djurović, I. Removal of  $\alpha$ -Stable Noise in Frequency Modulated Signals Using Robust DFT Forms / I. Djurović, V. V. Lukin, A. A. Roenko // Telecommunications and Radio Engineering. – 2004. – № 61 (7). – P. 574–590.
6. Тулякова, Н. О. Исследование эффективности локально-адаптивных алгоритмов нелинейной фильтрации для обработки электрокардиограмм / Н. О. Тулякова // Вісник Сумського державного університету. Серія Технічні науки. – 2003. – № 11 (57). – С. 134–144.
7. Adaptive method for 1-D signal processing based on nonlinear filter bank and Z-parameter / V. V. Lukin, A. A. Zelensky, N. O. Tuliakova, V. P. Melnik // Workshop on Nonlinear Signal and Image Processing (NSIP'99) : proc. of the IEEE-EURASIP (June 20–23, 1999, Antalya, Turkey). – Vol. 1. – P. 287–291.

---

#### **Кривоногов Леонид Юрьевич**

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

#### **Krivonogov Leonid Yur'evich**

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

#### **Клебнева Анна Евгеньевна**

студентка,  
Пензенский государственный университет  
E-mail: klebneva-anjuta@rambler.ru

#### **Klebneva Anna Evgen'evna**

student,  
Penza State University

---

УДК 53.088.7, 612.172.4

#### **Кривоногов, Л. Ю.**

**Система тестирования алгоритмов подавления помех в электрокардосигналах / Л. Ю. Кривоногов, А. Е. Клебнева // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 2(4). – С. 51–57.**

## ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ

УДК 621.317

*В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, А. В. Симонов***МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК  
НА ОСНОВЕ СРАВНЕНИЯ ОРТОГОНАЛЬНЫХ  
СОСТАВЛЯЮЩИХ ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ<sup>1</sup>***V. S. Melent'ev, Yu. M. Ivanov, A. V. Simonov***METHOD OF MEASUREMENT OF INTEGRATED  
CHARACTERISTICS ON THE BASIS OF COMPARISON  
OF ORTHOGONAL MAKING HARMONIOUS SIGNALS**

**А н н о т а ц и я.** Рассмотрен новый метод измерения интегральных характеристик, основанный на сравнении мгновенных значений ортогональных составляющих сигналов. Представлена схема устройства, реализующего метод. Проведен анализ влияния квантования на погрешность определения интегральных характеристик сигналов.

**A b s t r a c t.** The new method of measurement of the integrated characteristics, based on comparison of instant values of orthogonal making signals is considered. The circuit of the device realizing a method is resulted. The analysis of influence of quantization on an error of definition of integrated characteristics of signals is carried out.

**К л ю ч е в ы е с л о в а:** интегральные характеристики, гармонический сигнал, ортогональные составляющие, мгновенные значения, квантование, погрешность.

**К e y w o r d s:** integrated characteristics, harmonious signal, orthogonal components, instant values, quantization, error.

**Введение**

Для решения задач измерения, контроля и испытаний, в которых вид сигнала строго обусловлен физическими законами исследуемых явлений, а погрешности измерений пренебрежимо малы, может быть использован аппроксимационный подход, заключающийся в определении информативных параметров по отдельным мгновенным значениям сигналов в предположении их соответствия известным моделям и оценке погрешностей, обусловленных отклонением реальных сигналов от принятых моделей [1]. К сигналам, для которых может быть успешно применен данный подход, относятся периодические сигналы и, как частный случай, гармонические.

При определении интегральных характеристик гармонических сигналов (ИХГС) сокращение времени измерения достигается за счет формирования дополнительных сигналов,

<sup>1</sup> Работа выполнена при поддержке РФФИ (Проект 13-08-00173-а).

сдвинутых по фазе относительно входных, и определения ИХГС по мгновенным значениям как входных, так и дополнительных сигналов [2].

Значительное упрощение реализации обеспечивают методы измерения ИХГС, в которых в качестве дополнительных используются ортогональные составляющие сигналов [3].

Известный метод, использующий такой подход, основан на формировании дополнительных сигналов напряжения и тока, сдвинутых относительно входных на  $90^\circ$ , измерении мгновенных значений сигналов в моменты равенства входного и дополнительного напряжений, входного и дополнительного токов и определении ИХГС по полученным значениям [4]. Однако реализация данного метода предусматривает использование двух фазосдвигающих блоков (ФСБ), осуществляющих сдвиг сигналов напряжения и тока на  $90^\circ$ , что требует дополнительных аппаратных затрат и может привести к возникновению дополнительной погрешности из-за отклонения углов ФСБ в каналах напряжения и тока.

