

Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы

УДК 621.372.542

КОРРЕКЦИЯ ДИНАМИЧЕСКОЙ ПОГРЕШНОСТИ ИНЕРЦИОННОГО ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ*

П.К. Ланге

Самарский государственный технический университет
Россия, 443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

Рассмотрен метод коррекции динамической погрешности инерционного измерительного преобразователя с передаточной функцией, имеющей вид апериодического звена первого порядка. Метод основан на реализации обратной функции оператора, описывающего инерционный измерительный преобразователь в динамическом режиме. Метод коррекции использует параболическую сплайн-аппроксимацию дискретных значений измерительного сигнала, формируемого измерительным преобразователем, а также его первой производной. Приведен пример коррекции сигнала измерительного преобразователя конкретного типа. Показано, что использование математического метода коррекции на базе цифровых фильтров скользящей обработки дискретных значений сигнала позволяет в несколько раз снизить динамическую погрешность инерционного измерительного преобразователя. Предложено использовать описанный метод также и для коррекции сигнала измерительного звена второго порядка. Рассмотренный метод может быть легко реализован с использованием современных микропроцессорных измерительных систем.

Ключевые слова: измерительный преобразователь, инерционность, частотная характеристика, передаточная функция, измеряемый параметр, динамическая погрешность, сплайн-аппроксимация.

Измерительные преобразователи (ИП), как известно, обладают большей или меньшей инерционностью, которая затрудняет их использование в системах экспресс-анализа контролируемого параметра. Такие преобразователи, как термопары, терморезисторы, измерители электрохимических параметров жидкостей, измерители параметров индуктивных промышленных установок, могут характеризоваться длительностью переходного процесса от нескольких секунд до нескольких минут. Большая инерционность таких преобразователей вызвана, с одной стороны, длительностью процессов установления равновесия по окончании физических и химических процессов внутри конструкции измерительного преобразователя, с другой – инерционностью его чувствительных элементов. Этот фак-

*Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 16-08-00252 А.

Петр Константинович Ланге (д.т.н., проф.), профессор кафедры «Информационно-измерительная техника».

тор вызывает появление динамической погрешности при регистрации быстро изменяющихся измерительных параметров.

Целью данной работы является разработка математического метода коррекции указанной динамической погрешности.

При динамических измерениях интерес представляет не выходной сигнал преобразователя $y(t)$, а контролируемый входной параметр $x(t)$. Поэтому задачей коррекции сигнала $y(t)$ является определение значений параметра $x(t)$ с учетом оператора K , характеризующего динамические свойства преобразователя и его аппаратную функцию. В современных измерительных системах аналоговый выходной сигнал $y(t)$ ИП преобразуется аналого-цифровым преобразователем в его дискретные значения $y(n)$.

Задача коррекции может быть решена реализацией оператора K^{-1} , обратного оператору K , при соответствующей обработке дискретных значений сигнала $y(t)$ [1].

В наиболее распространенном случае инерционный ИП имеет передаточную функцию апериодического звена первого порядка

$$K(p) = \frac{y(p)}{x(p)} = \frac{K_0}{Tp + 1}, \quad (1)$$

где T – постоянная времени ИП.

При $K_0 = 1$ передаточная функция корректирующей цепи принимает вид

$$K^{-1}(p) = \frac{z(p)}{y(p)} = Tp + 1,$$

что соответствует реализуемому дифференциальному уравнению

$$z(t) = T \frac{dy(t)}{dt} + y(t). \quad (2)$$

Таким образом, такой метод коррекции динамической погрешности должен реализовать функцию дифференцирования сигнала $y(t)$ и сложения его производной с самим сигналом.

Фактически при этом решается обратная задача, однако для возможности ее физической реализации выходной сигнал корректирующей цепи должен иметь определенное запаздывание по отношению к параметру, контролируемому инерционным ИП.

Для решения задачи коррекции в [2] было предложено использовать цифровой фильтр, реализующий параболическую сплайн-аппроксимацию дискретных значений сигнала $y(t)$, а также его производной.

При использовании параболической сплайн-аппроксимации на n -м дискретном участке сигнал описывается параболической функцией

$$y_n(t) = b_2[n]t^2 + b_1[n]t + b_0[n],$$

где a_2, a_1, a_0 – коэффициенты аппроксимирующей параболической функции.

Коэффициенты такой аппроксимации могут быть определены с использованием цифровых фильтров «скользящей» обработки дискретных значений сигнала $y(t)$ в реальном темпе времени. Число точек весовых функций таких фильтров обычно лежит в пределах 4...6.

В частности, коэффициенты цифровых фильтров пятиточечной сплайн-аппроксимации сигнала $y(t)$ по его дискретным значениям $y(n)$ определяются выражениями [2]:

$$\left. \begin{aligned} b_0[n] &= \frac{1}{16}(-y[n-2] + 4y[n-1] + 10y[n] + 4y[n+1] - y[n+2]); \\ b_1[n] &= \frac{1}{8}(y[n-2] - 6y[n-1] + 6y[n+1] - y[n+2]); \\ b_2[n] &= \frac{1}{16}(-y[n-2] + 7y[n-1] - 6y[n] - 6y[n+1] + 7y[n+2] - y[n+3]). \end{aligned} \right\} (3)$$

