ОБ ОДНОМ ПОДХОДЕ К ПРОЕКТИРОВАНИЮ СИСТЕМ ОБРАБОТКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ

А.А. Аль-Кайси, Ш.М.Х. Аль Гаиль,
И.М. Жихарев, Л.И. Сучкова, А.Г. Якунин

В настоящее время актуальной проблемой современного приборостроения является улучшение технико-экономических показателей измерительных устройств путем совершенствования методов анализа их потенциальной точности на этапе проектирования.

Все возрастающие требования к надежности, динамическому диапазону, точности, чувствительности, быстродействию, энергоемкости и компактности измерительных преобразователей вызывают необходимость наряду с совершенствованием уже известных устройств искать принципиально новые методы исследования погрешности преобразователей, применяемые на стадии их проектирования. Успехи, достигнутые в компьютерной технике в настоящее время, позволяют значительно расширить возможности практической реализации алгоритмов, необходимых для обработки квазидетерминированных сигналов, получаемых на выходе преобразователей, однако вопрос оценки погрешности измерительных систем, включающих в себя элементы электроники и вычислительной техники, также нуждается в дополнительном исследовании, так как сигнал преобразователя представляет собой сложную квазидетерминированную функцию, зависящую от многих параметров, которые либо сохраняют на протяжении всего измерительного процесса постоянное значение, либо же флуктуируют во времени, создавая неаддитивный шум, весьма далекий в большинстве случаев от стационарного эргодического случайного процесса.

Будем полагать, что сигнал преобразователя E может быть представлен в виде функции пространственных, а в общем случае и пространственно-временных, координат $\mathbf{r}$ и некоторого вектора параметров λ, часть компонент которого являются контролируемыми (информационными или измеряемыми) параметрами, а часть - неконтролируемыми параметрами сопровождения или обстановки. Реальный сигнал может быть представлен в виде:

$$E(\mathbf{r},\boldsymbol{\lambda}) = E_{Д} \circ E_{ш} \circ E_{ф} \,, \qquad (1)$$

где $E_д$ - детерминированная компонента сигнала, $E_ш$ - случайная шумовая составляющая; $E_ф$ - некоторая «фоновая» неоднородность или составляющая сигнала, отражающая неточность математической модели; а знак $\circ$ означает некоторую алгебраическую операцию. Под детерминированной компонентой в выражении (1) подразумеваются сигналы, допускающие достаточно точное описание конечным числом аналитических функций, каждая из которых содержит ограниченный набор параметров. Шумовая же составляющая сигнала с достаточной точностью может быть аппроксимирована белым шумом, аддитивным по отношению к детерминированной компоненте сигнала. Относительно фоновой компоненты у разработчика, как правило, имеется минимум априорных сведений. Будем считать, что функция $E_ф$ аддитивна по отношению к идеализированному сигналу и представляет собой реализацию некоторого случайного процесса, характеристики которого соответствуют самым неблагоприятным условиям регистрации сигнала. Для оценки погрешности измерения, обусловленной функциями $E_ш$ и $E_ф$, будем использовать модель ε-слоя [1].

В соответствии с этой моделью предполагается, что каждая точка сигнала $E(\mathbf{r},\boldsymbol{\lambda})$ может быть определена с точностью до некоторого интервала

$$(E(\mathbf{r},\boldsymbol{\lambda_0}) - \varepsilon^{-}(\mathbf{r}), E(\mathbf{r},\boldsymbol{\lambda}_0) + \varepsilon^{+}(\mathbf{r}))\,,$$

то есть наблюдаемый сигнал имеет некоторый слой неопределенности, причем в общем случае толщина ε-слоя неодинакова для положительных и отрицательных отклонений и является функцией пространственных координат. В зависимости от постановки задачи и характера априорной неопределенности физический смысл, закладываемый в ε-слой, может быть различным. Так, если считать, что процесс измерения сопровождается некоторой погрешностью, абсолютное значение которой равно $\gamma_0 + \gamma_S E(\mathbf{r},\boldsymbol{\lambda})$ (где γ_0 -погрешность нуля, а γ_S - относительная погрешность чувствительности), то $\varepsilon^{+}(\mathbf{r})=\varepsilon^{-}(\mathbf{r})=[\gamma_0+\gamma_S E(\mathbf{r},\boldsymbol{\lambda})]/2$. В другой трактовке можно считать, что $E(\mathbf{r},\boldsymbol{\lambda})$ - это модель сигнала, а ε-слой - погрешность этой модели. Действительно, любой сколь угодно сложный сигнал всегда можно представить в виде суммы $E_m(\mathbf{r},\boldsymbol{\lambda})+E_n(\mathbf{r})$, где относительно $E_n(\mathbf{r})$ можно достоверно утверждать, что ее значения лежат в пределах соответствующим образом выбранного ε-слоя, а $E_m(\mathbf{r},\boldsymbol{\lambda})$ - достаточно простая модель сигнала. Можно также полагать, что $E_n(\mathbf{r})$ - некоторая помеха или фоновая неоднородность, возможные значения которой ограничены ε-слоем.