Кроме того, время измерения ИХГС достаточно велико и, в общем случае, зависит от интервала времени между моментами начала процесса измерения и равенства мгновенных значений либо входного и дополнительного сигналов тока, либо напряжения, а также от угла сдвига фаз между напряжением и током.

Наименьшее время требуется для измерения ИХГС по двум мгновенным значениям напряжения и тока, одновременно измеренным в произвольный момент времени, причем вторые мгновенные значения напряжения и тока сдвинуты относительно первых на угол  $90^\circ$  [5].

При этом время измерения не зависит от момента начала измерения, угла сдвига фаз между напряжением и током и периода входного сигнала. Однако реализация данного метода также предусматривает использование двух ФСБ.

В статье рассматривается новый метод измерения ИХГС, в котором формируется дополнительный сигнал только напряжения.

#### **Метод измерения интегральных характеристик на основе сравнения ортогональных составляющих и использования временного разделения мгновенных значений сигналов**

В соответствии с разработанным авторами методом формируют дополнительный сигнал напряжения, сдвинутый относительно входного на  $90^\circ$ ; в момент равенства входного и дополнительного сигналов напряжения измеряют мгновенные значения входного напряжения и тока; через интервал времени  $\Delta t$  одновременно измеряют мгновенные значения входного и дополнительного сигналов напряжений и тока и определяют ИХГС по измеренным значениям.

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

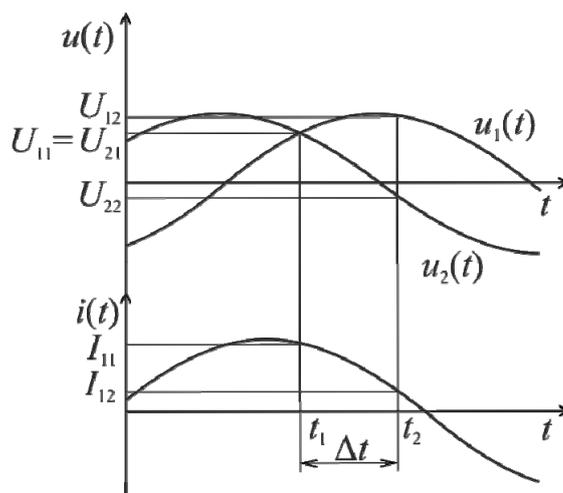


Рис. 1. Временные диаграммы, поясняющие метод

Входные гармонические сигналы напряжения и тока и дополнительный сигнал напряжения имеют вид

$$u_1(t) = U_m \sin \omega t; \quad i(t) = I_m \sin(\omega t + \phi); \quad u_2(t) = U_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) = U_m \cos \omega t,$$

где  $U_m, I_m$  – амплитудные значения сигналов напряжения и тока;  $\omega$  – угловая частота входного сигнала;  $\phi$  – угол сдвига фаз между входными сигналами напряжения и тока.

В момент времени  $t_1$ , когда основной и дополнительный сигналы напряжения будут равны, выражения для мгновенных значений сигналов примут значения:

$$U_{11} = U_m \sin \alpha_1; U_{21} = U_m \cos \alpha_1; I_{11} = I_m \sin \alpha_2,$$

где  $\alpha_1, \alpha_2$  – фазы сигналов напряжения и тока в момент времени  $t_1$ .

Мгновенные значения  $U_{11}$  и  $U_{21}$  будут равны при угле  $\alpha_1 = \frac{\pi}{4} + \pi l$ , где  $l = 0, 1$ . В этом случае мгновенные значения сигналов примут вид

$$U_{11} = \frac{U_m}{\sqrt{2}}; I_{11} = I_m \sin\left(\phi + \frac{\pi}{4}\right).$$

Через интервал времени  $\Delta t$  (в момент времени  $t_2$ ) мгновенные значения сигналов будут соответствовать выражениям

$$U_{12} = U_m \sin\left(\frac{\pi}{4} + \omega\Delta t\right); U_{22} = U_m \cos\left(\frac{\pi}{4} + \omega\Delta t\right); I_{12} = I_m \sin\left(\phi + \frac{\pi}{4} + \omega\Delta t\right).$$

Используя мгновенные значения сигналов, можно получить выражения для определения основных ИХГС:

– среднеквадратические значения (СКЗ) напряжения и тока

$$U_{\text{СКЗ}} = |U_{11}|; \quad (1)$$

$$I_{\text{СКЗ}} = \frac{\sqrt{(I_{11}U_{22} - I_{12}U_{11})^2 + (I_{12}U_{11} - I_{11}U_{12})^2}}{|U_{22} - U_{12}|}; \quad (2)$$

– активная (АМ) и реактивная (РМ) мощности

$$P = \frac{|U_{11}|(I_{11}U_{22} - I_{12}U_{11})}{U_{22} - U_{12}}; \quad (3)$$

$$Q = \frac{|U_{11}|(I_{12}U_{11} - I_{11}U_{12})}{U_{22} - U_{12}}. \quad (4)$$

Устройство, реализующее метод, представлено на рис. 2.