Коэффициенты пятиточечной параболической сплайн-функции, аппроксимирующей производную сигнала $y(t)$, определяются выражениями [3]:

$$\left. \begin{aligned} c_0[n] &= \frac{1}{12}(y[n-2] - 8y[n-1] + 8y[n+1] - y[n+2]); \\ c_1[n] &= \frac{1}{6}(-x[n-2] + 10x[n-1] - 18x[n] + 10x[n+1] - x[n+2]); \\ c_2[n] &= \frac{1}{12}(y[n-2] - 9y[n-1] + 22y[n] - 22y[n+1] + 9y[n+2] - y[n+3]). \end{aligned} \right\} (4)$$

Таким образом, скорректированный сигнал определяется выражением

$$z(t) = d_2[n]t^2 + d_1[n]t + d_0[n], \quad (5)$$

где

$$\left. \begin{aligned} d_0[n] &= b_0[n] + T \cdot c_0[n]; \\ d_1[n] &= b_1[n] + T \cdot c_1[n]; \\ d_2[n] &= b_2[n] + T \cdot c_2[n]. \end{aligned} \right\} (6)$$

При $t = 0$ из (4) следует

$$z(n) = d_0[n] = b_0[n] + T \cdot c_0[n]. \quad (7)$$

Как видно из (3), скорректированный сигнал $z(t)$ формируется относительно дискретных значений выходного сигнала $y(n)$ измерительного преобразователя с задержкой в 2 дискретных интервала.

Форма скорректированного сигнала (4) в идеальном случае должна соответствовать форме входного параметра $x(t)$.

Использование сплайн-аппроксимации позволяет определить значения сигнала $z(t)$ внутри интервалов дискретизации, что является достоинством рассматриваемого метода.

Рассмотрим в качестве примера коррекцию сигнала детектора по теплопроводности, широко распространенного в расходомерах микропотоков газов, в газоаналитических приборах, в хроматографических анализаторах и других приборах для анализа состава веществ.

Рассмотрим возможность коррекции динамической погрешности такого детектора с постоянной времени T в выражении (1), равной 0,1 с.

Во многих практических случаях [5] контролируемый с помощью такого ИП параметр имеет вид функции, близкой к гауссовому закону.

Рассмотрим коррекцию выходного сигнала такого ИП при измеряемом параметре, изменяющемся в соответствии с гауссовой функцией единичной высоты (рис. 1) с шириной примерно 0,05 с:

$$x(t) = \exp\left[-\frac{(t-0.05)^2}{0.015}\right]. \quad (8)$$

При передаточной функции (1) ИП

$$W(p) = \frac{1}{Tp+1},$$

его переходная характеристика определяется выражением

$$h(t) = (1 - e^{-\frac{t}{T}}).$$

Выражение для сигнала $y(t)$ на выходе ИП может быть получено с использованием интеграла Дюамеля:

$$y(t) = \frac{1}{T} \int_0^t \left[\exp\left(-\frac{(t-\tau-0.05)^2}{0.015}\right) \right] \exp\left(-\frac{\tau}{T}\right) d\tau.$$

Для конкретного значения постоянной времени $T = 0,1$ с передаточной функции (1) ИП график этой функции изображен на рис. 1. Как видно из рассмотрения графика, такой ИП характеризуется очень большой динамической погрешностью.

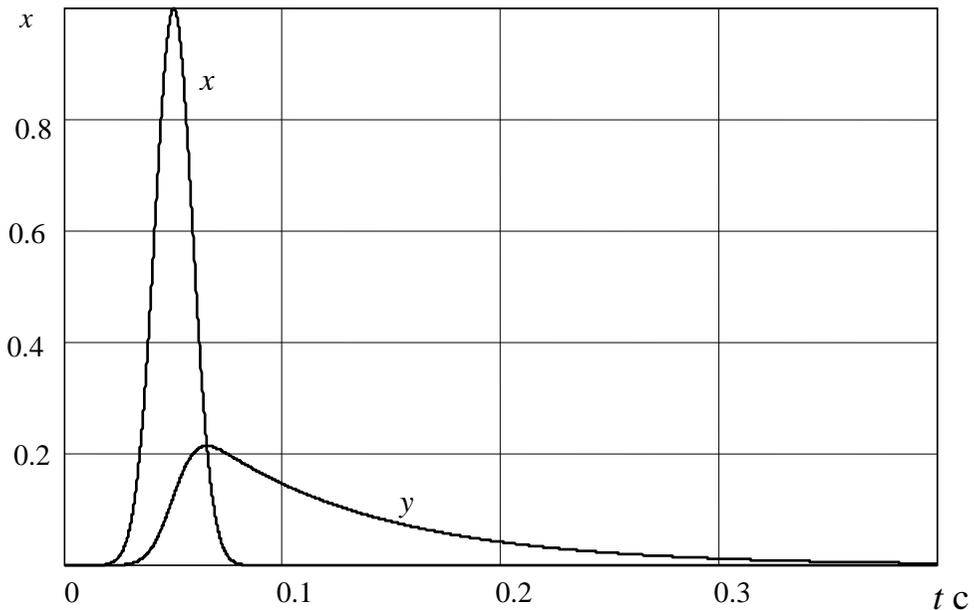


Рис. 1. Сигналы на входе и выходе инерционного ИП:
 x – график изменения параметра на входе ИП; y – сигнал на выходе ИП

Функция скорректированного сигнала $z(t)$ определяется при аппроксимации дискретных значений сигнала $y(t)$ параболической сплайн-функцией с использованием выражений (3) – (4) для коэффициентов аппроксимации, а также выражений (5) – (6) для метода коррекции.

