

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ

**ЮЖНО-РОССИЙСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
(НОВОЧЕРКАССКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ)**

**ТЕОРИЯ, МЕТОДЫ И СРЕДСТВА
ИЗМЕРЕНИЙ, КОНТРОЛЯ
И ДИАГНОСТИКИ**

*Материалы
VIII Международной научно-практической
конференции*

*28 сентября 2007 года
г. Новочеркасск*

Новочеркасск
ЮРГТУ
2007

УДК 681.518.54
ББК 30.82
Т 33

Организаторы конференции:

Федеральное агентство по образованию;
Северо-Кавказский научный центр высшей школы;
Южно-Российский государственный технический университет
(Новочеркасский политехнический институт);
Технический университет Ильменау (ФРГ);
Редакция журнала «Известия вузов. Электромеханика»;
Редакция журнала «Известия вузов. Северо-Кавказский регион.
Технические науки»;
Ростовский государственный медицинский университет

Оргкомитет конференции:

Н.И. Горбатенко (РФ), профессор – председатель;
Ю.А. Бахвалов (РФ), профессор;
Г. Вурмус (ФРГ), профессор;
Г. Йегер (ФРГ), профессор;
Е. Калленбах (ФРГ), профессор;
М.В. Ланкин (РФ), доцент – зам. председателя;
Н.Ф. Никитенко (РФ), профессор;
А.В. Павленко (РФ), профессор;
В.Н. Чернов (РФ), профессор

Редакционная коллегия:

Н.И. Горбатенко, д-р техн. наук, профессор – ответственный редактор;
М.В. Ланкин, канд. техн. наук, доцент – зам. ответственного редактора.

Т 33 Теория, методы и средства измерений, контроля и диагностики:
Материалы VIII Междунар. науч.-практ. конф., г. Новочеркасск, 28 сент.
2007 г. / Юж.-Рос. гос. техн. ун-т (НПИ). – Новочеркасск: ЮРГТУ,
2007. – 114 с.

ISBN 978-5-88998-803-8

Сборник содержит материалы, представленные на восьмую Международную научно-техническую конференцию «Теория, методы и средства измерений, контроля и диагностики» и отражает современные тенденции в области контрольно-измерительной техники.

УДК 681.518.54
ББК 30.82

ISBN 978-5-88998-803-8

© Южно-Российский государственный
технический университет (НПИ), 2007
© Авторы, 2007

ПРЕДИСЛОВИЕ

Южно-Российский государственный технический университет (Новочеркасский политехнический институт) – крупнейший вуз на юге России, имеющий вековой опыт исследований в различных отраслях науки и техники и обширные научно-технические контакты, – совместно с другими вузами и организациями России и зарубежья проводит ряд Международных дистанционных научно-практических конференций. Такая форма проведения конференций стала возможной в результате широкого развития телекоммуникационных технологий, в том числе Internet.

В конце сентября 2007 года на базе ЮРГТУ (НПИ) прошла VIII Международная научно-практическая конференция «Теория, методы и средства измерений, контроля и диагностики». В работе конференции приняли участие представители вузов, предприятий и организаций городов Багдада (Ирак), Луганска (Украина), Архангельска, Воронежа, Волгодонска, Йошкар-Олы, Ливны, Казани, Новороссийска, Ставрополя, Дзержинска, Томска, Омска, Ростова-на-Дону и Новочеркасска.

На конференцию представлен 31 доклад, которые вошли в сборник, содержащий материалы по нескольким научным направлениям: теория, методы и средства измерений и контроля параметров магнитных, полупроводниковых и диэлектрических материалов; ультразвуковые методы и средства измерений и контроля; теория, методы и средства измерений и контроля параметров газовых сред; теория, методы и средства измерений и контроля концентраций, химического и структурного состава веществ и материалов; теория, методы и средства измерений и диагностики в медицине и биологии; цифровые методы и средства измерений и обработки измерительной информации; теория, методы и средства диагностики сложных технических систем; методы оценки состояния и перспектив развития предприятий, отраслей, комплексов.

Организаторы выражают уверенность в том, что проведенная и будущие конференции послужат обобщению и распространению научных результатов, оказанию методической помощи молодым ученым и аспирантам, а также стимулированию контактов между учеными России и зарубежья, с благодарностью примут замечания и пожелания и приглашают к дальнейшему сотрудничеству.

Оргкомитет

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ УСТРОЙСТВ НА ОСНОВЕ МНОГОУРОВНЕВОГО ПОЛНОГО ФАКТОРНОГО ЭКСПЕРИМЕНТА

Д.В. Шайхутдинов, М.В. Ланкин, Н.И. Горбатенко

Южно-Российский государственный технический университет (НПИ), г. Новочеркасск

Статья посвящена аппроксимации электромагнитной силы, действующей на изделие в процессе его позиционирования в намагничивающей системе прямоточного типа. Применен метод планирования эксперимента.

В ряде практических задач требуется строить математические модели объектов с большими диапазонами измерения факторов. В таких случаях область исследования во много раз превосходит допустимую область двухуровневого ПФЭ илиДФЭ. Чтобы получить математическую модель во всей области исследования, необходимо взять $N > 3$ опытных точек и в каждой точке произвести измерение отклика.

Эксперимент, в котором один или несколько факторов принимают три или более уровней (значений) и на каждом уровне измеряется отклик, будем называть многоуровневым экспериментом. Если в многоуровневом эксперименте реализуются все возможные наборы факторов, эксперимент будет полным факторным. Для упрощения обработки данных и получения независимых оценок параметров модели в многоуровневых, так же как в двухуровневых, экспериментах применяются ортогональные планы и ортогональные полиномы, которые являются обобщением ортогональных полиномов ПФЭ.

Построение системы ортогональных полиномов, удовлетворяющих свойствам ортогональности, существенно упрощается, когда опытные точки или узлы задаются с постоянным шагом. Если на отрезке $[X_1, X_N]$ задано N равноудаленных точек, то ортогональные полиномы получаются по рекуррентной формуле [1]:

$$P_{r+1}(X) = P_1(X)P_r(X) - \frac{r^2(N^2 - r^2)}{4(4r^2 - 1)} P_{r-1}(X), \quad (1)$$

где X – некоторая физическая независимая переменная, или фактор; N – число опытных точек, или уровней варьирования, фактора X ; r – степень соответствующего полинома, $r = -1, 0, 1, \dots, N-1$.

Для того, чтобы в опытных точках ортогональные полиномы принимали целочисленное значение, в выражение (1) вводят дополнительные коэффициенты.

Рассмотрим случай однофакторного многоуровневого эксперимента. Через N точек на плоскости можно провести кривую $(N-1)$ порядка. Если, например, $N = 5$, то можно построить полином четвертого порядка

$$\hat{y} = b_0 P_0(x) + b_1 P_1(x) + b_2 P_2(x) + b_3 P_3(x) + b_4 P_4(x), \quad (2)$$

который содержит пять неизвестных b -коэффициентов. К построению полинома (2) подходят по-разному, в зависимости от того, какой информацией располагает экспериментатор.

Первый способ заключается в обычном применении регрессионного анализа. Сначала на основе данных матрицы планирования определяют все b -коэффициенты модели. При этом пользуются матричным выражением вида:

$$B = (P^T P)^{-1} P^T \bar{Y}, \quad (3)$$

где B – вектор столбец b -коэффициентов, \bar{Y} – вектор-столбец средних значений отклика в опытных точках, P – полная матрица планирования, составленная из ортогональных полиномов.

Затем при числе степеней свободы дисперсии воспроизводимости ≤ 30 с помощью распределения Стьюдента или при числе степеней свободы дисперсии воспроизводимости > 30 с помощью нормального распределения отбрасываются статистически незначимые b -коэффициенты.

При втором способе вычисляют все b -коэффициенты. Затем они ранжируются, т.е. располагаются в убывающем по абсолютной величине порядке. После ранжировки процедура состоит в выполнении ряда циклов, состоящих из четырех шагов.

Шаг 1. Вычисление остаточной суммы квадратов, которая получается после введения в модель одного наибольшего члена.

Шаг 2. Вычисление остаточной дисперсии после введения в модель члена с очередным максимальным значением. Сумма квадратов имеет $f_1 = N - 1$ степеней свободы, так как модель содержит один коэффициент. Дисперсия определяется по общей формуле как отношение суммы квадратов к соответствующему числу степеней свободы $S_1^2 = Q_1 / (N - 1)$.

Шаг 3. Сравнение дисперсии, полученной на первом шаге, с оценкой дисперсии воспроизводимости по F -критерию. На этом шаге сначала вычисляется расчетное значение критерия, $F_p = S_1^2 / S_y^2$. Затем по уравнению значимости α , числам степеней свободы f_1, f_y находится табличное значение критерия $F_{\text{табл}} = F_{\text{кр}}$.

Шаг 4. Проведение операции условного перехода. При $F_p \leq F_{\text{кр}}$ процесс заканчивается. При $F_p > F_{\text{кр}}$ из ранжированной последовательности выбирается следующий по порядку коэффициент и повторяются шаги 1 – 4.

Этот расчет можно немного упростить, заменив шаги 3 и 4 простым сравнением получающихся остаточных дисперсий $S_i^2 = Q_i / f_i$ с дисперсией воспроизводимости S_y^2 . Например, введение в модель новых членов можно

остановить, задавшись условием $S \leq m \cdot S$, где значение коэффициента m выбирается таким, чтобы достигалась требуемая точность модели. В большинстве случаев это значение находится в пределах от 1,5 до 3.

Намагничивающие системы прямоточного типа (НСПТ) осуществляют высокопроизводительное перемещение, ориентацию по линии магнитной текстуры и фиксацию испытуемого изделия (ИИ) в измерительной позиции под воздействием электромагнитного поля.

Завершающая фаза движения ИИ в НСПТ имеет колебательный характер, что приводит к значительному механическому износу направляющих системы. Кроме того, при испытании ИИ из высокоэрцитивных материалов недопустимо его резкое торможение, так как из-за хрупкости может разрушиться.

Разрабатывается система управления, осуществляющая изменение тока в намагничивающих катушках НСПТ, с целью обеспечения заданных параметров движения ИИ: аperiodический характер движения и ограничение по ускорению, с сохранением высокой точности и общего времени установки в измерительную позицию.

Закон движения испытуемого изделия с заранее определенными типоразмерами самой НСПТ описывается дифференциальным уравнением второго порядка:

$$m \frac{d^2 y}{dt^2} + P + F_y[y, I, h, D] + F_x[y, I, h, D] \cdot k_{mp} \cdot \operatorname{sign}\left(\frac{dy}{dt}\right) = 0,$$

где y – расстояние между центрами ИИ и межполюсного пространства, m , P – соответственно масса и сила тяжести ИИ, F_y , F_x – тангенсальная и нормальная составляющие электромагнитной силы, действующей на ИИ, $k_{тр}$ – коэффициент трения ИИ о стенки направляющей, I – ток, протекающий в намагничивающих катушках (НК), h – высота ИИ, D – диаметр ИИ.

Ставится задача разработать модель движения ИИ. Для этого необходимо получить модели тангенсальной и нормальной составляющих электромагнитной силы, действующей на ИИ. В данном примере рассмотрим построение модели тангенсальной составляющей.

В ходе сбора априорной информации путем моделирования состояния магнитного поля при различном положении ИИ, различных токах в НК, были получены данные о значениях тангенсальной и нормальной составляющих электромагнитной силы.

Фактор положения ИИ (обозначим y) должен изменяться в пределах от 0.035 до 0 м для F_y и от 0.036 до 0 м для F_x . По условиям работы системы фактор тока в НК изменяется в пределах от 0.5 до 3.5 А.

Схема моделирования состояния магнитного поля в ППП femm 4.0 приведена на рис. 1.

Были получены значения $F_y \Big|_{\substack{y=0.035, 0.03, 0.025, 0.022, 0.02, 0.015, 0.1, 0.005, 0 \\ I=3, 2, 1.5, 1, 0.8, 0.5 \text{ A}}}$ и $F_x \Big|_{\substack{y=0.035, 0.03, 0.025, 0.022, 0.02, 0.015, 0.1, 0.005, 0 \\ I=3, 2, 1.5, 1, 0.8, 0.5 \text{ A}}}$.

Графики представлены на рис. 2 и 3.

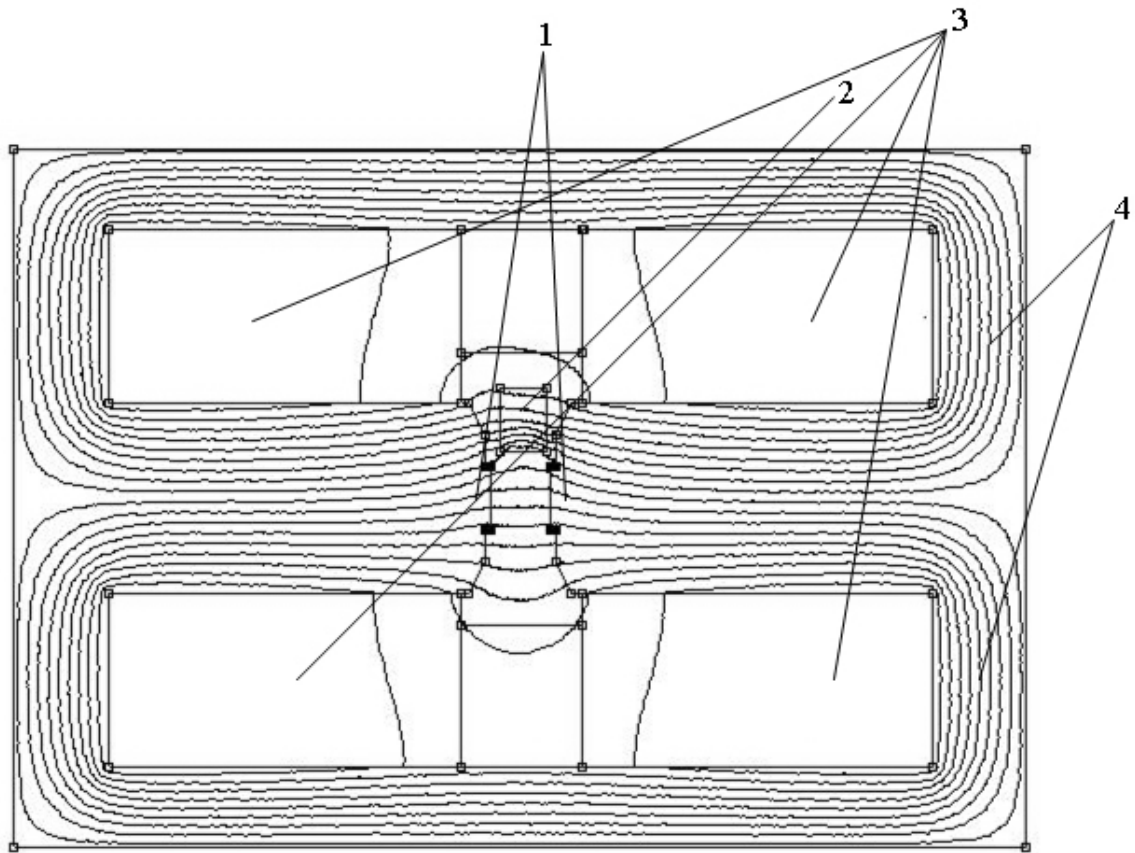


Рис. 1. Схема моделирования магнитного поля в НСПТ:
1 – полюса НСПТ, 2 – ИИ, 3 – НК, 4 – линии магнитного поля

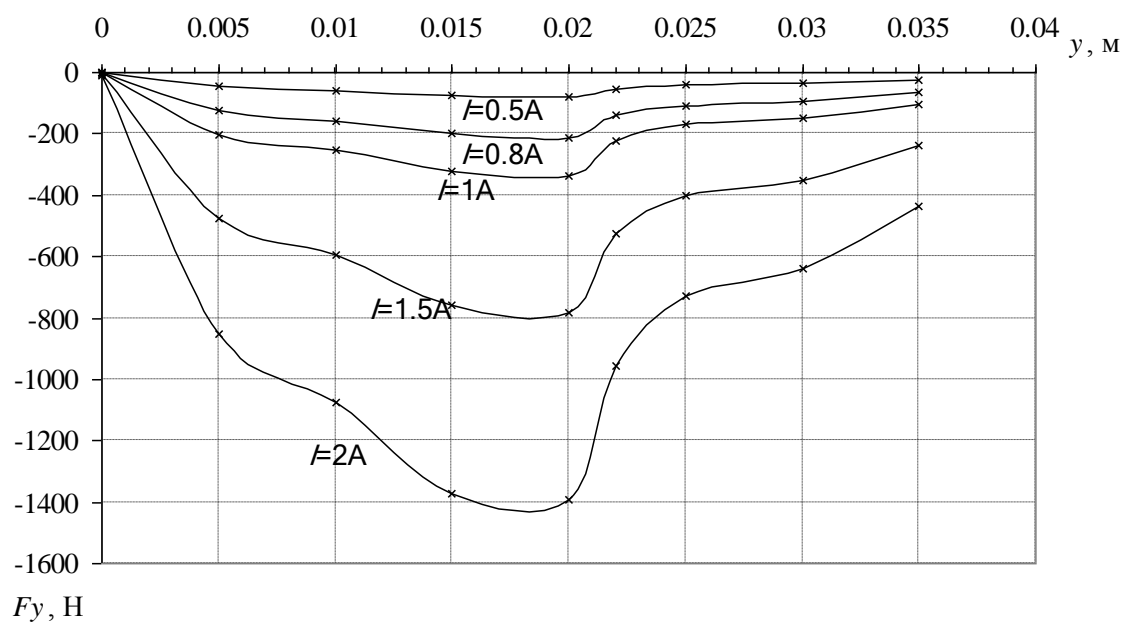


Рис. 2. Семейство зависимости $F_y(y)|_I$

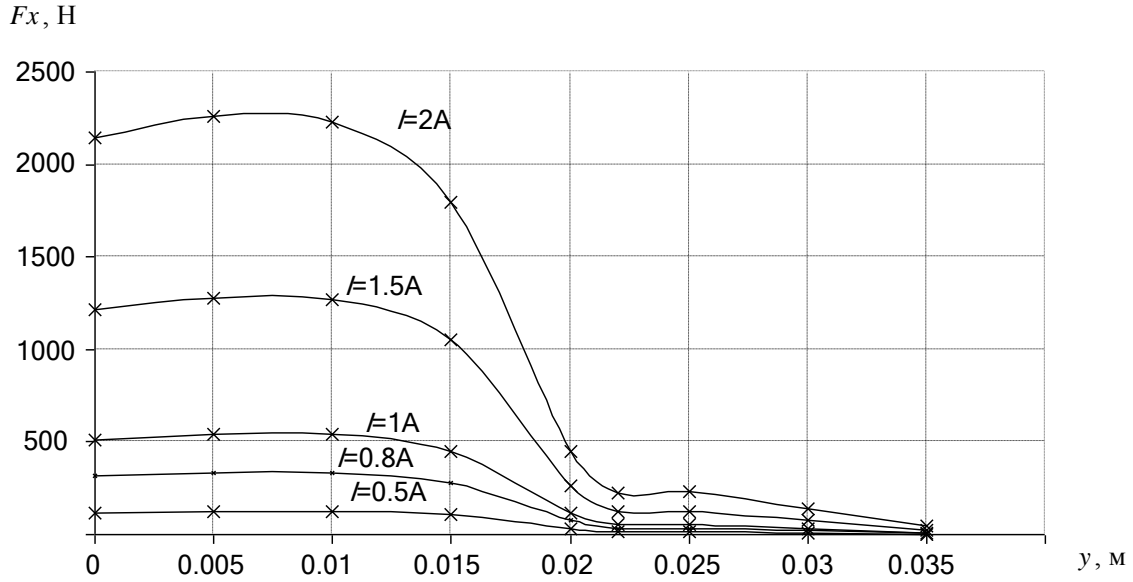


Рис. 3. Семейство зависимости $F_x(y)|_I$

График симметричен относительно центра межполюсного пространства НСПТ.

Согласно техническим требованиям, предъявляемым в ИИ, их типоразмеры могут варьироваться в пределах:

$$18 \leq D \leq 22, \text{ мм}, 11 \leq h \leq 14.7, \text{ мм}.$$

Для построения зависимости применим аппарат ортогональных полиномов и планирование многоуровневых экспериментов. Графики на рис. 2 и рис. 3 показывают, что в области исследования, задаваемой границами изменения фактора y , зависимость $F_y(y)$ и $F_x(y)$ нельзя описать линейной и даже квадратической функцией. Зависимости $F_y(I)$ и $F_x(I)$ можно описать квадратической функцией. Зависимости $F_y(h)$, $F_y(D)$, $F_x(h)$, $F_x(D)$ можно описать линейной функцией.

Рассмотрим необходимое число уровней варьирования и кодирование каждого фактора, для чего введем обычные обозначения: $h = X_1$, $D = X_2$, $I = X_3$, $y = X_4$.

1. Для высоты h ограничиваемся двумя уровнями варьирования. В соответствии с формулой кодирования, получаем

$$x_1 = \frac{X_1 - \bar{X}_1}{d_1/2} = \frac{h - 12.85}{1.85/2} = \begin{cases} -1 & \text{при } h = 11 \text{ мм}, \\ 1 & \text{при } h = 14.7 \text{ мм}. \end{cases}$$

2. Для диаметра D ограничиваемся двумя уровнями варьирования. В соответствии с формулой кодирования, получаем

$$x_2 = \frac{X_2 - \bar{X}_2}{d_2/2} = \frac{D - 20}{2/2} = \begin{cases} -1 & \text{при } h = 18 \text{ мм}, \\ 1 & \text{при } h = 22 \text{ мм}. \end{cases}$$

3. Для тока I ограничиваемся тремя уровнями варьирования. В соответствии с формулой кодирования, получаем

$$x_3 = \frac{X_3 - \bar{X}_3}{d_3} = \frac{I - 2}{1.5} = \begin{cases} -1 & \text{при } I = 0.5 \text{ А,} \\ 0 & \text{при } I = 2 \text{ А,} \\ 1 & \text{при } I = 3.5 \text{ А.} \end{cases}$$

4. Для положения ИИ y ограничиваемся 8 уровнями варьирования для $F_y(y)$ и 7 уровнями для $F_x(y)$. В соответствии с формулой кодирования, получаем

$$x_4^y = \frac{X_4^y - \bar{X}_4^y}{d_4^y / 2} = \frac{y - 0.0175}{0.005 / 2} = \begin{cases} -7 & \text{при } y = 0.035 \text{ м,} \\ -5 & \text{при } y = 0.030 \text{ м,} \\ -3 & \text{при } y = 0.025 \text{ м,} \\ -1 & \text{при } y = 0.020 \text{ м,} \\ 1 & \text{при } y = 0.015 \text{ м,} \\ 3 & \text{при } y = 0.010 \text{ м,} \\ 5 & \text{при } y = 0.005 \text{ м,} \\ 7 & \text{при } y = 0 \text{ м.} \end{cases}$$

$$x_4^x = \frac{X_4^x - \bar{X}_4^x}{d_4^x} = \frac{y - 0.018}{0.006} = \begin{cases} -3 & \text{при } y = 0.036 \text{ м,} \\ -2 & \text{при } y = 0.030 \text{ м,} \\ -1 & \text{при } y = 0.024 \text{ м,} \\ 0 & \text{при } y = 0.018 \text{ м,} \\ 1 & \text{при } y = 0.012 \text{ м,} \\ 2 & \text{при } y = 0.006 \text{ м,} \\ 3 & \text{при } y = 0 \text{ м.} \end{cases}$$

Задачей эксперимента является построение по данным эксперимента полиномиальной зависимости – уравнения регрессии $\hat{y}(x_1, x_2, x_3, x_4)$. Для получения полиномиальной модели в качестве так называемых базисных функций выбираем ортогональные полиномы.

Возможность построения модели того или иного вида зависит от числа и расположения опытных точек в факторном пространстве. В данном случае имеем полный факторный эксперимент, состоящий из 96 различных наборов для F_y и 84 различных наборов для F_x , которые определяют в четырехфакторном пространстве соответственно 96 и 84 опытные точки. В модель включаются ортогональные полиномы четырех переменных, причем степень старшего полинома для любой переменной на единицу меньше числа уровней варьирования.

Конкретные значения ортогональных полиномов $P_r^y(x_i^y)$ и $P_r^x(x_i^x)$ входящих в модель электромагнита, определяются соотношением (1).

$$P_1^y(x_1^y) = [-1 \quad 1];$$

$$P_1^y(x_2^y) = [-1 \quad 1];$$

$$P_1^y(x_3^y) = [-1 \quad 0 \quad 1];$$

$$P_2^y(x_3^y) = [1 \ -2 \quad 1];$$

$$P_1^y(x_4^y) = [-7 \quad -5 \quad -3 \quad -1 \quad 1 \quad 3 \quad 5 \quad 7];$$

$$P_2^y(x_4^y) = [7 \quad 1 \quad -3 \quad -5 \quad -5 \quad -3 \quad 1 \quad 7];$$

$$P_3^y(x_4^y) = [-7 \quad 5 \quad 7 \quad 3 \quad -3 \quad -7 \quad -5 \quad 7];$$

$$P_4^y(x_4^y) = [7 \quad -13 \quad -3 \quad 9 \quad 9 \quad -3 \quad -13 \quad 7];$$

$$P_5^y(x_4^y) = [-7 \quad 23 \quad -17 \quad -15 \quad 15 \quad 17 \quad -23 \quad 7];$$

$$P_6^y(x_4^y) = [1 \ -5 \quad 9 \quad -5 \quad -5 \quad 9 \quad -5 \quad 1];$$

$$P_7^y(x_4^y) = [-1 \quad 7 \quad -21 \quad 35 \quad -35 \quad 21 \quad -7 \quad 1].$$

$$P_1^x(x_1^x) = [-11];$$

$$P_1^x(x_2^x) = [-1 \quad 1];$$

$$P_1^x(x_3^x) = [-1 \quad 0 \quad 1];$$

$$P_2^x(x_3^x) = [1 \ -2 \quad 1];$$

$$P_1^x(x_4^x) = [-3 \quad -2 \quad -1 \quad 0 \quad 1 \quad 2 \quad 3];$$

$$P_2^x(x_4^x) = [5 \ 0 \quad -3 \quad -4 \quad -3 \quad 0 \quad 5];$$

$$P_3^x(x_4^x) = [5 \ 0 \quad -3 \quad -4 \quad -3 \quad 0 \quad 5];$$

$$P_4^x(x_4^x) = [3 \ -7 \quad 1 \quad 6 \quad 1 \quad -7 \quad 3];$$

$$P_5^x(x_4^x) = [-1 \quad 4 \quad -5 \quad 0 \quad 5 \quad -4 \quad 1];$$

$$P_6^x(x_4^x) = [1 \ -6 \quad 15 \quad -20 \quad 15 \quad -6 \quad 1];.$$

Кроме перечисленных, в модель могут входить парные, тройные и четверные произведения полиномов разных переменных. Полная модель F_y включает в себя:

33 парных произведений: 11·12, 11·13, 11·23, 11·14, 11·24, 11·34, 11·44, 11·54, 11·64, 11·74, 12·13, 12·23, 12·14, 12·24, 12·34, 12·44, 12·54, 12·64, 12·74, 13·14, 13·24, 13·34, 13·44, 13·54, 13·64, 13·74, 23·14, 23·24, 23·34, 23·44, 23·54, 23·64, 23·74;

37 тройных: 11·12·13, 11·12·23, 11·12·14, 11·12·24, 11·12·34, 11·12·44, 11·12·54, 11·12·64, 11·12·74, 11·13·14, 11·13·24, 11·13·34, 11·13·44, 11·13·54, 11·13·64, 11·13·74, 11·23·14, 11·23·24, 11·23·34, 11·23·44, 11·23·54, 11·23·64, 11·23·74, 12·13·14, 12·13·24, 12·13·34, 12·13·44, 12·13·54, 12·13·64, 12·13·74, 12·23·14, 12·23·24, 12·23·34, 12·23·44, 12·23·54, 12·23·64, 12·23·74;

14 четверных: 11·12·13·14, 11·12·13·24, 11·12·13·34, 11·12·13·44, 11·12·13·54, 11·12·13·64, 11·12·13·74, 11·12·23·14, 11·12·23·24, 11·12·23·34, 11·12·23·44, 11·12·23·54, 11·12·23·64, 11·12·13·74.

Полная модель F_x включает в себя:

29 парных произведений: 11·12, 11·13, 11·23, 11·14, 11·24, 11·34, 11·44, 11·54, 11·64, 12·13, 12·23, 12·14, 12·24, 12·34, 12·44, 12·54, 12·64, 13·14, 13·24, 13·34, 13·44, 13·54, 13·64, 23·14, 23·24, 23·34, 23·44, 23·54, 23·64;

32 тройных: 11·12·13, 11·12·23, 11·12·14, 11·12·24, 11·12·34, 11·12·44, 11·12·54, 11·12·64, 11·13·14, 11·13·24, 11·13·34, 11·13·44, 11·13·54, 11·13·64, 11·23·14, 11·23·24, 11·23·34, 11·23·44, 11·23·54, 11·23·64, 12·13·14, 12·13·24, 12·13·34, 12·13·44, 12·13·54, 12·13·64, 12·23·14, 12·23·24, 12·23·34, 12·23·44, 12·23·54, 12·23·64;

12 четверных: 11·12·13·14, 11·12·13·24, 11·12·13·34, 11·12·13·44, 11·12·13·54, 11·12·13·64, 11·12·23·14, 11·12·23·24, 11·12·23·34, 11·12·23·44, 11·12·23·54, 11·12·23·64.

Здесь применена символика $P_r(x_i) = ri$. Точка между двухзначными символами обозначает умножение соответствующих полиномов. Необходимо обратить внимание на то, что модель не содержит произведений полиномов от одной и той же переменной.

Таким образом, модель включает в себя свободный член $b^y_0 P^y_0$, 11 основных эффектов, 33 парных, 37 тройных и 14 четверных взаимодействий – всего 96 членов для F_y и $b^x_0 P^x_0$, 10 основных эффектов, 29 парных, 32 тройных и 12 четверных взаимодействий – всего 84 члена для F_x . Общие выражения модели не записываем ввиду его громоздкости.

План эксперимента для F_y включает в себя 96 опытных точек и для F_x 84 опытные точки. Номера опытных точек u^x , план и результаты измерения отклика для F_x помещаются в табл. 1. План разбит на 7 блоков. В каждом блоке по 12 наблюдений. Восемь блоков соответствуют 7 уровням варьирования фактора x_4 . В каждом блоке записываются все возможные наборы переменных x_1, x_2, x_3 . Так как эксперимент производится с помощью компьютерной модели, то рандомизацию и повторные опыты решено не проводить.

Таблица 1. План и результаты эксперимента ПФЭ 2х2х3х7

№ набора	0	11	12	13	23	14	24	34	54	11·12	11·13	11·23	11·14	11·24	11·34	12·13	12·23	12·14	12·24	12·44	12·54	13·14
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23
1	1	-1	-1	-1	1	-3	5	-6	-1	1	1	-1	3	-5	6	1	-1	3	-5	-3	1	3
2	1	1	-1	-1	1	-3	5	-6	-1	-1	-1	1	-3	5	-6	1	-1	3	-5	-3	1	3
3	1	-1	1	-1	1	-3	5	-6	-1	-1	1	-1	3	-5	6	-1	1	-3	5	3	-1	3
4	1	1	1	-1	1	-3	5	-6	-1	1	-1	1	-3	5	-6	-1	1	-3	5	3	-1	3
5	1	-1	-1	0	-2	-3	5	-6	-1	1	0	2	3	-5	6	0	2	3	-5	-3	1	0
6	1	1	-1	0	-2	-3	5	-6	-1	-1	0	-2	-3	5	-6	0	2	3	-5	-3	1	0
7	1	-1	1	0	-2	-3	5	-6	-1	-1	0	2	3	-5	6	0	-2	-3	5	3	-1	0
8	1	1	1	0	-2	-3	5	-6	-1	1	0	-2	-3	5	-6	0	-2	-3	5	3	-1	0
9	1	-1	-1	1	1	-3	5	-6	-1	1	-1	-1	3	-5	6	-1	-1	3	-5	-3	1	-3
10	1	1	-1	1	1	-3	5	-6	-1	-1	1	1	-3	5	-6	-1	-1	3	-5	-3	1	-3
11	1	-1	1	1	1	-3	5	-6	-1	-1	-1	-1	3	-5	6	1	1	-3	5	3	-1	-3
12	1	1	1	1	1	-3	5	-6	-1	1	1	1	-3	5	-6	1	1	-3	5	3	-1	-3
13	1	-1	-1	-1	1	-2	0	6	4	1	1	-1	2	0	-6	1	-1	2	0	7	-4	2
14	1	1	-1	-1	1	-2	0	6	4	-1	-1	1	-2	0	6	1	-1	2	0	7	-4	2
15	1	-1	1	-1	1	-2	0	6	4	-1	1	-1	2	0	-6	-1	1	-2	0	-7	4	2
16	1	1	1	-1	1	-2	0	6	4	1	-1	1	-2	0	6	-1	1	-2	0	-7	4	2
17	1	-1	-1	0	-2	-2	0	6	4	1	0	2	2	0	-6	0	2	2	0	7	-4	0
18	1	1	-1	0	-2	-2	0	6	4	-1	0	-2	-2	0	6	0	2	2	0	7	-4	0
19	1	-1	1	0	-2	-2	0	6	4	-1	0	2	2	0	-6	0	-2	-2	0	-7	4	0
20	1	1	1	0	-2	-2	0	6	4	1	0	-2	-2	0	6	0	-2	-2	0	-7	4	0
21	1	-1	-1	1	1	-2	0	6	4	1	-1	-1	2	0	-6	-1	-1	2	0	7	-4	-2
22	1	1	-1	1	1	-2	0	6	4	-1	1	1	-2	0	6	-1	-1	2	0	7	-4	-2
23	1	-1	1	1	1	-2	0	6	4	-1	-1	-1	2	0	-6	1	1	-2	0	-7	4	-2
24	1	1	1	1	1	-2	0	6	4	1	1	1	-2	0	6	1	1	-2	0	-7	4	-2
25	1	-1	-1	-1	1	-1	-3	6	-5	1	1	-1	1	3	-6	1	-1	1	3	-1	5	1
26	1	1	-1	-1	1	-1	-3	6	-5	-1	-1	1	-1	-3	6	1	-1	1	3	-1	5	1
27	1	-1	1	-1	1	-1	-3	6	-5	-1	1	-1	1	3	-6	-1	1	-1	-3	1	-5	1
28	1	1	1	-1	1	-1	-3	6	-5	1	-1	1	-1	-3	6	-1	1	-1	-3	1	-5	1
29	1	-1	-1	0	-2	-1	-3	6	-5	1	0	2	1	3	-6	0	2	1	3	-1	5	0
30	1	1	-1	0	-2	-1	-3	6	-5	-1	0	-2	-1	-3	6	0	2	1	3	-1	5	0
31	1	-1	1	0	-2	-1	-3	6	-5	-1	0	2	1	3	-6	0	-2	-1	-3	1	-5	0
32	1	1	1	0	-2	-1	-3	6	-5	1	0	-2	-1	-3	6	0	-2	-1	-3	1	-5	0
33	1	-1	-1	1	1	-1	-3	6	-5	1	-1	-1	1	3	-6	-1	-1	1	3	-1	5	-1
34	1	1	-1	1	1	-1	-3	6	-5	-1	1	1	-1	-3	6	-1	-1	1	3	-1	5	-1
35	1	-1	1	1	1	-1	-3	6	-5	-1	-1	-1	1	3	-6	1	1	-1	-3	1	-5	-1
36	1	1	1	1	1	-1	-3	6	-5	1	1	1	-1	-3	6	1	1	-1	-3	1	-5	-1
37	1	-1	-1	-1	1	0	-4	0	0	1	1	-1	0	4	0	1	-1	0	4	-6	0	0
38	1	1	-1	-1	1	0	-4	0	0	-1	-1	1	0	-4	0	1	-1	0	4	-6	0	0
39	1	-1	1	-1	1	0	-4	0	0	-1	1	-1	0	4	0	-1	1	0	-4	6	0	0
40	1	1	1	-1	1	0	-4	0	0	1	-1	1	0	-4	0	-1	1	0	-4	6	0	0

13·34	13·54	23·14	11·12·13	11·13·14	11·13·24	11·13·34	11·23·14	12·13·14	12·13·24	12·13·44	12·13·54	12·13·64	y, H	$y_{\text{мод}}, H$	ε, H
24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39
6	1	-3	-1	-3	5	-6	3	-3	5	3	-1	1	2.3982	-10.92	13.319
6	1	-3	1	3	-5	6	-3	-3	5	3	-1	1	1.7464	-20.828	22.575
6	1	-3	1	-3	5	-6	3	3	-5	-3	1	-1	3.9131	-0.87549	4.7886
6	1	-3	-1	3	-5	6	-3	3	-5	-3	1	-1	2.9857	-10.169	13.154
0	0	6	0	0	0	0	-6	0	0	0	0	0	40.73	53.772	-13.043
0	0	6	0	0	0	0	6	0	0	0	0	0	29.787	58.929	-29.142
0	0	6	0	0	0	0	-6	0	0	0	0	0	66.564	56.242	10.322
0	0	6	0	0	0	0	6	0	0	0	0	0	51.039	73.021	-21.982
-6	-1	-3	1	3	-5	6	3	3	-5	-3	1	-1	127.76	144.75	-16.991
-6	-1	-3	-1	-3	5	-6	-3	3	-5	-3	1	-1	93.29	103.64	-10.348
-6	-1	-3	-1	3	-5	6	3	-3	5	3	-1	1	208.7	198.11	10.59
-6	-1	-3	1	-3	5	-6	-3	-3	5	3	-1	1	159.72	179.63	-19.914
-6	-4	-2	-1	-2	0	6	2	-2	0	-7	4	-6	5.6649	15.99	-10.325
-6	-4	-2	1	2	0	-6	-2	-2	0	-7	4	-6	5.2422	17.519	-12.277
-6	-4	-2	1	-2	0	6	2	2	0	7	-4	6	8.2934	0.45288	7.8405
-6	-4	-2	-1	2	0	-6	-2	2	0	7	-4	6	7.8681	2.5967	5.2714
0	0	4	0	0	0	0	-4	0	0	0	0	0	96.595	108.36	-11.762
0	0	4	0	0	0	0	4	0	0	0	0	0	89.985	71.555	18.43
0	0	4	0	0	0	0	-4	0	0	0	0	0	141.72	136.37	5.3455
0	0	4	0	0	0	0	4	0	0	0	0	0	135.5	111.19	24.31
6	4	-2	1	2	0	-6	2	2	0	7	-4	6	302.76	317.71	-14.949
6	4	-2	-1	-2	0	6	-2	2	0	7	-4	6	281.15	233.14	48.008
6	4	-2	-1	2	0	-6	2	-2	0	-7	4	-6	443.77	447.74	-3.9646
6	4	-2	1	-2	0	6	-2	-2	0	-7	4	-6	422.58	385.8	36.772
-6	5	-1	-1	-1	-3	6	1	-1	-3	1	-5	15	7.9273	-1.7828	9.7102
-6	5	-1	1	1	3	-6	-1	-1	-3	1	-5	15	8.5583	5.9547	2.6036
-6	5	-1	1	-1	-3	6	1	1	3	-1	5	-15	9.4289	48.033	-38.604
-6	5	-1	-1	1	3	-6	-1	1	3	-1	5	-15	9.8194	56.385	-46.566
0	0	2	0	0	0	0	-2	0	0	0	0	0	135.77	96.046	39.721
0	0	2	0	0	0	0	2	0	0	0	0	0	148.06	100.75	47.316
0	0	2	0	0	0	0	-2	0	0	0	0	0	161.86	156.8	5.0566
0	0	2	0	0	0	0	2	0	0	0	0	0	170.52	173.12	-2.603
6	-5	-1	1	1	3	-6	1	1	3	-1	5	-15	424.77	401.55	23.217
6	-5	-1	-1	-1	-3	6	-1	1	3	-1	5	-15	460.5	445.69	14.807
6	-5	-1	-1	1	3	-6	1	-1	-3	1	-5	15	505.78	531.72	-25.934
6	-5	-1	1	-1	-3	6	-1	-1	-3	1	-5	15	528.99	598.48	-69.49
0	0	0	-1	0	-4	0	0	0	-4	6	0	-20	14.045	54.225	-40.18
0	0	0	1	0	4	0	0	0	-4	6	0	-20	18.39	64.586	-46.196
0	0	0	1	0	-4	0	0	0	4	-6	0	20	21.506	-12.683	34.189
0	0	0	-1	0	4	0	0	0	4	-6	0	20	28.316	-1.7077	30.024

Продолжение табл. 1.