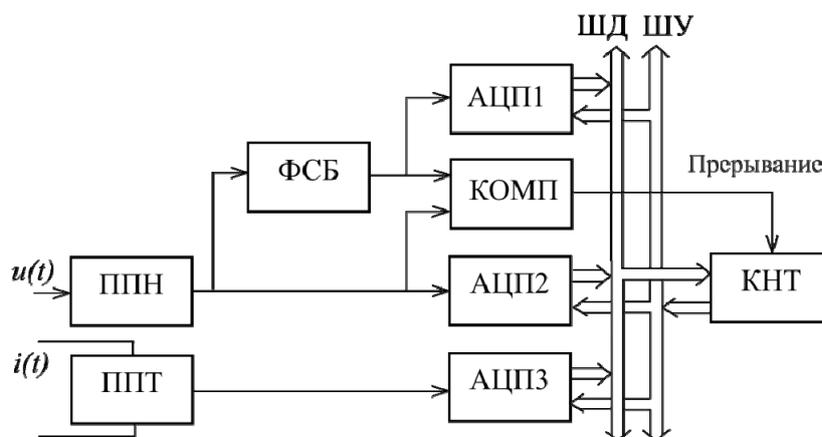


Рис. 2. Схема устройства, реализующего метод

В состав устройства входят: первичные преобразователи напряжения ППН и тока ППТ, аналого-цифровые преобразователи АЦП1, АЦП2 и АЦП3, фазосдвигающий блок ФСБ, осуществляющий сдвиг входного напряжения на угол  $90^\circ$ , компаратор КОМП, контроллер КНТ, шины управления ШУ и данных ШД.

**Оценка влияния квантования мгновенных значений на погрешность  
результата измерения интегральных характеристик гармонических сигналов**

Для оценки влияния квантования на результирующую погрешность определения ИХГС используем подход к оценке погрешности вычисления значения функции, аргументы которой заданы приближенно, с помощью дифференциала этой функции, считая, что предельные абсолютные погрешности аргументов соответствуют погрешностям квантования мгновенных значений [5].

Будем считать, что коэффициенты преобразования АЦП1 и АЦП2 одинаковы и при амплитудном значении напряжения  $U_m$  мгновенные значения напряжений  $U_{12}$ ,  $U_{21}$  и  $U_{22}$  измеряются с погрешностью преобразования АЦП, а предельная абсолютная погрешность измерения равна  $\Delta U$ . Аналогично, при амплитудном значении тока  $I_m$  считаем, что мгновенные значения тока  $I_{11}$  и  $I_{12}$  измерены с предельной абсолютной погрешностью  $\Delta I$ .

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

$$\Delta U_{\text{СКЗ}} = \left| (U_{\text{СКЗ}})'_{U_{11}} \right| \Delta U; \quad (5)$$

$$\Delta I_{\text{СКЗ}} = \left[ \left| (I_{\text{СКЗ}})'_{U_{11}} \right| + \left| (I_{\text{СКЗ}})'_{U_{12}} \right| + \left| (I_{\text{СКЗ}})'_{U_{22}} \right| \right] \Delta U + \left[ \left| (I_{\text{СКЗ}})'_{I_{11}} \right| + \left| (I_{\text{СКЗ}})'_{I_{12}} \right| \right] \Delta I; \quad (6)$$

$$\Delta P = \left[ \left| (P)'_{U_{11}} \right| + \left| (P)'_{U_{12}} \right| + \left| (P)'_{U_{22}} \right| \right] \Delta U + \left[ \left| (P)'_{I_{11}} \right| + \left| (P)'_{I_{12}} \right| \right] \Delta I; \quad (7)$$

$$\Delta Q = \left[ \left| (Q)'_{U_{11}} \right| + \left| (Q)'_{U_{12}} \right| + \left| (Q)'_{U_{22}} \right| \right] \Delta U + \left[ \left| (Q)'_{I_{11}} \right| + \left| (Q)'_{I_{12}} \right| \right] \Delta I. \quad (8)$$