Для нахождения погрешности измерения с применением модели ε-слоя представим сигнал в виде

$$E(\mathbf{r},\boldsymbol{\lambda})=E(\mathbf{r},\boldsymbol{\lambda}_0)+\delta E(\mathbf{r},\boldsymbol{\lambda},\boldsymbol{\lambda}_0), \qquad (2)$$

где δE - вариация сигнала, обусловленная отклонением вектора параметров сопровождения $\boldsymbol{\lambda}$ относительно его фиксированного значения $\boldsymbol{\lambda}_0$. Такие вариации будут неразличимы в пространстве наблюдений при выполнении условия:

$$-\varepsilon^{-}(\mathbf{r})\le \delta E(\mathbf{r},\boldsymbol{\lambda},\boldsymbol{\lambda}_0)\le \varepsilon^{+}(\mathbf{r}). \qquad (3)$$

Предполагая, что толщина ε-слоя достаточно мала, для представления вариации сигнала можно воспользоваться линейным приближением вида:

$$\delta E(\mathbf{r},\boldsymbol{\lambda},\boldsymbol{\lambda}_0)=\left.\frac{dE(\mathbf{r},\boldsymbol{\lambda})}{d\lambda}\right|_{\boldsymbol{\lambda}=\boldsymbol{\lambda}_0}\cdot(\boldsymbol{\lambda}-\boldsymbol{\lambda}_0). \qquad (4)$$

Если вектор $\boldsymbol{\lambda}$ содержит n элементов, то (4) может быть записано в виде:

$$\delta E(\mathbf{r},\boldsymbol{\lambda},\boldsymbol{\lambda}_0)=\sum_{i=1}^{n} f_i(\mathbf{r},\boldsymbol{\lambda}_0)\cdot\Delta\boldsymbol{\lambda}_i, \qquad (5)$$

где $\Delta\boldsymbol{\lambda}_i=\boldsymbol{\lambda}_i-\boldsymbol{\lambda}_{0i}$ – отклонение i-того параметра от его фиксированного значения, а $f_i(\mathbf{r},\boldsymbol{\lambda}_0)=\left.\frac{\partial E(\mathbf{r},\boldsymbol{\lambda})}{\partial\lambda_i}\right|_{\boldsymbol{\lambda}=\boldsymbol{\lambda}_0}$ представляет собой функцию чувствительности по i-му параметру. Область допустимых отклонений для i-го параметра сопровождения может быть определена по (3) с учетом (5) и будет представлять собой интервальную оценку i-го параметра с уровнем доверительной вероятности, равным 1. Получение аналитического решения задачи о нахождении интервальных оценок для n параметров возможно только для некоторых частных случаев, например, когда функции чувствительности образуют систему ортогональных функций и требуется искать n независимых решений. Для простейшего случая, когда сигнал зависит только от одного параметра λ, для допустимых границ изменения параметра Δ_λ^- и Δ_λ^+ выполняется условие:

$$\begin{aligned}&\forall\,\Delta\lambda\in L_\lambda\ \ \neg\exists\mathbf{r}\in D_{\mathbf{r}}\,\{f(\mathbf{r},\lambda_0)\Delta\lambda>\varepsilon^{+}(\mathbf{r})\vee\\&f(\mathbf{r},\lambda_0)\Delta\lambda<\varepsilon^{-}(\mathbf{r})\}\end{aligned} \qquad (6)$$

