

Краткие сообщения

УДК 330.4:517.9:519.865.3:339.137.2:621.396.218

К ВОПРОСУ ОБ УСТОЙЧИВОСТИ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ КОНКУРЕНТНОГО ПОВЕДЕНИЯ ДВУХ ЭКОНОМИЧЕСКИХ АГЕНТОВ¹

И.П. Болодурина, Т.А. Огуцова

Оренбургский государственный университет
460018, г. Оренбург, пр. Победы, 13
e-mail: prmat@mail.osu.ru

Исследована устойчивость нетривиального положения равновесия динамической модели конкурентного поведения двух экономических агентов, описанной системой нелинейных дифференциальных уравнений с запаздывающим аргументом.

Ключевые слова: математическая модель, дифференциальные уравнения с запаздыванием, устойчивость, положение равновесия.

В экономике, прогнозируя поведение отрасли на год, два или более, мы абстрагируемся от скачкообразных изменений структуры экономической системы, т. е. технологического времени производства, банкротства предприятия, слияния и т. д. Как следствие, происходит некоторое сглаживание динамического процесса, замена реальной траектории на модельную. Кроме того, большое значение имеет сильная нестационарность реального процесса, поскольку внешняя среда играет огромную роль при производстве, распределении и потреблении товаров и услуг. Учесть в полной мере все возмущающие факторы неспособна ни одна математическая модель, и поэтому понятие устойчивости при постоянно действующих возмущениях актуально и в экономической динамике. Устойчивость экономической модели подразумевает, что малые постоянно действующие возмущения изменяют динамический процесс мало, и если некоторая мера возмущений стремится к нулю, то и отклонения процесса уменьшаются до нуля [4].

Реальные данные об абонентской базе на российском рынке сотовой связи демонстрируют сложное взаимное поведение двух экономических агентов, рассматриваемых в данной работе. На динамику развития числа абонентов каждого оператора сотовой связи оказывают влияние множество факторов: экспоненциальный рост числа абонентов в отсутствие конкурентов, нелинейность во взаимодействии сотовых операторов, временной лаг, определяющий разницу во времени между измене-

¹Работа выполнена при финансовой поддержке гранта РФФИ, номер проекта 12-01-31325.

Ирина Павловна Болодурина (д.т.н., проф.), заведующая кафедрой «Прикладная математика».

Татьяна Александровна Огуцова, старший преподаватель кафедры «Прикладная математика».

ниями в рыночной ситуации и моментом принятия управленческих решений с целью реагирования на эти изменения, а также наличие конкурентов на рынке сотовой связи. Поэтому возникает проблема эффективного управления поведением предприятий сотовой связи с учетом фактора цены. Поставим задачу привлечения абонентов и, как следствие, увеличения прибыли первого экономического агента путем управления ценой за минуту связи. Для моделирования процесса управления введем показатель $u_i(t)$, характеризующий среднюю стоимость минуты пользования услугами связи оператора в момент времени t и удовлетворяющий ограничению

$$\alpha \leq u_1(t) \leq \beta, \quad t \in [0, T], \quad (1)$$

где α_i – минимальная средняя стоимость минуты связи, при которой затраты на издержки не превысят выручку, получаемую от использования услуг сотовой связи (себестоимость минуты связи);

β_i – максимальная средняя стоимость минуты связи, позволяющая оператору оставаться конкурентоспособным на рынке.

Использование логистической модели (2) Лотки – Вольтерра с запаздыванием во времени для описания конкурентного поведения предприятий сотовой связи позволяет учесть все вышеперечисленные факторы в полном объеме:

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = x_1(t)[\varepsilon_1 - \gamma_{11}x_1(t-\tau) - \gamma_{12}x_2(t-\tau)] - p_{11}u_1(t) - p_{12}u_2(t) \\ \dot{x}_2(t) = x_2(t)[\varepsilon_2 - \gamma_{21}x_1(t-\tau) - \gamma_{22}x_2(t-\tau)] - p_{21}u_1(t) - p_{22}u_2(t) \end{cases}, \quad (2)$$

где $x_i(t)$, $i=1,2$ – число абонентов i -го оператора сотовой связи в момент времени t ; ε_i , $i=1,2$ – коэффициент прироста абонентской базы i -го оператора сотовой связи; γ_{ik} , $i,k=1,2$ – коэффициент взаимного влияния i -го и k -го предприятий, предоставляющих услуги сотовой связи; p_{ik} , $i,k=1,2$ – коэффициент влияния средней стоимости минуты на прирост числа абонентов i -го оператора сотовой связи; τ – временной лаг (запаздывание), связанный с разницей во времени между изменениями в рыночной ситуации и моментом принятия управленческих решений с целью реагирования на эти изменения.

Исследование поведения любой динамической системы сводится к изучению поведения фазовых траекторий в фазовом пространстве. Рассмотрим фазовый портрет в окрестности нетривиального положения равновесия неуправляемой системы (2) при нулевом запаздывании и при условии $u_i(t) = 0$, так как при малом положительном значении τ выводы о качественном поведении решений системы продолжают иметь место [1]:

$$(\tilde{x}_1, \tilde{x}_2) = \left(\frac{\varepsilon_1\gamma_{22} - \varepsilon_2\gamma_{12}}{\gamma_{11}\gamma_{22} - \gamma_{12}\gamma_{21}}; \frac{\varepsilon_2\gamma_{11} - \varepsilon_1\gamma_{21}}{\gamma_{11}\gamma_{22} - \gamma_{12}\gamma_{21}} \right). \quad (3)$$

Исследуем на устойчивость стационарное состояние (3). Для этого рассмотрим малые возмущения неизвестных функций от состояния равновесия, положив

$$\begin{cases} x_1(t) \leftrightarrow \tilde{x}_1(t) + \Delta x_1(t) \\ x_2(t) \leftrightarrow \tilde{x}_2(t) + \Delta x_2(t) \end{cases}. \quad (4)$$

Подставим равенства (4) в систему (1), считая $\Delta x_1(t)$ и $\Delta x_2(t)$ величинами более высокого порядка малости [2]. Поскольку об устойчивости системы можно судить, ограничиваясь рассмотрением лишь уравнений первого приближения, то, отбрасывая слагаемые выше первого порядка малости, получим соответствующую систему

$$\begin{cases} \Delta \dot{x}_1(t) = \tilde{x}_1(t)[\varepsilon_1 - \gamma_{11}(\tilde{x}_1(t) + 2\Delta x_2(t)) - \gamma_{12}(\tilde{x}_2(t) + \Delta x_2(t))] + \Delta x_1(t)[\varepsilon_1 - \gamma_{12}\tilde{x}_2(t)] \\ \Delta \dot{x}_2(t) = \tilde{x}_2(t)[\varepsilon_2 - \gamma_{21}(\tilde{x}_1(t) + \Delta x_1(t)) - \gamma_{22}(\tilde{x}_2(t) + 2\Delta x_2(t))] + \Delta x_2(t)[\varepsilon_2 - \gamma_{21}\tilde{x}_1(t)] \end{cases} \quad (5)$$

с начальными возмущениями $x_1(0) = x_1^0$, $x_2(0) = x_2^0$.

Следует отметить, что выводы, полученные с помощью линейных приближений, распространяются на исходный процесс и затем используются для прогнозирования или управления.

Вопрос об устойчивости системы в окрестности положения равновесия (3) сводится к исследованию собственных значений матрицы

$$A = \begin{pmatrix} \frac{\varepsilon_2 \gamma_{11} \gamma_{12} - \varepsilon_1 \gamma_{11} \gamma_{22}}{\gamma_{11} \gamma_{22} - \gamma_{12} \gamma_{21}} & \frac{\varepsilon_2 \gamma_{12}^2 - \varepsilon_1 \gamma_{12} \gamma_{22}}{\gamma_{11} \gamma_{22} - \gamma_{12} \gamma_{21}} \\ \frac{\varepsilon_1 \gamma_{21} \gamma_{12} - \varepsilon_2 \gamma_{11} \gamma_{21}}{\gamma_{11} \gamma_{22} - \gamma_{12} \gamma_{21}} & \frac{\varepsilon_1 \gamma_{21} \gamma_{22} - \varepsilon_2 \gamma_{11} \gamma_{22}}{\gamma_{11} \gamma_{22} - \gamma_{12} \gamma_{21}} \end{pmatrix}, \quad (6)$$

то есть к определению решений характеристического уравнения

$$\lambda - R\lambda + Q = 0, \quad (7)$$

$$\text{где } R = \frac{\varepsilon_1 \gamma_{22} (\gamma_{21} - \gamma_{12}) + \varepsilon_2 \gamma_{11} (\gamma_{12} - \gamma_{22})}{\gamma_{11} \gamma_{22} - \gamma_{12} \gamma_{21}},$$

$$Q = \frac{\varepsilon_1^2 \gamma_{12} \gamma_{21} \gamma_{22} (\gamma_{12} - \gamma_{22}) + \varepsilon_2^2 \gamma_{11} \gamma_{12} (\gamma_{12} \gamma_{21} - \gamma_{11} \gamma_{22}) + \varepsilon_1 \varepsilon_2 \gamma_{12} (\gamma_{11} \gamma_{22}^2 - \gamma_{21} \gamma_{12}^2)}{(\gamma_{11} \gamma_{22} - \gamma_{12} \gamma_{21})^2}.$$

В работе [5] описана процедура идентификации параметров модели конкурентного поведения предприятий сотовой связи, в результате которой получена система дифференциальных уравнений с запаздыванием (8), описывающая динамику развития абонентской базы каждого из них:

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t) = x_1(t) \cdot [0,294 - 0,0048 \cdot x_1(t) - 0,00089 \cdot x_2(t)], \\ \dot{x}_2(t) = x_2(t) \cdot [0,193 + 0,0043 \cdot x_1(t) - 0,0034 \cdot x_2(t)]. \end{cases} \quad (8)$$

Для случая отсутствия управляющего воздействия, то есть $u_1(t) = u_2(t) = 0$, характеристическое уравнение (7) имеет два положительных действительных корня $\lambda_1 = 0,43579$, $\lambda_2 = 0,06522$, что, по следствию из теоремы Стодола [3], доказывает неустойчивость стационарного решения системы (2).