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

$$\delta_U = \frac{\sqrt{2}}{2^n}; \quad (9)$$

$$\delta_I = \frac{1}{2^n \sqrt{2} |\sin \omega \Delta t|} \left[ \left| \cos \omega \Delta t (\cos \phi + \sin \phi) + \sin \omega \Delta t (\cos \phi - \sin \phi) \right| + \left| 1 - \sin \phi (\cos \phi + \sin \phi) \right| + \left| 1 - \cos \phi (\cos \phi + \sin \phi) \right| + \left| \sin \phi (\cos \omega \Delta t + \sin \omega \Delta t) - \cos \phi (\cos \omega \Delta t + \sin \omega \Delta t) \right| + \left| \cos \phi - \sin \phi \right| \right]; \quad (10)$$

$$\gamma_P = \frac{1}{2^{n+1} |\sin \omega \Delta t|} \left[ \left| 2 \sin \omega \Delta t \cos \phi + \sqrt{2} \cos \omega \Delta t (\cos \phi + \sin \phi) + \sqrt{2} \sin \omega \Delta t (\cos \phi - \sin \phi) \right| + \left| \cos \phi \right| + \left| \sin \phi \right| + \left| \cos \omega \Delta t - \sin \omega \Delta t \right| + 1 \right]; \quad (11)$$

$$\gamma_Q = \frac{1}{2^{n+1} \sqrt{2} |\sin \omega \Delta t|} \left[ \left| 2 \sin \omega \Delta t \sin \phi - \cos \omega \Delta t (\cos \phi + \sin \phi) - \sin \omega \Delta t (\cos \phi - \sin \phi) \right| + \left| \cos \phi \right| + \left| \sin \phi \right| + \left| \cos \omega \Delta t + \sin \omega \Delta t \right| + 1 \right], \quad (12)$$

где  $n$  – число разрядов АЦП.

Анализ выражения (9) показывает, что погрешность измерения СКЗ напряжения не зависит от длительности интервала времени  $\Delta t$ , а определяется только разрядностью АЦП.

Из выражений (10)–(12) следует, что относительная погрешность измерения СКЗ тока и приведенные погрешности измерения АМ и РМ зависят от интервала времени  $\Delta t$  и угла сдвига фазы между напряжением и током  $\phi$ .

### Заключение

Разработанный метод, в отличие от других методов, основанных на сравнении ортогональных составляющих сигналов, обеспечивает сокращение времени измерения ИХГС, поскольку оно не зависит от угла сдвига фаз между напряжением и током, а определяется соот-

ношением между моментами начала измерения и равенства мгновенных значений сигналов, а также длительностью интервала времени  $\Delta t$ . Этот интервал ограничен в основном временем аналого-цифрового преобразования мгновенных значений сигналов.

Кроме того, реализация метода предусматривает формирование только одного дополнительного сигнала напряжения.

Полученные в работе результаты позволяют выбирать соответствующие аппаратные средства и параметры измерительного процесса в зависимости от предъявляемых требований по точности и времени измерения.

#### Список литературы

1. Мелентьев, В. С. Аппроксимационные методы и системы измерения и контроля параметров периодических сигналов / В. С. Мелентьев, В. И. Батищев. – М. : Физматлит, 2011. – 240 с.
2. Мелентьев, В. С. Метод измерения интегральных характеристик на основе сравнения мгновенных значений гармонических сигналов, распределенных в пространстве / В. С. Мелентьев, А. О. Лычев // Вестник Самар. гос. техн. ун-та. Сер. «Технические науки». – 2011. – № 4 (32). – С. 236–239.
3. Мелентьев, В. С. Синтез методов измерения интегральных характеристик по мгновенным значениям ортогональных составляющих гармонических сигналов / В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, А. Е. Сеницын // Вестник Самар. гос. техн. ун-та. Сер. «Технические науки». – 2012. – № 3 (35). – С. 84–90.
4. Иванов, Ю. М. Анализ метода измерения параметров гармонических сигналов по мгновенным значениям их ортогональных составляющих / Ю. М. Иванов // Вестник Самар. гос. техн. ун-та. Сер. «Технические науки». – 2012. – № 4 (36). – С. 121–125.
5. 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  
информационно-измерительной техники,  
Самарский государственный  
технический университет  
E-mail: vs\_mel@mail.ru

#### **Melent'ev Vladimir Sergeevich**

doctor of technical sciences, associate professor,  
head of sub-department  
of information  
and measuring technique,  
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 Yuriy Mikhaylovich**

candidate of technical sciences,  
junior researcher,  
sub-department of information  
and measuring technique,  
Samara State Technical University

#### **Симонов Андрей Валерьевич**

аспирант,  
Самарский государственный технический университет  
E-mail: simenergo@list.ru

#### **Simonov Andrey Valer'evich**

postgraduate student,  
Samara State Technical University

---

УДК 621.317

#### **Мелентьев, В. С.**

**Метод измерения интегральных характеристик на основе сравнения ортогональных составляющих гармонических сигналов / В. С. Мелентьев, Ю. М. Иванов, А. В. Симонов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – № 2(4). – С. 58–62.**