

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РФ

Федеральное государственное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«ПЕНЗЕНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ» (ПГУ)

РОССИЙСКИЙ ФОНД ФУНДАМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ
ФОНД СОДЕЙСТВИЯ РАЗВИТИЮ МАЛЫХ ФОРМ ПРЕДПРИЯТИЙ
В НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЙ СФЕРЕ

ДОНСКОЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
ОАО «НИИ ФИЗИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ»

ООО НПФ «КРУГ», ООО «ТРЕИ ГМБХ», ОАО НПП «РУБИН»

ООО «БИС-Поволжье», ПРО ОАО «МегаФон», ЗАО «ЦеCИС НИКИРЭТ»

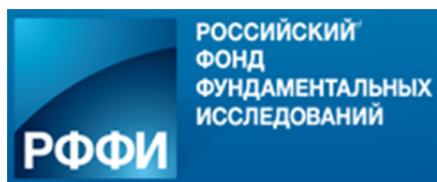
ПРОБЛЕМЫ АВТОМАТИЗАЦИИ И УПРАВЛЕНИЯ В ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

СБОРНИК СТАТЕЙ

*Междуннародной научно-технической конференции,
посвященной 70-летию Победы в Великой Отечественной войне*

г. Пенза, 19–21 мая 2015 г.

Том I



Под редакцией

доктора технических наук, профессора
M. A. Щербакова

Пенза • Издательство ПГУ • 2015

УДК 681.56658.012.011.56.63

ББК 32

П78

П78 Проблемы автоматизации и управления в технических системах : сб. ст. Междунар. науч.-техн. конф., посвящ. 70-летию Победы в Великой Отечественной войне (г. Пенза, 19–21 мая 2015 г.) : в 2 т. / под ред. д.т.н., проф. М. А. Щербакова. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2015. – Т. 1. – 452 с.

ISBN 978-5-906796-74-5 (т. 1)

ISBN 978-5-906796-73-8

В том I включены доклады участников Международной научно-технической конференции, проходившей с 19 по 21 мая 2015 г. в г. Пензе. Мероприятие аккредитовано Фондом содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере по программе «Участник молодежного научно-инновационного конкурса» («У.М.Н.И.К.»).

Публикуемые статьи охватывают следующие научные направления: принципы построения систем автоматизации и управления в различных отраслях науки и техники; методы и устройства представления и преобразования информации; цифровая обработка сигналов и изображений; физические эффекты и их использование в преобразователях физических величин; теория и практика построения преобразователей и датчиков; математические методы и модели в системах автоматизации и управления; методика преподавания соответствующих технических дисциплин.

В томе II под грифом «С» представлены доклады сотрудников предприятий и учреждений Министерства обороны РФ по направлению «Управление и обработка информации в технических системах специального назначения».

Издание предназначено для специалистов, работающих в области проектирования, изготовления и эксплуатации автоматических систем и датчиковой аппаратуры, а также для аспирантов и студентов старших курсов приборостроительных специальностей.

**УДК 681.56658.012.011.56.63
ББК 32**

*Работа выполнена при финансовой поддержке
Российского фонда фундаментальных исследований
(проект 15-08-20224)*

Оргкомитет благодарит ООО НПФ «КРУГ», ООО «МегаФон», ООО «ТРЭИ ГМБХ» за помощь в организации и проведении Международной научно-технической конференции, а также редакцию журнала «Датчики и системы» за информационную поддержку.

**ISBN 978-5-906796-74-5 (т. 1)
ISBN 978-5-906796-73-8**

© Пензенский государственный
университет, 2015

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ В СИСТЕМАХ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ, ОСНОВАННЫХ НА НЕЧЕТКОМ ЛОГИЧЕСКОМ ВЫВОДЕ¹

Д. Н. Анисимов, Май Тхе Ань, В. Н. Новиков, Е. В. Федорова

Национальный исследовательский университет «МЭИ», г. Москва, Россия

Доклад посвящен исследованию процессов в нечетких системах управления при различных настройках нечеткого логического регулятора. Рассматриваются переходные процессы и фазовые портреты систем. Отмечены основные факторы, влияющие на динамику нечетких систем управления.

В настоящее время для управления сложными техническими объектами нашли широкое применение регуляторы, созданные на основе интеллектуальных технологий, к которым принято относить экспертные системы, искусственные нейросети, нечеткие системы, системы на основе ассоциативной памяти и ряд других. В данном докладе рассмотрим некоторые аспекты построения и анализа систем, основанных на нечетком логическом выводе. Актуальность этого вопроса обусловлена тем, что, несмотря на многочисленные успешные применения нечетких логических регуляторов (НЛР) в практических приложениях, остается не до конца выясненной природа их потенциальных преимуществ перед традиционными П-, ПД-, ПИ-, ПИД-регуляторами. Эта проблема нашла отражение в ряде работ как отечественных, так и зарубежных авторов (И. М. Макарова, В. М. Лохина, С. В. Манько, М. П. Романова [1, 2], С. В. Ульянова [3], А. Пегата [4], К. Танака [5], R. Iserman [6], T. Kuhn, J. Wernstedt [7] и др.).

Анализ работы нечетких систем автоматического управления, построенных на основе реляционных моделей [8–10], позволил выявить следующие основные факторы, влияющие на качество управления [11]:

- количество термов входных и выходных переменных;
- вид функций принадлежности нечетких переменных, составляющих терм-множества лингвистических переменных;
- характер нечеткого соответствия между пространством предпосылок и пространством заключений (база правил);
- способ дефазификации;
- выбор логического базиса, который определяется треугольными нормами (T -нормами) и конормами (S -нормами);
- степени значимости подусловий при их агрегировании [12].

Исследуя эти факторы по отдельности, можно получить представление об их влиянии на динамику системы управления. При этом представляется целесообразным параллельно исследовать характеристики НЛР при тех или иных его настройках безотносительно к конкретной системе и процессы в замкнутой системе управления.

В данном докладе будем рассматривать нечеткий регулятор, имеющий два входа, на которые подаются рассогласование системы и его производная, и один выход, представляющий собой сигнал управления, подаваемый на объект (рис. 1). Логический базис – максминный. Для наглядности выберем объект с достаточно простой передаточной функцией

$$W_o(s) = \frac{K_o}{s(1+sT_o)}. \quad (1)$$

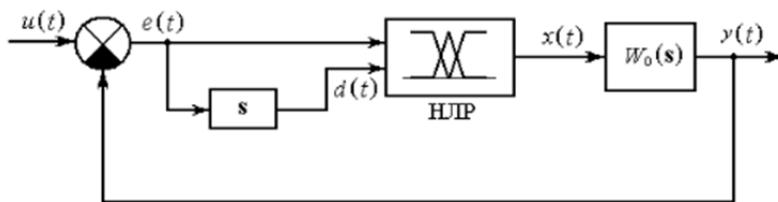


Рис. 1. Структурная схема нечеткой системы управления

¹ Доклад подготовлен при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект 13-01-00082а).

Здесь $u(t)$ – сигнал на входе системы, $e(t)$ – сигнал рассогласования, $d(t)$ – его производная, $x(t)$ – сигнал управления, $y(t)$ – сигнал на выходе системы, s – оператор Лапласа.

Для описания НЛР введем лингвистические переменные $\langle\text{"Рассогласование"} ("e"), T_E, E\rangle$, $\langle\text{"Производна я"} ("d"), T_D, D\rangle$, $\langle\text{"Управление"} ("x"), T_X, X\rangle$, где $E = [-1; 1], D = [-1; 0], X = [-10; 10]$ – их области определения, $T_E = \{T_E^1, T_E^2, T_E^3\} = \{-, 0, +\}$, $T_D = \{T_D^1, T_D^2, T_D^3\} = \{-, 0, +\}$, $T_X = \{T_X^1, T_X^2, T_X^3\} = \{-, 0, +\}$ – их терм-множества.

В качестве примера рассматривается влияние формы функций принадлежности на динамику системы. При этом выбран степенной способ задания функций принадлежности. Он удобен тем, что, изменения один положительный параметр γ (степень), можно получить суждение о влиянии концентрирования или растяжения ФП либо в центре базовой шкалы, либо у ее краев. Степень γ – это степень, в которую возводятся функции принадлежности крайних термов. ФП среднего терма при этом автоматически возводятся в степень $1/\gamma$. Аналитическая форма задания ФП представлена следующими выражениями:

$$\begin{aligned}\text{«Отрицательное»} - \mu_A(z) &= \begin{cases} 1, & z < -Z \\ \left(-\frac{z}{Z}\right)^\gamma, & -Z \leq z \leq 0 \\ 0, & z > 0 \end{cases}; \\ \text{«Около нуля»} - \mu_A(z) &= \begin{cases} 0, & z < -Z \\ \left(\frac{z}{Z} + 1\right)^{1/\gamma}, & -Z \leq z \leq 0 \\ \left(-\frac{z}{Z} + 1\right)^{1/\gamma}, & 0 \leq z \leq Z \\ 0, & z > Z \end{cases}; \\ \text{«Положительное»} - \mu_A(z) &= \begin{cases} 0, & z < 0 \\ \left(\frac{z}{Z}\right)^\gamma, & 0 \leq z \leq Z \\ 1, & z > Z \end{cases}\end{aligned}$$

где $z = \{e, d, x\}$.

При исследовании свойств нечетких систем управления полезно строить поверхности $x = f(e, d)$, образованные выходной координатой x при изменении входных координат e и d . Полученные зависимости будем условно называть «расширенными статическими характеристиками» [13], несмотря на то, что одной из входных координат является производная по времени сигнала рассогласования, отражающие зависимости выходного сигнала нечеткого регулятора от сигналов рассогласования системы и его производной. На рис. 2, 3 изображены расширенные статические характеристики НЛР, а также переходные процессы в системе для разных начальных условий и фазовые портреты для разных форм функций принадлежности термов лингвистической переменной «Рассогласование», задаваемых параметрами $\gamma = 0,5$ и $\gamma = 4$.

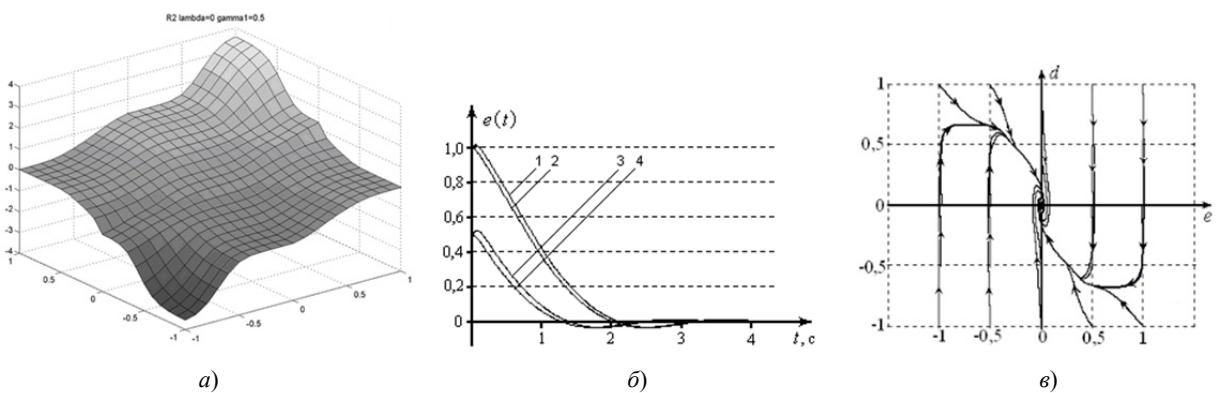


Рис. 2. Расширенные статические характеристики НЛР (а), переходные процессы в системе ($1 - e(0) = 1, d(0) = 1, 2 - e(0) = 1, d(0) = 0,5, 3 - e(0) = 0,5, d(0) = 1, 4 - e(0) = 0,5, d(0) = 0,5$) (б)

и фазовый портрет системы (в) для функций принадлежности термов лингвистической переменной «Рассогласование», характеризуемых параметром $\gamma = 0,5$

Из рис. 2 и рис. 3 видно, что при выборе максминного логического базиса расширенные статические характеристики являются существенно нелинейными с уменьшением коэффициента усиления вблизи начала координат. Этот факт можно использовать для уменьшения колебательности переходных процессов (рис. 2), однако, при этом возможно их затягивание вблизи установившегося значения, а при определенных настройках НЛР, когда зона нечувствительности станет «идеальной», в системе возникнет статическая ошибка (рис. 3).

Заметим, что помимо анализа переходных процессов, важное значение для понимания особенностей функционирования нечеткого регулятора имеет анализ его частотных характеристик.

Таким образом, проводя комплексные исследования НЛР как элемента системы управления можно получить суждение о влиянии того или иного фактора на ее динамику. Это позволит разработать алгоритмы настройки регулятора для достижения требуемых показателей качества.

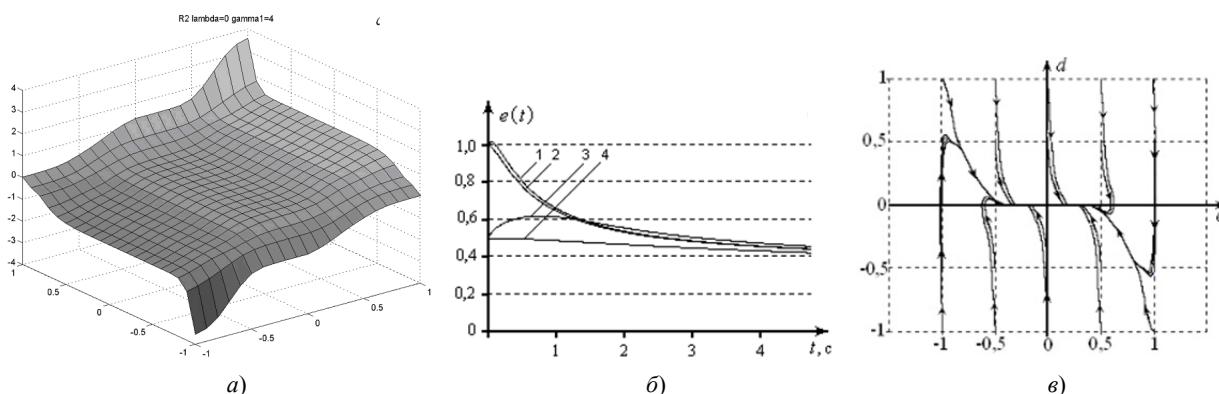


Рис. 3. Расширенные статические характеристики НЛР (а), переходные процессы в системе ($1 - e(0) = 1, d(0) = 1$, $2 - e(0) = 1, d(0) = 0,5$, $3 - e(0) = 0,5, d(0) = 1$, $4 - e(0) = 0,5, d(0) = 0,5$) (б) и фазовый портрет системы (с) для функций принадлежности термов лингвистической переменной «Рассогласование», характеризуемых параметром $\gamma = 4$

Список литературы

1. Исследование периодических колебаний в системах управления с нечеткими регуляторами / И. М. Макаров, В. М. Лохин, С. В. Манько, М. П. Романов, М. С. Ситников // Информационно-измерительные и управляющие системы. – 2013.– Т. 11, № 6. – С. 37–45.
2. Искусственный интеллект и интеллектуальные системы управления / И. М. Макаров, В. М. Лохин, С. В. Манько, М. П. Романов. – М. : Наука, 2006.
3. Интеллектуальное робастное управление: технологии мягких вычислений / С. В. Ульянов, Л. В. Литвинцева, В. Н. Добринин, А. А. Мишин.– М. : ВНИИгеосистем, 2001.
4. Пегат, А. Нечеткое моделирование и управление / А. Пегат. – М. : Бином. Лаборатория знаний, 2009.
5. Tanaka, K. An Introduction to Fuzzy Logic for Practical Applications / K. Tanaka. – Berlin : Springer Verlag, 1991.
6. Iserman, R. On fuzzy logic applications for automatic control, supervisions and fault diagnostics / R. Iserman // Proc. of the International Conference EUFIT'96. – Aachen, Germany. – Vol. 2. – P. 738–753.
7. Kuhn, T. Robust design of fuzzy control / T. Kuhn, J. Wernstedt // Proc. of the International Conference EUFIT'96. – Aachen, Germany. – Vol. 2. – P. 970–973.
8. Pedrycz, W. Fuzzy Control and Fuzzy Systems / W. Pedrycz. – New York : John Wiley and Sons, 1993.
9. Борисов, В. В. Нечеткие модели и сети / В. В. Борисов, В. В. Круглов, А. С. Федулов. – М. : Горячая линия–Телеком, 2007.
10. Анисимов, Д. Н. Использование нефункциональных соответствий при построении нечетких систем управления / Д. Н. Анисимов, Ю. Ю. Пискунова // Мехатроника, автоматизация, управление. – 2007. – № 3. – С. 18–21.
11. Анисимов, Д. Н. Исследование свойств нечеткого аппроксимирующего ПД регулятора / Д. Н. Анисимов, В. Н. Новиков // Мехатроника, автоматизация, управление. – 2014. – № 9. – С. 6–12.
12. Анисимов, Д. Н. Методика построения нечетких реляционных систем автоматического управления / Д. Н. Анисимов, К. Ю. Ситников // Вестник Московского энергетического института. – 2012. – № 3. – С. 77–82.
13. Анисимов, Д. Н. Исследование влияния треугольных норм на динамику нечеткой системы автоматического управления / Д. Н. Анисимов, В. Н. Новиков, Э. А. Сафина // Вестник МЭИ. – 2013. – № 4. – С. 186–192.

УЛУЧШЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ С ПОМОЩЬЮ МОДЕЛЬНО-ПРОГНОЗИРУЮЩЕГО УПРАВЛЕНИЯ

А. А. Абакумов, А. Д. Семенов

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

В. В. Волков

Пензенский государственный технологический университет, г. Пенза, Россия

Предлагается улучшение динамических характеристик электродинамического вибрационного на базе метода модельно-прогнозирующего управления.

В настоящие времена широкое распространение во всех сферах производства используются электромеханические системы. Они выполняют множество функций на протяжении всех этапов производственного процесса. Наиболее распространенным применением таких систем является регулирования параметров технологического процесса и проведения лабораторных испытаний с целью проверки качества продукции. Одной из многих систем является система управления проведением лабораторных испытаний на механическое воздействие.

Испытания на механическое воздействие проводится в таких сферах как производство датчико-преобразующей аппаратуры (ДПА). Данная продукция эксплуатируется в условиях, где она испытывает постоянное механическое воздействие. Необходимо устранить влияние механических воздействий, с целью сохранения корректной работы аппаратуры.

Самым распространенным видом испытаний являются испытания на проверку выборочности датчиков и нахождения их резонансных частот. Для того чтобы улучшить качество ДПА, необходимо иметь возможность более точного воспроизведения реального спектра вибраций при лабораторных испытаниях датчиков.

Исходя из того, что вся ДПА испытывается на вибрационное воздействие на электродинамических вибростендах, появляется необходимость в улучшении качества лабораторных испытаний на электродинамическом вибростенде. Данный вибростенд состоит из подвижной системы вибростенда, состоящей из плоских пружин, стержня и планшайбы для испытательных датчиков. Данная конструкция совершает колебания под действием магнитного поля, создаваемого катушкой управления. На высоких частотах в данной конструкции возникают резонансные явления, которые начинаются на частоте 4800 Гц и заканчиваются на частоте 5200 Гц.

Динамику системы описывает следующая модель системы в пространстве состояний:

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{a}{L} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{K}{m_1} & -\frac{b}{m_1} & \frac{b}{m_1} & -\frac{(c_1 + c_2)}{m_1} & \frac{c_1}{m_1} \\ 0 & \frac{b}{m_2} & -\frac{b}{m_2} & \frac{c_2}{m_2} & -\frac{c_2}{m_2} \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (1)$$

$$B = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$C = (0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0)$$

$$D = 0$$

где S_1, S_2 – перемещение подвижной системы и корпуса вибратора; β – коэффициент демпфирования; c_1, c_2 – коэффициенты жесткости пружин и станины; K – коэффициент передачи вибратора; m_1, m_2 – рабочая масса и масса вибратора; L – индуктивность обмотки управления; U – напряжение.

На рис. 1 представлены временные и частотные характеристики.

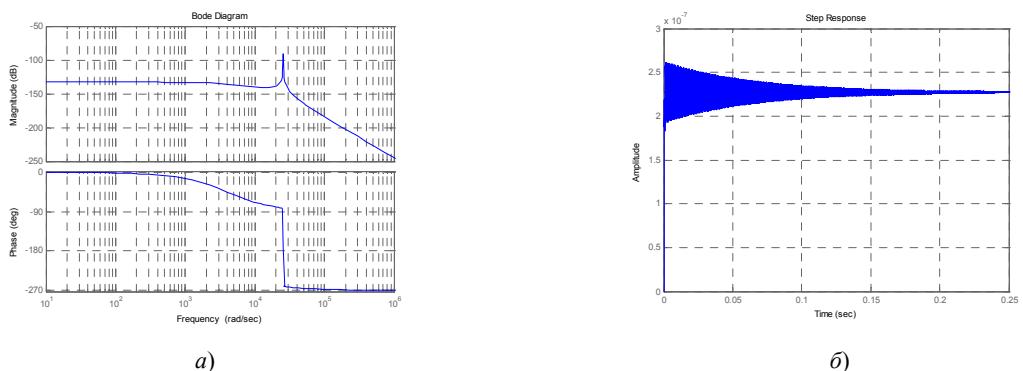


Рис. 2. Динамические характеристики модели: a – ЛАХ и ФЧХ модели; b – временная характеристика

Предлагается избавиться от влияния резонансного пика, с помощью модельно прогнозирующего управления (MPC).

Существо MPC-подхода составляет следующая схема управления динамическими объектами по принципу обратной связи:

1. Рассматривается некоторая (относительно простая) математическая модель объекта, начальными условиями для которой служит его текущее состояние. При заданном программном управлении выполняется интегрирование уравнений этой модели, что дает прогноз движения объекта на некотором конечном отрезке времени (горизонте прогноза).

2. Выполняется оптимизация программного управления, целью которого служит приближение регулируемых переменных прогнозирующей модели к соответствующим задающим сигналам на горизонте прогноза. Оптимизация осуществляется с учетом всего комплекса ограничений, наложенных на управляющие и регулируемые переменные.

3. На шаге вычислений, составляющем фиксированную малую часть горизонта прогноза, реализуется найденное оптимальное управление и осуществляется измерение (или восстановление по измеренным параметрам) фактического состояния объекта на конец шага.

4. Горизонт прогноза сдвигается на шаг вперед, и повторяются пункты 1–3 данной последовательности действий.

На рис. 3 изображена симулинк-модель системы совместно с MPC-регулятором, состоящая из модели вибростенда представленной на рис. 4 и MPC-контроллера.

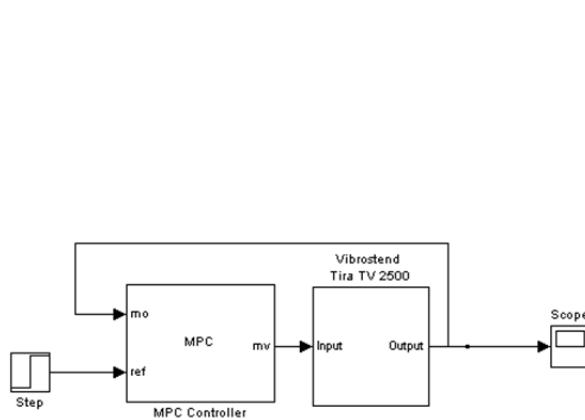


Рис. 3

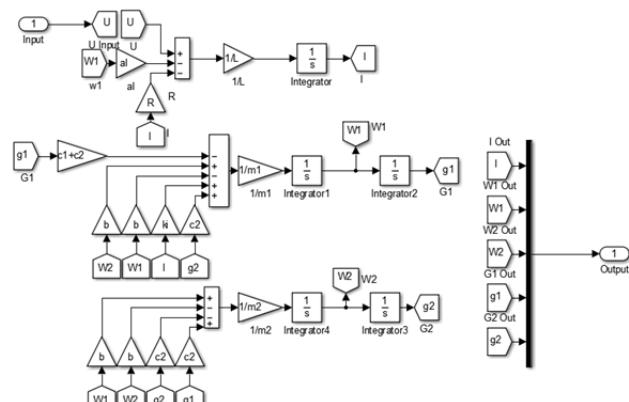
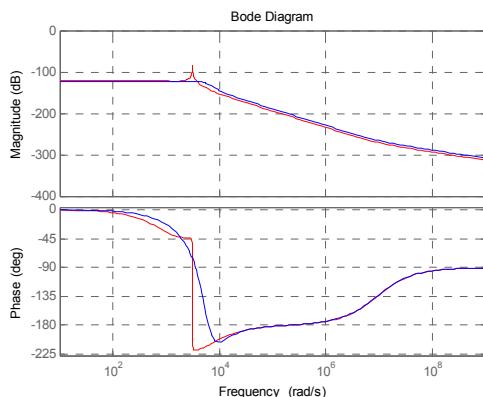
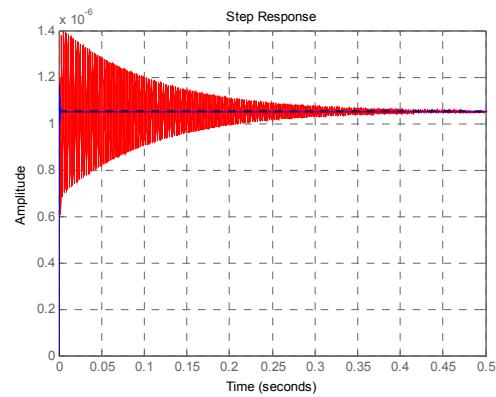


Рис. 4

На рис. 5 представлены временные и частотные характеристики системы совместно с регулятором и без него.



а)



б)

Рис. 5. Характеристики модели: а – ЛАХ и ФЧХ; б – временная характеристика

Проанализировав характеристики модели, можно прийти к выводу, что использование модельного прогнозирующего управления устранило резонансные явления и расширило рабочий диапазон с 5 кГц до 7 кГц.

Список литературы

- Генкин, М. Д. Электродинамические вибраторы / М. Д. Генкин, А. М. Русаков, В. В. Яблонский. – М. : Машиностроение, 1975. – 96 с.

2. Андриевский, Б. Р. Избранные главы теории автоматического управления / Б. Р. Андриевский, А. Л. Фрадков. – Спб. : Наука, 1999.
3. Веремей, Е. И. Model Predictive Control Toolbox : электрон. учеб. пособие / Е. И. Веремей, В. В. Еремеев, М. В. Сотникова.

НЕЙРОСЕТЕВАЯ СИСТЕМА ПОЧАСОВОГО ПРОГНОЗИРОВАНИЯ ПОТРЕБЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ «НА СУТКИ ВПЕРЕД», ИНВАРИАНТНАЯ К ГРАФИКАМ НАГРУЗКИ

P. P. Беглов, K. N. Воронов, B. A. Гнатюк

Костромской государственный технологический университет, г. Кострома, Россия

Проведен обзор методов прогнозирования потребления электроэнергии. Экспериментально определены наиболее эффективные типы нейронных сетей для прогнозирования почасового электропотребления при минимальном наборе значимых факторов. Предложена структура каскадной системой нейросетей, точность прогнозирования которой инвариантна к различным графикам потребления электроэнергии.

Прогнозирование потребления электроэнергии является важной технической и экономической задачей, так как напрямую связано с проблемами определения оптимальных режимов загрузки электрических сетей и повышением за счет этого эффективности работы сетевых компаний и предприятий. Прогнозирование потребления необходимо для оптимизации процедуры закупок на оптовом рынке электроэнергии энергосбытовыми компаниями, а также и для большого ряда других прикладных задач, связанных с энергоэффективностью и энергосбережением. Поэтому данная задача находится в центре внимания уже не один десяток лет. На сегодняшний день создано большое количество методов и средств прогнозирования потребления электроэнергии (например, [1–4]), и, тем не менее, эта задача еще далека от окончательного решения. Это связано с тем, что прогнозирование потребления электроэнергии состоит из большого количества связанных условий, факторов, параметров. Во-первых, требуются прогнозы на различную перспективу: оперативные (на час вперед), краткосрочные (на сутки вперед), среднесрочные (на неделю, на месяц) и долгосрочные (на квартал, год). При этом решаются задачи как прогнозирования усредненных показателей – среднесуточное, среднемесячное потребление, так и детализированных – почасовой прогноз на сутки вперед, ежедневный на неделю вперед и т.д.

Другим наиболее важным условием прогнозирования является вид потребителей электроэнергии, отличающихся как по масштабу (регион, район, предприятие) так и по характеру (бытовые, промышленные, смешанные потребители). От этого зависит набор факторов, которые необходимо учитывать для обеспечения требуемой точности прогнозирования. Например, при прогнозировании в масштабе региона, существенно значимыми являются такие факторы, как время года (зима, лето), тип дня (рабочий, выходной) и т.д. В отличие от этого, для прогноза электропотребления в масштабе предприятия наибольшую значимость приобретают такие факторы, как режим работы предприятия, вид технологических циклов и т.д.

Результат прогнозирования зависит от объема необходимой статистической информации, ее качества и метода прогнозирования. В связи с многообразием задач прогнозирования используются различные методы. Наиболее часто для прогнозирования электропотребления используют статистические методы (метод авторегрессии, метод сезонных кривых, факторный анализ и др.). Примером решения задачи прогнозирования электропотребления на базе статистических методов является программный комплекс «Энергостат». Для этих целей используются также методы, основанные на применении фильтра Виннера, эволюционного моделирования, конечных автоматов, нечетких множеств. Наиболее перспективным направлением, получившим развитие в последнее десятилетие, является применение искусственных нейронных сетей ИНС. Применение нейронных сетей не накладывает ограничений на характер входной информации и позволяет успешно решать задачи, в которых затруднено или невозможно нахождение аналитических зависимостей между входными и выходными данными.

Каждый из перечисленных методов имеет достоинства и недостатки, но их общий недостаток заключается в том, что они хорошо работают для одних видов прогнозов, регионов, потребителей электроэнергии, а для других видов и условий требуется заново проходить процедуру адаптации, настройки, обучения используемых средств прогнозирования.

Вид графиков энергопотребления зависит от долготы дня, температуры окружающего воздуха, облачности, дня недели, времени суток и времени года, включения и отключения энергоемких производств и других факторов и условий. Попытки учета всех этих переменных порождает большое разнообразие узкоспециализированных и довольно сложных в формировании и эксплуатации систем прогнозирования. Поэтому актуальной является задача создания методов и средств прогнозирования, инвариантных к графикам энергопотребления. В данной работе представлена система почасового прогнозирования на сутки вперед, имеющая определенную инвариантность виду потребителей электроэнергии, погодным условиям и другим особенностям суточного графика. Анализ показывает, что для решения данной задачи наиболее эффективно применение нейронных сетей.

В ходе проведенного исследования решались следующие проблемы. Определение минимального по размерам входного вектора или количества факторов, необходимых для прогнозирования. В результате вы-

бранны следующие переменные: статические переменные – день недели (понедельник, вторник, .. воскресенье), месяц (январь, февраль,.. декабрь), час (1, 2, ..., 24); динамические переменные – почасовое потребление электроэнергии со сдвигом на пять суток. Таким образом, получается компактный входной вектор, состоящий из 8 переменных. При этом не требуется операция масштабирования переменных. Подчеркнем, что среди входных переменных нет показателей погоды, характеристики графиков нагрузки (пики, полуники, провалы). Отказ от таких переменных сделан для упрощения системы и придания ей независимости от часовых и климатических поясов.

Следующей задачей является выбор типа нейронной сети. В настоящее время есть более 100 различных видов нейронных сетей. Среди них многослойные сети, радиально-базисные сети, сети с внутренними обратными связями, сети, использующие нечеткие множества, и другие. Сопряженной проблемой является определение структуры сети, т.е. необходимое количество нейронов и слоев. При выборе структуры возникает проблема обеспечения способности к обобщению результатов обучения сети. Для предварительного определения количества нейронов и количества синаптических связей использовалась мера Вапника-Червоненкиса $VCdim$ [5]:

Верхняя и нижняя границы этой меры определяются из выражения

$$2[0,5K]N \leq VC\dim \leq 2N_W(1 + \lg N_n),$$

где $[]$ обозначена целая часть числа, N – размерность входного вектора, K – количество нейронов скрытого слоя, N_W – общее количество весов сети, а N_n – общее количество нейронов сети.

Сеть должна иметь такую структурную сложность, чтобы мера $VCdim$ была превышена в 3–4 раза, но так как отсутствуют теоретически обоснованные методы определения вида и структуры, наиболее эффективных ИНС для решения конкретных задач прогнозирования, было проведено большое количество экспериментов по их подбору. В качестве инструментария применялся программный комплекс MATLAB + Simulink. Результаты прогнозирования с наибольшей точностью приведены в таблице 1.