Полученные результаты говорят о том, что деятельностью любого экономического агента необходимо управлять. Для того чтобы предприятию сотовой связи оставаться ведущим региональным оператором России, компания должна не только предлагать услуги сотовой связи в стационарном режиме, но вести ценовой демпинг.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Агафонов С.А., Герман А.Д., Муратова Т.В. Дифференциальные уравнения: Учеб. для вузов. 2-е изд. / Под ред В.С. Зарубина, А.П. Крищенко. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2000. – 348 с.

2. *Азбелев Н.В., Симонов П.М.* Устойчивость решений уравнений с обыкновенными производными. – Пермь: Изд-во Перм. ун-та, 2001. – 230 с.
3. *Болодурина И.П.* Исследование систем линейных дифференциальных уравнений. – Оренбург: ОГУ, 2004. – 98 с.
4. *Прасолов А.В.* Математические методы экономической динамики. – СПб.: СПбГУЭФ, 2008.
5. *Огурцова Т.А.* Идентификации параметров математической модели конкурентного поведения предприятий телекоммуникационной отрасли // Математика. Информационные технологии. Образование: III Всероссийская научно-практическая конференция. – Оренбург: ОГУ, 2011.

Статья поступила в редакцию 21 февраля 2013 г.

TO THE QUESTION OF THE STABILITY OF THE MATHEMATICAL MODEL OF COMPETITIVE BEHAVIOR OF THE TWO ECONOMIC AGENTS

I.P. Bolodurina, T.A. Ogurtzova

Orenburg State University, Orenburg

13, etc. Victory, Orenburg, 460018

e-mail: prmat@mail.osu.ru

The paper considers the stability of the nontrivial equilibrium position dynamic model of the competitive behaviour of the two economic agents, described the system of nonlinear differential equations with retarded argument.

Keywords: *Mathematical model, differential equations with delay, stability, the position of equilibrium.*

*Irina P. Bolodurina (Dr. Sci. (Techn.)), Professor.
Tatyiana A. Ogurtzova, Senior Lecture.*

РЕШЕНИЕ ДВУМЕРНОЙ ОБРАТНОЙ ЗАДАЧИ ВОССТАНОВЛЕНИЯ СМАЗАННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ

И.И. Волков, А.Г. Золин

Самарский государственный технический университет
443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244
E-мaйл: zolin.a.g@gmail.com

Рассмотрен метод построения двумерных обратных цифровых фильтров для решения обратных задач восстановления изображений на основе аппроксимационного подхода с регуляризирующими параметрами.

Ключевые слова: восстановление смазанных изображений, КИХ-фильтр, весовая функция, обратный фильтр.

Современные космические системы высокодетального наблюдения (КСВН) Земли для получения изображений используют съемочные устройства на основе приборов с зарядовой связью (ПЗС). Для правильной работы в режиме накопления видеосигнала необходимо, чтобы скорость движения космического аппарата была точно согласована с периодом опроса матрицы. На практике это условие может нарушаться из-за ошибки вычисления скорости спутника и неточности задания частоты опроса ПЗС-матрицы. В результате возникают смазанные изображения [1]. Параметры смаза могут существенно варьироваться от долей до десятков пикселей и иметь как одну, так и две пространственные составляющие.

В настоящее время известны основные подходы к решению задачи восстановления смазанных изображений, однако их практическое применение связано с различными недостатками конкретных реализаций.

В статье [1] рассматриваются два подхода: спектральный метод коррекции, основанный на использовании фильтра Винера, и алгебраический метод, основанный на решении систем линейных уравнений методами псевдообращений. К сожалению, при реализации обоих подходов появляются заметные тени от контрастных объектов.

В статье [2] был представлен алгоритм восстановления изображения с использованием регуляризационного подхода на примере смаза в три пикселя. В настоящей статье обобщается данный подход для смазов произвольной длины и рассматривается случай, когда смаз имеет две пространственные составляющие. Для восстановления смазанного изображения приведенным ниже алгоритмом требуется известный параметр смаза. Задача получения параметров смаза рассматривается в [3].

Пусть наблюдается двумерная функция, описывающая смазанное изображение:

$$y(m_1, m_2) = \sum_{i=0}^{N_{01}-1} \sum_{j=0}^{N_{02}-1} h_0(i, j)x(m_1 - i, m_2 - j). \quad (1)$$

Игорь Иванович Волков (к.т.н., доцент), доцент кафедры «Информационные технологии».

Алексей Георгиевич Золин (к.т.н., доцент), доцент кафедры «Информационные технологии».

Она представляет собой преобразованную двумерным КИХ-фильтром функцию исходного изображения $x(m_1, m_2)$ с весовой функцией $h_0(i, j)$. Требуется разработать алгоритм определения функции $x(m_1, m_2)$ по заданным значениям $y(m_1, m_2)$ при условии, что весовая функция равна

$$h_0(i, j) = \frac{1}{N_{01}N_{02}}, \text{ где } \begin{cases} 0 \leq i \leq N_{01} - 1 \\ 0 \leq j \leq N_{02} - 1 \end{cases} \quad (2)$$

m_1 и m_2 – координаты пикселей изображения; N_{01} и N_{02} – величины смаза по пространственным составляющим.

Перейдем в операторную область. Для этого найдем двумерное z -преобразование левой и правой частей выражения (1):

$$Y(z_1, z_2) = W_0(z_1, z_2)X(z_1, z_2). \quad (3)$$

Здесь

$$Y(z_1, z_2) = \sum_{m_1=0}^{\infty} \sum_{m_2=0}^{\infty} y(m_1, m_2) z_1^{-m_1} z_2^{-m_2};$$

$$X(z_1, z_2) = \sum_{m_1=0}^{\infty} \sum_{m_2=0}^{\infty} x(m_1, m_2) z_1^{-m_1} z_2^{-m_2};$$

$$W_0(z_1, z_2) = \sum_{i=0}^{N_{01}-1} \sum_{j=0}^{N_{02}-1} h_0(i, j) z_1^{-i} z_2^{-j}.$$

Из (2) имеем

$$W_0(z_1, z_2) = \frac{1 - z_1^{-N_{01}}}{N_{01}(1 - z_1^{-1})} \frac{1 - z_2^{-N_{02}}}{N_{02}(1 - z_2^{-1})}. \quad (4)$$

Из (3) находим, что

$$X(z_1, z_2) = W(z_1, z_2)Y(z_1, z_2), \quad (5)$$

где $W(z_1, z_2) = 1/W_0(z_1, z_2)$ – передаточная функция обратного фильтра.

С учетом (4)

$$W(z_1, z_2) = \frac{N_{01}N_{02}(1 - z_1^{-1})(1 - z_2^{-1})}{(1 - z_1^{-N_{01}})(1 - z_2^{-N_{02}})}. \quad (6)$$

Из (6) следует, что обратный фильтр с такой передаточной функцией неустойчив. Поэтому предлагается для него взять следующую передаточную функцию:

$$\bar{W}(z_1, z_2) = \frac{A_1 A_2 N_{01} N_{02} (1 - A_1 z_1^{-1})(1 - A_2 z_2^{-1})}{(1 - A_1^{N_{01}} z_1^{-N_{01}})(1 - A_2^{N_{02}} z_2^{-N_{02}})}. \quad (7)$$

В этом случае будем получать оценки

$$\bar{X}(z_1, z_2) = \bar{W}(z_1, z_2)Y(z_1, z_2), \quad (8)$$

где

$$\bar{X}(z_1, z_2) = \sum_{m_1=0}^{\infty} \sum_{m_2=0}^{\infty} \bar{x}(m_1, m_2) z_1^{-m_1} z_2^{-m_2},$$

$\bar{x}(m_1, m_2)$ – оценка восстанавливаемого сигнала.