Графики этих функций представлены на рис. 2, при рассмотрении которого видно, что предложенный алгоритм достаточно эффективно восстанавливает по форме сигнал $x(t)$, действующий на входе инерционного детектора, однако скорректированный сигнал $z(t)$ запаздывает на 2 интервала дискретизации по отношению к контролируемому параметру $x(t)$.

При наличии в потоке газа нескольких примесей, размещенных в потоке на некотором расстоянии друг от друга, детектор регистрирует последовательно

соответствующие им пики. Такая ситуация характерна для различных хроматографических анализаторов и ряда газоаналитических приборов.

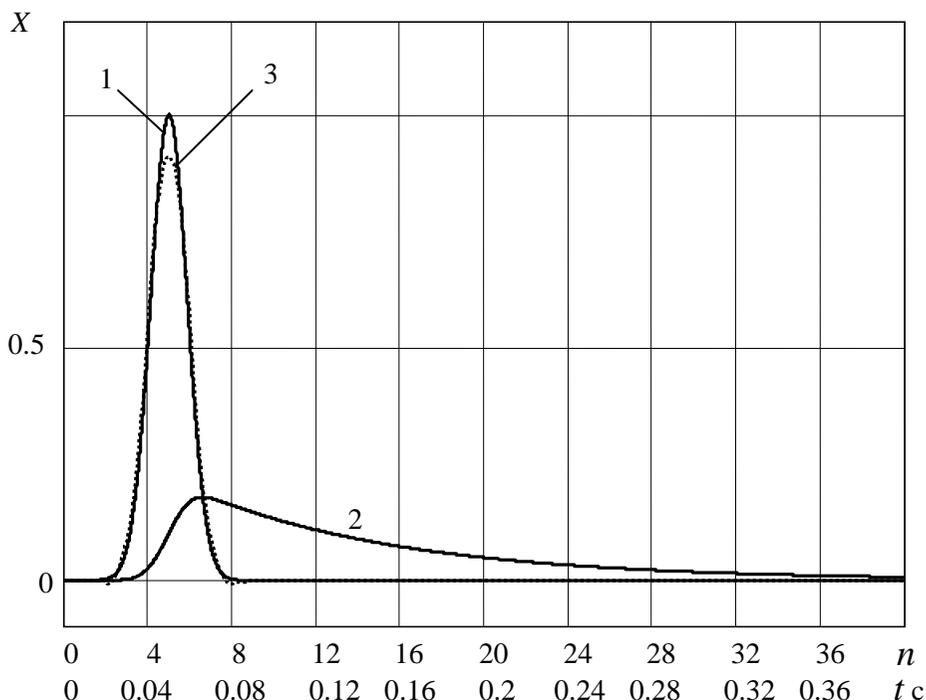


Рис. 2. Диаграммы сигналов при коррекции динамической погрешности.

- 1 - параметр $x(t)$ на входе инерционного детектора,
- 2 - сигнал $y(t)$ на выходе детектора,
- 3 - скорректированный сигнал $z(t-2)$, сдвинутый на 2 дискретных интервала влево,
- n - номера дискретных отсчетов сигнала $y(t)$.

На рис. 3 представлены диаграммы сигналов: входного параметра $x(t)$ инерционного ИП, сигнала $y(t)$, формируемого на его выходе, скорректированного сигнала $z(t)$ с использованием описанного алгоритма коррекции. Входной параметр $x(t)$ в данном случае представляет собой сумму двух гауссовых функций вида (7), смещенных друг относительно друга на интервал 0,02 с.

Ширина гауссовых функций составляет примерно 0,06 с. Алгоритм коррекции использует параболическую сплайн-аппроксимацию дискретных значений сигнала ИП, интервал дискретизации составляет 0,01 с. Скорректированный сигнал $z(t)$, так же как и в вышеописанном примере, запаздывает на два дискретных интервала относительно входного контролируемого параметра $x(t)$, его график для удобства сравнения на рис. 3 сдвинут влево на величину этого запаздывания. Из рассмотрения диаграмм видно, что динамическая погрешность инерционного ИП, в данном случае составляющая десятки процентов, с использованием описанного алгоритма коррекции снижается до нескольких процентов.

Необходимо иметь в виду, что при реализации описанного алгоритма в связи с использованием в нем процедуры дифференцирования при наличии периодической помехи на выходе схемы коррекции могут возникать шумы, интенсивность которых зависит от частотной полосы шумов. Однако в том случае, когда период дискретизации сигнала кратен периоду помехи, шумы не возникают, что характерно для большинства алгоритмов цифровой фильтрации.