где $L_\lambda=(\Delta_{\boldsymbol{\lambda}}^-,\Delta_{\boldsymbol{\lambda}}^+)$ представляет собой область определения параметра λ, а $D_\mathbf{r}$ – область определения координат $\mathbf{r}$. Как показано в [1], границы интервала L_λ могут быть найдены из выражений

$$\Delta_\lambda^-=\inf G^-,\quad \Delta_\lambda^+=\sup G^+\quad, \qquad (7)$$

где G^+ и G^- - подмножества множества G_Σ, образованные соответственно только из его неотрицательных и неположительных элементов. Множество G_Σ является объединением множеств G и G_0, включающих значения Δλ, удовлетворяющие кванторам:

$$\begin{aligned}&\forall\,\Delta\lambda\in G\ \exists\mathbf{r}\in D_r\,\{\Delta\lambda\cdot f(\mathbf{r},\lambda_0)=\varepsilon^{+}(\mathbf{r})\wedge\\&grad(\Delta\lambda\cdot f(\mathbf{r},\lambda_0)-\varepsilon^{+}(\mathbf{r}))=0\quad\vee\\&\Delta\lambda\cdot f(\mathbf{r},\lambda_0)=\varepsilon^{-}(\mathbf{r})\wedge\\&grad(\Delta\lambda\cdot f(\mathbf{r},\lambda_0)-\varepsilon^{-}(\mathbf{r}))=0\}\end{aligned} \qquad (8)$$

$$\begin{aligned}&\forall\,\Delta\lambda\in G_0\ \exists\mathbf{r}\in D_{0\mathbf{r}}\,\{\Delta\lambda\cdot f(\mathbf{r},\lambda_0)=\varepsilon^{+}(\mathbf{r})\wedge\\&(grad(\Delta\lambda\cdot f(\mathbf{r},\lambda_0)-\varepsilon^{+}(\mathbf{r}))\cdot V(\mathbf{r})=0)\\&\vee\Delta\lambda\cdot f(\mathbf{r},\lambda_0)=\varepsilon^{-}(\mathbf{r})\wedge\\&(grad(\Delta\lambda\cdot f(\mathbf{r},\lambda_0)-\varepsilon^{-}(\mathbf{r}))\cdot V(\mathbf{r})=0)\}\end{aligned} \qquad (9)$$

где $D_{0\mathbf{r}}\subset D_\mathbf{r}$ – подмножество точек **r**, расположенных на границе области определения сигнала, а V(**r**) – вектор, направленный по касательной к контуру границы $D_\mathbf{r}$ в точке $\mathbf{r}\in D_{0\mathbf{r}}$.

Рассмотрим применение метода ε-слоя для оценки погрешности измерения некоторой величины *A*, метод оценки которой является косвенным и предусматривает расчет по сигналам преобразователя $E(\mathbf{r},\lambda)$ не только величин $A_1, A_2, \ldots, A_m$, для которых существуют аналитические зависимости $A_j=F_j(E(\mathbf{r},\lambda))$, но и определение по $E(\mathbf{r},\lambda)$ с применением некоторого эвристического алгоритма некоторого вектора β, не связанного аналитически с измеряемой величиной *A*, то есть погрешность *A* зависит не только от погрешностей оценки $A_1,A_2,\ldots,A_m$, но и от погрешности определения β.

Классическая схема оценки погрешности косвенного измерения величины *A* предполагает, что величина *A* вычисляется через другие величины A_j, погрешность измерения которых известна, то есть известен аналитический вид функции g:

$$A = g(A_1, A_2, \ldots, A_m)\,. \qquad (10)$$

Тогда погрешность θ определения *A*, согласно [2], вычисляется по формуле (11):

$$\Theta = \sum_{j=1}^{m} Z_j \Theta_j\,, \qquad (11)$$

где θ_j – погрешность измерения A_j, а Z_j представляет собой коэффициент влияния величины A_j, т.е.

$$Z_j = \frac{\partial g}{\partial A_j}, \quad j = 1,\ldots,m\,. \qquad (12)$$

Если для всех величин A_j известны границы погрешностей Δ_j, определяющие зону неопределенности каждой из них, а Θ- интервальная оценка погрешности, то вместо θ_j в формулу (11) подставляются Δ_j, а Z_j заменяются на их абсолютные значения. Изложенная классическая методика неприменима для случая, когда метод измерения *A* предусматривает определение по некоторому алгоритму элементов β, которые не связаны аналитически с *A* и также характеризуются некоторой погрешностью оценки.