Как видно из (7), введено два регуляризационных параметра – A_1 и A_2 ($0 < A_1 < 1$, $0 < A_2 < 1$) и справедливы соотношения

$$\lim_{\substack{A_1 \rightarrow 1 \\ A_2 \rightarrow 1}} \overline{W}(z_1, z_2) = W(z_1, z_2) \quad \text{и} \quad \lim_{\substack{A_1 \rightarrow 1 \\ A_2 \rightarrow 1}} \overline{x}(m_1, m_2) = x(m_1, m_2).$$

На основании формул (7) и (8) найдем решение двумерной обратной задачи. Подставив $\overline{W}(z_1, z_2)$ из (7) в (8), будем иметь

$$\overline{X}(z_1, z_2) = \frac{A_1 A_2 N_{01} N_{02} (1 - A_1 z_1^{-1})(1 - A_2 z_2^{-1})}{(1 - A_1^{N_{01}} z_1^{-N_{01}})(1 - A_2^{N_{02}} z_2^{-N_{02}})} Y(z_1, z_2). \quad (9)$$

С учетом соотношений

$$\frac{1 - A_1 z_1^{-1}}{1 - A_1^{N_{01}} z_1^{-N_{01}}} = \frac{1}{\sum_{k=0}^{N_{01}-1} A_1^k z_1^{-k}};$$

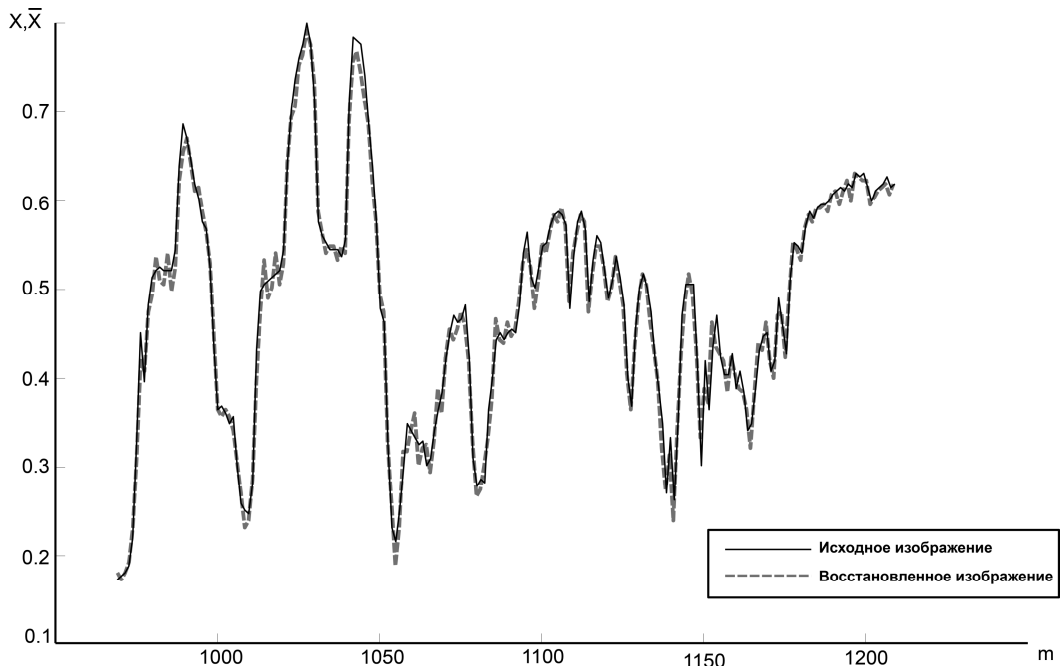
$$\frac{1 - A_2 z_2^{-1}}{1 - A_2^{N_{02}} z_2^{-N_{02}}} = \frac{1}{\sum_{k=0}^{N_{02}-1} A_2^k z_2^{-k}}$$

выражение (9) принимает вид

$$\overline{X}(z_1, z_2) = \frac{A_1 A_2 N_{01} N_{02}}{\sum_{k=0}^{N_{01}-1} \sum_{v=0}^{N_{02}-1} A_1^k A_2^v z_1^{-k} z_2^{-v}} Y(z_1, z_2); \quad (10)$$

отсюда

$$\overline{X}(z_1, z_2) = - \sum_{v=1}^{N_{02}-1} A_2^v z_2^{-v} \overline{X}(z_1, z_2) - \sum_{k=1}^{N_{01}-1} \sum_{v=0}^{N_{02}-1} A_1^k A_2^v z_1^{-k} z_2^{-v} \overline{X}(z_1, z_2) + A_1 A_2 N_{01} N_{02} Y(z_1, z_2).$$



Результаты восстановления смазанного изображения

Осуществив обратное z-преобразование левой и правой части этого соотношения, будем иметь:

$$\bar{x}(m_1, m_2) = - \sum_{v=1}^{N_{02}-1} A_2^v x(m_1, m_2) - \sum_{k=1}^{N_{01}-1} \sum_{v=0}^{N_{02}-1} A_1^k A_2^v x(m_1 - k, m_2 - v) + A_1 A_2 N_{01} N_{02} y(m_1, m_2). \quad (11)$$

Таким образом, мы получили алгоритм восстановления изображения. Значение регуляризирующих параметров A_1 и A_2 подбирается экспериментально: чем ближе оно к единице, тем выше точность, но больше время переходного процесса по соответствующим пространственным составляющим.

Для апробации алгоритма было взято тестовое изображение из КСВН, имеющее 1024 градации серого. Был выполнен смаз изображения вдоль горизонтальной и вертикальной оси на 3 пикселя, после чего предприняты попытки восстановления по алгоритму (12) с различными значениями регуляризирующих параметров A_1 и A_2 . Наилучшие результаты были получены при значениях A_1 и A_2 , близких к 1. Так, на рисунке показаны фрагменты строки исходного и восстановленного (пунктирная линия) изображений в устоявшемся режиме с значением $A_1 = 0,9$ и $A_2 = 0,9$. Относительная среднеквадратическая погрешность восстановления вычислялась по формуле $\Delta = \|x - \bar{x}\| / \|x\|$ и составила 0,0271.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Егошкин Н.А., Еремеев В.В.* Коррекция смаза изображений в системах космического наблюдения земли // Цифровая обработка сигналов. – 2010. – № 4.
2. *Батищев В.И., Волков И.И., Золин А.Г.* Синтез фильтров для восстановления смазанных изображений с использованием методов регуляризации // Проблемы управления и моделирования в сложных системах (ПУМСС-2013): Труды XV Международной конференции, ИПУСС РАН, Самара, 2013.
3. *Кузнецов П.К., Семавин В.И., Солодуха А.А.* Алгоритм компенсации скорости смаза изображения подстилающей поверхности, получаемого при наблюдении Земли из космоса // Вестник Самарского государственного технического университета. Сер. Технические науки – 2005. – № 37. – С. 150-157.

Статья поступила в редакцию 2 июня 2013 г.

SYNTHESIS OF FIR DIGITAL FILTERS FOR SOLVING SIGNAL RECONSTRUCTION USING CRITERIA OF MOMENTS

I.I. Volkov, A.G. Zolin

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

The method of two-dimensional inverse digital filters for solving inverse problems of image reconstruction based on an approximation approach with regularizing parameters.

Keywords: *image reconstruction, FIR filter, the weight function, the inverse filter.*

*Igor I. Volkov (Ph.D. (Techn.)), Associate Professor.
Aleksey G. Zolin (Ph.D. (Techn.)), Associate Professor.*

МЕТОД ОЦЕНКИ ИНТЕНСИВНОСТИ ОБРАЗОВАНИЯ ВТОРИЧНОГО СЕРОВОДОРОДА ПРИ НАГРЕВЕ НЕФТИ В ПЕЧАХ*

Л.Г. Григорян, С.Б. Коньгин, М.С. Аграфенин

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

Рассмотрены вопросы разложения компонентов нефти при ее нагреве в печах с образованием вторичного сероводорода. Предложен метод оценки интенсивности данного процесса.

Ключевые слова: *нагрев нефти в печах, вторичный сероводород.*

Одной из проблем, возникающих при нагреве нефти в технологических печах, является возможность термического разложения серосодержащих углеводородов с образованием вторичного сероводорода. Эта проблема весьма актуальна для установок подготовки нефти, где происходит доведение содержания сероводорода в нефти до нормативных требований.

Как правило, температура нагрева нефти в печах выбирается таким образом, чтобы исключить появление вторичного сероводорода. Однако авторами работы описывается возможность его образования в тепловом пограничном слое на внутренней поверхности труб змеевика, где локальная температура может быть существенно выше средней по потоку.

Для оценки интенсивности образования вторичного сероводорода была разработана модель данного процесса, учитывающая тепловой и гидродинамический аспекты проблемы. Для проведения оценки необходима экспериментальная зависимость содержания серы в рассматриваемой нефти от ее температуры $x(T)$.