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23
41	1	-1	-1	0	-2	0	-4	0	0	1	0	2	0	4	0	0	2	0	4	-6	0	0
42	1	1	-1	0	-2	0	-4	0	0	-1	0	-2	0	-4	0	0	2	0	4	-6	0	0
43	1	-1	1	0	-2	0	-4	0	0	-1	0	2	0	4	0	0	-2	0	-4	6	0	0
44	1	1	1	0	-2	0	-4	0	0	1	0	-2	0	-4	0	0	-2	0	-4	6	0	0
45	1	-1	-1	1	1	0	-4	0	0	1	-1	-1	0	4	0	-1	-1	0	4	-6	0	0
46	1	1	-1	1	1	0	-4	0	0	-1	1	1	0	-4	0	-1	-1	0	4	-6	0	0
47	1	-1	1	1	1	0	-4	0	0	-1	-1	-1	0	4	0	1	1	0	-4	6	0	0
48	1	1	1	1	1	0	-4	0	0	1	1	1	0	-4	0	1	1	0	-4	6	0	0
49	1	-1	-1	-1	1	1	-3	-6	5	1	1	-1	-1	3	6	1	-1	-1	3	-1	-5	-1
50	1	1	-1	-1	1	1	-3	-6	5	-1	-1	1	1	-3	-6	1	-1	-1	3	-1	-5	-1
51	1	-1	1	-1	1	1	-3	-6	5	-1	1	-1	-1	3	6	-1	1	1	-3	1	5	-1
52	1	1	1	-1	1	1	-3	-6	5	1	-1	1	1	-3	-6	-1	1	1	-3	1	5	-1
53	1	-1	-1	0	-2	1	-3	-6	5	1	0	2	-1	3	6	0	2	-1	3	-1	-5	0
54	1	1	-1	0	-2	1	-3	-6	5	-1	0	-2	1	-3	-6	0	2	-1	3	-1	-5	0
55	1	-1	1	0	-2	1	-3	-6	5	-1	0	2	-1	3	6	0	-2	1	-3	1	5	0
56	1	1	1	0	-2	1	-3	-6	5	1	0	-2	1	-3	-6	0	-2	1	-3	1	5	0
57	1	-1	-1	1	1	1	-3	-6	5	1	-1	-1	-1	3	6	-1	-1	-1	3	-1	-5	1
58	1	1	-1	1	1	1	-3	-6	5	-1	1	1	1	-3	-6	-1	-1	-1	3	-1	-5	1
59	1	-1	1	1	1	1	-3	-6	5	-1	-1	-1	-1	3	6	1	1	1	-3	1	5	1
60	1	1	1	1	1	1	-3	-6	5	1	1	1	1	-3	-6	1	1	1	-3	1	5	1
61	1	-1	-1	-1	1	2	0	-6	-4	1	1	-1	-2	0	6	1	-1	-2	0	7	4	-2
62	1	1	-1	-1	1	2	0	-6	-4	-1	-1	1	2	0	-6	1	-1	-2	0	7	4	-2
63	1	-1	1	-1	1	2	0	-6	-4	-1	1	-1	-2	0	6	-1	1	2	0	-7	-4	-2
64	1	1	1	-1	1	2	0	-6	-4	1	-1	1	2	0	-6	-1	1	2	0	-7	-4	-2
65	1	-1	-1	0	-2	2	0	-6	-4	1	0	2	-2	0	6	0	2	-2	0	7	4	0
66	1	1	-1	0	-2	2	0	-6	-4	-1	0	-2	2	0	-6	0	2	-2	0	7	4	0
67	1	-1	1	0	-2	2	0	-6	-4	-1	0	2	-2	0	6	0	-2	2	0	-7	-4	0
68	1	1	1	0	-2	2	0	-6	-4	1	0	-2	2	0	-6	0	-2	2	0	-7	-4	0
69	1	-1	-1	1	1	2	0	-6	-4	1	-1	-1	-2	0	6	-1	-1	-2	0	7	4	2
70	1	1	-1	1	1	2	0	-6	-4	-1	1	1	2	0	-6	-1	-1	-2	0	7	4	2
71	1	-1	1	1	1	2	0	-6	-4	-1	-1	-1	-2	0	6	1	1	2	0	-7	-4	2
72	1	1	1	1	1	2	0	-6	-4	1	1	1	2	0	-6	1	1	2	0	-7	-4	2
73	1	-1	-1	-1	1	3	5	6	1	1	1	-1	-3	-5	-6	1	-1	-3	-5	-3	-1	-3
74	1	1	-1	-1	1	3	5	6	1	-1	-1	1	3	5	6	1	-1	-3	-5	-3	-1	-3
75	1	-1	1	-1	1	3	5	6	1	-1	1	-1	-3	-5	-6	-1	1	3	5	3	1	-3
76	1	1	1	-1	1	3	5	6	1	1	-1	1	3	5	6	-1	1	3	5	3	1	-3
77	1	-1	-1	0	-2	3	5	6	1	1	0	2	-3	-5	-6	0	2	-3	-5	-3	-1	0
78	1	1	-1	0	-2	3	5	6	1	-1	0	-2	3	5	6	0	2	-3	-5	-3	-1	0
79	1	-1	1	0	-2	3	5	6	1	-1	0	2	-3	-5	-6	0	-2	3	5	3	1	0
80	1	1	1	0	-2	3	5	6	1	1	0	-2	3	5	6	0	-2	3	5	3	1	0
81	1	-1	-1	1	1	3	5	6	1	1	-1	-1	-3	-5	-6	-1	-1	-3	-5	-3	-1	3
82	1	1	-1	1	1	3	5	6	1	-1	1	1	3	5	6	-1	-1	-3	-5	-3	-1	3
83	1	-1	1	1	1	3	5	6	1	-1	-1	-1	-3	-5	-6	1	1	3	5	3	1	3
84	1	1	1	1	1	3	5	6	1	1	1	1	3	5	6	1	1	3	5	3	1	3
j	0	1	2	3	4	5	6	7	9	11	12	13	14	15	16	20	21	22	23	25	26	28

24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	241.9	244.21	-2.3101
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	320.63	338.6	-17.969
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	371.89	363.97	7.9245
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	496.76	469.98	26.777
0	0	0	1	0	4	0	0	0	4	-6	0	20	737.94	732.58	5.3624
0	0	0	-1	0	-4	0	0	0	4	-6	0	20	913.32	1005.4	-92.051
0	0	0	-1	0	4	0	0	0	-4	6	0	-20	1138.3	1097.5	40.792
0	0	0	1	0	-4	0	0	0	-4	6	0	-20	1416	1392.9	23.108
6	-5	1	-1	1	-3	-6	-1	1	-3	1	5	15	23.203	-6.6364	29.84
6	-5	1	1	-1	3	6	1	1	-3	1	5	15	34.414	4.4066	30.007
6	-5	1	1	1	-3	-6	-1	-1	3	-1	-5	-15	26.708	39.13	-12.421
6	-5	1	-1	-1	3	6	1	-1	3	-1	-5	-15	39.02	50.787	-11.768
0	0	-2	0	0	0	0	2	0	0	0	0	0	402.22	416.47	-14.258
0	0	-2	0	0	0	0	-2	0	0	0	0	0	607.25	613.46	-6.2037
0	0	-2	0	0	0	0	2	0	0	0	0	0	464.69	527.85	-63.165
0	0	-2	0	0	0	0	-2	0	0	0	0	0	692.54	736.46	-43.911
-6	5	1	1	-1	3	6	-1	-1	3	-1	-5	-15	1244.2	1228.7	15.523
-6	5	1	-1	1	-3	-6	1	-1	3	-1	-5	-15	1791.9	1757.9	34.07
-6	5	1	-1	-1	3	6	-1	1	-3	1	5	15	1435.6	1464.1	-28.483
-6	5	1	1	1	-3	-6	1	1	-3	1	5	15	2045.9	2015.9	30.005
6	4	2	-1	2	0	-6	-2	2	0	-7	-4	-6	24.772	30.679	-5.9073
6	4	2	1	-2	0	6	2	2	0	-7	-4	-6	39.297	42.107	-2.8103
6	4	2	1	2	0	-6	-2	-2	0	7	4	6	26.996	18.601	8.3948
6	4	2	-1	-2	0	6	2	-2	0	7	4	6	41.991	30.643	11.348
0	0	-4	0	0	0	0	4	0	0	0	0	0	430.87	442.81	-11.939
0	0	-4	0	0	0	0	-4	0	0	0	0	0	698.41	720	-21.594
0	0	-4	0	0	0	0	4	0	0	0	0	0	471.32	452.08	19.238
0	0	-4	0	0	0	0	-4	0	0	0	0	0	750.49	740.9	9.5882
-6	-4	2	1	-2	0	6	-2	-2	0	7	4	6	1334.2	1334.7	-0.55486
-6	-4	2	-1	2	0	-6	2	-2	0	7	4	6	2087.4	2075.9	11.533
-6	-4	2	-1	-2	0	6	-2	2	0	-7	-4	-6	1455.7	1423.8	31.858
-6	-4	2	1	2	0	-6	2	2	0	-7	-4	-6	2231.1	2187.6	43.545
-6	-1	3	-1	3	5	6	-3	3	5	3	1	1	26.619	23.182	3.4371
-6	-1	3	1	-3	-5	-6	3	3	5	3	1	1	42.544	36.341	6.2036
-6	-1	3	1	3	5	6	-3	-3	-5	-3	-1	-1	28.553	32.635	-4.082
-6	-1	3	-1	-3	-5	-6	3	-3	-5	-3	-1	-1	44.838	46.409	-1.5705
0	0	-6	0	0	0	0	6	0	0	0	0	0	463.46	449.66	13.803
0	0	-6	0	0	0	0	-6	0	0	0	0	0	758.37	749.42	8.95
0	0	-6	0	0	0	0	6	0	0	0	0	0	499.08	484.02	15.065
0	0	-6	0	0	0	0	-6	0	0	0	0	0	803.43	795.4	8.0335
6	1	3	1	-3	-5	-6	-3	-3	-5	-3	-1	-1	1434.9	1446.6	-11.713
6	1	3	-1	3	5	6	3	-3	-5	-3	-1	-1	2277.1	2283	-5.913
6	1	3	-1	-3	-5	-6	-3	3	5	3	1	1	1539.6	1564.3	-24.751
6	1	3	1	3	5	6	3	3	5	3	1	1	2379.3	2423.4	-44.133
30	31	34	40	48	49	50	54	60	61	63	64	65			

В данном случае обработка результатов состоит из трех операций: вычисление b -коэффициентов, определения их статистической значимости, проверка адекватности модели.

Для отыскания значений b -коэффициентов необходимо составить структурную матрицу 96-го порядка для F_y и 84-го для F_x . В табл. 1 даны только столбцы тех членов модели, b^x -коэффициенты которых оказались статистически значимыми. В последней строке приведены номера b_j^x -коэффициентов. Их статистическая значимость определялась по методике нормального распределения.

Для проверки адекватности полученной модели вычисляются предсказанные значения откликов $\hat{y}_{u,y}^y, u^y = 1, 2, \dots, 96$; $\hat{y}_{u,x}^x, u^x = 1, 2, \dots, 84$. Эти значения и их остатки приведены в графах 38 и 39 табл. 1. Затем находится дисперсия адекватности по формуле.

$$S_{ад}^2 = \sum_{u=1}^N \varepsilon_u^2 / f_{ад},$$

где $f_{ад} = N - l$ – число степеней свободы; l – число значимых b -коэффициентов.

1. Для тангенсальной составляющей электромагнитной силы F_y :

$$f_{ад,y} = N_y - l_y = 96 - 50 = 46;$$

Дисперсия адекватности:

$$S_{ад,y}^2 = 697,2544.$$

Значение дисперсии воспроизводимости было вычислено при определении значимости коэффициентов

$$S_{вос,y}^2 = 10242.$$

Следовательно, расчетное значение F -критерия.

$$F_p^y = 697,2544 / 10242 = 0,0681.$$

1. Для нормальной составляющей электромагнитной силы F_x :

$$f_{ад,x} = N_x - l_x = 84 - 35 = 49;$$

Дисперсия адекватности:

$$S_{ад,x}^2 = 1210,4.$$

Значение дисперсии воспроизводимости было вычислено при определении значимости коэффициентов

$$S_{вос,x}^2 = 13285.$$

Следовательно, расчетное значение F -критерия.

$$F_p^x = 1289,4 / 13285 = 0,0911.$$

Табличное значение F -критерия для уровня значимости $\alpha = 0.05$ и чисел степеней свободы $f_{ад} = 46$ и $f_{вос} = 96$ равно $F_{кр}^y = 1.00$, для $\alpha = 0.05$ и чисел степеней свободы $f_{ад} = 49$ и $f_{вос} = 84$ так же равно $F_{кр}^x = 1.00$. Так как $F_p < F_{кр}$ в и том и другом случае, обе модели следует признать адекватными имеющемуся статистическому материалу $\hat{y}_u^y, u = 1, 2, \dots, 96$ и $\hat{y}_u^x, u^x = 1, 2, \dots, 84$.

Адекватное уравнения моделей не приводим по причинам его громоздкости.

На рис. 4 и рис. 5 приведены результаты работы моделей. При этом варьирование производим по фактору, отвечающему за наибольшую нелинейность модели по y .

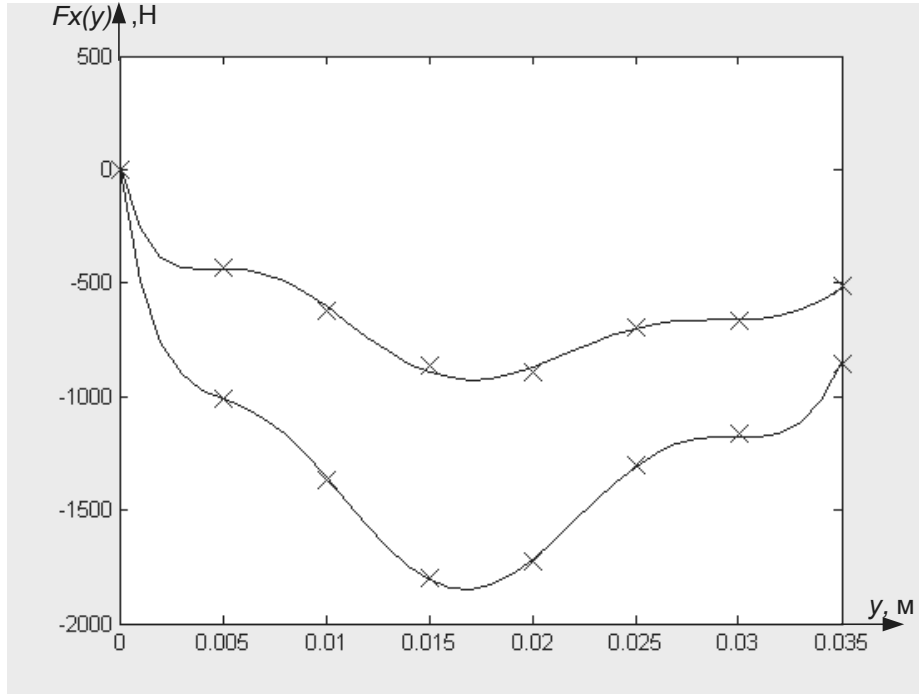


Рис. 4. Зависимости $F_y(y)$ при двух значениях h и постоянных прочих факторах:

x – экспериментальные значения,
 — — — — — график, построенный с помощью полученной модели

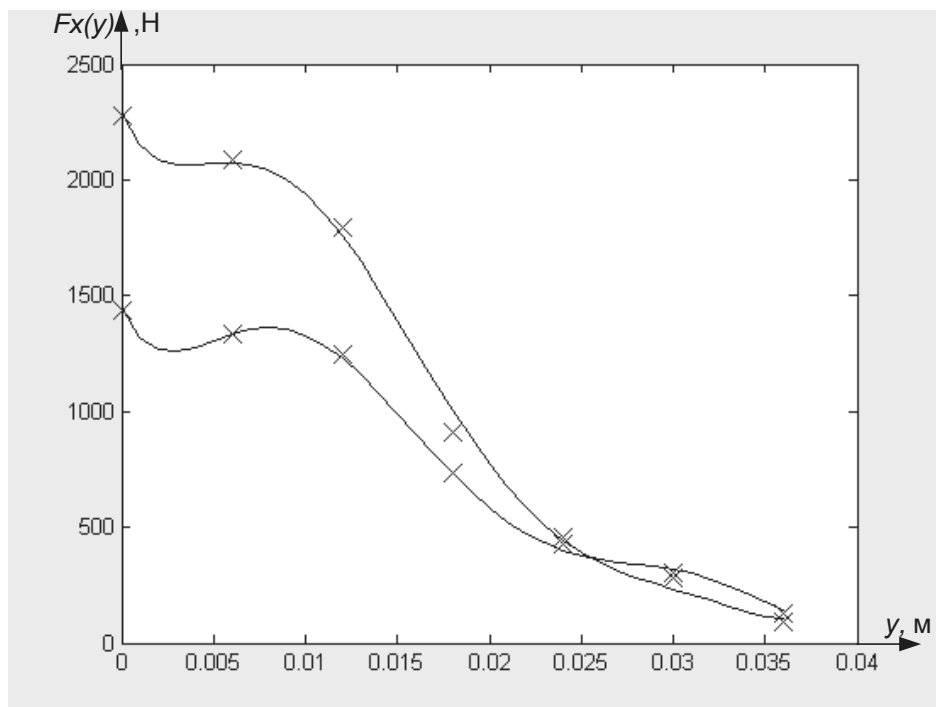


Рис. 5. Зависимость $F_x(y)$ при двух значениях h и постоянных прочих факторах:

x – экспериментальные значения,
 — — — — — график, построенный с помощью полученной модели

b_j^x -коэффициенты для нормальной составляющей силы:

$b_0^x = 472,84$, $b_1^x = 78,733$, $b_2^x = 38,793$, $b_3^x = 515,48$, $b_4^x = 62,466$, $b_5^x = 149,01$,
 $b_6^x = -1,5704$, $b_7^x = -10,134$, $b_9^x = 10,002$, $b_{11}^x = 2,9054$, $b_{12}^x = 83,205$, $b_{13}^x = 7,8645$,
 $b_{14}^x = 39,08$, $b_{15}^x = 3,226$, $b_{16}^x = -2,9399$, $b_{20}^x = 42,043$, $b_{21}^x = 4,8723$, $b_{22}^x = 1,9428$,
 $b_{23}^x = -4,8292$, $b_{25}^x = 2,403$, $b_{26}^x = 2,1426$, $b_{28}^x = 162,25$, $b_{30}^x = -10,945$, $b_{32}^x = 10,791$,
 $b_{34}^x = 19,441$, $b_{40}^x = 2,7518$, $b_{48}^x = 41,757$, $b_{49}^x = 3,7113$, $b_{50}^x = -3,0769$, $b_{54}^x = 4,3251$,
 $b_{60}^x = 1,9233$, $b_{61}^x = -5,2957$, $b_{63}^x = 2,5785$, $b_{64}^x = 2,349$, $b_{65}^x = -1,6001$.

Полученные модели предполагается использовать для расчета регулятора системы управления с целью достижения необходимых характеристик движения.

Литература

1. Егоров А.Е., Азаров Г.Н., Коваль А.В. Исследование устройств и систем автоматики методом планирования эксперимента. – Харьков: Изд-во ВШ, 1986. – 239 с.

346428, г. Новочеркасск, ул. Просвещения, 132, кафедра «Информационно-измерительная и медицинская техника», т. 55-410.

УДК 621.034:534.321

УЛЬТРАЗВУКОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ДЛЯ ЦЕЛЕЙ АКУСТИЧЕСКОЙ РЕФЛЕКТОИМПЕДАНСОМЕТРИИ

П.О. Липовко

Южно-Российский государственный технический университет (НПИ), г. Новочеркасск

Описаны конструкции ультразвуковых преобразователей, разработанные специально для реализации нового метода медицинской и технической диагностики – акустической рефлектоимпедансометрии. Экспериментальные образцы преобразователей использовались в медико-биологических исследованиях и в процедурах неразрушающего промышленного контроля.

Предложенный нами метод неразрушающего ультразвукового контроля биологических и технических сред [1], названный впоследствии акустической рефлектоимпедансометрией [2], потребовал разработки ультразвуковых преобразователей (датчиков электронных приборов), удовлетворяющих комплексу требований как физико-акустического, так и медико-биологического плана. Спроектированные и изготовленные в соответствии с ними технические конструкции ранее нигде не описывались, если не считать разрозненных патентных источников и кратких информационных материалов [3, 4]. Данная публикация восполняет этот пробел.

1. Физико-акустические требования

К ним относятся: отсутствие у преобразователя «мертвой» зоны (т.е. необходимость использовать акустическую линию задержки); обеспечение акустических измерений в пределах ближней зоны излучения (зоны Френеля); малая величина поглощения ультразвука в материале линии задержки; малая величина потерь энергии на двойное преобразование сигнала в пьезоэлементе; высокая разрешающая способность преобразователя (особенно при исследовании слоистых материалов); возможность исследования опытных образцов как большого размера, так и малого, соизмеримого с длиной волны используемого ультразвука; обеспечение высокой абсолютной чувствительности (отношение акустический сигнал – шум) преобразователя и высокой дифференциальной его чувствительности (к малым изменениям акустического импеданса исследуемой среды); обеспечение плоской границы контакта преобразователя со средой и нормального падения на нее плоской ультразвуковой волны (для корректности использования рабочих формул, основанных на классической теоретической модели).

2. Медико-биологические требования

Они включают: изготовление наконечников преобразователей из биологически инертных материалов; герметичность конструкций ультразвуковых головок; возможность холодной стерилизации преобразователей в дезинфицирующих растворах; работоспособность преобразователей при исследовании очень малых количеств исследуемых веществ (например, капля крови); обеспечение процедур измерения при одностороннем доступе к исследуемому объекту (при работе на живом организме); щадящая процедура акустического контакта с исследуемой средой (особенно при работе в операционной ране во время хирургических операций).

Следует подчеркнуть, что все выпускаемые отечественной и зарубежной промышленностью ультразвуковые преобразователи, предназначенные как для работы по неразрушающему производственному контролю материалов и изделий, так и для работы в составе систем акустической визуализации внутренних органов человека (УЗИ), для целей акустической рефлектоимпедансометрии неприменимы. Это связано с целым рядом причин, из которых наиболее принципиально важная – необходимость использования в конструкциях описываемых преобразователей специальных эталонных сред заданных размеров и конфигураций, чего не требуется в традиционных ультразвуковых методах контроля.

В основу конструкции рассматриваемых ультразвуковых преобразователей был положен классический преобразователь в виде пьезоэлемента из пластины кристаллического кварца X – или Y – среза, припаиваемого через переходной слой к буферному цилиндрическому стержню, играющему роль линии задержки, из плавленого кварца с ребристой (резьбовой) боковой

поверхностью и углом скоса 30° на свободном конце, служащими для рассеивания паразитных волн (см., например, [5]).

На рис. 1 схематически показан упомянутый ультразвуковой преобразователь.

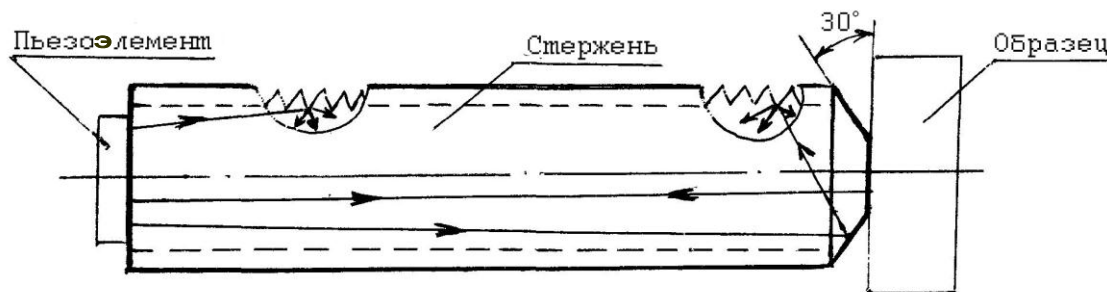


Рис. 1. Классическая конструкция ультразвукового преобразователя с буферным стержнем

Кроме ликвидации «мертвой» зоны буферный стержень обеспечивает акустическую и электрическую развязку пьезоэлемента и образца и низкий уровень акустических помех. Для измерения используются центральные звуковые лучи, падающие нормально на образец и отражающиеся от него. Боковые паразитные лучи эффективно рассеиваются и в измерении не участвуют. Такое своеобразное акустическое диафрагмирование обеспечивает, вдобавок, наилучшее приближение к условиям однородной плоской волны.

Отличия наших конструкций от классической состояли в следующем:

1. В качестве пьезоматериалов использовали не кварц, а пьезокерамику состава цирконат – титанат свинца новых модификаций (ЦТС – 57; ЦТС – 83Г; ЦТБС – 3 и др.), являющуюся более экономичной и обеспечивающей гораздо меньшие потери двойного преобразования энергии в сравнении с кварцем.

2. Пьезоэлемент не припаивался к стержню, а входил в состав специально сконструированных ультразвуковых головок с демпфером из эпоксидной смолы с вольфрамовым наполнителем и тонким протектором из смолы без наполнителя. Это аналогично традиционной конструкции прямых совмещенных преобразователей резонансного типа для неразрушающего контроля [6].

3. Ультразвуковые головки имели разную рабочую частоту и специальные оправки с резьбой, куда вкручивались (или накручивались) буферные стержни. Таким образом обеспечивались вариации частоты ультразвука при одном буферном стержне или вариации стержней при одной частоте.

4. Боковая резьба буферных стержней кроме описанного назначения также использовалась для сопряжения с дополнительными конструктивными элементами на свободных торцах стержней.

5. Материалом буферных стержней служил не плавненный кварц, а биологически инертные пластмассы – оргстекло и блочный полистирол,

допускающие холодную стерилизацию и, вдобавок, обеспечивающие более высокую (на несколько порядков величины) дифференциальную чувствительность преобразователей в сравнении с кварцем.

На рис. 2 приведены схематические чертежи разработанных конструкций ультразвуковых преобразователей. Торцы преобразователей, акустически связываемые с ультразвуковыми головками, не имеющие в данном случае принципиального значения, из чертежей исключены. Ход ультразвуковых лучей в преобразователях не показан и не описан из-за ограниченности объема публикации. Сведения о нем и о работе преобразователей можно почерпнуть из литературных ссылок.

На рис. 2,а представлен преобразователь для исследования малых объемов жидкостей [7]. Рабочая поверхность выполнена в виде осесимметричного усеченного параболоида вращения.

На рис. 2,б показан преобразователь аналогичного назначения, у которого рабочая поверхность выполнена в виде осесимметричного усеченного конуса и сопряженного с ним по меньшему диаметру цилиндра [8]. Это упрощает технологию изготовления преобразователя и снижает в нем уровень акустических помех.

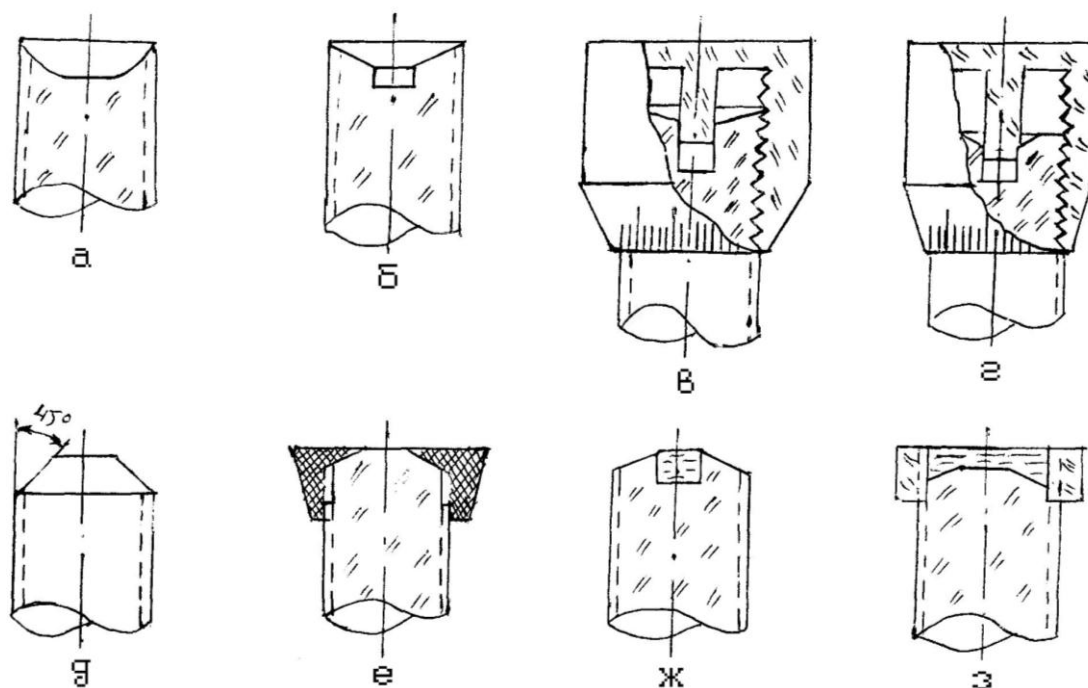


Рис. 2. Конструкции ультразвуковых преобразователей для акустической рефлектоимпедансометрии

На рис. 2,в показан преобразователь для исследования малых образцов мягких биологических тканей и биологических жидкостей [9]. В сравнении с преобразователем по рис. 2,б здесь в конструкцию добавлен сопрягаемый с линией задержки осесимметричный колпачок, имеющий цилиндрический выступ на внутренней части и шкалу кругового нониуса – на внешней.

Колпачок вместе с буферным стержнем формируют измерительную камеру переменной длины.

На рис. 2,г показан универсальный ультразвуковой преобразователь для исследования малых и больших объемов биологических тканей и жидкостей. Для исследования больших объемов образцов на свободном торце линии задержки выполнен участок кольцевого плоского плато.

На рис. 2,д представлен ультразвуковой преобразователь с расширенными функциональными возможностями [10]. В отличие от классической конструкции в нем угол скоса конуса на свободном торце стержня сделан не в 30° , а в 45° . Это позволило превратить боковую поверхность конуса из рассеивающей в рабочую, контактирующую с исследуемой средой. Тем самым данный преобразователь позволяет не только определять акустический импеданс исследуемой среды, но и ее плотность, и скорость ультразвука в ней.

На рис. 2,е показан преобразователь с низким уровнем акустических помех при исследовании, в частности, каплей жидкости [11]. В отличие от классической конструкции, на свободном торце стержня он снабжен сопрягаемой насадкой из материала, сильно поглощающего ультразвук, и имеющей определенную форму и размеры.

На рис. 2,ж показан локально-иммерсионный (камерный) преобразователь. В отличие от аналогичных преобразователей для неразрушающего контроля он позволяет использовать в качестве эталонного материала образцовую жидкость. Это повышает дифференциальную чувствительность преобразователя при исследовании мягких биологических тканей и резиноподобных материалов.

На рис. 2,з представлен преобразователь с контактом щелевого типа. В отличие от предыдущего преобразователя он предназначен для исследования листовых материалов большого размера с плоской поверхностью. В таких условиях он обеспечивает качественный акустический контакт с образцом и высокую производительность контроля.

Приведенные в статье конструкции ультразвуковых преобразователей для целей акустической рефлектоимпедансометрии не являются единственно возможными. Работа по их совершенствованию нами продолжается.

Литература

1. Липовко П.О., Лубэ В.М. К вопросу об акустическом контроле свойств среды на основе измерения ее характеристического импеданса // Акустич. ж. – 1974. Т. 17. – № 1. – С. 159–161.
2. Липовко П.О. Теория и применение акустической рефлектоимпедансометрии в биологии и медицине: Дис. ... д-ра физ.-мат. наук. – М.: МГУ, 1994.
3. Ультразвуковые преобразователи для исследования биологических сред: Проспект. – М.: ВДНХ СССР, 1987. – 2 с.
4. Ультразвуковые преобразователи для исследования жидких сред // Изв. Сев.-Кавк. науч. центра высш. шк. Техн. науки. – 1987. – № 26. – С. 113.

5. Физическая акустика / Под ред. У. Мэзона. Т. 1 – Ч.А. // М.: Мир, 1966. – С. 371–383.
6. Ультразвуковые преобразователи для неразрушающего контроля / Под ред. И.Н. Ермолова // М.: Машиностроение, 1986. – 280 с.
7. А.с. 1105804 СССР. Ультразвуковой преобразователь для исследования жидкостей / П.О. Липовко. – Опубл. 30.07.84. – Бюл. № 28.
8. А.с. 1188643 СССР. Ультразвуковой преобразователь для исследования жидкостей / П.О. Липовко. – Опубл. 30.10.85. – Бюл. № 40.
9. А.с. 1337053 СССР. Ультразвуковой преобразователь для исследования биологических сред. / П.О. Липовко. – Опубл. 15.09.87. – Бюл. № 34.
10. А.с. 1772721 СССР. Ультразвуковой контактный преобразователь / П.О. Липовко. – Опубл. 30.10.92. – Бюл. № 40.
11. Ультразвуковой контрольно-измерительный преобразователь / П.О. Липовко. – Решение ВНИИГПЭ по заявке № 4402990/28. – Принято 25.02.92.

346428, г. Новочеркасск, ул. Просвещения, 132, т. 55-444.

УДК 543.544

ОЦЕНКА ЭКОЛОГИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ НА ОСНОВЕ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ МОДЕЛИ

А.В. Синкевич, А.В. Танеева, А.А. Карташова, В.Ф. Новиков
Казанский государственный энергетический университет, г. Казань

Представлена оценка экологического состояния окружающей среды на основе трехмерной пространственной модели, в которой оценивалось суммарное влияние различных загрязняющих веществ на организм человека.

В настоящее время достаточно важной проблемой является загрязнение природной среды различными химическими веществами. Особенно эта проблема актуальна при загрязнении атмосферного воздуха выбросами промышленных предприятий и автомобильным транспортом, поскольку они оказывают негативное влияние на организм человека и могут привести к возникновению различных заболеваний, в том числе серьезных. Для определения концентраций приоритетных загрязнителей окружающей среды наиболее часто используют инструментальные методы анализа, результаты которых затем сравнивают с нормами предельно-допустимых концентраций, значения которых для различных химических веществ приведены в справочной литературе.

Как известно, в окружающей природной среде постоянно находится большое количество загрязняющих веществ, которые могут вступать в химические реакции друг с другом под действием различных факторов. В результате этого процесса химические вещества, присутствующие в атмосферном воздухе, могут трансформироваться с образованием более токсичных соединений, оказывающих более сильное влияние на организм человека, чем исходные компоненты [1].

Кроме того, относительно устойчивые химические соединения при их совместном присутствии в атмосферном воздухе могут усиливать токсичное воздействие на организм человека или ослаблять его. Это влияние можно оценить на основе норм ПДК для различных химических веществ и их соединений.

С целью оценки этого влияния нами была разработана система, базирующаяся на пространственных представлениях. Очевидно, что наиболее удобно и целесообразно использовать трехмерное пространство, поскольку в литературных источниках часто приводятся сведения о совместном влиянии на организм трех загрязняющих веществ.

Для разработки этой системы мы использовали четыре значения концентраций приоритетных загрязнителей, исходя из трех, по аналогии с работой [2].

В качестве приоритетных загрязнителей использовали вещества, гигиенические характеристики которых приведены в таблице [3-4].

Таблица 1

**Гигиенические нормативы некоторых приоритетных
загрязнителей атмосферного воздуха**

№ п/п	Вещество	ПДК, мг/м ³		Класс опасности	Литература
		Максимальная разовая	Средне- суточная		
1	Циклогексанон	0,04	-	3	[1]
2	Фенол	0,01	0,003	2	[1]
3	Формальдегид	0,035	0,003	2	[1]
4	Ксилол	0,20	0,20	3	[1]
5	Толуол	0,60	0,60	3	[1]
6	Стирол	0,04	0,002	2	[1]
7	Ацетон	0,35	0,35	4	[1]
8	Винил хлористый	0,005	0,005	2	[2]

На основе величин, соответствующих нормам ПДК, и их промежуточных значений рассчитывали «доли», которые являются величинами, пропорциональными значениям концентраций приоритетных загрязнителей окружающей среды:

$$C_X = \frac{x}{(x + y + z + u)}, C_Y = \frac{y}{(x + y + z + u)}, C_Z = \frac{z}{(x + y + z + u)},$$

$$C_U = \frac{u}{(x + y + z + u)}.$$

Сумма этих «долей» концентраций должна равняться единице:

$$C_X + C_Y + C_Z + C_U = 1$$

D_0 в точке O_1 . Треугольник ABC получаем из треугольника ABC с центром D при помощи гометии и коэффициента:

$$\lambda_u = |D_0|/|D_{01}| = 1/(1 - C_U).$$

В этом случае расстояние от точки P'_U до граней тетраэдра будут: $\lambda_U C_X, \lambda_U C_Y, \lambda_U C_Z$, а до сторон AB, BC, AC треугольника ABC – пропорциональны расстояниям от этой точки до соответствующих граней.

Предположим, что $PM \perp (BCD), P'_U N \perp BC$, тогда BC , будучи перпендикулярной прямым $P'_U N$ и $P'_U M$, будет перпендикулярной плоскости $P'_U MN$. Это говорит о том, что угол $P'_U MN$ является линейным углом α тетраэдра и поэтому:

$$|P'_U N| = |P'_U M| / \sin \alpha = \lambda_U C_X / \sin \alpha.$$

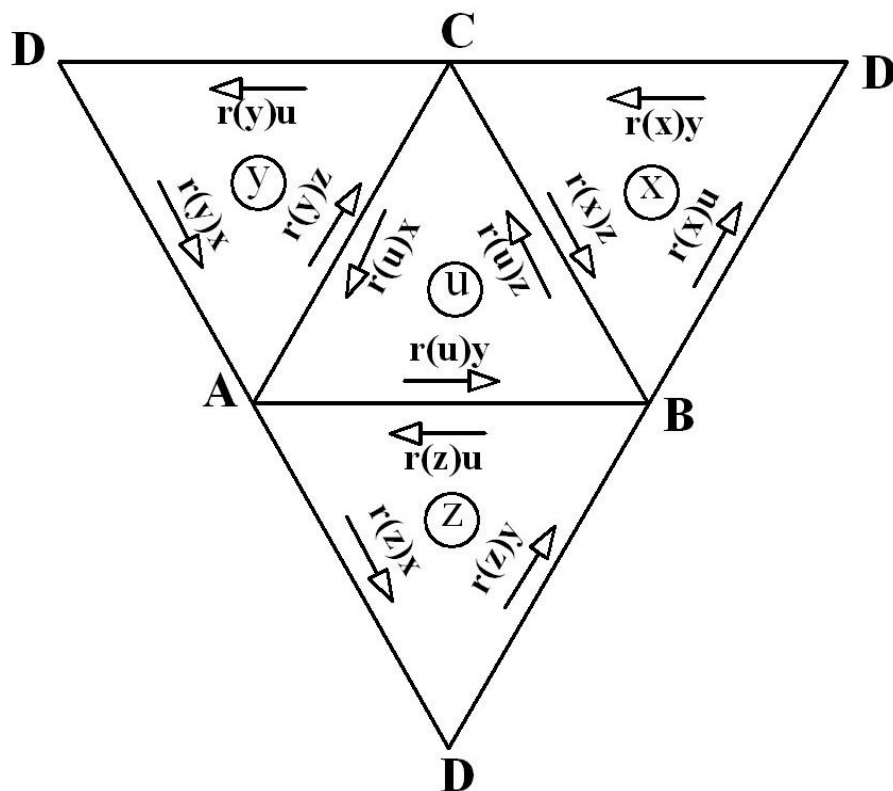


Рис. 2. Развертка на плоскость правильного тетраэдра для графического представления концентраций приоритетных загрязнителей окружающей среды

Ввиду постоянства угла α это равенство является справедливым для всех точек P'_U внутри треугольника ABC . В то же время расстояние от точки P'_U до сторон треугольника ABC можно заменить пропорциональными величинами, длинами $r(u)x, r(u)y, r(u)z$ отрезков от данной точки P'_U треугольника до его стороны, считая по прямой, параллельной другой его стороне.

Как видно из рис. 2:

$$r(u)x = |P'_U C| / \sin 60.$$

Если длину ребра принять за единицу, то каждое ребро тетраэдра можно разделить на n частей и построить шкалу с ценой деления $1/n$ и установить направление отсчета на каждом ребре. На гранях тетраэдра с помощью шкал по числам C_X, C_Y, C_Z, C_U можно построить точки P_X, P_Y, P_Z, P_U , которые являются центральными проекциями точки P на соответствующие грани. Зная эти проекции, т.е. следы проектируемых прямых DP, AP, BP, CP на гранях мы проводим прямые $P'_U D, P'_X A, P'_Y B, P'_Z C$, которые при построении дадут точку P .

На примере грани u рассмотрим пересечение шкал. Если точка P'_U совпадает вначале с точкой C , а потом с точкой A , то в первом случае $r(u)x$ (расстояние от x) равно 0, а во втором – 1. В этом случае направление шкалы идет от C к A . Если точка P'_U находится в точке A , то $r(u)y = 0$, если же точка P'_U находится в B , то $r(u)y = 1$, то есть шкала имеет направление от A к B . В том случае, если P'_U находится в точке B , то $r(u)z = 0$, если же в точке C , то $r(u)z = 1$, а направление шкалы идет от B к C . Направление на шкалах можно поменять на противоположное, тогда обход каждой грани будет получаться по часовой стрелке. Такая модель может отражать совместное влияние концентраций приоритетных загрязнителей окружающей среды.

В качестве примера рассмотрим графическое представление концентраций примесей приоритетных загрязнителей воздушной среды жилых помещений, находящихся на уровне ПДК. На рис. 3 приведена развертка на плоскость правильного тетраэдра, на ребрах которого отложены «доли», рассчитанные из концентраций примесей приоритетных загрязнителей.

Как видно из рисунка, точки, соответствующие фенолу, формальдегиду, стиролу и хлорвинилу при различном соотношении их концентраций группируются в различных областях треугольных диаграмм, что говорит о неоднозначности влияния концентраций на эффект совместного присутствия загрязняющих веществ. Как правило, при повышении концентрации приоритетных загрязнителей от норм ПДК и выше, соответствующие точки смещаются во всех случаях в центральную область треугольных диаграмм. При этом они укладываются в большинстве случаев на прямую, проходящую через центр симметрии трехмерной фигуры.

Очевидно, что в центре многомерной фигуры можно ожидать наиболее неблагоприятного влияния концентрации приоритетных загрязнителей, когда они в случае высокой реакционной способности могут вступать в химическое взаимодействие по правилу Морковникова, или образовывать межмолекулярные ассоциации донорно-акцепторной природы. В любом случае изменение концентрации приоритетных загрязнителей приводит к закономерному изменению характера совместного влияния ток-

сичных примесей, которое уменьшается от центра многомерной фигуры к соответствующим граням.