Обучение сети осуществлялось на данных почасового потребления электроэнергии за два года в масштабе региональной сбытовой кампании, прогнозировалось потребление для последующего года. Качество прогнозирования обычно оценивается средней величиной погрешности:

$$\epsilon_{cp} = \frac{1}{n} \sum_{n=1}^n \frac{|P_{np} - P_\phi|}{P_\phi} \cdot 100\%,$$

где P_{np} , P_ϕ – соответственно прогнозное и фактическое значения потребления электроэнергии, n – число почасовых прогнозов.

Таблица 1

Результаты прогнозирования различными ИНС

Название нейронной сети	Кол-во нейронов	Количество и % попадания в интервалы ошибок			
		0–3 %	3–5 %	5–10 %	> 10 %
Линейная нейросеть Linear layer	1	63 37,6 %	44 26 %	52 31 %	9 5,4 %
Нейросеть с прямым распределением и задержкой по времени Feed-forward distributed time delay	75	87 52 %	47 28 %	34 20 %	0 0 %
Нейросеть Элмана Elman backprop	70	100 60 %	34 20 %	32 19 %	2 1 %
Нейросеть Элмана Elman backprop	75	100 59 %	31 19 %	37 22 %	0 0 %
Нейросеть с прямым распределением Feed-forward backprop	75	77 46 %	35 21 %	51 30 %	5 3 %
Нейросеть с каскадным распределением Cascade-forward bacprop	75	80 48 %	39 23 %	44 26 %	5 3 %
Рекуррентная многослойная нейросеть NARX	75	72 44 %	39 23 %	47 27 %	10 6 %
Двухслойная Нейросеть Элмана Elman backprop	35–30	88 53 %	41 24 %	37 22 %	2 1 %
Двухслойная Нейросеть Элмана Elman backprop (Purelin)	35–30	104 62 %	42 25 %	19 11,2 %	3 1,8 %

Однако, с практической точки зрения, более важными является не общая для всего периода прогнозирования средняя погрешность, а почасовые погрешности (ошибки) прогнозных величин, т.к. при этом не учитываются отдельные неудачные значения прогноза. Поэтому для определения эффективности работы ИНС принята следующая система показателей погрешности почасового прогноза: погрешность от 0 % до 3 % – отличная точность; в диапазоне от 3 % до 5 % – хорошая точность, в диапазоне от 5 % до 10 % удовлетворительная. Погрешность более 10 % является неудовлетворительной.

Как видно из табл. 1, не смотря на то, что во входном векторе не учитывается большое количество факторов, влияющих на почасовой график потребления электроэнергии, прогнозирования находится на том же уровне, как и у наиболее сложных методов прогнозирования. Из анализа величин погрешности прогнозирования следует, что наиболее эффективной является нейросеть Элмана с одним скрытым слоем, имеющим 70 или 75 нейронов, и также нейросеть с двумя скрытыми слоями с 35 и 30 нейронами.

Тем не менее, если посмотреть графики прогноза почасового потребления, другие типы ИНС хотя и дают в среднем большее количество неудовлетворительных почасовых прогнозов, в некоторые часы суточного графика их прогнозы более точные, чем прогнозы нейросети Элмана. Более того, эксперименты показали, что невозможно найти такую универсальную ИНС, которая бы давала только хорошую и отличную точность прогнозирования. Поэтому дальнейшее повышение качества прогнозирования с целью получения ИНС, обеспечивающую по уровню погрешностей инвариантность к графикам нагрузки, достигается в случае объединения различными способами разнотипных нейронных сетей в единую систему. Одним из таких способов является объединение нейросетей по двухкаскадной схеме [6]. Первый каскад формируется из нескольких (трех – четырех) параллельно работающих разнотипных наиболее эффективных нейронных сетей, выбираемых из табл. 1. Результаты прогнозирования с выходов этих сетей подаются во второй каскад, состоящий из одной объединяющей нейросети. Объединяющая сеть также обучается на всех двухлетних данных потребления, в результате чего формируется средневзвешенный почасовой прогноз. В этом прогнозе сглаживаются отклонения отдельных сетей, несколько увеличиваются наименьшие величины погрешностей и уменьшаются наибольшие. За счет этого обеспечивается инвариантность качества прогнозов характеру и виду графика потребления. В табл. 2 представлены результаты экспериментов, в которых в качестве объединяющей сети использованы две разновидности гибридной сети Элмана и линейная нейронная сеть.

Таблица 2

Результаты прогнозирования каскадной системой нейросетей

Объединяющая нейронная сеть	Кол-во нейронов	Количество и % попадания в интервалы ошибок			
		0–3 %	3–5 %	5–10 %	Более 10 %
Гибридная Нейросеть Элмана Elman backprop	75	92 54,76 %	32 19,05 %	40 23,8 %	4 2,38 %
Гибридная Нейросеть Элмана Elman backprop	30	97 57,74 %	28 16,66 %	41 24,4 %	2 1,19 %
Гибридная Линейная нейросеть Linear layer	1	95 56,55 %	32 19,05 %	41 24,4 %	0 0 %

Из табл. 2 следует, что наиболее эффективное объединение ИНС происходит с помощью линейной сети. При этом выравнивается график ошибок прогнозирования (уменьшается количество отличных и неудовлетворительных прогнозов), за счет чего качество прогнозов по уровню погрешностей становится инвариантным к видам графиков нагрузки.

Заключение

Благодаря проведенным исследованиям определен минимальный набор значимых факторов, который обеспечивает допустимые почасовые погрешности прогнозных величин электропотребления, что повышает универсальность данного метода и независимость от часовых поясов и климатических условий.

Экспериментальным методом определены виды сетей, их архитектуры и состав, которые обеспечивают максимальную точность прогнозирования при минимальном наборе значимых факторов.

Объединение наиболее эффективных сетей с помощью линейной сети позволяет выровнять график ошибок сети и сделать систему прогнозирования инвариантной к различным видам графиков потребления электроэнергии.

Список литературы

1. Осовский, С. Нейронные сети для обработки информации / С. Осовский ; пер. с польского И. Д. Рудинского. – М.: Финансы и статистика, 2004. – 344 с.
2. Шумилова, Г. П. Прогнозирование электрических нагрузок при оперативном управлении электроэнергетическими системами на основе нейросетевых структур / Г. П. Шумилова, Н. Э. Готман, Т. Б. Старцева. – Сыктывкар : КНЦ УрО РАН, 2008. – 78 с.
3. Оценка эффективности интеллектуальных и классических моделей краткосрочного прогнозирования электропотребления / Н. Д. Поляхов, И. А. Приходько, Е. С. Анушина, Ван Ефэн // Естественные и технические науки. – 2011. – № 3. – С. 304–309.
4. Староверов, Б. А. Комплексное применение нейронных сетей для автоматизации прогнозирования электропотребления на региональном уровне / Б. А. Староверов, М. А. Мормылев // Вестник Ивановского государственного энергетического института. – 2009. – Вып. 4. – С. 81–85.
5. Hush, D. Progress in supervised neural networks / D. Hush, B. Horne // IEEE Signal Processing Magazine. – 1993. – January. – P. 8–30.
6. Староверов, Б. А. Повышение эффективности системы автоматизированного коммерческого учета электроэнергии за счет введения функций прогнозирования / Б. А. Староверов, Б. А. Гнатюк // Вестник Ивановского государственного энергетического института. – 2013. – Вып. 6. – С. 22–25.

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ МОБИЛЬНОЙ ПЛАТФОРМЫ

С. В. Боряк, Д. Д. Малинин, А. Е. Шаралапов

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

В статье рассмотрено повышение точности позиционирование мобильной платформы путем коррекции GPS сигнала фильтром Калмана.

В современных мобильных робототехнических системах приоритетной задачей является перемещение робота в недетерминированной среде. В связи с этим используют спутниковые системы навигации, такие как «GPS», «ГЛОНАСС», «Галилео». Данные системы решают задачу глобального позиционирования в мобильных роботах, но дают неудовлетворительную точность. Мобильная платформа, рассмотренная в статье представляет собой транспортное средство с установленным на нем GPS сенсором, который принимает геодезические координаты. Координаты, полученные с GPS сенсора, имеют погрешность, которая состоит из ошибки навигационного и «многолучевого» распространения. В движении на платформу оказывают влияние внешние возмущения, что добавляет ошибку в позиционирование мобильной платформы. Исходя из выше изложенного, для корректной навигации мобильной платформы в недетерминированной среде необходимо решить задачу фильтрации для координат, полученных с GPS сенсора, который установлен на объекте, находящимся в движении. Оптимальным методом является фильтр Калмана, так как он работает с априорной информацией о конечной системе и не требует накопления данных сигнала [1–3].

Фильтр Калмана использует динамическую модель системы (например, физический закон движения), известные управляющие воздействия и множество последовательных измерений для формирования оптимальной оценки состояния. Алгоритм состоит из двух повторяющихся фаз: предсказание и корректировка. На первом рассчитывается предсказание состояния в следующий момент времени (с учетом неточности их измерения). На втором, новая информация с датчика корректирует предсказанное значение (также с учетом неточности и зашумленности этой информации).

На рис. 1 представлена модель движения мобильной платформы. Обозначим за x_k измеряемую величину. В случае рассматриваемой системы x_k – координата.

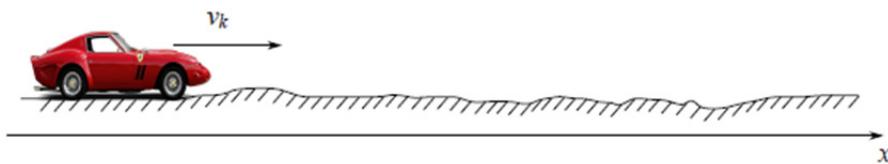


Рис. 1. Модель движения мобильной платформы

Координата мобильной платформы изменяется по закону:

$$x_{k+1} = x_k + u_k dt \quad (1)$$

В реальной системе необходимо учитывать возмущения, действующие на платформу, поэтому к правой части уравнения (1) добавится случайная величина ξ_k :

$$x_{k+1} = x_k + u_k dt + \xi_k \quad (2)$$

На мобильной платформе установлен сенсор, который получает геодезические координаты x_k , к этим координатам добавляется ошибка распространения навигационного сигнала η_k , которая является случайной величиной, в итоге с сенсора получаются ошибочные данные:

$$z_k = x_k + \eta_k \quad (3)$$

Задача фильтрации состоит в том, что, зная неверные показания сенсора z_k , найти достаточное приближение для истинной координаты мобильной платформы x_k . Обозначим достаточное приближение как x_{opt} . Учитывая выше сказанное, конечное уравнение системы для мобильной платформы с установленным сенсором глобального позиционирования будет иметь вид:

$$\begin{cases} x_{k+1} = x_k + u_k dt + \xi_k \\ z_k = x_k + \eta_k \end{cases}, \quad (4)$$

где u_k – известная величина, которая контролирует эволюцию системы, известна из построенной физической модели; ξ_k, η_k – ошибка модели и сенсора соответственно. Случайные величины, их законы распределения не зависят от времени.

Необходимо отметить, что для рассматриваемой системы закон распределения случайных величин неизвестен, но известны дисперсии σ_{ξ}^2 и σ_{η}^2 .

Предположим, что на k -ом шаге известно отфильтрованное значение с сенсора x_k^{opt} , которое достаточно приближает истинную координату x_k , поэтому на шаге $k + 1$ система эволюционирует согласно закону (2) и показания с сенсора будут близки к $x_k^{opt} + u_k$. Также на шаге $k + 1$ становится известно неточное показание сенсора $z_k + 1$.

Исходя из выше сказанного, задача адаптации фильтра Калмана для использования с глобальной системой координат состоит в том, чтобы получить наилучшее приближение к истинной координате x_{k+1} , из ошибочных показаний сенсора $z_k + 1$ и $x_k^{opt} + u_k$ – предсказанием истинного значения. Показанию сенсора присваивается вес K , а к предсказанному значению $(1 - K)$:

$$x_{k+1}^{opt} = K * z_{k+1} + (1 - K) * (x_k^{opt} + u_k), \quad (5)$$

где K – коэффициент Калмана, зависящий от шага итерации.

Коэффициент Калмана выбирается таким образом, чтобы получившееся оптимальное значение координаты x_{k+1}^{opt} было наиболее близко к истинной координате $x_k + 1$. Например, если известно, что сенсор глобального позиционирования обладает высокой точностью, то доверяя его точности, значению $z_k + 1$ устанавливается больший вес ($K \approx 1$). Если же сенсор, не обладает удовлетворительной точностью, тогда в дальнейшем необходимо ориентироваться на теоретическое предсказание $x_k^{opt} + u_k$. В общем случае, для того чтобы найти точное значение коэффициента Калмана K , необходимо минимизировать ошибку:

$$e_{k+1} = x_{k+1} - x_{k+1}^{opt}. \quad (6)$$

Используя уравнение (4), получим:

$$e_{k+1} = (1 - K)(e_k + \xi_k) - K\eta_{k+1}. \quad (7)$$

Для рассматриваемой системы критерий минимизации является средним значением от квадрата ошибки:

$$E(e_{k+1}^2) \rightarrow \min. \quad (8)$$

Используя уравнение (7) и критерий минимизации (8) получим:

$$E(e_{k+1}^2) = (1 - K)^2 (Ee_k^2 + \sigma_{\xi}^2) + K^2 \sigma_{\eta}^2. \quad (9)$$

Выражение (9) принимает минимальное значение, когда:

$$K_{k+1} = \frac{Ee_k^2 + \sigma_{\xi}^2}{Ee_k^2 + \sigma_{\xi}^2 + \sigma_{\eta}^2}. \quad (10)$$

Подставляя в выражение для среднеквадратичной ошибки $E(e_{k+1}^2)$, минимизирующее ее значение коэффициента Калмана K_{k+1} , получим:

$$E(e_{k+1}^2) = \frac{\sigma_{\eta}^2 (Ee_k^2 + \sigma_{\xi}^2)}{Ee_k^2 + \sigma_{\xi}^2 + \sigma_{\eta}^2}. \quad (11)$$

Формула (11) является итерационной для нахождения коэффициента Калмана.

Формулы (5) и (11) позволяют найти качественно приближенное значение текущей координаты, путем подсчета коэффициента Калмана. Это в свою очередь приводит к повышению качества перемещения и позиционирования.

На рис. 2 представлены экспериментальные данные, полученные с сенсора GPS и отфильтрованные адаптивным фильтром Калмана.

Как видно из рис. 2 фильтру необходимо время, когда коэффициент Калмана стабилизируется.

Разработанная адаптация фильтра Калмана существенно повышает качество определения положения мобильной платформы в движении.

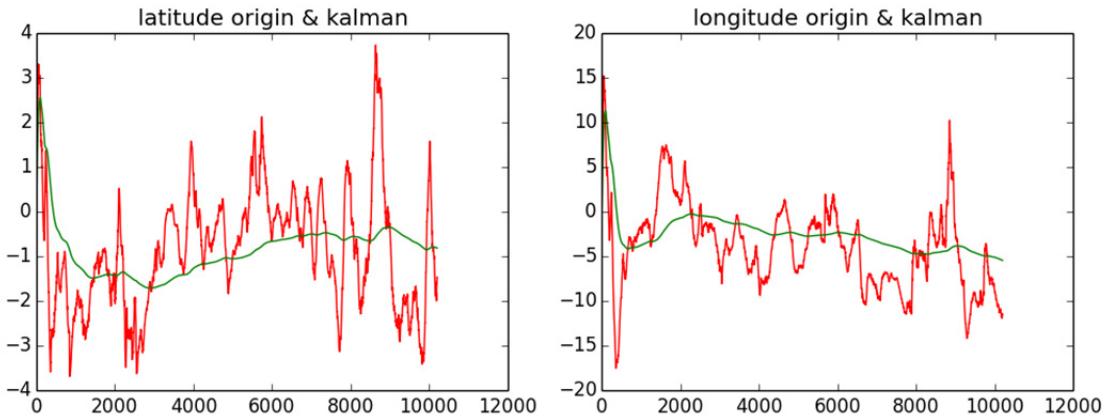


Рис. 2. Фильтрация GPS данных адаптивным фильтром Калмана

Список литературы

1. Згуровский, М. З. Аналитические методы калмановской фильтрации для систем с априорной неопределенностью / М. З. Згуровский, В. Н. Подладчиков. – К. : Наукова думка, 1995. – 298 с.
2. Оценивание состояния динамической системы в условиях неопределенности / В. И. Ширяев, В. И. Долбенков, Е. Д. Ильин, Е. О. Подивилова // Экстремальная робототехника : сб. докл. Междунар. науч.-техн. конф. – СПб., 2011. – С. 234–243.
3. Кац, И. Я. Минимаксная многошаговая фильтрация в статистически неопределенных ситуациях / И. Я. Кац, А. Б. Куржанский // Автоматика и телематика. – 1978. – № 11. – С. 79–87.

ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ РОТАЦИОННОГО СТЕНДА

Д. А. Будаговский

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Предлагается метод векторного управления, приводится его применения при построении электропривода центрифуги.

Принципы скалярного управления асинхронным электродвигателем были сформулированы русским академиком М. П. Костенко в 1925 году. Он впервые описал способ связанного изменения амплитуды и частоты напряжения статора в зависимости от требуемого момента (скалярное управление напряжением).

В 1963 году В. Н. Бродовский сформулировал принцип частотно-токового управления (скалярного управления током). В этом способе было предложено управлять моментом двигателя, связанно изменяя амплитуду и частоту тока статора.

При этих скалярных разновидностях регулирования управление моментом двигателя осуществляется с помощью изменения амплитуды и частоты вектора напряжения или тока статора двигателя.

Математической основой скалярного регулирования являются уравнения, описывающие установившиеся режимы работы двигателя, т. е. режимы, в которых скорость и момент нагрузки двигателя остаются неизменными. Естественно, что в динамических режимах при изменении скорости или нагрузки корректность математической модели скалярного управления нарушается. Это приводит к достаточно медленной реакции скалярных систем управления на быстрые воздействия. Именно это и является их основным недостатком. Например, в скоростном контуре при скалярном регулировании резкое изменение нагрузки приводит к забросам или провалам скорости.

Дальнейшим шагом в развитии теории и практики управления электродвигателем является векторное управление. Его математическая основа – дифференциальные управлений, описывающие электрическую машину одинаково корректно и в динамике, и в статике.

Момент при векторном управлении получают с помощью управления амплитудой и мгновенной fazой вектора тока статора или вектора статорного напряжения.

В силу адекватности управления в динамике векторное управление, в отличие от скалярного, дает возможность строить высокодинамичные и прецизионные электроприводы переменного тока, обеспечивающие наивысшую точность и скорость регулирования.

Обычно двигатели проектируются так, что потерями намагничивания, по сравнению с активными потерями в обмотках статора, можно пренебречь. В этом случае в качестве модели для иллюстрации процессов, происходящих в двигателе, может быть использована Т-образная схема замещения (рис. 1).

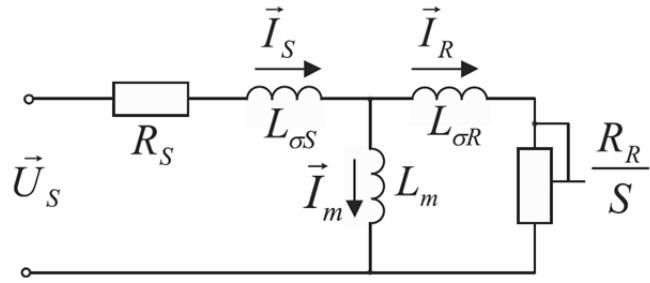


Рис. 1. Т-образная схема замещения:
 \vec{U}_S – обобщенный вектор входного напряжения; \vec{I}_S – обобщенный вектор тока статора

Вектор тока статора разделяется на две составляющие:

\vec{I}_m – обобщенный вектор тока намагничивания;

\vec{I}_R – обобщенный вектор тока ротора.

Величина и соотношения токов двигателя при заданном входном напряжении определяются параметрами схемы замещения.

R_S – сопротивление статора характеризует активные потери в статорных обмотках и равно сопротивлению фазовой обмотки статора.

L_{oS} – индуктивность рассеяния статора характеризует ту часть потока статора, которая не сцеплена с ротором и не принимающая участие в создании момента.

L_m – главная индуктивность характеризует часть, сцепленную со статором и с ротором, и принимающую участие в создании момента. На линейном участке кривой намагничивания двигателя главная индуктивность является постоянной величиной. При насыщении магнитопровода двигателя величина главной индуктивности уменьшается.

L_{oR} – индуктивность рассеяния ротора характеризует часть потока ротора, не сцепленную со статором и не принимающую участия в создании момента.

R_R/S – параметр характеризует активные потери в роторе, где R_R – сопротивление ротора в режиме короткого замыкания (вал двигателя заторможен); $S = \frac{n_1 - n_2}{n_1}$ – скольжение, где n_1 – скорость вращения поля; n_2 – скорость вращения ротора.

Асинхронный двигатель характеризуется следующими векторами состояний:

\vec{U}_S – вектор напряжения статора;

\vec{I}_S – вектор тока статора;

\vec{I}_R – вектор тока ротора;

\vec{I}_m – вектор тока намагничивания;

$\vec{\psi}_S$ – вектор потока статора;

$\vec{\psi}_R$ – вектор потока ротора;

$\vec{\psi}_m$ – вектор потокосцепления в воздушном зазоре (поток намагничивания).

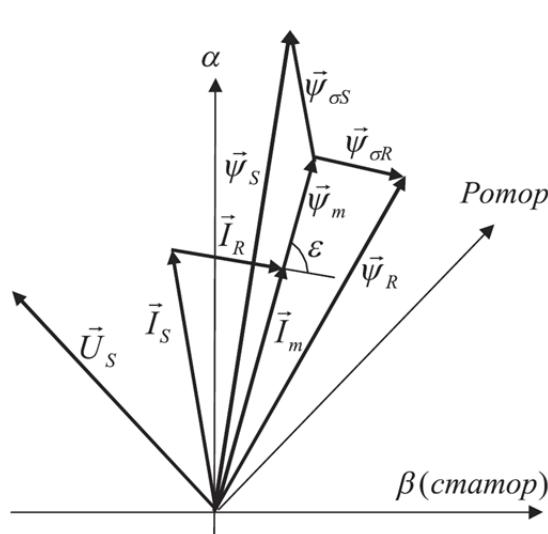


Рис. 2

На рис. 2 приведена векторная диаграмма, иллюстрирующая взаимосвязь векторов состояний асинхронного двигателя. Во время работы асинхронного двигателя все векторы врачаются в плоскости поперечного сечения асинхронного двигателя.

В установившемся режиме (при постоянных скорости и моменте нагрузки) амплитуды, фазовые сдвиги и скорости всех векторов состояний остаются постоянными.

В динамике во время переходных процессов амплитуды векторов состояний и фазовые сдвиги между ними меняются.

Электромагнитный момент асинхронного двигателя возникает вследствие взаимодействия тока ротора с потокосцеплением в воздушном зазоре (потоком намагничивания). Момент трехфазного двигателя с учетом числа пар его полюсов (Z_p) определяется следующим выражением:

$$\vec{M} = \frac{3}{2} Z_p \vec{I}_R \times \vec{\psi}_m, \text{ или } M = \frac{3}{2} Z_p |I_R| |\psi_m| \sin \epsilon, \quad (1)$$

где ϵ – угол между током ротора и потоком намагничивания.

Управление моментом двигателя должно осуществляться с помощью регулирования составляющих статорного тока B свою очередь, управление d и q составляющими тока осуществляется с помощью формирующихся регуляторами тока составляющих статорного напряжения.

Уравнения равновесия статора в системе координат, ориентированной по потоку ротора, выглядят следующим образом:

$$\begin{cases} U_{Sd} = \frac{d\psi_{Sd}}{dt} + I_{Sd} R_S - \omega \psi_{Sq} \\ U_{Sq} = \frac{d\psi_{Sq}}{dt} + I_{Sq} R_S + \omega \psi_{Sd} \end{cases} \quad (2)$$

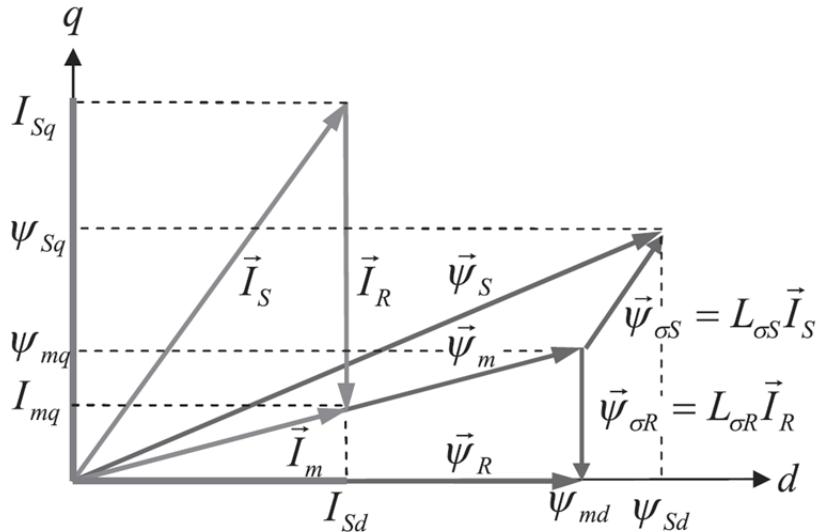


Рис. 3

Выразим потоки в уравнениях равновесия статора через токи. Для этого запишем следующие уравнения:

$$\psi_{Sd} = \psi_{md} + L_{\sigma S} I_{Sd} = L_m I_{Sd} + L_{\sigma S} I_{Sd} = (L_m + L_{\sigma S}) I_{Sd} \quad (3)$$

$$\psi_{Sq} = \psi_{mq} + L_{\sigma S} I_{Sq} \Rightarrow \psi_{Sq} = L_m I_{mq} + L_{\sigma S} I_{Sq} \quad (4)$$

$$\frac{I_{mq}}{I_{Sd}} = \frac{L_{\sigma R} I_R}{\psi_R} \Rightarrow I_{mq} = \frac{L_{\sigma R} I_R I_{Sd}}{\psi_R} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \frac{I_{mq}}{I_{Sd}} &= \frac{I_{Sd} - I_R}{I_{Sd}} = \frac{I_R L_{\sigma R}}{\psi_R} \Rightarrow I_{Sd} \psi_R - I_R \psi_R = I_R L_{\sigma R} I_{Sd} \Rightarrow \\ &\Rightarrow I_{Sd} \psi_R = I_R (L_{\sigma R} I_{Sd} + \psi_R) \Rightarrow I_R = \frac{I_{Sd} \psi_R}{L_{\sigma R} I_{Sd} + \psi_R} \end{aligned} \quad (6)$$

$$\text{Из того, что } \begin{cases} \psi_{md} = \psi_R \\ I_{md} = I_{Sd} \\ \psi_{md} = L_m I_{md} \end{cases}, \text{ следует } I_{Sd} = \frac{\psi_R}{L_m}. \quad (7)$$

Подставив (6) в (5), а затем подставляя туда (7), получим:

$$I_{mq} = I_{Sq} \frac{L_{\sigma R}}{L_{\sigma R} + L_m} \quad (8)$$

Подставив (8) в (4), получим:

$$\psi_{Sq} = \left(L_{\sigma S} + \frac{L_m L_{\sigma R}}{L_{\sigma R} + L_m} \right) I_{Sq} \quad (9)$$

Подставив (3) и (9) в (2), получим:

$$\begin{cases} U_{Sd} = (L_m + L_{\sigma S}) \frac{dI_{Sd}}{dt} + R_S I_{Sd} - \omega \left(L_{\sigma S} + \frac{L_m L_{\sigma R}}{L_m + L_{\sigma R}} \right) I_{Sq} \\ U_{Sq} = \left(L_{\sigma S} + \frac{L_m L_{\sigma R}}{L_{\sigma R} + L_m} \right) \frac{dI_{Sq}}{dt} + R_S I_{Sq} + \omega (L_m + L_{\sigma S}) I_{Sd} \end{cases} \quad (10)$$

Проанализировав эти уравнения, можно заметить, что в напряжении U_{Sq} присутствует составляющая, зависящая от I_{Sd} , а в напряжении U_{Sd} – составляющая, зависящая от I_{Sq} . Из этого следует, что при синтезе системы управления между каналами регулирования составляющих I_{Sd} и I_{Sq} будет существовать взаимовлияние. Каналы будут оказывать друг на друга возмущающее воздействие, особенно сильно проявляющееся в переходных режимах.

С учетом вышесказанного, схема на MATLAB будет выглядеть, как показано на рис. 4.

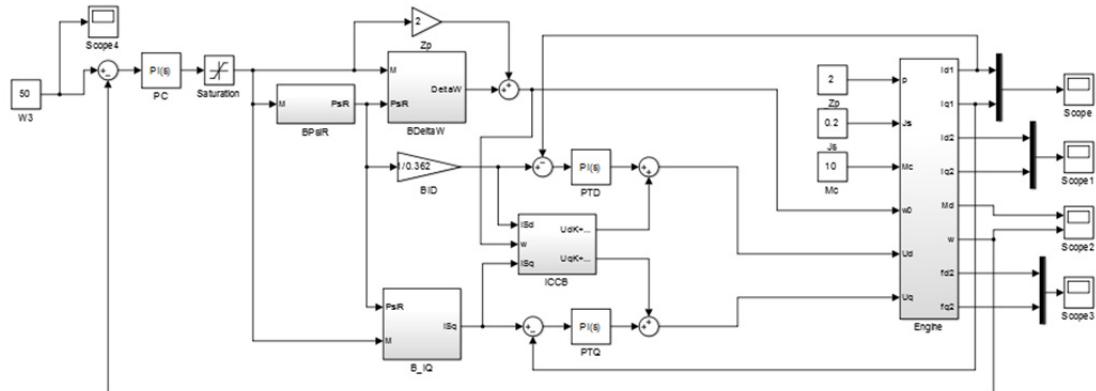


Рис. 4

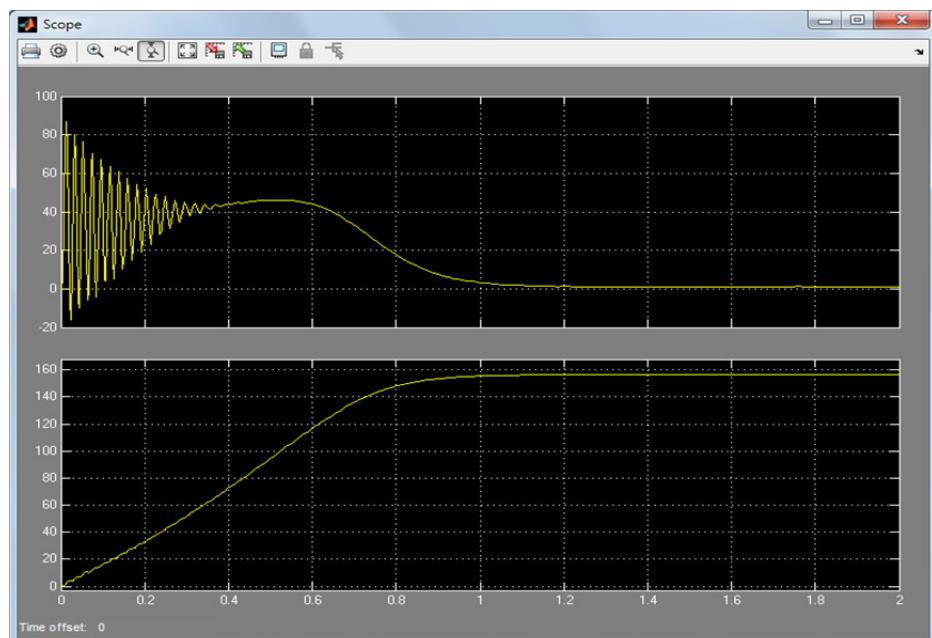


Рис. 5. Момент двигателя (сверху) и угловая скорость (снизу) при прямом пуске двигателя

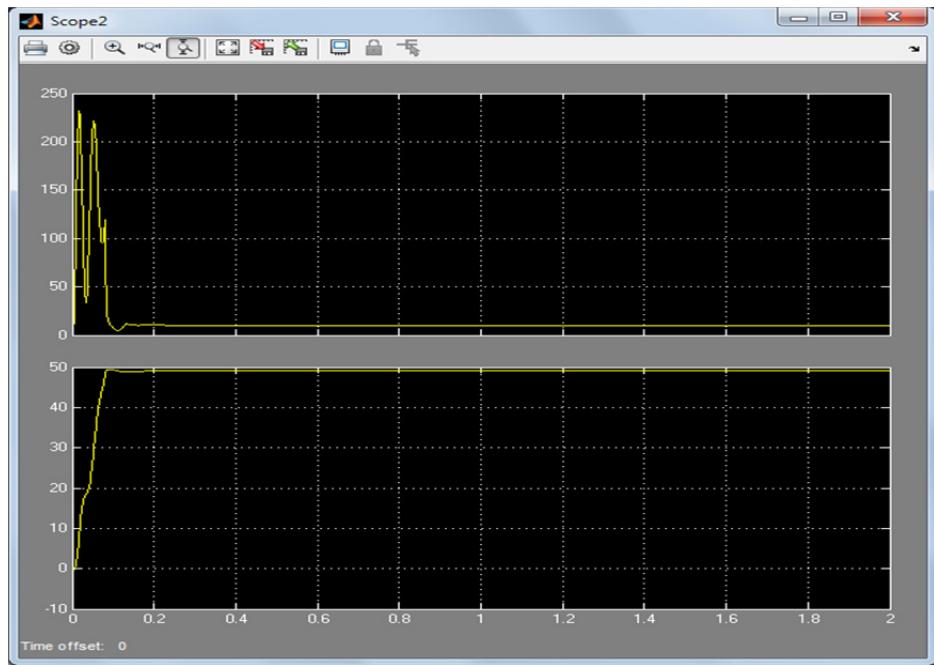


Рис. 6. Момент двигателя (сверху) и угловая скорость (снизу) при использовании векторного управления

На рис. 5 изображены графики момента и угловой скорости при прямом пуске двигателя. На рис. 6 – аналогичные графики с использованием векторного регулирования. На этих графиках заметно, что применения векторного управления уменьшает время переходного процесса при запуске асинхронного двигателя примерно в 10 раз.