В рамках теплового аспекта проблемы на основании двухслойной модели теплового пограничного слоя было построено распределение температуры нефти в зависимости от расстояния y от внутренней стенки печной трубы радиуса R [1]

$$T(y) = \begin{cases} T_R + \frac{q}{\gamma \alpha \rho c_p u_0} (\ln y - \ln R), & y \geq \delta_T, \\ T_R + \frac{q}{\alpha_{вн}} - \frac{q y}{\rho c_p R \Gamma}, & y < \delta_T, \end{cases} \quad (1)$$

где T_R – температура нефти на оси трубы (средняя температура потока);
 q – теплонапряженность змеевика печи;
 ρ – плотность нефти;
 c_p – теплоемкость нефти;
 $\alpha_{вн}$ – внутренний коэффициент теплоотдачи;

* Исследование выполнено при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации, контракт 14.В37.21.0304.

Леон Гайкович Григорян (д.т.н.), профессор кафедры «Машины и аппараты химических производств».

Сергей Борисович Коньгин (д.т.н.), заведующий кафедрой «Машины и аппараты химических производств».

Максим Сергеевич Аграфенин, аспирант.

δ_T – толщина теплового подслоя, равная [1]

$$\delta_T = b \frac{\text{Pr}}{u_0}; \quad (2)$$

u_0 – характерная скорость турбулентных пульсаций, равная [1]

$$u_0 = \sqrt{\frac{\tau}{\rho}}; \quad (3)$$

τ – напряжение трения, вычисляемое по эмпирическим данным [2].

Значения постоянных коэффициентов, фигурирующих в уравнениях (1) и (2), равны $\alpha = 0,4$, $\gamma = 1,2$, $b = 11,7$ [1].

Будем считать, что процесс разложения соединений в каждой точке потока на выходе из печи достигает своего равновесного значения. Тогда расход вторичного сероводорода на выходе из печи, образовавшегося в слое с координатой y , будет равен

$$dG_{H_2S} = dG[x(T_{ex}) - x(T(y))] \frac{M_{H_2S}}{M_S}, \quad (4)$$

где dG – расход нефти в слое с координатой y ;

T_{ex} – температура нефти на входе в печь;

M_{H_2S} , M_S – молекулярные массы сероводорода и серы соответственно.

Массовый расход нефти в элементарном кольцевом слое потока с координатой y будет равен

$$dG = 2\pi r u(y)(R - y) dy. \quad (5)$$

В рамках гидродинамического аспекта проблемы с использованием трехслойной модели было построено распределение скоростей нефти $u(y)$ в пограничном слое на внутренней стороне печного змеевика [1, 3]

$$u(y) = \begin{cases} u_0 y^*, & 0 \leq y^* \leq 5, \\ u_0 [10 \arctg(0,1 y^*) + 1,2], & 5 \leq y^* \leq 30, \\ u_0 (5,5 + 2,5 \ln y^*) & y^* > 30, \end{cases} \quad (6)$$

где y^* – безразмерное расстояние от поверхности трубы, определяемое как

$$y^* = y \frac{\sqrt{\rho \tau}}{\mu}; \quad (7)$$

μ – динамическая вязкость нефти.

Распределение скоростей (6) позволяет определить локальные расходы жидкости в зависимости от расстояния от поверхности трубы. Интегрирование расхода (4) по полному сечению трубы с учетом теплового (1) и гидродинамического (6) факторов позволяет определить общий расход вторичного сероводорода на выходе из печного змеевика

$$G_{H_2S} = 2\pi r \frac{M_{H_2S}}{M_S} \int_0^R u(y)(R - y)[x(T_{ex}) - x(T(y))] dy. \quad (8)$$

Конечным результатом данной работы является теоретическая методика, позволяющая провести оценку количества образовавшегося вторичного сероводорода в зависимости от свойств нефти и режима ее нагрева в печи. Для дальнейшего развития предложенного подхода и его практического использования необходимо проведение экспериментальных исследований, посвященных анализу снижения количества серы в нефти при ее нагреве и объемов образовавшегося сероводорода.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Левич В.Г.* Физико-химическая гидродинамика. – М.: Государственное издательство физико-математической литературы, 1959. – 700 с.: ил.
2. *Идельчик И.Е.* Справочник по гидравлическим сопротивлениям. – М.: Машиностроение, 1992. – 672 с.: ил.
3. *Кэйс В.М.* Конвективный тепло- и массообмен. – М: Энергия, 1972. – 448 с.: ил.

Статья поступила в редакцию 2 июня 2013 г.

METHOD OF ASSESSMENT OF HYDROGEN SULPHIDE FORMATION INTENSITY IN THE FURNACES FOR OIL HEATING

L.G. Grigoryan, S.B. Konygin, M.S. Agrafenin

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

Questions of oil components breakdown and hydrogen sulphide formation in the furnaces are described. Method of assessment of the process intensity is offered.

Keywords: *oil heating in the furnaces, hydrogen sulphide formation.*

Leon G. Grigoryan (Dr. Sci. (Tech.)), Professor of the Machines and Apparatus of Chemical Manufactures Department.

Sergey B. Konygin (Dr. Sci. (Techn.)), Head of the Machines and Apparatus of Chemical Manufactures Department.

Maksim S. Agrafenin, postgraduate student.

ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПО МГНОВЕННЫМ ЗНАЧЕНИЯМ СИГНАЛОВ, РАЗДЕЛЕННЫХ ВО ВРЕМЕНИ И ПРОСТРАНСТВЕ

А.О. Лычев

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

Проводится анализ погрешностей метода измерения интегральных характеристик с использованием пространственного и временного разделения мгновенных значений гармонических сигналов. Полученные результаты позволяют выбирать оптимальные параметры измерительного процесса для обеспечения наименьшей погрешности.

Ключевые слова: интегральные характеристики, гармонический сигнал, мгновенные значения, погрешность.

Широкое распространение получили методы измерения интегральных характеристик гармонических сигналов (ИХГС), основанные на формировании дополнительных сигналов, сдвинутых по фазе относительно входных [1]. Однако подобным методам [2] присуща погрешность фазосдвигающих блоков (ФСБ), обусловленная тем, что при изменении частоты входного сигнала ФСБ производят сдвиг сигнала на угол, отличный от заданного.

Исключить влияние частотной погрешности ФСБ и погрешности из-за неидентичности измерительных каналов позволяет предложенный в [3] метод измерения ИХГС, основанный на сравнении только входного и сдвинутого относительно него на произвольный угол $\Delta\alpha$ дополнительного сигнала напряжения.

В соответствии с данным методом в момент равенства входного и дополнительного сигналов напряжения одновременно измеряют мгновенные значения входного сигнала напряжения и сигнала тока; через произвольный интервал времени Δt измеряют мгновенные значения входного и дополнительного сигналов напряжения и сигнала тока и определяют ИХГС по измеренным значениям.

Временные диаграммы, поясняющие метод, приведены на рисунке.

Для входных сигналов напряжения $u_1(t) = U_m \sin \omega t$ и тока $i_1(t) = I_m \sin(\omega t + \varphi)$ и дополнительного сигнала напряжения $u_2(t) = U_m \sin(\omega t + \Delta\alpha)$ выражения для мгновенных значений в соответствующие моменты времени имеют вид

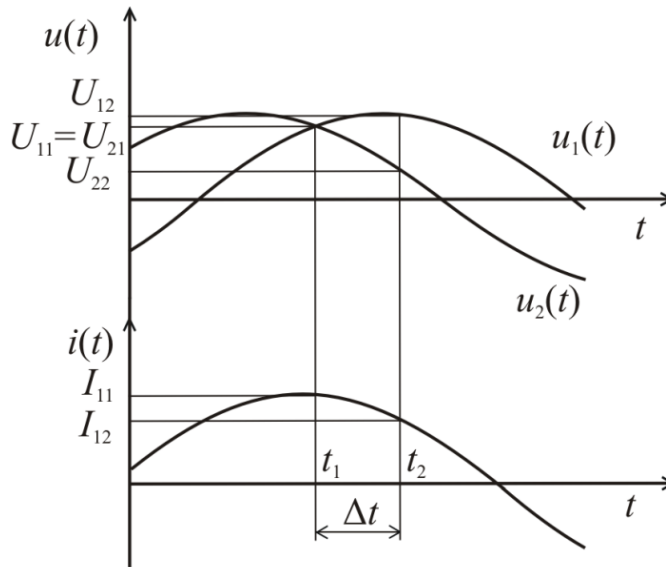
$$U_{21} = U_m \cos \frac{\Delta\alpha}{2}; \quad I_{11} = I_m \cos \left(\varphi - \frac{\Delta\alpha}{2} \right);$$

$$U_{12} = U_m \cos \left(\omega\Delta t - \frac{\Delta\alpha}{2} \right); \quad U_{22} = U_m \cos \left(\omega\Delta t + \frac{\Delta\alpha}{2} \right);$$

$$I_{12} = I_m \cos \left(\varphi - \frac{\Delta\alpha}{2} + \omega\Delta t \right),$$

где U_m , I_m – амплитудные значения сигналов напряжения и тока; $\Delta\alpha$ – угол сдвига дополнительного сигнала напряжения относительно основного сигнала; ω – угловая

частота входного сигнала; φ – угол сдвига фаз между входными сигналами напряжения и тока.