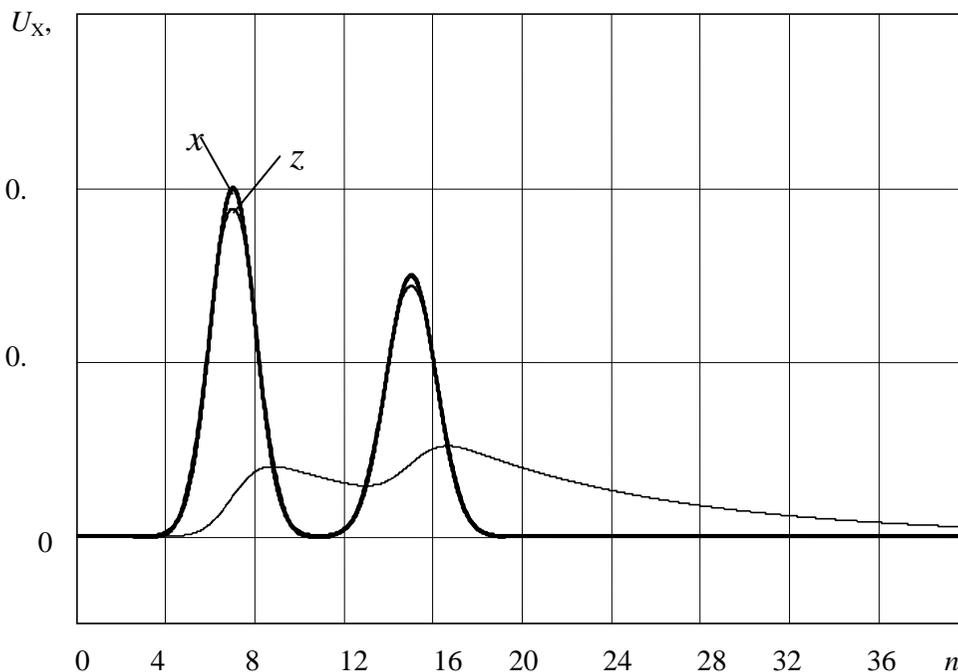


Рис. 3. Коррекция сигнала инерционного ИП, представляющего собой сумму двух гауссовых функций

Метод коррекции динамической погрешности инерционного ИП показывает хорошие результаты в случае, когда достаточно точно известна передаточная функция детектора, и если передаточная функция представляет собой аperiodическое звено первого порядка, то динамическая погрешность снижается в значительной степени. В принципе описанный подход коррекции динамической погрешности может быть применен и в том случае, когда передаточная функция детектора соответствует аperiodическому или колебательному звену второго порядка. Метод коррекции, описываемый выражениями (3) – (7), достаточно прост и может быть легко реализован современными микропроцессорными системами.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Солопченко Г.Н. Обратные задачи в измерительных процедурах. Измерение, контроль, автоматизация / ЦНИИТЭИприборостроения. – 1983. – Вып. 2(46). – С. 32-46.
2. Ланге П.К. Сплайн-аппроксимация дискретных значений сигналов с применением методов цифровой фильтрации // Сб. труд. Самарского гос. тех. ун-та. Сер. Физ.-матем. науки. – 2003. – Вып. 19. – С. 134-138.
3. Ланге П.К. Дифференцирующие цифровые фильтры со сплайн-аппроксимацией производной дискретизированных сигналов // Сб. труд. Самарского гос. тех. ун-та. Сер. Технические науки. – 2004. – Вып. 24. – С. 42-49.
4. Платонов И.А., Ланге П.К., Колесниченко И.Н., Платонов В.И. Динамические характеристики микродетектора теплопроводности для газоаналитических приборов // Измерительная техника. – 2015. – № 6. – С. 71-73.

Статья поступила в редакцию 1 февраля 2017 г.

CORRECTION OF THE DYNAMIC ERROR OF INERTIAL SENSORS

P.K. Lange

Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100, Russian Federation

The method of dynamic error correction for inertia sensor having a transfer function type aperiodic operator of the first order is considered. The method is based on the realization of the inverse sensors operator in a dynamic mode. Correction method uses a parabolic spline - approximation of discrete values of sensors signal, as well as its first derivative. An example of correction of the signal formed by the inertia sensor of a particular type is described. It is shown that the use of a mathematical correction method based on digital filter in-line processing of discrete signal values allows to reduce the dynamic error of inertia sensor in several times. It is proposed to use the method described above also for the correction of the sensors signal, the operator function of which has the second order. The considered method can be easily implemented using modern microprocessor measuring systems.

Keywords: *sensor, inertia, frequency response, transfer function, measured parameter, dynamic error, spline-approximation.*

УДК 621.391

ЗНАКОВЫЙ МЕТОД ОБНАРУЖЕНИЯ И ОЦЕНКИ ИНФОРМАТИВНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ МНОГОКОМПОНЕНТНЫХ СИГНАЛОВ НА ФОНЕ ВНЕШНИХ АДДИТИВНЫХ ШУМОВ*

В.Н. Якимов¹, А.В. Машков¹, О.В. Горбачев²

¹Самарский государственный технический университет
Россия, 443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

²АО «Право.ру»
Россия, 443013, г. Самара, Московское шоссе, 17

Рассмотрена задача обнаружения и различения информативных составляющих многокомпонентных сигналов на фоне внешних аддитивных шумов. Решение данной задачи основано на гармоническом анализе Фурье с использованием знакового аналого-стохастического квантования наблюдаемого сигнала. Разработанные алгоритмы гармонического анализа практически исключают необходимость выполнения операций умножения, что обеспечивают их высокую вычислительную эффективность. Для принятия решения об обнаружении гармонических составляющих используется критерий превышения порогового значения оценками амплитуд гармонических составляющих. Результаты экспериментальных исследований показывают, что разработанные алгоритмы позволяют эффективно устранять влияние аддитивного внешнего шума и получить высокое качество обнаружения и различения составляющих многокомпонентных полезных сигналов.

Ключевые слова: многокомпонентный сигнал, аддитивный шум, гармонический анализ, знаковое аналого-стохастическое квантование, знаковый сигнал.