Заключение

Итак, мы рассмотрели векторное управление и его интерпретацию в программе MATLAB. Это еще раз доказывает, что векторное управление эффективнее скалярного. В дальнейшем планируется изучение и исследование динамики самого объекта управления.

Список литературы

1. Калачев, Ю. Н. Векторное регулирование (заметки практика) / Ю. Н. Калачев. – И. : ЭФО, 2013.
2. Усольцев, А. А. Частотное управление асинхронными двигателями : учеб. пособие / А. А. Усольцев. – СПб. : СПбГУ ИТМО, 2006.
3. Гудвин, Г. К. Проектирование систем управления / Г. К. Гудвин, С. Ф. Гребе, М. Э. Сальгадо. – М. : Лаборатория знаний «БИНом», 2004.
4. Ануфриев, И. Е. MATLAB 7. Наиболее полное руководство / И. Е. Ануфриев, А. Б. Смирнов, Е. Н. Смирнова. – СПб. : БХВ-Петербург, 2005.
5. Черных, И. В. Среда создания инженерных приложений Simulink / И. В. Черных. – М. : ДИАЛОГ-МИФИ, 2004.

ФОРМАЛИЗОВАННЫЕ МОДЕЛИ ОПЕРАЦИЙ И СРЕДСТВА ОТРАЖЕНИЯ ДЕЙСТВИЙ ЭКИПАЖА ПО УПРАВЛЕНИЮ ЛЕТАТЕЛЬНЫМ АППАРАТОМ

A. И. Годунов, В. И. Мандриков

Пензенский государственный университет. г. Пенза, Россия

Д. М. Сущик

Военный институт Сил воздушной обороны Республики Казахстан им. Т. Я. Бегельдинова, г. Актобе, Казахстан

Проведен анализ операторской деятельности экипажа при управлении ЛА и бортовыми системами. Алгоритмы выявления ошибок и оценки деятельности экипажа построены на основе создания формализованных моделей для каждой операции. В качестве формализованной модели действий экипажа ЛА используется диаграмма деятельности.

Работа экипажа по управлению летательным аппаратом (ЛА) относится к наиболее сложным формам человеческой деятельности. Специфическими особенностями этой деятельности являются: сложность и разнообразие действий по управлению ЛА и его системами; высокая ответственность за исход полета; вы-

сокие требования к темпу выполнения необходимых действий, в отдельных случаях приближающиеся к пределам физиологических возможностей человека; возникновение различного рода непредвиденных ситуаций, в отдельных случаях связанных с риском для жизни.

Сложность работы экипажа определяется необходимостью восприятия в каждый момент времени большого количества различных сигналов, принятием решения на основе всей получаемой информации, выполнением необходимых действий в соответствии с принятым решением за ограниченные промежутки времени [2].

Рассматривая управление ЛА, реализуемое человеком-оператором, следует отметить, что такое взаимодействие носит кусочно-непрерывный характер и представляет собой совокупность отдельных операций. При этом под операцией понимается такое действие человека, по управлению ЛА, для которого существует совокупность условий, определяющих его начало и конец. Понятие операции не предполагает обязательной непрерывности в действиях человека во времени при рассмотрении данного элемента процесса. Операция может состоять из нескольких этапов с изменяемыми в зависимости от текущего состояния временными интервалами между ними. Важным в понятии операции являются не условие непрерывности в действиях человека, а смысловое значение объединения этапов в операцию. Человек-оператор может на основании оценки общего состояния подключаться к управлению различных объектов в режиме разделения времени. Возможность подобного характера деятельности определяется свойством инерционности управляемых объектов, а также свойством человека последовательно выполнять элементы различных операций.

В комплексе условий, определяющих существование моментов начала и окончания операций помимо смыслового единства составляющих их элементов включается также длительность операции [1].

Все многообразие действий экипажа по управлению ЛА может быть квалифицировано на действия по: пилотированию ЛА; управлению бортовыми системами; контролю значений параметров бортовых систем; контролю динамики изменения параметров бортовых систем; связи с инструктором.

В зависимости от степени автоматизации пилотирования выделяются следующие режимы управления воздушным судном: штурвальное или ручное управление; директорное управление; автоматическое управление.

При штурвальном управлении оператор включен в многоконтурную систему с перекрестными связями. Связи контуров тангажа, крена, рыскания и скорости полета образуются в результате одновременного воздействия на эти каналы аэродинамических, инерционных и гравитационных сил. Контур штурвального управления образован системой отображения информации (СОИ), экипажем, системой управления ЛА и средой, воздействующей на ЛА и звенья системы. Экипаж создает представление о процессе пилотирования не только по информации, выделяемой СОИ, но и судит о нем по не инструментальной информации, воспринимаемой на основе наблюдения окружающего пространства. Информационная модель в этом случае представляет собой общую информационную картину, построенную на основе использования уведомительной информации, поступающей от СОИ, не инструментальной информации, получаемой при систематическом обзоре внекабинного пространства, при ощущении угловых и линейных ускорений, акустических шумов. В процессе управления используется также информация о цели управления, получаемая экипажем перед полетом и во время полета. Сравнивая информационную модель с желаемым образом полета, экипаж добивается их совпадения, для чего использует ручку управления, педали и сектор газа.

Директорное управление упрощает деятельность экипажа по управлению ЛА с помощью полуавтоматического управления с директорной индикацией. На экипаж возлагается задача удержания директорного сигнала в исходном нулевом состоянии. При директорном управлении экипаж освобождается от формирования сигнала управления по показаниям нескольких приборов. Его действия сводятся к выполнению элементарных операций по отклонению ручки управления с целью сведения директорного сигнала к нулю. В контуре директорного управления экипаж выполняет роль исполнительного устройства, сводящего директорный сигнал к нулю. В директорном режиме изменяется структура сбора информации. Приборы, которые выдают основную управляющую информацию при штурвальном управлении, становятся вспомогательными. При этом ухудшается контроль справочных приборов, которые позволяют судить о режиме полета и пространственном положении ЛА.

Деятельность экипажа при автоматическом полете меняется вследствие сокращения функций управления ЛА и перераспределения нагрузки на психические функции. В автоматическом режиме экипаж произвольно распределяет свое внимание между приборами в соответствии с потребностями в информации.

При пилотировании в штурвальном и директорном режимах процесс подачи управляющих воздействий осуществляется с помощью органов управления, непосредственно связанных с определенными параметрами динамики движения ЛА. Процессы в штурвальном и директорном режимах работы являются хорошо formalизуемыми и могут быть проконтролированы и оценены на основании информации об изменении значений параметров динамики движения ЛА и информации о подаче управляющих воздействий средствами системы автоматизированной системы контроля операторской деятельности.

При автоматическом пилотировании экипаж непосредственно не осуществляет управляющих воздействий, и его деятельность сводится к наблюдению за показаниями приборов, принятию и осуществлению решений по изменению программы полета. Такая деятельность является не formalизуемой и может контролироваться только инструктором на основании информации о состоянии ЛА.

Под управлением бортовыми системами понимается деятельность, при которой управляющие воздействия формируются с помощью органов управления дискретного типа. Назовем formalизуемым режимом работы по управлению бортовыми системами такой режим, при котором последовательность и врем-

менные допуски подачи управляющих воздействий с помощью органов управления дискретного типа в зависимости от текущего фактического состояния бортовых систем могут быть введены в систему автоматизированного системы контроля операторской деятельности.

Управление бортовыми системами в формализуемых режимах может быть проконтролировано на основе информации об изменении состояния органов управления и информации о текущем состоянии бортовых систем. Основными видами деятельности при управлении бортовыми системами являются: формирование отдельных управляющих сигналов или их последовательности с определенными временными ограничениями и логическими связями; выбор альтернативных путей развития процесса управления в зависимости от текущего состояния объекта; прием уведомительных сигналов о прохождении команд в бортовые системы о срабатывании переключателей, о включении и выключении отдельные блоков аппаратуры; прием предупредительных или аварийных сигналов о появлении отказов и неисправностей или о возникновении аварийной ситуации.

Появление таких сигналов обязательно влечет за собой вмешательство экипажа в процесс управления ЛА в виде моторных действий по принятию надлежащих мер.

Контроль параметров бортовых систем и динамики их изменения предполагает выполнение следующих основных действий: прием световых и звуковых сигналов, характеризующих состояние систем без ответных действий на них; считывание показаний шкальных приборов и анализ получаемой при этом информации с возможными последующими управляющими действиями; слежение за динамикой изменения отдельных параметров.

Указанные действия, если они не вызывают соответствующего вмешательства экипажа в работу систем являются не формализованными. Такая деятельность может быть проконтролирована только с помощью инструктора.

При выполнении действий, связанных с реализацией штурвального или директорного управления могут возникать ошибки, связанные с превышением: допустимой величины отклонения от линии заданного пути; допустимой величины отклонения от заданной траектории в вертикальной плоскости; допустимой величины отклонения времени достижения заданной точки в момент t ; угла атаки и крена критических значений; вертикальной скорости снижения некоторого заданного значения.

При пилотировании и управлении бортовыми системами возникающие ошибки могут быть квалифицированы следующим образом:

- нарушение последовательности выдачи команд во времени;
- ошибочная выдача команд, не влияющих на выполнение задания;
- несвоевременное обнаружение отказа;
- ошибки в выдаче команд, требующие исправления;
- нарушение последовательности выдачи команд;
- ошибки в выдаче команд, исключающие возможность выполнения основных задач;
- ошибочные действия, приводящие к аварийной ситуации;
- не обнаружение отказа;
- неполный анализ работы бортовых систем при возникновении отказов;
- неправильные действия при своевременном обнаружении и правильном распознании отказов.

Процессы восприятия информации и принятия решения во всех указанных случаях возникновения ошибок в системе автоматизированного контроля операторской деятельности не могут быть проконтролированы непосредственно.

Контроль таких процессов может быть реализован косвенно – путем анализа результатов реализации решения. Поэтому процессы восприятия и принятия решений могут непосредственно не отражаться в моделях деятельности, а достаточно описывать их на уровне логических условий, связанных с процессами реализации управляющих воздействий.

Проведенный анализ операторской деятельности экипажа при управлении ЛА позволил определить перечень возможных ошибок, возникающих в процессе этой деятельности. Алгоритмы выявления таких ошибок и оценки деятельности экипажа могут быть построены только на основе создания формализованных моделей (ФМ) для каждой операции [2].

Основной целью создания формализованных моделей операций выполняемых экипажем ЛА, является разработка на их основе алгоритмов контроля деятельности операторов. В таких моделях должны быть отражены регулярным способом определенные во времени действия экипажа при выполнении различных операций и логические взаимосвязи между ними. Эта задача может быть решена путем построения циклограмм деятельности экипажа. Циклограмма отражает:

- появление уведомительных сигналов о срабатывании отдельных элементов в системе управления, начало и окончание работы отдельных устройств, включение и выключение отдельных агрегатов и подсистем;
- появление необходимости ручного управления включением и выключением бортовых средств и систем, обращения к тем или иным органам управления, подготовки агрегатов и систем к действию;
- начало контрольных операций с использованием систем индикации с количественным считыванием показаний приборов;
- возможное появление аварийных и предупредительных сигналов о неисправностях в бортовых системах;

- включение бортовых систем и переключение с одного режима на другой;
 - начало окончания ручного управления ЛА;
 - появление событий во внешней обстановке, определяющих начало или окончание выполнения определенных операций и действий.

Циклограмма является основой разработки и построения расчетной схемы процесса деятельности экипажа на базе формирования потоков операций, определения их параметров и порядка выполнения. В то же время отсутствуют стандарты, определяющие правила построения циклограмм, нет программных средств, позволяющих автоматизировать процесс создания и анализа циклограмм. Однако огромный объем работы, связанный с созданием циклограмм, отражающих весь цикл деятельности экипажа по управлению ЛА, отсутствие средств автоматизации этой работы не позволяет реально использовать подобный подход при реализации функций контроля действий экипажа в системе автоматизированного контроля операторской деятельности.

Остановимся более подробно на диаграмме деятельности, которая может использоваться в качестве формализованной модели действий экипажа ЛА.

Фактически данный тип диаграмм может использоваться и для отражения состояний моделируемого объекта, однако, основное назначение Activity diagram в том, чтобы отражать бизнес-процессы объекта. Этот тип диаграмм позволяет показать не только последовательность процессов, но и ветвление и даже синхронизацию процессов.

Этот тип диаграмм позволяет проектировать алгоритмы поведения объектов любой сложности, в том числе может использоваться для составления блок-схем.

С помощью диаграмм деятельности описывается все, что происходит при выполнении операций экипажем. Каждый вид деятельности изображается прямоугольником с округленными углами. Внутри прямоугольника указывается вид деятельности. После завершения одного вида деятельности переход к следующему происходит автоматически. Переход от одного вида деятельности к другому изображается стрелкой. Начальная точка диаграммы изображается в виде закрашенного кружка, а конечная точка в виде глазка. На диаграмме может быть отражена проверка различных условий с помощью ромбика. Из ромбика выходят все возможные пути, возле каждого из которых указывается соответствующее условие в квадратных скобках. На диаграмме можно показать распараллеливание действий и их слияние, для этого используется специальный символ – прямая черточка. Такая черточка изображается отрезком горизонтальной линии, толщина которой несколько шире сплошных основных линий. Знак слияния нескольких процессов используется также для синхронизации процессов, поскольку выходной сигнал появляется только тогда, когда все входящие процессы закончились. На рис. 1 показана диаграмма деятельности, в которой используются все описанные графические элементы. В качестве примера формализованной модели действий экипажа ЛА на рис. 2 приведен пример диаграммы деятельности, отображающей фрагмент действий экипажа при отказе двигателя во время набора высоты. На этой диаграмме используется дополнительная возможность привязывать исполнение тех или иных действий к разным объектам. При этом все действия на диаграмме делятся на отдельные группы, которые отделяются друг от друга вертикальными линиями. Две соседние линии образуют дорожку, а действия, изображенные на дорожке, выполняются определенным исполнителем, в данном случае членом экипажа. Соответствующий член экипажа явно указывается в верхней части дорожки.

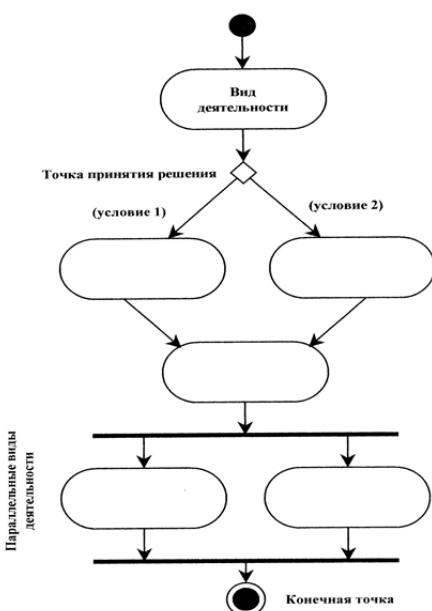


Рис. 1. Структура диаграммы деятельности

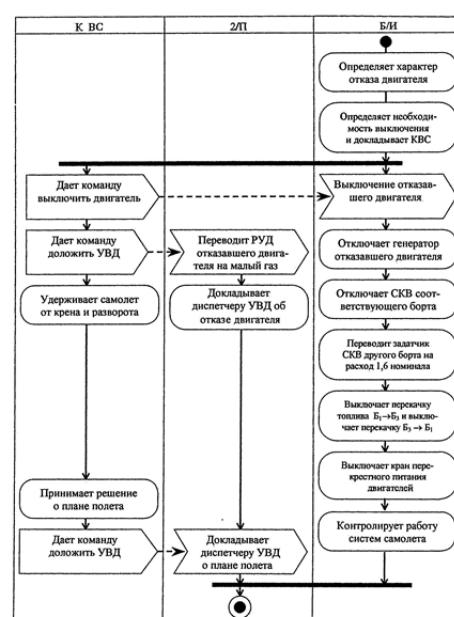


Рис. 2. Диаграмма деятельности экипажа ЛА при отказе двигателя при наборе высоты

Для построения алгоритмов контроля деятельности членов экипажа необходимо вычислить или определить экспериментально среднее время выполнения каждого действия, указанного на диаграмме деятельности.

Складывая продолжительность всех последовательно выполняемых действий, определяем наиболее ранний срок наступления конечного события. Исходя из соображений безопасности полета и реальных возможностей экипажа, определяется максимальный срок выполнения всех операций [3].

Изложенный подход используется в Военном институте Сил воздушной обороны Республики Казахстан им. Т. Я. Бегельдинова при модернизации технических средств подготовки и обучения курсантов летных специальностей.

Список литературы

1. Алмаметов, В. Б. Методология формирования профессиональных навыков в ИКОС с внешним объектом изучения / В. Б. Алмаметов, А. В. Затылкин, С. В. Щербакова // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2009. – № 1 (9). – С. 48–54.
2. Картамышев, П. В. Методика летного обучения / П. В. Картамышев, М. В. Игнатович, А. И. Оркин. – М. : Транспорт, 1987. – 280 с.
3. Кемалов, Б. К. Моделирование технических средств обучения авиационных специалистов : учеб. пособие / Б. К. Кемалов, Б. Ж. Куатов. – Актобе : Военный институт СВО, 2013. – 124 с.

РАЗРАБОТКА КРЕСЛА-СТОЛА ДЛЯ ВЕРТИКАЛЬНЫХ РОДОВ С ВИБРАЦИОННО-ПЕРЕГРУЗОЧНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ

С. И. Геращенко, Ю. А. Зимина, Я. В. Чернышенко

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

За последние 20 лет в России количество кесаревых сечений увеличилось почти в 10 раз: с 3 % до 27 %. Многие считают, что кесарево избавит ребенка от боли и страха, испытываемых во время естественных родов – это далеко не так! Основная проблема операции как раз и заключается в том, что младенец не проходит тот процесс, который бы подготовил его к новым условиям, адаптировал дыхательную и кровеносную систему, помог привыкнуть к новой температуре и среде. Такое быстрое появление на свет вполне может вызывать у кесаренка шок, и как следствие – снижение иммунитета и восприимчивости к инфекционным заболеваниям. Помимо этого, во время процесса естественных родов, из грудной клетки плода постепенно выдавливаются околоплодные воды, во время кесарева этого не происходит, что чревато серьезными осложнениями, такими как асфиксия или воспаление легких [4].

В некоторых случаях, когда нет показаний к кесареву, но женщина не может сама родить (например, при слабой родовой деятельности), акушеры-гинекологи могут воспользоваться инструментальным пособием. Даже при нормально протекающих родах через естественные пути, может понадобиться квалифицированная помощь в виде так называемого пособия. Инструментальным пособием являются акушерские инструменты, в частности – акушерские щипцы и метод вакуум-экстракции [2].

Показанием к их применению со стороны матери служат:

1. Тяжелые формы гестоза (презклампсия, эклампсия, выраженная гипертензия неподдающаяся консервативной терапии) требуют исключения потуг и напряжения роженицы.

2. Упорная слабость родовой деятельности и/или слабость потуг, проявляющиеся стоянием головки плода в одной плоскости таза выше 2 часов, при отсутствии эффекта от применения медикаментозных средств.

3. Длительное стояние головки в одной плоскости малого таза ведет к повышению риска возникновения родового травматизма как плода (сочетание механических и гипоксических факторов), так и матери (мочеполовые и кишечно-половые свищи).

4. Кровотечение во втором периоде родов, обусловленное преждевременной отслойкой нормально расположенной плаценты, разрывом сосудов пуповины при их оболочечном прикреплении.

5. Болезни сердечно-сосудистой системы в стадии декомпенсации.

6. Расстройства дыхания вследствие заболевания легких.

7. Тяжелые формы нервно-психических расстройств [2].

Показанием к их применению со стороны плода служат:

Гипоксия плода, развивающаяся вследствие различных причин во втором периоде родов (преждевременная отслойка нормально расположенной плаценты, слабость родовой деятельности, поздний гестоз, короткая пуповина, обвитие пуповины вокруг шеи и др.). В большинстве случаев наблюдается сочетание перечисленных показаний, требующих экстренного окончания родов.

Осложнения

Эти методы являются травматичными, как со стороны плода, так и со стороны матери. Проявляется это, прежде всего, повреждением родовых путей (это могут быть разрывы влагалища и промежности, реже –

шейки матки), разрывы нижнего сегмента матки и повреждения тазовых органов: мочевого пузыря и прямой кишки, обычно возникающие при нарушении условий для операции и правил техники.

После операции на мягких тканях головки плода обычно – отечность, цианоз. При сильном сжатии головки могут возникать гематомы. Сильное давление на лицевой нерв может вызвать его парез, повреждения костей черепа плода, которые могут быть различной степени – от вдавления костей до переломов. Большую опасность для жизни представляют кровоизлияния в мозг.

В виду всех этих осложнений предлагается разработать малотравматичный способ создания дополнительной силы для выталкивания плода из родовых путей. Мы предлагаем разработку кресла-стола для вертикальных родов с вибрационно-перегрузочной характеристикой. На рис. 1 изображен примерный вид кресла и поза для вертикальных родов [2].



Рис. 1. Примерная конструкция кресла для вертикальных родов

При вертикальных родах не происходит сдавливания сосудов роженицы, и ребенок получает достаточное количество кислорода. В этом случае вероятность гипоксии снижается. Кардиотокография плода показывает, что при вертикальных родах двигательная активность плода увеличивается. Возможность выбрать позу и положение создают условия для менее болезненных схваток. Обезболивание при вертикальных родах применяют очень редко [1]. Открытие шейки матки происходит быстрее, потому что плодный пузырь и головка плода давят на нижний сегмент матки и шейку матки. Это способствует плавному и быстрому открытию маточного зева. Менее болезненным является при вертикальных родах и второй, или потужной, период родов, т.к. плод проходит по родовым путям не только за счет схваток и потуг, а и силы тяжести.

Предлагаемое нами кресло является многофункциональным. Его можно использовать для вертикальных и горизонтальных родов. Применение режима вибрационно-перегрузочной функции запускается врачом, при наличии соответствующих показаний, связанных с невозможностью осуществления родовой деятельности роженицей самостоятельно. При создании перегрузки гидроцилиндрами будет создаваться дополнительное усилие, прикладываемое к телу ребенка при прохождение родовых путей. Причем эта сила равномерно распределится по всему объему ребенка, что уменьшает риск возникновения механических травм позвоночника и головы.

Общая схема установки кресла-стола представлена на рис. 2.

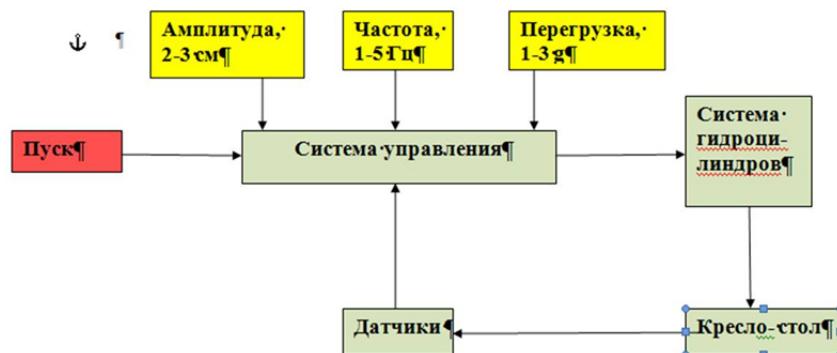


Рис. 2. Схема установки кресла-стола с системой управления

Она содержит систему управления (СУ), систему гидроцилиндров, кресло-стол, датчики перемещения кресла. Траектория и режимы движение кресла задаются СУ, где устанавливаются амплитуда перемещения кресла (2–3 см), частота (1–5 Гц) и перегрузка (1–3 g). После задания настроек СУ приводит в движение си-

стему гидроцилиндров (СГ). Датчики позволяют получать информацию о задаваемых величинах [3]. В случае несоответствия заданных настроек система управления автоматически корректирует параметры.

Предлагаемое, впервые в мире, многофункциональное кресло, можно использовать:

- для вертикальных родов в удобном для роженицы положении;
- для горизонтальных родов;
- для вертикальных и горизонтальных родов с применением вибрационно-перегрузочного режима.

Создаваемая дополнительная сила будет способствовать плавному и безболезненному выходу плода из родовых путей. Также эта сила может быть использована при критических ситуациях, когда продвижение плода невозможно по каким либо причинам: слабость родовой деятельности, длительные роды и т.д. Все это создает предпосылки к снижению количества кесаревых сечений.

Список литературы

1. Вертикальные роды. – URL: <http://www.tiensmed.ru/news/verticalbirth-ab0.html>.
2. Акушерские щипцы и вакуум-экстракция. – URL: http://knowledge.allbest.ru/medicine/2c0a65635b3ad68b4d43b88421316c27_0.html.
3. Прошин, И. А. Математическое моделирование гидроприводов авиационных тренажеров / И. А. Прошин, В. Н. Прошкин, В. М. Тимаков // Труды международного симпозиума. – Пенза : ПГУ, 2008.
4. Плюсы и минусы кесарева сечения для ребенка и мамы. – URL: <http://mama66.ru/rody/729>.

ПРИМЕНЕНИЕ ГИБРИДНОЙ ЭКСПЕРТНОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ ОЦЕНКИ ИННОВАЦИОННОГО ПОТЕНЦИАЛА ПРЕДПРИЯТИЯ

Н. В. Добрынина

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Представлена система поддержки принятия решения при оценке инновационного потенциала научно-производственного предприятия на основе гибридных экспертных систем, позволяющая учесть много-параметрические показатели инновационной деятельности предприятия. Описанный подход применен в разработанной гибридной экспертной системе, позволяющей обосновать принятие управлеченческих решений для развития и роста конкурентоспособности предприятия.

В настоящее время эффективное управление предприятием является одной из наиболее актуальных задач стоящих перед современным бизнесом.

Развитие или поддержание конкурентоспособности предприятия на высоком уровне, в условиях постоянно изменяющейся внешней среды, возможно только лишь при условии осуществления активной инновационной деятельности предприятием. Управленческие решения являются ключевым фактором в успешности реализации той или иной инновации.

Для принятия управленческого решения необходима полная и достоверная информация об управляющем объекте. Управленческие решения и стратегия развития предприятия самым тесным образом связаны с инновационным потенциалом (ИП) предприятия, его структурой и величиной. Инновационный потенциал является не просто важным, а необходимым условием осуществления инноваций. Разнообразный по своему размеру и составу для каждого предприятия инновационный потенциал является основным фактором роста конкурентоспособности любого технологичного предприятия. Для поиска путей развития, роста конкурентных преимуществ предприятию необходимо анализировать инновационный потенциал и выявлять резервы повышения его эффективности и эффективности его составляющих.

Оценка потенциала является многопараметрической задачей, при этом каждый из параметров может исчисляться в разных единицах измерения, как в качественных, так и в количественных.

В условиях неполноты информации и ее большого объема производить анализ вручную становится очень сложно и требует огромных трудовых затрат. Для упрощения принятия решения и получения прозрачности и понятности анализируемых данных существуют системы поддержки принятия решения [1, 2].

Агрегирование показателей ИП приводит к созданию иерархического дерева, где направление оценки идет снизу вверх и верхней вершиной является показатель искомого инновационного потенциала.

Для задач оценки иерархических моделей наиболее подходят экспертные системы с набором производственных правил. Однако применение таких систем очень осложнено при большом количестве анализируемых показателей. Наиболее оптимальным является применение гибридных экспертных систем (ГЭС), где для каждого узла дерева решения выбирается свой, наиболее подходящий метод решения (формула, производственная система, нейронная сеть) [3].

Применять такую систему можно к любой задаче оценки, где существуют сопоставимые анализируемые данные. При анализе несопоставимых данных в таком случае (количественных и качественных) стоит применять принцип нечетко-множественных описаний, заключающихся в замене числовых значений на их качественные аналоги по типу «очень низкий/средний/ очень высокий». Шкалой таких оценок ИП является

интервал (0; 1), представляющий собой стандартный пятиуровневый нечеткий классификатор (СНК). Этот метод позволяет использовать в системе не только числовые характеристики, но и качественные суждения [4].

Выбор метода в узлах решения зависит от многих факторов: цель и критерии решаемой задачи, возможные методы решения, предпочтение пользователя. Описание, ограничения и критерии задачи в значительной степени влияют на способ и возможность ее решения.

Как описывалось ранее в ГЭС можно применять различные методы решения – в описываемом подходе автором выделены формальные или аналитические зависимости, продукционные экспертные системы и нейронные сети. Каждый из методов имеет свои достоинства и недостатки, свою сферу применения.

Аналитические зависимости можно использовать задачах с четкими описаниями и при анализе небольшого числа показателей. Ограниченностю использования отражается в специфике функциональных зависимостей, ими можно описать только задачи поддающиеся законам математического моделирования.

Экспертные системы показывают наилучшую производительность при решении задач среднего размера. Большой объем базы знаний несет в себе двоякую нагрузку: с одной стороны при большом объеме точность результатов очень высока, с другой стороны модификация такой базы сильно затрудняется. Способность экспертных систем к дообучению и расширению базы знаний в процессе эксплуатации дает им преимущество при решении изменчивых задач.

Нейронные сети позволяют решать задачи, для которых нет информации о методах решения, но есть статистический материал [1].

На рис. 1 изображена структура разработанной гибридной системы.

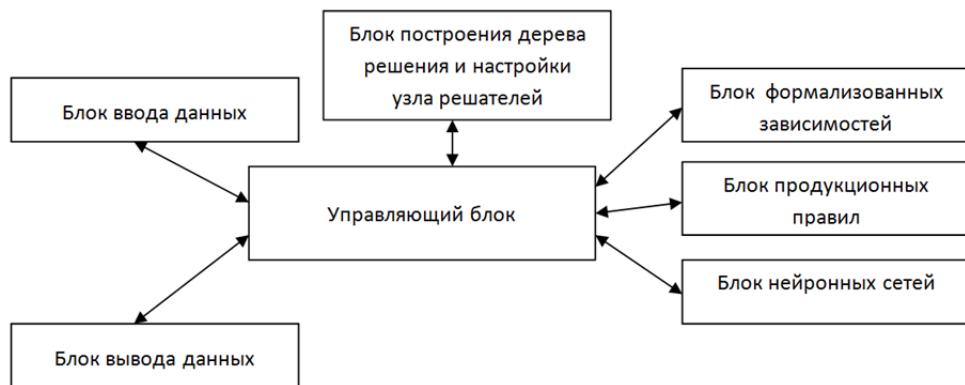


Рис. 1. Структура гибридной экспертной системы

Для использования описанного инструментария было разработано программное средство с удобным пользовательским интерфейсом и гибкостью настройки.

Разработанный программный комплекс состоит из базовых блоков ввода, вывода, блока анализа, блока расчетов. В качестве интеллектуального блока программного комплекса использована разработанная гибридная экспертная система, позволяющая решать как формализованные, так и неформализованные задачи. Система содержит методику решения задач и позволяет производить ее оперативную корректировку, без больших трудовых затрат. В каждом узле указывается один из решателей: нейронная сеть, формула, экспертная система или их гибрид.