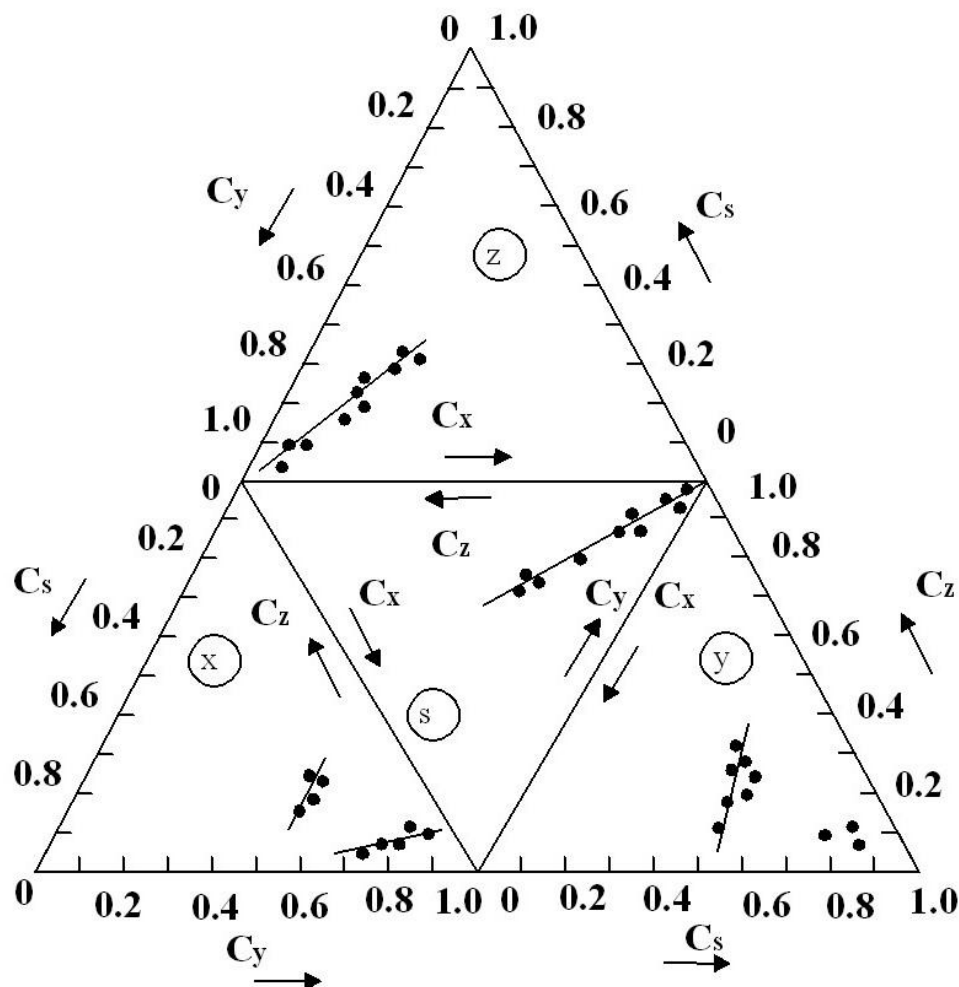


Рис. 3. Оценка влияния изменения концентраций приоритетных загрязнителей воздушной среды жилых помещений на основе развертки на плоскость правильного тетраэдра: z – фенол, x – формальдегид, s – стирол, y – хлорвинил

Обычно превышение норм ПДК сразу по 3-4 ингредиентам в реальных условиях происходит достаточно редко. В то же время на характер приведенной зависимости может оказывать влияние и ряд других примесных соединений, которые осложняют картину совместного влияния присутствующих в воздушной среде компонентов.

Аналогичная картина является характерной при оценке вклада в общую картину загрязнения воздушной среды помещений в случае совместного присутствия формальдегида, ацетона, ксилола и циклогексанона (рис. 4), ацетона, стирола, толуола и циклогексанона (рис. 5). В этом случае все исследуемые экспериментальные точки группируются в характеристических областях, которые обуславливают совместное влияние трех типов загрязняющих веществ на одно приоритетное.

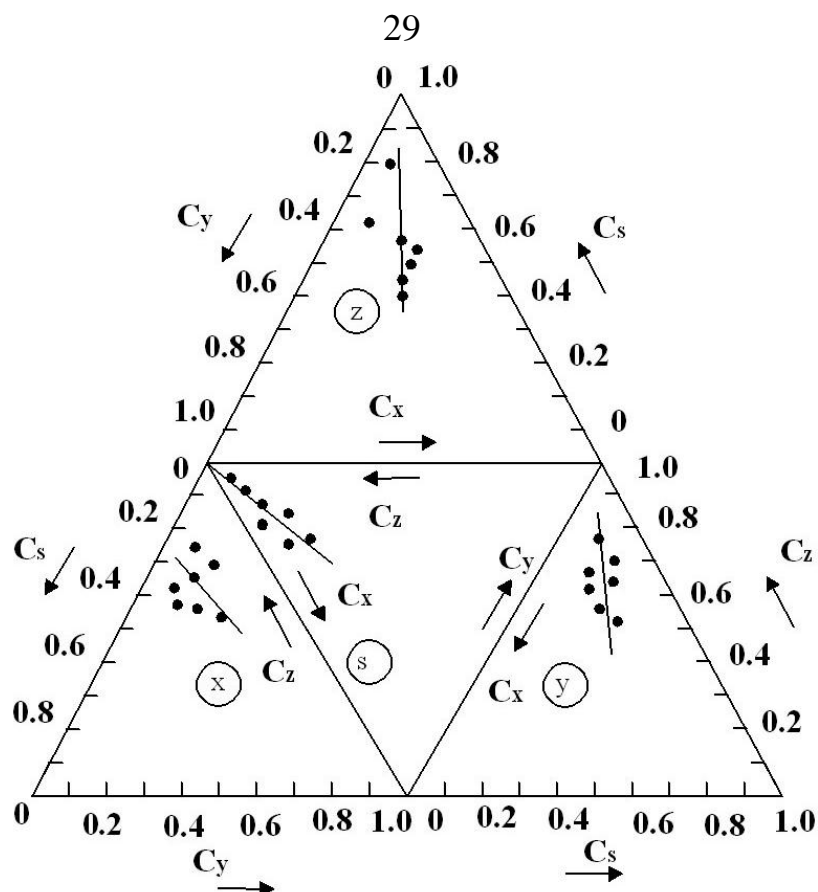


Рис. 4. Оценка влияния изменения концентраций приоритетных загрязнителей воздушной среды жилых помещений на основе развертки на плоскость правильного тетраэдра: x – формальдегид, z – ацетон, s – ксилол, y – циклогексанон

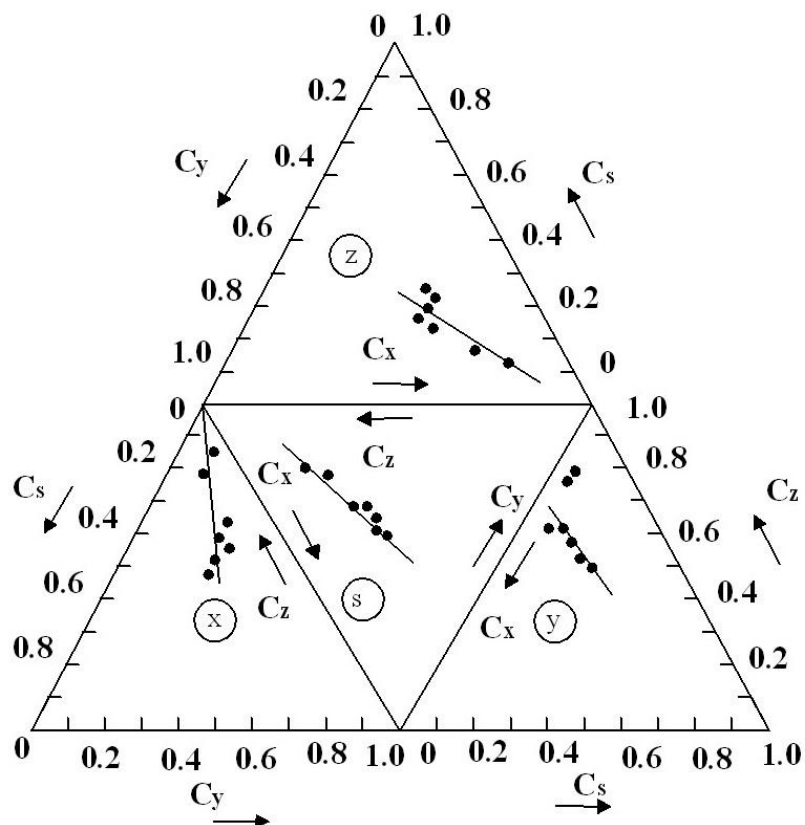


Рис. 5. Оценка влияния изменения концентраций приоритетных загрязнителей воздушной среды жилых помещений на основе развертки на плоскость правильного тетраэдра: x – толуол, z – ацетон, s – стирол, y – циклогексанон

Литература

1. Малышева А.Г. Закономерности трансформации органических соединений в окружающей среде // Гигиена и санитария. – 1997. – № 3. – С. 5-9.
2. Рязанова Л.В., Сандлер А.И., Новиков В.Ф., Вигдергауз М.С. Оценка характеристик неподвижных фаз в газовой хроматографии на основе пространственных представлений // Журнал физической химии. – № 9, т. LIX, 1985. – С. 2261-2265.
3. Контроль химических и биологических параметров окружающей среды / Энциклопедия «Экометрия». Серия справочных изданий под ред. проф. Л.К. Исаева. – С-Пб, 1988. – 851 с.
4. А.Л. Бандман, Г.А. Войтенко, Н.В. Волкова и др. Вредные химические вещества. Углеводороды, галогенопроизводные углеводородов: Справ. изд. / под ред. В.А. Филова. – Л.: Химия, С-Пб, 1998. – 851 с.

420034, г. Казань, ул. Вахитова, д. 6, кв. 53, т. (843)22-71-053,

e-mail: sun-2007@list.ru

УДК 629.73.018

МЕТОДИКА И РЕЗУЛЬТАТЫ ИДЕНТИФИКАЦИИ ЯДРА ПОЛЗУЧЕСТИ ПОЛИМЕРНЫХ КОМПОЗИТОВ

С.Н. Шевцов

Южный центр РАН,

Л.В. Чинчян

ОАО "Роствертол",

С.А. Брагин

Южный федеральный университет,

О.Д. Алексева

Донской государственный технический университет

Представлена методика и результаты испытаний на ползучесть полимерных композиционных материалов и их связующего. По результатам испытаний выполняется идентификация параметров ядра ползучести материала на основе модели Бюргерса. Результаты симуляции модели наследственного поведения материала сопоставлены с экспериментальными результатами. В работе приведены данные по изменению характеристик ползучести эпоксидного связующего при действии климатических факторов.

Поведение композиционного материала несущих авиационных конструкций при длительном действии эксплуатационных нагрузок и климатических факторов имеет исключительно важное значение не только для прогноза надежности, но также изменения формы конструктивных элементов и упругих модулей материала, что может привести к нежелательному изменению динамического поведения всего летательного аппарата. В практике испытаний свойств материала, зависящих от времени, чаще всего используются испытания на ползучесть, в которых напряжение σ_0 прикладывается мгновенно-

но и поддерживается постоянным, при этом непрерывно отслеживается история развития деформации. Если во время испытания на ползучесть прикладываются не слишком большие напряжения, отклик механической системы будет таким, как это изображено на рис. 1. Вплоть до момента времени t_1 наблюдается первичная, или нестационарная ползучесть; после ее завершения вторичная ползучесть носит установившийся характер. График скорости ползучести, изображенный на рис. 1,б, показывает, что в фазе нестационарной ползучести скорость уменьшается, а на стадии стационарной ползучести скорость постоянна.

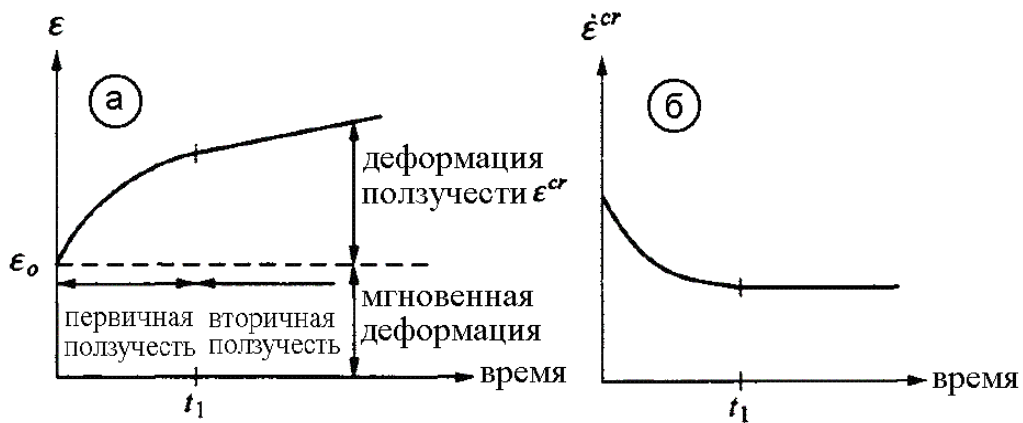


Рис. 1. Временные диаграммы ползучести при эксплуатационных напряжениях

Наиболее общей характеристикой явления ползучести является так называемая податливость ползучести $J(t)$, по определению равная деформации ε , развивающейся в испытании на ползучесть при загрузке единичным напряжением. Если имеет место линейность процесса ползучести, то [1]

$$\varepsilon(t) = J(t) \cdot \sigma_0. \quad (1)$$

Для количественного описания вязкоупругих процессов чаще всего используются два подхода: дифференциальный, в котором поведение материала описывается дифференциальными уравнениями динамики различным образом соединенных упругих и вязких элементов, и интегральный, или наследственный. На рис. 2 изображена так называемая модель Бюргерса, наиболее простая модель, успешно описывающая явления ползучести и релаксации.

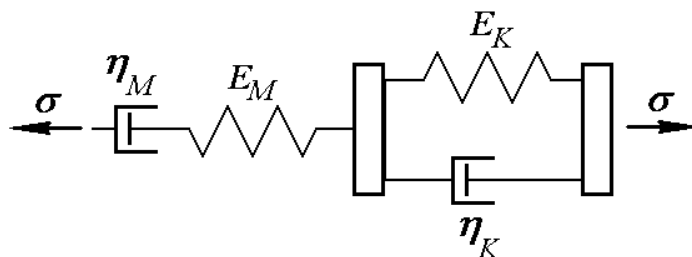


Рис. 2. Вязкоупругая модель Бюргерса

Дифференциальное уравнение (2) модели Бюргерса и выражение для податливости (3) приведены ниже.

$$\frac{\eta_K}{E_M} \ddot{\sigma} + \left(1 + \frac{\eta_K}{\eta_M} + \frac{E_K}{E_M}\right) \cdot \dot{\sigma} + \frac{E_K}{\eta_M} \sigma = \eta_K \ddot{\varepsilon} + E_K \dot{\varepsilon} \quad (2)$$

$$J(t) = \frac{1}{E_M} + \frac{t}{\eta_M} + \frac{1}{E_K} \left(1 - e^{-\frac{E_K}{\eta_K} t}\right). \quad (3)$$

К достоинствам модели Бюргерса следует отнести не только ее простоту (всего четыре параметра!) и эффективность для описания явления ползучести, но и удобство идентификации параметров по результатам испытания на ползучесть. На рис. 3 представлен отклик модели Бюргерса на ступенчатое возбуждение и выражения параметров модели через характеристики этого отклика. Как следует из приведенного графика, параметры модели просто выражаются через величины, надежно регистрируемые в эксперименте.

Так, параметр E_M определяется через деформацию в начальный момент испытания, параметры η_M и E_K – через угловой коэффициент и точку пересечения асимптоты с осью деформаций; параметр η_K – через начальную скорость деформации. Эти характеристики отклика в наименьшей степени подвержены влиянию шумов и локальных флуктуаций, поэтому обеспечивают высокую надежность идентификации параметров модели.

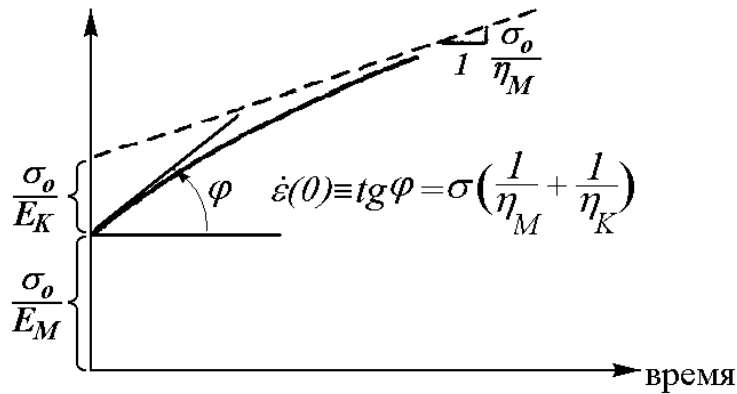


Рис. 3. Выражение параметров модели Бюргерса через характеристики отклика при испытании на ползучесть

При наследственном описании неупругих процессов деформация и напряжение связаны интегральным соотношением

$$\varepsilon(t) = \int_{-\infty}^t J(t - \tau) d\sigma, \quad (4)$$

где дифференциал $d\sigma$ содержит информацию об истории нагружения $\sigma(t)$.

Когда известен вид функции податливости $J(t)$, представление деформации в виде интеграла Стильтьеса (4) дает весьма общий и удобный аппарат

для моделирования явлений вязкоупругости, но предварительно необходимо выполнить идентификацию ядра $J(t)$ по результатам опыта на ползучесть.

Испытание проводилось на прецизионной испытательной машине TIRA test 2850, оснащенной системой автоматической поддержки нагружающего усилия с точностью до 0,1 % от максимального значения силы для встроенного динамометра. Деформация измерялась экстензометром MFA25 с измерительной базой 25 мм и погрешностью 0,5 %. Испытывались образцы полимерного композита, армированного стекловолокном на эпоксидном связующем, и образцы связующего, прошедшего полный цикл полимеризации. Согласно рекомендациям [2] напряжения растяжения создавались той же величины, что испытывает конструкция в процессе работы.

Данные испытания поступали на обработку в виде растровых графических файлов (рис. 4). Средствами Image Processing системы MathCAD выполнялось выделение диаграммной кривой, фильтрация шумов, масштабирование, осреднение размазанной линии диаграммы, оцифровка – выделение массива значений деформации, привязанных к соответствующим моментам времени, аппроксимация участка ползучести функциональной зависимостью

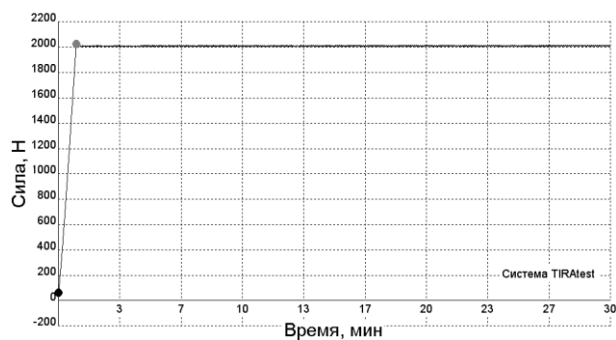
$$\varepsilon_{cr}(t) = \varepsilon_0 \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{cr}}} \right) + \dot{\varepsilon}_1 \cdot t, \quad (5)$$

позволяющей определить параметры ядра модели Бюргерса из следующих соотношений

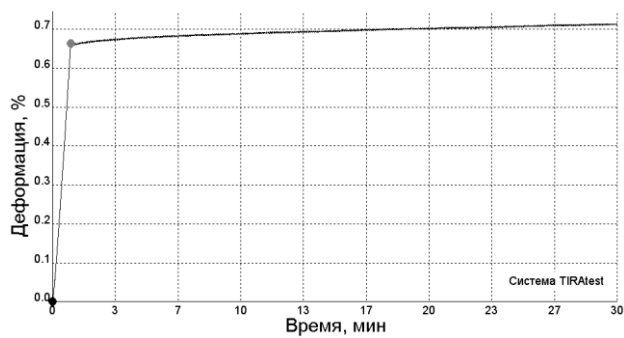
$$\eta_M = \sigma_0 / \dot{\varepsilon}_1; \quad E_K = \sigma_0 / \varepsilon_0; \quad \eta_K = \left[\frac{1}{\sigma_0} \left(\frac{\varepsilon_0}{\tau_{cr}} + \dot{\varepsilon}_1 \right) - \frac{1}{\eta_M} \right]^{-1}. \quad (6)$$

Параметр E_M , имеющий смысл модуля Юнга, определяли по начальному участку диаграммы деформирования (см. рис.4, в, г).

Вычисление интеграла (4) производилось по простейшей формуле прямоугольников, что при шаге интегрирования 5 с давало ошибку ~0.01 %. Сравнение диаграмм на рис. 4, ж и аналогичных показывает, что результаты моделирования полностью повторили экспериментальные диаграммы нагружения. По результатам идентификации ядра ползучести выполнялось моделирование отклика образцов на испытание по программе «нагрузка – выдержка под нагрузкой - разгрузка». Результаты такого моделирования для полимеризованного эпоксидного связующего приведены на рис. 5. Разработанная методика была использована для исследования характеристик ползучести и моделирования поведения композитного материала несущих конструкций при действии климатических факторов.



а – Программа нагружения (весь цикл)



б – Деформационный отклик образца

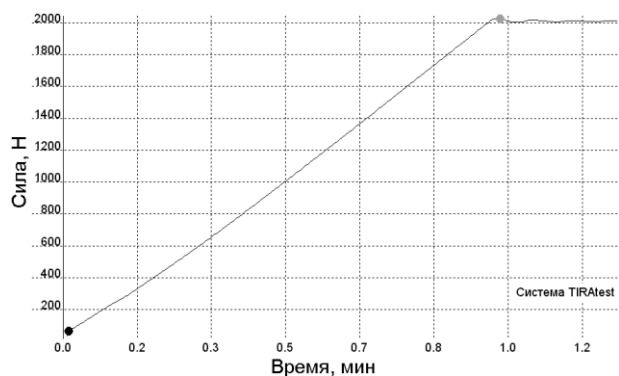
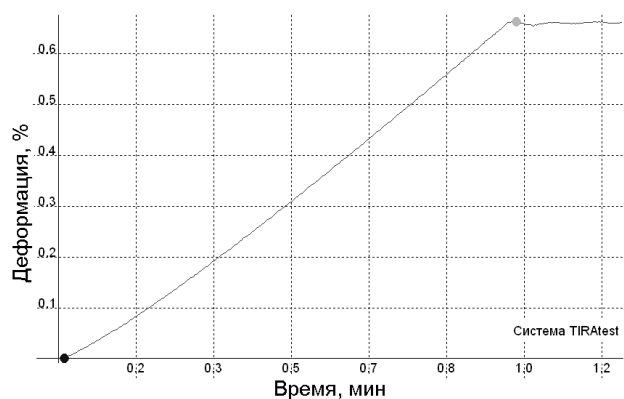
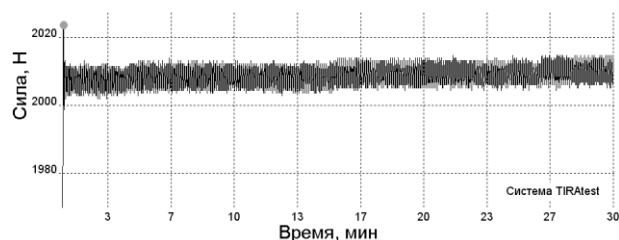
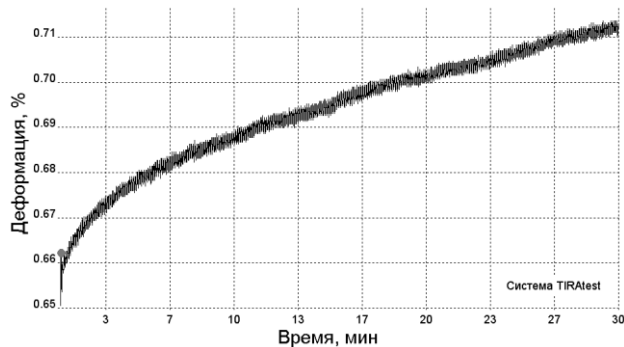
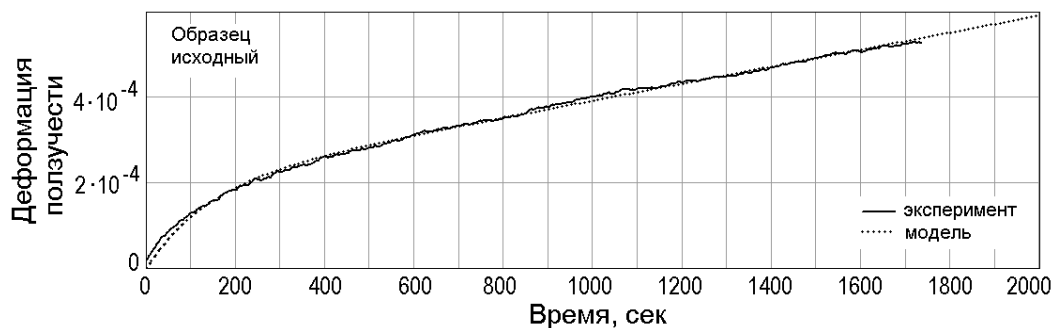
в – Программа нагружения
(упругий участок)г – Диаграмма деформирования
(упругий участок)д – Программа нагружения (автоматическое
поддержание постоянной нагрузки)е – Диаграмма деформирования
(участок ползучести)ж – поведение модели (4) с ядром Бюргерса, восстановленным по данным эксперимента,
и экспериментальная диаграмма ползучести

Рис. 4. Диаграммы ползучести: эксперимент (а-е) и модель Бюргерса (ж)

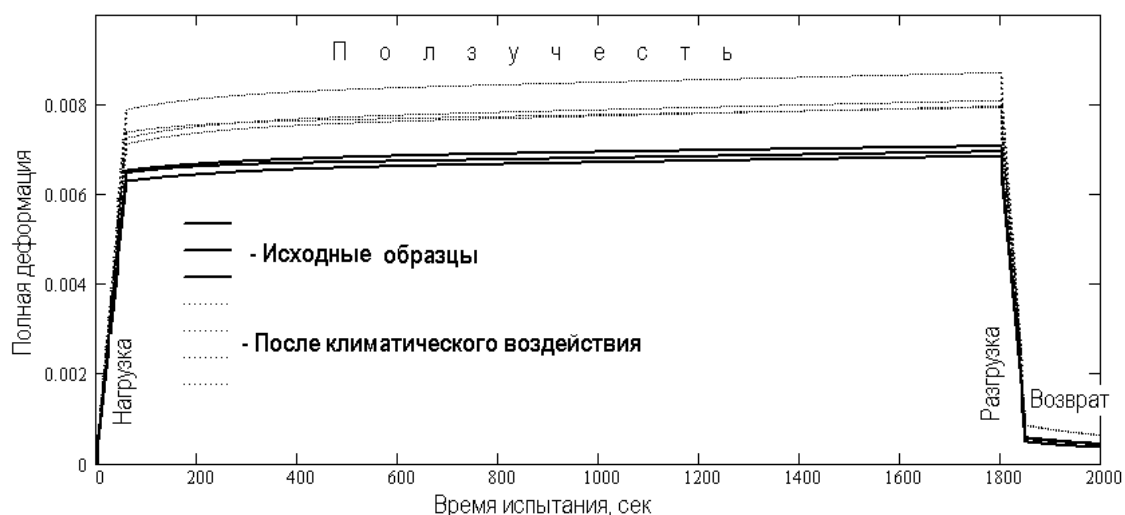


Рис. 5. Моделирование отклика образцов эпоксидного связующего на сложный цикл нагружения

Работа выполнена при поддержке ОАО «Роствертол» и РФФИ, гранты 05-01-0690, 06-01-0840, 07-08-13589, 07-08-12193.

Литература

1. Работнов Ю.Н. Механика деформируемого твердого тела. – М.: Наука, 1975. – 750 с.
2. Manual on Experimental Methods for Mechanical Testing of Composites. 2nd Ed., Editor С.Н. Jenkins, Society for Experimental Mechanics, Fairmont Press Inc., Indiana, 2002, 264 pp.

344010, г. Ростов-на-Дону, пл. Гагарина, 1, т. (863) 2738712, e-mail: aeroengdstu@list.ru

УДК 543.6

ГИГИЕНИЧЕСКАЯ ОЦЕНКА ЗАГРЯЗНЕНИЯ СТОЧНЫХ ВОД ПЛАВАТЕЛЬНЫХ БАССЕЙНОВ

Е.С. Перикова, О.Р. Каратаев, В.Ф. Новиков

Казанский государственный энергетический университет

Рассмотрена проблема анализа загрязняющих веществ, попадающих в сточные воды из различных источников. Приведены рекомендации на основе результатов, полученных экспериментально, по использованию препаратов на основе хлора, наиболее часто используемых для дезинфекции воды в плавательном бассейне.

При определении степени опасности влияния химического загрязнения сточной воды на здоровье человека необходима комплексная оценка, основанная на учете одновременно большого ассортимента токсичных веществ, реально содержащихся в водных средах и поступающих от различных источников загрязнения. В настоящее время экологический мониторинг качества поверхностных и сточных вод основан на учете относительно небольшого

ассортимента загрязняющих веществ, что связано, в основном, со сложностью проведения инструментальных методов анализа последних, проблемами идентификации анализируемых примесных соединений и их количественной интерпретацией [1]. При этом практически не учитываются процессы трансформации химических веществ, нередко приводящие к образованию более токсичных и опасных соединений, чем исходные [2].

Проблема осложняется еще тем, что в основе большинства оптимальных методов анализа водных сред лежат принципы целевого определения компонентов, основанные на анализе конкретных веществ или групп соединений. В то же время водная среда часто представляет собой сложный объект, в котором находится много органических и неорганических химических соединений практически неизвестного состава [3].

Токсичные вещества, поступающие в окружающую среду в результате выбросов промышленных производств и интенсивного сельского хозяйства, регулярно ухудшает качество природных вод. Эти антропогенные загрязнения постоянно нарастают, и во многих водоемах природная среда уже не справляется с очисткой от загрязнителей [4].

Одной из основных задач обеспечения экологической безопасности при попадании сточных вод в окружающую среду является их очистка от примесных соединений. Для решения этой задачи необходимо знать состав приоритетных загрязнителей, попадающих в сточную воду от различных источников и их физико-химические характеристики.

При определении концентрации загрязняющих веществ в водных средах в последнее время наиболее широко применяются газохроматографические методы анализа микропримесей. Этим методом наиболее часто определяют легколетучие галогенорганические соединения, к числу которых относятся тетрахлорметан, хлороформ, толуол и хлорбензол. Кроме того их определяют в сточных водах химических производств [5-7].

Сточные воды плавательных бассейнов являются достаточно сложным объектом для определения в них концентраций химических веществ.

Современные плавательные бассейны – это сложные технические сооружения, в технологическую схему которых входят различные приборы, позволяющие контролировать их рабочие характеристики. Наиболее сложной и ответственной частью плавательных бассейнов является система химической обработки воды путем ее хлорирования различными веществами. При передозировке хлорирующих реагентов в плавательном бассейне происходят химические реакции последних с примесями углеводов, присутствующих в воде. В результате этого процесса происходит образование хлорорганических производных, пары которых, попадая внутрь организма человека с вдыхаемым воздухом, могут способствовать возникновению различных заболеваний, в том числе и серьезных [8].

В настоящее время для хлорирования воды плавательного бассейна применяют быстрорастворимые хлорсодержащие препараты различных стран-производителей: хлорификс (Германия), СТХ-200 (Испания), хлоритекс (Россия) и другие, которые формируются в виде таблеток и содержат свободный хлор в объеме 55 – 60 %.

Хлорирование является наиболее эффективным и экономичным методом обеззараживания воды, которое происходит в результате образования хлорноватистой кислоты. Хлорноватистая кислота диссоциирует в водной среде с образованием гипохлорит аниона и иона водорода [9].

Как известно, в интервале рН от 3,5 до 5,5 все соединения активного хлора образуют хлорноватистую кислоту, а хлор выделяется в виде газа. Хлорамины относятся также к соединениям активного хлора. Хлорноватистая кислота обладает уникальной способностью к образованию метастабильных оксидантов, обладающих антимикробным действием.

В то же время газообразный хлор в результате реакции может выделяться в окружающую среду, особенно при изменении температуры, что способствует ухудшению качества воздушной среды в зоне плавательного бассейна. Для оценки этого влияния нами были проведены исследования по определению концентрации газообразного хлора, выделяемого из хлорирующих препаратов при различных температурах. С этой целью была сконструирована система, которая работает на основе колористического метода анализа (рис. 1).

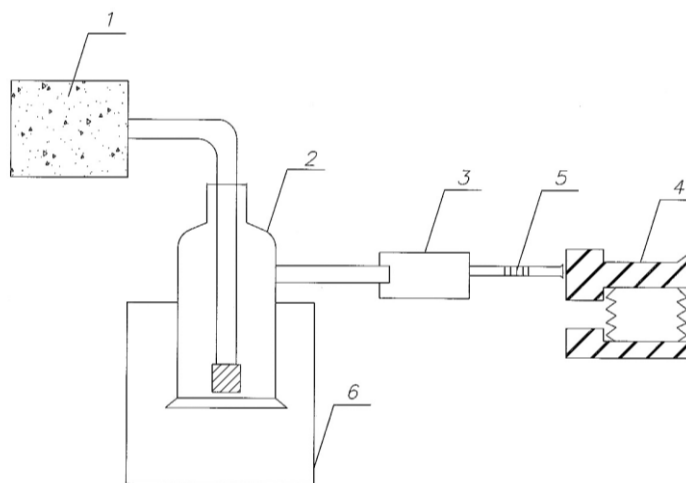


Рис. 1. Колористическая система для анализа содержания хлора в воздушной среде: 1 – фильтр; 2 – емкость для экстракции; 3 – переходник подсоединения индикаторной трубки; 4 – сильфонный аспиратор; 5 – индикаторная трубка; 6 – термостат.

В емкость для твердофазной экстракции помещали навеску исследуемого препарата, включали термостат и при определенной температуре отбираем пробу воздуха с помощью сильфонного аспиратора АМ-5, прокачивая

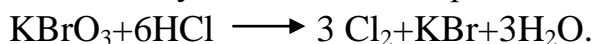
его через индикаторную трубку. Процессы, протекающие в индикаторной трубке, происходят на разделе фаз. Неподвижная твердая фаза состоит из зерен адсорбента, которые заполняют трубку. В индикаторной трубке «проявление» происходит в результате колористической реакции. Молекулы исследуемого компонента пробы, увлекаемые потоком воздуха, перемещаются на определенное расстояние по слою наполнителя.

В результате этого процесса часть молекул исследуемого вещества адсорбируется и вступает в химическую реакцию с реактивом, нанесенным на твердый носитель [10]. Несвязанные молекулы исследуемого вещества увлекаются потоком просасываемой пробы и вступают далее во взаимодействие со свежей поверхностью реагента, закрепленного на индикаторном порошке.

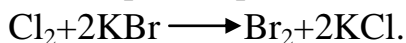
Длина изменившего окраску столбика будет зависеть как от скорости химической реакции, так и от скорости диффузии газа через слой продуктов реакции к свежей поверхности реактива. Если внешняя диффузия газа к свежей поверхности индикаторного порошка преобладает над хемосорбцией, то с повышением концентрации газа возрастает только интенсивность окраски порошка.

Колористическая индикаторная трубка для измерения концентрации хлора отградуирована от 0,5 до 20 мг/м³ с погрешностью не более ±25 %. Определению концентрации хлора не мешают: аммиак 0,9 мг/м³, ацетон до 5 %, декан до 5 %. Диоксид азота до 90 мг/м³, диоксид серы до 130 мг/м³, оксид углерода до 630 мг/м³, толуола 10 %. Значение ПДК_{воз} для хлора составляет 1,0 мг/м³.

При определении концентрации хлора в индикаторных трубках происходит окислительно-восстановительная реакция с выделением галогенов. В результате данной реакции получается элементарный хлор:



Затем образуется элементарный бром:



В последствии бром реагирует с флуорисцеином с образованием окрашенного в ярко-розовый цвет эозина.

Индикационный эффект при определении хлора обусловлен образованием брома и бромированием флуоресцеина. Наличие сильных окислителей или восстановителей влияет на показания индикаторной трубки.

На рис. 2 приведена зависимость концентрации выделившегося из анализируемых препаратов хлора.

Как видно из рисунка, наиболее сильное выделение в окружающую среду хлора наблюдается для препарата «СТХ-200», а более слабое для «Хлоритекс» и «Хлорификс». При этом во всех случаях просматривается линейная зависимость выделения газообразного хлора от температуры.

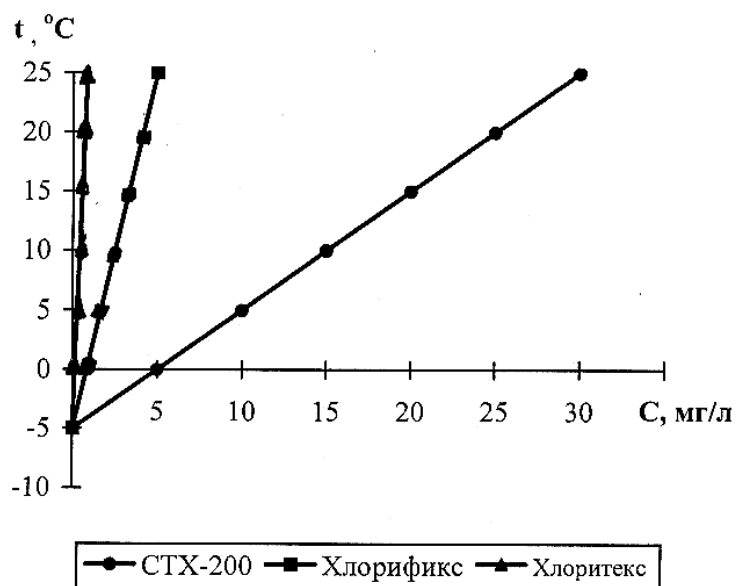


Рис. 2. Зависимость концентрации выделившегося из препарата хлора от температуры эксперимента

Таким образом, по экологической безопасности наиболее предпочтительным для обработки воды плавательных бассейнов можно рекомендовать «Хлоритекс» (Россия) и «Хлорификс» (Германия), где с повышением температуры концентрации анализируемого хлора изменяются незначительно.

Литература

1. Сониясси Р., Сандра П., Шлет К. Анализ воды: органические загрязнители. Практическое руководство. – С.-Петербург: Изд-во Теза, 1995. – 248 с.
2. Методические указания по внедрению Санитарных правил и норм СанПин 2.1.4.559-96. – М.: Госкомсанэпиднадзора России, 1997. – 80 с.
3. Фрог Б.Н., Левченко А.П. Водоподготовка. – М.: Изд-во МГУ, 1996. – 680 с.
4. Яшин Я.И., Яшин А.Я. Журн. аналит. химии. – 1999. – Т. 54. – № 9. – С. 949-956.
5. Рудаков О.Б., Дубко Е.А., Степанова Г.С., Баутин В.И. Журн. аналит. химии. – 1995. – Т. 50. – № 11. – С. 119-198.
6. Вождаева М.Ю., Гребнева Ю.В., Кантор Л.И., Гагарина Л.Н., Замилова Л.М., Труханова Н.В., Мельницкий И.А., Зав. лаб. Диагностика материалов. – 2006. – № 2. – Т. 72. – С. 3-13.
7. Виттенберг А.Г., Калмановский В.И., Костина М.И., Бранцева Т.А., Новикайте Н.В. Журн. аналит. химии. – 1999. – Т. 54. – № 87. – С. 187-195.
8. Каратаев О.Р., Волоцкой А.Д., Перикова Е.С. Плавательные бассейны. Проектирование, строительство, оборудование и эксплуатация. Научное издание. – Казань: Казан. гос. энерг. ун-т, 2006.
9. Грушко Я.М. Вредные органические соединения в промышленных сточных водах: Справочник. – Л.: Химия, 1982. – 216 с.
10. Петрова Н.М., Муравьева А.Г., Лавриненко А.А., Смолев Б.В. Индикаторные трубки и газоопределители / Под ред. Муравьева А.Г. – СПб.: Крисмас+, 2005. – 176 с.

ГАЗОРАЗРЯДНЫЙ ДЕТЕКТОР РАДИАЦИОННОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

В.Ю. Алхимов, В.К. Кулешов

Томский политехнический университет

Рассмотрены вопросы формирования видимого изображения в газоразрядном преобразователе рентгеновского излучения и конструкции преобразователей.

Газоразрядный преобразователь (ГРП) представляет собой два плоскопараллельных электрода, разделенных газовым промежутком. По периметру прибор ограничен диэлектрической рамкой, которая служит для установки величины газового зазора и ограничивает внутренний объем. Прибор наполняется инертным газом (обычно ксеноном) до атмосферного давления. Один из электродов прозрачный и через него происходит наблюдение видимого изображения, а другой – непрозрачный и на него нанесен слой люминофора. Принцип работы ГРП состоит в усилении скрытого электронно-ионного изображения, образующегося в газе под действием ионизирующего излучения, посредством газового разряда и преобразовании ультрафиолетового излучения газового разряда в видимое на люминофорном слое. Коэффициент газового усиления в ГРП достигает 10^6 - 10^7 .

Газовый разряд в условиях ГРП происходит при напряжении электрического поля, в несколько раз превышающего пробивное, поэтому конструкция ГРП должна обеспечивать высокую равномерность поля во всем рабочем объеме [1].

Первые преобразователи не отличались по конструкции от проекционных искровых камер (рис. 1).