Обнаружение информативных составляющих многокомпонентных сигналов на фоне естественных или искусственно созданных внешних шумов является классической задачей, с которой приходится сталкиваться в самых различных областях науки и техники. В процессе решения такой задачи информативные составляющие сигнала должны быть извлечены из аддитивной смеси с шумами, создаваемыми внешними источниками. Применение методов обнаружения, различения и оценивания информативных составляющих полезных сигналов играет существенную роль при передаче акустической информации, сигналов дистанционного управления в охранных и технических системах и т. п. Поэтому обнаружение и различение информативных составляющих непрерывных сигналов на фоне внешних шумов, препятствующих передаче, получению и обработке полезной информации, является актуальной задачей [1].

Под обнаружением сигнала понимают констатацию факта его наличия. В случае положительного ответа необходимо обеспечить выделение и восстановление его составляющих.

**Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проект № 16-08-00269-А).*

Владимир Николаевич Якимов (д.т.н., проф.), профессор кафедры «Информационные технологии».

Андрей Валерьевич Машков, старший преподаватель кафедры «Информационные технологии».

Олег Викторович Горбачев, специалист.

Современные методы анализа зашумленных непрерывных многокомпонентных сигналов основываются на статистических методах оценивания их частотно-временных характеристик. В частности, к таким методам относятся методы гармонического анализа, которые основаны на представлении сложных сигналов с помощью более простых гармонических функций.

Наиболее адекватной формой математического описания многокомпонентного сигнала является его представление в виде центрированного, т. е. не имеющего постоянной составляющей, ряда Фурье в базисе гармонических (фильтрующих) составляющих, кратных основной частоте:

$$\overset{o}{x}(t) = \sum_{k=1}^K (a_k \cos 2\pi k f_0 t + b_k \sin 2\pi k f_0 t), \quad (1)$$

где a_k и b_k – коэффициенты ряда Фурье; f_0 – основная частота.

Внешний по отношению к сигналу $\overset{o}{x}(t)$ шум $e(t)$ обычно интерпретируют как фоновый с непрерывным спектром, нулевым математическим ожиданием и постоянной дисперсией σ_e^2 . Тогда с учетом (1) математическая модель полезного сигнала в смеси с аддитивным шумом будет иметь вид

$$\overset{o}{x}_e(t) = \overset{o}{x}(t) + e(t) = \sum_{k=1}^K (a_k \cos 2\pi k f_0 t + b_k \sin 2\pi k f_0 t) + e(t). \quad (2)$$

Модель (2) имеет нулевое математическое ожидание. Данное допущение основано на том, что постоянная составляющая всегда может быть удалена в результате выполнения предварительной операции центрирования. Отсутствие постоянной составляющей позволяет сосредоточить основное внимание на оценивании гармонических составляющих.

С инженерной точки зрения более рациональной формой представления гармонических составляющих является их запись в полярных координатах. В соответствии с этим модель (2) примет вид:

$$\overset{o}{x}_e(t) = \sum_{k=1}^K \alpha_k \cos(2\pi f_k t + \phi_k) + e(t); \quad (3)$$

$$f_k = k f_0, \quad \alpha_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}; \quad \phi_k = \arctg(-b_k/a_k). \quad (4)$$

Исходя из (2) – (4) подчеркнем, что гармонический анализ связан с получением на частотах $f_k = k f_0$ оценок \hat{a}_k и \hat{b}_k коэффициентов ряда Фурье и вычислением оценок $\hat{\alpha}_k$ амплитудного и $\hat{\phi}_k$ фазового спектров на фоне шума $e(t)$.

На практике широкое распространение получил цифровой гармонический анализ сигналов. Существующие цифровые алгоритмы гармонического анализа позволяют достаточно просто организовать обработку цифровых отсчетов анализируемого сигнала. Однако при малых значениях отношения сигнал/шум малое число разрядов может оказаться недостаточным для точного представления дискретных отсчетов сигналов в широкополосном шуме. При этом выбор числа уровней квантования может быть ограничен, а также может зависеть от разрешающей способности датчиков, регистрирующих сигналы. Кроме того, при равномерном шаге квантования помехозащищенность от шумов будет разной для

полезных сигналов с малой амплитудой и с большой. Относительная погрешность квантования для сильных сигналов будет меньше, в то время как для слабых сигналов она будет больше. В соответствии с этим следует использовать методы первичного преобразования сигналов, обеспечивающие рациональное соотношение между точностью цифрового представления и последующей простой обработки получаемых данных.

Для повышения эффективности обнаружения сигналов предлагается использовать знаковое аналого-стохастическое квантование. Данный вид квантования позволяет осуществлять предельно грубое двухуровневое (бинарное) квантование без систематической погрешности независимо от статистических свойств исследуемых сигналов [2–5]. По существу, такое квантование представляет собой нелинейную операцию двухуровневого преобразования, где в качестве порога квантования выступает равномерно распределенный случайный сигнал $\xi(t)$. В результате такого квантования получаем знаковый сигнал:

$$z(t) = \text{sgn} \{ x_e(t) + \xi(t) \}. \quad (5)$$

Оценки \hat{a}_k и \hat{b}_k на интервале времени $t_0 \leq t \leq t_0 + T$ будем искать в следующем виде [6, 7]:

$$\hat{a}_k = 2\xi_{\max} T^{-1} \int_{t_0}^{t_0+T} z(t) \cos(2\pi k f_0 t) dt; \quad (6)$$

$$\hat{b}_k = 2\xi_{\max} T^{-1} \int_{t_0}^{t_0+T} z(t) \sin(2\pi k f_0 t) dt, \quad (7)$$

где $k = 1, 2, 3, \dots, K$, $\xi_{\max} = |\xi(t)|_{\max}$, $f_0 = 1/T$.