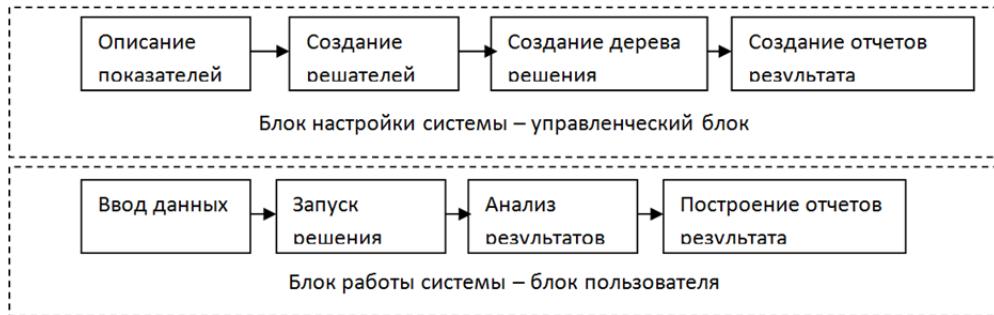
Схема анализа оценки инновационного потенциала организации представляет собой, иерархическую модель. Вершины модели включают, следующие элементы:

- финансово-экономический потенциал;
- научный потенциал;
- кадровый потенциал;
- рыночный потенциал;
- информационные ресурсы;
- производственно-технологический потенциал;
- инновационная эффективность;
- инновационная активность;
- инновационная восприимчивость;
- инновационная культура;
- инновационная конкурентоспособность.

Каждая вершина имеет ряд показателей, которые собирают из уровня ниже.

HybSys E.F.N. – эффективный разработанный программный продукт, который позволяет автоматизировать процесс оценки и анализа инновационного потенциала организации. Программа может работать как локально на одном рабочем месте и быть изолированной системой, или работать в сетевом режиме обмена информацией с единой информационной базой на централизованном сервере.

На рис. 2 представлена процессная модель системы.



Разработанная методика является экспериментальной оценкой сложного показателя, важного для планирования развития предприятия. Она направлена и на решение вопросов развития и роста организаций, и ее взаимодействия с внешней средой, повышения конкурентоспособности, выявления резервов.

Полученные с помощью системы результаты позволяют руководству решить несколько управленических задач:

- получение для организации достаточно полной информации об ИП, что позволяет принимать направленные решения;
- выявление показателей с уровнем «очень низки/низкий», анализ причин и принятие мер по исправлению положения;
- выявление резервов организации;
- в информационной базе данных накапливается статистическая информация, которая может быть использована в будущем для выявления закономерностей.

Список литературы

1. Пятковский, О. И. Интеллектуальные компоненты автоматизированных информационных систем управления предприятием : моногр. / О. И. Пятковский. – Барнаул : АлтГТУ, 1999. – 351 с.
2. Кошевой, О. С. Социальные аспекты функционирования регионального рынка труда в инновационной сфере экономики (на примере Пензенской области) / О. С. Кошевой, Ю. А. Годунова // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Общественные науки. – 2010. – № 4 (16).
3. Недосекин, А. О. Нечеткий финансовый менеджмент / А. О. Недосекин. – М. : Аудит и финансовый анализ, 2003.
4. Базы знаний интеллектуальных систем / Т. А. Гаврилова, В. Ф. Хорошевский. – СПб. : Питер, 2001. – 384 с.

НЕЙРОСЕТЕВОЙ РЕГУЛЯТОР С ИНТЕГРАЛОМ ОШИБКИ НА ВХОДЕ

В. Л. Елисеев

Национальный исследовательский университет «МЭИ», г. Москва, Россия

Рассмотрена архитектура нейросетевого регулятора с подачей на его вход уставки, ошибки и интеграла ошибки управления. Отмечены особенности данной архитектуры с позиции обучения на примерах. Предложены методы обучения данного типа регуляторов в контуре и вне его. Проведено сопоставление с ПИ регулятором и дана сравнительная оценка эффективности предложенного нейросетевого регулятора.

Введение

Одной из известных особенностей нейросетевого регулятора, имеющего на входе мгновенные значения сигналов или их производные, является статическая ошибка управления, хорошо заметная на интервалах постоянной уставки. Данное свойство определяется методом настройки, который не всегда предполагает в качестве целевого критерия приведение мгновенной ошибки управления к нулю. В частности, широко применяемый критерий минимума среднеквадратичной ошибки (СКО) даже на обучающей выборке не позволяет свести ошибку управления к нулю, а на произвольных сигналах уставки с фрагментами постоянной амплитуды статическая ошибка присутствует почти всегда. Тем не менее, ее величина может быть достаточно малой, из-за чего данный эффект остается незамеченным многими исследователями. В некоторых работах факт обнаружения статической ошибки при использовании нейросетевого регулятора отражается в лучшем случае с комментарием о попадании в допустимый диапазон точности управления [1–3]. При этом задача целенаправленного снижения ошибки управления даже не ставится.

Понятно, что наличие статической ошибки как родового свойства нейросетевых регуляторов определенной архитектуры делает их неконкурентоспособными при решении многих задач в сравнении с другими типами регуляторов, в частности, с широко используемыми ПИД. Представляется важным разработать метод нейросетевого управления, лишенный описанного недостатка.

Иногда сочетание свойств нейросетевого и ПИД управления реализуется алгоритмом формирования коэффициентов ПИД регулятора с помощью нейронной сети (например, [4]). Однако данный подход не является в чистом виде нейросетевым, что снижает потенциальные возможности по управлению нелинейными и многомерными объектами. Другим подходом к решению задачи устранения статической ошибки является подача на вход нейронной сети интеграла ошибки управления, то есть, использование прямой аналогии с ПИ и ПИД регулятором. Рассмотрим архитектуру и настройки нейросетевого регулятора такого вида, а также проведем исследование свойств регулятора в сравнении с ПИ.

Архитектура нейросетевого регулятора с интегралом ошибки на входе

Опираясь на опыт разработки нейросетевого оптимального регулятора, будем рассматривать задачу устранения статической ошибки управления, развивая предложенную ранее архитектуру [5]. В соответствии с ней нейросетевые регуляторы (НС-Р) рассматриваются в дискретном времени, имеют структуру многослойной сети прямого распространения без обратных и перекрестных связей. В зависимости от решаемой задачи – стабилизация с постоянной уставкой или следящая система с изменяемой уставкой – на вход НС-Р в момент времени t_k подаются либо сигнал ошибки $e(t_k)$, либо сигнал уставки $r(t_k)$ и сигнал ошибки $e(t_k)$. Второй случай более общий, поэтому далее будем рассматривать только его. Предлагается добавить к ассортименту его входов еще один – интеграл ошибки $Se(t_k)$. Для упрощения записи далее дискретные моменты времени t_k обозначаются индексами k . Примеры НС-Р с входами $r(k)$, $e(k)$ и $r(k)$, $e(k)$, $Se(k)$ представлены на рис. 1.

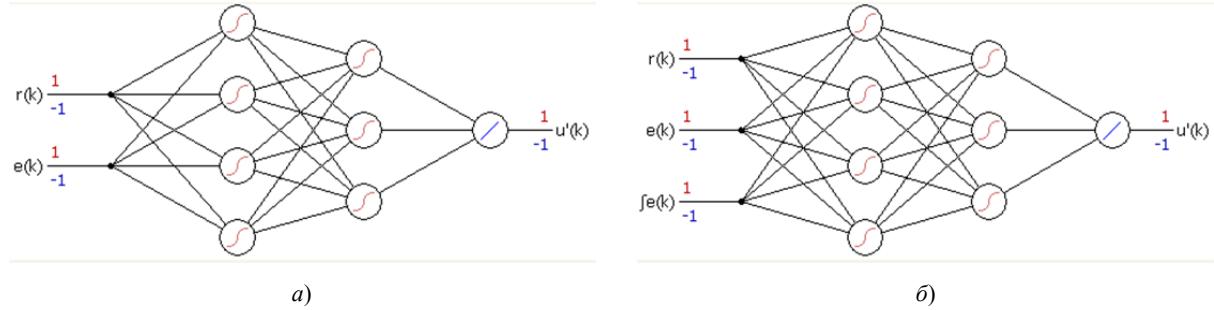


Рис. 1. Примеры архитектуры нейросетевых регуляторов: *а* – входы $r(k)$, $e(k)$; *б* – входы $r(k)$, $e(k)$, $Se(k)$

Очевидно, что поскольку НС-Р рассматривается функционирующим в дискретном времени, интеграл сигнала ошибки представляет собой сумму дискретных мгновенных значений ошибки управления $e(k)$. Это означает, что перед НС-Р должен находиться суммирующий элемент с памятью, выполняющий операцию $Se(k) = Se(k-1) + e(k)$, где $Se(0) = 0$. Наличие элемента с памятью, фактически являющегося частью НС-Р, означает принципиальное изменение его свойств по сравнению с представленным в [5]. В частности, такой регулятор будет обладать динамическими свойствами. Это существенно усложняет анализ поведения регулятора и требует проведения специальных исследований. В данной работе рассматривается задача синтеза НС-Р, то есть, предлагается методика его обучения

Обучение нейросетевого регулятора вне контура управления

Методика синтеза нейросетевого оптимального регулятора предусматривает этап предварительного обучения НС-Р вне контура на замену регулятору с иным законом управления. Для случая с входами $r(k)$, $e(k)$ выборка обучающих данных представляет собой вектор пар «входы – желаемый выход», что означает формирование в процессе наблюдения за работой существующей системы временных рядов $r(k)$, $e(k)$, $u(k)$, где $u(k)$ – управляющее воздействие на объект. В случае расширения набора входов НС-Р интегралом ошибки не составляет труда сформировать обучающую выборку из рядов $r(k)$, $e(k)$, $Se(k)$, $u(k)$.

Как было показано в [6], распределение численных величин временных рядов обучающей выборки имеет существенное значение для успешной замены существующего регулятора в контуре обученным НС-Р. Рассматривая пару «входы – желаемый выход» в момент времени k как точку в многомерном пространстве, можно сказать, что нейросетевой регулятор обеспечивает имитацию поведения исходного регулятора только в области, достаточно плотно заполненной этими точками. Это так называемая *область гарантированного качества нейросети*. Для случая $r(k)$, $e(k)$, $u(k)$ область гарантированного качества НС-Р может быть грубо аппроксимирована прямоугольным параллелепипедом, который определяется диапазонами допустимых значений уставок, ошибок управления и управляющих воздействий. Эти диапазоны в реальной системе управления как правило известны, что упрощает задачу обоснованного формирования обучающей выборки.

В случае использования интеграла ошибки на входе НС-Р диапазон возможных значений $Se(k)$ не может быть априорно известен и требует экспериментального определения, поскольку зависит от динамических свойств исходной системы управления.

Тем не менее, после подготовки обучающей выборки методика предварительного обучения НС-Р вне контура управления, изложенная в [5], не требует модификаций и позволяет настроить регулятор с входами $r(k)$, $e(k)$, $Se(k)$, $u(k)$. Пример сопоставления ПИ и нейросетевого регулятора в случае разных входов НС-Р приведен на рис. 2. На графиках видно, что использование интегрирующего входа существенно повысило качество имитации, а также позволило в контуре управления добиться нулевой статической ошибки при завершении переходного процесса.

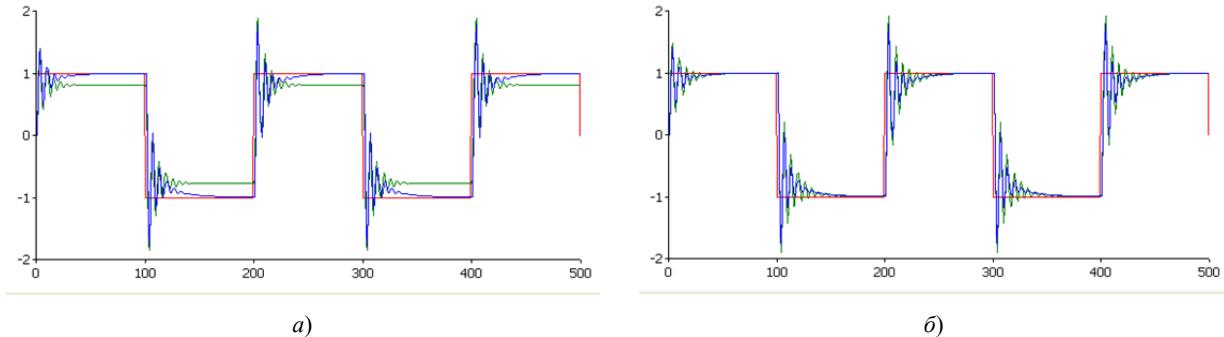


Рис. 2. Проверка НС-Р регулятора (зеленый —) в контуре в сравнении с исходным ПИ (синий —) при уставке в форме меандра (красный —): *a* – входы $r(k)$, $e(k)$; *б* – входы $r(k)$, $e(k)$, $Se(k)$

Обучение нейросетевого регулятора в контуре управления

Согласно методике [5] обучению НС-Р в контуре управления предшествует настройка вне контура нейросетевой модели объекта. Данная задача выходит за рамки рассматриваемой темы, поэтому будем считать, что нейросетевая модель необходимого качества уже имеется.

При обучении в контуре управления в исходной методике в качестве уставки использовался низкочастотный случайный сигнал, получаемый пропусканием белого шума через линейное инерционное звено первого порядка. Эксперименты показали, что данный вид уставки позволяет эффективно обучать в контуре НС-Р с входами $r(k)$, $e(k)$ для уменьшения СКО управления. Однако оказалось, что цветной шум не подходит для обучения в контуре НС-Р с входами $r(k)$, $e(k)$, $Se(k)$ – процесс обучения ухудшал качество управления и даже выводил систему управления из устойчивости. Причиной этого является то, что накапливающаяся на входе $Se(k)$ величина суммы мгновенных ошибок значительно превышает таковую у исходного ПИ регулятора. Это значит, что обучающие пары не принадлежат области гарантированного качества предварительно настроенного вне контура НС-Р и процесс обучения в контуре становится хаотичным (паралич нейронной сети).

Следуя общей идеи о том, что характеристики обучающей выборки влияют на успех настройки нейросети, в качестве уставки в процессе обучения НС-Р в контуре предложен сигнал типа «случайный меандр». Этот сигнал характеризуется интервалами постоянной амплитуды, однако величина амплитуды случайно распределена в заданном диапазоне значений. Интервал постоянной амплитуды позволяет зафиксировать $r(k)$ на то время, в течение которого основное влияние на выход НС-Р будут оказывать входы $e(k)$, $Se(k)$. Эпоха обучения – длительность интервала сбора поправок весовых коэффициентов до их применения – должна быть короче, чем интервал постоянной амплитуды уставки. В этом случае удаётся успешно обучить НС-Р с входами $r(k)$, $e(k)$, $Se(k)$. Графики СКО управления в процессе обучения НС-Р и проверки НС-Р после его окончания приведены на рис.3.

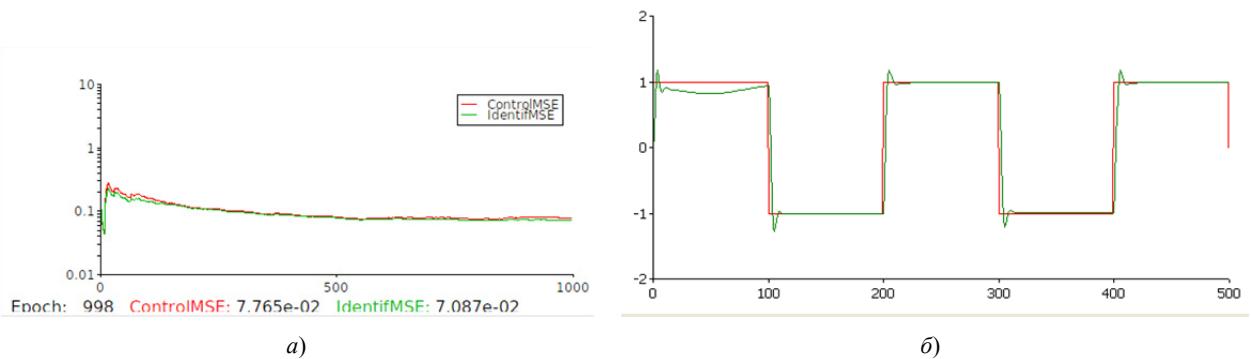


Рис. 3. Обучение на случайному меандре и проверка НС-Р с входами $r(k)$, $e(k)$, $Se(k)$: *a* – СКО в процессе обучения в контуре; *б* – проверка полученного НС-Р на меандре

График на рис.3б наглядно демонстрирует, с одной стороны, существенное уменьшение СКО управления по сравнению предыдущими рассмотренными регуляторами (рис.2), с другой стороны, видно, что полученный НС-Р не потерял искомое свойство нулевой статической ошибки.

Имитационные эксперименты и исследование свойств нейросетевого регулятора

Для изучения свойств предложенной архитектуры и методики обучения нейросетевого регулятора были проведены имитационные эксперименты в среде пакета NNACS (Neural network applications for control systems). Был взят объект управления с передаточной функцией:

$$P^*(z) = 2 \frac{z - 0.3}{(z - 0.5)(z - 0.7)}.$$

ПИ регулятор был реализован с помощью передаточной функции:

$$C^*(z) = K_p + K_i \frac{z}{z-1} + K_d \frac{z^2 - 2z + 1}{z^2 - z}.$$

$$K_p = 0.3; K_i = 0.02; K_d = 0.$$

В экспериментах участвовали НС-Р с числом нейронов в полносвязанных слоях: 5, 3, 1. План экспериментов после настройки НС-Р с входами $r(k)$, $e(k)$ и $r(k)$, $e(k)$, $Se(k)$ включал в себя сравнение регуляторов на различных сигналах уставки. При этом качество управления оценивалось по максимальному отклонению $|e_{\max}|$ и СКО (табл. 1). Использовались сигналы:

- Синусоида: амплитуда 1, период 50.
- Случайный меандр: амплитуды в диапазоне $[-2, 2]$, полупериод 50.
- Цветной шум с формирующим фильтром $R^*(z) = 0.7 \frac{z}{z-0.9}$, помехи $N^*(z) = 0.1$

Таблица 1

Вид регулятора	ПИ		НС-Р $r(k)$, $e(k)$		НС-Р $r(k)$, $e(k)$, $Se(k)$	
Сигнал уставки\ошибка	$ e_{\max} $	СКО	$ e_{\max} $	СКО	$ e_{\max} $	СКО
Синусоида	0.293	0.038	0.304	0.025	0.315	0.033
Случайный меандр	2.757	0.142	2.677	0.086	2.573	0.086
Цветной шум и помеха	3.844	1.063	2.880	0.682	2.918	0.663

Результаты экспериментов показывают приемлемое качество управления с помощью предложенного НС-Р с интегрирующим входом. Следует отметить, что регулятор показал также хороший результат при наличии помехи в канале наблюдения. Эксперимент со случаем мандром (рис. 4) демонстрирует некоторые особенности предложенного НС-Р.

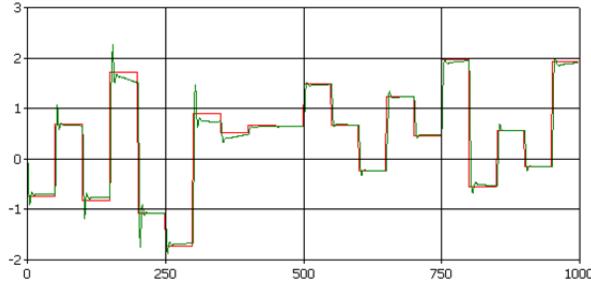


Рис. 4. НС-Р с входами $r(k)$, $e(k)$, $Se(k)$ (зеленый —) в контуре управления при уставке случаем мандром (красный —)

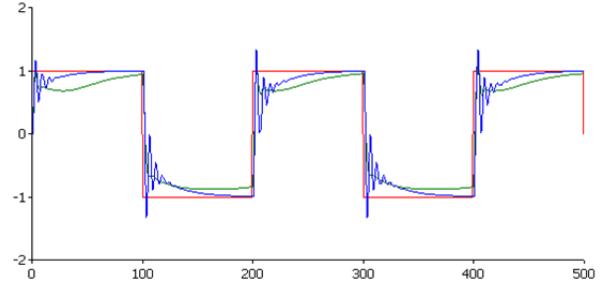


Рис. 5. ПИ (синий —) и НС-Р с входами $r(k)$, $e(k)$, $Se(k)$ (зеленый —) в контуре управления при изменившихся параметрах объекта

Легко заметить, что при больших перепадах уставки точность работы регулятора ухудшается. При этом в некоторых случаях снова обнаруживается статическая ошибка. Это является ясным свидетельством того, что при обучении НС-Р в контуре обучающие пары со значениями на входах, близкими к зарегистрированным в проблемных интервалах, не встречались в достаточном количестве. Вероятнее всего, эта недостаток неравномерности покрытия достаточно широкого рабочего диапазона значений $Se(k)$.

Также были проведены имитационные эксперименты на робастность. Для этого при тех же регуляторах была изменена передаточная функция объекта управления:

$$P^*(z) = 2 \frac{z - 0.3}{(z - 0.5)(z - 0.55)}.$$

На рис. 5, иллюстрирующем работу ПИ и НС-Р в контуре с измененной передаточной функцией, хорошо заметно снижение качества управления (сравните с рис. 2,б и 3,б), в частности, увеличилось время ре-

гулирования и появилась статическая ошибка. Однако, несмотря на это, НС-Р с интегралом ошибки на входе сохранил устойчивость.

Заключение

Представлена архитектура нейросетевого регулятора, позволяющая добиться устранения эффекта статической ошибки управления при обучении вне контура и в контуре. Проведенные имитационные эксперименты с линейным объектом второго порядка в контуре продемонстрировали робастность и хорошее качество управления, не уступающее ПИ и нейросетевому регулятору без интеграла ошибки на входе. Отмечены характерные черты нового вида нейросетевого регулятора и предложен подход, позволяющий целинаправленно формировать для него эффективную обучающую выборку. Полученные результаты позволяют расширить сферу применения нейросетевых регуляторов и увеличить точность их работы.

Список литературы

1. Интеллектуальные методы управления в системах вентиляции и кондиционирования воздуха / Д. А. Благодаров, А. А. Костин, Ю. М. Сафонов, А. С. Тарасов // Вестник Ивановского государственного энергетического института. – 2013. – Вып. 6. – С. 70–73.
2. Коновалова, И. И. Расчет параметров настройки нейронного регулятора по обратному оператору модели объекта / И. И. Коновалова, Д. А. Кухарева // В мире научных открытий. – 2010. – № 4–6. – С. 56–61.
3. Воевода, А. А. О стабилизации маятника нейросетевым регулятором / А. А. Воевода, О. В. Конышина // Сб. науч. тр. НГТУ. – 2004. – № 3 (37). – С. 137–140.
4. Jianhua Zhang. Neural PID Control Strategy for Networked Process Control / Jianhua Zhang, Junghui Chen // Mathematical Problems in Engineering. – 2013. – Р. 1–12.
5. Филаретов, Г. Ф. Нейросетевой оптимальный регулятор / Г. Ф. Филаретов, В. Л. Елисеев // Информационные средства и технологии : докл. международ. конф. – М., 2000.– Т. 3 (окт.). – С. 64–67.
6. Елисеев, В. Л. Методика построения обучающей выборки при нейросетевой идентификации в условиях стохастических сигналов / В. Л. Елисеев // Информационные технологии в науке, образовании, телекоммуникации и бизнесе : тр. XXXVII международ. конф. – Ялта–Гурзуф, 2010. – С. 294–295.

ИССЛЕДОВАНИЕ НЕЙРОСЕТЕВОГО УПРАВЛЕНИЯ НЕУСТОЙЧИВЫМ ЛИНЕЙНЫМ ОБЪЕКТОМ НИЗКОГО ПОРЯДКА

В. Л. Елисеев, М. А. Моисеенков

Национальный исследовательский университет «МЭИ», г. Москва, Россия

Рассмотрена проблема нейросетевого управления неустойчивым линейным объектом низкого порядка. Предложена архитектура нейросети и метод ее обучения. Подтверждена применимость нейросетевого регулятора для рассмотренного типа объектов. Проведено исследование регулятора при управлении неустойчивым объектом, а также сравнение его качества управления с ПИД регулятором.

Введение

Современный уровень развития науки и техники немыслим без повсеместного использования систем управления. Постоянно повышается планка требований к обеспечиваемому качеству управления и возможностям систем. Одним из актуальных направлений является управление неустойчивыми объектами. Существует много известных примеров реальных систем управления такими объектами, в частности, в авиации [3, 4]. Однако их конструирование экономически очень затратно при традиционных подходах, опирающихся на аналитический синтез регуляторов. В то же время, нейросетевые методы обладают значительным недооцененным потенциалом и могут с успехом использоваться в тех областях, где традиционные подходы экономически неэффективны.

Предшествующие исследования [1] показали высокую робастность и запас устойчивости нейросетевых алгоритмов управления. Представляется логичным и перспективным продолжить исследования нейросетевых систем управления с несложными неустойчивыми объектами в контуре. Предметом исследования являются конструкторские аспекты (варианты архитектуры нейросети, методика синтеза и особенности ее применения) и свойства полученного регулятора. Учитывая сложность теоретического анализа нейросетевых алгоритмов, в качестве основного метода исследования в настоящей работе был принят имитационный эксперимент в пакете NNACS (Neural network applications for control systems). Оценка качества управления приводится в сравнении с ПИД регулятором, что позволяет сопоставить традиционный линейный и нейросетевой регуляторы.

Неустойчивый объект и исходная система управления

В работе рассматривается система управления с неустойчивым линейным объектом. Структурная схема показана на рис. 1.

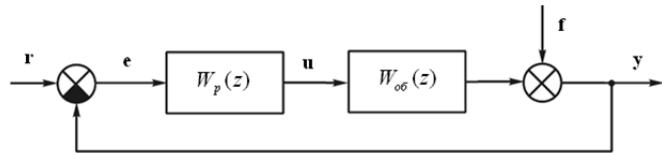


Рис. 1. Структурная схема САУ: $W_{o6}(z)$ – передаточная функция объекта регулирования; $W_p(z)$ – передаточная функция регулятора; r – задающее воздействие (уставка); e – ошибка регулирования; u – управляющее воздействие; f – помеха; y – выходная наблюдаемая величина

Дискретная передаточная функция объекта управления:

$$W_{o6}(z) = \frac{z}{z-1.5}.$$

Объект управления неустойчив, поскольку полюс находится за пределами единичной окружности.

Для регулирования исходной системы используется ПИД-регулятор, параметры которого были получены по методу Циглера-Николса [5] и скорректированы вручную для достижения наилучшего качества управления (минимизировались перерегулирование и время завершения переходного процесса). Передаточная функция регулятора:

$$W_p(z) = 2 + 0.2 \cdot \frac{z}{z-1} + 0.1 \frac{z^2 - 2z + 1}{z^2 - z}.$$

Аналитически система является неустойчивой, об этом свидетельствует годограф Найквиста разомкнутой системы (рис. 2). Однако имитационные эксперименты показывают, что система фактически устойчиво управляется ПИД-регулятором. На рис. 3 представлен переходной процесс системы при ступенчатой уставке на входе.

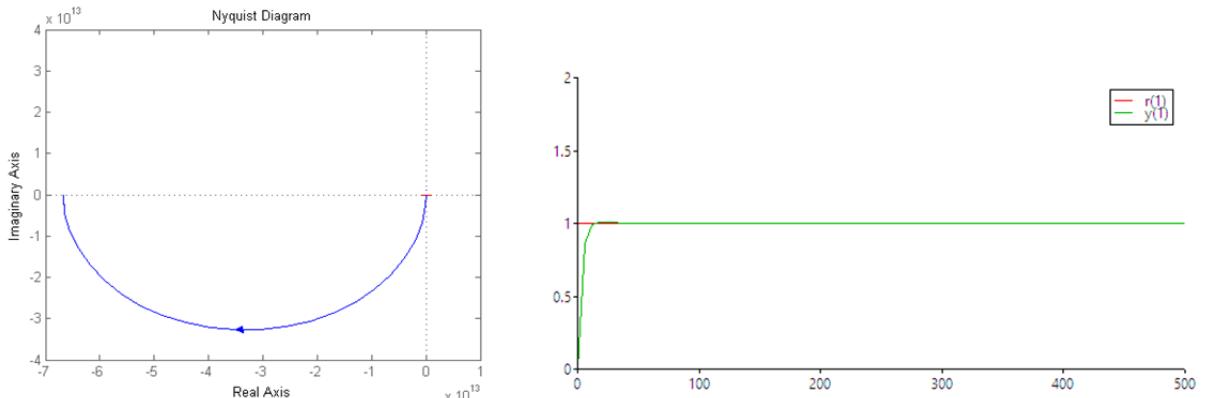


Рис. 2. Годограф разомкнутой системы

Рис. 3. Переходной процесс системы управления с ПИД-регулятором

Методика синтеза нейросетевого регулятора

Процедура синтеза нейросетевого регулятора состоит из трех этапов:

Этап 1. Предварительное обучение нейросетевого регулятора (НС-Р) на основе данных, полученных с реально функционирующей САУ с каким-либо настроенным регулятором (П, ПИ, ПИД или иным алгоритмом управления) может проводиться по простой схеме обучения с учителем, причем на вход НС-Р поступают значения уставки r_i , ошибки e_i , а в качестве образца используются величины управляющего воздействия u_i , где $i = \overline{1, N_1}$, N_1 – длина обучающей выборки.

Этап 2. Обучение нейросетевой модели предсказания объекта управления (НС-О) на основе данных, полученных с реально функционирующей САУ. НС-О учится предсказывать y_{i+1} на основе u_i и нескольких наблюдений выхода объекта $y_i, y_{i-1}, \dots, y_{i-d}$, где $i = \overline{1, N_2}$, N_2 – длина обучающей выборки.

Этап 3. Дообучение НС-Р в контуре с целью минимизации среднеквадратичной ошибки (СКО) управления по методике косвенного адаптивного управления. В качестве начального состояния НС-Р берется регулятор, полученный на первом этапе. Алгоритм обучения НС-Р в контуре заключается в использовании НС-О, полученной на предыдущем этапе, для приведения методом обратного распространения ошибки управления e_i к ошибке управляющего воздействия на входе объекта (и нейросетевой модели). Эта ошибка полагается возникшей вследствие неоптимальности нейросетевого регулятора, который может быть обучен минимизировать эту ошибку методом обратного распространения (или более эффективным аналогом). В процессе обучения НС-Р преследуется цель минимизации СКО управления [2].