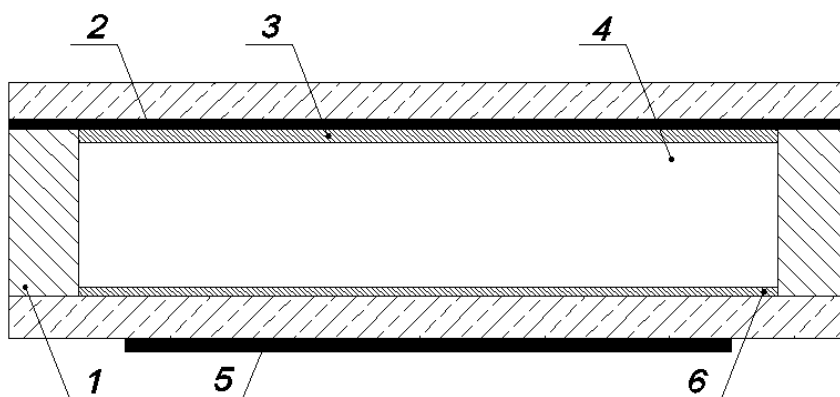


Рис. 1. Конструкция простейшего ГРП:

1 – опорная диэлектрическая рамка; 2 – прозрачный электрод; 3 – люминесцентный слой; 4 – газоразрядный объем; 5 – резистивный слой; 6 – непрозрачный электрод

В качестве непрозрачного электрода обычно использовались алюминиевая пластина, а прозрачный выполнялся в виде проволочной сетки,

накладываемой на стекло. По периметру рабочий объем герметизировался диэлектрической рамкой. Такая конструкция хорошо работала с неоновым и аргоновым наполнением. При криптоновом и особенно ксеноновом наполнении по поверхности рамки возникали мощные ложные пробои, которые ограничивали яркость изображения.

Для повышения яркости было предложено снижать электрическую напряженность по поверхности рамки за счет постепенного увеличения газового зазора на краях рабочего поля. Эта идея была реализована в ГРП с профильным электродом, конструкция которого приведена на рис. 2. Экспериментально установлено, что ложные разряды не возникают, когда профиль выполняется с радиусом закругления, в десять и более раз превышающем величину эффективного газового зазора.

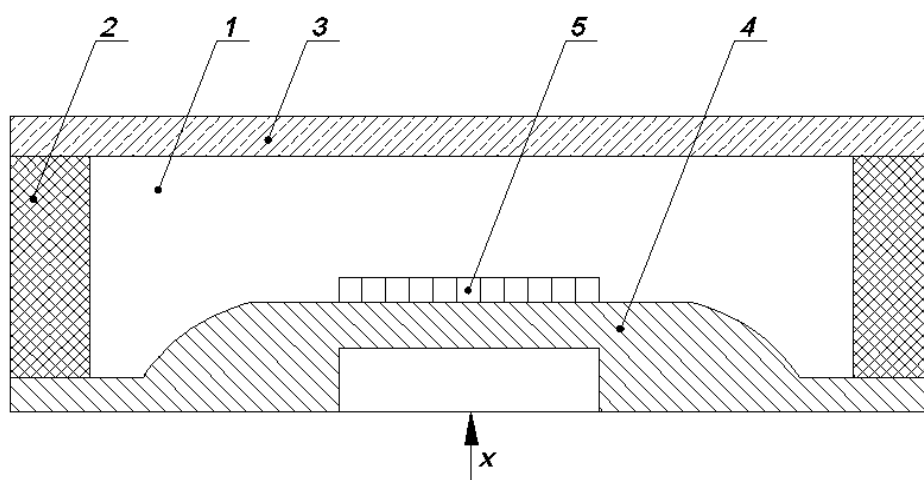


Рис. 2. ГРП с профильным электродом:

1 – газовый объем; 2 – диэлектрик; 3 – входной электрод;
4 – профильный электрод; 5 – выравнивающий электрод

Результаты моделирования электрического поля в газовом зазоре с помощью электропроводящей бумаги при различных радиусах закругления и газовых зазорах показали, что при этих условиях электрическая напряженность на профиле не более чем на 7 % превышает напряженность в плоскопараллельной части. Недостатком конструкции является большая сложность изготовления профильного электрода.

Для повышения технологичности ГРП далее было предложено снижать напряженность поля по поверхности рамки с помощью резистивных слоев. Схематично конструкция ГРП с резистивным слоем представлена на рис. 3.

Постепенно снижение напряженности поля в рабочем поле 1 происходит за счет изменения потенциала по поверхности резистивного слоя 5. Резистивный слой находится в гальваническом контакте с непрозрачным электродом 4 и электродом 6, который служит для выравнивания потенциала по поверхности рамки 2. Ширину резистивного слоя выбирают такой, чтобы он

не перекрывался разрядом. Экспериментально было установлено, что для этого достаточно, чтобы она более чем в три раза превышала величину газового зазора.

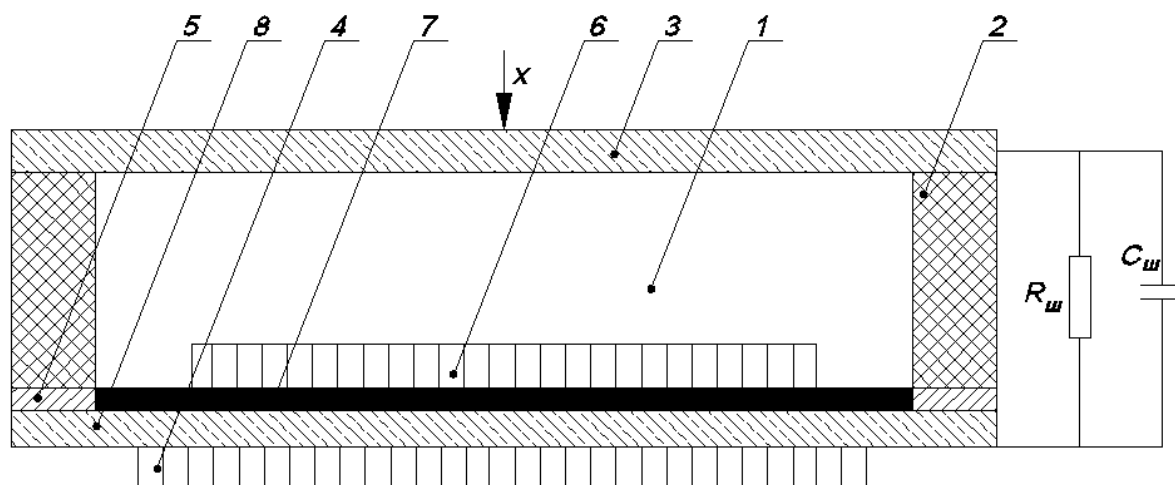


Рис. 3. ГРП с резистивным слоем

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского Фонда Фундаментальных Исследований, грант 06-08-00772.

Литература

1. Алхимов Ю.В., Кулешов В.К., Ковалева Л.Э. Регистрация рентгеновских изображений детекторами, использующими газовый разряд предельно плотной структуры // Известия Томского политехнического университета. – 2002, Вып. 5. – т. 305. – С. 98-105.

634050, г. Томск, ул. Савиных, 7, т. (3622)-41-73-07,

e-mail: alkhimov@tpu.ru

УДК 620.179

ПУТИ ПОВЫШЕНИЯ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ ГАЗОРАЗРЯДНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ РАДИАЦИОННОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

В.Ю. Алхимов, Ю.В. Алхимов, В.К. Кулешов

Томский политехнический университет

Предложены пути повышения разрешающей способности газоразрядного преобразователя рентгеновского излучения в видимое путем фронтальной и боковой коллимации ультрафиолетового излучения разрядов, формирующих изображение объекта контроля.

В стандартной конфигурации разрядного промежутка газоразрядного преобразователя (ГРП) рабочий газовый объем представляет собой единое целое [1], т.е. каждый отдельно рассматриваемый процесс элементарного

взаимодействия влияет на результат соседнего. На конечном этапе визуализации ультрафиолетового излучения в слое люминофора происходит дополнительное размытие видимого изображения, связанное с изотропностью распространения ультрафиолетового излучения. Ультрафиолетовое излучение каждого разряда создает на слое люминофора размытое пятно. И как результат изображения резких границ контролируемого объекта будут размыты и переходы от одной яркости изображения к другой.

Повышения разрешающей способности преобразователя можно достичь, используя решения, применяемые в процессе изготовления газоразрядных индикаторных панелей (ГИП). Вариант ГРП с матричной структурой газового объема, в котором отдельные газовые разряды физически отделены друг от друга, представлен на рис. 1. В рабочем объеме на внутренних поверхностях стеклянных пластин сформирована диэлектрическая матричная решетка, которая задает одинаковый во всех ячейках зазор между электродами. На внутренней поверхности входной пластины расположены люминофорные элементы, преобразующие ультрафиолетовое свечение газового разряда в видимое. Кроме того, матричная решетка предотвращает изменение межэлектродного расстояния под действием физических и атмосферных нагрузок. Стенки матричной решетки непрозрачны в ультрафиолетовой области спектра и препятствуют проникновению излучения газового разряда из одной ячейки в другую, что обеспечивает незначительное размытие теневой картины.

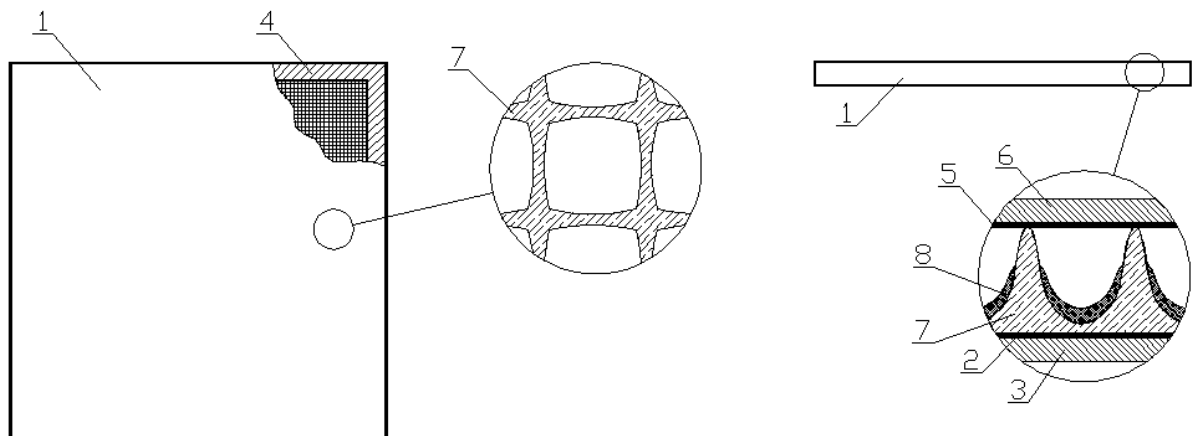


Рис. 1. Конструкция матричного газоразрядного преобразователя:

3, 7 – стеклянные пластины; 1 – диэлектрический контур; 5 – газовый объем;
4, 8 – электроды; 2 – резистивный контур; 6 – люминофор; 9 – матричная решетка

Существующие технологии производства газоразрядных индикаторных панелей позволяют обеспечить размеры ячейки 0,3 x 0,3 x 0,5 мм (длина x ширина x высота), что определяет максимальную разрешающую способность 1,65 пар линий/мм [2]. Это означает, что теоретически можно увеличить разрешающую способность ГРП более чем в два раза.

Фронтальную коллимацию ультрафиолетового излучения разрядов можно осуществить с помощью тонких металлических или окисных пленок, нанесенных непосредственно на поверхность люминесцентного слоя или пластину, отделяющую их от слоя, и прозрачную для возбуждающего ультрафиолетового излучения. Благодаря уникальному набору структурных и физико-химических свойств, в качестве фильтрующего материала можно использовать пористый анодный оксид алюминия (ПАОА). Обнаружена высокая анизотропия показателя преломления оксида в зависимости от угла падения света. На основании этих экспериментальных данных сделан вывод о том, что такие пленки могут использоваться для избирательной селекции ультрафиолетового излучения ГРП.

Газоразрядный преобразователь с фронтальной коллимацией ультрафиолетового излучения схематически представлен на рис. 2.

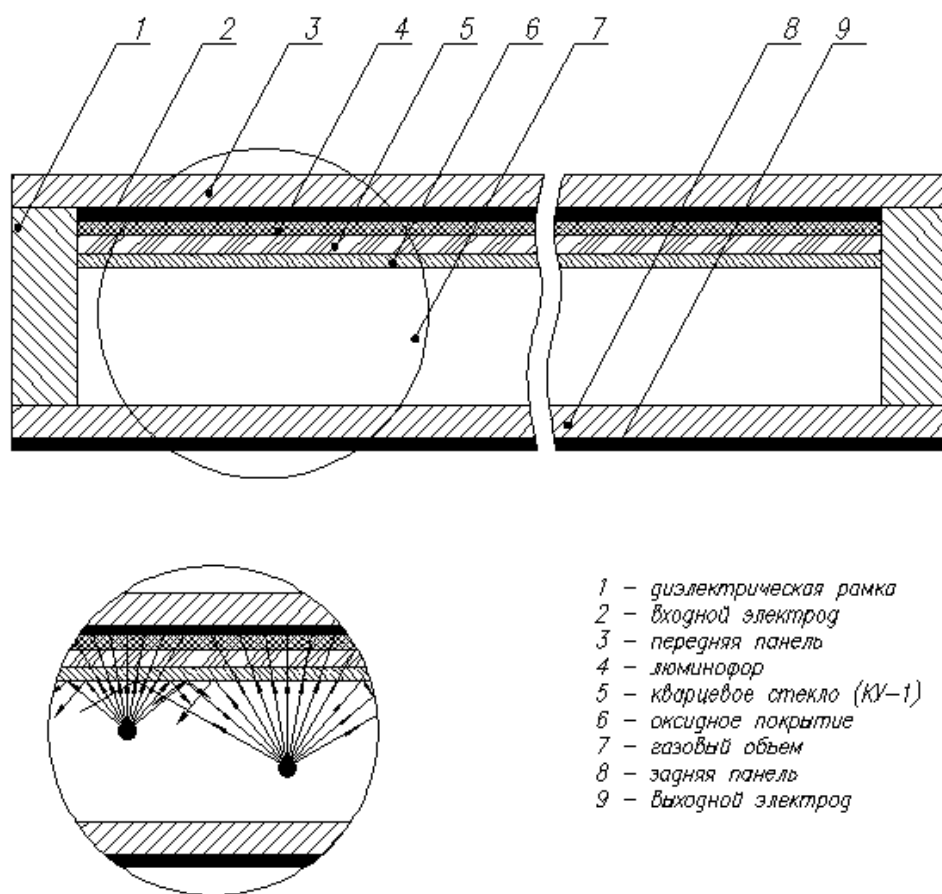


Рис. 2. ГРП с фронтальной фильтрацией излучения

Ультрафиолетовое излучение разряда, распространяющееся в направлении, противоположном просвечиванию, коллимируется в оксидном покрытии 6, нанесенном на панель из кварцевого стекла 5. Ультрафиолетовое излучение трансформируется в видимое в слое люминофора, образуя видимую картину, которая наблюдается через выходной экран 8.

*Работа выполнена при финансовой поддержке Российского Фонда
Фундаментальных Исследований, грант 06-08-00772.*

Литература

1. Алхимов Ю.В., Кулешов В.К., Ковалева Л.Э. Регистрация рентгеновских изображений детекторами, использующими газовый разряд предельно плотной структуры // Известия Томского политехнического университета. – 2002, Вып. 5 – т. 305. – С. 98-105.
2. Алхимов Ю.В., Алхимов В.Ю., Кулешов В.К., Силантьев О.И., Цицура В.Н. Газоразрядный преобразователь с матричной структурой // Известия Томского политехнического университета. – Томск: Изд. ТПУ, 2006. – т. 309. – № 5. – С. 56-60.

634050, г. Томск, ул. Савиных, 7, т. (3622)-41-73-07,
e-mail: alkhimov@tpu.ru

УДК 621.002.3Д419

ИССЛЕДОВАНИЕ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ МОДУЛЯ МЕЖСЛОЙНОГО СДВИГА ОРТОТРОПНЫХ КОМПОЗИТОВ В ИСПЫТАНИЯХ НА КРУЧЕНИЕ

С.Н. Шевцов, А.Н. Соловьев, О.Д. Алексеева, В.В. Дубров
Донской государственный технический университет

Исследована возможность одновременного определения пары сдвиговых модулей композиционного материала в испытаниях на кручение призматических образцов. Показано, что метод позволяет определить только один модуль сдвига при использовании значения другого модуля, полученного в независимом испытании. Определены геометрические ограничения формы образцов и источники неустраняемых погрешностей, присущих методу.

Сертификация производства авиационной техники носит обязательный характер и направлена на обеспечение безопасности полетов. Для особо ответственных деталей из композиционных материалов, таких как лопасти вертолетов, процесс сертификации включает составной частью группу испытаний механических свойств. Наличие надежных методик и оборудования является основным условием для получения обоснованных и надежных результатов испытаний механических свойств композитов.

В настоящее время российские государственные и отраслевые стандарты не охватывают всего комплекса испытаний механических свойств композитов и лишь частично гармонизированы с соответствующими зарубежными стандартами, также не позволяющими выполнить комплекс испытаний всех механических свойств композитов [1-4]. В работе представлено решение проблемы определения модуля межслойного сдвига испытанием на кручение призматических образцов прямоугольного сечения с разным отношением ширины к толщине. Предлагаемая в научной литературе методика

включает определение одновременно модуля межслойного сдвига μ_1 и модуля в плоскости пластины μ_2 путем измерения зависимостей углов закручивания образцов от приложенного момента [5].

Эксперименты проводились на установке, смонтированной на базе точного станка, обеспечивающего передачу момента через вал, установленный в высокоточных подшипниковых узлах. Момент создавался навеской грузов на шнур; вес грузов измерялся динамометром с точностью 1 %. Углы отсчитывались от начального положения. Точность их измерения составляла $0,25^\circ$. Выбиралась группа образцов прямоугольного сечения с различным отношением сторон $\lambda = b/a$. Отсчет производился при 5-6 нагрузках, после чего определяли угловые коэффициенты регрессионных прямых $M(\vartheta)$. Согласно методике [5] расчет модулей сдвига выполняется следующим образом. Когда координатные плоскости ортотропного стержня прямоугольного сечения служат плоскостями его симметрии, а кручение производится вдоль оси z , крутящий момент M и погонный угол закручивания ϑ связаны соотношением

$$M = k\mu_1\vartheta(2a)^3(2b), \quad (1)$$

где k зависит от отношения [5]

$$\chi \equiv \frac{\beta}{\alpha} = \frac{b}{a} \sqrt{\frac{\mu_2}{\mu_1}} \quad (2)$$

и выражается в виде быстро сходящегося ряда:

$$k(\chi) = \frac{1}{3} - \frac{64}{\pi^5 \chi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{th[\pi\chi(2n+1)/2]}{(2n+1)^5}. \quad (3)$$

Задача сводится к решению системы двух уравнений для определения модулей μ_1 и μ_2 по результатам двух экспериментов, выполненных при различных соотношениях длин сторон сечения:

$$k(\chi_1) \cdot \mu_1 = C_1; \quad k(\chi_2) \cdot \mu_1 = C_2, \quad (4)$$

где константы $C_i \equiv \left[(2a_i)^3 (2b_i) \right]^{-1} \cdot M/\vartheta$ определяются через угловые коэффициенты регрессионных прямых $M(\vartheta)$.

Разделив первое уравнение (4) на второе и введя переменную $\eta \equiv \sqrt{\mu_2/\mu_1}$, получают трансцендентное уравнение относительно η :

$$k(\chi_1)/k(\chi_2) = C_1/C_2 \Rightarrow k(\lambda_1\eta) \cdot C_2 = k(\lambda_2\eta) \cdot C_1. \quad (5)$$

После вычисления корня η^0 уравнения (5) вычисляется модуль μ_1 из

$$\mu_1 = C_1/k(\lambda_1\eta^0) \quad (6)$$

и далее модуль μ_2

$$\mu_2 = (\eta^0)^2 \cdot \mu_1. \quad (7)$$

Результат численного решения уравнения (5) представлен на рис. 1, откуда видно, что графики, отвечающие двум различным соотношениям a/b , пересекаются почти горизонтально под очень малым углом. Это означает, что малые экспериментальные погрешности в определении углов закручивания, моментов, размеров и характера крепления образцов могут приводить к непропорционально большим ошибкам в определении параметра η , т.е. измеряемых модулей. Этот результат приводит к выводу о невозможности одновременного экспериментального определения пары модулей сдвига. Было предложено использовать значение модуля сдвига в плоскости, полученное в независимом эксперименте, однако и в этом случае отклонение значения рассчитанного модуля сдвига от его действительной величины оказалось значительным.

Для исследования причин возникновения погрешностей в средах ANSYS и Comsol Multyphysics были выполнены численные эксперименты, полностью моделирующие условия проведенных опытов (рис. 2).

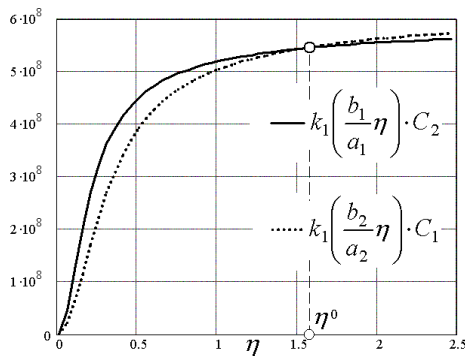


Рис. 2. Определение параметра η^0 численным решением уравнения (5)

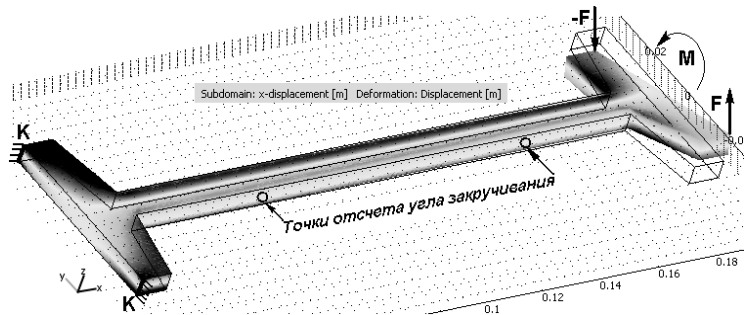


Рис. 3. Конечноэлементное моделирование испытаний образца на кручение.
Цветом показана деформация поперечных сечений

Для каждого приложенного крутящего момента величину угла закручивания определяли между точками x_1 , x_2 , удаленными на 50 мм от концов образца, после чего строили регрессионное уравнение прямой

$$M_i \cdot (2a)^3 (2b) = k(\chi_i) \cdot \mu_1 \cdot \theta_i, \quad (8)$$

угловой коэффициент которой $C_i = k(\chi_i) \cdot \mu_1$, и численно решали уравнение

$$C_1 - k_1(\lambda/\eta) \cdot \eta^2 = 0. \quad (9)$$

Решение η^0 последнего уравнения (см. рис. 3) и найденное из независимого эксперимента значение μ_2 позволяет определить модуль межслойного сдвига $\mu_1 = \mu_2 \cdot (\eta^0)^2$.

Расчеты, выполненные по описанной методике, выявили следующую закономерность: вычисленная величина модуля μ_1 существенно зависела от

соотношения сторон сечения. При увеличении длины стороны сечения результат рассчитываемого модуля сдвига (относящегося к короткой стороне) приближается к значению модуля сдвига, относящегося к более длинной стороне. Наоборот, при выравнивании длины сторон рассчитанное значение модуля менее чем на 1 % отклоняется от использованного в конечноэлементном расчете.

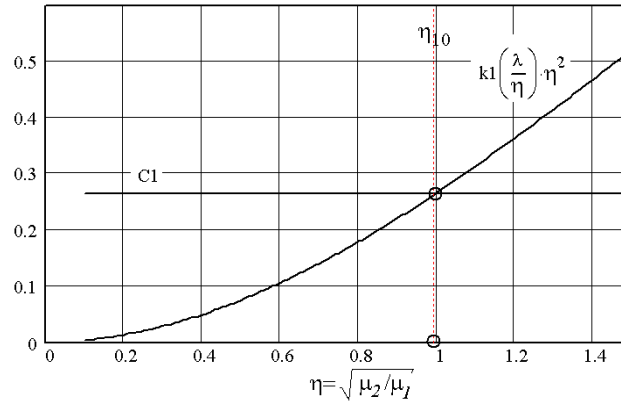


Рис. 3. Графическое решение уравнения (9)

Полученный результат становится ясным после анализа напряженного состояния материала в сечении закручиваемого образца (рис. 4). Напряжения сдвига τ_{xy} существенно больше и занимают большую площадь, чем напряжения в плоскости, отвечающей толщине стержня.

Для дополнительного исследования влияния соотношения сторон сечения на величину рассчитываемого модуля сдвига было выполнено исследование крутильной жесткости стержней с одинаковой площадью сечения, но различным соотношением сторон (рис. 5).

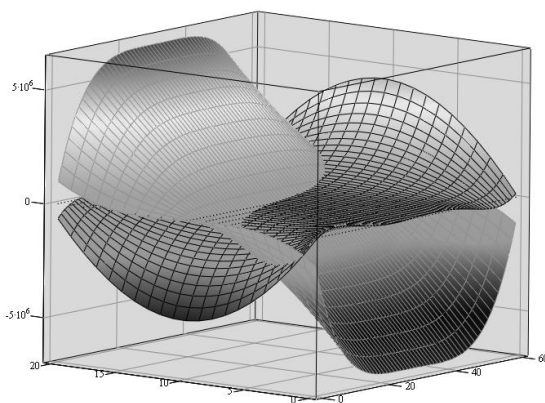


Рис. 4. Распределение сдвиговых напряжений в прямоугольном сечении закручиваемого образца (серая сетка – τ_{xy} , черная сетка – τ_{xz})

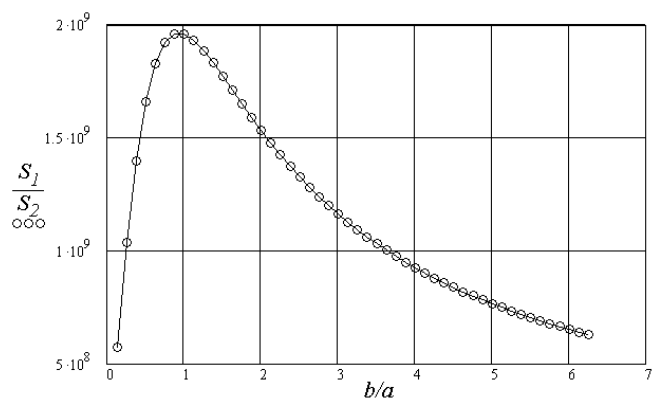


Рис. 5. Зависимость крутильной жесткости стержня прямоугольного сечения от соотношения сторон

Из графика видно, что при отношении толщины к ширине, равном единице, т.е. при равенстве обеих сторон сечения достигается самая большая

жесткость. Но квадратному сечению отвечает и минимальная погрешность экспериментального определения модуля межслойного сдвига. Этот факт составляет существенное геометрическое ограничение методики, которое должно быть учтено при испытаниях механических свойств композиционных материалов ответственных авиационных конструкций.

Работа выполнена при поддержке РФФИ, гранты 05-01-0690, 06-01-0840, 07-08-13589, 07-08-12193.

Литература

1. John S. Tomblin, Jeow C. Ng, and K. Suresh Raju MATERIAL QUALIFICATION AND EQUIVALENCY FOR POLYMER MATRIX COMPOSITE MATERIAL SYSTEMS // Final Report ACE-110, U.S. Department of Transportation, Federal Aviation Administration. Washington, p. 119.
2. Мэтьюз Ф., Роллингс Р. Композитные материалы. Механика и технология. – М.: Техносфера, 2004. – 406 с.
3. Manual on Experimental Methods for Mechanical Testing of Composites. 2nd Ed., Editor C.H.Jenkins, Society for Experimental Mechanics, The Fairmont Press Inc., Indiana, 2002. – 264 pp.
4. P. Feraboli and T. Cleveland In search for the true interlaminar shear strength // Proc. on 48th AIAA/ASME/ASCE/AHS/ASC Structures, Structural Dynamics, and Materials Conference, Honolulu, 2007.
5. Работнов Ю.Н. Механика деформируемого твердого тела. – М.: Наука, 1975. – 750 с.

344010, Ростов-на-Дону, пл. Гагарина, 1, Авиастроение, т. (863)2738712,
e-mail: plazma-1@yandex.ru

УДК 617.7

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЭВМ ПРИ ОЦЕНКЕ ВРЕМЕНИ ИНЕРЦИОННОСТИ ЗРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ЧЕЛОВЕКА

А.В. Лежнин

Марийский государственный технический университет

Предлагается комфортный метод исследования инерционности зрительной системы человека и его аппаратно-программная реализация.

В последние годы значительно выросло число публикаций, посвященных функциональным нарушениям органов зрения и методам ранней их диагностики. Повышенный интерес к данной проблеме можно объяснить стремительным увеличением числа видеодисплейных терминалов, используемых человеком в трудовой и повседневной деятельности, что, в свою очередь, ведет к повышению нагрузки на зрительную систему.

В сложившихся условиях особую значимость приобретают методы, позволяющие быстро и с достаточной точностью оценить функциональное состояние зрительной системы человека.

Инерционность зрительной системы – один из основных ее параметров. Установлено, что ее изменение существенно опережает ухудшение функционального состояния зрительной системы. Следовательно, исследование инерционности зрительной системы позволяет своевременно диагностировать нарушения ее работы.

Предложен метод исследования инерционности путем одновременного предъявления испытуемому пары импульсов через некоторый временной промежуток T , причем регулируемый по длительности импульс пары задержан относительно эталонного на малый временной интервал (рис. 1) [1].

На рис. 1,б регулируемый по длительности импульс задержан относительно эталонного на некоторую величину $t_{\text{зад}}$. При этой задержке у испытуемого возникает ощущения того, что импульсы начинаются одновременно. В процессе измерения $t_{\text{зад}}$ увеличивают до порогового значения $t_{\text{зад. пор}}$, при котором у испытуемого возникает ощущение того, что импульсы начинаются (рис. 1,в) не одновременно. В этот момент $t_{\text{зад. пор}}$ фиксируется и принимается равным инерционности зрительной системы.

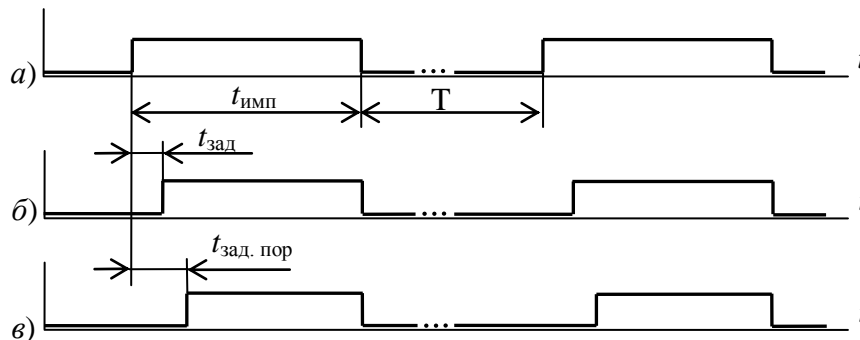


Рис. 1. Временные диаграммы импульсов при исследовании инерционности:

а – временная диаграмма эталонного импульса; *б* – временная диаграмма задержанного импульса; *в* – временная диаграмма импульса задержанного на пороговую величину $t_{\text{зад. пор}}$

Для автоматизации исследований степени утомления зрительной системы предложенным методом разработан аппаратно-программный комплекс, в состав которого входит IBM-совместимый персональный компьютер, выносной пульт испытуемого с источниками световых импульсов и органами управления, подсоединенный к COM-порту компьютера.

Литература

1. Патент 2262293 РФ, МПК⁷ А 61 В 3/02. Способ определения времени инерционности зрительной системы человека / И.В. Петухов, А.В. Лежнин, В.В. Роженцов. – Опубл. 20.10.2005, Бюл. № 29.

г. Йошкар-Ола, пл. Ленина, 3, кафедра ПуП ЭВС, e-mail: Alexander.Lezhnin@gmail.com

ПЕРСПЕКТИВЫ УЛУЧШЕНИЯ КАЧЕСТВА СНИМАЕМЫХ ЭЛЕКТРОДАМИ ФИЗИОЛОГИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ЧЕЛОВЕКА

М.М. Южаков, Д.К. Авдеева

Томский политехнический университет. НИИ Интроскопии.

Рассматривается проблема снижения уровня шума в каналах получения физиологических параметров человека. Предлагается к реализации схема, позволяющая существенно снизить уровень шумов, и тем самым увеличить информативность снимаемой информации.

Бурное развитие полиграфологии за последние 2-3 десятилетия во многом обусловлено разработкой и широким внедрением в клиническую и оперативную практику новых методик исследования, а также технологического усовершенствования регистрирующей аппаратуры. На основании полиграфических исследований можно судить об изменении во времени комплекса физиологических параметров, целью которого является выявление динамики эмоционального напряжения объекта исследования [1].

На сегодняшний день из наиболее диагностически значимых методов можно выделить следующие: исследование электроэнцефалограммы, кожно-гальванической реакции, температуры, электроокулограммы, электромиограммы, плетизмограммы. При этом основным методом, который дает более половины информативности, по мнению экспертов, работающих в этой области, является кожно-гальваническая реакция (КГР) [2].

Перспективным направлением развития науки о детекции лжи является улучшение качества получаемых сигналов с точки зрения улучшения отношения сигнал/шум измерительных каналов, это важно также для электрофизиологических исследований в медицине. Уменьшение шумов позволит распознать и изучить сигналы в диапазоне частот, близких к нулю Герц. Для достижения такой цели необходимы как малошумящие высокостабильные датчики и элементная база, так и новые подходы непосредственно к процессу получения информации.

На настоящий момент на рынке полиграфов представлены несколько видов моделей отечественного и зарубежного производства, отличающихся по техническим характеристикам и ценовому диапазону. Наиболее известные из них представлены ниже.

Система Вiorac MP100, (США), Полиграфы MP100 и MP150 предназначены для проведения электрофизиологических исследований. Модульная организация позволяет настраивать систему для решения различных задач при каждом эксперименте. Особенностью комплексов является отсутствие приборной стойки – модули ВІОРАС подключаются к интерфейсному блоку

UIM100C, входящему в минимальный комплект поставки, отношение сигнал/шум составляет 70 децибелов при 1000-кратном усилении.

Полиграф "Риф", (Россия) совместим с любым компьютером типа IBM (от 386 процессора), имеющим комовый порт с разъемом RS-232. Возможна работа в полевых условиях. Технические характеристики: Количество каналов – 11 (Фотоплетизмограмма, Кр-фазическая составляющая, Кр-тоническая составляющая, дыхание верхнее, дыхание нижнее, регистрация изменения давления, регистрация противодействия тестированию (+ тремору), автоматическая оценка общего напряжения обследуемого в реальном масштабе времени, регистрация речевого сигнала, регистрация психологической составляющей обследуемого - 2 канала).

Профессиональный компьютерный полиграф (ПКП) «ПИК-01», (Россия) предназначен для проведения опросов с использованием полиграфа в полевых и стационарных условиях. Технические характеристики ПКП «ПИК-01»: обмен данными между сенсорным блоком ПКП и компьютером осуществляется через интерфейс USB.

Проведя анализ имеющейся информации по вышеприведенным и другим приборам можно выделить несколько составляющих систему блоков с различными функциональными задачами: внешняя среда, источник информации (0), многоканальный блок съема информации (датчики) (1), блок передачи информации (провода) (2), блок обработки информации (3), интерфейс (4) и программное обеспечение (5), используемое на персональном компьютере (ПК), (рис. 1).

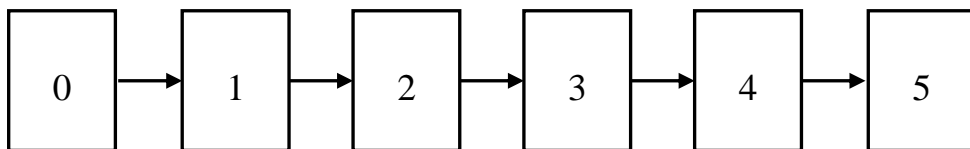


Рис. 1. Схема стандартного подхода к созданию системы сбора физиологических параметров

Представленная схема по своей сути накапливает шум и уже на входе блока обработки полезная информация искажена. Для уменьшения влияния шумов предлагается при проектировании системы сбора физиологических параметров отказаться от использования металлических датчиков. Вместо них предлагается использовать низкошумящие хлор-серебряные датчики, разработанные в НИИ Интроскопии. Также, используя достижения современной электронной промышленности, появилась возможность объединить блок сбора информации с блоком обработки, тем самым, уменьшив влияние шума проводов на полезный информационный сигнал. Кроме того, в блоке обработки информации предлагается использовать один из передовых методов многоуровневого аналого-цифрового преобразования – сигма-дельта

преобразования [3]. Поэтому представляется перспективным использование в современном компьютерном полиграфе интегрального АЦП на основе технологии сигма-дельта.

Таким образом, схема системы сбора физиологических параметров приобретет вид, представленный на рис. 2, где 0 – источник информации, 1 – многоканальный съем информации, 2 – блок обработки информации, 3 – интерфейс, 4 – программное обеспечение.

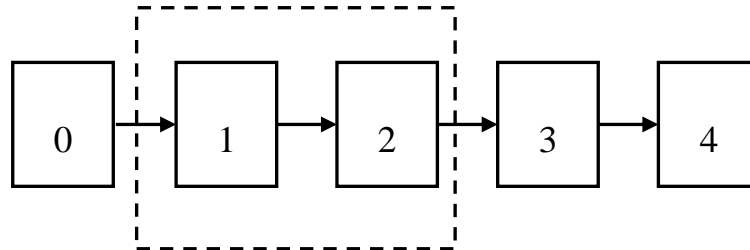


Рис. 2. Схема предлагаемого подхода к созданию системы сбора физиологических параметров

Предварительные эксперименты показали, что применение хлор-серебряных сенсоров позволит существенно улучшить технические характеристики систем сбора физиологических параметров, уровень шума которых будет определяться, в основном, характеристиками дельта-сигма АЦП.

Литература

1. Журин С.И. Практика и теория использования детекторов лжи. – М.: Горячая линия – Телеком, 2004. – 143 с.
2. Методика и техника психофизиологического эксперимента. – М.: Наука, 1987.
3. Medical electrical equipment, Part 3, Particular requirement for the essential performance of recording and analysing electrocardiographs // IEC. – Geneva. – 1996. – 75 p.

634028, г. Томск, ул. Савиных, 3, т. (382-2) 41-91-48, факс 42-42-11,
e-mail: libra2000@yandex.ru

УДК 681.3

ПОСТРОЕНИЕ ПОДСИСТЕМЫ РАСПОЗНАВАНИЯ ОСОБЕЙ ПТИЦ ПО ФОРМЕ ЯИЦ

А.Д. Нумеров, А.П. Преображенский, Ю.Е. Чутченко

Воронежский государственный университет,
Автономная некоммерческая образовательная организация
Воронежский институт высоких технологий

Рассмотрена возможность использования подсистемы обработки изображений в системах распознавания особей птиц по отложенным ими яйцам. Даны основные требования к такой подсистеме.

В настоящее время наблюдается развитие методов обработки данных и использование их в различных информационных системах. Большой класс систем составляют системы обработки графической информации.

Представляет интерес построение подсистемы обработки фотоизображений яиц, по которым необходимо провести классификацию особей.

Предлагается в качестве основного параметра классификации использовать соотношение между площадью верхней половины яйца, полученной при его горизонтальном разбиении, и площадью всего яйца – коэффициент площади.

Построен программный продукт, позволяющий проводить считывание изображения из графических файлов, проводить расчет коэффициента площади. Было установлено, что при обработке графической информации для более точного различения необходимо иметь фотографии яиц на однородном фоне.

Литература

1. Грузман И.С., Киричук В.С., Косых В.П., Перетягин Г.И., Спектор А.А. Цифровая обработка изображений в информационных системах: Учебное пособие. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2000 – 168 с.

394043, г. Воронеж, ул. Ленина, 73а, т. 20-56-54,
e-mail: app@vvt.ru

УДК 681.3.07

АНАЛИЗ ОСОБЕННОСТЕЙ АРХИТЕКТУР МНОГОКАНАЛЬНЫХ КОНТРОЛЛЕРОВ СИСТЕМ СБОРА ДАННЫХ

Ю.В. Редькин

Морская государственная академия им. адм. Ф.Ф. Ушакова, г. Новороссийск

Рассмотрены архитектуры многоканальных контроллеров систем сбора данных. Проведен сравнительный анализ их достоинств и недостатков. Определены области применения различных архитектур.

Толчком к развитию систем сбора данных (ССД) послужили успехи в разработке микроконтроллеров, сетевых протоколов и оборудования на их основе. Это дало возможность децентрализовать функции систем и осуществлять сбор данных и их обработку с помощью сети контроллеров, установленных на объектах контроля. Так, современные системы сбора данных представляют собой, как правило, многоуровневые системы, нижний уровень которых представлен набором многоканальных контроллеров, объединенных в сеть с помощью диспетчерского пункта. Контроллеры системы снимают показания с аналоговых датчиков, проводят первичную обработку данных,

принимают команды диспетчерского пункта и передают ему собранную и обработанную информацию.

Обобщенная схема многоканального контроллера современной системы сбора данных представлена на рис. 1.