Величина $f_0 = 1/T$ определяет предельное разрешение по частоте дискретных гармонических составляющих.

Обозначим $t_0^z = t_0$ и $t_p^z = t_0 + T$. Будем считать, что $t_0 = 0$. Следовательно, будем иметь $t_p^z = T$. Пусть множество $\{t_i^z\}$, где $1 \leq i \leq p-1$, определяет моменты времени, в которые знаковый сигнал $z(t)$ на интервале $0 \leq t \leq t_p^z$ меняет свои текущие значения. Тогда (6) и (7) можно записать следующим образом:

$$\hat{a}_k = 2\xi_{\max} T^{-1} \sum_{i=0}^{p-1} \int_{t_i^z}^{t_{i+1}^z} z(t) \cos(2\pi k f_0 t) dt; \quad (8)$$

$$\hat{b}_k = 2\xi_{\max} T^{-1} \sum_{i=0}^{p-1} \int_{t_i^z}^{t_{i+1}^z} z(t) \sin(2\pi k f_0 t) dt. \quad (9)$$

Знаковый сигнал $z(t)$ принимает значения, равные -1 или $+1$, которые чередуются строго последовательно во времени и остаются постоянными в пределах интервалов времени $t_i^z \leq t \leq t_{i+1}^z$. Поэтому достаточно знать только одно его

начальное значение $z(t_0)$. Принимая это во внимание, интегралы в (8) и (9) можно проинтегрировать аналитически, и оценки \hat{a}_k и \hat{b}_k примут вид:

$$\hat{a}_k = 2\xi_{\max}(k\pi)^{-1} z(t_0) \sum_{i=1}^{p-1} (-1)^{i-1} \sin(2\pi k f_0 t_i^z); \quad (10)$$

$$\hat{b}_k = \xi_{\max}(k\pi)^{-1} z(t_0) \sum_{i=0}^p (-1)^i \lambda(i) \cos(2\pi k f_0 t_i^z); \quad (11)$$

$$\lambda(i) = \begin{cases} 1, & i = 0, i = p; \\ 2, & 1 \leq i \leq p-1. \end{cases} \quad (12)$$

В (10) и (11) перейдем к числовым значениям моментов времени $\{t_i^z\}$. Тогда $t_i^z = \eta_i^z \Delta t$, где Δt – период счетных импульсов и $i = 1, 2, 3, \dots, p-1$. При этом $t_0^z = \eta_0^z \Delta t$ и $t_p^z = T = N \Delta t$. В соответствии с этим для непрерывного интервала времени $t_0^z \leq t \leq t_p^z$ будет иметь место его дискретный аналог $\eta_0^z \Delta t \leq n \Delta t \leq \eta_p^z \Delta t$, или просто $\eta_0^z \leq n \leq \eta_p^z$. Кроме того, если $t_0 = 0$, то соответственно $\eta_0^z = 0$ и $\eta_p^z = N$.

Подставим в (10) и (11) числовые значения моментов времени $\{t_i^z\}$ и получим следующие соотношения для оценок коэффициентов ряда Фурье:

$$\hat{a}_k = 2\xi_{\max}(k\pi)^{-1} z(t_0) \sum_{i=1}^{p-1} (-1)^{i-1} \sin(2\pi k N^{-1} \eta_i^z); \quad (13)$$

$$\hat{b}_k = \xi_{\max}(k\pi)^{-1} z(t_0) \sum_{i=0}^p (-1)^i \lambda(i) \cos(2\pi k N^{-1} \eta_i^z). \quad (14)$$

Как следует из (13) и (14), вычисление оценок \hat{a}_k и \hat{b}_k свелось к выполнению простейших арифметических операций суммирования и вычитания дискретных значений фильтрующих функций $\sin(2\pi k N^{-1} \eta_i^z)$ и $\cos(2\pi k N^{-1} \eta_i^z)$, вычисленных в моменты времени, когда результат знакового аналого-стохастического квантования $z(t)$ меняет свой знак на противоположенный в пределах интервала времени анализа $t_0^z \leq t \leq t_p^z$. Таким образом, практическая реализация соотношений (13) и (14) не требует осуществления многочисленных операций цифрового умножения многоразрядных отсчетов в отличие от классического гармонического анализа Фурье, что обеспечивает вычислительную эффективность получения оценок \hat{a}_k и \hat{b}_k .

Для принятия решения об обнаружении гармонических составляющих используется критерий превышения порогового значения оценками амплитуд гармонических составляющих. Согласно этому критерию устанавливается уровень значимости ε_0 гармонических составляющих при условии, что вероятность лож-

ного обнаружения не превышает заданного значения. Если $\hat{\alpha}_k < \varepsilon_0$, то считается, что гармоническая составляющая с частотой $2\pi k/N$ не является значимой, и ее амплитуда принимается равной нулю.