В случае, когда невозможно определение погрешности по формулам классического метода косвенных измерений, автором [3] для оценки результирующей погрешности измерения *A* рекомендуется применение метода перебора вариантов изменения элементов вектора β. При этом распределение погрешностей оценок элементов β рекомендуется считать равномерным. Метод перебора предполагает разбиение диапазона измерений β на несколько (рекомендуется 3-5) равных участков, переход от непрерывных распределений к дискретным, а затем нахождение оценки величины *A* по отдельным значениям β_k, взятым в середине каждого участка. Однако, предположение о равномерности распределений погрешностей элементов β не всегда правильно, что может привести к неверному определению погрешности *A*.

В связи с этим для оценки погрешности измерения *A,* зависящей от элементов β, не связанных с *A* аналитически, необходимо применять другие методы, например, метод ε-слоя в сочетании с математическим моделированием влияния изменения значений параметров λ и координат $\boldsymbol{r}$ на поведение реального сигнала преобразователя. Значения каждого из параметров λ_i будем изменять с достаточно малым шагом $h_{\lambda i}$ в границах некоторого интервала $D_{\lambda i}=(\lambda_{imin}\ldots\lambda_{imax})$. Будем изменять пространственную координату по j-той орте вектора $\boldsymbol{r}$ от нуля до некоторого значения T_j с шагом h_{rj}, т.е. от непрерывного значения координаты $\boldsymbol{r}$ перейдем к вектору $\mathbf{T}_r$ дискретных значений координаты. Для того чтобы оценить функции $\varepsilon^-(\mathbf{r})$ и $\varepsilon^+(\mathbf{r})$, для каждого из значений вектора параметров $(\lambda_{1,\alpha 1};\lambda_{2,\alpha 2};\ldots;\lambda_{n,\alpha n})$ из $D_\lambda=(D_{\lambda 1},\ldots,D_{\lambda n})$ и каждой точки из вектора $\mathbf{T}_r$, необходимо определить реальный сигнал $E(\boldsymbol{r},\lambda_{1,\alpha 1},\lambda_{2,\alpha 2},\ldots,\lambda_{n,\alpha n})$ и, зная $E(\boldsymbol{r},\lambda_0)$, вычислить вариацию δE сигнала преобразователя. По реальному сигналу $E(\boldsymbol{r},\lambda_{1,\alpha 1},\lambda_{2,\alpha 2},\ldots,\lambda_{n,\alpha n})$ вычисляются A_j и определяются элементы вектора β, по которым в дальнейшем находится оценка $\tilde{A}$ величины *A*. Таким образом, в результате математического моделирования влияния на сигнал преобразователя $E(\mathbf{r},\lambda)$ значений вектора параметров λ и вектора координат **r** возможно получить максимальное значение погрешности преобразователя, причем в окрестности точек с максимальным значением погрешности возможна повторная оценка погрешности за счет уменьшения шага изменения вектора параметров и вектора координат.

Предложенная методика оценки погрешности была применена для расчета погрешности интерполирующего растрового фотоэлектрического преобразователя координат, в котором расчет линейного перемещения осуществляется по методу, основанному на анализе амплитуд сигналов с фотодиодов [4]. Конструкция преобразователя включает два фотодиода, светодиод и параллельный измерительный растр, причем период растра и расстояние между фотодиодами подобраны таким образом, чтобы для периода растра можно было выделить последовательные участки, на каждом из которых существует однозначная зависимость между амплитудами фототоков первого и второго фотодиодов и значением координаты относительно начала растра. Номер текущего последовательного участка при перемещении растра определяется по соотношению между амплитудами фототоков, а номер текущего периода растра зависит от динамики изменения номеров последовательных участков. Метод измерения координаты основан на предварительном получении для всех последовательных участков всех периодов измерительного растра калибровочных зависимостей «значение амплитуды -координата», которые используются для определения координаты по интерполяционным формулам по номеру периода, номеру участка периода и фактическим значениям амплитуд фототоков.

Таким образом, на погрешность измерения координаты $S(x,\lambda)$, согласно интерполяционному методу, оказывает влияние погрешность неверного определения номера участка. Пространственная координата x сигнала фотодиода при моделировании принималась принадлежащей интервалу [0;T], где T – период измерительного растра.