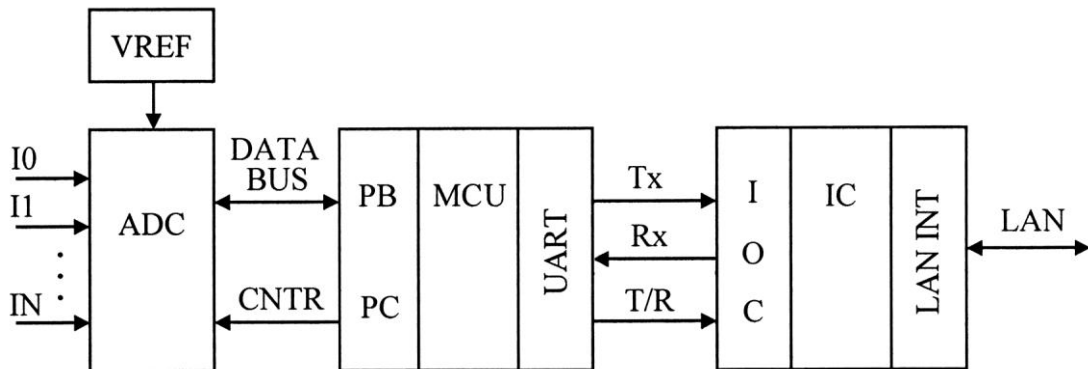


Рис. 1. Многоканальный контроллер системы сбора данных

Основными элементами схемы контроллера ССД являются: *ADC* – многоканальный аналого-цифровой преобразователь (АЦП) с источником опорного напряжения (ИОН) *VREF*, соединенный локальной шиной *DATA BUS* с управляющим микроконтроллером *MCU*, и преобразователь интерфейсов *IC*, конвертирующий интерфейс микроконтроллера (как правило, *UART*) в сетевой интерфейс (например, *RS-232* или *RS-485*).

Схема, приведенная выше, является обобщенной схемой контроллера ССД. В зависимости от взаимного расположения аналого-цифрового преобразователя *ADC* и микроконтроллера *MCU*, различают три архитектуры многоканальных контроллеров: с внешним (по отношению к *MCU*) АЦП, со встроенным АЦП, и на основе микроконвертора. Сравним особенности архитектур контроллеров, рассмотрим их достоинства, недостатки и определим наиболее эффективные области применения.

Рассмотрим архитектуру многоканального контроллера ССД с внешним АЦП (см. рис. 1). Типичным представителем внешнего АЦП универсального назначения является БИС *MAX1168* фирмы *Maxim* [1]. Основные характеристики *MAX1168* следующие: число аналоговых каналов – 8; разрешение АЦП – 10 *bit*; интегральная нелинейность преобразования – $\pm 1,0$ *LSB*; абсолютная ошибка преобразования ± 2 *LSB*; частота преобразования – 200 *ksps*; диапазон преобразуемого напряжения – 0...4 В.

Архитектура с внешним АЦП обеспечивает максимальную гибкость при создании ССД: типовые контроллеры системы могут комплектоваться как универсальными АЦП широкого применения, так и, при необходимости, АЦП специального назначения, например, скоростными, прецизионными и т.п. Именно по этой причине контроллеры с внешним АЦП и получили широкое применение при разработке современных ССД.

Важным достоинством архитектуры с внешним АЦП является то, что она позволяет обеспечить очень высокую точность аналого-цифрового преобразования, вплоть до 16–24 *bit* (при применении прецизионных АЦП). Однако на практике такая точность не всегда оказывается востребованной. В системах общего назначения, не предъявляющих высоких требований к точности АЦП, целесообразно применять универсальные микроконтроллеры со встроенными АЦП с разрешающей способностью 8–12 *bit*, что вполне достаточно для решения широкого круга задач.

Типичным представителем универсальных микроконтроллеров со встроенным модулем АЦП является микроконтроллер *ATmega8535* фирмы *Atmel* [2]. БИС *ATmega8535* позволяет решать не только задачи, характерные для классических микроконтроллеров (ввод-вывод цифровых данных, обработка и передача данных через локальный интерфейс), но и заниматься сбором и обработкой аналоговой информации. С этой целью *ATmega8535* содержит 8-канальный модуль АЦП, упрощенная функциональная схема которого приведена на рис. 2.

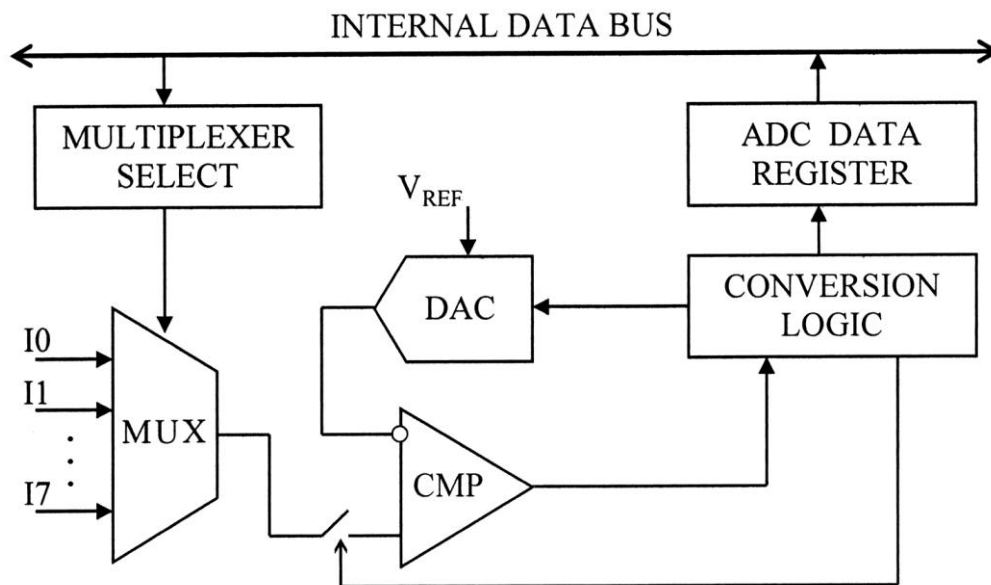


Рис. 2. Функциональная схема встроенного АЦП микроконтроллера

Модуль АЦП микроконтроллера *ATmega8535* включает в себя: *MUX* – входной мультиплексор, АЦП следящего типа (*DAC* – цифро-аналоговый преобразователь, *CMP* – компаратор выборки и хранения, *CONVERSION LOGIC* – устройство управления преобразованием), *MULTIPLEXER SELECT* – устройство выбора канала, *ADC DATA REGISTER* – выходной регистр данных, *INTERNAL DATA BUS* – внутренняя шина данных.

Основные характеристики АЦП микроконтроллера *ATmega8535* следующие: число аналоговых каналов – 8; разрешение АЦП – 10 *bit*; интегральная нелинейность преобразования – $\pm 0,5$ *LSB*; абсолютная ошибка

преобразования ± 1 LSB; частота преобразования – 15 *ksp/s* при максимальном разрешении; диапазон преобразуемого напряжения – 0...4 В.

Микроконтроллеры с интегрированными многоканальными АЦП позволяют создавать компактные универсальные контроллеры ССД. Основным недостатком контроллеров со встроенным АЦП является невысокая точность аналого-цифрового преобразования, в сильной степени зависящая от внешних факторов, в частности, от температуры. С целью увеличения точности работы встроенных АЦП были разработаны так называемые микроконверторы (*MicroConvertor*), представляющие собой прецизионные АЦП со встроенным ядром микроконтроллера. Заметим, что основным модулем микроконвертора является АЦП, в отличие от микроконтроллера, у которого он является лишь частью аналоговой периферии ядра.

Одними из лучших по точности преобразования на сегодняшний день являются микроконверторы семейства *MSC121x* от фирмы *Texas Instruments* [3]. Они предназначены для прецизионных измерений и цифровой обработки полученных результатов измерений при помощи встроенных аппаратных средств. Основой микроконверторов является прецизионный 8-канальный модуль АЦП, упрощенная функциональная схема которого представлена на рис. 3.

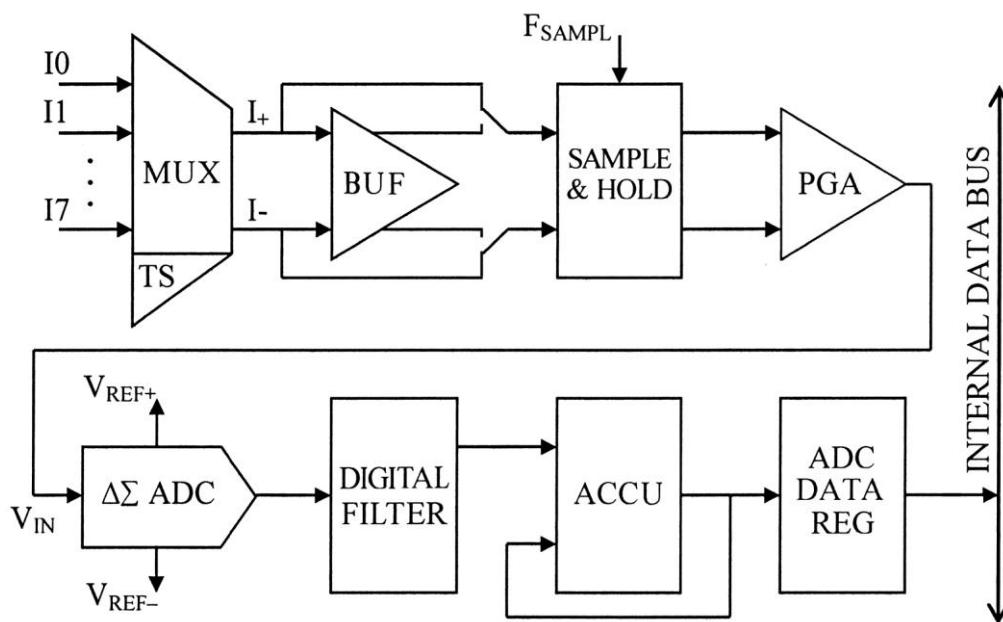


Рис. 3. Функциональная схема АЦП микроконвертора

Модуль АЦП микроконвертора *MSC121x* включает в себя: *MUX* – входной мультиплексор, *BUF* – входной буфер, *SAMPLE & HOLD* – устройство выборки и хранения, *PGA* – программируемый усилитель, $\Delta\Sigma$ *ADC* – дельта-сигма АЦП, *DIGITAL FILTER* – программируемый цифровой фильтр, *ACCU* – накапливающий сумматор, *ADC DATA REG* – выходной регистр данных, *INTERNAL DATA BUS* – внутренняя шина данных.

Мультиплексор позволяет конфигурировать аналоговые входы в дифференциальные пары. Для компенсации температурных ошибок служит встроенный температурный датчик *TS*. Его напряжение линейно зависит от температуры в диапазоне $-40...+85^{\circ}\text{C}$. Программируемый усилитель *PGA* улучшает разрешающую способность при измерении малых напряжений. Цифровой ФНЧ позволяет значительно ослабить шумы и помехи в постоянном или медленно меняющемся напряжении. Сумматор *ACCU* ускоряет обработку 24-разрядных результатов преобразования, сложную для реализации на встроенном 8-разрядном микропроцессорном ядре *80C51*.

Основные характеристики модуля АЦП микроконверторов семейства *MSC121x* следующие: число аналоговых каналов – 8; разрешение АЦП – 24 *bit*; эффективное разрешение АЦП – 22 *bit* в диапазоне $\pm 2,5\text{ V}$; диапазон преобразуемого напряжения – от $\pm 2,5\text{ V}$ до $\pm 19\text{ mV}$ в зависимости от коэффициента усиления *PGA*; частота преобразования – до 50 *sps* при максимальном разрешении.

Отметим, что характеристики преобразования микроконверторов не хуже характеристик прецизионных АЦП, выполненных в виде отдельных БИС. В тоже время они интегрируют в себе все устройства, необходимые для создания контроллеров систем сбора данных: многоканальный прецизионный АЦП, высокоточный ИОН и управляющий микроконтроллер, снабженный последовательными интерфейсами (*I²C*, *SPI*, *USART*), что облегчает объединение его в сеть с другими контроллерами ССД.

Основные параметры контроллеров систем сбора данных рассмотренных архитектур сведены в таблицу 1.

Таблица 1

Параметры контроллеров систем сбора данных

Архитектура Параметр	Внешний АЦП	Встроенный АЦП	Микрокон- вертор
Разрядность АЦП, <i>bit</i>	10 – 16	8 – 12	16 – 24
Ошибка АЦП, <i>LSB</i>	± 2	± 1	± 2
Число каналов, <i>num</i>	8 – 10	8 – 10	8 – 10
Производительность, <i>ksps</i>	100 – 200	10 – 15	0,05 – 1,365
Программная калибровка	–	–	+
Обработка результатов измерений	микро- контроллером	микро- контроллером	встроена в АЦП
Степень интеграции	средняя	высокая	высокая

Как следует из проведенного сравнительного анализа, каждая из рассмотренных архитектур контроллеров ССД имеет определенные преимущества в своей области применения. Архитектура с внешним АЦП обеспечивает

максимальную гибкость при разработке контроллеров ССД разнообразного функционального назначения и точности преобразования. Архитектуру со встроенным АЦП целесообразно применять в контроллерах ССД общего назначения, не предъявляющих высоких требований к точности преобразования. Для решения задач, требующих максимальной точности, целесообразно применять прецизионные микроконверторы, обеспечивающие высокое разрешение при относительно низкой частоте преобразования. Такое разграничение областей применения позволяет создавать эффективные и компактные контроллеры, обеспечивающих сбор, оцифровку, предварительную цифровую обработку и передачу полученных данных в сеть ССД с помощью минимальных аппаратных затрат.

Литература

1. Гелль П. Как превратить персональный компьютер в измерительный комплекс: Пер. с фр. – М.: ДМК Пресс, 2005. – 144 с.
2. Евстифеев А.В. Микроконтроллеры AVR семейства Tiny и Mega фирмы ATMEL. – М.: Издательский дом “Додэка-XXI”, 2006. – 560 с.
3. Редькин П.П. Прецизионные системы сбора данных семейства MSC12xx фирмы Texas Instruments. – М.: Издательский дом “Додэка-XXI”, 2006. – 608 с.

353907, г. Новороссийск, ул. Анапское шоссе, д. 10, кв. 10, т. 21-03-83,
e-mail: redkin_yura@mail.ru

УДК 621.316.925: 621.317.3

АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ ЭНЕРГОСИСТЕМ

А.В. Мокеев

Архангельский государственный технический университет

Рассматриваются вопросы анализа алгоритмов обработки сигналов для наиболее распространенных интеллектуальных электронных устройств энергосистем – многофункциональных устройств релейной защиты и автоматики.

Наиболее распространенные алгоритмы обработки сигналов [1, 2] многофункциональных устройств защиты и автоматики (Protection Intelligent Electronic Devices или сокращенно PIED) могут быть представлены на примере своих аналоговых прототипов согласно структурных схем на рис. 1.

Алгоритм обработки сигналов, представленный на рис. 1,а, основан на реализации следующего интегрального преобразования

$$X_c(t) = \int_{t-T_1}^t v_c(\tau) \cdot x(\tau) d\tau, \quad X_s(t) = \int_{t-T_1}^t v_s(\tau) \cdot x(\tau) d\tau. \quad (1)$$

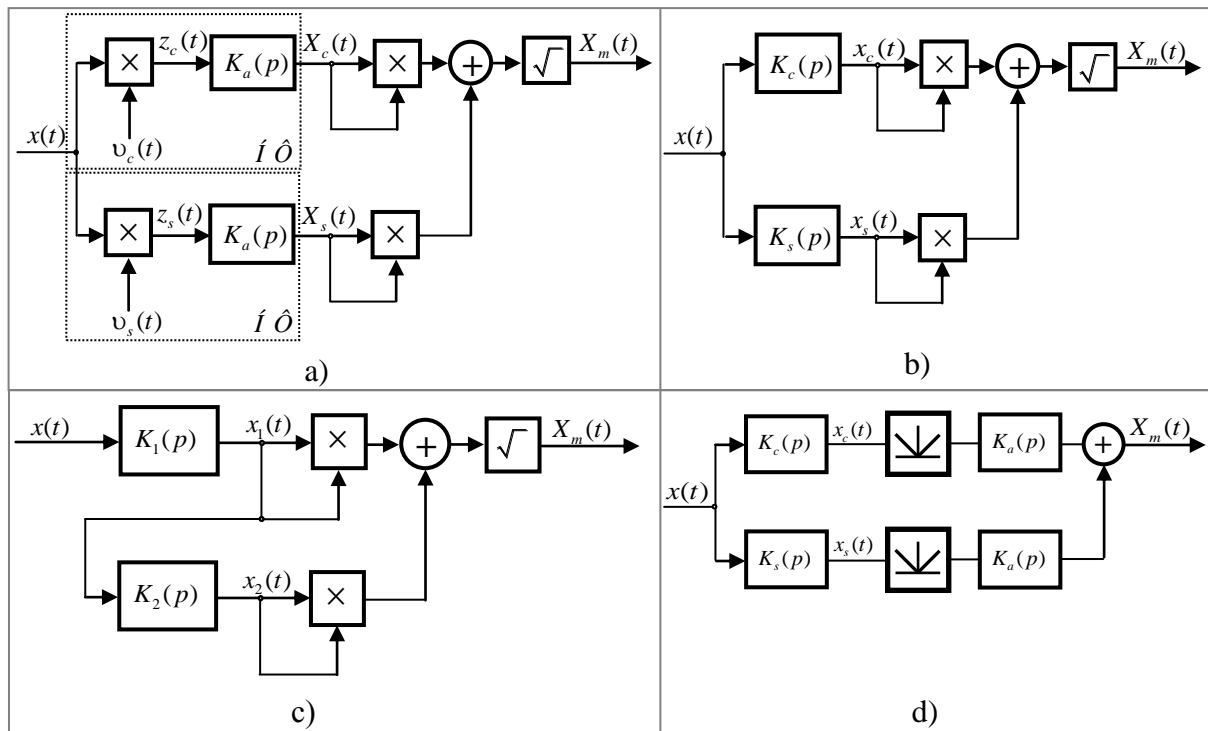


Рис. 1. Алгоритмы обработки сигналов

Частным случаем алгоритмов, основанных на использовании интегрального преобразования (1), является алгоритм Фурье [1], который используют периодические базисные функции:

$$v_c(t) = \cos(\omega_0 t), \quad v_s(t) = \sin(\omega_0 t). \quad (2)$$

Для анализа рассматриваемого алгоритма может быть использовано три подхода. Первый из них основан на представлении реализации интегрального преобразования как совокупности реализации двух операций: умножения входного сигнала на опорный сигнал с последующим усреднением с помощью КИХ-фильтра с импульсной функцией в виде “естественного” временного окна:

$$g_a(t) = 1(t) - 1(t - T_1).$$

Второй подход основан на трактовке всего преобразования (1) как анализатора текущего спектра сигнала [3]. Третий подход, широко используемый в релейной защите и автоматике, связан с трактовкой преобразований как фильтра [1, 2]. Но при этом надо учесть, что в данном случае имеем дело с нестационарным фильтром, описываемым с помощью дифференциального уравнения с переменными коэффициентами [4]. У такого фильтра частотные характеристики являются периодическими функциями времени.

Из анализа погрешностей алгоритма Фурье и его модификаций на основе частотно-временного представления сигналов следует, что вследствие нестационарного характера входных сигналов устройств защиты имеют место значительные погрешности измерений контролируемых параметров [3].

Это обстоятельство делает невозможным использование указанных алгоритмов в современных multifunctional устройствах релейной защиты.

Основные способы совершенствования алгоритма на рис. 1,а:

1. Использование вместо фильтра скользящего среднего с прямоугольным весовым окном усредняющих КИХ-фильтров с более сложными временными окнами;
2. Предварительное измерение частоты энергосистемы с целью снижения погрешностей измерений вследствие девиации частоты энергосистемы;
3. Использование дополнительной информации о мгновенном спектре;
4. Использование адаптивных модификаций алгоритма.

Следует отметить, что если для структурной схемы 1,б принять весовые функции КИХ-фильтра

$$g_c(t) = \cos(\omega_0 t) \cdot v(t), \quad g_s(t) = \sin(\omega_0 t) \cdot v(t), \quad (3)$$

то на основании интеграла свертки путем несложных преобразований получим следующие выражения для сигналов на выходе двух фильтров $K_c(p)$ и $K_s(p)$:

$$x_c(t) = X(t) \cos(\omega_0 t - F(t)), \quad x_s(t) = X(t) \sin(\omega_0 t - F(t)), \quad (4)$$

где $X(t) = \sqrt{X_c^2(t) + X_s^2(t)}$, $F(t) = \arctg(X_s(t)/X_c(t))$, $v(t) = 1(t) - 1(t - T_1)$, T_1 – длина КИХ-фильтра.

Таким образом, при синусоидальных опорных сигналах алгоритм согласно схемы 1,а и весовых функциях КИХ-фильтров для алгоритма на основе схемы 1,б в виде отрезков синусоидальной и косинусоидальных функций получим одинаковый результат с точки зрения измерения амплитуды основной гармоники тока (напряжения).

Алгоритмы на основе структуры 1,б более эффективны по сравнению со схемой 1,а благодаря возможности использования более сложных импульсных функций, в том числе в виде затухающих (возрастающих) колебательных составляющих конечной длительности [5]. Другое преимущество – восстановление полезного сигнала промышленной частоты и получение его ортогональной составляющей.

Частными случаями схемы рис. 1,с для получения второй ортогональной составляющей с помощью фильтра $K_2(p)$ являются следующие применяемые в устройствах релейной защиты алгоритмы:

1. двух выборок $K_2(p) = (e^{-pT_2} - \cos(\omega_0 T_2)) / \sin(\omega_0 T_2)$,
2. использования операции дифференцирования $K_2(p) = k \cdot p$,
3. использование операции задержки $K_2(p) = e^{-pT_2}$,
4. использование преобразования Гилберта и т.д.

Следует заметить, что алгоритмы на основе схемы 1,b также могут быть сведены к алгоритмам на основе схемы 1,c. Так в случае использования КИХ-фильтров с весовыми функциями (3)

$$K_1(p) = K_s(p), \quad K_2(p) = \frac{p}{\omega_0} K_1(p).$$

Таким образом, имеем дело с операцией дифференцирования. Следует отметить, что большинство из перечисленных выше алгоритмов при малых T_2 имеют частотные характеристики, близкие к дифференциальному звену.

Недостатки всех перечисленных алгоритмов обработки сигналов на основе структурной схемы 1,c связаны с большими погрешностями при девиации частоты энергосистемы. Принципиально важно при выборе фильтров с передаточной функцией $K_2(p)$ (рис. 1,c) учитывать следующее: фильтр не должен ухудшать частотные характеристики $K_1(p)$ с точки зрения подавления помех и влияния девиации частоты в энергосистеме.

С этой точки зрения представляет определенный интерес использование вместо алгоритмов обработки сигналов на основе использования ортогональных составляющих другие способы обработки сигнала. Например, в том случае, если PIED должно быть максимально нечувствительно к отклонению частоты энергосистемы от номинального значения, могут быть использованы алгоритмы обработки сигналов на основе схемы рис. 1,d. В работе [6] рассмотрен подход к синтезу робастных алгоритмов обработки сигналов, которые имеют малую чувствительность к отклонению частоты в энергосистеме от номинальной и к изменению коэффициента затухания апериодической составляющей в широком диапазоне значений. При этом погрешность измерений не превышает 1,5 %.

При синтезе КИХ-фильтров для рассматриваемых на рис. 1 структурных схем важно использовать методику синтеза, которая позволяла четко сформулировать требования к частотным характеристикам фильтра и получить в конечном итоге так называемые робастные алгоритмы обработки входных сигналов, т.е. алгоритмы, которые имеют низкую чувствительность к изменению параметров помехи и к отклонению частоты в энергосистеме.

Такую возможность предоставляет разработанная автором методика синтеза КИХ-фильтров, основанная на спектральных представлениях сигналов и фильтров в координатах комплексной частоты [5, 7].

Литература

1. Understanding microprocessor-based technology applied to relaying, Report of Working Group I16 of the Relaying Practices Subcommittee IEEE, 2004.
2. Шнеерсон Э.М. Цифровая релейная защита. – М.: Энергоатомиздат, 2007.
3. Ванин В.К., Мокеев А.В. Современные методы обработки сигналов в технике релейной защиты. – Л.: Труды ЛПИ. – Вып. 421, 1986.

4. Мокеев А.В. Разработка быстрых алгоритмов реализации нестационарных фильтров // Теория, методы и средства измерений, контроля и диагностики: Материалы VIII Междуна. науч.-практ. конф., г. Новочеркасск, 28 сент. 2007 / Юж.-Рос. гос. техн. ун-т (НПИ). – Новочеркасск: ЮРГТУ, 2007. С. 68-69.
5. Mokeev A.V. Spectral expansion in coordinates of complex frequency application to analysis and synthesis filters // in Proc. Int. TICSP Workshop Spectral Meth. Multirate Signal Process., SMMSP 2007, Moscow, pp. 159-167, September 2007.
6. Ванин В.К., Мокеев А.В. Разработка алгоритмов обработки сигналов для многофункциональных устройств релейной защиты // Научно-технические ведомости СПбГТУ. – 2006. – № 5. – Том 1.
7. Мокеев А.В. Синтез КИХ-фильтров для многофункциональных устройств релейной защиты 6-35 кВ // Современные энергетические системы и комплексы и управление ими: Материалы VII Междуна. науч.-практ. конф., г. Новочеркасск, 20 апр. 2007: В 2 ч. / Юж.-Рос. гос. техн. ун-т (НПИ). – Новочеркасск: ЮРГТУ, 2007. – ч. 1. – С. 29-34.
8. Мокеев А.В. Синтез фильтров для многофункциональных устройств релейной защиты // Современные энергетические системы и комплексы и управление ими: Материалы VII Междуна. науч.-практ. конф., г. Новочеркасск, 20 апр. 2007: В 2 ч. / Юж.-Рос. гос. техн. ун-т (НПИ). – Новочеркасск: ЮРГТУ, 2007. – ч. 1. – С. 25-29.
9. Мокеев А.В. Анализ спектра в координатах комплексной частоты при использовании КИХ-фильтров // Материалы 9-й Междуна. науч.-техн. конф. DSPA-2007. – Москва, РНТОРЭС, т. 1. – С. 55-59.

163000, г. Архангельск, ул. Северодвинская, 11, кв. 5, т. (8182) 61-99-37,
e-mail: amokeev@inbox.ru, a.mokeev@ens.ru

УДК 621.316.925: 621.317.3

СИНТЕЗ КИХ-ФИЛЬТРОВ ДЛЯ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ ЭНЕРГОСИСТЕМ

А.В. Мокеев

Архангельский государственный технический университет

Рассматриваются вопросы синтеза фильтров с конечной импульсной характеристикой для интеллектуальных электронных устройств, применяемых в энергосистемах и промышленных предприятиях для измерения параметров электрической сети.

Среди интеллектуальных электронных устройств (Intelligent Electronic Devices или сокращенно IED), применяемых в энергосистемах, наибольшими возможностями обладают устройства релейной защиты и автоматики.

Сложность разработки интеллектуальных устройств защиты (Protection IED) состоит в необходимости сочетания высокого быстродействия и высокой точности измерений параметров сети. Одновременное выполнение указанных требований представляет собой достаточно сложную задачу, т.к. требования по быстродействию и по точности обработки сигнала противоречат друг другу. Следует отметить, что к традиционным устрой-

ствам релейной защиты не предъявляются высокие требования по точности обработки сигналов, и основным требованием является обеспечение устойчивого срабатывания защиты в конце ее зоны действия.

Для обеспечения выполнения требований по точности и быстродействию в современных многофункциональных устройствах РЗА возможно использование двух подходов: использование совмещенных или разных алгоритмов обработки сигналов для целей РЗА и для измерения параметров электрической сети. Совмещенные алгоритмы целесообразно использовать, если к защите не предъявляются высокие требования по быстродействию (30-40 мс). В иных случаях целесообразно использовать разные алгоритмы обработки сигналов для первых ступеней защит и для остальных ступеней защиты совместно с выполнением последними функций измерения параметров сети.

Точность и быстродействие устройств релейной защиты, в основном, определяются применяемыми алгоритмами обработки сигналов, в том числе алгоритмами частотной фильтрации. Поэтому важное значение приобретает разработка методики синтеза частотных фильтров, обеспечивающей требуемые показатели качества переходных процессов в фильтре.

Автором разработана методика синтеза фильтров с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтров), которая базируется на спектральном представлении сигналов и линейных систем в координатах комплексной частоты или, по-другому, на использовании спектральных представлений преобразования Лапласа [1, 2, 3].

При использовании предлагаемой методики необходимо вместо традиционного двухмерного представления частотных характеристик использовать их трехмерное представление. Это позволяет оперировать в частотной области с сигналами в виде совокупности постоянных, синусоидальных, экспоненциальных и затухающих колебательных составляющих так же, как с периодическими сигналами при использовании преобразования Фурье. При этом задача синтеза КИХ-фильтра сводится к составлению зависимостей для передаточной функции фильтра на комплексных частотах составляющих входного сигнала с последующим определением параметров фильтра. Предлагаемая методика позволяет учесть не только требования по точности обработки сигналов в установившемся режиме частотного фильтра, но и другие требования к показателям качества переходных процессов.

При использовании спектральных представлений в координатах комплексной частоты импульсную функцию проектируемого аналогового фильтра-прототипа целесообразно представить в виде совокупности затухающих колебательных составляющих конечной длительности:

$$g(t) = \sum_{i=1}^N k_i \cdot e^{-\alpha_i t} \cos(\omega_i t - \phi_i) \cdot (1(t) - 1(t - T_i)), \quad (1)$$

где k_i , α_i , w_i , ϕ_i , T_i – параметры i -й составляющей импульсной функции фильтра; N – количество составляющих весовой функции; $T_s = \sum_{i=1}^N T_i$ и T_i – длина фильтра и длительность i -й составляющей импульсной функции фильтра.

Ниже перечислены основные этапы синтеза фильтров на основе предлагаемой методики:

1. формирование требований к частотным характеристикам фильтров в координатах комплексной частоты;
2. задание требуемого быстродействия фильтра и количества составляющих импульсной функции;
3. определение параметров импульсной функции фильтра в соответствии с некоторым критерием оптимальности.

При учете только двух показателей качества переходных процессов – быстродействия и точности, поиск оптимального решения значительно упрощается. При этом достаточно обеспечить выполнение требований, связанных с выполнением ограничений для частотных характеристик фильтра в координатах комплексной частоты в соответствии с п. 1.

В качестве примера применения предлагаемой методики синтеза КИХ-фильтров в настоящей статье рассмотрим два примера. Первый из них связан с синтезом фильтров для первой ступени защиты, используемых для выделения основной гармоники тока и напряжения (в соответствии со структурной схемой рис. 1,с, рассмотренной в [4]) на фоне экспоненциальной помехи аварийного режима

$$i(t) = I_{m1} \cos(\omega_1 t - \varphi_1) - I_{m2} e^{-\beta_2 t} \quad (2)$$

при $I_{m1} = I_{m2}$ (наихудший случай), при учете девиации частоты энергосистемы в пределах $\omega_1 = 2\pi(45 \div 55)$ рад/с и при изменении коэффициента затухания апериодической помехи в пределах $\beta_2 = 2 \div 20$ с⁻¹.

Синтезируемый фильтр должен обладать быстродействием не хуже 15 мс (при допустимой погрешности измерений 5 % при максимальном уровне помехи). Дополнительная погрешность, связанная с максимальным отклонением частоты в энергосистеме, не должна быть выше 1,5 %.

На основании приведенных выше требований могут быть сформированы следующие требования к фильтру в координатах комплексной частоты:

1. $|K(j2\pi 50)| = 1$;
2. $1.015 \leq |K(j2\pi f)| \leq 0.9875$, где $45 \leq f \leq 55$;
3. $|K(-\beta_2 + j0)| \cdot e^{-\beta_2 \cdot 0.015} \leq 0.05$.

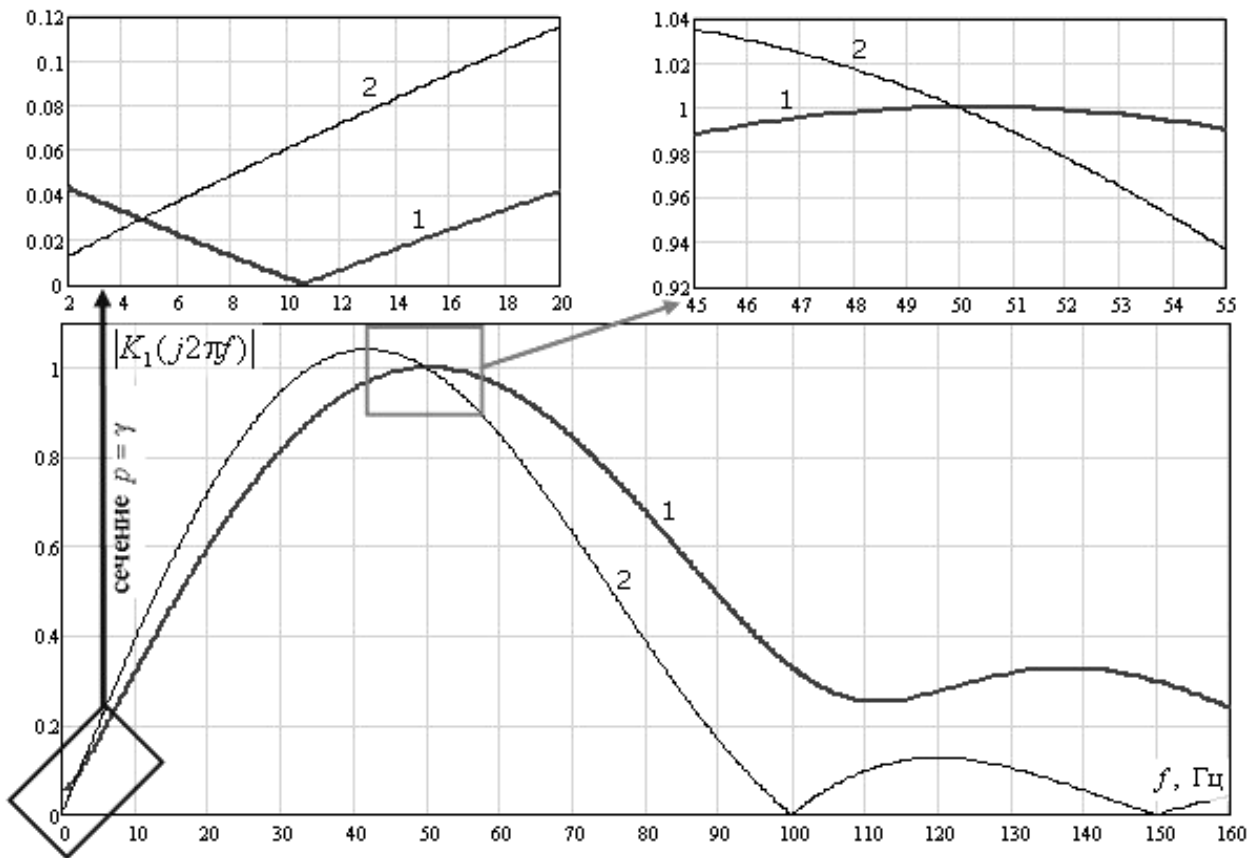


Рис. 1. АЧХ КИХ-фильтра

Решение рассматриваемой задачи производилось с помощью программы FFIR, разработанной автором. При этом определение параметров фильтра при заданном N производится с помощью интерактивных процедур поиска оптимального решения.

На рис. 1 приведены амплитудные характеристики для синтезируемого фильтра (кривая 1) и КИХ-фильтра с импульсной функцией в виде отрезка синусоидальной функции

$$g(t) = 100 \cos(2\pi 50t) \cdot (1(t) - 1(t - 0.02)),$$

которая соответствует косинусному анализатору спектра (алгоритм Фурье).

Как следует из приведенных на рис. 1 зависимостей, частотные характеристики синтезируемого фильтра соответствуют заданным и значительно превосходят характеристики алгоритма Фурье при вдвое лучшем быстродействии (около 10 мс).

Второй пример использования методики синтеза КИХ-фильтров связан с синтезом усредняющего КИХ-фильтра (для структурной схемы 1,а, рассмотренной в [4]) для третьих ступеней защит. Кроме того, проектируемый фильтр должен также использоваться для точных измерений параметров электрической сети в нормальных режимах и поэтому должен обеспечивать эффективное подавление всех гармоник, кроме основной.

Синтезируемый фильтр должен обеспечивать для алгоритма обработки сигналов класс точности 0,5 при всех вариациях изменения параметров помехи и изменении частоты в энергосистеме.

На рис. 2 приведены частотные характеристики синтезируемого фильтра (кривая 1) и для сравнения усредняющего фильтра, используемого в алгоритме Фурье (кривая 2), а также усредняющего фильтра с треугольным весовым окном (кривая 3).

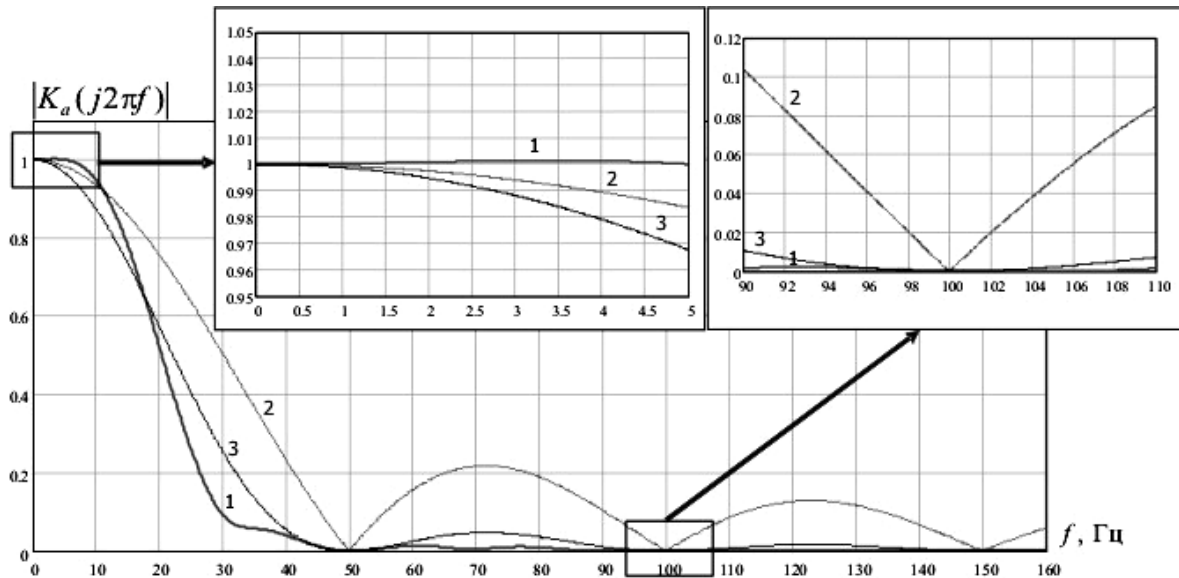


Рис. 2. АЧХ усредняющего КИХ-фильтра

При использовании предлагаемой методики синтеза КИХ-фильтров переход от математического описания аналогового фильтра-прототипа к цифровому фильтру производится с помощью дискретизации импульсной функции. Возможно использование рассматриваемой методики для непосредственного синтеза цифровых КИХ-фильтров.

Литература

1. Мокеев А.В. Синтез КИХ-фильтров для многофункциональных устройств релейной защиты 6-35 кВ // Современные энергетические системы и комплексы и управление ими: Материалы VII Междунар. науч.-практ. конф., г. Новочеркасск, 20 апр. 2007: В 2 ч. / Юж.-Рос. гос. техн. ун-т (НПИ). – Новочеркасск: ЮРГТУ, 2007. – ч. 1. – С. 29-34.
2. Mokeev A.V. Spectral expansion in coordinates of complex frequency application to analysis and synthesis filters // in Proc. Int. TICSP Workshop Spectral Meth. Multirate Signal Process., SMMSP 2007, Moscow, pp. 159-167, September 2007.
3. Мокеев А.В. Синтез фильтров для многофункциональных устройств релейной защиты // Современные энергетические системы и комплексы и управление ими: Материалы VII Междунар. науч.-практ. конф., г. Новочеркасск, 20 апр. 2007: В 2 ч. / Юж.-Рос. гос. техн. ун-т (НПИ). – Новочеркасск: ЮРГТУ, 2007. – ч. 1. – С. 25-29.
4. Мокеев А.В. Анализ алгоритмов обработки сигналов интеллектуальных устройств энергосистем // Теория, методы и средства измерений, контроля и диагностики: Материалы VIII Междунар. науч.-практ. конф., г. Новочеркасск, 28 сент. 2007. – Новочеркасск: ЮРГТУ, 2007. – С. 59-63.

РАЗРАБОТКА БЫСТРЫХ АЛГОРИТМОВ РЕАЛИЗАЦИИ НЕСТАЦИОНАРНЫХ ФИЛЬТРОВ

А.В. Мокеев

Архангельский государственный технический университет

Рассматриваются вопросы разработки быстрых алгоритмов реализации нестационарных фильтров для интеллектуальных электронных устройств энергосистем.

Представим нестационарный фильтр, применяемый в интеллектуальных устройствах (ИЭУ) энергосистем [1] с помощью следующей структурной схемы:

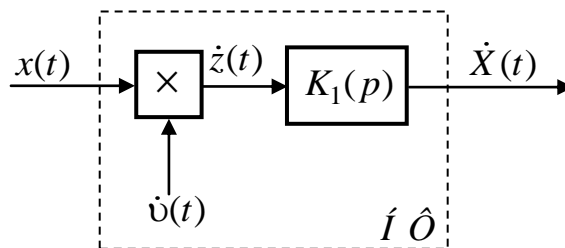


Рис. 1. Нестационарный КИХ-фильтр

При этом алгоритм фильтра также представим в более компактной комплексной форме:

$$\dot{X}(t) = \int_{t-T_1}^t \dot{v}(\tau) \cdot x(\tau) d\tau, \quad (1)$$

где $\dot{v}(t) = v_1(t) + jv_2(t)$, $\dot{X}(t) = X_1(t) + jX_2(t)$, T_1 – интервал усреднения.