На основе (13) и (14) был разработан цифровой алгоритм обнаружения сигналов на фоне внешних аддитивных широкополосных шумов. Апробация данного алгоритма проводилась с использованием имитационного моделирования аналого-стохастического квантования и специально разработанного Windows-приложения в среде MS Visual Studio 2010.

В процессе формирования модели (3) гармонические составляющие генерировались с нормированными частотами $0 < f_k^H < 0,5$. При этом их амплитуды удовлетворяли условию $\alpha_k \leq 1$, а начальные фазы φ_k задавались генератором равномерно распределенных величин от $-\pi$ до $+\pi$. Аддитивный шум $e(t)$ представлял собой белый шум с нулевым математическим ожиданием и $\sigma_e^2 = 1$.

В частности, модель (3) содержала девять гармонических составляющих, нормированные частоты которых имели значения в пределах от 0,22 до 0,28 с постоянным шагом $\Delta f_n = 0,0075$. На рис. 1 представлены параметры α_k и φ_k этих составляющих, а на рис. 2 – результаты вычисления их оценок $\hat{\alpha}_k$ и $\hat{\varphi}_k$, полученные с разрешением 0,0001 единиц нормированной частоты. Ниже в таблице приведены значения отношений сигнал/шум α_k/σ_e для каждой гармонической составляющей, а также значения относительных погрешностей δ_α и δ_φ для оценок $\hat{\alpha}_k$ и $\hat{\varphi}_k$. На рис. 3 представлены результаты экспериментальных исследований для данного набора гармонических составляющих в графическом виде. Показаны полезный сигнал $x(t)$, сигнал $x_e(t)$, восстановленный сигнал $x_b(t)$ и нормированная оценка спектра амплитуд $\hat{\alpha}_k$.

№	Амплитуда	Частота	Фаза	Тип
1	0,1	0,22	1,41956537308...	sin
2	0,325	0,2275	-0,8605631858...	sin
3	0,55	0,235	2,901545980742	sin
4	0,775	0,2425	0,69460532327...	sin
5	1	0,25	0,79088545391...	sin
6	0,775	0,2575	2,78451148982...	sin
7	0,55	0,265	-3,0549404725...	sin
8	0,325	0,2725	-1,4654165084...	sin
9	0,1	0,28	1,56641234386...	sin

Просмотр

Нижний предел: 0 Верхний предел: 170 Шаг: 0,05

Просмотр

Рис. 1. Параметры гармонических составляющих

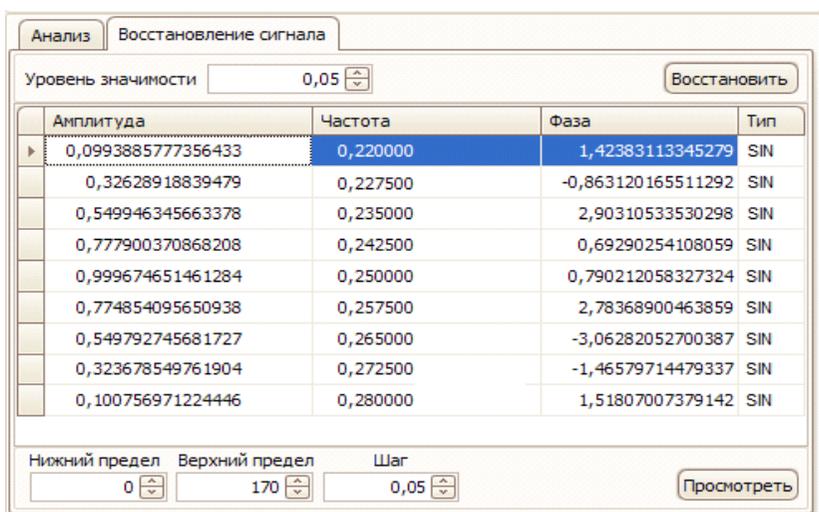


Рис. 2. Результаты оценивания параметров гармонических составляющих

Значения отношений α_k/σ_e и относительных погрешностей δ_α и δ_φ

k	α_k/σ_e , дБ	δ_α , %	δ_φ , %
1	-20,00	-0,61	0,30
2	-9,76	0,40	0,30
3	-5,19	-0,01	0,05
4	-2,21	0,37	-0,25
5	0,00	-0,03	-0,09
6	-2,21	-0,02	-0,03
7	-5,19	-0,04	0,26
8	-9,76	-0,41	0,02
9	-20,00	0,76	-2,09

Представленные результаты экспериментальных исследований показывают, что положение оценок всех гармонических составляющих в полученном спектре амплитуд соответствует исходным данным. Ложных линий в спектре нет, спектральные линии четко различимы и не маскируют друг друга. Практически все оценки $\hat{\alpha}_k$ и $\hat{\varphi}_k$ получены с относительными погрешностями, не превышающими одного процента. Это говорит о высоком качестве их вычисления в статистическом смысле. Потеря информации незначительна. Сравнение полезного и восстановленного сигналов позволяет сделать вывод, что они практически идентичны. Таким образом, благодаря использованию знакового аналого-стохастического квантования можно достаточно эффективно обеспечить устранение влияния аддитивного внешнего шума и получить высокое качество восстановления непрерывных многокомпонентных полезных сигналов.