Если для каждого элемента вектора T_x известны амплитуды сигналов фототоков с фотодиодов $i_1(x,\lambda_0)$ и $i_2(x,\lambda_0)$ при некотором постоянном значении λ_0 вектора параметров сопровождения , то по этим значениям, применяя интерполяционный алгоритм измерения координаты, можно определить «идеальное» значение координаты $S_{ид}(x,\lambda_0)$. По моделям реальных сигналов с фотодиодов $i_1(x,\lambda_{1,\alpha1},\lambda_{2,\alpha2},\ldots,\lambda_{n,\alpha n})$ и $i_2(x,\lambda_{1,\alpha1},\lambda_{2,\alpha2},\ldots,\lambda_{n,\alpha n})$ путем вариации вектора параметров модели ε-слоя вычисляется величина координаты, равная $S_Н(x,\lambda_{1,\alpha1},\lambda_{2,\alpha2},\ldots,\lambda_{n,\alpha n})$. По значениям $S_{ид}(x,\lambda_0)$ и $S_Н(x,\lambda_{1,\alpha1},\lambda_{2,\alpha2},\ldots,\lambda_{n,\alpha n})$ можно оценить величину вариации $\delta S(x,\lambda_{1,\alpha1},\lambda_{2,\alpha2},\ldots,\lambda_{n,\alpha n})$ измеренного значения координаты для каждого значения $x\in\boldsymbol{T_x}$. Тогда верхние границы положительных и отрицательных отклонений $\Delta S^+(x)$ и $\Delta S^-(x)$ измеренных значений координаты в пределах периода измерительного растра в точках $x\in T_x$ определяются следующим образом:

$$\Delta S^+(x) = \underbrace{\max}_{\lambda_i \in D_{\lambda_i}} \{\delta S\}, \tag{13}$$

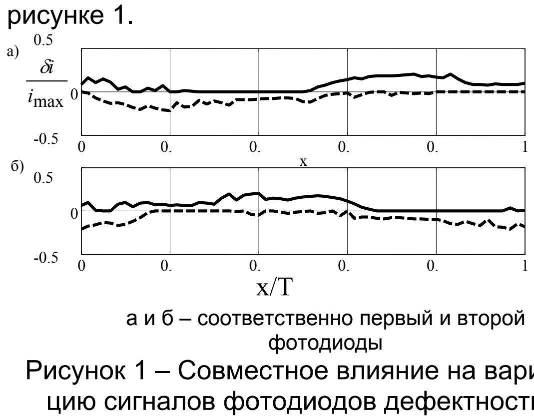
$$\Delta S^-(x) = \underbrace{\max}_{\lambda_i \in D_{\lambda_i}} \{-\delta S\}, \tag{14}$$

где $\delta S = S_Н(x,\lambda_{1,\alpha1},\lambda_{2,\alpha2},\ldots,\lambda_{n,\alpha n}) - S_{ид}(x,\lambda_0)$.

Очевидно, что по величинам $\Delta S^+(x)$ и $\Delta S^-(x)$ можно установить верхнюю и нижнюю границы погрешности измерения координаты. При этом значения координаты, измеряемые по амплитудам сигналов фотодиодов при вариации вектора параметров λ будут отличаться от истинного значения координаты не более, чем на $\max_x(\Delta S^+(x), \Delta S^-(x))$ [1,4].

В качестве элементов вектора параметров сопровождения модели ε-слоя были выбраны степень дефектности полос измерительного растра, величина поперечного отклонения растра от «идеальной» траектории движения, неравномерность освещенности фоточувствительной поверхности фотодиодов и степень отклонений их апертуры от прямоугольной формы. Дефектность полос растра моделировалась путем генерации разреженных матриц, единичные элементы которых соответствовали центрам дефектных областей полосы растра. Плотность центров зон дефектных площадок растра μ варьировалась на интервале [0;0,1], а количество элементарных площадок в дефектной зоне прозрачной или непрозрачной полосы растра ξ изменялось от 1 до 50 с учетом выбранного размера шага h_x, равного 0,001. Эти параметры были получены на основе анализа под микроскопом измерительного растра после его эксплуатации в течение двух месяцев.

Область неопределенности для вариаций сигналов с первого и второго фотодиодов и зависимости $\delta i_1(x)$ и $\delta i_2(x)$ в пределах периода растра при наличии дефектов прозрачных и непрозрачных полос растра и поперечных отклонений растра приведены на рисунке 1.