Временные диаграммы, поясняющие метод

Используя выражения для мгновенных значений сигналов, можно определить основные ИХГС:

– среднеквадратические значения (СКЗ) напряжения и тока

$$U_{СКЗ} = \sqrt{\frac{2U_{21}^2(U_{21}^2 - U_{12}U_{22})}{4U_{21}^2 - (U_{22} + U_{12})^2}}; \quad (1)$$

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

– активная (АМ) и реактивная (РМ) мощности

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

$$Q = \frac{U_{21}(U_{12}I_{11} - U_{21}I_{12})}{\sqrt{4U_{21}^2 - (U_{22} + U_{12})^2}}. \quad (4)$$

Рассматриваемый метод предназначен для определения интегральных характеристик сигналов с гармоническими моделями. При наличии в сигналах высших гармоник неизбежно возникает погрешность.

Проведем оценку методической погрешности, обусловленной отклонением реального сигнала от гармонической модели. Для этого используем предложенную в [1] методику оценки погрешности результата измерения интегральной характеристики как функции, аргументы которой заданы приближенно с погрешностью, соответствующей отклонению модели от реального сигнала. Как известно, погрешность

вычисления значения какой-либо функции, аргументы которой заданы приближенно, может быть оценена с помощью дифференциала этой функции.

Пусть предельные абсолютные погрешности аргументов соответствуют наибольшему отклонению модели от реальных сигналов. В этом случае предельные значения абсолютных погрешностей определения ИХГС в соответствии с (1) – (4) определяются следующими выражениями:

$$\Delta U_{CK3} = \left[\left| \frac{\partial U_{CK3}}{\partial U_{21}} \right| + \left| \frac{\partial U_{CK3}}{\partial U_{12}} \right| + \left| \frac{\partial U_{CK3}}{\partial U_{22}} \right| \right] \Delta U_{\max}; \quad (5)$$

$$\Delta I_{CK3} = \left[\left| \frac{\partial I_{CK3}}{\partial U_{21}} \right| + \left| \frac{\partial I_{CK3}}{\partial U_{12}} \right| + \left| \frac{\partial I_{CK3}}{\partial U_{22}} \right| \right] \Delta U_{\max} + \left[\left| \frac{\partial I_{CK3}}{\partial I_{11}} \right| + \left| \frac{\partial I_{CK3}}{\partial I_{12}} \right| \right] \Delta I_{\max}; \quad (6)$$

$$\Delta P = \left[\left| \frac{\partial P}{\partial U_{21}} \right| + \left| \frac{\partial P}{\partial U_{12}} \right| + \left| \frac{\partial P}{\partial U_{22}} \right| \right] \Delta U_{\max} + \left[\left| \frac{\partial P}{\partial I_{11}} \right| + \left| \frac{\partial P}{\partial I_{12}} \right| \right] \Delta I_{\max}; \quad (7)$$

$$\Delta Q = \left[\left| \frac{\partial Q}{\partial U_{21}} \right| + \left| \frac{\partial Q}{\partial U_{12}} \right| + \left| \frac{\partial Q}{\partial U_{22}} \right| \right] \Delta U_{\max} + \left[\left| \frac{\partial Q}{\partial I_{11}} \right| + \left| \frac{\partial Q}{\partial I_{12}} \right| \right] \Delta I_{\max}, \quad (8)$$

где $\Delta U_{\max} = U_{1m} \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}$, $\Delta I_{\max} = I_{1m} \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}$ – предельные абсолютные погрешности аргументов, соответствующие наибольшим отклонениям моделей от реальных сигналов, где h_{uk} и h_{ik} – коэффициенты k -тых гармоник напряжения и тока; U_{1m} и I_{1m} – амплитуды первых гармоник сигналов.

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

$$\begin{aligned} \delta_{U_{CK3}} &= \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}}{4 \left| \cos \frac{\Delta\alpha}{2} \right| \left| \sin \omega\Delta t \right|^2 \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}^2}} \left[\left| \cos \omega\Delta t - \cos(\Delta\alpha - \omega\Delta t) \right| + \right. \\ &\quad \left. + 2 \left| \cos \Delta\alpha - \cos 2\omega\Delta t \right| + \left| \cos(\Delta\alpha + \omega\Delta t) - \cos \omega\Delta t \right| \right]; \\ \delta_{I_{CK3}} &= \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}}{4 \left| \cos \frac{\Delta\alpha}{2} \right|^3 \left| \sin \omega\Delta t \right|^2 \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^2}} \left[\left| \sin(\varphi - \Delta\alpha) + \sin \varphi \right| \times \left(\left| \sin(\varphi - \Delta\alpha + \omega\Delta t) + \sin(\varphi + \omega\Delta t) \right| + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + 0.5 \left| \sin(\varphi - \Delta\alpha + 2\omega\Delta t) + \sin(\varphi - \Delta\alpha) + \sin(\varphi + 2\omega\Delta t) + \sin \varphi \right| \right) \right] + \\ &\quad + \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}}{2 \left| \cos \frac{\Delta\alpha}{2} \right| \left| \sin \omega\Delta t \right| \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^2}} \left[\left| \sin(\varphi - \Delta\alpha) + \sin \varphi \right| + \left| \sin(\varphi - \Delta\alpha + \omega\Delta t) + \sin(\varphi + \omega\Delta t) \right| \right]; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\gamma_P = & \left[\cos(\varphi - \Delta\alpha - \omega\Delta t) + \cos(\varphi - \Delta\alpha + \omega\Delta t) - 2\cos(\varphi + \omega\Delta t) \right] + \\
& + \left| \cos(\varphi - 2\omega\Delta t) - 3\cos(\varphi - \Delta\alpha) - \cos(\varphi - \Delta\alpha + 2\omega\Delta t) + 2\cos(\varphi + 2\omega\Delta t) + \cos\varphi \right| + \\
& + \left| \cos(\varphi - \omega\Delta t) - 2\cos(\varphi - \Delta\alpha + \omega\Delta t) + \cos(\varphi + \omega\Delta t) \right| \times \\
& \times \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}}{4 \left| \cos \frac{\Delta\alpha}{2} \right| \left| \sin \omega\Delta t \right|^2 \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}^2} \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^2}} + \\
& + \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}}{\left| \sin \omega\Delta t \right| \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}^2} \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^2}} \left[\left| \cos \left(\omega\Delta t - \frac{\Delta\alpha}{2} \right) \right| + \left| \cos \frac{\Delta\alpha}{2} \right| \right]; \\
\gamma_Q = & \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}}{2 \left| \cos \frac{\Delta\alpha}{2} \right| \left| \sin \omega\Delta t \right|^2 \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}^2} \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^2}} \left[2 \left| \sin \varphi \cos^2 \omega\Delta t + \cos \left(\varphi - \frac{\Delta\alpha}{2} + \omega\Delta t \right) \cos \frac{\Delta\alpha}{2} \sin \omega\Delta t \right| + \right. \\
& + \left. \left| 2 \cos \left(\varphi - \frac{\Delta\alpha}{2} \right) \cos \frac{\Delta\alpha}{2} \sin \omega\Delta t + \cos \omega\Delta t \sin \varphi \right| + \left| \cos \omega\Delta t \sin \varphi \right| \right] + \\
& + \frac{\sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}}{\left| \sin \omega\Delta t \right| \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{uk}^2} \sqrt{1 + \sum_{k=2}^{\infty} h_{ik}^2}} \left[\left| \cos \left(\omega\Delta t - \frac{\Delta\alpha}{2} \right) \right| + \left| \cos \frac{\Delta\alpha}{2} \right| \right].
\end{aligned}$$

Анализ полученных выражений показывает, что относительные погрешности определения СКЗ напряжения и тока и приведенные погрешности определения АМ и РМ зависят от гармонического состава сигналов, угла сдвига фаз между входным и дополнительными сигналами напряжения и интервала времени. Кроме того, погрешности $\delta_{I_{СКЗ}}$, γ_P и γ_Q зависят от угла сдвига фаз между напряжением и током.

Полученные результаты позволяют выбирать области использования метода в зависимости от спектра сигналов и требований по точности измерения, а также подбирать оптимальные параметры измерительного процесса для обеспечения наименьшей погрешности.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Мелентьев В.С., Батищев В.И. Аппроксимационные методы и системы измерения и контроля параметров периодических сигналов. – М.: Физматлит, 2011. – 240 с.
2. Мелентьев В.С., Лычев А.О., Миронов А.А. Синтез методов и систем измерения интегральных

характеристик с использованием ортогональных составляющих гармонических сигналов // Проблемы управления и моделирования в сложных системах: Труды XIV междунар. конф. – Самара: Самар. науч. центр РАН, 2012. – С. 625-633.