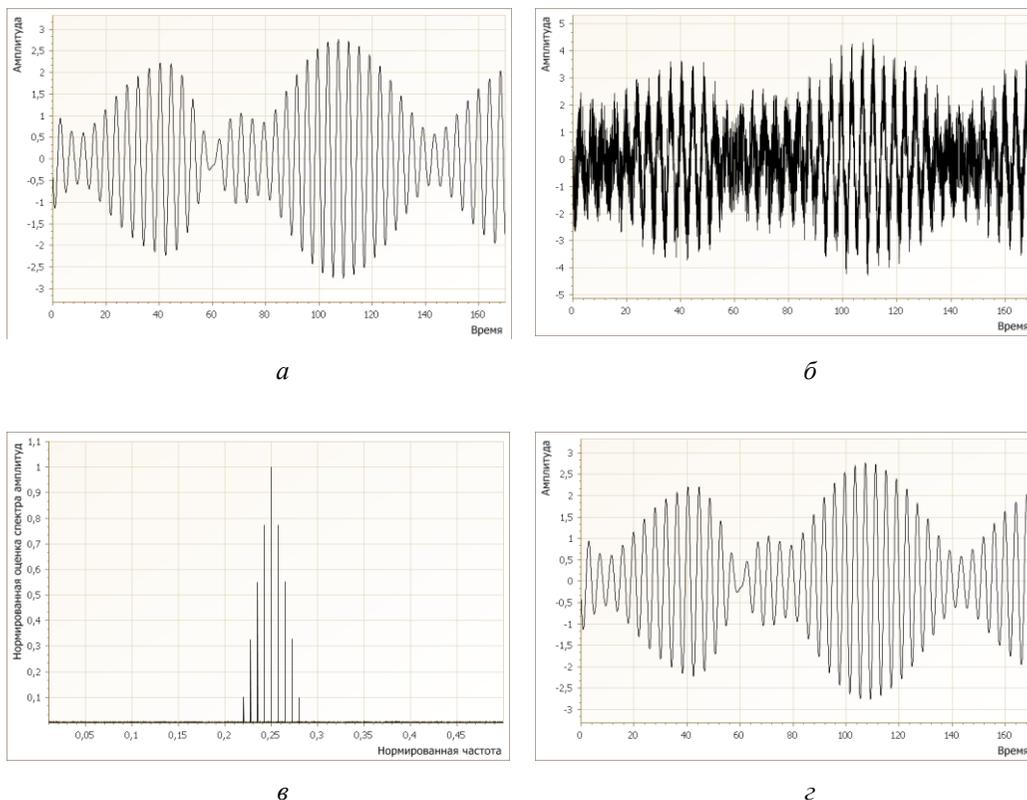


Рис. 3. Графическое представление результатов экспериментальных исследований:

a – полезный сигнал $x(t)$; $б$ – сигнал $x_e(t)$;

$в$ – нормированный спектр амплитуд $\hat{\alpha}_k$; $г$ – восстановленный сигнал $x_B(t)$

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Белецкий Ю.С.* Методы и алгоритмы контрастного обнаружения сигналов на фоне помех с априори неизвестными характеристиками. – М.: Радиотехника, 2011. – 436 с.
2. *Богданович В.А., Вострецов А.Г.* Теория устойчивого обнаружения, различения и оценивания сигналов. – М.: Физматлит, 2004. – 320 с.
3. *Макс Ж.* Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях. – Т. 1. – М.: Мир, 1983. – 312 с.
4. *Мирский Г.Я.* Характеристики стохастической взаимосвязи и их измерения. – М.: Энергоиздат, 1982. – 320 с.
5. *Якимов В.Н.* Математическое представление потоков дискретного знакового преобразования непрерывных сигналов // Вестник Самарского государственного технического университета. Сер. Технические науки. – 2000. – Вып. 8. – С. 190-192.
6. *Якимов В.Н.* Цифровой гармонический анализ многокомпонентных случайных процессов // Измерительная техника. – 2006. – № 4. – С. 22-26.
7. *Yakimov V.N.* Digital harmonic analysis of multicomponent random processes // Measurement Techniques, Publisher: Springer New York, Vol. 49, № 4, pp. 341-347.

Статья поступила в редакцию 6 февраля 2017 г.

THE SIGN METHOD OF DETECTION AND ESTIMATION OF INFORMATIVE UNITS OF MULTICOMPONENT SIGNALS IN THE PRESENCE OF EXTERNAL ADDITIVE NOISE

V.N. Yakimov¹, A.V. Mashkov¹, O.V. Gorbachev²

¹Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100, Russian Federation

²Pravo.RU Ltd.
17, Moskovskoe sh., Samara, 443013, Russian Federation

In the paper problem of detecting and distinguishing the informative units of multicomponent signals in the presence of external additive noise is discussed. The solution of this problem is based on harmonic analysis Fourier series using the sign-function analog-stochastic quantization of the investigated signal. The developed harmonic analysis algorithms practically eliminate the need of performing multiplication operations, which ensures their high computational efficiency. For the decision of detecting harmonic components, the criterion for exceeding the threshold value by estimating the amplitudes of the harmonic components is used. The results of experimental studies show that the developed algorithms allow to eliminate effectively the influence of additive external noise and to obtain a high quality of detecting and distinguishing the components of multicomponent useful signals.

Keywords: *multicomponent signal, additive noise, harmonic analysis, sign analog-stochastic quantization, sign signal.*

Vladimir N. Yakimov (Ph.D. (Techn.)), Associate Professor.
Andrey V. Mashkov, Senior Lecture.
Oleg V. Gorbachev, Speshialist.