а и б – соответственно первый и второй фотодиоды

Рисунок 1 – Совместное влияние на вариацию сигналов фотодиодов дефектности рисунка растра и поперечных отклонений

Расчет верхней и нижней границ вариации координаты при моделировании влияния вектора параметров λ на сигналы фотодиодов позволил выявить области периода растра, для которых погрешность оценки координаты является максимальной (рисунок 2).

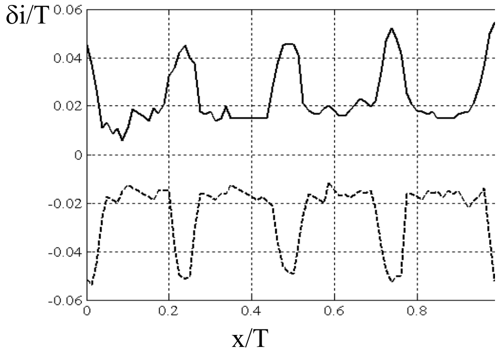


Рисунок 2 – Границы полосы погрешности координаты при вариации сигналов фотодиодов из-за поперечных отклонений

В результате проведенных исследований влияния предварительной калибровки измерителя на погрешность измерения координаты выявлено, что некомпенсируемым при калибровке параметром, обусловливающим погрешность измерения координаты S, является абсолютное значение поперечного отклонения растра от траектории перемещения.

Анализ результатов математического моделирования позволил разработать новые алгоритмические и аппаратные решения, обеспечившие понижение приведенной к периоду растра погрешности контроля линейного перемещения с 9% до 2,9%. Экспериментальная проверка полученных результатов путем метрологических испытаний показала, что фактическое значение погрешности не превышает теоретического (рисунок 3). Это следует из самой методики оценки потенциальной точности измерителя, применение модели ε-слоя в которой обеспечивает получение верхних границ доверительных интервалов измеряемых величин с вероятностью, асимптотически приближающейся к 100%.

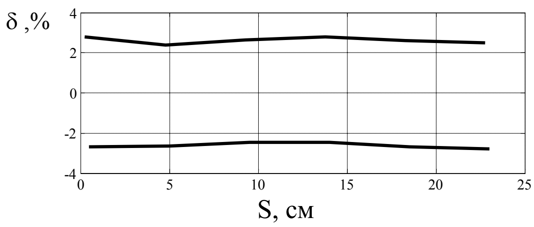


Рисунок 3 – Границы изменения относительной погрешности измерения координаты, приведенной к периоду растра

Использование математического моделирования влияния параметров на сигнал преобразователя и оценка на основе метода ε-слоя потенциальной точности фотоэлектрического растрового преобразователя позволили значительно сократить время на проектирование преобразователя, выбрать параметры преобразователя, обеспечивающие минимальную погрешность измерений, улучшить аппаратно-программные решения. Разработанные алгоритмы обработки сигналов с растрового преобразователя координат применены в медицинском приборостроении для автоматизации спирометрических исследований.

Предложенная методика исследования погрешности измерений может быть использована при синтезе и анализе новых информационно-измерительных устройств с целью повышения их точности и надежности. Она позволяет повысить эффективность проведения научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ при исследовании метрологических характеристик не только вновь разрабатываемых преобразователей, но и других типов приборов контроля в КБ предприятий приборостроительной отрасли. При этом достигается существенное сокращение объема экспериментальных исследований. Применение для расчета потенциальной точности приборов модели ε-слоя обеспечивает получение интервальных оценок измеряемой величины при уровне доверительной вероятности, стремящемуся к единице, что обусловливает высокую надежность новой методики расчета погрешности контрольно-измерительных устройств.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Якунин А.Г. Первичные измерительные преобразователи нестационарных оптических сигналов для АСУ ТП на основе многоэлементных фотоприемников // Дисс. … д-ра техн. наук. – Барнаул, 1992. – 320 с.
2. Рабинович С.Г. Погрешности измерений. – Л.: Энергия, 1978. – 262 с.
3. Пиотровский Я. Теория измерений для инженеров. – М.: Мир, 1989. – 335 с.
4. Аль-Кайси А.А., Сучкова Л.И., Якунин А.Г. Применение системы MATLAB для моделирования алгоритмов в микропроцессорных системах обработки данных // Материалы Всероссийской научно-технической конференции «Новые материалы и технологии». – М: «МАТИ-РГТУ», 2004. – С. 135-136.