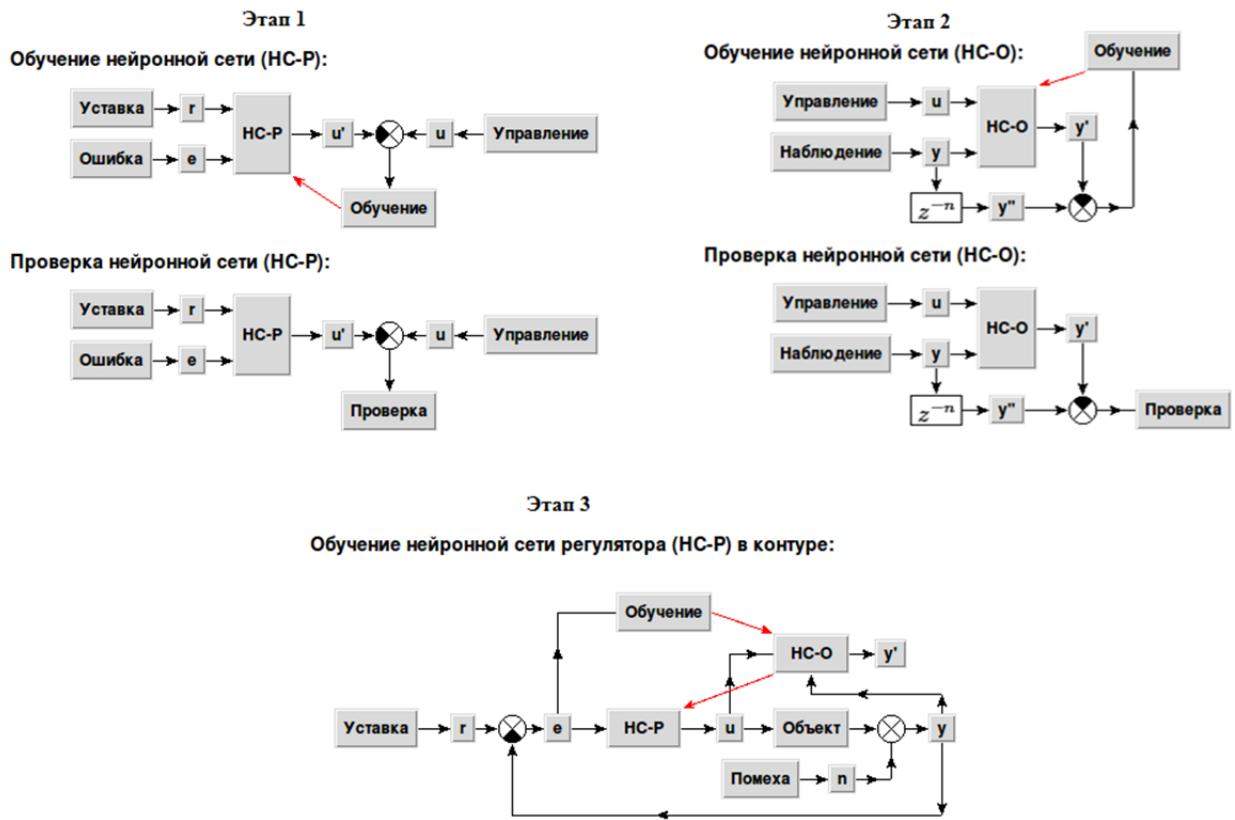


Рис. 4. Схемы этапов синтеза нейросетевого регулятора

Архитектура нейросетевых регуляторов представлена на рис.5. Основное отличие заключается в наборе входов. У одного из регуляторов на вход подаются сигналы уставки и ошибки (обозначение $r + e$), а у другого – сигналы уставки, ошибки и интеграла ошибок (в дискретном времени – суммы; обозначение $r + e + Se$). В остальном нейросети обоих регуляторов идентичны: двухслойный перцептрон с 2 скрытыми слоями нейронов, в первом – 7 нейронов, во втором – 4. Слои полно связанные. В скрытых слоях функция активации – гиперболический тангенс, у выходного нейрона – линейна. На рис.5 красными и синими цифрами над входами и выходами нейросети отмечены максимальное и минимальное значение. Эти значения используются для нормирования сигналов в диапазоне $[-1, 1]$.

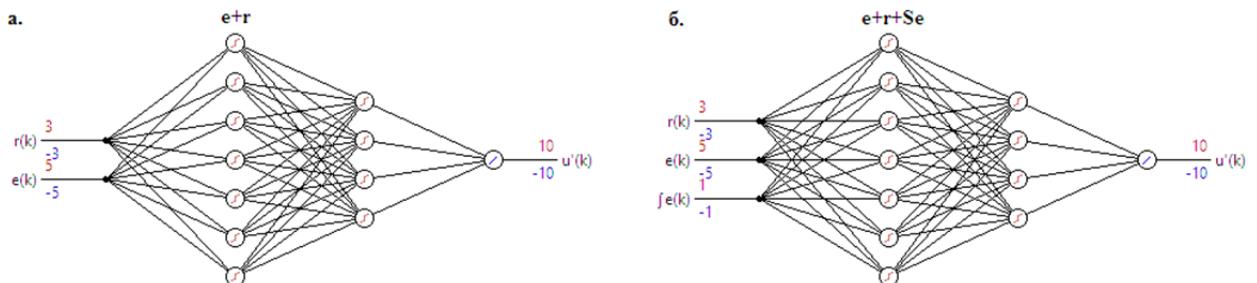


Рис. 5. Нейросетевые регуляторы с входами $r + e$ и $r + e + Se$

Нейросетевая модель объекта управления представлена на рис. 6. Она реализует нелинейное предсказание выхода объекта на основе его текущего входа и трех последних значений управляющего воздействия.

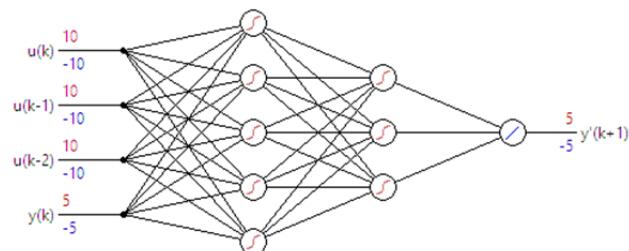


Рис. 6. Нейросетевая модель объекта управления

Синтез нейросетевых регуляторов

По окончании обучения НС-Р вне контура он обеспечивает с некоторой точностью закон управления исходного регулятора (ПИД в рассмотренном случае) заданным объектом. Это позволяет использовать предварительно настроенный НС-Р в контуре вместо исходного регулятора. После обучения в контуре нейросетевой регулятор обеспечивает несколько меньшую СКО управления, однако степень улучшения зависит в значительной степени от оптимальности регулятора в исходном контуре. На рис. 7 и 8 представлены переходные процессы на уставке в форме меандра для НС-Р обоих предложенных архитектур.

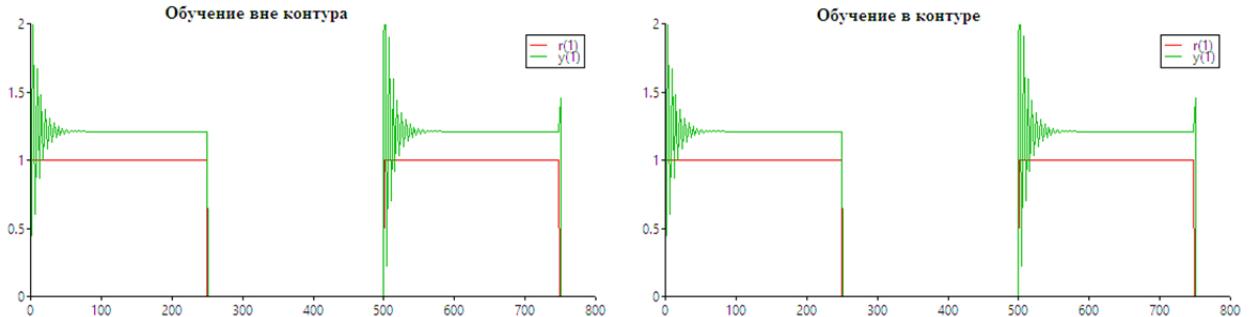


Рис. 7. Переходные процессы в контуре с нейросетевым регулятором с входами $r + e$

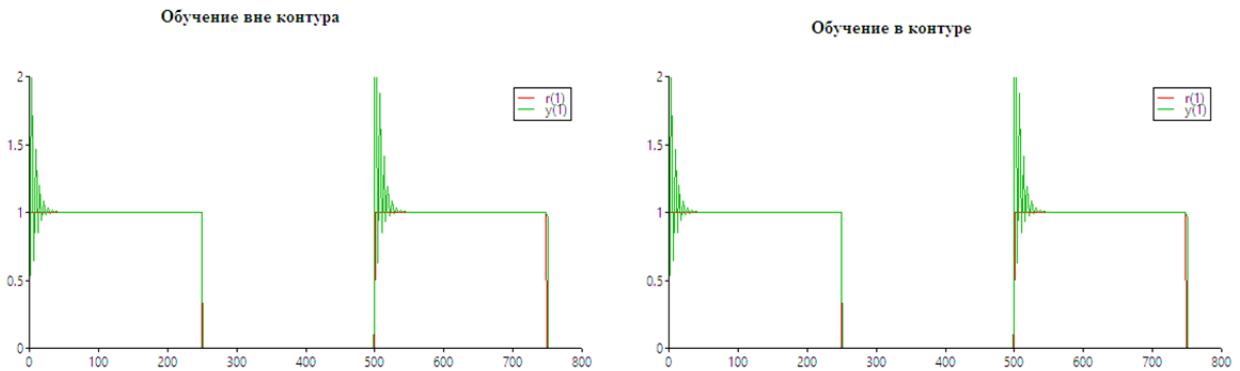


Рис. 8. Переходные процессы в контуре с нейросетевым регулятором с входами $r + e + Se$

Сравнение ПИД и нейросетевых регуляторов на уставке в форме меандр

На рис. 9 представлены переходные процессы ПИД и нейросетевых регуляторов двух вариантов архитектур. В контуре с первым видом НС-Р ($r + e$) можно наблюдать статическую ошибку, которая не проявляется на уставке типа цветной шум. Второй вид НС-Р ($r + e + Se$) отрабатывает постоянную уставку без статической ошибки. Также можно отметить, что его время регулирования t_p сопоставимо с ПИД.

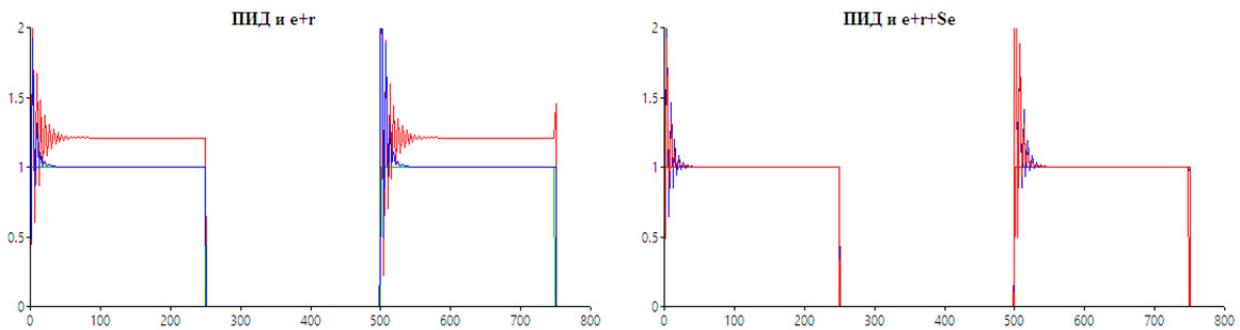


Рис. 9. Переходные процессы в САУ с ПИД (синий) и НС-Р двух видов архитектур (красный)

Результаты имитационных экспериментов

Учитывая нелинейную природу нейросетевых алгоритмов управления, после окончательной настройки НС-Р был проведен ряд экспериментов, позволяющий для разных сигналов уставки и помехи оценить устойчивость контура управления и сравнить его качество с исходной САУ (табл. 1). В экспериментах использовались следующие сигналы:

- Синусоида: амплитуда 1, период 20.
- Случайный меандр: интервалы постоянных случайных амплитуд, равномерно распределенных в диапазоне $[-1, 1]$, полуperiод 100.
- Цветной шум с формирующим фильтром уставки $R^*(z) = 0.5 \frac{z}{z - 0.8}$, помехи $F^*(z) = 0.1$

Таблица 1

Вид регулятора:	ПИД		НС-Р (r + e)		НС-Р (r + e + Se)	
Сигнал уставки\ошибка:	$ e_{max} $	СКО	$ e_{max} $	СКО	$ e_{max} $	СКО
Синусоида	0.409	0.281	0.344	0.207	0.389	0.240
Случайный меандр	1.905	0.171	2.064	0.239	1.879	0.205
Цветной шум и помеха	4.375	1.255	3.881	1.221	3.898	1.225

Заключение

Полученные результаты подтверждают применимость нейросетевых алгоритмов для управления неустойчивыми объектами. Проведенные исследования показывают, что нейросетевые регуляторы сохраняют устойчивость контура управления с приемлемыми показателями качества и могут использоваться для замены ПИД регуляторов даже в сложных для управления системах. Возможность динамической подстройки нейросетевого регулятора в контуре обеспечивает минимизацию ошибки управления и может применяться для алгоритмов адаптации.

Список литературы

1. Елисеев, В. Л. Сравнение ПИ и нейросетевого регуляторов при исследовании параметрической устойчивости контура управления с линейным объектом / В. Л. Елисеев, М. А. Моисеенков // Современные технологии в задачах управления, автоматики и обработки информации : тр. XXII международ. науч.-практ. семинара. – Алушта, 2013. – С. 115–116.
2. Филаретов, Г. Ф. Нейросетевой оптимальный регулятор / Г.Ф. Филаретов, В. Л. Елисеев // Информационные средства и технологии : докл. международ. конф. – М., 2000. – Т. 3. – С. 64–67.
3. Федосов, Б. Т. Управление неустойчивыми объектами / Б. Т. Федосов // Сайт о моделировании и исследовании систем, объектов, технических процессов и физических явлений. – URL: http://model.exponenta.ru/bt/bt_152_Inv_Pend_control_1.htm (дата обращения: 18.03.2015).
4. Gunter Stein, Respect the Unstable // IEEE Control Systems Magazine. – 2013. – August. – P. 12–25.
5. Ziegler–Nichols method. – URL: http://wikipedia.org/wiki/Ziegler-Nichols_method (дата обращения: 18.03.2015).

К ВОПРОСУ ОБ ОБОРУДОВАНИИ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЕМ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ, ПРЕДУПРЕЖДАЮЩЕЙ СТОЛКНОВЕНИЕ НОСИТЕЛЕЙ

A. П. Елохин, Н. А. Грицкевич

Национальный исследовательский ядерный университет «МИФИ», г. Москва, Россия

Рассматривается оборудование автоматизированной системы предупреждения столкновений во время полета беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) – «роя», несущих на себе приборный комплекс, используемый для решения ряда исследовательских задач.

Показывается, что для выполнения исследовательской задачи движение аппаратов указанного роя следует упорядочить, после чего переходить к решению поставленной задачи. С целью предотвращения столкновение носителей на каждый БПЛА устанавливаются излучатель электромагнитного поля с диаграммой направленности в 4π и детектор. Это оборудование наряду со специальным программным обеспечением позволит предотвратить аварийную ситуацию, связанную со столкновением носителей. Аналогичное оборудование может быть установлено и на пилотируемую авиационную технику с целью предотвращения подобных аварийных ситуаций.

Ключевые слова: беспилотный летательный аппарат (БПЛА); излучатель электромагнитного поля; диаграмма направленности излучения; детектор электромагнитного поля; индуктивность; емкость; колебательный контур, резонансная частота.

При анализе вопроса радиационного контроля окружающей среды, рассмотренного в работе [1] и осуществляемого в рамках конверсии многофункционального авиационно-ракетного комплекса на базе самолета МИГ-31, рассматривалась возможность его использования как динамической системы радиационного мониторинга при различных состояниях устойчивости атмосферы.

В указанной работе, на примере распространения в атмосфере радиоактивного облака, возникающего в результате радиационной аварии на объектах использования атомной энергии (ОИАЭ), включая и АЭС, показано, что подобные системы оказываются слишком дорогостоящими и малоэффективными даже по сравнению со стационарными автоматизированными системами радиационного контроля окружающей среды.

ды (ACKPO) [2]. Их альтернативой могут являться системы, использующие более дешевую авиационную технику, оснащенную дистанционно-управляемыми беспилотными летательными аппаратами (БПЛА) [3] с метео или экодатчиками, которые можно использовать в качестве зондов, непосредственно направляя их в радиоактивное или химическое облако, для определения соответствующих характеристик.

Таким образом, решение подобных задач целесообразно искать в другом ключе, а, именно, путем использования совокупности управляемых малых летательных аппаратов (радиоуправляемых моделей), несущих на себе облегченный комплекс дозиметрического и спектрометрического оборудования [4, 5]. В качестве малых летательных аппаратов могут выступать радиоуправляемые модели вертолетов, квадрокоптеров или самолетов, способных нести полезную нагрузку весом от полукилограмма до трех килограмм с продолжительностью полета на крейсерской скорости ~ 70 км/час не менее получаса. После проведения соответствующих измерений в радиоактивном или химическом из состава АХОВ (аварийно химические опасные вещества) облаке эти аппараты возвращаются на наземную базу. Обработка данных, полученных малым летательным аппаратом, при соответствующем математическом обеспечении позволит скорректировать радиационные характеристики радиоактивного или химического облака. Преимущества подобных технологий, состоящие, именно, в применении малых летательных аппаратов для уточнения характеристик окружающей среды, в том числе и радиационных характеристик радиоактивного облака, возникающего в условиях радиационных аварий на ОИАЭ, включая и АЭС, очевидны и определяются низкой стоимостью БПЛА, мобильностью и возможностью их многоразового использования.

Вместе с тем, использование подобной совокупности роботизированных БПЛА ставит ряд задач, требующих незамедлительного их решения при внедрении в народное хозяйство указанных разработок [6, 7]. К этим задачам относятся:

1. Разработка метода и специальной аппаратуры, исключающей возможность столкновения носителей в воздухе при их движении к намеченной пилотом цели и при решении исследовательских задач.
2. Разработка метода управления совокупностью («роя») БПЛА, хаотически распределенных в трехмерном пространстве с выделенным (назначенный) в этом «рое» лидером, обеспечивающим упорядоченное движение «роя» к намеченной пилотом цели для дальнейшего решения исследовательских задач.



Рис. 1. Беспилотный радиоуправляемый летательный аппарат (БПЛА) вертикального взлета и посадки JR GSR 260Z (производства Японии)

Первая задача связана с особенностью перемещения БПЛА в воздухе, например, полетом в строе или при создании строя. При этом следует иметь в виду, что полет строем – это не только линейные или образующие плоскость распределения носителей в пространстве, но это, в том числе, и трехмерные распределения носителей. До тех пор, пока перемещение носителей в пространстве не является самосогласованным (несамосогласованные структуры, в настоящем понимании, – это структуры (БПЛА) движение которых не зависит друг от друга), велика вероятность их критического сближения, при котором может возникнуть аварийная ситуация, развитие которой может привести к столкновению БПЛА и их поломке без возможности восстановления. Поэтому в рамках решения этой задачи должно быть разработано устройство или автоматизированная система оповещения, которая должна устанавливаться на каждом из носителей, позволяющая проводить диагностику расстояний между соседними носителями, фиксировать их сближение на критическое расстояние, определять скорость их относительного движения и осуществлять действия, предотвращающие их дальнейшее сближение. При этих условиях пилотируемый «вой» сможет быть упорядочен, движение носителей в нем будет безопасным, и в дальнейшем приведен к намеченной пилотом цели для решения исследовательских задач. К сожалению, подобная проблема характерна не только для рассматриваемого в настоящей работе «роя» БПЛА, но и для пилотируемых вертолетов и самолетов в разных странах. В табл. 1 приведен далеко не полный список авиационных аварий в СССР, России и других странах, связанный со столкновением вертолетов и самолетов воздухе, сопровождающиеся гибелью их экипажей и пассажиров [8]. Данные этой таблицы, как полагают авторы, непосредственно подчеркивают актуальность работы.

Совершенно очевидно, что если бы на пилотируемой авиационной технике была бы установлена автоматизированная система диагностики расстояний между соседними носителями с оповещением пилотов, таких крупных потерь можно было бы избежать.

К сожалению, этот процесс продолжается, в чем нас убеждает недавняя авиакатастрофа двух вертолетов, случившаяся в Аргентине 10.03.2015, в результате которой погибло 10 человек, включая трех олимпийских чемпионов Франции.

Таблица 1

Катастрофы пилотируемых летательных аппаратов в России и мире, [8]

Страна	Дата катастрофы	Жертвы	Описание трагедии
СССР	18.05.1935	Погибло 11 человек экипажа самолета и 38 (по другим данным – 50) пассажиров-ударников	Истребитель врезался в выполнявший демонстрационный полет с передовиками производства восьмимоторный самолет-гигант АНТ-20 «Максим Горький». Основная статья: АНТ-20. Материал из Википедии – свободной энциклопедии
Россия	3.06.1993	Пилот самолета – имитатора цели погиб, пилот второй машины катапультировался	Столкновение самолетов МиГ-29 в полете (один из самолетов имитировал цель) на догонном курсе при отработке ночного перехвата скоростной воздушной цели
	24.07.1993	Пилоты катапультировались, выписаны из госпиталя через 2 дня. Зрители не пострадали	Столкновение в воздухе МиГ-29 на встречных курсах при выполнении двойной петли из-за нерасчетного сближения в нижней точке в завершении комплекса высшего пилотажа на авиашоу в честь 75-летия британских BBC
	4.03.1996	Пилоты катапультировались, получив незначительные травмы. Ущерба на земле от падения самолетов нет	Столкновение в воздухе МиГ-29 через несколько минут после взлета при выполнении учебно-тренировочного полета
	21.03.2007	Жертв нет, летчики катапультировались	В ходе проведения плановых полетов столкнулись два истребителя МиГ-29. РИА Новости http://ria.ru/spravka/20121012/772846765.html#ixzz2nXrDTJQM
	16.08.2009	Погиб командир «Русских витязей» гвардии полковник Игорь Ткаченко, еще двое летчиков пострадали. В результате катастрофы пострадали также четыре человека, находившиеся на земле: один из самолетов упал на территорию дачного поселка, в результате чего сгорели три дома. Сильными ожогами были госпитализированы двое мужчин и одна женщина, которая впоследствии скончалась в больнице	В ходе подготовки к авиасалону МАКС-2009 произошла авиакатастрофа, в которой столкнулись истребитель Су-27 и спарка (двухместный самолет) Су-27УБ из состава пилотажной группы «Русские витязи». РИА Новости http://ria.ru/spravka/20121012/772846765.html#ixzz2nXojwwbj
	6.08.2010	Экипаж самолета катапультировался. Никто из местных жителей не пострадал	При выполнении плановых полетов потерпел аварию штурмовик Су-25 УБ. Причиной катастрофы стала ошибка летчика, связанная с выполнением группового полета, в ходе которого произошло столкновение летевших парой самолетов. РИА Новости: http://ria.ru/spravka/20121012/772846765.html#ixzz2nXnV8FQg
	17.09.2012	Два человека пострадали	Во время учебного полета на аэродроме столкнулись два учебных вертолета Ми-8Т RA-22719
Индия	30.08.2012	Погибли пять человек, еще трое пострадали	Столкнулись два вертолета Ми-17 BBC. http://meta.kz/other/729623-v-indii-pri-stolknovenii-vertoletov-mi-17-pogibli-5-chelovek.html
Ирак	22.03.2003	Погибли семь человек	Столкновение двух вертолетов Sea King ASaC.7
	15.11.2003	Погибли семнадцать человек	Столкновение в воздухе UH-60L Black Hawk
	30.03.2004	Жертв нет	Столкновение в воздухе AH-1W Super Cobra
	16.10.2004	Жертв нет	Столкновение в воздухе OH-58D Kiowa
	26.12.2005	Погибли два человека	Столкновение AH-64D Apache с другим вертолетом (не пострадал)
	15.04.2007	Погибли два человека	Столкновение в воздухе Aérospatiale Puma
Финляндия	13.11.2013	Оба пилота катапультировались. В результате один погиб, второй госпитализирован	Столкновение двух самолетов в воздухе. Передает АПА со ссылкой на «Интерфакс», сообщение пресс-службы BBC Финляндии

Вторая задача связана с тем, что первоначально БПЛА могут быть распределены в пространстве хаотически или, в лучшем случае, их распределение будет являться слабоупорядоченным, а для решения исследовательской задачи их предварительно следует собрать, построить, т.е. упорядочить и дальше вести для решения исследовательских задач. Не вызывает сомнений, что эта задача должна решаться с помощью одного пилота, а не нескольких, которые могли бы управлять (пилотировать) каждый БПЛА отдельно, что и обуславливает требование компактности упорядоченного движение «роя». Напротив, при подлете к цели строй «рассыпается» и каждый БПЛА выполняет свою задачу в соответствие с заданной ему программой.

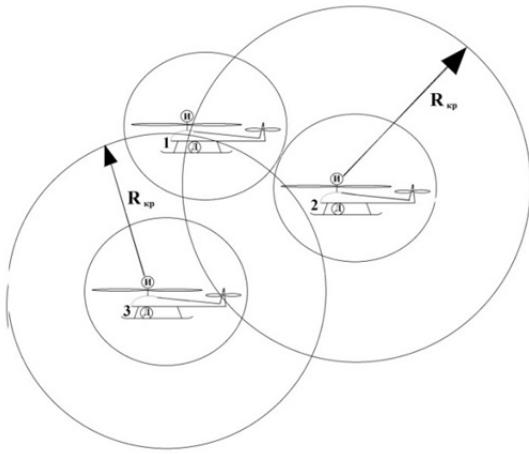


Рис. 2. Принципиальная схема обнаружения соседних носителей БПЛА. R_{kp} – критический радиус сближения БПЛА

Физический смысл предлагаемого метода диагностики расстояния между носителями, иллюстрация которого приведена на рис. 2, состоит в следующем. На каждом носителе устанавливается источник излучения и детектор. Этот альянс, выполняющий функцию «сторожа» позволит обнаружить любой соседний носитель, который может приблизиться на критическое расстояние, в результате чего дальнейшее сближение носителей может привести их к столкновению. Роль подобного «сторожа» могла бы быть выполнена следующими приборными комплексами. 1) Лазерным дальномером; 2) Радаром РЛС; 3). Использованием оборудования ультразвукового оповещения; 4). Путем использования источника «И» электромагнитного поля с диаграммой направленности в 4π и детектора «Д» напряженности магнитного поля. Требование излучения в 4π геометрию обусловлено тем, что столкновение носителей, как показано на рис. 2, может произойти при любом их расположении, а потому каждый носитель должен «чувствовать» соседа независимо от того, с какой стороны тот находится. Именно эта причина не позволяет воспользоваться для этих целей дальномером на основе лазера. Радар не пригоден для этой цели по причине ограничения веса оборудования. Шумовые помехи, возникающие при полете БПЛА, накладывают ограничения на использование ультразвуковых датчиков и детекторов. Поэтому для решения рассматриваемой задачи остановимся на оборудовании пункта 4. При этом, детектором регистрируется напряженность магнитного поля, как излучаемая источником собственного носителя, например, носителя (1), так и напряженность магнитного поля соседнего носителя (2), приближающегося к первому. Если детектор (см. рис. 2), например, носителя (1) «почувствует» возмущение, измеряемой им напряженности магнитного поля, то это будет означать, что к нему подходит какой-либо другой носитель, например (2) и/или (3), и он, по заранее разработанному алгоритму, принимает решение, заложенное в программе, и, действуя в соответствии с ним, предотвращает дальнейшее сближение летательных аппаратов и возможную аварию при их столкновении. В случае пилотируемой авиационной техники, срабатывание детектора будет оповещать пилота об опасном сближении летательных аппаратов. Таким образом, носитель (1) может «почувствовать» присутствие носителей (2) и/или (3), если при измерении напряженности магнитного поля, регистрируемой собственным детектором $H_{изм}$, будет выполняться неравенство:

$$H_{изм} \geq H_{соб} + H_{kp}, \quad (1)$$

где $H_{соб}$ – значение напряженности магнитного поля собственного излучателя электромагнитного поля носителя (1); H_{kp} – значение напряженности магнитного поля, создаваемого электромагнитным полем соседнего носителя (2) и/или (3), приблизившегося к первому на критическое расстояние R_{kp} , соответствующее критической чувствительности детектора по напряженности магнитного поля, величина которого (R_{kp}) должна составлять не менее двух наибольших длин носителя или диаметров его несущего винта.

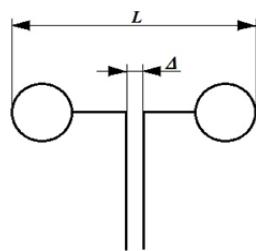


Рис. 3. Элементарный электрический вибратор (диполь Герца)

Из рис. 2 следует, что носитель (1) может «чувствовать» носители (2) и (3), в силу выполнения условия (1), но носители (2) и (3) не могут «чувствовать» друг друга, поскольку расстояние между ними может быть больше R_{kp} . Излучатель электромагнитного поля и датчики должны быть малогабаритными и небольшого веса. В качестве излучателя электромагнитного поля может быть использован элементарный электрический вибратор совместно с генератором тока, вид которого приведен на рис. 3. При расположении вибра-

тора вертикально (см. рис. 4) магнитное поле излучателя, как показано в [9], будет иметь только одну составляющую H_ϕ , а его напряженность определяется формулой

$$H_\phi = \frac{ikR}{4\pi} \sin(\theta) \int_{-L/2}^{L/2} I^3(z') \frac{\exp(-ikR_{pq})}{R_{p,q}^2} \left(1 + \frac{1}{ikR_{p,q}}\right) dz', \quad (2)$$

где i – мнимая единица; k – коэффициент распространения электромагнитного излучения ($k = 2\pi/\lambda$), λ – длина волны; $I^3(z') = I_0^3 L f(z')$, I_0^3 – амплитуда тока и $f(z')$ – его линейная плотность распределения;

$R_{p,q} = \left[R^2 - 2z(z') + (z')^2 \right]^{1/2}$, z' – координата точки интегрирования $q(0,0,z')$ области $[-L/2, L/2]$;

$R = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}$ – расстояние от начала координат до точки наблюдения p ; x, y, z – координаты точки наблюдения; θ – угол между осью вибратора (осью Z) и радиусом R .

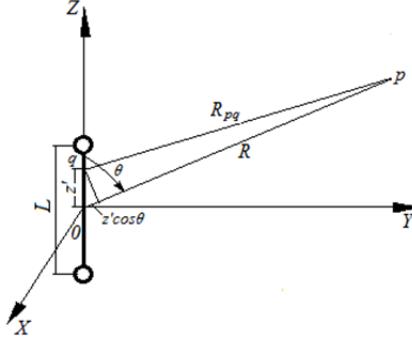


Рис. 4. Иллюстрация к вопросу определения электромагнитного поля элементарного электрического вибратора

Если линейный размер L вибратора устремить к нулю, то он превращается в точечный вибратор, ток которого при $z' \rightarrow 0$ можно представить в виде $I^3(z) = I_0^3 L \delta(z)$, а напряженность магнитного поля, создаваемого таким вибратором, определяется выражением

$$H_\phi = \frac{ikI_0^3 L}{4\pi} \sin(\theta) \frac{\exp(-ikR)}{R} \left(1 + \frac{1}{ikR}\right) = \frac{I_0^3 L}{4\pi} \sin(\theta) \left[\left[k^2 \frac{\sin(kR)}{kR} + \frac{\cos(kR)}{R^2} \right] + i \left[k \frac{\cos(kR)}{R} - \frac{\sin(kR)}{R^2} \right] \right]. \quad (3)$$

Поскольку функции $\sin(kR)$ и $\cos(kR)$ при $R \rightarrow \infty$ ограничены, то вторыми слагаемыми в квадратных скобках формулы (3) можно пренебречь, что, в конечном итоге, дает.

$$H_\phi \approx \frac{I_0^3 L}{4\pi} k \sin(\theta) \left\{ \frac{\sin(kR)}{R} + i \frac{\cos(kR)}{R} \right\}. \quad (4)$$

Напротив, из (3) следует, что при $kR \rightarrow 0$ значение амплитуды магнитного поля будет определяться выражением:

$$H_\phi \approx \frac{I_0^3 L}{4\pi} k \sin(\theta) \left[\left(k^2 + \frac{1}{R^2} \right) + i \frac{k}{2R} \right]. \quad (5)$$

Диаграмма направленности магнитного поля элементарного электрического вибратора представлена на рис. 5, а, б. В меридиональном направлении зависимость магнитного поля определяется только $\sin(\theta)$, значение которого изменяется от 0 до 2π .

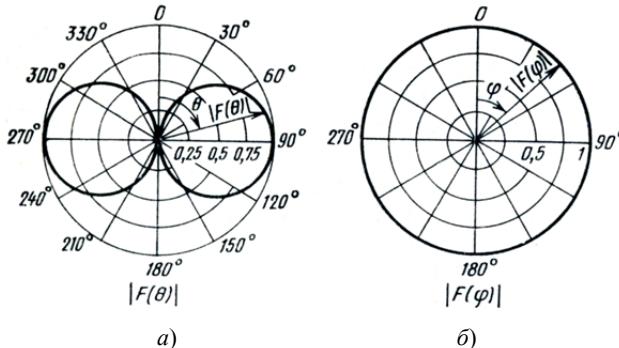


Рис. 5. Диаграммы направленности излучения элементарного электрического вибратора в меридиональном (а) и в азимутальном (б) направлениях [9]

При этом максимальные значения магнитного поля будут иметь место при $\theta = \pi/2$ и $3\pi/2$.

При $\theta = 0, \pi$ магнитное поле равно нулю, т.е. излучения в направлении оси вибратора не происходит (см. рис. 5, а). Из формулы (5) также следует, что магнитное поле не зависит от азимутального угла ϕ , что также отражается на рис. 5, б. В трехмерной геометрии диаграмма направленности будет представлять собой тор с внутренним радиусом равным нулю, вид которого приведен на рис. 6. Отсутствие излучения электромагнитного поля в направлении $\theta = 0$ и π говорит о том, что диаграмма направленности излучаемого электромагнитного поля элементарного электрического вибратора не отвечает требованию излучения в 4π , сформулированному выше. Выход из положения может быть найден путем использования трех излучателей, расположенных на одной оси под углом друг относительно друга на $\pi/3$ (см. рис. 7). При этих условиях, учитывая, что диаграмма направленности электромагнитного поля любого из трех излучателей, будет иметь вид, приведенный на рис. 6, общая картина электромагнитного поля, излучаемого такой «мельницей», в силу выполнения принципа суперпозиции полей, создаваемых каждым вибратором, будет близка к 4π (см. рис. 8), вектор напряженности суммарного магнитного поля – параллелен оси Y , а его векторная величина, представленная на рис. 8 справа, при $|H_1| = |H_2| = |H_3|$ и $\theta = 0$, согласно формуле (5), будет составлять $H_{\Sigma}(R) = H_1(R) + 2H_2(R)\cos\theta_0 = 2H_1(R)$.