3. Мелентьев В.С., Иванов Ю.М., Лычев А.О. Метод измерения интегральных характеристик по мгновенным значениям сигналов, разделенных во времени и пространстве // Измерения: состояние, перспективы развития: тез. докл. междунар. науч.-практ. конф. – Челябинск: Издат. центр ЮУрГУ, 2012. – Т. 1. – С. 169-171.

Статья поступила в редакцию 21 февраля 2013 г.

ERROR ESTIMATION OF METHOD OF INTEGRATED CHARACTERISTICS MEASUREMENT ON INSTANT VALUES OF THE SIGNALS DIVIDED IN TIME AND SPACE

A.O. Lychev

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

The analysis of method errors of integrated characteristics measurement with use of spatial and temporary division of instant values of harmonious signals is carried out. The received results allow choosing optimum parameters of measuring process for providing the least error.

Keywords: *integrated characteristics, harmonic signal, instant values of the signals, error.*

БЕСКОНТАКТНЫЙ СПОСОБ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТИ ЖИДКОСТИ

О.Г. Корганова, В.А. Кузнецов

Самарский государственный технический университет
443076, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

Рассматривается измеритель электропроводности жидкости, точность которого повышена за счет применения тестовых методов повышения точности измерения.

Ключевые слова: электропроводность жидкости, тестовые методы, трансформаторный преобразователь, погружной зонд, микроконтроллер, аддитивная погрешность, мультипликативная погрешность.

В настоящее время актуальным является мониторинг окружающей среды. Одна из задач приборостроения связана с повышением точности измерения параметров при этом мониторинге.

В числе параметров, подлежащих мониторингу, – электропроводность жидкости, которую необходимо измерять с погрешностью не более 0,1 %.

На кафедре «Информационно-измерительная техника» разработан ряд устройств, точность которых повышена путем использования тестовых алгоритмов, реализуемых с помощью микропроцессорных устройств.

Одним из них является измеритель электропроводности жидкости.

Электропроводность жидкости, например морской воды, измеряется с помощью глубоководных зондов с целью определения концентрации солей, растворенных в воде.

Наиболее просто электропроводность жидкости определяется электродным методом, при котором измеряется электрический ток между металлическими электродами, погруженными в жидкость. Однако этот метод имеет большую погрешность измерения, возникающую из-за поляризации электродов, их загрязнения, окисления и растворения вследствие электролиза.

Более эффективным является бесконтактный индукционный метод измерения жидкости с помощью трансформаторного измерительного преобразователя, погруженного в жидкость.

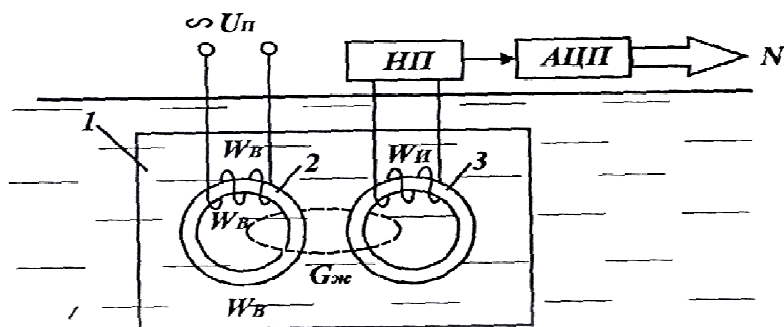
На рис. 1 представлена схема бесконтактного трансформаторного измерительного преобразователя электропроводности жидкости в электрический сигнал.

Погруженный в жидкость зонд 1 содержит первый магнитопровод 2 с обмоткой возбуждения W_B , второй магнитопровод 3 с измерительной обмоткой W_M , нормирующий преобразователь НП и аналого-цифровой преобразователь АЦП.

Магнитопроводы расположены рядом и омываются жидкостью, которая образует короткозамкнутый виток, связывающий оба магнитопровода, как показано пунктиром. Проводимость этого витка $G_{Ж}$ зависит от концентрации солей, растворенных в воде.

Ольга Георгиевна Корганова (к.т.н., доцент), доцент кафедры «Информационно-измерительная техника».

Владимир Андреевич Кузнецов (к.т.н., доцент), доцент кафедры «Информационно-измерительная техника».



Р и с. 1. Схема бесконтактного трансформаторного преобразователя электропроводности жидкости

При подаче напряжения питания в обмотку возбуждения первого магнитопровода в нем возникает магнитный поток, который индуцирует ток в жидкости, окружающей магнитопроводы. Этот ток охватывает магнитопровод и наводит в нем магнитный поток.

Магнитный поток второго магнитопровода индуцирует в измерительной обмотке ЭДС, определяемую выражением

$$E = k_T \cdot G_{Ж},$$

где k_T – коэффициент преобразования трансформаторного преобразователя;

$G_{Ж}$ – электропроводность жидкости.

Эта ЭДС усиливается и преобразуется нормирующим преобразователем НП в сигнал, удобный для передачи в аналого-цифровой преобразователь, а на выходе АЦП формируется в код, определяемый выражением

$$N = kG_{Ж} + \Delta_a, \quad (1)$$

где k – коэффициент преобразования всего измерительного канала;

Δ_a – аддитивная погрешность.

Нестабильность коэффициента k , наличие погрешности Δ_a приводят к снижению точности измерения электропроводности жидкости.

Повышение точности измерения параметра $G_{Ж}$ достигается применением тестовых методов повышения точности.

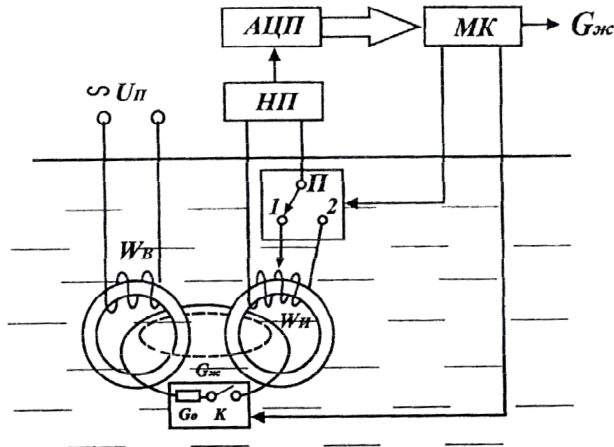
На рис. 2 представлена схема устройства для измерения электропроводности жидкости с применением тестовых методов повышения точности измерения.

По сравнению со схемой устройства, приведенной на рис. 1, в эту схему дополнительно введены проводник, охватывающий оба магнитопровода, с образцовым резистором проводимостью G_0 и ключом K , дополнительная секция в измерительной обмотке $W_{И}$, переключатель Π на два положения и микроконтроллер МК.

Измерения электропроводности жидкости проводится в три такта.

В первом такте ключ K разомкнут, переключатель Π находится в положении 1. На вход микроконтроллера поступает код N_1 , определяемый выражением (1).

Полученное значение кода N_1 вводится в память микроконтроллера.



Р и с. 2. Схема устройства для измерения электропроводности жидкости с применением тестовых методов повышения точности измерения

Во втором такте формируется аддитивный тест, при этом ключ K замкнут, а переключатель Π находится в первом положении.

На вход микроконтроллера поступает код, определяемый выражением

$$N_2 = k(G_{\text{Ж}} + G_0) + \Delta_a,$$

где G_0 – проводимость образцового резистора. Значение кода N_2 вводится в память микроконтроллера.

В качестве образующего резистора выбирается высокостабильный резистор, выпускаемый промышленностью, с классом точности 0,01 % и малым значением ТКС.

В третьем такте формируется мультипликативный тест, при этом ключ K разомкнут, а переключатель Π переводится в положение 2.

Результат третьего измерения:

$$N_3 = kk_0 G_{\text{Ж}} + \Delta_a,$$

где k_0 – мультипликативное приращение коэффициента преобразования трансформаторного преобразователя, определяемое числом дополнительных витков измерительной обмотки.

Значения параметров G_0 и k_0 заранее измеряются с высокой точностью и вводятся в память микроконтроллера.

Результаты трех полученных измерений обрабатываются микроконтроллером по алгоритму:

$$\begin{aligned} N_2 - N_1 &= kG_0; \\ N_3 - N_1 &= kG_{\text{Ж}}(k_0 - 1); \\ \frac{N_3 - N_1}{N_2 - N_1} &= \frac{G_{\text{Ж}}(k_0 - 1)}{G_0}. \end{aligned}$$

Из последнего выражения определяется проводимость жидкости:

$$G_{\text{Ж}} = \frac{N_3 - N_1}{N_2 - N_1} \cdot \frac{G_0}{k_0 - 1}.$$

Таким образом, тестовые алгоритмы повышения точности измерения позволяют полностью исключить погрешности, связанные с нестабильностью коэффициента преобразования измерительного канала и наличием аддитивной погрешности.