Базовая функция интегрального преобразования (1) $\dot{v}(\tau)$ соответствует как случаю применения традиционного алгоритма обработки сигналов (алгоритм Фурье) при использовании периодической передаточной функции

$$\dot{v}_0(t) = e^{j\omega_0 t} = \cos(\omega_0 t) + j \sin(\omega_0 t), \quad (2)$$

так и случаю применения для адаптивных алгоритмов обработки входных сигналов. Здесь ω_0 – номинальное значение промышленной частоты, $X_1(t)$ и $X_2(t)$ – ортогональные составляющие комплексной амплитуды основной гармоники, являющиеся функциями времени вследствие нестационарного характера входных сигналов.

Для синтеза быстрых алгоритмов реализации нестационарного фильтра представим уравнение (1) в виде дифференциального уравнения

$$\frac{d\dot{X}(t)}{dt} = \dot{v}(t)x(t) - \dot{v}(t-T_1)x(t-T_1). \quad (3)$$

Далее для получения собственно быстрого алгоритма реализации фильтра осуществим переход от аналоговой системы-прототипа к цифровой системе методом дискретизации дифференциального уравнения (3):

$$\nabla \dot{X}(n) = \dot{v}(n)x(n) - \dot{v}(n - N_1)x(n - N_1). \quad (4)$$

Путем несложных преобразований выражения (4) получим следующую рекурсивную реализацию нестационарного фильтра:

$$\dot{X}(n) = \dot{X}(n-1) + \dot{v}'(n)x(n) - \dot{v}'(n - N_1)x(n - N_1), \quad (5)$$

где $\dot{v}'(n) = \dot{v}(n) \cdot T$, T – шаг дискретизации, $N_1 = T_1 / T$.

В частном случае, когда базовая функция интегрального преобразования описывается функцией (2) и длительность весовой функции фильтра равна периоду промышленной частоты, получим на основе выражения (5) следующий простой алгоритм реализации нестационарного фильтра:

$$\dot{X}(n) = \dot{X}(n-1) + \dot{v}_0'(n)(x(n) - x(n - N_1)), \quad (6)$$

где $\dot{v}_0' = \dot{v}_0 T$.

Использование рассматриваемого подхода к разработке быстрых алгоритмов реализации нестационарных фильтров позволит существенно повысить эффективность вычислений в интеллектуальных устройствах.

Литература

1. Мокеев А.В. Анализ алгоритмов обработки сигналов интеллектуальных электронных устройств энергосистем // Теория, методы и средства измерений, контроля и диагностики: Материалы VIII Междунар. науч.-практ. конф., г. Новочеркасск, 28 сент. 2007 / Юж.-Рос. гос. техн. ун-т (НПИ). – Новочеркасск: ЮРГТУ, 2007. С. 59-63.

163000, г. Архангельск, ул. Северодвинская, 11, кв. 5, т. (8182) 61-99-37,

e-mail: amokeev@inbox.ru, a.mokeev@ens.ru

УДК 681.3

ПОДСИСТЕМА ОЦЕНКИ ГРАНИЦ ПРИМЕНИМОСТИ КОДОВ, ИСПРАВЛЯЮЩИХ ОШИБКИ

А.П. Преображенский, Н.В. Федоринова

Автономная некоммерческая образовательная организация
Воронежский институт высоких технологий

Рассмотрено построение подсистемы оценки границ применимости кодов, исправляющих ошибки. Даны основные требования к такой подсистеме.

В основе работы помехоустойчивых кодов лежит то, что избыточная информация позволяет обнаруживать и исправлять ошибки [1].

Из большого числа корректирующих кодов были выбраны коды: БЧХ и RM. Коды БЧХ занимают заметное место в теории и практике кодирования. Коды Рида-Маллера были использованы при передаче фотографий Марса космическим кораблем Маринет в 1972 году. Главное преимущество RM – это простота реализации. В системе мобильной связи, в частности, нашли применения такие коды, как коды Хэмминга, Рида-Маллера, БЧХ, Рида-Соломона. Так же коды БЧХ используются в протоколах TCP/IP с минимальным кодовым расстоянием $d_0 = 5$, что позволяет обнаружить любые 4-х кратные ошибки.

В результате проделанной работы были реализованы: программное средство, основанное на принципах построения объектно-ориентированного программирования, код БЧХ(5,15,7), код RM(5,2).

На основе построенной программы были проведены исследования, которые позволили определить границы применения реализованных алгоритмов и дать рекомендации по их практическому использованию.

Литература

1. Блейхууд Р. Теория и практика кодов, контролирующих ошибки: Пер. с англ. – М.: Мир, 1986. – 576 с.

394043, г. Воронеж, ул. Ленина, 73а, т. 20-56-54, e-mail: app@vivt.ru

УДК 681.3

ПОДСИСТЕМА РАСПОЗНАВАНИЯ ФОРМЫ ИЗОБРАЖЕНИЙ

А.П. Преображенский, С.В. Ефанова

Автономная некоммерческая образовательная организация
Воронежский институт высоких технологий

Рассмотрено построение подсистемы оценки формы изображений. Рассмотрены основные требования к такой подсистеме.

Целью данной работы является разработка модели и алгоритма распознавания изображений. За основу взят метод классификации распознаваемых изображений (объектов), базирующийся на измерении их сходства с эталонами по форме.

Основными задачами работы являются:

1. Построение математической модели.
2. Выбор надлежащего принципа классификации объектов и разработка алгоритма системы распознавания, обеспечивающего отнесение распознаваемого объекта к тому или другому классу или их некоторой совокупности.
3. Разработка программного продукта.

В подсистеме реализовано сравнение простейших геометрических фигур – круг, прямоугольник, эллипс.

Сравнение проводилось на основе корреляционного подхода, при заданном уровне показателя сходства изображения и эталона по форме.

Литература

1. Грузман И.С., Киричук В.С., Косых В.П., Перетягин Г.И., Спектор А.А. Цифровая обработка изображений в информационных системах: Учебное пособие. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2000 – 168 с.

394043, г. Воронеж, ул. Ленина, 73а, т. 20-56-54, e-mail: app@vvt.ru

УДК 681

ПРИМЕНЕНИЕ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ УГЛОВОГО ПОЛОЖЕНИЯ В СЕЛЬСИН-ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЕ

Валадин К. Саид

Технологический университет (г. Багдад, Ирак),

Фирас А. Рахим

Южно-Российский государственный технический университет (НПИ)

Разработана и подключена к компьютеру схема системы сельсин-цифрового преобразования. Основываясь на способности нейронных сетей подавлять помехи, также была разработана и протестирована нейронная сеть, обеспечивающая фильтрацию входного сигнала в режиме реального времени. В ходе исследования было выполнено обучение нейронных сетей. В результате, получив погрешность $\pm 0,2$ градуса, мы пришли к выводу, что использование нейронных сетей в измерительных приложениях является эффективным.

Введение

Почти каждая электромеханическая система в той или иной своей части имеет вращающийся вал, что актуализирует проблему измерения угла оси вращения посредством применения либо цифрового преобразователя угла поворота вала двигателя, либо сельсина. При этом необходимо учитывать, что сельсин характеризуется определенными преимуществами, например, надежностью в эксплуатации, которые делают его по сравнению с преобразователем угла поворота вала двигателя более предпочтительным в применении. Большинство преобразователей углового положения индукционного типа построены на основе сельсинов. Они находят широкое применение в таких областях, как, например, инерциальная навигация, автоматическая радиопеленгация и телеизмерение [1, 2, 3].

Первоначально сельсины использовались в аналоговых системах. В настоящее время в сферах робототехники, компьютеризации и автоматизации производственных процессов, авиационной электроники, автомобиле-

строения, станкостроения и других стали применять цифровые подходы. В процессах индикации положения и направления движения повсеместно используется аналоговая и цифровая интегральная схемотехника. Сочетание аналоговых и цифровых функций в комплексном техническом решении приводит к значительному сокращению затрат по сравнению с использованием дорогостоящего электромеханического оборудования [1, 4].

На рис. 1 представлена внутренняя структура сельсина, которая включает ротор и статор. Ротор может свободно вращаться внутри статора, находящегося в фиксированном положении и имеющего три обмотки, соединенные звездой. Эти обмотки непосредственно соединены с выводами S_1 , S_2 и S_3 . Обмотка ротора посредством токособирательных (контактных) колец и щетки, в свою очередь, соединена с выводами R_1 и R_2 . [5, 6]. Ротор приводится в действие опорным напряжением от 60 до 400 Гц ($V_{ref}=A\sin\omega t$). Индуцированное на обмотках статора напряжение пропорционально синусу угла θ , образованного осью катушки ротора и осью катушки статора. Напряжение на любой паре терминалов статора в зависимости от фазы будет суммой или разностью напряжений на двух соответствующих катушках [5].

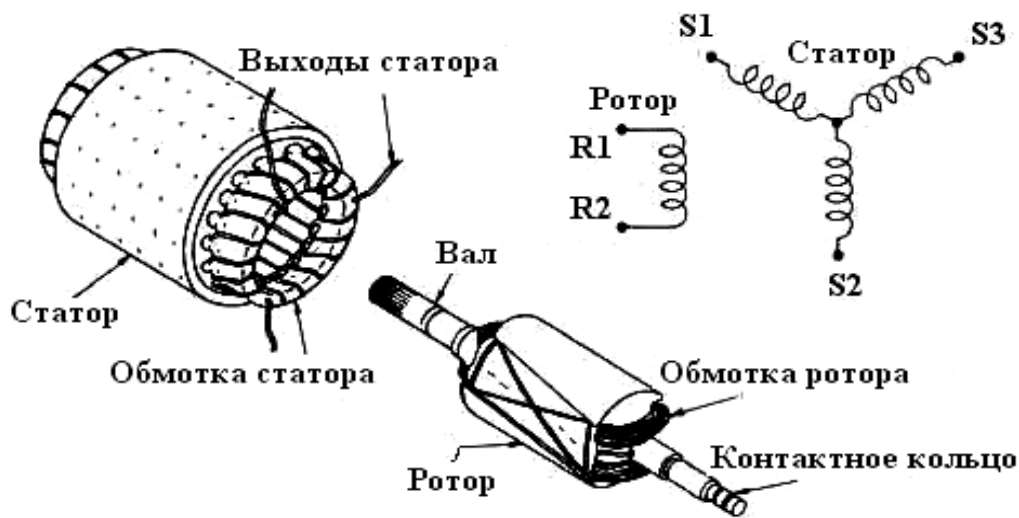


Рис. 1. Внутренняя структура сельсина

Напряжение на терминалах статора определяется следующим образом:

$$V_1 = V(S_1 - S_3) = K_1 A \sin \theta \sin (\omega t + \alpha_1), \quad (1)$$

$$V_2 = V(S_3 - S_2) = K_2 A \sin (\theta + 120^\circ) \sin (\omega t + \alpha_2), \quad (2)$$

$$V_3 = V(S_2 - S_1) = K_3 A \sin (\theta + 240^\circ) \sin (\omega t + \alpha_3), \quad (3)$$

где θ – угол оси сельсина; K_1 , K_2 и K_3 – константы; ω – угловое ускорение; α_1 , α_2 и α_3 – угловые константы.

В случае идеального сельсина константы K_1 , K_2 и K_3 равны 1, тогда как угловые константы α_1 , α_2 и α_3 равны 0. Однако на практике вследствие различных погрешностей их значения отклоняются от идеальных [7].

1. Преобразователь углового положения в цифровую форму: анализ и разработка

Преобразователь углового положения в цифровую форму переводит трехфазный сигнал сельсина в цифровой формат. В процессе преобразования методом последовательного приближения максимальные значения напряжения выбираются и фиксируются усилителем. Таким образом, на выходе сельсина фиксируются три значения напряжения постоянного тока, которые затем трансформируются преобразователем углового положения в цифровую форму [5].

Максимальное напряжение на зажимах статора характеризуется $\omega t = 90^\circ$ и, соответственно, $\sin \omega t = 1$. Отсюда уравнения (1-3) будут иметь следующий вид:

$$V_1 = V_{ref} \sin \theta, \quad (4)$$

$$V_2 = V_{ref} \sin(\theta + 120), \quad (5)$$

$$V_3 = V_{ref} \sin(\theta + 240), \quad (6)$$

где $V_{ref} = A$ – ось угла θ , переменная данной системы уравнений, которую необходимо найти. При этом максимальное напряжение пропорционально $\sin \theta$. Тогда угол θ одновременно является функцией от (V_3, V_1) , (V_1, V_2) и (V_2, V_3) . Необходимо отметить, что равенство значений θ и угла оси сельсина являются идеальным случаем. На практике они отличны друг от друга, особенно в области завершения предыдущего цикла и начала следующего. Иначе говоря, из системы уравнений (4-6) необходимо найти углы: $\theta_1 = f(V_3, V_1)$, $\theta_2 = f(V_1, V_2)$ и, наконец, $\theta_3 = f(V_2, V_3)$. При этом $\theta_1 \neq \theta_2 \neq \theta_3 \neq \theta$. При этом почти невозможно определить, какое из этих трех значений равно или наиболее близко значению угла оси сельсина.

Максимальная разница между значениями любой пары из углов θ_1 , θ_2 и θ_3 – это максимальная ошибка положения угла. Отметим, что из нашего рассмотрения исключается область завершения предыдущего цикла и начала следующего. Затем вычислим значение: θ_1 как отношение уравнения 5 к уравнению 7; θ_2 – уравнение 6 к уравнению 5; θ_3 – уравнение 7 к уравнению 6:

$$\theta_1 = \tan^{-1} \left[\frac{-\sin 240}{(\cos 240 - V_3/V_1)} \right],$$

$$\theta_2 = \tan^{-1} \left[\frac{\sin 120}{(V_2/V_1) - \cos 120} \right],$$

$$\theta_3 = \tan^{-1} \left[\frac{\sin 240(V_2/V_3) - \sin 120}{\cos 120 - \cos 240(V_2/V_3)} \right].$$

Для измерения максимального напряжения мы применили метод интегрирования полупериода напряжения на выходе сельсина, когда его площадь пропорциональна амплитуде напряжения. Этим достигается минимизация воздействия возможных шумовых эффектов из окружающей среды на форму кривой напряжения. Необходимо отметить, что с этой точки зрения первый метод измерения является неэффективным. Таким образом, значение выходного напряжения (V_0) определяется по следующей формуле:

$$V_0 = \frac{-2}{\omega RC} V_p,$$

где V_p – максимальное значение напряжения; R – значение напряжения; C – мощность конденсатора.

2. Практическая (аппаратная) реализация и результаты

Практическая реализация сельсин-цифровой системы характеризуется двумя основными этапами. Первый этап – дизайн интерфейсной платы, которая необходима для подключения аналоговой части системы к компьютеру. Второй этап заключается в обработке аналогового сигнала посредством интегратора и аналоговых коммутаторов (рис. 2).

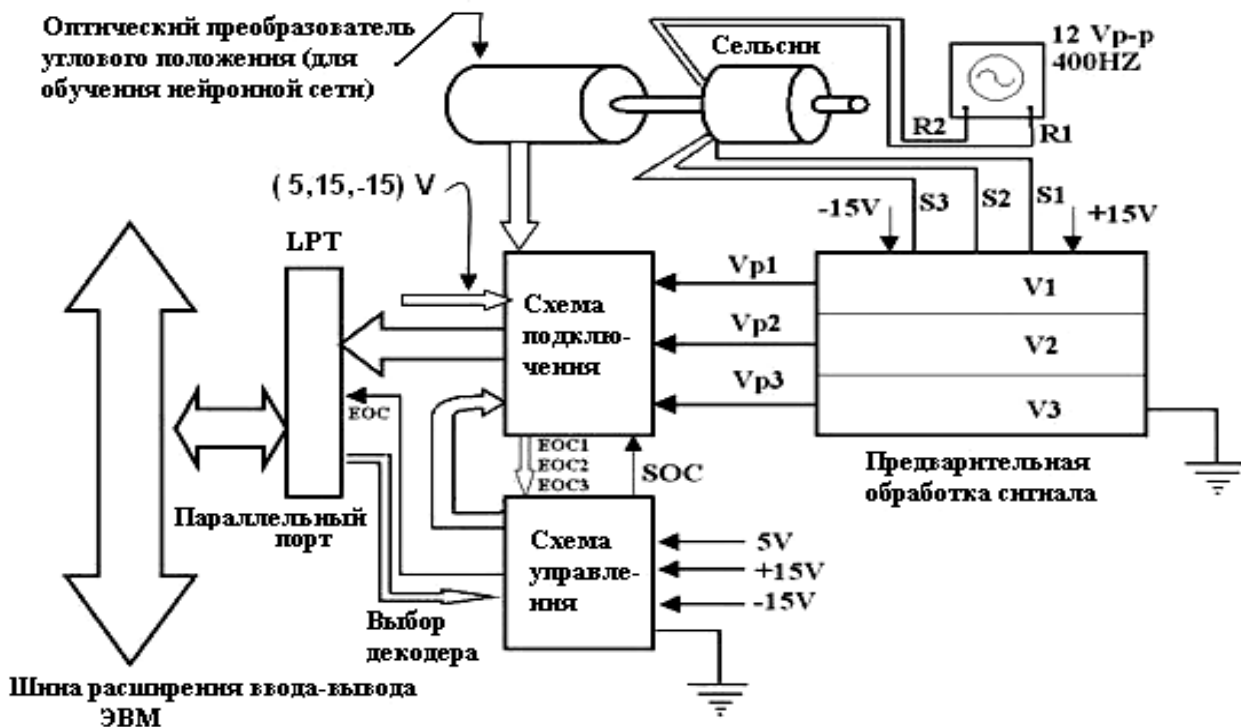


Рис. 2. Схема сельсин-цифровой системы

Компьютерный алгоритм для вычисления угловых значений был написан на языке C++. Его блок-схема представлена на рис. 3. Отклонение в измерении θ_1 , θ_2 и θ_3 – на рис. 4, 5 и 6 соответственно. На рис. 7 показано максимальное угловое отклонение.

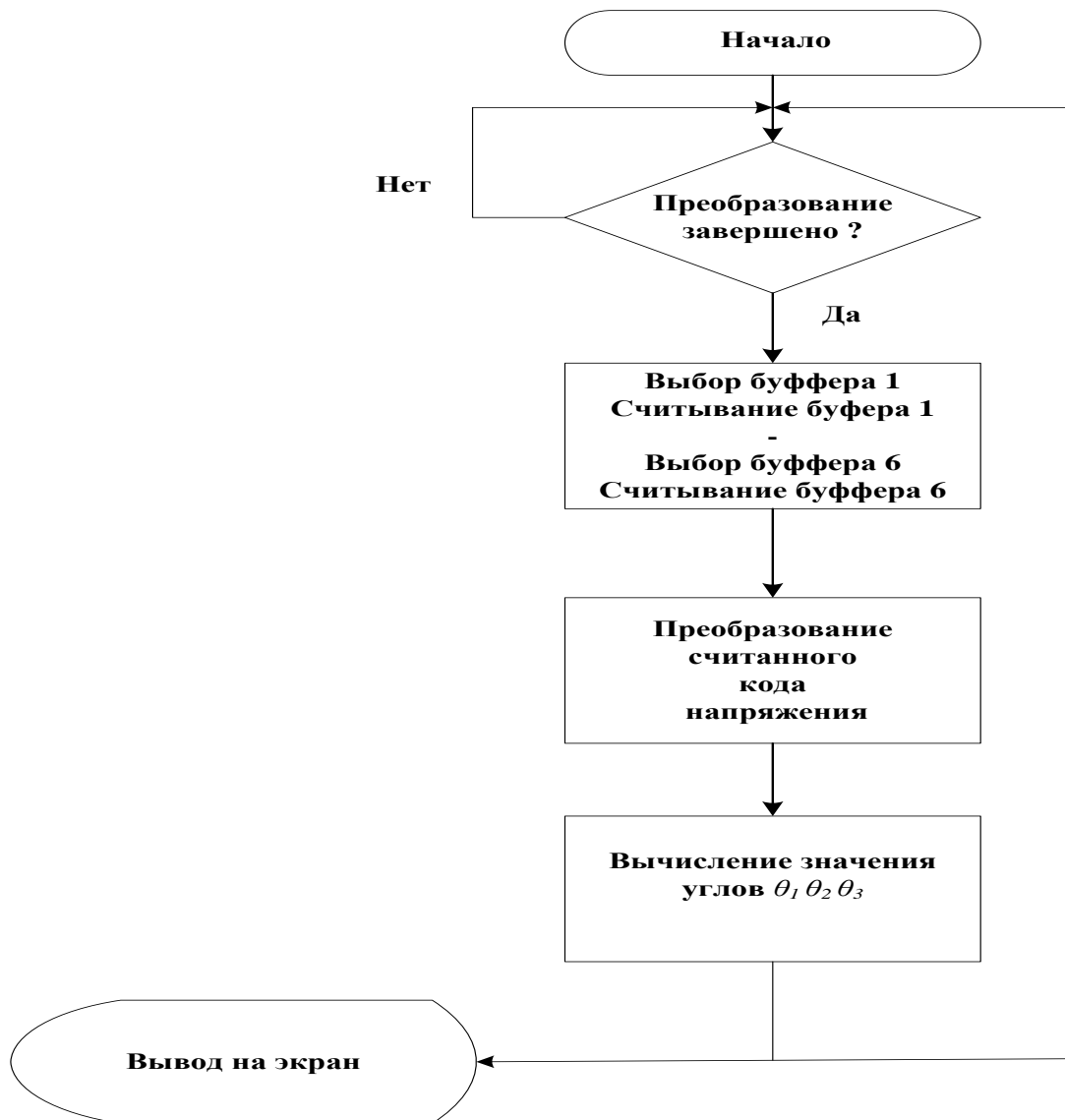


Рис. 3. Блок-схема для вычисления угловых значений оси сельсина



Рис. 4. Отклонение значения θ_1 от θ

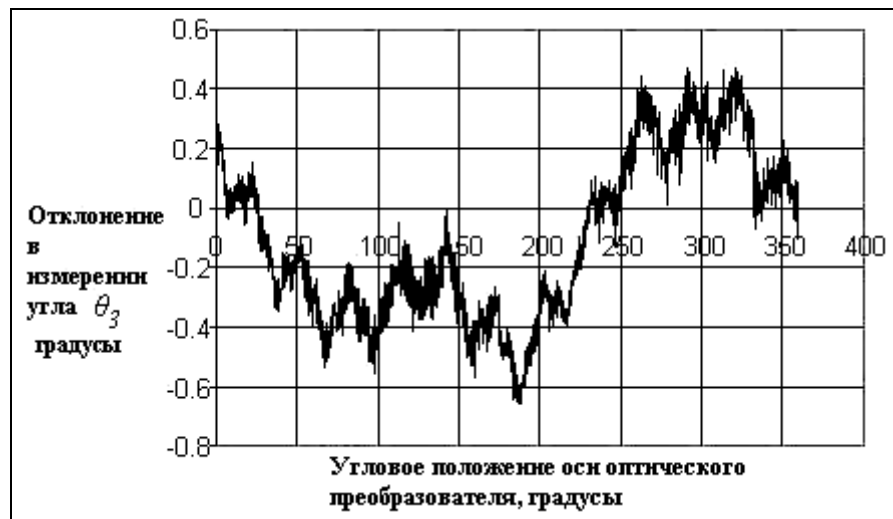
Рис. 5. Отклонение значения θ_2 от θ Рис. 6. Отклонение значения θ_3 от θ 

Рис. 7. Максимальное угловое отклонение

3. Разработка нейросетевого фильтра

В системах реального времени с помощью нейронных сетей решаются проблемы нелинейных эффектов и шумов, почти не поддающихся измерению. С недавних пор нейронные сети стали применять в таких областях системы измерения, измерительные фильтры, инструментальное обнаружение повреждений и др. [8].

Предлагаемая модель, построенная на основе нейронных сетей, состоит из четырех уровней: одного входного, двух скрытых и одного выходного уровня. Первый уровень включает значения θ_1 , θ_2 и θ_3 . На первом скрытом уровне – десять нейронов, на втором – пять нейронов. Выходной уровень состоит из одного нейрона. На скрытых уровнях в качестве функции активации выступает тангенциальная гиперболическая функция, тогда как на выходном уровне применяется линейная функция. На рис. 8 представлена структура описанной выше модели.

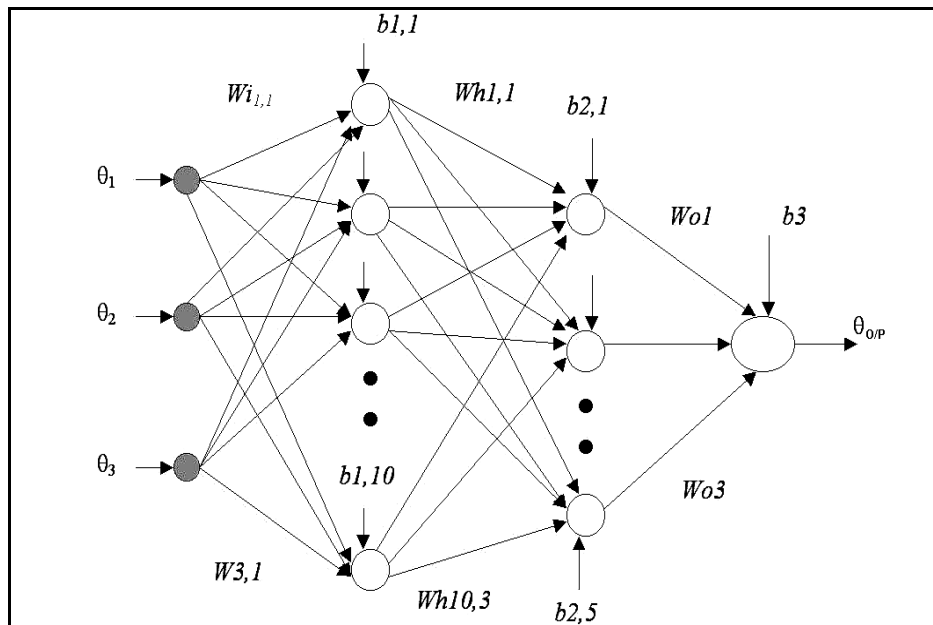


Рис. 8. Структура нейронной сети

Далее было выполнено обучение нейронных сетей. Необходимо отметить, что заданное среднее квадратичное отклонение или ошибка сети в процессе обучения равна приблизительно 10^{-8} при насыщении процесса обучения нейронных сетей. В приложении сети прямого распространения в системе реального времени использован язык программирования C++.

4. Результаты применения нейронной сети

Обученная нейронная сеть была соединена в режиме реального времени с аппаратурой сельсин-цифровой системы. Таким образом, выходные результаты, полученные на преобразователе контура, становятся исходными данными нейросетевой программы, которая функционирует в качестве филь-

тра, конвергирующего результаты системы с реальным углом оси сельсина, измеренного с помощью оси соединенного с ним преобразователя. Воздействие случайных шумов не может быть элиминировано для всех угловых позиций оси сельсина. На рис. 9 показана суммарная погрешность, когда максимальная ошибка сети равна $\pm 0,2$ градуса.

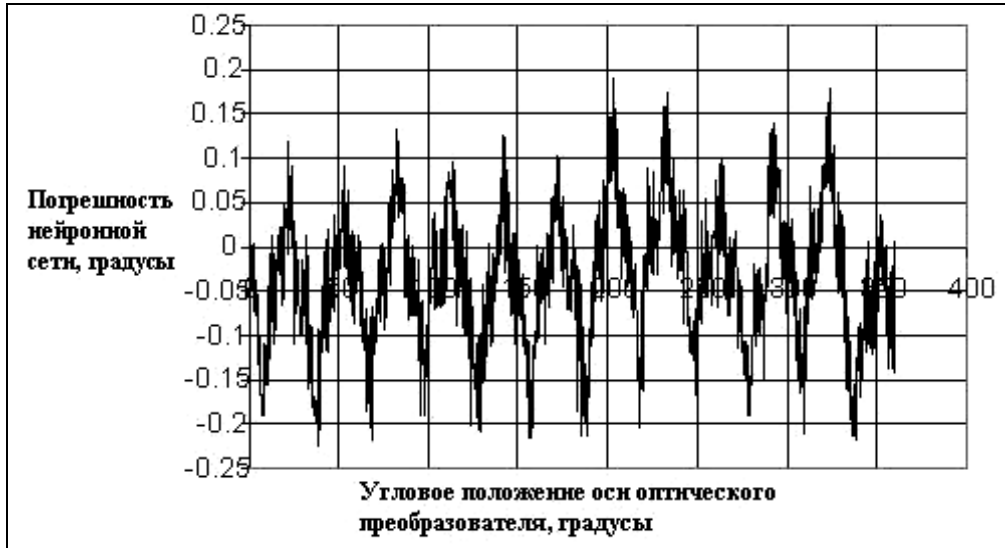


Рис. 9. График суммарной погрешности нейронной сети

Заключение

Существуют два вида системных погрешностей, которые элиминируются нейронными сетями, а именно, ошибка дискретизации, относящаяся к процессу цифрового преобразования, и индукционная природа катушек сельсина, которая связана с генерированием случайных шумов. Благодаря способности нейронных сетей подавлять помехи в процессе обработки сигналов, они могут эффективно использоваться в данной области. Эффективность использования нейронных сетей характеризуется устранением негауссовской интерференции, а также повышенной способностью к элиминации шумов. В нашем исследовании минимизация погрешности измерения, вызванная случайными помехами, составила $\pm 0,2$ градуса. Насыщение обучения нейронных сетей является одним из эффектов, причиной которых служат случайные помехи. При этом существуют две основные проблемы, связанные с применением нейронных сетей для минимизации или устранения системных погрешностей. Во-первых, это отсутствие гарантии достижения оптимального результата. Во-вторых, низкая скорость конвергенции.

Литература

1. Doebelin E.O. "Measurement Systems Application and Design", McGraw-Hill, 1990.
2. "Motion Electronics in Avionics".
[<http://www.naii.com/pubfiles/Motion%20Electronics%20Avionics.pdf>].
3. "Synchro-Resolver Transducer Tutorial".
[[http://www.vmic/Synchro-Resolver Transducer Tutorial.html](http://www.vmic/Synchro-Resolver%20Transducer%20Tutorial.html)].

4. [[http://www.analog.com/technology/amplifiers near/training/pdf/Sensor_sect6.pdf](http://www.analog.com/technology/amplifiers%20near/training/pdf/Sensor_sect6.pdf)].
5. Boyes G.S. "Synchro And Resolver Conversion", Memory Devices, 1980.
6. [<http://www.advancement.cnet.navy.mil/products/web-pdf/tramans/bookchunks/14187-ch1.pdf>].
7. Loriferne B. "Analog-Digital and Digital-Analog Conversion", Heyden & Son, 1982.
8. Picton P. "Neural Networks", Antony Rowe, Chippenham, Wilts, 2000.

УДК 621.396.6

ВЫЧИСЛЕНИЕ СКОРРЕКТИРОВАННЫХ ЗНАЧЕНИЙ ПЕРЕМЕННЫХ СОСТОЯНИЯ, ХАРАКТЕРИЗУЮЩИХ ДИНАМИЧЕСКИЙ ПРОЦЕСС

Н.С. Савёлов

Южно-Российский государственный технический университет (НПИ), г. Новочеркасск

Изложен эффективный алгоритм вычисления скорректированных значений переменных состояния при использовании значительных отрезков времени.

В случае количественной оценки изменчивости [1, 2] частного решения задачи Коши для системы обыкновенных дифференциальных уравнений (ОДУ) на больших отрезках времени может возникнуть проблема увеличения погрешности вычисления скорректированных значений переменных состояния. Основная трудность состоит в вычислении суммы матричного ряда. Здесь вычислительные проблемы аналогичны тем, что проявляются при вычислении матричной экспоненты и интеграла от нее [3], хотя, естественно, имеют свою специфику. Изложим практичный алгоритм вычисления скорректированных значений переменных состояния, основанный на идее удвоения шага [3].

Пусть выполнена линеаризация исходной системы ОДУ и получена система вида $dy/dt = A \cdot y + c$, где y – столбец приращений переменных состояния, A – вещественная матрица, c – вещественный столбец. Изменчивость частного решения характеризуется столбцом $Mch \cdot A^2 \cdot y^{bas} \cdot h^2 + Mch \cdot A \cdot c \cdot h^2$, где y^{bas} – столбец приращений, соответствующий исходной точке, Mch – матрица, h – шаг по оси времени. Количественно изменчивость измеряется вещественным числом $\|Mch \cdot A^2 \cdot y^{bas} \cdot h^2 + Mch \cdot A \cdot c \cdot h^2\|_2^2$. Основная задача состоит в вычислении с достаточно малой погрешностью матрицы $Mch \cdot A^2 \cdot h^2$ и столбца $Mch \cdot A \cdot c \cdot h^2$. Можно доказать, что при $y^{bas} = 0$

$$Mch \cdot A^2 \cdot h^2 = e^{A \cdot ch \cdot h} - 2 \cdot e^{A \cdot (ch+1) \cdot h} + e^{A \cdot (ch+2) \cdot h},$$

$$Mch \cdot A \cdot c \cdot h^2 = \int_0^{ch \cdot h} e^{A \cdot \tau} d\tau \cdot c - 2 \cdot \int_0^{(ch+1) \cdot h} e^{A \cdot \tau} d\tau \cdot c + \int_0^{(ch+2) \cdot h} e^{A \cdot \tau} d\tau \cdot c,$$

где ch – вещественный коэффициент.

Для практических расчетов предлагается использовать следующий порядок вычислений. Матрица $e^{A \cdot ch \cdot h}$ вычисляется в результате обычной процедуры последовательного удвоения шага [3]. Затем используются выражения $e^{A \cdot (ch+1) \cdot h} = e^{A \cdot ch \cdot h} \cdot e^{A \cdot h}$, $e^{A \cdot (ch+2) \cdot h} = e^{A \cdot (ch+1) \cdot h} \cdot e^{A \cdot h}$. Интеграл $\int_0^{ch \cdot h} e^{A \cdot \tau} d\tau \cdot c$ также вычисляется при использовании последовательного удвоения шага. Затем используются следующие соотношения, справедливость которых нетрудно доказать:

$$\begin{aligned} \int_0^{ch+1} e^{A \cdot \tau} d\tau \cdot c &= e^{A \cdot h} \cdot \int_0^{ch \cdot h} e^{A \cdot \tau} d\tau \cdot c + \int_0^h e^{A \cdot \tau} d\tau \cdot c, \\ \int_0^{(ch+2) \cdot h} e^{A \cdot \tau} d\tau \cdot c &= e^{A \cdot h} \cdot \int_0^{(ch+1) \cdot h} e^{A \cdot \tau} d\tau \cdot c + \int_0^h e^{A \cdot \tau} d\tau \cdot c. \end{aligned}$$

Программная реализация изложенного порядка вычислений подтверждает его эффективность. При этом ограничение на величину шага h практически снимается.

Литература

1. Савёлов Н.С. Новый метод исследования объектов, описываемых жесткими системами дифференциальных уравнений // Изв. вузов. Сев.-Кавк. регион. Техн. науки. – 2007. – № 3. – С. 19-23.
2. Савёлов Н.С. Управление коррекцией переменных состояния динамических объектов, моделируемых жесткими дифференциальными уравнениями // Изв. вузов. Сев.-Кавк. регион. Техн. науки. – 2007. – № 4. – С. 23-24.
3. Ракитский Ю.В. и др. Численные методы решения жестких систем. – М.: Наука, 1979. – 208 с.

346428, г. Новочеркасск, ул. Просвещения, 132, ЮРГТУ (НПИ), ФИТУ,
кафедра автоматики и телемеханики, т. (863-52) 55-2-97.

УДК 621.317.333.6:51-7

АНАЛИЗ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ СОПРОТИВЛЕНИЯ ИЗОЛЯЦИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЕЙ

В.И. Лачин, К.Ю. Соломенцев

Южно-Российский государственный технический университет (НПИ), г. Новочеркасск

Рассмотрен измерительный преобразователь сопротивления изоляции электрических сетей. Предложен наглядный способ определения быстродействия с использованием метода эквивалентного генератора.

Авторами предложено устройство для измерения сопротивления изоляции электрических сетей с изолированной нейтралью, находящихся под

напряжением [1]. В основе принципа действия устройства лежит наложение на контролируемую сеть постоянного измерительного напряжения и измерение тока, протекающего через эквивалентное сопротивление изоляции сети.

Для анализа быстродействия устройства примем следующие упрощения. Контролируемую сеть будем считать обесточенной, тогда эквивалентную схему сети можно свести к эквивалентной емкости и эквивалентному сопротивлению сети. Будем считать, что входящие в устройство блоки безинерционны (в реальном устройстве должны быть фильтры для подавления пульсаций с частотой сети). На рис. 1 приведена упрощенная схема устройства, подключенного к эквивалентной схеме контролируемой сети.

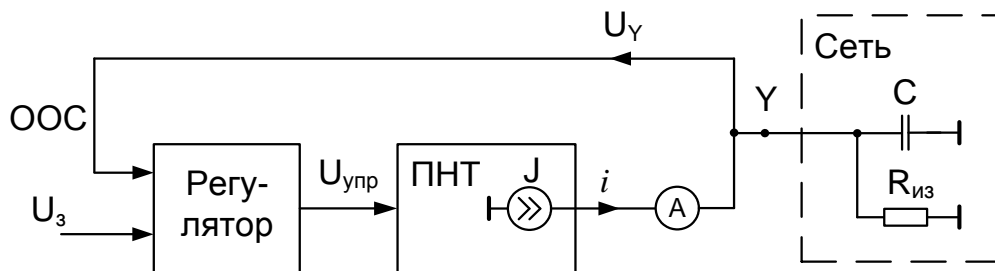


Рис. 1. Упрощенная схема устройства и контролируемая сеть

Устройство представляет собой замкнутую систему автоматического регулирования (САР). Воздействие на сеть осуществляется преобразователем напряжение-ток (ПНТ). Он создает ток i , пропорциональный управляющему напряжению $U_{упр}$. Коэффициент пропорциональности обозначим K_J . Ток i протекает через микроамперметр A , через сопротивление изоляции $R_{из}$ и емкость сети C . В точке Y создается напряжение U_Y . Это напряжение поступает по цепи отрицательной обратной связи ООС на вход регулятора. На другой вход регулятора поступает задающее напряжение U_3 . Регулятор усиливает сигнал рассогласования. Коэффициент усиления регулятора обозначим K_p . Усиленный сигнал является управляющим напряжением $U_{упр}$, поступающим на вход ПНТ. Действие САР направлено на то, чтобы напряжение в точке Y стремилось к величине, равной U_3 . Очевидно, что чем больше коэффициенты K_p и K_J , тем точнее будет установлено напряжения в точке Y . Сопротивление изоляции определяется по величине U_Y и величине тока i .

Важной особенностью является то, что данная схема не критична к сопротивлению, включенному на выходе ПНТ, оно не влияет на время переходного процесса.

Используя метод эквивалентного генератора данную схему можно свести к источнику ЭДС $E_{экв}$ и сопротивлению $R_{экв}$ (рис. 2). Такое представление делает наглядным анализ быстродействия устройства.

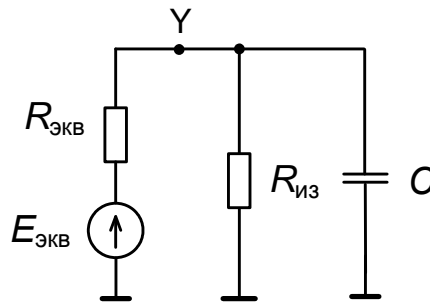


Рис. 2. Схема с эквивалентным генератором

Величину $E_{\text{ЭКВ}}$ определяем при $R_{\text{ИЗ}} = \infty$. В этом случае, в установившемся режиме, ток i равен нулю, напряжение на эквивалентной емкости сети U_Y станет равно U_3 . (см. рис. 1). Следовательно:

$$E_{\text{ЭКВ}} = U_3. \quad (1)$$

Величину $R_{\text{ЭКВ}}$ определяем по току короткого замыкания $i_{\text{КЗ}}$. При этом $U_Y = 0$. Ток $i_{\text{КЗ}}$ равен:

$$i_{\text{КЗ}} = U_3 \cdot K_p \cdot K_J.$$

Тогда

$$R_{\text{ЭКВ}} = \frac{E_{\text{ЭКВ}}}{i_{\text{КЗ}}} = \frac{U_3}{U_3 \cdot K_p \cdot K_J} = \frac{1}{K_p \cdot K_J}. \quad (2)$$

Таким образом, схему, представленную на рис. 1, можно привести к схеме эквивалентного генератора (рис. 2), используя формулы (1) и (2).

Так, например, при разработке устройства были выбраны параметры: $K_p = 0.1$, $K_J = 0.005$. При этом:

$$R_{\text{ЭКВ}} = \frac{1}{0.0005} = 2000 \text{ Ом.}$$

При эквивалентной емкости сети $C = 100$ мкФ и при сопротивлении изоляции $R_{\text{ИЗ}} = 2$ МОм была получена постоянная времени τ :

$$\tau = \left(1 / \left(1 / R_{\text{ЭКВ}} + 1 / R_{\text{ИЗ}} \right) \right) \cdot C \approx R_{\text{ЭКВ}} \cdot C = 0.2 \text{ с}$$

Из схемы рис. 2 видно, что, выбирая параметры ПНТ и регулятора, можно изменять время переходного процесса. Однако при увеличении коэффициентов K_p и K_J следует анализировать устойчивость устройства. Авторами разработана методика инженерного расчета измерительного преобразователя сопротивления изоляции, позволяющая определять его параметры с учетом сохранения устойчивости.

Литература

1. Пат. 60225 РФ: МПК G01R 27/16. Устройство для измерения сопротивления изоляции электрических сетей / Лачин В.И., Кильдияров А.В., Соломенцев К.Ю., Иванов Е.А. – Опубл. 10.01.07, Бюл. № 1.