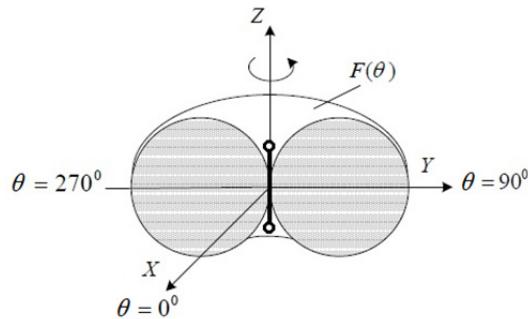


Рис. 6. Трехмерное представление диаграммы направленности магнитного поля элементарного электрического вибратора (разрез плоскостью YZ при $x=0$)

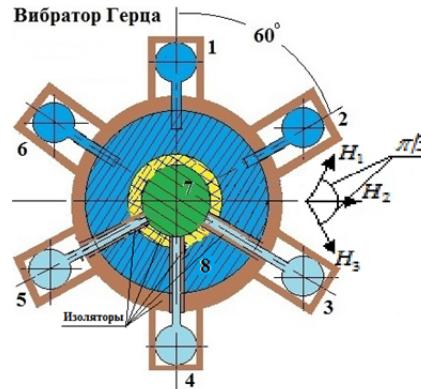


Рис. 7. Совокупность элементарных электрических вибраторов, обеспечивающих излучение электромагнитного поля в геометрию близкую к 4π : 1–6 – излучатели, 7, 8 – токовводы

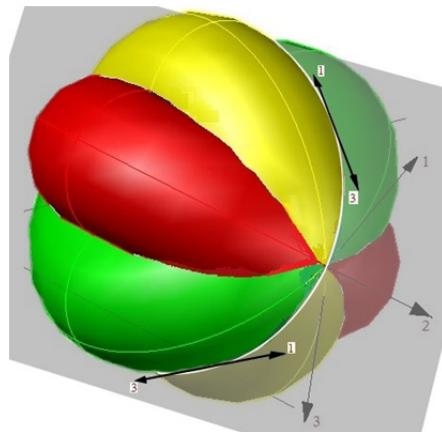


Рис. 8. Трехмерное представление диаграммы направленности магнитного поля трех элементарных электрических вибраторов, расположенных под углом $\pi/3$ друг к другу. Стрелки с цифрами 1, 2, 3 обозначены направления магнитных полей, создаваемых каждым из вибраторов, а стрелками 1–3 – область встречных магнитных полей. Серым обозначена плоскость, в которой лежит щель

Однако в области, где будут складываться встречные магнитные поля (направление 1–3 на рис. 8), суммарное магнитное поле будет равно нулю и в этой области будет иметь место «щель»¹. Излучение электромагнитного поля, представленной на рис. 7 «мельницей», для обмена информацией между носителями должно осуществляться на разных частотах, чтобы не мешать друг другу. В качестве детектора электромагнитного поля можно использовать элементарную рамку – соленоид (см. рис. 9), представляющую собой колебательную систему (простейшую колебательную цепь), в которой ее параметры (индуктивность L и емкость C и активное сопротивление R) подбираются таким образом, чтобы на возбуждающей частоте имел место резонанс. Это позволит выделить частоту, на которой идет связь с приближающимся носителем, уточнить его имя (первый, второй или третий и т.д.) и передать на него управляющий сигнал для выполнения тех или иных действий, записанных в программе.

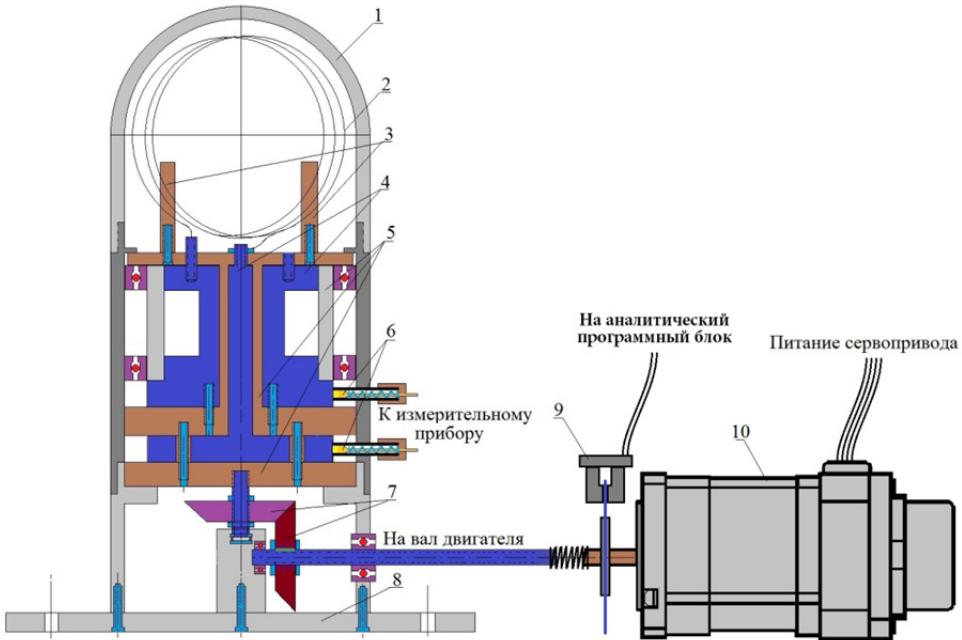


Рис. 9. Принципиальная схема детектора магнитного поля. 1 – защитная оболочка; 2 – соленоид; 3 – держатели соленоида; 4 – электроды; 5 – изоляторы; 6 – токосъемники с электрическими щетками; 7 – червячная передача; 8 – подложка; 9 – энкодер; 10 – сервопривод

Действительно, используя первый закон Кирхгофа, нетрудно записать уравнение, описывающее напряжение в цепи последовательного колебательного контура, приведенного на рис. 10. Если приложенная ЭДС изменяется по закону $U = U_0 \sin(\omega t)$, а R , L , C – активное сопротивление соленоида, его индуктивность и емкость соответственно, то, в соответствии с правилом Кирхгофа, для напряжения в цепи будет справедливо уравнение

$$U = V_R + V_L + V_C, \quad (6)$$

где $V_R = iR$; $V_L = -L(di/dt)$; $V_C = (1/C) \int_0^t idt$; i – величина тока в цепи, для которого имеет место неоднородное уравнение

$$\frac{d^2i}{dt^2} - \frac{R}{L} \frac{di}{dt} - \frac{i}{LC} = -U_0 \omega \frac{\cos(\omega t)}{L}, \quad (7)$$

ограниченное решение которого при условии $i|_{t=0} = 0$, находят методом вариации постоянных [10].

$$i(t) = U_0 \frac{\omega}{L} \times \frac{(\omega^2 + d) \left\{ \cos(\omega t) - \exp \left[\left(0,5b - \sqrt{0,25(b^2 + 4d)} \right) t \right] \right\} + \omega b \sin(\omega t)}{\left(d + 0,5b^2 + \omega^2 + \sqrt{0,25b^2(b^2 + 4d)} \right) \left(d + 0,5b^2 + \omega^2 - \sqrt{0,25b^2(b^2 + 4d)} \right)}, \quad (8)$$

¹ Эта «щель» представляет собой бесконечно тонкую плоскость (см. рис. 8), на которой расположено геометрическое место точек силовых линий магнитного поля, касательные к которым, определяя направление напряженности магнитного поля, будут равны по величине и противоположны по направлению. Таким образом, диаграмма направленности, создаваемая указанной «мельницей» будет состоять из двух полусфер, разделенных плоскостью. Причем с ростом числа вибраторов число «долек» в таком «капельсине» будет увеличиваться, поле будет становиться более равномерным в меридиональном и азимутальном направлениях, но плоскость, разделяющая две полусфера останется, поскольку определяется указанным выше физическим условием.

где $b = R/L$; $d = 1/LC$. Выражение для резонансной частоты находят из условия: $\omega^2 - \sqrt{0,25b^2(b^2 + 4d)} = 0$ или $\omega = \sqrt{0,25b^2(b^2 + 4d)}$, что при заданных значениях b и d дает

$$\omega_{res} = \sqrt{0,25 \left(\frac{R}{L}\right)^2 \left(\left(\frac{R}{L}\right)^2 + \frac{4}{LC}\right)}. \quad (9)$$

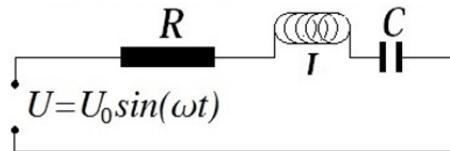


Рис. 10. Последовательный колебательный контур: U – напряжение в цепи; R – активное сопротивление; L – индуктивность соленоида; C – емкость конденсатора

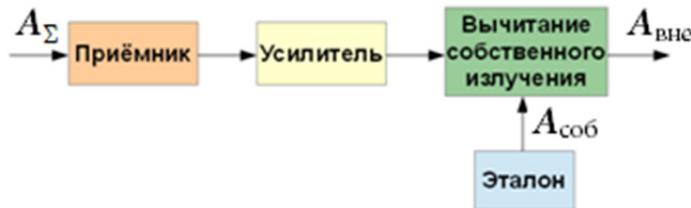


Рис. 11. Принципиальная блок-схема алгоритма первичной обработки сигнала.
В качестве эталона выбирают значение собственного магнитного поля, создаваемого вибратором Герца

Распознавание имени приближающегося БПЛА устанавливается автоматически по заданной программе путем опроса каждого носителя на своей частоте.

Если рамку вращать вокруг собственной оси, то при определенном направлении, при котором нормаль к плоскости рамки окажется параллельной или антипараллельной вектору суммарного магнитного поля, созданного такими системой элементарных электрических вибраторов (см. рис. 7), ток, индуцированный в рамке, будет максимальным, а направление рамки (плоскость, в которой будет находиться рамка) будет указывать на дополнительный источник магнитного поля, что позволит определить направление, из которого может исходить потенциальная угроза столкновения для БПЛА.

Вращение соленоида осуществляется с помощью сервопривода (см. рис. 9). При нахождении максимальной амплитуды сигнала, на резонансной частоте, система фиксирует направление источника сигнала путем отслеживания угла поворота соленоида. Далее система фиксирует угловую скорость поворота соленоида с помощью установленного на сервоприводе энкодера, что позволяет подобрать оптимальную частоту вращения соленоида для более четкого выделения сигнала.

Поскольку регистрируемый сигнал представляет собой сумму значений, обусловленных магнитным полем соседнего носителя и собственного излучателя (вибратора герца) $A_\Sigma = A_{вне} + A_{соб}$, значение которого существенно больше первого ($A_{соб} > A_{вне}$), то после приема суммарного сигнала, для выделения величины $A_{вне}$, необходимо из суммарного значения вычесть значение собственного ($A_{вне} = A_\Sigma - A_{соб}$), после чего проводить аналитическую обработку, процедурой которой в общем виде приведена на рис. 11.

Решение второй задачи, как отмечалось выше, сводится к разработке специального программного обеспечения, позволяющего предотвратить опасное сближение БПЛА, основываясь на информации, которую предоставляет система оповещения о столкновении, связанная с детектором электромагнитного поля. Решение этой задачи будет существенно отличаться в зависимости от того, какого вида носитель будет использоваться: будут ли это квадрокоптеры или БПЛА типа вертолета.

Отличие будет определяться, в первую очередь, методом управления полетом: изменяется ли угол атаки несущего винта при движении вертолета вперед, или происходит асинхронное изменение скорости вращения пропеллеров на квадрокоптерах. На рис. 12 представлена принципиальная блок-схема алгоритма программы, иллюстрирующая основную идею решения второй задачи.

Программа должна устанавливаться на каждом из носителей БПЛА и работать по мере обращения к ней до посадки. Перед каждым обращением к программе, датчиком электромагнитного поля предварительно проводится анализ состояния поля на каждом из носителей. Если датчиком обнаружено возмущение, то дальнейший анализ осуществляется в соответствии с алгоритмом проверки, т.е. определяют скорость и направление движения, сближающегося носителя. В случае возникновения опасности столкновения с БПЛА, движущимся впереди, программа уменьшает скорость движения носителя или, если это не помогло, предпринимает маневр уклонения. Маневр уклонения, кроме того, зависит от скорости, направления дви-

жения «роя», а также от взаимного расположения других БПЛА. Алгоритм, реализующий маневр уклонения, должен подбирать такое направление, при котором шанс помехи другим БПЛА сводится к минимуму.



Рис. 12. Принципиальная блок-схема алгоритма решения задачи специального программного обеспечения, позволяющего предотвратить опасное сближение БПЛА

Таким образом, несмотря на простоту предложенного метода самосогласования движения носителей при помощи размещения на последних излучателей и детекторов электромагнитного поля, а также соответствующего программного обеспечения, исключающих возможность столкновения носителей в воздухе при их движении к намеченному пилотом цели, задача предотвращения столкновения БПЛА в воздухе может быть успешно решена.

Список литературы

1. Елохин, А. П. Об эффективности использования авиационно-ракетного комплекса для оперативного мониторинга крупномасштабных экологических катастроф / А. П. Елохин //Авиакосмическое приборостроение. – 2004. – №7. – С. 52–63.
2. Елохин, А. П. Методы и средства систем радиационного контроля окружающей среды : моногр. / А. П. Елохин. – М. : Изд-во НИЯУ МИФИ, 2014. – 520 с.
3. Елохин, А. П. К вопросу о методе управления движением несамосогласованных хаотически распределенных структур в трехмерном пространстве / А. П. Елохин, Н. А. Грицкевич // Инновации в науке: применение и результаты : X Международ. науч.-практ. конф. (Россия, г. Новосибирск, 14–15 ноября 2014 г.) // Международ. независимый ин-т Математики и Систем «МиС». – 2014. – № 10. – С. 11–21.
4. Elokhin, A. P. TheMethodof Movement Controlof Chaotically Allocated Non-Self-Consistent Structures in the Three-Dimensional Space / A. P. Elokhin, D. A. Lobashev // News of Science and Education. – 2014. – № 14 (14). – Р. 35–45.
5. Заявка на изобретение МПК G 01T 1/167. Способ дистанционного определения концентрации радионуклидов в воздушном выбросе радиационно-опасных предприятий и устройство его осуществления / Федеральный институт промышленной собственности России ; Елохин А. П., Рай Д. Ф., Пархома П. А. – №2006124100/28.
6. Заявка на изобретение МПК G 01T 1/29 № 2009117759/28. Патент № 2388018. Способ дистанционного измерения загрязнения радионуклидами подстилающей поверхности в следе радиоактивного выброса радиационно-опасных предприятий и система для его осуществления / Елохин А. П., Жилина М. В., Рай Д. Ф., Пархома П. А. ; Федеральный институт промышленной собственности России. – Опубл. 27.04.2010, Бюл. № 12 ; приоритет 26.06.2009.
7. Елохин, А. П. Особенности сканирования подстилающей поверхности при помощи беспилотного дозиметрического комплекса / А. П. Елохин, М. В. Жилина, П. А. Пархома // Атомная энергия. – 2009. – Т. 107, вып. 2. – С. 103–112.
8. РИА Новости. – URL: <http://ria.ru/spravka/20121012/772846765.html#ixzz2nXtNnhBG>.
9. Марков, Г. Т. Электродинамика и распространение радиоволн / Г. Т. Марков, Б. М. Петров, Г. П. Грудинская. – М. : Советское радио, 1979. – 374 с.
10. Выгодский, М. Я. Справочник по математике / М. Я. Выгодский. – М. : АСТ: Астрель, 2011. – 1055 с.

СИСТЕМА КОНДИЦИАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА БОЛЬШИХ ДАННЫХ В ЕДИНОМ ИНФОРМАЦИОННОМ ПРОСТРАНСТВЕ НАУЧНО-ПРОИЗВОДСТВЕННОГО ПРЕДПРИЯТИЯ

A. В. Иващенко, О. В. Двойнина, В. Л. Юмашев

*Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С. П. Королева
(национальный исследовательский университет), г. Самара, Россия*

В статье предлагается концепция системы проектами научно-производственного предприятия с учетом анализа информации об их деятельности в едином информационном пространстве. Выделены уровни представления информационных объектов единого информационного пространства и предложена архитектура системы управления проектами по результатам анализа комбинации показателей эффективности в контексте BigData.

Анализ и управление большими данными (Big Data) представляет собой новый объект для изучения в различных областях науки и техники. Современное научно-производственное предприятие является сложной организационно-технической системой, функционирование которой достаточно полно отражается в едином информационном пространстве. Наряду с инженерными данными и информацией о жизненном цикле изделия, полные сведения обо всех событиях, сопутствующих процессам взаимодействия персонала предприятия в едином информационном пространстве, представляющие собой большие данные, могут сформировать полезную информационную базу для системного анализа и поддержки принятия решений. В данной статье предлагается использовать эти данные для формирования управляющих воздействий при управлении проектами на научно-производственных предприятиях.

Задача внедрения CALS технологий [1] на современных научно-производственных предприятиях сохраняет свою актуальность в условиях появления новых программных продуктов, расширения возможностей вычислительной техники и изменений, связанных с модернизацией жизненного цикла продукции. Вопросы интеграции информационных ресурсов научно-производственного предприятия с целью повышения эффективности взаимодействия его персонала освещались в работе [2]. Однако, современные тенденции в области организационного управления требуют рассмотрения новых аспектов построения единого информационного пространства.

В рамках теории управления социальными и экономическими системами будем опираться на работы [3, 4]. Методы и модели информационного управления позволяют решить многие задачи организации эффективного взаимодействия персонала научно-производственного предприятия с учетом человеческого фактора. В настоящее время на многих предприятиях широко реализуется матричная (сетевая) структура системы управления для обеспечения наиболее эффективной хозяйственной деятельности. В частности, теория иерархических систем управления [5] изучает проблемы принятия решений в условиях неопределенности в организационных системах различного вида.

Таким образом, актуальной задачей является изучение особенностей взаимодействия подразделений предприятия с высокой степенью автономности, как между собой, так и с единым центром управления, с целью обеспечения эффективности работы предприятия в целом. Для моделирования такого взаимодействия можно предложить использование P2P (peer-to-peer, равный с равным) модели взаимодействия [6] для реализации сетевой структуры системы управления в интегрированной информационной среде.

Взаимодействие пользователей интегрированной информационной среды научно-производственного предприятия может быть описано с помощью последовательности событий обмена документами, сообщениями и другими информационными объектами. При выполнении нескольких проектов таких событий много (большой физический объем данных), они достаточно многообразны и требуют высокоскоростной обработки. В связи с этим, задачу управления сбором и обработкой информации в системе сбора и обработки данных с распределенной архитектурой следует отнести к проблеме BIG DATA (больших данных) [7].

Для достижения требуемого уровня эффективности принятия управленческих решений требуется обеспечить эффективную организационную систему управления и, в частности, структуру управления проектами. Структура системы, в данном случае, рассматривается как совокупность связей и отношений между ее элементами. В свою очередь, организационная система управления проектами представляет собой совокупность подразделений и должностей, связанных отношениями и подчинением. При создании структуры управления необходимо в максимально возможной степени учесть специфику деятельности предприятия и особенности его взаимодействия с внешней средой.

Предлагаемая архитектура решения приведена на рис. 1. Данная архитектура затрагивает организационную структуру функционирования предприятия, проектную часть, систему управления, блоки анализа и аналитики, события жизненного цикла проекта, функциональные связи. Представим распределение ресурсов по выполняемым проектным заданиям (задачам) в виде ориентированного организационно-деятельностного графа (ОДГ), вершины которого отображают сотрудников предприятия (исполнителей и их руководителей), а дуги – отношения между сотрудниками.

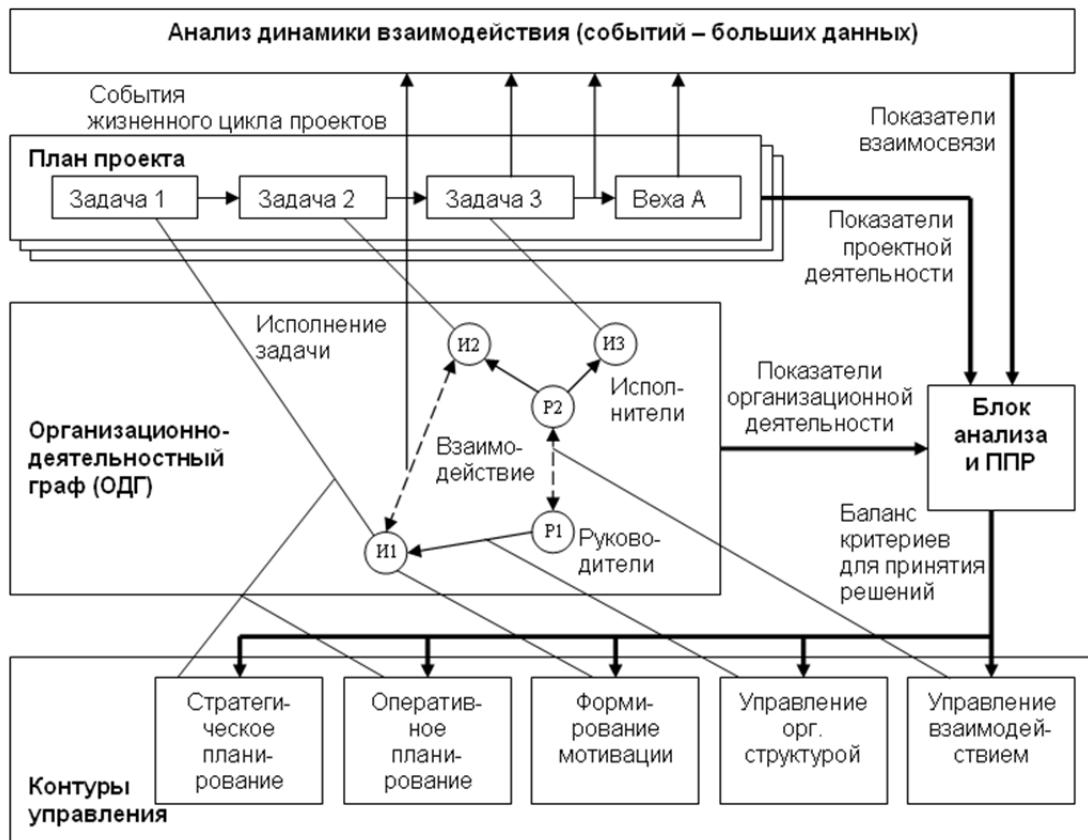


Рис. 1. Анализ больших данных в контуре управления проектами

Предлагаемая система принятия управленческих решений будет выглядеть следующим образом. На первом этапе, руководство предприятия принимает решение о реализации определенного проекта. Затем, принимается решение о декомпозиции данного проекта на задачи. Реализация проекта (проработка каждой задачи) сопровождается совокупностью событий жизненного цикла проекта, а эффективность реализации всего проекта зависит от эффективной деятельности при реализации каждой части проекта. Необходимо отметить, что для крупных предприятий, события жизненного цикла проекта, в масштабе всего предприятия, представляют собой большие данные, что, в свою очередь, осложняет процесс анализа эффективности работы предприятия и, соответственно, процесс принятия, наиболее близких к оптимальным, управленческих решений на каждом этапе.

Учет ключевых показателей эффективности взаимодействия и комплексного показателя (суперпозиция показателей, приведенных выше) в заданные моменты времени, позволит проводить мониторинг и корректировку процесса управления. Анализ показателей осуществляется в блоке аналитики. Процесс принятия решений происходит в блоке управления, в общем случае, состоящем из нескольких контуров, характеризующих определенные типы управленческих воздействий.

Значение показателей эффективного взаимодействия предлагается оценивать таким образом, чтобы наиболее полно описывать процессы кооперирования сотрудников на предприятии и в каждом конкретном случае, подбор показателей для расчета может варьироваться.

Для анализа показателей взаимосвязи предлагается использовать методы и средства статистического анализа случайных процессов [8].

В результате совместного анализа показателей взаимосвязи, проектной и организационной деятельности формируется баланс ключевых критериев, используемый в контурах управления для формирования решений: модификации организационной структуры, мероприятий, направленных на формирование мотивации, стратегического и оперативного перепланирования заданий и информационного управления взаимодействием персонала.

Результаты реализации прототипа предложенной архитектуры на базе расширения Windchill PDM-Link и Windchill ProjectLink подтвердили возможность управления комплексными проектами в условиях неопределенности и высокой динамики изменений.

Список литературы

1. Управление жизненным циклом продукции / А. Ф. Колчин, М. В. Овсянников, А. Ф. Стрекалов, С. В. Сумароков. – М. : Ахарис, 2002. – 304 с.
2. Иващенко, А. В. Обеспечение согласованного взаимодействия в интегрированной информационной среде предприятия / А. В. Иващенко. – Самара : СНЦ РАН, 2011.– 206 с.

3. Теория управления организационными системами и другие науки об управлении организациями / В. Н. Бурков, М. В. Губко, Н. А. Коргин, Д. А. Новиков // Проблемы управления. – 2012. – № 4. – С. 2–10.
4. Математические модели организаций : учеб. пособие / А. А. Воронин, М. В. Губко, С. П. Мишин, Д. А. Новиков. – М. : ЛЕНАНД, 2008.– 360 с.
5. Горелик, В. А. Анализ конфликтных ситуаций в системах управления / В. А. Горелик, А. Ф. Кононенко. – М. : Радио и связь, 1991. – 288 с.
6. Иващенко, А. В. Технология P2P-аутсорсинга для организации распределения работ в едином информационном пространстве предприятия / А. В. Иващенко, А. М. Леднев // Инфокоммуникационные технологии. –2013. – Т. 12, № 4. – С. 65–71
7. Big data: The next frontier for innovation, competition, and productivity / Manyika James et al. ; McKinsey Global Institute, 2011. – 9 August.
8. Прохоров, С. А. Прикладной анализ случайных процессов / под ред. С. А. Прохорова. – Самара : Изд-во СНЦ РАН, 2007. – 582 с.

РОБАСТНОЕ И АДАПТИВНОЕ УПРАВЛЕНИЕ

A. O. Кашаев

000 «ЭнергоКруг», г. Пенза, Россия

В статье изложены основы теории робастного и адаптивного управления. Дано описание и сравнение возможных синтезов адаптивных и робастных регуляторов.

Традиционные методы анализа и синтеза систем управления основаны на предположении, что математическая модель объекта является известной и абсолютно точно описывает его поведение. Такие методы объединяют под общим названием классической теории управления. Современные же подходы к постановке и решению задач управления имеют более критически взгляд на точность математических моделей. Практически любая модель представляет собой идеализированное описание реального объекта, при этом, некоторые характеристики объекта могут быть заранее неизвестными или значительно изменяться в процессе его функционирования. При этом говорят о неопределенности математической модели объекта. Математическую модель, положенную в основу синтеза алгоритма управления, называют номинальной.

В условиях существенной неопределенности классические методы теории управления оказываются неприменимыми или дают плохие результаты. В этих случаях необходимо применение специальных методов анализа и синтеза систем управления объектами с неопределенными математическими моделями.

Теория адаптивных и робастных систем изучает методы управления неопределенными объектами, для которых являются неприменимыми методы классической теории управления.

Адаптивная система – это система, которая с целью обеспечения заданного качества регулирования автоматически приспосабливается к непредвиденным изменениям параметров объекта и внешней среды. Изначально такие системы появились для управления летательными аппаратами, совершающими полет на больших высотах, за пределами атмосферы. В настоящее время адаптивные системы управления применяются для управления многими техническими объектами управления.

Под непредвиденными изменениями параметров объекта понимаются изменения внутренней структуры и параметров самого нестационарного технического объекта, а под внешними условиями – изменение условий и параметров окружающей среды (температура и влажность воздуха, величина напряжения электрической питающей сети и т.п.). Главным отличием адаптивных систем управления от систем с фиксированными параметрами состоит в том, что они способны в той или иной степени анализировать информацию об изменениях во внешней среде и собственных действиях и на основе этого анализа целенаправленно изменять свои параметры, структуру или алгоритм управления.

Главное отличие адаптивных систем управления от систем управления, работающих по отклонению, заключается в том, что при изменении параметров объекта управления в системах по отклонению необходимо вновь рассчитывать настройки регулятора, а в адаптивных системах настройки регулятора вычисляются один раз для заданного изменения параметров объекта управления.

Так как адаптивные системы используют рабочую информацию для анализа динамического состояния системы управления и организации контролируемых изменений свойств, параметров, управляющих воздействий и структуры системы управления, то в зависимости от способов реализации контролируемых изменений в процессе нормальной эксплуатации системы можно провести следующую классификацию адаптивных систем:

- самонастраивающиеся системы;
- системы с адаптацией в особых фазовых состояниях;
- обучающиеся системы.

Самонастраивающиеся системы характеризуются наличием контуров самонастройки, с помощью которых оцениваются динамические и статические свойства системы и формируются такие контролируемые воздействия, что система самопроизвольно приближается к определенному эталону, часто задаваемому математически в виде критерия качества функционирования. При этом контур самонастройки служит для изменения параметров или структуры основного контура с целью обеспечения заданного критерия качества

управления. Обычно критерий качества управления выражается в виде функционала или функции от параметров системы. В процессе работы системы значение функционала качества изменяется, и задача контура самонастройки сводится к обеспечению экстремального значения критерия. Нахождение и поддержание экстремального значения критерия качества управления может производиться или с помощью пробных отклонений системы, или путем аналитического определения условий экстремума. В зависимости от указанных способов нахождения экстремума самонастраивающиеся системы подразделяют на поисковые и беспоисковые. В свою очередь, поисковые самонастраивающиеся системы в зависимости от применяемых методов поиска делят на системы со случайным поиском, с поиском по методу Гаусса–Зайделя, с поиском по методу градиента, с поиском по методу наискорейшего спуска. В классе беспоисковых СНС можно выделить самонастраивающиеся системы, использующие информацию о частотных характеристиках, СНС с контролем временных характеристик и границы устойчивости, СНС с эталонными моделями, градиентные СНС.

Системы с адаптацией в особых фазовых состояниях используют особые режимы или свойства нелинейных систем, например режимы автоколебаний, скользящие режимы для организации контролируемых изменений динамических свойств системы управления. Специально организованные особые режимы в таких системах либо служат дополнительным источником рабочей информации об изменяющихся условиях функционирования системы, либо наделяют систему управления новыми свойствами, за счет которых динамические характеристики управляемого процесса поддерживаются в желаемых пределах, независимо от характера возникающих при функционировании изменений. Эти системы можно подразделить на релейные автоколебательные системы и адаптивные системы с переменной структурой.

Обучающиеся системы управления характеризуются наличием специальных процессов обучения, которые заключаются в постепенном накапливании, запоминании и анализе информации о поведении системы и изменениях законов функционирования в зависимости от приобретаемого опыта. К процессу обучения приходится прибегать тогда, когда не только мал объем априорных сведений об объекте, но и отсутствует возможность установления детальных причинно-следственных связей в структуре самой системы из-за ее сложности.

Накопление и обобщение информации в процессе обучения можно осуществлять за счет внесения «эталонного опыта» в систему извне либо путем формирования такого опыта внутри системы.

При построении адаптивных систем часто используют сочетания различных принципов, например самонастройки и обучения, в этом случае создаются комбинированные адаптивные системы управления, наделяемые полезными свойствами различных систем.

Робастное управление – совокупность методов теории управления, целью которых является синтез такого регулятора, который обеспечивал бы хорошее качество управления, если объект управления отличается от расчетного или его математическая модель неизвестна. Робастность означает малое изменение выхода замкнутой системы управления при малом изменении параметров объекта управления. Системы, обладающие свойством робастности, называются робастными (грубыми) системами.

Целью робастного синтеза является проектирование такого контроллера, который бы удовлетворял критерию робастности. В табл. 1 представлены основные технологии синтеза робастных систем управления.