Нестабильность напряжения питания U_{II} приводит к изменению коэффициента преобразования k всего измерительного канала. Тестовые методы полностью исключают влияние этого коэффициента на алгоритм измерения, а следовательно, исключается погрешность из-за нестабильности напряжения питания.

Точность измерения теперь зависит от погрешности задания проводимости G_0 образцового резистора, погрешности установки мультипликативного приращения k_0 коэффициента преобразования трансформаторного преобразователя и погрешности вычислительных операций.

Тестовые методы эффективны и при нелинейной функции преобразователя измерительного канала, позволяя ограничиться только двумя тестами. Аддитивный и мультипликативный тесты связаны с измеряемой величиной, которая автоматически транспонирует эти тесты в зону рабочего участка нелинейной функции преобразования, а сами тесты позволяют осуществлять линейную интерполяцию в этой зоне.

Еще одно преимущество тестовых методов связано с отсутствием необходимости предварительной калибровки измерительного канала. Эта калибровка производится автоматически в процессе трех тактов измерения, когда формируются аддитивный и мультипликативный тесты.

Практическая реализация тестовых методов показала, что при их применении точность измерения возрастает в десятки раз.

Статья поступила в редакцию 21 февраля 2013 г.

NON-CONTACT METHOD OF THE LIQUID CONDUCTIVITY MEASURING WITH THE ACCURACY INCREASING

O.G. Korganova, V.A. Kuznetsov

Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaja st., Samara, 443100

Fluid conductivity sensor is considered. The error of sensor is reduced through the use of test methods to improve the accuracy of measurement.

Keywords: *Fluid conductivity, test methods, converter transformer, immersion sensor, micro-controller, adaptive error, multiplicative error.*

*Olga G. Korganova (Ph.D.(Techn)), Associate professor.
Vladimir A. Kuznetsov (Ph.D.(Techn)), Associate professor.*

ВЛИЯНИЕ ФЛУКТУАЦИЙ ТЕМПЕРАТУРЫ РАСПЛАВА ПОЛИМЕРА НА ВЫХОДЕ ЭКСТРУДЕРА НА ФОРМИРОВАНИЕ ЭКСПЛУАТАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ КАБЕЛЕЙ СВЯЗИ*

А.С. Нечаев, В.Н. Митрошин

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

Произведен анализ зависимостей эксплуатационных показателей качества коаксиального и LAN-кабелей от коэффициента пористости при наложении на токопроводящую жилу химически вспененной изоляции. Была определена зависимость между временем пребывания полимера в зоне дозирования и его температурой для обеспечения 90%-го разложения порофора, на основании чего были получены численные значения изменения волнового сопротивления и коэффициента отражения отдельных марок кабелей при колебаниях температуры расплава на выходе экструдера в пределах $160 \pm 0,5$ °С.

Ключевые слова: температура расплава полимера, пористость изоляции, коаксиальный кабель, LAN-кабель, волновое сопротивление, коэффициент отражения.

Температура расплава полимера на выходе экструдера, формируемая в зоне дозирования, является одним из основных параметров, влияющих на формирование контролируемых в течение технологического процесса параметров изоляции. К контролируемым величинам относятся диаметр и погонная емкость изолированной токопроводящей жилы, которые определяют эксплуатационные показатели качества кабеля как канала связи.

Одним из основных эксплуатационных параметров кабелей связи является волновое сопротивление, которое, например, для коаксиального (Z_{BK}) и LAN-кабеля (Z_{BLAN}) определяется соответственно формулами [1, 2]

$$Z_{BK} = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_3}} \ln \frac{D}{d}; \quad (1)$$

$$Z_{BLAN} = \sqrt{\frac{\mu Q(k_m r) [D(\epsilon_3 + 1) + d(\epsilon_3 - 1)] \ln \left(\sqrt{\frac{D^2 - d^2}{d^2}} + \frac{D}{d} \right)}{2\pi \epsilon_0 \epsilon_3 D}}, \quad (2)$$

где L – погонная индуктивность кабеля;
 C – погонная емкость кабеля;
 ϵ_3 – эквивалентная диэлектрическая проницаемость изоляции;
 D – диаметр изоляции кабеля, для LAN-кабеля диаметры каждой изолированной жилы витой пары принимаются равными;
 d – диаметр токопроводящей жилы кабеля, для LAN-кабеля диаметры каждой жилы также принимаются равными;
 μ – магнитная проницаемость изоляции;

* Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проекты №11-08-01171-а и №12-08-00277-а).

Александр Сергеевич Нечаев, аспирант.

Владимир Николаевич Митрошин (д.т.н.), заведующий кафедрой «Автоматика и управление в технических системах».

$Q(k_m r)$ – функционал, определяемый коэффициентом вихревых токов k_m и радиусом проводников r ;

$\varepsilon_0 = 10^{-9}/36\pi$ – электрическая постоянная.

Из (1) и (2) видно, что волновые сопротивления кабелей зависят от диаметра изоляции и ее эквивалентной диэлектрической проницаемости. Из источников [1, 3] известно, что диаметр изоляции зависит от параметров технологического процесса следующим образом:

$$D = \sqrt{\frac{4h\varpi\bar{D}N \cos \varphi}{V} + d^2}. \quad (3)$$

Здесь h – глубина канала экструдера в зоне дозирования;

ϖ – ширина канала шнека в зоне дозирования;

\bar{D} – внутренний диаметр цилиндра экструдера;

N – число оборотов шнека в минуту;

φ – угол захода червяка цилиндра экструдера в зоне дозирования;

V – скорость протяжки токопроводящей жилы через формирующее устройство экструдера.

Эквивалентная проницаемость изоляции определяется материалом изолирования, в частности диэлектрической проницаемостью полимера, а также степенью пористости изоляции, если изолирование производится вспененным полимером:

$$\varepsilon_{nn} = \varepsilon_n \frac{1 + 2\varepsilon_n + 2(1 - \varepsilon_n)\delta}{1 + 2\varepsilon_n - (1 - \varepsilon_n)\delta}, \quad (4)$$

где ε_{nn} – диэлектрическая эквивалентная проницаемость пенопластовой изоляции;

ε_n – диэлектрическая проницаемость полимера;

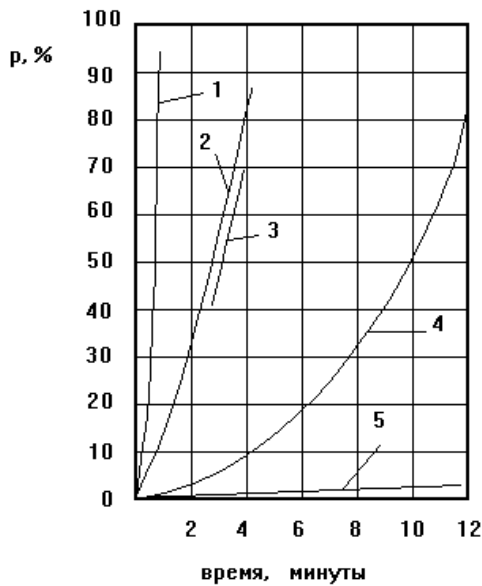
δ – коэффициент пористости изоляции, причем если вспенивание полимера происходит с помощью добавления в него гранул специального реагента (химическое вспенивание), газообразование которого напрямую зависит от температуры его нагрева, то, следовательно, управляя температурой расплава полимера на выходе зоны дозирования, можно регулировать эквивалентную диэлектрическую проницаемость изоляции.

При наложении на токопроводящую жилу химически вспененной изоляции считается, что порообразование в экструдере быть не должно, газ в расплаве полимера должен находиться в растворенном состоянии и часть газообразователя (порофора) (5÷10 %) должна оставаться неразложившейся до матрицы в кабельной головке [4]. В [4] приведен график зависимости процента разложения порофора p от температуры и времени нахождения в экструдере (рис. 1). На основании этого авторами получена зависимость времени пребывания порофора для обеспечения 90%-го разложения на выходе из зоны дозирования от изменения температуры полимера (рис. 2).