АЛГОРИТМ ПОСТРОЕНИЯ ОГИБАЮЩЕЙ ТОКОВОГО СИГНАЛА ЭЛЕКТРОПРИВОДНОЙ АРМАТУРЫ

П.В. Синельщиков, А.В. Чернов, В.Н. Никифоров

Филиал Южно-Российского государственного технического университета,
г. Волгодонск

Предложен алгоритм построения огибающей токового сигнала электроприводной арматуры. Показана эффективность обработки реальных токовых сигналов и тестовых примеров с помощью предложенного алгоритма.

На сегодняшний день широкое распространение получили методы диагностирования электроприводной арматуры (ЭПА) с использованием огибающей, построенной по токовому сигналу, который регистрируется со статорных обмоток электродвигателя при работе привода. Форма отдельных информативных фрагментов огибающей позволяет получить параметры, характеризующие техническое состояние ЭПА. Например, превышение значения силы пускового тока установленного допуска при технологической операции «открытие» может свидетельствовать о неудовлетворительном техническом состоянии электродвигателя.

Таким образом, актуальной является задача создания эффективных алгоритмов построения огибающих, которые с минимальной степенью искажают форму информативных фрагментов токового сигнала и, тем самым, повышают точность диагностирования технического состояния ЭПА.

При диагностировании ЭПА наибольшее распространение получили 3 способа построения огибающих с использованием: среднеквадратичного значения (СКЗ) по заданному количеству точек; фильтра нижних частот (ФНЧ) и преобразования Гильберта (ПГ).

Алгоритм построения огибающей с помощью СКЗ

На первом шаге данного алгоритма необходимо вычислить модуль токового сигнала. Далее произвести вычисление его среднеквадратичного значения по формуле (1):

$$Y_i = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i^2}, \quad (1)$$

где N – размер выборки (количество точек); x_i – значение модуля токового сигнала в i -й момент времени.

Обычно для построения огибающей токового сигнала N выбирается равной 100.

Алгоритм построения огибающей с помощью фильтра нижних частот

Как и в предыдущем алгоритме, вычисляется модуль токового сигнала. После этого используется фильтр нижних частот с прямоугольным окном и частотой среза фильтра, равной 50 Гц.

Алгоритм построения огибающей с помощью преобразования Гильберта

Для получения огибающей вычисляется модуль комплексного аналитического токового сигнала, состоящего из исходного сигнала (вещественная часть) и сопряженного сигнала (мнимая часть). Сопряженный сигнал вычисляется с помощью преобразования Гильберта, которое осуществляет фазовый сдвиг, равный 90° , на всех частотах (идеальный фазовращатель).

Рассмотрим применение перечисленных выше алгоритмов для построения огибающей токового сигнала на тестовом примере.

Пусть имеется последовательность из N дискретных значений сигнала X_1, X_2, \dots, X_N , представляющих собой аддитивную смесь:

$$X(t) = AM(t) + M(t) + \varepsilon(t),$$

где AM – несущее гармоническое колебание; M – модулирующий сигнал; t – время; ε – помехи, имеющие случайную природу и неизвестный закон распределения.

Рассмотрим случай, когда несущее колебание задано сигналом вида (2). Это правомерно, так как сетевая частота токового сигнала так же является гармоническим колебанием.

$$AM(t) = A_{AM}(t) \cos(\omega_{AM}t + \varphi_{AM}), \quad (2)$$

где $A_{AM}(t)$ – амплитуда; $\omega_{AM} = 2\pi f_{AM}$ – частота; φ_{AM} – начальная фаза; t – время.

Для того, чтобы более наглядно показать недостатки используемых в настоящее время алгоритмов построения огибающей, воспользуемся тестовыми примерами. Для построения выберем значения параметров, входящих в состав несущего колебания: $A_{AM}(t) = 1$, $\varphi_{AM} = 0$. Параметр t изменяется от 0.3 до 0.76 с шагом 0.0002 с. Частота для первого тестового примера задана числом $f_{AM} = 50$, а для второго функцией $f_{AM} = 50 \left(\frac{\exp(t)}{2} \right)$. Кроме этого, модулирующий сигнал изменяет амплитуду несущего колебания и описывается выражением $M(t) = 3 \cos(2\pi t) - 3 \sin \left(6\pi t + \frac{\pi}{4} \right)$. Уровень помехи, для первого тестового примера, составляет 0.1 % от диапазона изменения полезного сигнала, а для второго – 5 %.

На рис. 1 и 2 представлены огибающие, построенные соответственно для первого и второго тестовых примеров с использованием рассмотренных выше алгоритмов.

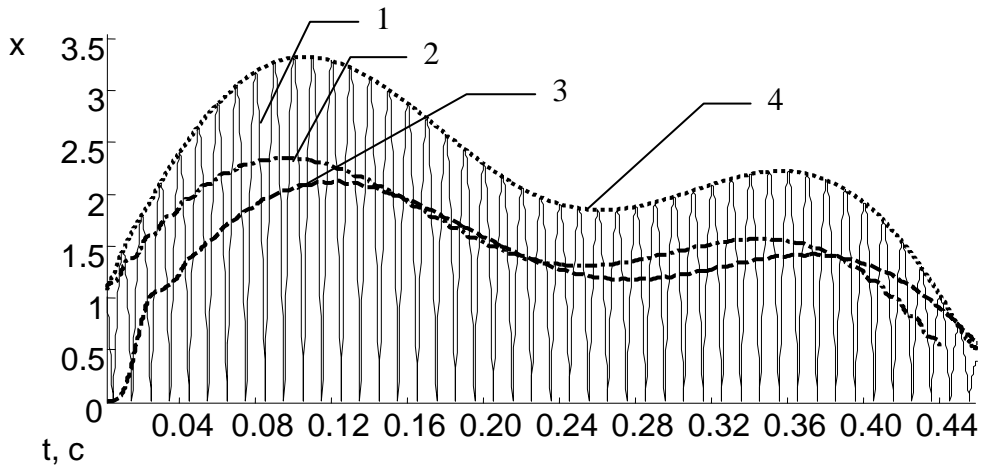


Рис. 1. Огибающие, построенные по первому тестовому примеру

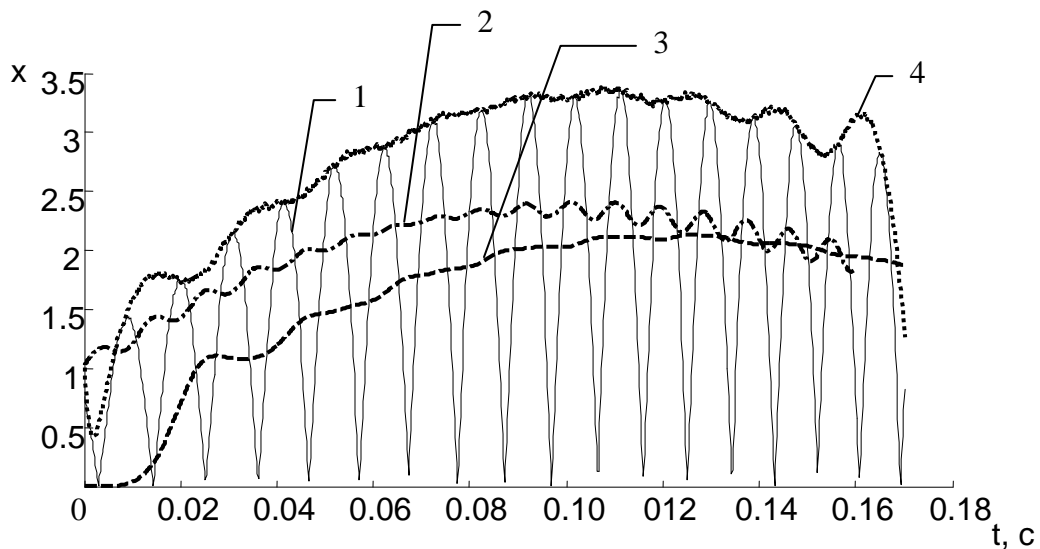


Рис. 2. Огибающие, построенные по второму тестовому примеру

На рис. 1 и 2 отмечены: 1 – тестовый сигнал; 2,3,4 – огибающие, построенные с помощью СКЗ, ФНЧ, ПГ соответственно.

Таким образом, видно, что огибающие с разной степенью точности отражают тестовый сигнал. Наиболее близкое положение к модулирующему сигналу занимает огибающая, построенная с использованием преобразования Гильберта.

Для устранения отмеченного недостатка предлагается использовать алгоритм, который позволяет с помощью двух скользящих средних отыскивать точки изменения направления сигнала (возрастание – убывание) и строить по ним огибающую.

Скользящее среднее показывает среднее значение величины за некоторый промежуток времени. В зависимости от весовых коэффициентов, присваиваемых значениям сигнала в разные моменты времени, различают методы нахождения простого, экспоненциального и взвешенного среднего.

Так весовые коэффициенты для вычисления экспоненциального среднего больше для значений за последние интервалы времени, а для простого среднего все весовые коэффициенты одинаковы.

Простое среднее вычисляется по формуле:

$$MAve_j = \frac{\sum_{i=j-N}^j x_i}{N},$$

где N – период усреднения; x – значение сигнала.

Экспоненциальное среднее рассчитывается по следующей формуле:

$$EMAve_j = x_j \times \frac{2}{N+1} + EMAve_{j-1} \times \left(1 - \frac{2}{N+1}\right).$$

Для определения изменения направления используется метод MACD(Moving Average Convergence/Divergence), который показывает связь между основной и сигнальной линиями.

Основная линия:

$$Basic_j = EMAve_j(x_j, N1) - EMAve_j(x_j, N2);$$

Сигнальная линия:

$$Signal_j = EMAve_j(Basic_j, N),$$

где $N, N1, N2$ – периоды усреднения;

При помощи рассмотренного метода токовый сигнал делится на участки, и их начало определяется как пересечение основной линии с сигнальной снизу вверх, а конец – пересечение сигнальной линии и основной сверху вниз (рис. 3).

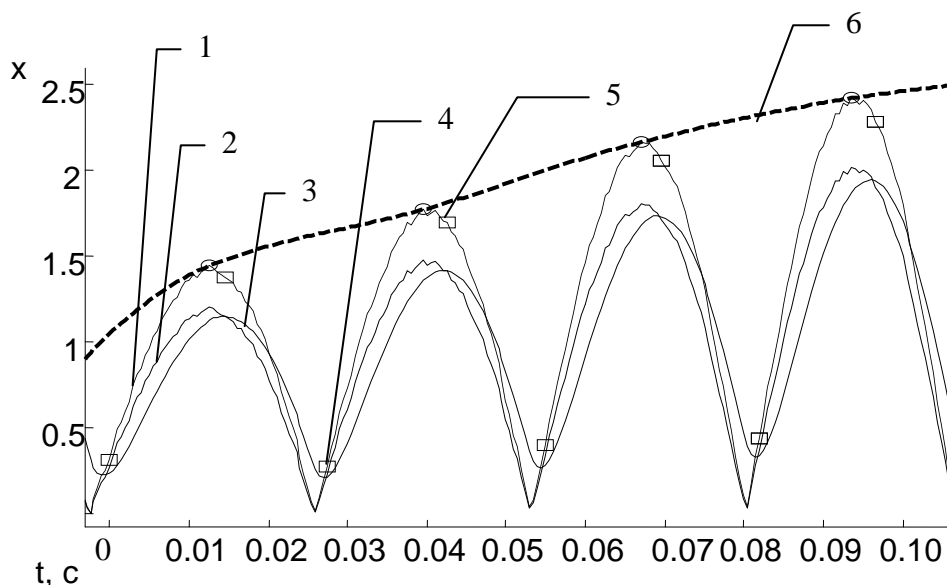


Рис. 3. Огибающая, построенная по предлагаемому алгоритму

1 – тестовый сигнал; 2 – основная линия; 3 – сигнальная линия;
4 – начало участка; 5 – конец участка; 6 – огибающая

Обозначим изменение токового сигнала во времени как $S(t)$, тогда предлагаемый алгоритм построения огибающей имеет следующую последовательность:

1. Вычислить модуль сигнала $S(t)$.
2. С помощью MACD разбить сигнал $S(t)$ на участки.
3. Найти максимумы для полученных участков.
4. Произвести интерполяцию по максимумам участков.

На рис. 4 показан реальный токовый сигнал (поз. 1) ЭПА типоразмера 1010-100-Э, оснащенной электроприводом 822-Э-0 с электродвигателем АОС 2-21-4 мощностью 1,3 кВт технологической позиции 1RN12S01 Волгодонской АЭС.

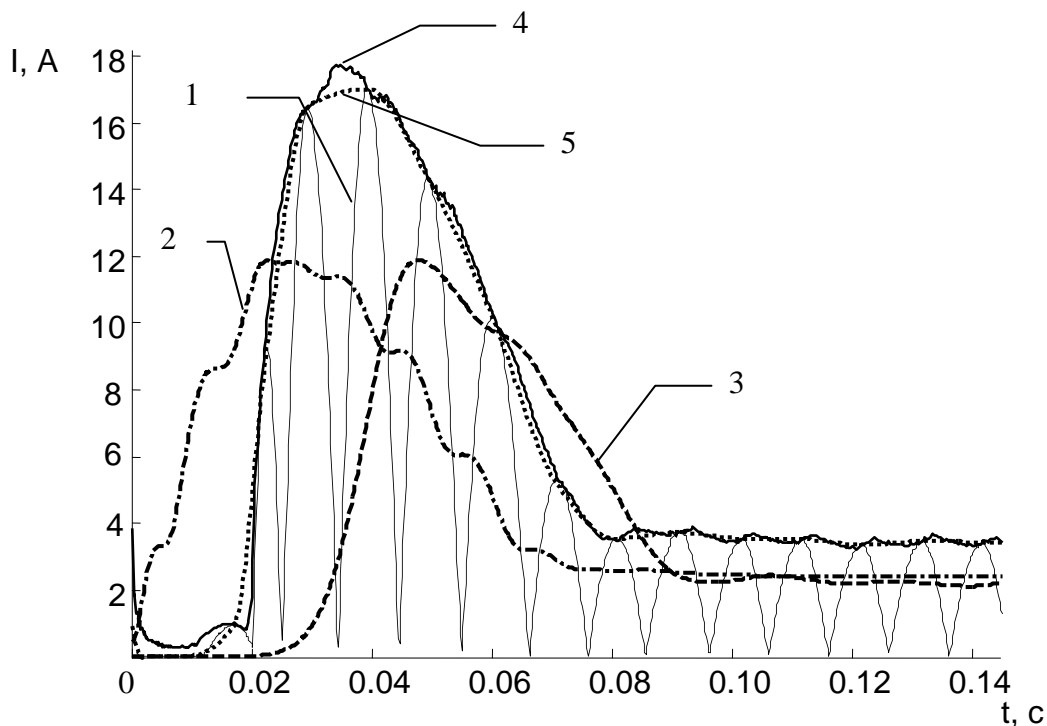


Рис. 4. Огибающие, построенные по реальному токовому сигналу

На рис. 4 цифрой 1 обозначен токовый сигнал, огибающие 2,3,4 соответствуют изображенным на рис. 1. Огибающая 5 построена по предлагаемому алгоритму.

Как видно, огибающие 2, 3, использующие СКЗ и ФНЧ, существенно отличаются от реального изменения формы сигнала, то есть искажают ее. Алгоритм, основанный на преобразовании Гильберта, показывает неудовлетворительные результаты на участке с изменяющейся частотой сетевой составляющей токового сигнала, то есть в момент повышения нагрузки на электродвигатель.

Проведенная обработка реальных токовых сигналов и тестовых примеров подтвердили эффективность предложенного алгоритма построения

огибающей. Следует отметить, что существующие методики диагностирования технического состояния ЭПА, основывающиеся на использовании огибающих, становятся все более востребованными, ввиду их простоты и оперативности их применения. В отличие от традиционных, предлагаемый алгоритм не вносит существенных искажений в форму сигнала, тем самым позволяет повысить точность постановки диагноза технического состояния ЭПА.

УДК 537.521.6

КРИТЕРИИ И МЕТОДЫ КОНТРОЛЯ КАТОДНОГО МЕХАНИЗМА ИНИЦИИРОВАНИЯ ПРОБОЯ В ИМПУЛЬСНОМ РЕЖИМЕ

Т.Н. Сафонова

Ливенский филиал ГОУ ВПО «Орел ГТУ»

Рассмотрено катодное инициирование пробоя в импульсном режиме. Предложены новые критерии оценки катодного механизма инициирования и метод, реализующий предложенные критерии. Получено экспериментальное подтверждение предложенных критериев и методов.

Вакуумная электрическая изоляция нашла широкое применение в многочисленных высоковольтных приборах, аппаратах и конструкциях, таких как электронно-оптические преобразователи, фотоэлектронные умножители, вакуумные конденсаторы и разрядники, рентгеновские трубки и электронные микроскопы, ускорители и сепараторы заряженных частиц и т.п. Для обеспечения необходимой электрической прочности вакуумной изоляции электроды высоковольтных электровакуумных приборов после завершения предварительной обработки подвергают кондиционированию. Использование импульсного кондиционирования сокращает число возможных механизмов инициирования вакуумного пробоя, при этом основным остается катодный механизм, обусловленный тепловым разрушением эмиттирующего микровыступа катода [1].

В импульсном режиме инициирование пробоя происходит при достижении длительностью высоковольтного импульса времени запаздывания пробоя $t_{\text{и}} = t_3$. При малых длительностях, $t_{\text{и}} < 10^{-6}$ с, катодное инициирование связано с выделением в эмиттере за время запаздывания энергии, равной энергии его разрушения [2]

$$\int_0^{t_3} j^2(t) dt = \text{const}. \quad (1)$$

С ростом мощности, выделяемой в эмиттере, время запаздывания пробоя уменьшается. Для вычисления интеграла в критерии (1) необходимо

знать плотность тока, что возможно лишь в случае эмиттера известной геометрии.

Для катода с большой рабочей поверхностью использование коэффициента усиления β , характеризующего ее состояние, приводит к критерию (2), в котором электрическая прочность E_0 и критическая микронапряженность $E_{кр}$ являются функциями времени запаздывания пробоя t_3

$$E = E_{кр} = \beta E_0. \quad (2)$$

Как в стационарном, так и в импульсном режиме оценка катодного инициирования основана на определении абсолютного значения пробивной микронапряженности βE_0 электрического поля и сравнении ее с критической величиной $E_{кр}$.

Обработка катода высоковольтными импульсами $t_{и} = t_3$ формирует поверхность, состояние которой определяется пробивной макронапряженностью E_0 , [3]

$$\beta = \left(\frac{E_{кр}}{E_0} \right)^{0,9} \bigg|_{t_{и}=t_3} = 1,28 \cdot 10^9 E_0^{-0,9}. \quad (3)$$

Изменение состояния катодной поверхности в результате оптимальных режимов кондиционирования импульсами разной длительности можно связать с изменением электрической прочности и получить новые критерии катодного инициирования в импульсном режиме.

Введя в рассмотрение коэффициенты относительного изменения качества поверхности $K_\beta = \beta_1/\beta_2$ и импульсной электрической прочности $K_U = U_2/U_1$, получим на основании соотношения (3) для оптимального режима импульсного кондиционирования [4]

$$\frac{K_\beta}{K_U^{0,9}} \bigg|_{t_{и}=t_3} = 1. \quad (4)$$

Выражение (4) является критерием катодного инициирования вакуумного пробоя, учитывающим изменения состояния поверхности катода и импульсной электрической прочности в результате оптимальных режимов кондиционирования.

Метод оценки катодного механизма состоит в определении относительных изменений состояния поверхности катода и импульсной электрической прочности в результате оптимальных режимов импульсного кондиционирования и проверке критерия (4).

Проверка предложенных критериев и методов оценки катодного инициирования осуществлена при минимальном перенапряжении на высоковольтных импульсах длительностью $t_{и1} = 200$ нс и $t_{и2} = 50$ нс. Из кривых

$\beta = f(n)$ и $U(n)$ на рис. 1 следует, что состояние поверхности коррелирует с пробивным напряжением. Корреляция массивов U и β вычислялась при помощи математического пакета *Excel* и составила 79 %. Корреляция изменений U и β подтверждает ответственность катодных процессов за инициирование импульсного пробоя.

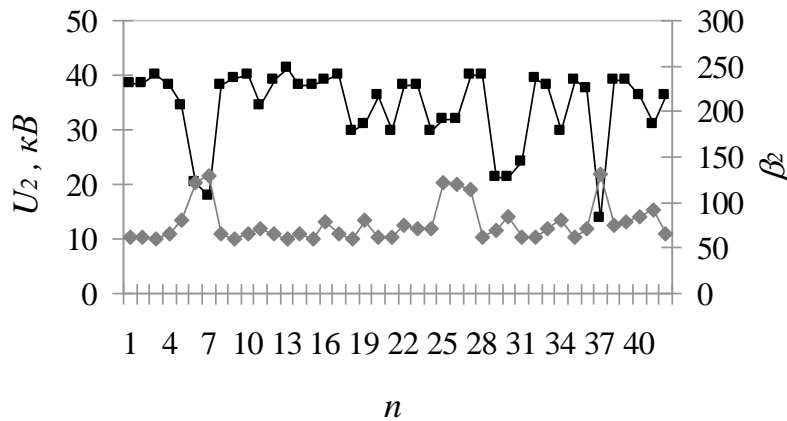


Рис. 1. Изменение напряжения первого пробоя и коэффициента усиления поля при воздействии импульсов $t_{и2} = 50$ нс ; ■ – U ; ♦ – β

В результате обработки катода импульсами $t_{и1} = 200$ нс сформирована поверхность с коэффициентом усиления поля $72 \leq \beta_1 \leq 266$ при среднем значении $\bar{\beta}_1 = 110$ и относительном разбросе значений $\sigma_{\beta1}/\bar{\beta}_1 = 0,49$. Такому состоянию поверхности катода соответствует пробивное напряжение $9,3 \leq U_1 \leq 30,4$ кВ при среднем значении $\bar{U}_1 = 24,4$ кВ и относительном разбросе $\sigma_{U_1}/\bar{U}_1 = 0,32$.

Воздействие импульсов $t_{и2} = 50$ нс улучшило поверхность катода, снизив коэффициент усиления поля $59 \leq \beta_2 \leq 130$ и увеличило пробивное напряжение $13,8 \leq U_2 \leq 41,3$ кВ при средних значениях $\bar{\beta}_2 = 77$ и $\bar{U}_2 = 34,19$ кВ и относительных разбросах $\sigma_{\beta2}/\bar{\beta}_2 = 0,27$ и $\sigma_{U_2}/\bar{U}_2 = 0,20$.

Четырехкратное уменьшение длительности от $t_{и1} = 200$ нс до $t_{и2} = 50$ нс сопровождалось ~40 % повышением качества поверхности катода и электрической прочности и ~40 % сокращением относительного разброса этих величин.

Катодное инициирование можно оценить и по относительным изменениям коэффициентов K_β и K_U в ходе оптимального режима кондиционирования. Из зависимостей $\beta = f(n)$ и $U(n)$, приведенных на рис. 1, рассчитаны относительные изменения коэффициента усиления поля и напряжения пробоя от импульса к импульсу. Зависимость $K_U = f(K_\beta)$, характеризующая

изменение электрической прочности с изменением состояния катодной поверхности в результате воздействия импульсного напряжения, приведена на рис. 2. Поскольку состояние катодной поверхности определяет пробивное напряжение, тогда, следуя критерию (4) экспериментальные точки должны удовлетворять степенной зависимости $K_U = K_\beta^{1,1}$, подтверждая катодный механизм инициирования.

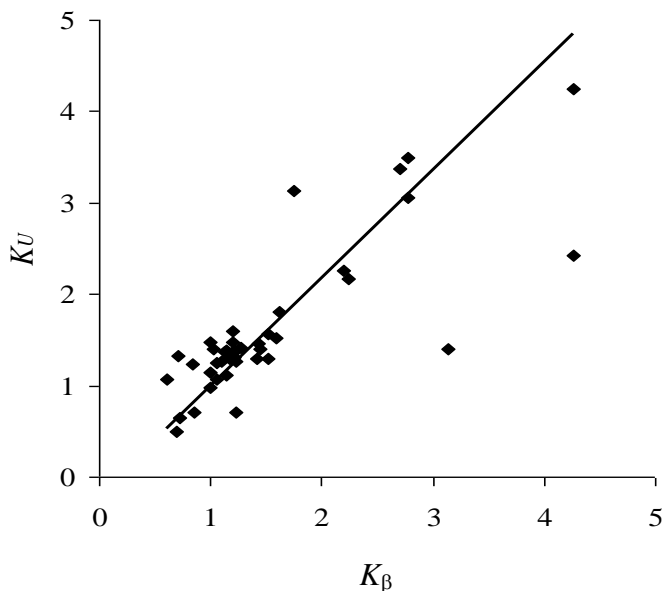


Рис. 2. Изменение пробивного напряжения с изменением состояния катодной поверхности в результате воздействия импульсного напряжения

Проверка критерия (4) по средним значениям $\bar{K}_U = 1,60$ и $\bar{K}_\beta = 1,52$ дала погрешность менее 1 %. Точность оценки катодного инициирования по средним значениям с использованием предложенного критерия в два раза превысила точность оценивания по критерию, использующему абсолютные величины.

Литература

1. Сливков И.Н. Процессы при высоком напряжении в вакууме. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 256 с.
2. Емельянов А.А., Кассиров Г.М., Филатов А.Л. Прогнозирование электрической прочности вакуумной изоляции в стационарном режиме // Изв. вузов. Физика. – 1976. – № 11. – С. 138-140.
3. Емельянов А.А. О некоторых режимах повышения электрической прочности вакуумной изоляции // ПТЭ. – 1997. – № 5. – С. 68-71.
4. Емельянов А.А., Емельянова Е.А., Сафонова Т.Н. О катодном инициировании вакуумного пробоя в импульсном режиме // Письма в ЖТФ. – 2004. – Т. 30. – Вып. 20. – С. 55-61.

303850, г. Ливны Орловской обл., ул. Капитана Филиппова, 47 а – 21, т. (486-77)748-38,
e-mail: mysca@liv.orel.ru

УДК 621.313.223

ПОДСИСТЕМА САПР ДЛЯ ЭКСПРЕСС-ОЦЕНКИ ДВИГАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА, РАБОТАЮЩИХ В СОСТАВЕ ВЕНТИЛЬНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

И.Г. Романенко

Северо-Кавказский государственный технический университет, г. Ставрополь

Разработана подсистема САПР для поверочного расчета двигателей постоянного тока (ДПТ) мощностью от 1,5 – до 1000 кВт. Программа позволяет исследовать работу двигателей, питающихся напряжением неноминальной формы.

Эксплуатация ДПТ в электроприводах, требующих широкого и плавного регулирования частоты вращения, высоких пусковых и тормозных моментов, обуславливает необходимость исследования таких режимов. Кроме того, на практике возникают случаи вынужденной работы двигателей при питающем напряжении неноминальной формы.

Подсистема САПР для экспресс-оценки ДПТ позволяет производить аналитическое исследование влияния конструктивных и режимных параметров машины, работающей в составе вентильного электропривода, на ее рабочие и механические характеристики. Комплекс программ включает в себя поверочный расчет двигателя номинальной мощностью от 1,5 до 1000 кВт, в ходе которого определяются геометрические размеры машины и ее магнитной цепи, магнитные напряжения на различных ее участках, потери и коэффициент полезного действия. База исходных данных программы содержит шкалу проводов стандартных сечений, кривые намагничивания электротехнических сталей, массивы различных коэффициентов. По результатам расчета строятся графики рабочих характеристик.

355003, г. Ставрополь, ул. Ленина 277 б, кв. 49, e-mail: [Irina Romanenko @mail.ru](mailto:Irina.Romanenko@mail.ru)

УДК 681.518.5

ДИАГНОСТИКА ДУБЛИРОВАННЫХ ИНФОРМАЦИОННО- ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ КАНАЛОВ ТЕМПЕРАТУРЫ В ПРОИЗВОДСТВЕ СТИРОЛ-АКРИЛОВОЙ ДИСПЕРСИИ

Н.А. Бахметова

Дзержинский политехнический институт

Для решения задачи диагностики частичных отказов информационно-измерительных каналов предлагается интеллектуальный метод экспертной оценки.

Процесс производства стирол-акриловой дисперсии относится к I категории взрывоопасности, поэтому согласно общим правилам взрывобез-

опасности систему управления необходимо дублировать. Часто возникают ситуации, когда дублированные датчики выдают различную информацию, в то время когда технологический регламент требует высокой точности поддержания температуры в главном реакторе – $\pm 1^\circ\text{C}$. Именно поэтому задача диагностики частичных отказов дублированных измерительных каналов является актуальной задачей.

Для диагностики частичных отказов измерительных каналов предлагается интеллектуальный метод, который объединяет традиционные методы (допускового контроля, прогнозирования значений, проверки по математической модели) и метод логической проверки технологически связанных параметров на базе экспертной системы (ЭС). Результатом работы каждого метода в отдельности являются весовые коэффициенты, которые поступают в ЭС. ЭС в свою очередь сообщает о своем диагнозе оператору, который управляет технологическим процессом.

Предлагаемая диагностическая система реализована на языке Matlab и интегрирована в SCADA-систему Simatic Windows Control Center.

606025, Нижегородская обл., г. Дзержинск, пр-т Циолковского, д. 20 «А», кв. 22,
т. (8313) 23-03-45, e-mail: bahmetova@list.ru

УДК 681.326.7

ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ КОМПАКТНОЙ ДИАГНОСТИКИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРОГРАММИРУЕМОЙ ЛОГИКИ

М.Н. Сафонов, Ю.К. Ситников, Г.В. Таюрская

Казанский государственный университет им. В.И. Ульянова-Ленина

Показана последовательность решения задач при проектировании систем диагностики цифровых схем с использованием программируемых логических микросхем.

В настоящее время для диагностики сложных цифровых систем применяется встроенное тестирование, то есть в самой системе имеется блок, обеспечивающий диагностику цифровой системы. Такой блок можно реализовать на программируемых логических микросхемах (ПЛИС) [1].

Поскольку встроенная система диагностики сама является сложной цифровой системой и содержит последовательностные схемы, то при ее построении необходимо учитывать ряд факторов, позволяющих выбирать ПЛИС, на которой она реализуется, и осуществлять тестирование основных узлов встроенной системы диагностики. Для диагностики сложных цифровых систем применяются компактные методы диагностики (сигнатурный анализ, кольцевое тестирование и дублирование) [2]. Основными узлами

таких систем диагностики являются одноканальные и многоканальные генераторы М-последовательностей, а также регистры сдвига различной разрядности, которые относятся к классу последовательностных схем. Генератор М-последовательности используется при сигнатурном анализе, поэтому диагностика его верной работы является критичной для всей работы системы, построенной на сигнатурном анализе.

Следовательно, при проектировании встроенной системы диагностики необходимо решить следующие основные задачи:

1. Используя существующую классификацию конечных автоматов, разработать алгоритм выбора моделей конечных автоматов для реализации на ПЛИС цифровой системы, в частности, системы диагностики [3].

2. Разработать систему диагностики последовательностных схем различного класса с использованием методов кольцевого тестирования (КТ) и кольцевого дублирования (КД).

3. Исследовать целесообразность практического применения методов компактного тестирования (кольцевое тестирование и кольцевое дублирование) для диагностики последовательностных схем на основе оценки сложности технической реализации этих методов.

4. На основе анализа полученных теоретических и практических результатов разработать общие рекомендации по практическому использованию каждого из методов для разных классов последовательностных схем.

На основе анализа классификации были рассмотрены 24 базовые модели конечных автоматов, которые могут быть реализованы на ПЛИС. Это дает возможность для каждого класса конечных автоматов выбирать ПЛИС, оптимально отвечающую требованиям поставленной задачи.

Был предложен алгоритм выбора моделей конечных автоматов для реализации на ПЛИС сложных цифровых систем, в частности, системы диагностики.

Анализ известных технологий позволяет выявить наиболее типичные классы тестопригодных объектов. По признаку зависимости выходов от входов классификация моделей имеет следующий вид:

1. комбинационный автомат;
2. не зависящий от выхода автомат с конечной памятью;
3. не зависящий от входа автомат с конечной памятью;
4. зависящий от входа и выхода автомат с конечной памятью.

Последовательностные схемы были классифицированы по признаку зависимости выходов от входов и для каждого типа схем представлен свой метод диагностики. По вышеприведенной классификации регистры сдвига относятся ко второму классу автоматов, а генератор М-последовательностей – к третьему классу. Для последовательностных схем исследована целесообразность практического применения методов компактного тестирования

(кольцевое тестирование и кольцевое дублирование) на основе оценки сложности технической реализации этих методов. Это связано с тем, что последовательностные схемы имеют обратные связи, которые необходимо разрывать при использовании других методов диагностики. Кольцевое тестирование позволяет не разрывать обратные связи дискретного устройства (ДУ), чтобы привести его к тестопригодному виду.

Разработан алгоритм построения системы диагностики последовательностных схем с использованием методов кольцевого тестирования и кольцевого дублирования. Для каждого класса последовательностных схем предложен свой метод диагностики. В частности, результаты исследований показали, что для регистров сдвига различной разрядности рациональнее использовать кольцевое тестирование; для одновыходного генератора М-последовательности выгоднее использовать КТ. При тестировании многовыходных генераторов методом КТ аппаратная сложность всей системы КТ возрастает в n раз по сравнению с методом КД, где n – число выходов генератора.

Все исследования проводились с использованием системы автоматизированного проектирования QuartusII, предназначенной для работы с ПЛИС фирмы Altera.

Литература

1. Соловьев В.В. Проектирование цифровых систем на основе программируемых логических интегральных схем. – М.: Горячая линия - Телеком, 2001. – 636 с.
2. Литиков И.П. Кольцевое тестирование цифровых устройств. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 169 с.
3. Соловьев В.В., Булатова И.Р. Архитектуры сложных программируемых логических интегральных схем // Зарубежная радиоэлектроника. – 2000. – № 5. – С. 62-78.

420008, г. Казань, ул. Кремлевская, 18, т. (843)231-53-56,

e-mail: Jury.Sitnikov@ksu.ru

УДК 629.42:681.785.5

ВОПРОСЫ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ СРЕДСТВ НЕРАЗРУШАЮЩЕГО КОНТРОЛЯ ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ БЕЗОПАСНОСТИ И НАДЕЖНОСТИ ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО ТРАНСПОРТА

О.Б. Мешкова, А.А. Кузнецов

Омский государственный университет путей сообщения

Анализируется эффективность средств современной технической диагностики методами неразрушающего контроля и их роль в обеспечении безопасности и надежности подвижного состава железных дорог. Сформулированы основные задачи в области эффективного использования средств неразрушающего контроля.

Современная техническая диагностика методами неразрушающего контроля (НК) позволяет предотвратить тяжелые последствия возникающих неисправностей узлов и деталей подвижного состава и является гарантией надежной работы и долговечности железнодорожных сооружений, пути, подвижного состава, оборудования и механизмов, устройств сигнализации, блокировки и связи. При этом контролируются следующие параметры: сопротивление усталости, стойкость конструкции грузовых и пассажирских вагонов при тепловых нагрузках в жестких климатических условиях (от -50°C до $+50^{\circ}\text{C}$), трещиностойкость; прочностные характеристики (несущая способность конструкции, прочность, жесткость конструкции деталей тележки – боковой рамы и надрессорной балки, автосцепного устройства); физико-механические и химические характеристики (химический состав металлов и сплавов, предел текучести и прочности, ударная вязкость, плотность материалов, контроль продуктов износа) [1]; толщина антикоррозионных покрытий; дефекты сварных соединений боковых рам тележек подвижного состава, изготавливаемых методом сварки (трещины, непровары, прижоги, незаваренные кратеры и др.)

Для обеспечения высокого уровня безопасности и надежности всех элементов этой сложной технической системы необходимо внедрение автоматизированного процесса контроля, который дает возможность выполнять необходимые измерения за малый промежуток времени и обеспечивает требуемую точность измерений благодаря использованию бесконтактных устройств неразрушающих методов контроля [2], а также использование для особо важных объектов непрерывного диагностического контроля (мониторинга) [3].

Таким образом, к основным задачам повышения эффективности средств контроля в обеспечении надежности функционирования подвижного состава железных дорог (ПСЖД) относятся:

- разработка мероприятий, позволяющих продлить ресурс и обеспечить безопасность эксплуатации ПСЖД;
- переход от ручного контроля к автоматизированным и автоматическим методам НК, что приведет к повышению достоверности и надежности контроля, постоянное уточнение прогнозных оценок благодаря внедрению систематического автоматизированного контроля состояния ПСЖД;
- создание методик индивидуального прогнозирования безотказности каждого агрегата ПСЖД, основанных на текущих оценках их состояния и на анализе конструкторской и эксплуатационной документации этих агрегатов;
- ведение истории эксплуатации объекта ПСЖД, мониторинг диагностических параметров, их обработка и интерпретация.

Выполнение всех этих задач в области эффективного использования средств контроля требует больших затрат времени и средств, но, в результате

такая система позволит избежать несоизмеримых с ее стоимостью убытков от техногенных катастроф.

Литература

1. Королев Н.В., Колчин Г.Г., Ермаков Б.С. Опыт применения эмиссионного спектрального микроанализа для повышения надежности конструкционных материалов. – Л.: ЛДНТП, 1987. – 28 с.
2. Филинов М.В., Фурсов А.С., Ключев В.В. Подходы к оценке остаточного ресурса технических объектов // Контроль. Диагностика. – 2006. – № 8. – С. 6-7.
3. Четвергов В.А., Пузанков А.Д. Надежность локомотивов. – М.: Маршрут, 2003. – 415 с.

644046, г. Омск, пр. Маркса, 35, т. (3812)31-06-88,

e-mail: nauka@omgups.ru

УДК 618.353.6

ДИАГНОСТИКА ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВ НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ЛОГИЧЕСКИХ ФУНКЦИЙ

А.В. Чернов

Ростовский государственный строительный университет

Сформулирована постановка задачи диагностики цифровых устройств на основе задач гармонического анализа логических функций. Решение таких задач позволяет выполнить анализ помехоустойчивости автоматных преобразований.

В качестве математических моделей преобразований дискретной информации в цифровых устройствах обычно используются конечные или полуконечные детерминированные и вероятностные автоматы, которые преобразуют дискретную последовательность случайных элементов из произвольного измеримого пространства. При работе цифрового устройства, подключенного к сети, могут присутствовать различные типы случайных ошибок, которые в целом можно классифицировать на внешние помехи и внутренние сбои. Такие воздействия оказывают влияние на процесс работы устройства и осуществляемое им автоматное отображение входной последовательности в выходную. Однако в зависимости от реализации логических функций автомата степень влияния случайных ошибок различна [1]. В связи с этим формулируется задача оценки влияния внешних помех и внутренних сбоев на работу реального автомата на основе анализа логических функций, которые работают в этом автомате.

Сформулируем математическую постановку задачи. Рассмотрим представление конечного автомата, опираясь на [2], где

$$A = \langle S, X, Y, \delta, \lambda \rangle, \quad S = \{s^1, \dots, s^M\}, \quad X = \{x^1, \dots, x^L\}, \quad Y = \{y^1, \dots, y^R\}.$$

Здесь S , X , Y – соответственно произвольные конечные множества внутренних, входных и выходных состояний автомата; M , L , R – любые натуральные числа; $\delta(s, x)$ – произвольное отображение прямого произведения $S \times X$ в множество S , то есть функции смены состояний; $\lambda(s, x)$ – отображение в множество Y выходов автомата. Когда при функционировании автомата, реализованного в виде технической системы, проявляются случайные ошибки как в отображениях первого, так и второго видов, такие воздействия приводят к тому, что вместо k -го набора входных величин x_1, \dots, x_k поступает случайный входной набор x'_1, \dots, x'_k и, аналогично наборы s_1, \dots, s_k и y_1, \dots, y_k заменяются наборами s'_1, \dots, s'_k и y'_1, \dots, y'_k . Таким образом, вместо A получаем автомат A' , в котором используются случайные отображения $\delta'(s, x)$ и $\lambda'(s, x)$. При решении этой задачи вместо детерминированного функционального отображения требуется рассматривать множество случайных отображений.

Рассматривается вероятностное пространство случайных отображений Ω [3], состоящее из конечного числа элементов, затем вероятность P определяется на всех подмножествах из Ω в виде каждого элементарного события $\omega \in \Omega$. Вместо наборов случайных величин рассматриваются их функциональные обобщения, например, для равномерного вероятностного распределения, определяемого на вероятностном пространстве Ω , существует множество Σ_n отображений, причем выбор каждого из них равновероятен, а всего существует n^n вариантов отображений. Одна из функций случайного отображения $\sigma \in \Sigma_n$ выбирается с вероятностью $P(\sigma = s) = n^{-n}$. Равенство $\sigma = s$ означает, что $\sigma_1 = s_1, \dots, \sigma_n = s_n \quad \forall s \in \Sigma_n$. При рассмотрении автомата A как цифрового устройства, работающего с двоичными числами, вводится существенное ограничение на тип аргумента функции (только 0 или 1), и мощность множества отображений Σ_n равна 2^{2^n} . В этом случае распределение вероятностей на последовательности пар величин (x_i, x'_i) , (s_i, s'_i) , (y_i, y'_i) можно рассматривать из ограниченного числа известных дискретных распределений (биномиальное, пуассоновское и др.). Существенным недостатком такого подхода, помимо ограниченного класса вероятностных моделей описания и расчета ошибок устройств, является невозможность учета в модели технической системы видов логических функций, на основе которых спроектированы автоматные преобразования. Установлено, что одни логические функции оказываются более чувствительными к искажению аргументов, в то время как другие обладают большей помехоустойчивостью. В нашей постановке задачи это свойство оказывается очень существенным, в связи с чем требуется разработка методов классификации по критерию помехоустойчи-

ности, моделирования и расчета вероятностей ошибок при различных реализациях логических функций с использованием аппарата гармонического и спектрального анализа в области булевых функций.