Таблица 1

Название	Преимущества	Недостатки
Н ∞ -синтез	Работает как с устойчивостью, так и с чувствительностью системы, замкнутый контур всегда устойчив, прямой однопроходный алгоритм синтеза	Требует особого внимания к параметрической робастности объекта управления
H2-синтез	Работает как с устойчивостью, так и с чувствительностью системы, замкнутый контур всегда устойчив, точное формирование передаточной функции контроллера	Большое количество итераций
LQG-синтез	Использование доступной информации о помехах	Не гарантируются запасы устойчивости, требуется точная модель объекта, большое количество итераций
LQR-синтез	Гарантированное обеспечение робастной устойчивости, безынерционный регулятор.	Требуется обратная связь по всему вектору состояния, требуется точная модель объекта, большое количество итераций
μ -синтез	Работает с широким классом неопределенностей	Большой порядок контроллера

Доминирующим направлением теории робастного управления является Н ∞ -теория, в которой основным сигнальным пространством является гильбертово пространство суммируемых с квадратом сигналов (сигналов с ограниченной энергией). Н ∞ – теория допускает частотные, временные и вероятностные интерпретации.

Аналитическая теория синтеза Н ∞ оптимальных регуляторов детально разработана, однако порядок получающихся регуляторов может быть весьма большим (и даже превышающим порядок исходной системы), кроме того, устойчивость замкнутой системы крайне чувствительна к параметрам регулятора, малое их изменение зачастую приводит к неустойчивости. Теория Н ∞ не позволяет ограничить порядок синтези-

руемого регулятора, поэтому прямое ее применение к задаче синтеза регуляторов заданной структуры ставится с существенными трудностями.

В последнее время используется подход к решению задачи с критерием H_∞ , в котором учитывается тот факт, что выполнение H_∞ -критерия эквивалентно устойчивости однопараметрического семейства полиномов с комплексными коэффициентами. Для каждого значения параметра решается задача стабилизации, и искомая область представляется как пересечение областей устойчивости. Альтернативой может служить использование случайных методов, в этом случае по части параметров задача может быть эффективно решена, а оставшиеся параметры набрасываются случайно.

Другое направление теории робастного управления имеет дело с основным сигнальным пространством ограниченных по модулю сигналов и носит название ℓ_1 -теории. Таким образом, в ℓ_1 -теории рассматриваются системы с неопределенностью и ограниченными по модулю внешними возмущениями. Такие системы представляют немалый интерес для практики, однако задачи анализа и синтеза подобных систем относятся к числу неудобных с математической точки зрения. Методологической базой нескольких направлений теории робастного управления стала теорема о малом коэффициенте усиления, гласящая, что система устойчива для всех неопределенностей, коэффициент усиления которых меньше обратной величины к коэффициенту усиления отображения М. Основы ℓ_1 -теории в части анализа робастных систем были заложены в работах Хаммаша и Пирсона, в которых получены необходимые и достаточные условия робастной устойчивости и робастности качества систем со структурированной неопределенностью. Качество робастных систем принято оценивать в терминах наихудшего значения нормы выхода в классах допустимых возмущений.

Стоит заметить, что основной отличительной чертой адаптивных (самонастраивающихся) систем является наличие дополнительной обратной связи, образованной цепью настройки параметров регулятора. Такая обратная связь получила название параметрической, в отличие от сигнальной обратной связи, образованной непосредственно регулятором.

Список литературы

1. Чаки, Ф. Современная теория управления. Нелинейные, оптимальные и адаптивные системы / Ф. Чаки ; пер. с англ. под ред. Н. С. Райбмана. – М. : Мир, 1975. – 422 с.
2. Теория автоматического управления : учеб. для вузов по спец. «Автоматика и телемеханика» : в 2 ч. / Н. А. Бабаков, А. А. Воронов и др. ; под ред. А. А. Воронова. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Высш. шк., 1986. – 367с.
3. Никифоров, В. О. Адаптивное и робастное управление с компенсацией возмущений / В. О. Никифоров. – СПб. : Наука. – 282 с.

АВТОМАТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ПРЕЦИЗИОННОЙ ПОСАДКОЙ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ НА НАЗЕМНУЮ ПЛАТФОРМУ БЕСПРОВОДНОЙ ЗАРЯДКИ

A. В. Князьков, В. И. Кулапин

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

В условиях развития современного мира возникает необходимость осуществлять локальный мониторинг труднодоступных объектов. К числу задач подобного типа можно отнести оценку состояния строящихся объектов, площадей пожаров, мониторинг факельных установок, воздушных линий электропередач, выявление утечек трубопроводов и т.д.

На данный момент одним из эффективных способов решения таких задач является применение беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) мультикоптерного типа, представляющих собой винтокрылые летательные аппараты с произвольным количеством несущих винтов, вращающихся диагонально в противоположных направлениях и имеющих в своем составе микроконтроллерную систему управления. К отличительным характеристикам мультикоптеров следует отнести низкую стоимость, стабильность полета, высокую грузоподъемность, простоту управления. Но все они обладают существенными недостатками: малое время полета (порядка 20–50 минут) и как следствие, необходимость заряда аккумуляторной батареи, либо ее периодической замены. Это требует обязательного вмешательства человека.

Предлагаемая система позволяет избавиться от указанных недостатков. Ее использование планируется в составе комплекса для локального мониторинга объектов, состоящего из:

– беспилотного аппарата мультикоптерного типа, содержащего, GPS приемник, бортовой компьютер, который обеспечивает простое и безопасное управление, систему датчиков расстояния, полетную камеру, камеру с высоким разрешением для фото- и видеосъемки, систему связи с базовой станцией;

– наземной платформы, позволяющей осуществлять прецизионную посадку БПЛА и подзарядку его батареи по беспроводной технологии;

– базовой станции, имеющей рабочее место, оборудованное персональным компьютером или ноутбуком для управления мультикоптером в ручном режиме, приема и сохранения информации;

– источника энергии, которым может быть аккумуляторная батарея большой емкости, солнечная батарея или бензиновый генератор.

Особенностью рассматриваемой системы является возможность применения БПЛА законченной конструкции и полностью готового к полетам, что существенно упрощает построение комплекса в целом, т.к. в настоящее время на рынке представлено большое количество мультикоптеров от сторонних производителей. Примером такого БПЛА может служить квадрокоптер DJI Phantom производства корейской компании DJI Innovations [1]. Его полетный контроллер имеет функцию автоматической посадки, основанной на использовании данных полученных со спутников GPS, которые обеспечивают погрешность, измеряемую в метрах, и обладают низким быстродействием. Это ограничивает возможность применения этой функции для прецизионной посадки на наземную платформу, но позволяет использовать ее для предварительной пространственной ориентации.

Для осуществления прецизионной посадки требуются более совершенные решения, основанные на использовании видеокамер и алгоритмов компьютерного зрения для отслеживания положения БПЛА. Так, в работе [2] предлагается оснастить мультикоптер видеокамерой и дополнительным микроконтроллером. Видеокамера распознает оптическую метку на посадочной платформе, а микроконтроллер обрабатывает полученные данные и передает их на полетный контроллер мультикоптера, который осуществляет посадку в автоматическом режиме.

Данное решение обладает рядом недостатков: размещение камеры на мультикоптере увеличивает общий вес конструкции, что снижает время полета, а использование контурного анализа оптических меток ограничивает применение БПЛА в условиях плохой видимости.

Предлагаемая система лишена описанных недостатков, а ее структурная схема изображена на рис. 1.

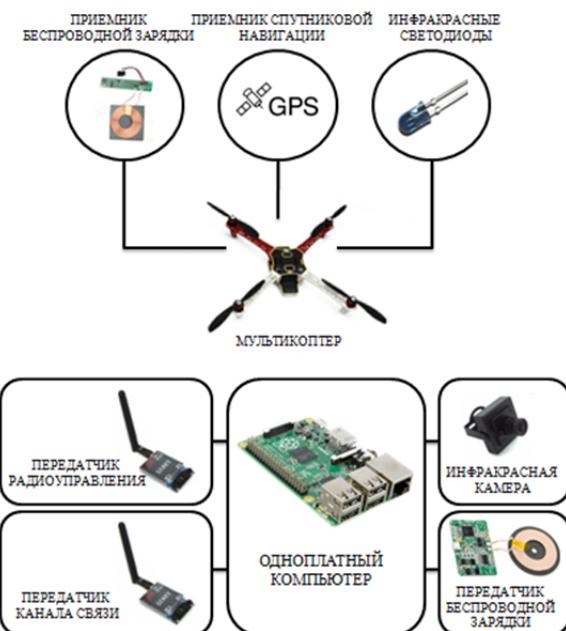


Рис. 1. Структурная схема системы прецизионной посадки

Работа предлагаемого устройства осуществляется следующим образом: мультикоптер, дополнительно оснащенный инфракрасными светодиодами и приемником беспроводной зарядки, получает набор спутниковых координат, по которым необходимо осуществить полет, выполняет автоматический взлет и самостоятельный полет в заданных пределах, осуществляет фото и видеосъемку в указанных координатах, а после выполнения задания возвращается на место взлета.

В момент попадания мультикоптера в зону обзора инфракрасной камеры, происходит распознавание инфракрасных меток и переключение управления, осуществляемого полетным контроллером, на управление с помощью одноплатного компьютера. Изображение, полученное с камеры, поступает на одноплатный компьютер, содержащийся в составе посадочной платформы. Компьютер производит распознавание изображения и последующее преобразование в координаты, для передачи по радиоканалу управления на полетный контроллер мультикоптера.

Инфракрасная камера выбрана в качестве отслеживающего датчика по двум причинам: во-первых, инфракрасная цель может быть с легкостью отслежена при различных условиях освещенности, во-вторых, использование инфракрасных меток позволяет применить более выгодные в вычислительном смысле алгоритмы обработки изображения.

После осуществления автоматической посадки, происходит включение модуля беспроводной зарядки, поддерживающего стандарт «Qi» [3], разработанный Консорциумом беспроводной электромагнитной энергии (Wireless Power Consortium, WPC) для индукционной передачи энергии на расстояние до 4 см. Аппаратура Qi включает в себя модуль передатчика и совместимый модуль приемника, размещенный на мультикоптере. Стандарт Qi разделен на два диапазона по мощности: от 0 до 5 – низкой мощности и до 120 ватт – средней мощности.

Существующие способы зарядки аккумуляторной батареи БПЛА основаны на использовании посадочной платформы специальной конструкции, содержащей открытые электроды [4], или сложный механизм, позволяющий осуществлять замену батареи [5]. Решения подобного типа, обладают низкой надежностью и плохой устойчивостью к атмосферным осадкам. В отличие от них, зарядка по беспроводной технологии позволяет разместить систему управления в герметизированный пластиковый корпус, который защищен от попадания внутрь пыли и влаги, что позволит ее эксплуатировать при любых погодных условиях.

Зарядка происходит посредством индукционной передачи энергии. Модуль передатчика определяет присутствие устройства с поддержкой стандарта «Qi». Затем в катушке передатчика возникает электромагнитное поле, посредством которого энергия передается приемной катушке заряжаемого устройства. В приемнике происходит преобразование переменного тока в постоянный, необходимый для зарядки аккумулятора. После завершения процесса зарядки контроллер приемника передает информацию о том, что аккумулятор полностью заряжен, и зарядное устройство останавливает процесс. Обмен данными между приемником и передатчиком осуществляется посредством фазовой модуляции электромагнитного поля.

Так как взлет, полет, посадка и зарядка батареи мультикоптера осуществляется в автоматическом режиме, то в случае возникновения нештатных ситуаций – столкновения с препятствием, потерей связи с посадочной платформой, критическом разряде аккумулятора, система управления оповещает об этом оператора, передавая ему информацию о неисправности по радиоканалу связи.

Таким образом, современное развитие БПЛА позволяет решать такие задачи мониторинга, которые ранее не были доступны. Автоматизация процессов посадки и зарядки аккумуляторной батареи БПЛА позволит оператору с минимальным участием в процессе управления, получить фото- и видеинформацию, в кратчайшие сроки оценить, а впоследствии – проанализировать состояние исследуемых объектов, а в общем случае – использовать этот перспективный вид летательных аппаратов для решения множества задач мониторинга.

Список литературы

1. URL: <http://www.dji.com/>
2. Bahram Lavi Sefidgari : Auto landing process for autonomous flying robot by using image processing based on EDGE detection. International Conference on Foundations of Computer Science & Technology, 2014.
3. Стандарт питания. – URL: http://ru.wikipedia.org/wiki/qi_
4. How Automated: Battery Swap and Recharge to Enable Persistent Uav Missions / Tuna Toksoz, Joshua Redding, Matthew Michini, Bernard Michini, Jonathan P. ; Massachusetts Institute of Technology. – Cambridge, 2009.
5. Koji, A. O. Suzuki: automatic battery replacement system for uavs / A. O. Koji // Journal of intelligent & robotic systems. – 2011.

ПРИМЕНЕНИЕ ГРАНУЛОМЕТРИИ В ОЦЕНКЕ НЕРАВНОМЕРНОСТИ БУМАГИ

E. O. Конкина

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

В данной работе рассматривается применение гранулометрии в оценке неравномерности бумаги.

Одним из важнейших показателей качества продукции в бумажоделательной промышленности является степень облачности бумажного полотна. Несмотря на то, что большинство показателей качества бумаги устанавливаются ГОСТами, оценки неоднородностей до сих пор не регламентированы[3]. В связи с этим, в целях повышения эффективности анализа облачности бумажного полотна, представляется целесообразным воспользоваться методами гранулометрии.

Гранулометрия – это гранулометрический анализ, механический анализ, совокупность приемов определения гранулометрического состава рыхлых горных пород, почв и искусственных материалов. В настоящее время гранулометрия активно применяется в медицине и металлургической промышленности.

Методы определения размеров рассыпанных объектов на изображении составляют важную часть гранулометрии[2].

Принцип пространственной грануляции удобно реализовывать с использованием грассманновых элементов различной размерности. В декартовых координатах объект представляется в виде иерархического множества типовых грассманновых элементов в пространстве размерности n , каждый из которых задан с помощью $n + 1$ параметра:

$$G_n = \begin{pmatrix} x_1^1 & x_2^1 & \dots & x_n^1 & 1 \\ x_1^2 & x_2^2 & \dots & x_n^2 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & 1 \\ x_1^n & x_2^n & \dots & x_n^n & 1 \\ x_1^{n+1} & x_2^{n+1} & \dots & x_n^{n+1} & 1 \end{pmatrix}, \quad (1)$$

при этом параметрами являются координаты вершин элемента x_j^{i+1} , $i = 1 \dots n$, $j = 1 \dots (n + 1)$.

Таким образом, структура грависманнова элемента кодируется с помощью матрицы (1), а его геометрические параметры – с помощью значений элементов этой матрицы. Подобные модели могут применяться для задач различной размерности и с различной геометрией, определяемой выбором системы координат [1].

При решении задач гранулометрии результат измерения интенсивностей элементов исследуемого изображения представляется в виде функции, которая иногда называется площадью поверхности изображения. Каждому объекту изображения присваиваются определенные параметры, основной из которых – размер. На основании этих параметров производится построение гистограммы распределения объектов по определенным признакам. Вторым параметром, на основании которого осуществляется распределение, является интенсивность (яркость) объектов изображения.

Для иллюстрации эффективности метода гранулометрии было обработано четыре вида изображения: белый лист с идеальной структурой, лист офисной бумаги для принтера, писчая бумага и оберточная бумага (рис. 1).

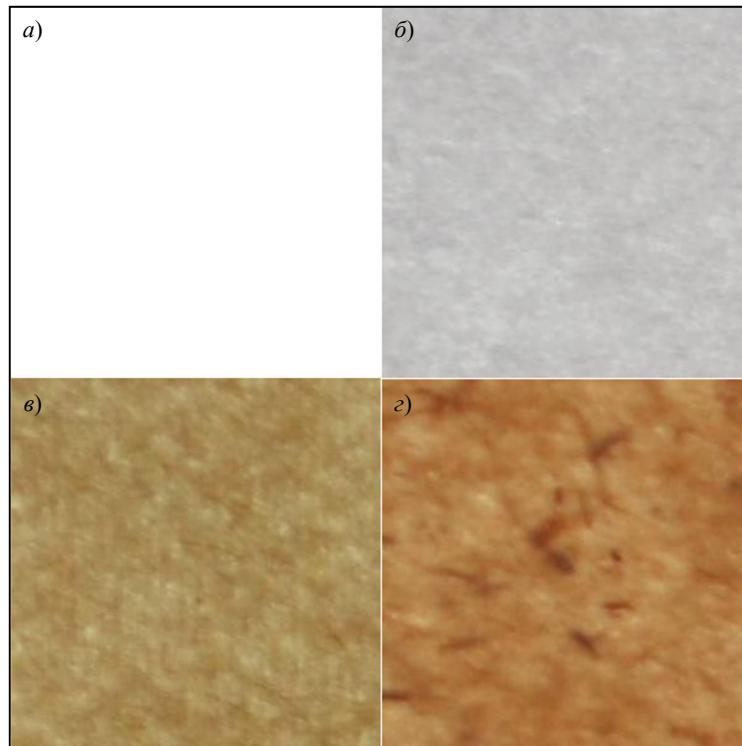


Рис. 1. Образцы бумаги: *а* – белый лист с идеальной структурой; *б* – лист офисной бумаги для принтера; *в* – писчая бумага; *г* – оберточная бумага.

Обработка белого листа с идеальной структурой показала (эталонный образец), что график площади поверхности изображения является прямой линией, что отображает отсутствие флокул в структуре бумаги (рис. 2).

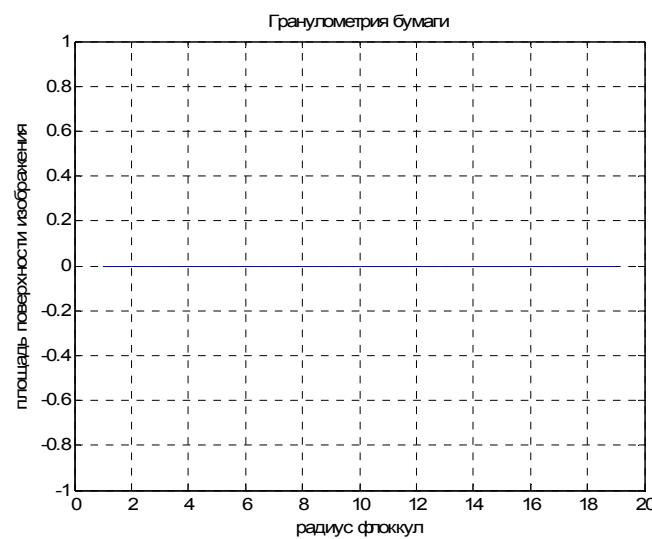


Рис. 2. Площадь поверхности эталонного образца, как функция радиуса структурообразующего элемента

Результат обработки структуры офисной бумаги представлен на рис. 3. Распределение объектов изображения, полученное в результате гранулометрической обработки, характеризуется также графиком первой производной (рис. 4). Пики на данном графике позволяют сделать вывод о количестве флоккул в структуре бумаги.

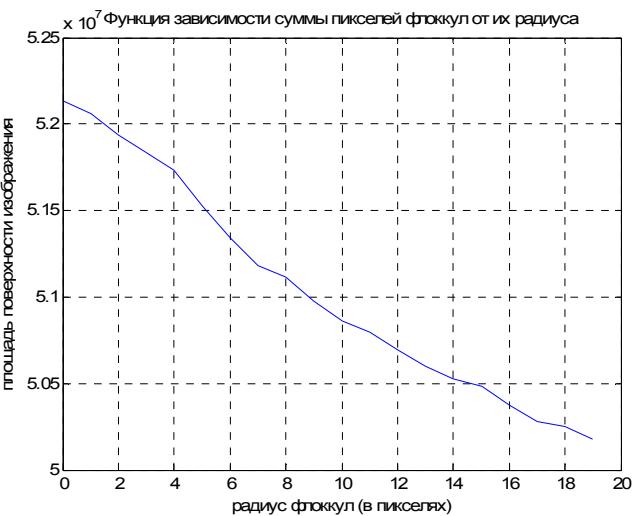


Рис. 3. Функция зависимости суммы пикселей флоккул от их радиуса для офисной бумаги

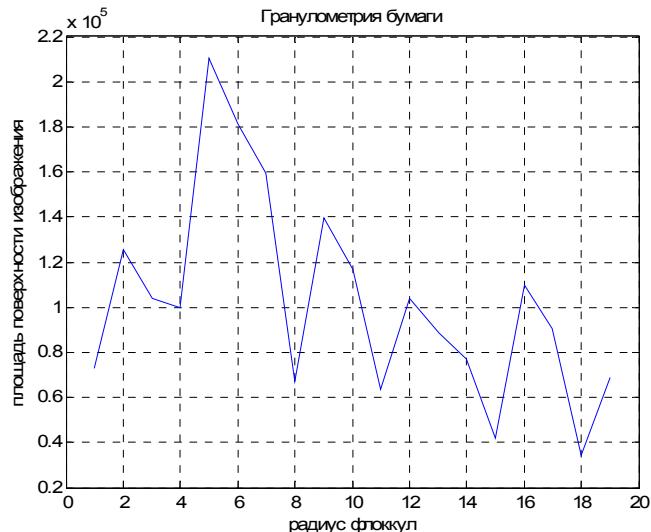


Рис. 4. График первой производной функции зависимости флоккул от их радиуса (офисная бумага)

Рис. 5–6 отображают результаты обработки писчей бумаги, а рис. 7–8 – оберточной бумаги.

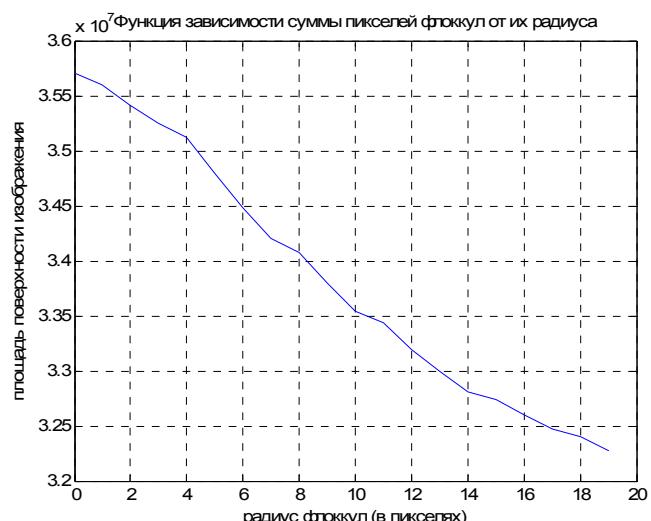


Рис. 5. Функция зависимости суммы пикселей флоккул от их радиуса для писчей бумаги

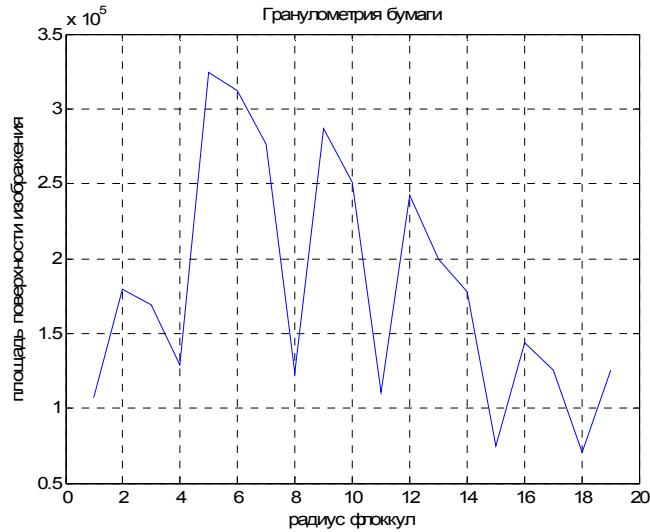


Рис. 6. График первой производной функции зависимости флоккул от их радиуса (писчая бумага)

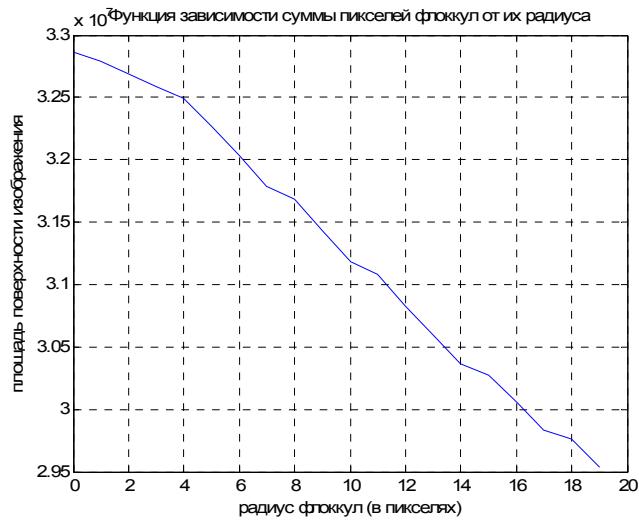


Рис. 7. Функция зависимости суммы пикселей флоккул от их радиуса для оберточной бумаги

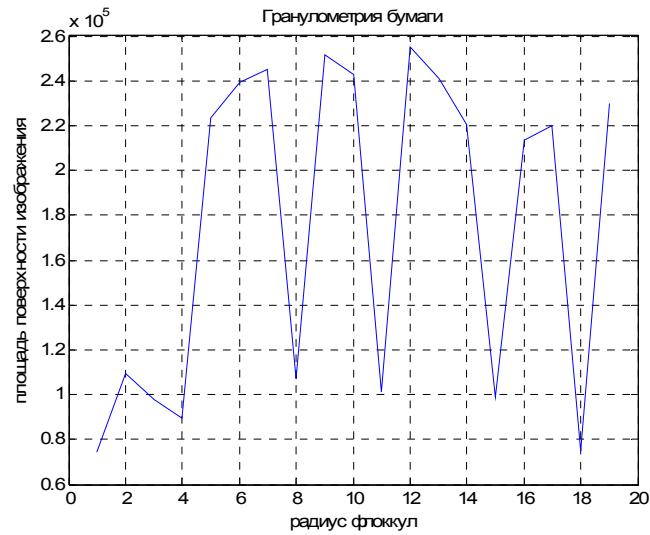


Рис. 8. График первой производной функции зависимости флоккул от их радиуса (оберточная бумага)

Полученные данные показали, что наибольшее количество флоккул содержится в оберточной бумаге, облачность образца офисной бумаги более равномерна и однородна, чем облачность писчей и оберточной бумаги.

Результат проделанной работы показал, что использование методов гранулометрии эффективен и наглядно отражает параметры качества бумажного полотна.

Список литературы

- Бутенков, С. А. Математические модели процессов на фрактальных структурах с заданными свойствами на основе методов грануляции / С. А. Бутенков // Известия Южного федерального университета. Технические науки (тематический выпуск). – 2011. – Т. 121, № 8. – С.199–209.
- Гонсалес, Р. Цифровая обработка изображений в среде MATLAB / Р. Гонсалес, Р. Вудс, С. Эддинс. – М. : Техносфера, 2006.
- Дунаев, Д. В. Системный подход к обеспечению требуемых свойств бумаги на основе информации о качестве печати : дис. ... канд. техн. наук: 05.21.03, 05.13.01. / Дунаев Д. В. – СПб. : РГБ, 2007. – (Из фондов Российской государственной библиотеки).

АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА РЕГУЛИРОВАНИЯ ЗАЗОРА ВЫПУСКНОГО ОТВЕРСТИЯ НАПОРНОГО УСТРОЙСТВА

С. С. Костюков, О. В. Авдеева

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Система программного управления обеспечивает автоматическое двухкоординатное регулирование положения верхней планки напорного устройства бумагоделательной машины. Напорное устройство обеспечивает равномерный напуск массы на плоскую сетку бумагоделательной машины, что, в первую очередь, позволяет снизить неравномерность просвета получаемого бумажного полотна.

Современные бумагоделательные машины – сложнейшие агрегаты. Широкое применение находит автоматизация процессов производства бумаги. Целлюлозно-бумажная промышленность – наиболее сложная отрасль лесного комплекса, связанная с механической обработкой и химической переработкой древесины. Она включает производство целлюлозы, бумаги, картона и изделий из них.

На рис. 1 представлена структурная схема системы регулирования зазора. Основные задачи устройств для выпуска бумажной массы на сетку заключаются в том, чтобы расширить поток разбавленной бумажной массы, подводимой к бумагоделательной машине, до рабочей ширины машины, сделать его однородным по концентрации, устранить турбулентное движение, завихрения в потоке и флокуляцию волокон и выпустить массу на движущуюся сетку со скоростью, близкой к скорости ее движения, придав выходящей на сетку струе массы оптимальный угол встречи с сеткой и обеспечив равномерность скоростей во всех точках потока по ширине машины и отсутствие поперечных струй в этом потоке.

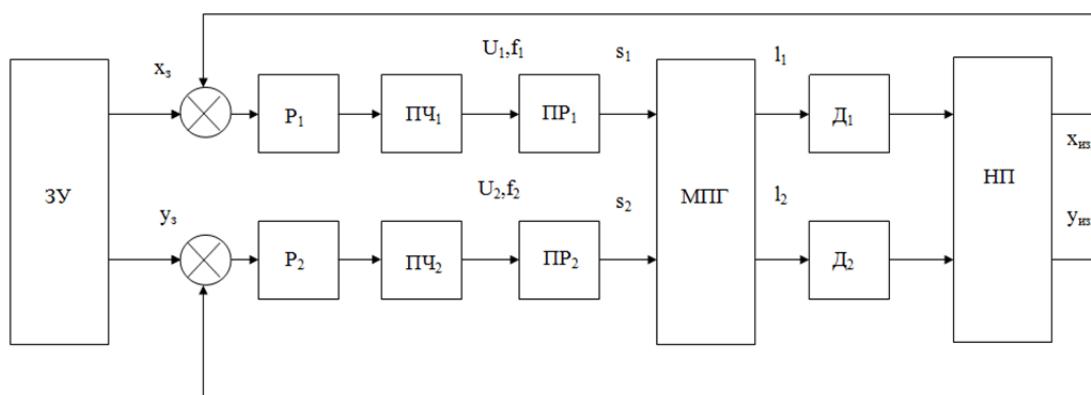


Рис. 1. Структурная схема системы регулирования зазора

Цель создания автоматизированной системы регулирования зазора выпускного отверстия напорного устройства – повысить показатели качества регулирования, что позволит снизить процент брака и, соответственно, уменьшить затраты на производство.

Если раньше, когда скорости бумагоделательных машин были невелики, а вырабатываемое на них бумажное полотно сравнительно узко, процесс подвода бумажной массы к сеточному столу и выпуска массы на сетку однородным потоком не представлял особой сложности, то теперь, при скорости бумагоделательных машин, достигающей 1000 м/мин, и ширине 7–8 м, этот процесс представляет весьма сложную проблему. Можно утверждать, что достижение современных скоростей бумагоделательных машин стало возможно только благодаря непрерывному совершенствованию напорных устройств.

На рис. 1 приняты следующие обозначения: ЗУ – задающее устройство; Р₁, Р₂ – регуляторы положения привода; ПЧ₁, ПЧ₂ – частотные преобразователи «Micromaster 420»; ПР₁, ПР₂ – приводы SEW-EURODRIVE RF 17DR63M4; МПГ – механизм перемещения губы; Д₁, Д₂ – индуктивные датчики «Ivar» P101.90HKNU ;НП – нелинейный преобразователь; x_3 , y_3 – заданные положения губы; U – напряжение, В; f – частота, Гц; s_1 , s_2 – линейные перемещения приводов, мм; l_1 , l_2 – перемещения датчиков, мм; $x_{изм}$, $y_{изм}$ – измеренное положение губы.

В Simulink была построена виртуальная модель электропривода регулирования зазора выпускного отверстия напорного устройства и произведен расчет и анализ показателей качества системы. При диапазоне открытия выпускной губы от 0 мм до 114 мм величина перерегулирования составляет не более 20 %; время переходного процесса: не более 30 с; а абсолютная погрешность регулирования: $\pm 0,2$ мм.

Виртуальная модель системы регулирования зазора выпускного отверстия напорного устройства представлена на рис. 2.