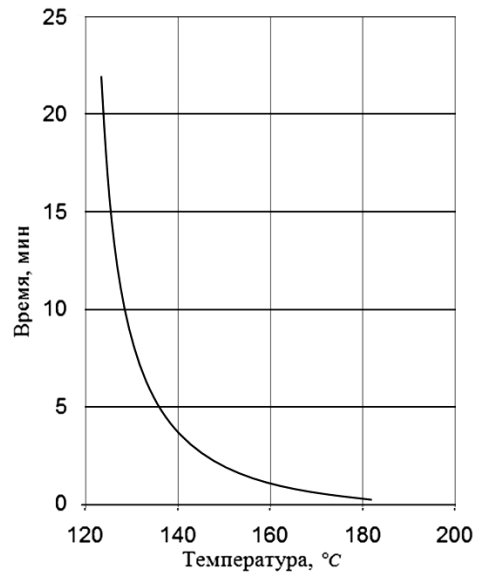
Учитывая (4) в (1) и (2), получаем зависимости волновых сопротивлений кабелей от степени пористости:

$$Z_{Bк}(\delta) = 60 \cdot \left[\varepsilon_n \cdot \frac{1 + 2\varepsilon_n + 2(1 - \varepsilon_n)\delta}{1 - 2\varepsilon_n - (1 - \varepsilon_n)\delta} \right]^{-1/2} \ln \frac{D}{d}, \quad (5)$$

$$Z_{BLAN}(\delta) = \left\{ \mu Q(k_m r) \left\{ D \left[2\varepsilon_n^2 + 3\varepsilon_n + (2\varepsilon_n - 1)(1 - \varepsilon_n)\delta + 1 \right] + \right. \right. \\ \left. \left. + d \left[2\varepsilon_n^2 - 3\varepsilon_n + (2\varepsilon_n + 1)(1 - \varepsilon_n)\delta - 1 \right] \right\} \ln \left(\sqrt{(D^2 - d^2)/d^2} + D/d \right) \right\}^{1/2} \times \quad (6) \\ \times \left\{ 2\pi\varepsilon_0 D \left[2\varepsilon_n^2 + \varepsilon_n + 2\varepsilon_n(1 - \varepsilon_n)\delta \right] \right\}^{-1/2}.$$



Р и с. 1. Величина разложения порофора в экструдере в зависимости от времени пребывания и температуры, °С: 1 – 180; 2 – 160; 3 – 158; 4 – 140; 5 – 120



Р и с. 2. Зависимость времени пребывания расплава полимера в зоне дозирования экструдера от изменения его температуры для получения 90%-го разложения порофора

Имея данные соотношения, а также задавшись требованиями государственных стандартов к волновому сопротивлению кабелей связи [5, 6], авторы определили, что для выполнения условий ГОСТ для коаксиального кабеля марки РК 75-24-18 ($Z_{BK} = 75 \pm 3 \text{ Ом}$) и для LAN-кабеля марки КССПВ ($Z_{BLAN} = 100 \pm 15 \text{ Ом}$) степень пористости изоляции коаксиального кабеля должна быть равна $53 \pm 4 \%$ при отношении $D/d = 6$ (характерно для радиочастотного коаксиального кабеля марки РК 75-24-18), а для LAN-кабеля $\delta = 68 \pm 6,5\%$ при отношении диаметра изоляции одной жилы к диаметру ее проводника, равном 1,8 (характерно для LAN-кабеля марки КССПВ категории 5е). Авторами было определено, что данные границы степени пористости для изоляции из полиэтилена высокого давления (низкой плотности) соответствуют максимально допустимым колебаниям температуры на выходе экструдера для коаксиального кабеля в пределах $160 \pm 3,2 \text{ °С}$, для витой пары – $160 \pm 5,5 \text{ °С}$.

В работе [7] авторами была разработана автоматическая система распределенного управления температурой расплава полимера в зоне дозирования одночервячного экструдера как объектом с распределенными параметрами. Численное моделирование показало, что данная система обеспечивает отклонение температуры расплава полимера при наличии внешних возмущающих воздействий, обычно имеющих ме-

сто при работе технологического оборудования, в пределах $160 \pm 0,5$ °С. Было определено, что при таких изменениях температуры расплава полимера степень пористости изоляции для коаксиального и LAN-кабелей будет соответственно равна $53 \pm 0,6$ и $68 \pm 0,9$ %. Согласно формулам (5) и (6), волновые сопротивления кабелей будут равны $Z_{BK} = 75 \pm 0,15$ Ом и $Z_{BLAN} = 100 \pm 1,26$ Ом.

Согласно источникам [1, 2], одним из основных показателей качества кабеля как канала связи является коэффициент отражения, зависящий от волнового сопротивления и для коаксиального кабеля выражающийся следующей формулой:

$$\Gamma_{\text{ex}} = \frac{1}{2Z_0} \int_0^l \frac{dZ_{BK}(x)}{dx} \exp(-2\gamma x) dx. \quad (7)$$

Здесь Z_0 – номинальное значение волнового сопротивления коаксиального кабеля;

l – длина кабеля;

γ – коэффициент распространения электромагнитной волны по кабелю;

x – осевая координата по длине кабеля;

$dZ_{BK}(x)/dx$ – отклонение волнового сопротивления в месте неоднородности от номинального волнового сопротивления коаксиального кабеля.

Коэффициент отражения кабеля определяет верхнюю частоту спектра передаваемого сигнала, которая численно может быть выявлена из условия $\Gamma_{\text{ex}} \leq 1,25/\sqrt{f_{\text{max}}}$, где f_{max} есть верхняя частота спектра сигнала. С использованием этого выражения была найдена максимальная частота спектра передаваемого сигнала для коаксиального кабеля марки РК 75-24-18 при волновом сопротивлении 75 ± 3 Ом и $75 \pm 0,15$ Ом. В первом случае верхняя частота спектра передаваемого сигнала не может превышать 1,57 ГГц; во втором случае – $f_{\text{max}} = 2,06$ ГГц.

Кроме указанного выше, температура полимера также влияет на его вязкость, которая определяет «прилипаемость» полимера к токопроводящей жиле. При отслоении изоляции от жилы эксплуатационные характеристики кабеля существенно меняются от номинальных [2], что приводит к возникновению ошибок при передаче высокочастотного сигнала.

Полученные результаты свидетельствуют о том, что разработанная автоматическая система распределенного управления температурой расплава полимера в зоне дозирования одночервячного экструдера как объектом с распределенными параметрами позволяет существенно улучшить электрические характеристики кабелей связи с пенопластовой изоляцией, полученной с помощью химического вспенивания полимера в процессе его переработки.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Ефимов И.Е., Останкович Г.А. Радиочастотные линии передачи. Радиочастотные кабели. Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Связь, 1977. – 408 с.
2. Гальперович Д.Я., Павлов А.А., Хренков Н.Н. Радиочастотные кабели. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 256 с.
3. Чостковский Б.К. Алгоритмизация комбинированного управления и контроля экструзии кабельной изоляции // Вестник Самарского государственного технического университета. Сер. Технические науки. – 2005. – № 37. – С. 70-73.
4. Раувендаль К. Экструзия полимеров / Пер. с англ. под ред. А.Я. Малкина. – СПб.: Профессия, 2008. – 768 с.
5. ГОСТ 11326.85–79. Кабель радиочастотный марки РК 75-24-18. Технические условия. Дата изд. 01.05.2004. Дата переизд. 19.07.2010. – 7 с.

6. ГОСТ Р 53246–2008. Системы кабельные структурированные. Дата введения 25.12.2008. – 121 с.
7. *Нечаев А.С., Митрошин В.Н.* Структурное и численное моделирование распределенного управления температурой расплава полимера в зоне дозирования одночервячного экструдера // Вестник Самарского государственного технического университета. Сер. Технические науки. – 2013. – № 2 (38). – С. 26-32.

Статья поступила в редакцию 17 июля 2013 г.

EFFECT OF TEMPERATURE FLUCTUATIONS OF THE POLYMER MELT AT EXTRUDER OUTLET PERFORMANCE ON THE FORMATION OF CABLES

A.S. Nechaev, V.N. Mitroshin

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

The work was carried dependency analysis of operating characteristics and the quality of the coaxial cable from the LAN-void ratio when applied to the phase conductor is chemically foamed insulation. Was determined relationship between the residence time of the polymer in the metering and temperatures for decomposition of 90% blowing agent, based on which numerical values obtained impedance changes and the reflectivity of individual brands of cables due to temperature fluctuations in the melt within the extruder outlet $160 \pm 0,5$ °C .

Keywords: *The polymer melt temperature, porosity insulation, coaxial cables, LAN-cable, impedance, the reflection coefficient.*

ПРАВИЛА ДЛЯ АВТОРОВ

Представленная в журнал работа **должна обязательно содержать новые научные результаты**, нигде ранее не публиковавшиеся и не представленные к публикации в других изданиях.

В журнале предполагается публикация статей объемом до 7 страниц (включая рисунки и таблицы), а также кратких сообщений по соответствующим разделам (объем 2-4 стр. вместе с рисунками и таблицами).

В приоритетном порядке будут рассматриваться материалы докторских и кандидатских диссертаций. Аспирантские работы рекомендуется представлять в форме кратких сообщений.

Требования к оформлению статей находятся на сайте университета

www.samgtu.ru → Наука → Вестник СамГТУ → Серия «Технические науки».

К статье прилагаются:

- экспертное заключение;
- авторская справка;
- лицензионный договор передачи авторского права на публикацию;
- акт приема-передачи к договору;
- направление от организации (если авторы не работают в СамГТУ).

Статьи, не удовлетворяющие указанным правилам оформления, будут возвращены авторам без рассмотрения.

Статьи и краткие сообщения передаются ответственному секретарю серии «Технические науки» И.Г. Минаковой (443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244, корп. 8, комн. 519).

Справки по телефонам:

337 07 00 – Эдгар Яковлевич Рапопорт

337 03 42 – Ирина Григорьевна Минакова (e-mail: vest_teh@samgtu.ru)

Редколлегия журнала