Рассмотрим логическую функцию $f(x)$, где $X = (X_1, \dots, X_n) \in B_2^n$, где B_2^n – вероятностное пространство булевых функций, $x \in B_2^n$ и $\beta(x)$ – случайное отображение множества B_2^n в себя, означающее результат действия случайной ошибки. Помехоустойчивость логической функции $f(x)$ можно охарактеризовать вероятностью $P = P\{f(X) \neq f(\beta(X))\}$, а при заданном распределении вероятностей ошибок $P_{nr}(x, y) = 1 - P = P\{X = x, \beta(X) = y\}$. Наиболее распространена модель случайных ошибок в виде случайного шума $\beta(X) = X \oplus \beta = (X_1 \oplus \beta_1, \dots, X_n \oplus \beta_n)$, где символ \oplus означает покомпонентное сложение заданных векторов по модулю 2. Требуется решение задачи гармонического анализа булевых функций $f(x)$, отображающих множество B_2^n в множество B_m , $m = (2, 3, \dots)$ псевдобулевых функций при исследовании коэффициентов аргументов функции.

Литература

1. Иванов В.А. Автоматные преобразования случайных последовательностей // Труды по дискретной математике. Т. 2. – М.: ТВП, 1998. С. 151-168.
2. Глушков В.М. Абстрактная теория автоматов // Успехи матем. наук. Т. 16. – М., 1961. – С. 3-62.
3. Колчин В.Ф. Случайные отображения. – М.: Наука, 1984. – 216 с.

УДК 681

АНАЛИТИЧЕСКОЕ КОНСТРУИРОВАНИЕ УСТРОЙСТВА АВТОМАТИЧЕСКОГО ОГРАНИЧЕНИЯ ТОКА КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ В ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

Д.А. Сергеев, В.И. Мрыхин

Южно-Российский государственный технический университет (НПИ), г. Новочеркасск,
ООО «Электродинамика», г. Луганск

Обосновываются отношения между конструкторскими параметрами устройства автоматического ограничения тока короткого замыкания и характеристиками состояниями аварийной ситуации, позволяющие осуществлять токоограничение в режиме реального времени развития аварии.

Существенную долю технологических потерь электроэнергии при её транспортировании составляют потери на постоянно включенных в линию токоограничивающих реакторах.

В [1, 2] описано устройство автоматического токоограничения (УАТ), осуществляющее автоматическое слежение за развитием аварийной ситуации (АС) и синхронное увеличение динамического сопротивления в линии. Показано, что применение УАТ позволит не менее чем на два порядка по сравнению с бетонными реакторами снизить постоянные потери мощности, уменьшить материалоемкость и габаритные размеры устройства.

Характеристиками АС служат:

Δt – интервал времени от момента возникновения КЗ до установления ударного значения тока КЗ;

$i(t)$ – значения тока КЗ в аварийном режиме.

В целях слежения за временными параметрами АС интервал разбивается на три подинтервала, по значениям тока КЗ на границах которых можно характеризовать АС:

Δt_1 – интервал достижения амплитудного значения тока в номинальном режиме (i_1);

Δt_2 – интервал допустимых превышений значений тока ($i_1 \div i_2$) (предаварийный режим);

Δt_3 – интервал ударных значений тока (i_3) (аварийный режим).

Изменениям тока в указанных интервалах в устройстве соответствуют три участка пространственной координаты – x :

Δx_1 – первый участок (токоограничение отсутствует);

Δx_2 – второй участок (предаварийный режим);

Δx_3 – третий участок (основное токоограничение с возможным отключением линии).

Указанный характер пространственно-временных отношений реализован в устройстве токоограничения, включающем в себя последовательно соединенные электродинамические (ЭДЭ) и магнитоэлектрические элементы (МЭЭ), разнесенные вдоль координаты $-x$. При этом улучшение временных свойств токоограничения на третьем участке достигается тем, что МЭЭ представляет собой магнитную секцию (МС), состоящую из подвижной и неподвижной частей, разделенных воздушным зазором, перемещение подвижной части (ПЧ) которой зависит от положения ПЧ ЭДЭ относительно воздушного зазора. На первом участке действие механизма токоограничения определяется динамическими свойствами ЭДЭ. Характер движения ПЧ ЭДЭ определяется уравнением:

$$m_э \ddot{x} = F_{э\text{дм}} - c_э (D - x),$$

где $m_э$ – масса ПЧ ЭДЭ; $c_э$ – упругость пружины ЭДЭ; D – база устройства – расстояние от поверхности полюсов МС до неподвижной части ЭДЭ (НЧ ЭДЭ);

$D = \frac{y_n}{2} + h + \Delta x_1 + \Delta$, где

$$F_{\text{эдм}} = \frac{\partial w_3}{\partial x} = 2 \frac{i^2 b}{(D-x)} \mu_0;$$

b – длина взаимодействующего участка ПЧ ЭДЭ; y_n – величина воздушного зазора; h – высота полюса МС; Δ – расстояние между осями ПЧ и НЧ ЭДЭ.

Решение уравнения имеет вид

$$V_{x1}^2 = a_1 b \ln \frac{D-x}{\Delta} - d_3 \left[(D-x)^2 - \Delta^2 \right],$$

где

$$a_1 = \frac{\mu_0}{m_3} i^2 w_y; \quad d_3 = \frac{c_3}{m_3}.$$

Полагая $X_1 = \gamma = y_n + h$, $V_{x1} = 0$, формируем первую точку сравнения режима в линии с АС:

$$a_{1n1} = d_3 \frac{\Delta^2 f_2 \left(2 + \frac{f_2}{f_3} \right)}{b f_3 \ln \left(1 + \frac{f_2}{f_3} \right)}, \quad (1)$$

$$\text{где } f_1 = \frac{h}{y_n}; \quad f_2 = \frac{\Delta x_{m1}}{y_n}; \quad f_3 = \frac{\Delta}{y_n}.$$

$$\text{В этом представлении } V_{xm1} = (a_1 - a_{1n1}) b \ln \left(1 + \frac{f_2}{f_3} \right)$$

Величина a_{1n1} , соответствующая амплитуде номинального значения тока, определяет величину допустимого перемещения ПЧ ЭДЭ в рабочем режиме и может служить основанием для выбора параметра d_3 по формуле

$$d_3 = \frac{a_{1n1} b}{\Delta^2} k_{\phi 1}^{-1}, \quad (2)$$

где

$$k_{\phi 1} = \frac{f_2 \left(2 + \frac{f_2}{f_1} \right)}{f_3 \ln \left(1 + \frac{f_2}{f_3} \right)}.$$

Работа устройства на интервале Δt_2 осуществляется в условиях допустимых превышений по отношению к номинальному значениям тока. Поэтому функции УАТ состоят в прогнозировании аварийного состояния линии и формировании начальных условий основного токоограничения.

С этой целью в области $\Delta x_2 = X_1 - X_2$ формируется магнитный поток рассеивания от полюсов МС. В результате взаимодействия его с ПЧ ЭДЭ динамическое сопротивление УАТ возрастает. Величина его определяется по формуле

$$Z_d = d/dt (\Phi_p) \bar{i}^{-1} = \bar{i}^{-1} d/dt (i(t) w_y G_p). \quad (3)$$

Проводимость G_p в зоне Δx_2 определяется выражением [3]:

$$G_p = \mu_0(0.52 + \ln(x/y_n)) b,$$

где μ_0 – магнитная проницаемость воздуха; w_y – число витков обмотки, размещенной на неподвижной части магнитной секции.

Перепишем (3), учитывая $\Phi_p = \Phi(x, t)$,

$$d/dt(\Phi_p) = w_y G_p d/dt(i) + i w_y d/dx(G_p) v_x.$$

Для прогноза АС введем коэффициент $K_z = \frac{Z_d}{Z_n}$,

где Z_n – реактивное сопротивление УАТ в номинальном режиме.

Действительно, в номинальном режиме величина Z_n определяется в основном реактивным сопротивлением обмотки МС.

$$Z_n = L i^{-1} di/dt, \quad (4)$$

где $L = w_y^2 G_c$; $G_c = \mu_0 S_c / y_n$; S_c – площадь сечения сердечника МС.

Поэтому значение коэффициента определяется выражением

$$K_z = \frac{G_p}{G_c} + i \frac{dt}{di} \frac{dG_p}{dx} \frac{v_{n2}}{G_c},$$

где v_{n2} – скорость ПЧ ЭДЭ в окрестности точки x_2 ; $w_y = 1$.

Таким образом, информативными признаками АС служат приращение тока и скорость движения ПЧ ЭДЭ на рассматриваемом участке.

С целью определения скорости ПЧ ЭДЭ на интервале Δx_2 запишем уравнение движения в виде

$$m_\varepsilon d/dt(v) = F_m + F_{\text{ЭДМ}} - c_\varepsilon x, \quad (5)$$

где F_m – сила, обусловленная взаимодействием ПЧ ЭДЭ с магнитной секцией $F_{\text{ЭДМ}}$ – электродинамическая сила ЭДМ; c_ε – упругость пружины ЭДМ.

Решение уравнения (5) для скорости на рассматриваемом участке определяется следующим выражением

$$v_{x2}^2 = a_1 \frac{b^2}{y_n} \ln\left(\frac{\gamma}{x}\right) + a_1 \frac{b}{w_y} \ln\left(\frac{D-x}{\Delta}\right) + 0.52a_1 b - d_3[(D-x)^2 - \Delta^2]. \quad (6)$$

Полагая $v_{x2} = 0$ при X_2 , находим второе пороговое значение a_{1n2}

$$a_{1n2} = \frac{d_3[(\frac{f_1}{f_3} + \frac{f_2}{f_3} + 1)^2 - 1]\Delta^2}{\frac{b^2}{y_n} \ln(1 + f_1) + \frac{b}{w_y} \ln(\frac{f_1}{f_3} + \frac{f_2}{f_3} + 1) + 0.52b}$$

Подставляя значение Δ^2 из (1а), получим связь пороговых значений

$$a_{1n2} = \frac{\left[\left(\frac{f_1}{f_3} + \frac{f_2}{f_3} + 1 \right)^2 - 1 \right] \ln \left(1 + \frac{f_2}{f_3} \right)}{\frac{f_2}{f_3} \left(2 + \frac{f_2}{f_3} \right) \left(\frac{b^2}{y_n} \ln(1 + f_1) + 0.52b + \frac{1}{w_y} \ln \left(\frac{f_1}{f_3} + \frac{f_2}{f_3} + 1 \right) \right)} \cdot a_{1n1} \quad (6a)$$

Вводя обозначения $k_{a2} = \frac{a_{1n2}}{a_{1n1}}$; $k_{2n} = \frac{f_1}{f_3} + \frac{f_2}{f_3} + 1$; $k_{\phi 2} = \frac{b}{y_n} \cdot \ln(1 + f_1) + w_y^{-1} \cdot \ln \left(\frac{f_1}{f_3} + \frac{f_2}{f_3} + 1 \right) + 0.52$, из (6a) получим $k_{\phi 2} = \frac{k_{2n}^2 - 1}{k_{1n} \cdot k_{a2}}$.

В таком описании значение скорости на рассматриваемом участке задается выражением

$$V_{xm2}^2 = (a_1 - a_{1n2}) \cdot b \cdot k_{\phi 2}. \quad (7)$$

Особенностью участка Δx_3 является интенсивный характер нарастания динамического сопротивления УАТ, вызванного взаимодействием подвижных частей МС и ЭДЭ.

Величина сопротивления УАТ на участке определяется приведенной к одному витку э.д.с., наводимой магнитным потоком МС с перемещающейся ПЧ. По аналогии с (3) выпишем

$$Z = G_c di/dt + i (dG_c/dy) v_y,$$

где v_y – скорость ПЧ МС.

Уравнение движения ПЧ МС выпишем в виде

$$m_m d/dt(v_y) = F_m + F_{\text{ЭДЭ}} + F_k - c_m u, \quad (8)$$

где F_m – сила взаимного притяжения полюсов магнитной секции; $F_{\text{ЭДЭ}}$ – сила, действующая на ПЧ МС и обусловленная током, протекающим через подвижную часть ЭДЭ;

$$F_m = i^2 w_y^2 \frac{\partial G_c}{\partial y} + 2 i w_y^2 G_c \frac{\partial i}{\partial y}; \quad (9)$$

$F_{\text{ЭДЭ}} = \mu_0 i^2 w_y b \frac{l_c}{l_c^2 + y^2}$; $F_k = \frac{m_3 \bar{v}_3^2}{2} \frac{l_c}{y_n^2 + l_c^2}$ – сила, воздействующая на ПЧ МС со стороны движущейся ПЧ ЭДЭ.

Можно показать, что при значениях воздушного зазора, отвечающих условию $G_c(y)G_0^{-1} (i_{\text{уд}}/i - 1)$, где G_0 – проводимость МС с замкнутым сердечником; $i_{\text{уд}}$ – ток удержания МС с замкнутым сердечником, второе слагаемое в сумме (9) значительно меньше первого. В этом случае для уравнения (8) можно получить приближенное решение

$$v_y^2 = a_{1m} \frac{s_c}{y} + a_{1m} w_y^{-1} b \frac{y}{l_c} + \alpha \frac{\bar{v}_3^2 l_c}{y_n^2 + l_c^2} y - d_m (y_n + u)^2, \quad (10)$$

где $a_{1m} = \frac{\mu_0}{m_m} w_y^2 i^2$; $w_y = 1$; $d_m = \frac{c_m}{m_m}$; $\alpha = \frac{m_\partial}{m_m}$; $u = y_n - y$; l_c – параметр сердечника МС; \bar{v}_3^2 – средняя скорость ПЧ ЭДЭ при движении в воздушном зазоре;

$$\bar{v}_3 = 0.5(v_{xm2} + (a_{1m}\alpha^{-1} \frac{b}{y_n} - d_\partial(l_s + l_\partial))^2)^{\frac{1}{2}}; \quad l_s, l_\partial - \text{соответственно величины}$$

ширины сечений сердечника МС и шины ПЧ ЭДЭ.

Полагая в (10) $u = 0$, $v_y = 0$, определим связь параметров АР с конструкторскими параметрами УАТ на этапе завершающего токоограничения.

$$\pi_{mn} = f_s^{-1} + f_c + 2\alpha\pi_{kn} \frac{f_c}{1 + f_c^2}, \quad (11)$$

где
$$\pi_{mn} = \frac{d_m y_n^2}{a_{1n3} b}; \quad f_s = \frac{y_n}{l_s}; \quad f_c = \frac{y_n}{l_c}; \quad \pi_{kn} = \frac{\bar{v}_3^2}{2a_{1n3} b}.$$

Параметр π_{mn} характеризует энергетическое взаимодействие ПЧ ЭДЭ с ПЧ МС.

Принимая во внимание определение тока короткого замыкания в линии $i(t) = i_{уст}(t) + i_{св}(t)$, токоограничение на рассматриваемом участке можно упрощенно представить как ограничение свободной составляющей тока $i_{св}(t)$ за счет перемещения ПЧ МС в диапазоне значений воздушного зазора МС от y_n до y_∂ (y_∂ – толщина сечения шины ПЧ ЭДЭ) и ограничение $i_{уст}$ путем ускоренного замыкания воздушного зазора (y_∂), вызывающего увеличения индуктивного сопротивления УАТ в K_x раз [2].

Связь K_x с параметрами УАТ описывается формулами

$$K_x = \frac{\mu_c \mu_0}{f_c^{-1} + f_s^{-1} + f_1} \cdot \frac{z+1}{z-1} \ln z; \quad z = \frac{1 + \frac{f_c}{f_s} + 2f_1 f_c}{1 - \frac{f_c}{f_s} + 2(f_1 f_c - \frac{f_c}{f_s})}. \quad (12)$$

Ускорение движения МС может быть достигнуто либо за счет накопления кинетической энергии ПЧ МС на предшествующем участке, либо путем воздействия ПЧ ЭДЭ на защелку МС.

Ограничение свободной составляющей тока обеспечивается за счет уменьшения эквивалентной постоянной времени цепи, обусловленного движением ПЧ МС.

Действительно, пренебрегая временем движения ПЧ МС на втором участке ($y \leq y_\partial$), для свободной составляющей тока можно выписать уравнение

$$G_y \frac{di}{dt} + i \frac{dG_y}{dy} v_y + ir = 0.$$

$$\text{Отсюда} \quad i_{\text{св}}(t) = i_0 \exp(-Tt), \text{ где } T = \left| \frac{dG_y}{dy} \frac{v_y}{G_y} \right| + \frac{r}{G_y}; \quad (13)$$

$$G_y = \mu_0 \frac{S_c}{y_d} w_y^2; \quad i(0) = i_{\text{кз}}(t^*) - i_{\text{уст}}(t);$$

t^* – время от возникновения АР в линии до достижения ПЧ МС величины воздушного зазора – y_3 ($t^* \approx 0.01$ с).

Таким образом, скорость затухания свободной составляющей тока определяется значением скорости ПЧ МС при величине зазора – y_3 . Дополнительное требование к величине скорости формируется как предотвращение «захвата» ПЧ МС шины ПЧ ЭДЭ. Указанное требование удовлетворяется следующей связью параметров и динамических свойств УАТ:

$$\frac{\bar{v}_3}{\bar{v}_{y_3}} = \frac{l_3 + l_s}{y_n - y_3}, \quad \frac{y_n - y_3}{\bar{v}_{y_3}} \leq (0.005 \div 0.01) \text{ с},$$

где l_3 – длина поперечного сечения шины ПЧ ЭДЭ; $\bar{v}_3 = \frac{v_3}{2}$.

По аналогии с (11) уравнение для определения \bar{v}_{y_3} можно выписать в безразмерных переменных

$$\pi_{m3} = 0.25(k_{a3}f_3(f_s^{-1} + f_c) + \alpha \frac{f_c}{1 + f_c^2} \pi_{\text{кн}}f_3 - \pi_{\text{мн}}(2 - f_3)^2), \quad (14)$$

где $\pi_{m3} = \frac{\bar{v}_{y_3}^2}{a_{1n3}b}$; $k_{a3} = \frac{a_{1m}}{a_{1n3}}$; $f_3 = \frac{y_3}{y_n}$.

Таким образом, решение задачи аналитического проектирования УАТ сводится к: описанию АР линии в параметрах $a_{1n1}, a_{1n2}, a_{1n3}$; заданию требуемых характеристик токоограничения (K_x, T, Z_n); выбору рациональных значений конфигурационных параметров конструкции ($f_1, f_2, f_3, f_s, f_c, f_3$) с использованием установленных взаимосвязей их с энергетическими свойствами устройства и аварийного режима в линии (формулы 1,2,6а,10-14).

Литература

1. Сергеев Д.А., Мрыхин В.И. Устройство аварийного автоматического отключения электрической цепи. Патент на изобретение № 2171524-2001.
2. Быкадоров В.Ф., Сергеев Д.А., Мрыхин В.И. Применение автоматических токоограничивающих устройств в системах распределения электрической энергии // Современные энергетические системы и комплексы управления ими: Материалы II Междун. науч.-практ. конф., 7 марта – 26 апр. 2002 – в 3-х ч. – Новочеркасск: ООО НПО Темп, 2002. – ч. 3. – С. 9-13.
3. Буль Б.К. Основы теории и расчета магнитных цепей. – М.: изд. Энергия, 1964.

АВТОМАТИЗАЦИЯ ИСПЫТАНИЙ И ЛАБОРАТОРНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ

П.Ю. Сладков, Е.С. Зборовский, А.А. Михайлов

ООО Научно-Производственное Предприятие «АВЭМ», г. Новочеркасск,
Южно-Российский государственный технический университет (НПИ), г. Новочеркасск

Исследуется робастный алгоритм оценивания параметра по апостериорным данным, обеспечивающий устойчивость оценивания результатов измерений. Предлагаемый алгоритм обработки позволяет исключить аномальные данные из случайного ряда измеренных величин.

Значительная доля используемого силового оборудования нашей страны является физически устаревшей, поскольку находится в длительной эксплуатации. Современная реорганизация производственных мощностей и замена станочного парка большинства предприятий приводит к тому, что данное оборудование работает на предельных мощностях. Поддержание в рабочем состоянии этого электрооборудования требует выполнения диагностических мероприятий. Во многом именно это и определяет потребность в их испытании, что позволяет более точно определить уровень физического износа, контролировать внутреннее состояние электротехнического оборудования, обосновать возможность продолжения эксплуатации или выявить внутренние развивающиеся и аварийные дефекты. Таким образом, испытание электротехнического оборудования возможно при проведении ресурсной диагностики, которая включает лабораторные анализ и исследования.

Лабораторные анализ и исследования являются трудоемкими и длительными процессами, автоматизация которых позволит значительно сократить время испытания электротехнического оборудования, что особо актуально для массовых лабораторных исследований. Автоматизация испытания электротехнического оборудования требует разработки автоматизированных испытательных станций. Предприятие ООО НПП «АВЭМ» занимается разработкой и внедрением испытательных станций в виде комплексных стендов проверки трансформаторов (КСПТ). На данный момент действующими КСПТ снабжены такие предприятия, как филиал ООО «АББ Электроинжиниринг» в городе Екатеринбурге и ГЭП «Вологдаоблкомунэнерго».

Комплексный стенд проверки трансформаторов включает набор средств и правил для проверки трансформаторов согласно ГОСТ 3484.1-88, ГОСТ 3484.3-88, ГОСТ 1516.2-97, ГОСТ 22756. Для оптимальной организации и планирования процесса испытаний трансформаторов в состав КСПТ включен ЭВМ.

Вычислительная мощность ЭВМ предназначена не только для ведения процесса испытаний, но и для использования математических методов обра-

ботки измеренных данных. Основным преимуществом математической обработки измеренных данных является объективность полученной информации, высокая точность, а также возможность автоматизации процесса обработки результатов измерения, полученных от устройства сбора данных [1].

Анализ метода обработки измерительных данных

Управление процессами контроля и испытаний технологическим оборудованием всегда сопровождается планированием, постановкой и осуществлением измерений. При этом по результатам измерения производится оценивание контролируемого параметра, которое заключается в оптимальном выделении полезной информации по экспериментальным данным, которые получены во время эксперимента в условиях помех [1].

Целью данной статьи является формирование и исследование свойств алгоритма оценки технологического параметра по экспериментальным данным, закон распределения которых не известен.

Как известно [1] алгоритм представляет собой однозначно трактуемую процедуру решения задачи, под которой понимается конечная последовательность точно определенных шагов или операций, для выполнения которых требуется конечный объем оперативной памяти и конечное время.

Время и усилия для вычисления по используемому алгоритму технологического параметра должны быть наименьшими, а также его реализация должна быть легка для понимания, проста для доказательства правильности и удобна для модификаций в случае изменения его структуры [1].

Наличие априорной неопределенности относительно статистических характеристик измеренной информации приводит к необходимости построения методов обработки, обладающих пониженной чувствительностью к всевозможной неадекватности между априорной принятой вероятностной моделью и свойствами реальной среды, т.е. робастностью. В общем случае робастность означает нечувствительность к малым отклонениям от заданной модели.

Робастная процедура обработки информации может несколько уступать в эффективности процедуре, которая задана оптимальной моделью, но зато полная эффективность для данного класса моделей будет высокой или, по крайней мере, достаточной. При этом решение ищется в виде процедуры, которая в наихудшем случае обладает оптимальной эффективностью, что определяет к минимаксность робастных алгоритмов.

Робастный алгоритм оценивания

Предлагаемый алгоритм оценивания апостериорной информации заключается в следующем. Предположим, что нам необходимо измерить некоторую величину X , но в условии помех данная величина будет не точной. Для повышения точности произведем n измерений и получим результаты

единичных измеренных значений в следующем виде: $x_1, x_2, x_3, \dots, x_n$ как выборку из бесконечного ряда. Для определения вокруг какой точки группируется случайная величина X необходимо рассчитать математическое ожидание $M(X)$ по формуле (1), а среднеквадратичное отклонение $D(X)$ от математического ожидания по формуле (2) [3]:

$$M(X) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \quad (1)$$

$$D(X) = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - M(X))^2} \quad (2)$$

Так как $D(X)$ показывает отклонение i -го измерения случайной величины X от математического ожидания $M(X)$, то распределяя ряд X до тех пор, пока $D(X)$ (отклонение) не будет меньше заданной точности, мы получим новую распределенную случайную величину Y , для которой также имеется ряд $y_1, y_2, y_3, \dots, y_n$. Применив формулу (1) к новой случайной величине Y , получаем случайную величину X , свободную (восстановленную информацию) от помех, присутствующих во время прямого снятия показаний с устройства сбора данных.

Оценивание случайной величины производится следующим образом:

1. Для случайной величины X необходимо рассчитать $M(X)$ по формуле (1) и $D(X)$ по формуле (2).
2. В имеющемся ряду случайной величины необходимо найти первое i -е измерение, значение которого больше $M(X) + D(X)$, и приравнять к данному значению $M(X) - D(X)$.
3. Необходимо выполнить пункт 1, а затем в имеющемся ряду случайной величины необходимо найти первое i -е измерение, значение которого меньше $M(X) - D(X)$, и приравнять к данному значению $M(X) + D(X)$.
4. Если $D(X)$ больше заданной точности, то возвращаемся к пункту 1.

Определение сходимости алгоритма оценивания

Для определения качества предлагаемого алгоритма оценим его сходимость.

Для этого определим математическое ожидание и дисперсию контролируемого параметра по результатам измерения.

- 1) В классическом виде математическое ожидание определяется по формуле

$$M = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i .$$

Математическое ожидание контролируемого параметра в предлагаемом способе может быть представлено в виде:

$$M = \left(\frac{n-m}{n} M_1 + \frac{m}{n} M_2 \right),$$

где M_1 – математическое ожидание по выборке $n-m$, а M_2 – математическое ожидание по выборке m .

При наличии аномальных измерений математическое ожидание случайной величины имеет вид:

$$M_{A0} = \frac{1}{n} \left[\sum_{i=1}^{n-m} x_i + \sum_{i=n-m}^n x_{iA} \right] = \frac{1}{n} \cdot \frac{n-m}{n-m} \sum_{i=1}^{n-m} x_i + \frac{1}{n} \cdot \frac{m}{m} \sum_{i=n-m}^n x_{iA} = \frac{n-m}{n} M_1 + \frac{m}{n} M_A$$

Для определения сходимости математического ожидания, формируемого в рамках предполагаемого способа, определим разность между математическим ожиданием с аномальными отклонениями и математическим ожиданием в классическом варианте:

$$M_{A0} - M = \frac{1}{n} \left[\sum_{i=n-m}^n x_{iA} + \sum_{i=n-m}^n x_i \right] = \frac{1}{n} \sum_{i=n-m}^n (x_{iA} - x_i) = \frac{m}{n} (M_A - M_2).$$

Применяя вышеизложенные формулы для первого прохода по алгоритму предлагаемого способа, получим следующие выражения:

$$M_{A01} = \frac{n-m}{n} M_1 + \frac{m}{n} (M_{A0} + \sqrt{D_{A0}});$$

$$M_{A0} - M = \frac{m}{n} (M_{A0} + \sqrt{D_{A0}} - M_2) \leq \frac{m}{n} (M_A - M_2).$$

2) Как известно из [3], дисперсия вычисляется по формуле:

$$D = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - M)^2.$$

А дисперсию случайной величины с аномальным отклонением можно представить выражением:

$$\begin{aligned} D_{A0} &= \frac{1}{n-1} \left[\sum_{i=1}^{n-m} (x_i - M_{A0})^2 + \sum_{i=n-m}^n (x_{iA} - M_{A0})^2 \right] = \\ &= \frac{1}{n-1} \cdot \frac{n-m-1}{n-m-1} \sum_{i=1}^{n-m} (x_i - M_{A0})^2 + \frac{1}{n-1} \cdot \frac{m-1}{m-1} \sum_{i=n-m}^n (x_{iA} - M_{A0})^2 = \\ &= \frac{n-m-1}{n-1} D_1 + \frac{m-1}{n-1} D_A. \end{aligned} \quad (3)$$

Применяя данные формулы для первого прохода по алгоритму предлагаемого способа, получим следующие выражения:

$$D_{A01} = \frac{n-m-1}{n-1} D_1 + \frac{m-1}{n-1} D_{A0};$$

$$D_A = \left(D_{A0} - \frac{n-m-1}{n-1} D_1 \right) \frac{n-1}{m-1}.$$

Это позволит определить:

$$\Delta D = D_{A0} - D_{A01} = \frac{m-1}{n-1} (D_A - D_{A0}), \text{ где}$$

$$D_A - D_{A0} = \frac{-(m-1) + (n-1)}{m-1} D_{A0} - \frac{n-m-1}{n-1} D_1 = \frac{n-m}{m-1} D_{A0} - \frac{n-m-1}{n-1} D_1.$$

При $n \gg m$ $D_A - D_{A0} \geq 0$. Из данного выражения следует, что дисперсия в предлагаемом алгоритме с каждым шагом уменьшается.

Проведенное исследование дисперсии и математического ожидания на сходимость в рамках предлагаемого метода показывает, что в выражении $M_{A0} + \sqrt{D} \leq M_A$ для математического ожидания, и среднеквадратичное отклонение с каждым проходом алгоритма становится меньше и стремится к классическому математическому ожиданию случайной величины. Т.е. можно сделать вывод, что математическое ожидание в предлагаемом алгоритме сходится ($M_A \rightarrow M$, $D_{Ai} \rightarrow D$).

Выводы

1. При автоматизации диагностирования электротехнического оборудования одной из важнейших задач является математическая обработка экспериментальной информации, полученной от измерительных устройств сбора данных, а также восстановление полезной информации по результатам измерения, которые получены во время эксперимента в условиях помех.

2. Оценка параметров электротехнического оборудования требует стохастического оценивания апостериорной информации, полученной с устройств сбора данных, входящих в состав диагностического стенда.

3. Для получения высококачественных оценок необходимо оценивать измеренные данные робастными методами. В работе сформулирован робастный метод.

4. Предлагаемый алгоритм сходится, что показывает проведенное исследование сходимости математического ожидания и дисперсии.

Литература

1. Михайлов А.А. Основы теории построения алгоритмов оценивания параметра по результатам измерения. – Ростов н/Д: Изд-во Рост. ун-та, 2002. – 226 с.
2. Обухов В. Производство трансформаторов РЕЗИБЛОК в Екатеринбурге // Энергия разума. – № 3(43), Август 2006. – С. 4.
3. Тойберт П. Оценка точности результатов измерений: Пер. с нем. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 88 с.
4. Орлов А.И. Математика случая: Вероятность и статистика – основные факты: Учебное пособие / А.И. Орлов. – М.: МЗ-Пресс, 2004. – 110 с.

УДК 681.3

ПОДСИСТЕМА АВТОМАТИЗАЦИИ РАБОТЫ УЧЕНОГО СЕКРЕТАРЯ КОНФЕРЕНЦИИ

А.П. Преображенский, Ю.А. Тимошенко

Автономная некоммерческая образовательная организация
Воронежский институт высоких технологий

Рассмотрено построение автоматизированной системы ученого секретаря конференции. Даны основные требования к такой подсистеме.

На данном этапе развития информационных технологий внедрение автоматизированных рабочих мест является трудоемкой, но эффективной задачей [1]. Существует возможность и облегчить и ускорить труд секретаря конференции, проводимой вузом или предприятием. А именно: сократить время поиска и обработки данных, освободить от громоздкого бумажного документооборота, облегчить получение всевозможных запросов и отчетов, повысить продуктивность выполняемых работ.

В данной работе мы подробно рассмотрели структуру и модель автоматизированного рабочего места (АРМ) секретаря конференции. Была проведена аппроксимация значений, полученных из базы данных по средствам запроса с использованием метода наименьших квадратов и получен прогноз о количестве участников в последующей конференции в зависимости от года проведения.

Были получены следующие основные результаты:

1. Построен алгоритм работы АРМ.
2. Разработана схема данных в АРМ.
3. Создано АРМ секретаря конференции.

Литература

1. Жожикашвили В.А., Силаев В.Н. Концепции построения информационных управляющих сетей для распределенных объектов // Изв. РАН. Техническая кибернетика. – 1994. – № 2. – С. 137-146.

394043, г. Воронеж, ул. Ленина, 73а, т. 20-56-54, e-mail: app@vvt.ru

УДК 681.3

ПОДСИСТЕМА ОПТИМИЗАЦИИ ПРОЦЕССА ТЕСТИРОВАНИЯ СТУДЕНТОВ

А.П. Преображенский, К.В. Тимошечкина

Автономная некоммерческая образовательная организация
Воронежский институт высоких технологий

Рассмотрено построение подсистемы оценки процесса тестирования студентов. Рассмотрены основные требования к такой подсистеме.

В настоящее время большое распространение получили различные вычислительные системы, предназначенные для обслуживания больших потоков заявок (требований), так называемые системы массового обслуживания (СМО) [1]. Использование систем тестирования предполагает решение ряда проблем, таких как: выделение аудиторий и соответствующего технического и программного обеспечения, а также рациональное распределение времени.

Цель данной работы – разработка модели и алгоритма оценки процесса тестирования учащихся. Для достижения поставленной цели были решены следующие задачи:

1. Разработка имитационных моделей оценки процесса тестирования и определение наилучших из них;
2. Разработка алгоритма оценки учебного процесса тестирования с использованием аппроксимации результатов в рамках метода наименьших квадратов;
3. Реализация программного средства.

Литература

1. Томашевский В., Жданова Е. Имитационное моделирование в среде GPSS. – М.: Бестселлер, 2003. – 416 с.

394043, г. Воронеж, ул. Ленина, 73а, т. 20-56-54, e-mail: [**app@vivt.ru**](mailto:app@vivt.ru)

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие	3
Шайхутдинов Д.В., Ланкин М.В., Горбатенко Н.И. Исследование электромагнитных устройств на основе многоуровневого полного факторного эксперимента	4
Липовко П.О. Ультразвуковые преобразователи для целей акустической рефлектоимпедансометрии	18
Синкевич А.В., Танеева А.В., Карташова А.А., Новиков В.Ф. Оценка экологического состояния окружающей среды на основе пространственной модели	23
Шевцов С.Н., Чинчян Л.В., Брагин С.А., Алексева О.Д. Методика и результаты идентификации ядра ползучести полимерных композитов	30
Перикова Е.С., Каратаев О.Р., Новиков В.Ф. Гигиеническая оценка загрязнения сточных вод плавательных бассейнов	35
Алхимов В.Ю., Кулешов В.К. Газоразрядный детектор радиационного излучения ..	40
Алхимов В.Ю., Алхимов Ю.В., Кулешов В.К. Пути повышения разрешающей способности газоразрядного преобразователя радиационного излучения	42
Шевцов С.Н., Соловьев А.Н., Алексеева О.Д., Дубров В.В. Исследование точности измерения модуля межслойного сдвига ортотропных композитов в испытаниях на кручение	45
Лежнин А.В. Использование ЭВМ при оценке времени инерционности зрительной системы человека	49
Южаков М.М., Авдеева Д.К. Перспективы улучшения качества снимаемых электродами физиологических параметров человека	51
Нумеров А.Д., Преображенский А.П., Чутченко Ю.Е. Построение подсистемы распознавания особей птиц по форме яиц	53
Редькин Ю.В. Анализ особенностей архитектур многоканальных контроллеров систем сбора данных	54
Мокеев А.В. Анализ алгоритмов обработки сигналов интеллектуальных устройств энергосистем	59
Мокеев А.В. Синтез КИХ-фильтров для интеллектуальных устройств энергосистем	63
Мокеев А.В. Разработка быстрых алгоритмов реализации нестационарных фильтров	68
Преображенский А.П., Федоринова Н.В. Подсистема оценки границ применимости кодов, исправляющих ошибки	69
Преображенский А.П., Ефанова С.В. Подсистема распознавания формы изображений	70

Валадин К. Саид, Фирас А. Рахим Применение нейронных сетей для измерения углового положения в сельсин-цифровой системе	71
Савёлов Н.С. Вычисление скорректированных значений переменных состояния, характеризующих динамический процесс	79
Лачин В.И., Соломенцев К.Ю. Анализ быстродействия измерительного преобразователя сопротивления изоляции электрических сетей	80
Синельщиков П.В., Чернов А.В., Никифоров В.Н. Алгоритм построения огибающей токового сигнала электроприводной арматуры	83
Сафонова Т.Н. Критерии и методы контроля катодного механизма инициирования пробоя в импульсном режиме	88
Романенко И.Г. Подсистема САПР для экспресс-оценки двигателей постоянного тока, работающих в составе вентильного электропривода	92
Бахметова Н.А. Диагностика дублированных информационно-измерительных каналов температуры в производстве стирол-акриловой дисперсии	92
Сафонов М.Н., Ситников Ю.К., Таюрская Г.В. Особенности построения систем компактной диагностики с использованием программируемой логики	93
Мешкова О.Б., Кузнецов А.А. Вопросы повышения эффективности средств неразрушающего контроля для обеспечения безопасности и надежности железнодорожного транспорта	95
Чернов А.В. Диагностика цифровых устройств на основе анализа помехоустойчивости логических функций	97
Сергеев Д.А., Мрыхин В.И. Аналитическое конструирование устройства автоматического ограничения тока короткого замыкания в линии передачи электрической энергии	99
Сладков П.Ю., Зборовский Е.С., Михайлов А.А. Автоматизация испытаний и лабораторных исследований электротехнического оборудования	106
Преображенский А.П., Тимошенко Ю.А. Подсистема автоматизации работы ученого секретаря конференции	111
Преображенский А.П., Тимошечкина К.В. Подсистема оптимизации процесса тестирования студентов	111

Научное издание

**Теория, методы и средства измерений,
контроля и диагностики**

Материалы VIII Международной научно-практической конференции

Редактор: С.Г. Студенникова
Компьютерная верстка: М.К. Востокова

Подписано в печать 07.09.2007 г.
Формат 60х84 1/16. Усл. печ. л. 7,2. Тираж 100 экз. Заказ 47-5972.

Южно-Российский государственный технический университет
(Новочеркасский политехнический институт)
Центр оперативной полиграфии ЮРГТУ (НПИ)

Адрес университета и центра оперативной полиграфии:
346428, г. Новочеркасск, ул. Просвещения, 132, тел. 55-305

ПРАВИЛА ОФОРМЛЕНИЯ РУКОПИСЕЙ

УДК (обязательно, шрифт 14, обычный)

абзац, шрифт 10

НАЗВАНИЕ ДОКЛАДА (ЗАГЛАВНЫЕ БУКВЫ, ШРИФТ 14, ПОЛУЖИРНЫЙ, БЕЗ ПЕРЕНОСОВ, ВЫРАВНИВАНИЕ ПО ЦЕНТРУ)

абзац, шрифт 10

И.О. Фамилия, И.О. Фамилия (выравнивание по центру, шрифт 14, курсив)

Организация полностью (выравнивание по центру, шрифт 12)

абзац, шрифт 12

Краткая аннотация на русском языке, обязательно к каждому докладу (шрифт 12, выравнивание по ширине).

абзац, шрифт 10

Текст доклада набрать в текстовом редакторе Word для Windows. Объем доклада не ограничен, последняя страница должна быть заполнена полностью. Язык: русский, английский, немецкий.

Требования к оформлению текста:

- ♦ размер бумаги – А4;
- ♦ поля: верхнее, нижнее – 2.0 см; левое, правое – 2.5 см;
- ♦ колонтитулы – 1.25 см;
- ♦ ориентация книжная;
- ♦ шрифт Times New Roman, размер 14 пт;
- ♦ межстрочный интервал – полуторный; (в текстах программ и таблицах – одинарный)
- ♦ выравнивание по ширине;
- ♦ красная строка 1.5;
- ♦ автоперенос.

Требования к рисункам:

- ♦ толщина линий на рисунках и в таблицах не менее 1 пт;
- ♦ рисунки чёрно-белые;
- ♦ размер текста на рисунках не менее 12 пт;
- ♦ рисунки, набранные средствами Word, обязательно сгруппировать.
- ♦ наличие фотографий нежелательно (качество не гарантируется).

Требования к формулам:

Формулы должны быть набраны в редакторе формул со следующими установками:

- ♦ обычный 14 пт;
- ♦ крупный индекс 9 пт;
- ♦ мелкий индекс 7 пт;
- ♦ крупный символ 18 пт;
- ♦ мелкий символ 12 пт;
- ♦ латинские буквы – наклонные; русские и греческие – прямые.

Названия рисунков и таблиц обязательны.

Подписи к рисункам выполняются шрифтом Times New Roman, размером 12 пт, полужирным, выравнивание по центру, без красной строки. Образец:

Рис. 1. Простейшая схема датчика:

$I_{сд}$ – блок коррекции интенсивности излучения светодиода; I – ток через светодиод

Ссылки на литературу в тексте приводятся в квадратных скобках. Список литературы следует оформлять по ГОСТ 7.1-84. На каждый литературный источник, приведенный в списке, обязательно должны быть ссылки в тексте доклада.

абзац, шрифт 12

Литература (шрифт 12, выравнивание по центру)

1. Айламазян А.К., Стась Е.В. Информатика и теория развития. – М.: Наука, 1989. – 170 с.
2. Петров Ю.Н., Иванов В.В. О расчете железобетонных плитных фундаментов, взаимодействующих с грунтовым массивом // Информационные технологии проектирования и исследование оснований и фундаментов: Сб. науч. тр. / Юж.-Рос. гос. техн. ун-т. – Новочеркасск: ЮРГТУ, 1999. – С. 110-114.

(шрифт 12, без красной строки, выступ 0,5 см, межстрочный интервал – одинарный).

абзац, шрифт 12

346428, г. Новочеркасск, ул. Просвещения, 132, т. 55-214,

e-mail: obrasez@mail.ru (шрифт 12, курсив, без красной строки) (образец оформления адреса авторов).