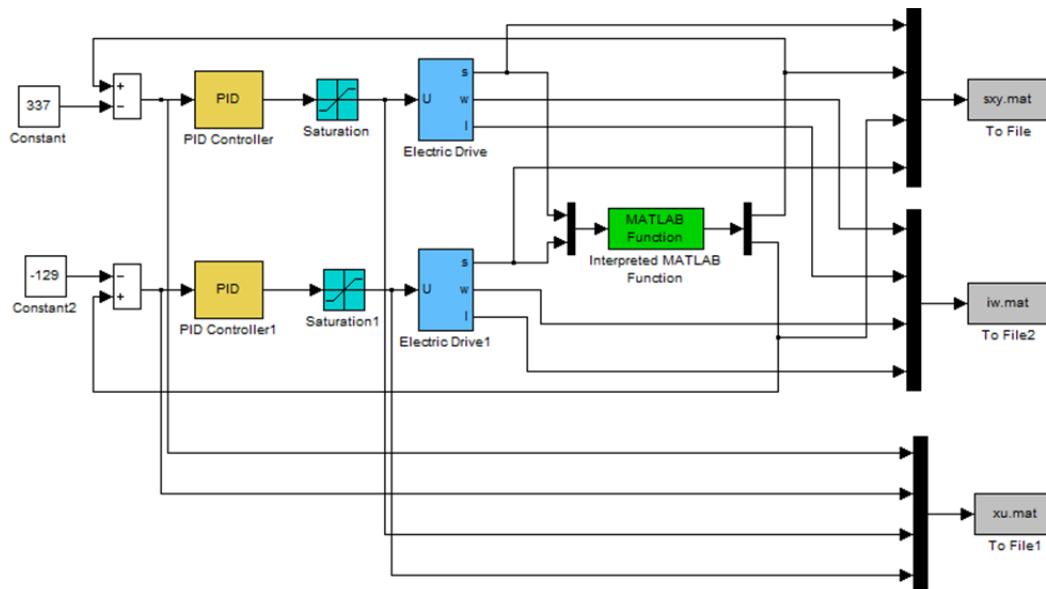


Рис. 2. Виртуальная модель системы регулирования зазора

Виртуальная модель состоит из следующих блоков:

1. Блок Constant1 Constant2 – задающее устройство. Задаются координаты положения губы по x , y .
2. Блок PID – пропорционально-интегрально-дифференциальный (ПИД) регулятор.
3. Блок Sitruration – ограничитель. Ограничивает входное напряжение электропривода.
4. Блок ElectricDrive – асинхронный электропривод. Меняя перемещение электроприводов производится движение губы, тем самым регулируется зазор выпускного отверстия напорного устройства.
5. Блок InterpretedMatlabFunction – блок, в котором загружена программа вычисления координат положения губы по заданным перемещениям асинхронных электроприводов. Решение прямой задачи кинематики механизма перемещения губы напорного устройства.
6. Блок ToFile – запись полученных результатов моделирования в файл.

На рис. 3 представлена мнемосхема автоматизированной системы регулирования положения верхней планки напорного устройства.

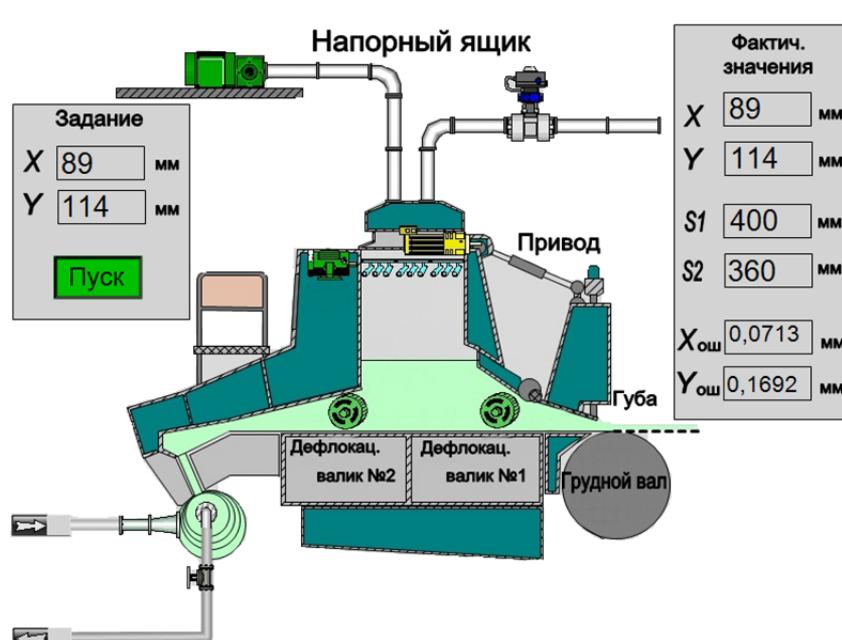


Рис. 3. Рабочий стол проекта

Слева от напорного ящика располагается панель управления положением губы. На ней располагаются два поля ввода, в которые вводятся координаты губы по осям ОХ и ОY. Кнопка «Пуск» запускает процесс отработки положения губы. Предельно-допустимое значение по оси ОХ составляет 89 мм, а по оси ОY – 114 мм. Справа от напорного ящика располагается окно с фактическими значениями положения губы по осям ОХ и ОY, а также линейное передвижение приводов s_1 и s_2 и абсолютная погрешность регулирования положения губы. Максимально-допустимые перемещения приводов s_1 и s_2 составляют 400–600 мм и 360–560 мм соответственно.

На рис. 4 изображены тренды перемещения губы, приводов, а также абсолютная погрешность регулирования положения губы.

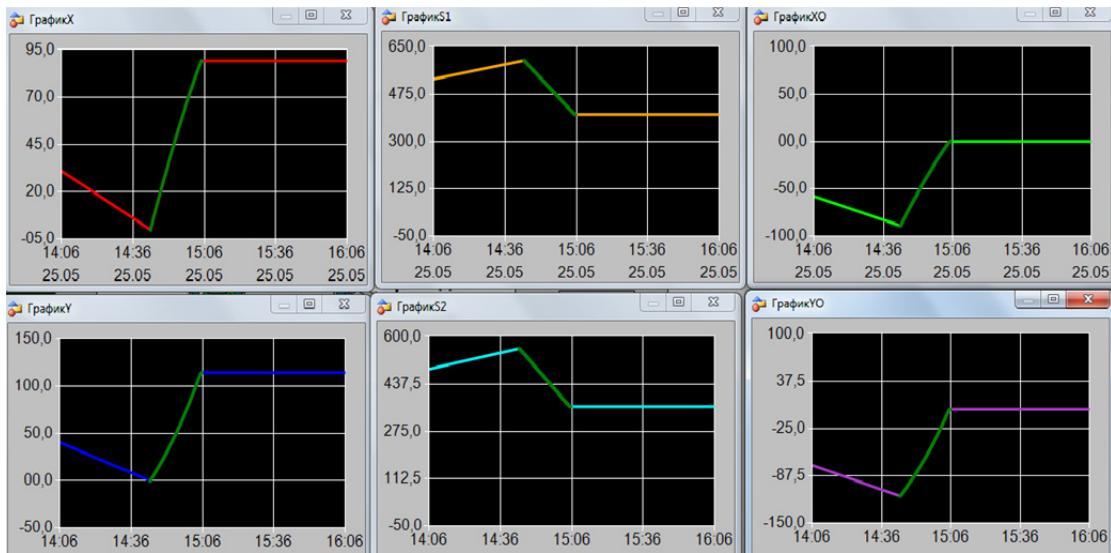


Рис. 4. Тренды перемещения губы, приводов и погрешность регулирования

Заключение

Проведен выбор системы регулирования зазора выпускного отверстия напорного устройства, разработана ее структурная схема и проведено моделирование ее работы в Simulink. Анализ показателей качества смоделированной системы показал, что при диапазоне открытия выпускной губы от 0 мм до 114 мм величина перерегулирования составляет не более 20 %; время переходного процесса: не более 30 с; а абсолютная погрешность регулирования: $\pm 0,2$ мм.

Создан SCADA-проект автоматизированной системы регулирования положения верхней планки напорного устройства в интегрированной среде разработки DataRate 4.0 для мониторинга, контроля и управления технологическим процессом.

Список литературы

1. Иванов, С. Н. Технология бумаги / С. Н. Иванов. – М. : Школа бумаги, 2006. – 310 с.
2. Герман-Галкин, С. Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0 : учеб. пособие / С. Г. Герман-Галкин. – СПб. : КОРОНА прнт, 2001. – 259 с.
3. Ключев, В. И. Теория электропривода : учеб. для вузов / В. И. Ключев. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Энергоатомиздат, 2001. – 573 с.
4. Семенов, А. Д. Основы теории линейных систем автоматического управления : учеб. пособие / А. Д. Семенов, Д. В. Артамонов. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2003. – 135 с.

АВТОМАТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ОПТИЧЕСКОЙ КОРРЕКЦИИ ЗРЕНИЯ НА ОСНОВЕ СПЕКЛОВОЙ ИНТЕРФЕРОМЕТРИИ

A. В. Костюнин, И. В. Куприянов, М. С. Ревунов

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Проект посвящен задачам автоматизации процесса определения параметров оптической коррекции зрения в офтальмологических приборах, основанных на технологии спекловой интерферометрии. Определение параметров коррекции зрения, осуществляющее пациентом вручную, не гарантирует точной настройки оптической системы и получения корректных и точных результатов (особенно это актуально для детей и недееспособных людей). Данная проблема может быть решена за счет внедрения в уже имеющийся прибор автоматической системы с применением метода трассерной визуализации в оценке движения спекловой

картины. Реализация проекта позволит разработать систему определения параметров оптической коррекции зрения, исключающую влияние субъективизма пациента на результаты.

Актуальной проблемой в оптометрии является определение параметров астигматизма глаза [1–3]. Астигматизм проявляется при любом нарушении осевой симметрии геометрических и оптических сред глаза. Статистика показывает, что около 40 % людей во всем мире нуждаются в оптической коррекции зрения [2].

Для определения параметров миопии или гиперметропии и астигматизма специалисты-офтальмологи используют авторефрактометры с последующим уточнением полученных параметров коррекции с помощью субъективного метода – подбора линз [3]. Более того, специалисты также отмечают, что авторефрактометрия «страдает миопией»; приборы разных фирм дают статистически различающиеся параметры коррекции [1, 3].

В результате исследований в области офтальмологии обоснована возможность применения лазерных спеклов при диагностике аномалий рефракции глаза [4, 5]. При использовании спекловой интерферометрии на сетчатке глаза отображается картина, представляющая собой динамическую зернистую структуру (рис. 1). При наблюдении движущейся шероховатой поверхности, освещаемой монохроматическим излучением, пациент видит движущуюся зернистую структуру – спекловую картину. При гиперметропии спекл движется в направлении, совпадающем с направлением движения поверхности, при миопии спекл движется в противоположном направлении. В состоянии, соответствующем наилучшей фокусировке, спекл представляется «кипящим», в котором отсутствует явно выраженная направленность его перемещения.

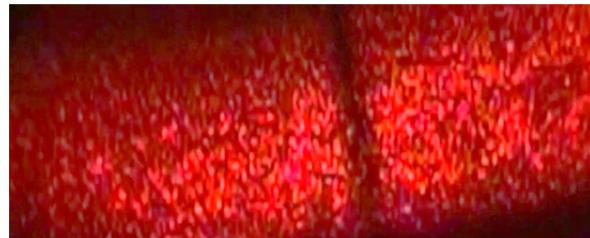


Рис. 1. Фрагмент динамического спекла, формируемого на сетчатке глаза

Таким образом, критерием настройки оптической системы коррекции зрения может быть такое состояние изображения, в котором отсутствует заметное одностороннее перемещение «зерен» спекла. Структура оптической системы офтальмологического прибора для определения параметров оптической коррекции зрения (в упрощенном виде) приведена на рис. 2.

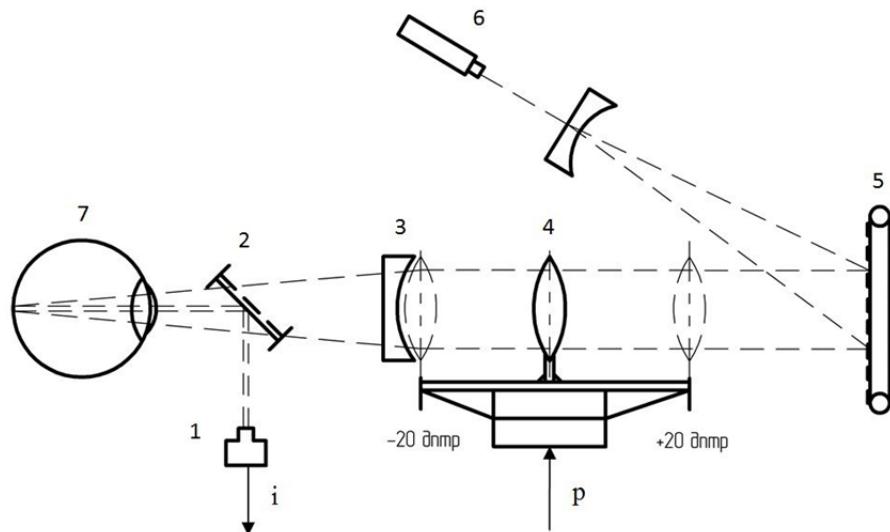


Рис. 2. Структура оптической системы прибора

В состав оптической системы прибора входит лазер 6, создающий когерентное излучение в инфракрасном диапазоне, и движущаяся диффузная (шероховатая) поверхность 5. Зрительным стимулом является эта же поверхность, освещаемая вторым лазером в видимом диапазоне (не показан на рис. 2) и рассматриваемая пациентом в качестве «предмета» через оптическую систему с перестраиваемой оптической силой, включающую линзу 3 и перемещающуюся линзу 4. Полупрозрачное зеркало 2 пропускает излучение на дно глазного яблока 7, формируя на нем спекловые картины, одна из которых (в ИК диапазоне) записывается видеокамерой 1. Практика авторефрактометрии показала, что регистрируемая видеокамерой картина в ИК диапазоне обеспечивает лучшее совмещение с поверхностью сетчатки. Оптическая система, выполняя корректирующую роль очковой линзы, совместно с оптикой глаза должна обеспечить сфокусированное изображение «предмета» на сетчатке, а именно, получение «кипящего» спекла за счет передвижения линзы 4.

Коррекция зрения, осуществляемая пациентом вручную, не гарантирует точной настройки оптической системы. Особенно это относится к случаям, когда пациентами являются дети или недееспособные люди. Целью работы является замена ручного управления положением линзы 4 автоматической фокусировкой. Система автоматической фокусировки меняет положение линзы 4, добиваясь за счет контроля изображения видеокамерой состояния «кипящего» спекла.

На рис. 3 изображена структурная схема автоматической системы определения параметров оптической коррекции зрения на основе спекловой интерферометрии.

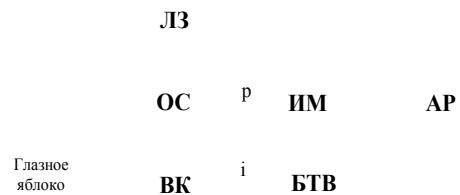


Рис. 3. Структурная схема автоматической системы коррекции зрения: ОС – оптическая система; ВК – видеокамера; БТВ – блок трассерной визуализации; АР – автоматический регулятор; ИМ – исполнительный механизм

На выходе оптической системы (ОС) формируются две спекловые картины (в ИК диапазоне и видимая пациентом) характеризующие состояние исследуемого глаза (рис. 4). ИК спекловая картина регистрируется при помощи цифровой видеокамеры (ВК) и поступает в блок трассерной визуализации (БТВ). Используемая камера должна иметь повышенную частоту съемки (60–120 кадров/сек). Это связано с малой среднестатистической продолжительностью «жизни» спекловых точек. При указанной частоте съемки каждое спекловое пятно может фиксироваться на 3–6 последовательных кадрах, что является достаточным для применения алгоритмов трассерной визуализации.

В БТВ происходит оценка статичности спекловой картины и измеряется скорость движения спекла по величине и направлению для случая, если картина не статична. Скорость движения спекловой картины определяется с помощью кросскорреляционного алгоритма [6, 7].

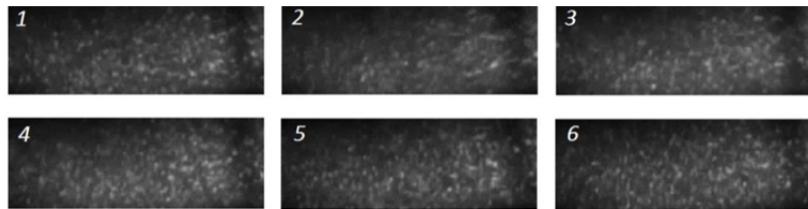


Рис. 4. Последовательные кадры спекловой картины

Кросскорреляционный алгоритм (рис. 5) состоит из следующих основных операций: 1) разбиение изображений на расчетные области; 2) расчет кросскорреляционной функции и поиск координат ее максимума; 3) расчет перемещения и направления движения максимума кросскорреляционной функции от центра расчетной области.

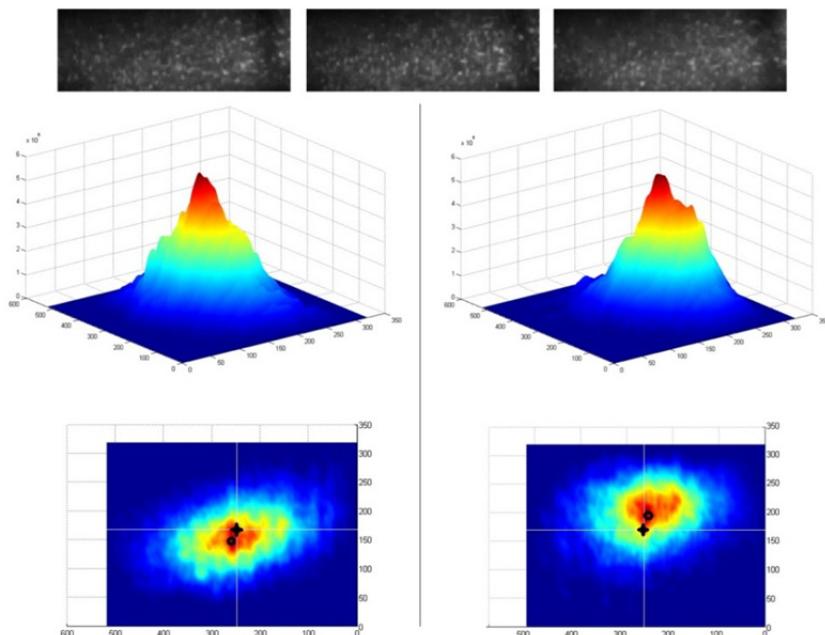


Рис. 5. Кросскорреляционный алгоритм в применении к оценке движения спекловой картины

Полученные результаты поступают в АР, который в зависимости от направления движения спекловой картины воздействует на исполнительный механизм. В разрабатываемой системе привод подачи оптической системы будет состоять из двигателя и редуктора. В качестве исполнительного устройства может использоваться асинхронный реверсивный двухфазный двигатель постоянного тока либо шаговый двигатель.

Предметом дальнейших исследований является выбор зоны нечувствительности АР, необходимой для достижения установившегося режима. Ее величине будет соответствовать статистически малый диапазон изменения значений измеренной скорости движения спекловой картины возле значения скорости, равной нулю (состояние «кипящего» спекла). Диапазон, в котором возможно нахождение линзы 4 при достижении установившегося режима, зависит от заданной зоны нечувствительности, точности работы исполнительного устройства и качества оценки движения спекловой картины.

Создание автоматической системы определения параметров оптической коррекции зрения на основе технологии спекловой интерферометрии открывает перспективы вывода на рынок конкурентоспособного российского офтальмологического прибора, обладающего рядом значительных достоинств по сравнению с аналогичными приборами:

- возможность определения параметров коррекции зрения по динамике спекла в малой области сетчатки (в области фавеолы), что является более физиологичным, а не по всей поверхности желтого пятна (как в авторефрактометрах);

- в результате приведенных сравнительных исследований для лиц со сложными астигматическими аномалиями характеристики коррекции рефракции по разным меридианам, полученные спекловым способом (по измерениям по центру поля зрения), позволяют вычислить параметры астигматических линз (сфера, цилиндр, ось), которые создают более комфортные условия наблюдения, чем при получении аналогичных параметров с применением авторефрактометрии по тем же меридианам;

- в приборах, основанных на технологии спекловой интерферометрии, снижены требования к точности оптико-механических узлов, что позволяет уменьшить количество функциональных элементов, т.е. уменьшить массу, габариты и стоимость оборудования по сравнению с аналогичными по назначению авторефрактометрами;

- определение параметров коррекции производится с высокой точностью (выше 0,1 диоптрии) при существенном сокращении времени обследования;

- автоматизация процесса диагностики исключает возможность влияния на результат исследования воли пациента и субъективизма оценки видимой им спекловой картины.

Проведенная экспертиза и клинические испытания специалистами-офтальмологами действующего макета базового прибора подтвердили наличие преимуществ метода спеклорефрактометрии перед авторефрактометрией [8].

Список литературы

1. Современные методы диагностики и коррекции астигматизма / Л. К. Яхницкая, В. Л. Гончарова, Ю. Г. Федоров, Н. Ф. Змачинская // Медицинские новости. – Минск : Белорус. гос. ун-т, 2002.
2. Розенблум, Ю. З. Оптометрия (подбор средств коррекции зрения) / Ю. З. Розенблум. – Изд. 2-е, испр. и доп. – СПб. : Гиппократ, 1996. – 320 с.
3. Орлова, Н. С. Коррекция зрения : учеб. пособие для вузов России / Н. С. Орлова, Г. И. Осипов. – 2-е изд., доп. – Новосибирск : Сибмединдат НГМУ, 2007. – 226 с.
4. Применение методов Фурье-оптики / под ред. Г. Старка. – М. : Радио и связь, 1988. – 536 с.
5. Шаповалов, С. Л. Лазерная оптометрия : моногр. / С. Л. Шаповалов, Т. И. Милявская, С. А. Игнатьев. – М. : МИК, 2012. – 192 с.
6. Семенов, А. Д. Алгоритм экстремального регулирования на основе рекурсивной процедуры метода наименьших квадратов / А. Д. Семенов, О. В. Авдеева, А. С. Никиткин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2012. – № 1.
7. Куприянов, И. В. Автоматизированная система определения параметров оптической коррекции зрения на основе спекловой интерферометрии / И. В. Куприянов // Современные технологии в задачах управления, автоматики и обработки информации : сб. тр. XXIII Международ. науч.-технич. семинара – М. : Зерцало-М, 2014.
8. Использование спекловой интерферометрии в определении рефракции глаза. Экспресс-подбор сложных очков / А. В. Костюнин, Н. Б. Шурупова, Д. В. Языков, В. А. Прошкин // Рефракция-2010 : материалы Седьмой международ. офтальмологич. конф. – Самара : Офорт, 2010.

ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩАЯ СИСТЕМА ПРЕДОТВРАЩЕНИЯ КРИТИЧЕСКИХ РЕЖИМОВ ОДНОВИНТОВОГО ВЕРТОЛЕТА¹

O. И. Кузнецов, В. М. Солдаткин

Казанский национальный исследовательский технический университет им. А. Н. Туполева, г. Казань, Россия

Рассматриваются теоретические основы построения, формирования сигналов предупреждения, алгоритмов управления и информационной поддержки экипажа в каналах информационно-управляющей системы предупреждения критических режимов одновинтового вертолета.

¹ Работа выполнена в рамках базовой части государственного задания в сфере научной деятельности по заданию Минобрнауки России № 2014/55 (НИР № 990).

Расширение круга решаемых задач и интенсификация использования вертолетов, широкие диапазоны изменения параметров полета и условий эксплуатаций неразрывно связано с проблемой безопасности полетов, повышением требований к бортовому оборудованию, обеспечивающему предупреждение экипажа о приближении опасной ситуации и предотвращение критических режимов, в том числе при «подхвате» вертолета, при попадании в режим «вихревого кольца», при неуправляемом самовращении вертолета на режиме висения, на взлетно-посадочных режимах [1].

Для предупреждения экипажа и предотвращения критических режимов вертолета на указанных режимах полета на борту вертолета должны быть установлены соответствующие средства, которые должны не только обеспечивать контроль текущих значений параметров движения вертолета, но и формировать их допустимые значения с учетом эксплуатационных ограничений и метеорологических условий, выдачу предупреждающих сигналов и управляющих команд-подсказок экипажу, т.е. выполнять функции информационно-управляющей системы предотвращения критических режимов [2].

Анализ предельных режимов, аэродинамики и динамики полета вертолета [3, 4], показывает, что основные критические режимы вертолета связаны с:

- прочностью элементов конструкции – при превышении максимально-допустимой приборной скорости;
- режимом обтекания несущего винта, при котором его коэффициент режима работы приближается к максимально-допустимому значению;
- превышением максимально-допустимого значения числа Маха конца наступающей лопасти и возрастанием волнового сопротивления несущего винта;
- возникновением режима «вихревое кольцо», приводящим к пульсациям и срыву потока с лопасти;
- превышением летных ограничений по максимально-допустимой несущей способности несущего винта, связанных с режимом обтекания и срывом потока с отступающей лопасти;
- возникновением недопустимого с точки зрения безопасности явления «подхвата» при маневрировании вертолета с большими вертикальными перегрузками.

Как показано в работе [5], летные ограничения на характерные для каждого критического режима параметры полета вертолета определяются граничными значениями характерных параметров $x_{\text{тр}i}$, превышение которых приводит к возникновению одной из регламентируемых Нормами летной годности вертолетов (НЛГВ) особой (нештатной) ситуации H_i [6]: усложнению условий полета (УУП), сложной (СС), аварийной (АС) и катастрофической (КС) ситуациям.

Определяющим признаком возникновения каждой из особых ситуаций H_k на всех этапах полета вертолета от взлета до посадки, на режимах снижения и висения является

превышение характерных параметров x_i известных для данного типа вертолета эксплуатационных ограничений $x_{\text{тр}i}$, определяющих уровень опасности нештатных режимов полета [2]:

$x_{i \text{ н}}$ – номинальное значение параметра x_i , соответствующее нормальному (с точки зрения безопасности) эксплуатационному режиму полета;

$x_{i \text{ п}}$ – пороговое значение, соответствующее уровню срабатывания сигнализации и свидетельствующее о выходе параметра x_i в зону УУП;

$x_{i \text{ доп}}$ – допустимое значение параметра, соответствующее границе перехода от УУП к СС;

$x_{i \text{ пред}}$ – предельное (опасное) значение параметра, выход за границы которого является причиной возникновения АС;

$x_{i \text{ кр}}$ – критическое значение параметра, превышение которого с вероятностью близкой к единице приводит к возникновению катастрофической ситуации.

Тогда при полете вертолета каждая из особых ситуаций H_k , обусловленная изменением характерного параметра x_i , может быть идентифицирована следующими уравнениями [2]:

катастрофическая ситуация: $x_i \geq x_{i \text{ кр}}$ и $P_{\text{оп}}^{x_i} = 1$;

аварийная ситуация: $x_{i \text{ кр}} > x_i \geq x_{i \text{ пред}}$ и $10^{-2} \leq P_{\text{оп}}^{x_i} < 1$;

сложная ситуация: $x_{i \text{ пред}} > x_i \geq x_{i \text{ доп}}$ и $10^{-4} \leq P_{\text{оп}}^{x_i} < 10^{-2}$;

усложнение условий полета: $x_{i \text{ доп}} > x_i \geq x_{i \text{ п}}$ и $10^{-6} \leq P_{\text{оп}}^{x_i} < 10^{-4}$;

нормальные эксплуатационные условия: $x_i < x_{i \text{ н}}$ и $10^{-9} \leq P_{\text{оп}}^{x_i} < 10^{-6}$,

где $P_{\text{оп}}^{x_i}$ – вероятность возникновения катастрофической ситуации при данном значении параметра x_i , характеризующая уровень опасности данного режима полета по параметру x_i .

Так как на границах особых ситуаций H_k связь значений $x_{i \text{ гр}}^{H_k}$ параметра x_i и вероятностного показателя $P_{\text{оп}}^{x_i}$ опасности режима полета вертолета однозначна, то по граничным точкам $x_{i \text{ гр}}^{H_k}$ может быть построена детерминированная для данного типа вертолета непрерывная информативная функция опасности [7]

$$F_{\text{оп}}^{x_i} = f(x_i), \quad (1)$$

которая однозначно характеризует изменение уровня безопасности полета вертолета при изменении параметра x_i .

При нормальных эксплуатационных условиях полета частная информативная функция опасности по x_i параметру полета будет изменяться в интервале $0 \leq F_{\text{оп}}^{x_i} < F_{\text{оп}}^{x_k \text{УУП}}$.

При переходе особой ситуации H_i из зоны УУП до зоны СС, от СС до АС и от АС до КС информативная функция $F_{\text{оп}}$ будет соответственно изменяться в интервалах

$$F_{\text{оп}}^{x_k \text{УУП}} \leq F_{\text{оп}}^{x_i} < F_{\text{оп}}^{x_k \text{СС}}; F_{\text{оп}}^{x_k \text{СС}} \leq F_{\text{оп}}^{x_i} < F_{\text{оп}}^{x_k \text{АС}}; F_{\text{оп}}^{x_k \text{АС}} \leq F_{\text{оп}}^{x_i} < F_{\text{оп}}^{x_k \text{КС}}.$$

При приближении к эксплуатационным ограничениям нескольких характерных параметров x_i ($i = 1, 2, \dots, n$) может быть построена интегральная информативная функция $F_{\text{оп}}(x_1, x_2, \dots, x_n)$, определяющая текущий уровень опасности режима полета вертолета в целом, вида

$$F_{\text{оп}}(x_1, x_2, \dots, x_n) = 1 - \prod_{i=1}^n (1 - F_{\text{оп}}^{x_i}) = 1 - \prod_{i=1}^n [1 - f(x_i)].$$

Так как характерные параметры x_i на каждом режиме полета взаимосвязаны через динамику движения вертолета, то указанные связи учитываются и в полученных частных и интегральной информативных функциях опасности.

Пусть уравнения управляемого движения вертолета на данном режиме полета известны и имеют вид [2]

$$\frac{dx_i}{dt} = \phi_i(x_0, U_j, W_k, t), \quad i = \overline{1, n}, \quad j = \overline{1, m}, \quad k = \overline{1, l},$$

где x_i – фазовые координаты вектора состояния \mathbf{X} вертолета; U_j – параметры вектора управления \mathbf{U} ; W_k – параметры вектора внешнего воздействия \mathbf{W} ; t – время.

Принимая, что координаты x_i , а следовательно, и информативные функции опасности $F_{\text{оп}}^{x_i}$ – непрерывно дифференцируемые функции времени с учетом (1) будем иметь

$$\frac{dF_{\text{оп}}^{x_i}}{dt} = \sum_{k=1}^n \frac{dF_{\text{оп}}^{x_i}}{dx_k} \frac{dx_k}{dt} = \sum_{k=1}^n \frac{dF_{\text{оп}}^{x_i}}{dx_k} \phi_k(x_i, U_j, W_k, t) \quad (2)$$

$$i = \overline{1, n}; \quad j = \overline{1, m}; \quad k = \overline{1, l}$$

Аналогично для интегральной информативной функции опасности режима полета, получим:

$$\frac{dF_{\text{оп}}^{x_i}}{dt} = \sum_{k=1}^n \frac{dF_{\text{оп}}^{x_i}}{dx_k} \frac{dx_k}{dt} = \sum_{k,i=1}^n \frac{dF_{\text{оп}}}{dF_{\text{оп}}^{x_i}} \frac{dF_{\text{оп}}^{x_i}}{dx_k} \frac{dx_k}{dt} = \sum_{k,i=1}^n \frac{dF_{\text{оп}}}{dF_{\text{оп}}^{x_i}} \frac{dF_{\text{оп}}^{x_i}}{dx_k} \phi_k(x_i, U_j, W_k, t) \quad (3)$$

Полученные уравнения (2), (3) устанавливают связь между динамикой движения вертолета и динамикой изменения уровня безопасности полета. Элементы $\frac{dF_{\text{оп}}}{dF_{\text{оп}}^{x_i}}$ и $\frac{dF_{\text{оп}}^{x_i}}{dx_k}$ квадратной матрицы Якоби в каждый момент времени характеризуют степень влияния изменений частных информативных функций опасности $F_{\text{оп}}^{x_i}$ и параметров траекторного движения x_i на изменение уровня безопасности режима полета в целом.

Уравнение (3) можно представить в виде

$$\begin{aligned} \frac{dF_{\text{оп}}}{dt} &= \sum_{k=1}^n \frac{dF_{\text{оп}}}{dx_k} \frac{dx_k}{dt} = \sum_{k=1}^n \frac{dF_{\text{оп}}}{dx_k} \phi_k(x_i, U_j, W_k, t) = \\ &= \text{grad } F_{\text{оп}} \frac{d\mathbf{X}}{dt} = \text{grad } F_{\text{оп}} \mathbf{V}(\mathbf{X}, \mathbf{U}, \mathbf{W}, t) = \text{grad } F_{\text{оп}} |\mathbf{V}(\mathbf{X}, \mathbf{U}, \mathbf{W}, t)| \cdot \cos \phi, \end{aligned}$$

где $\text{grad } F_{\text{оп}}$ – вектор градиента интегральной информативной функции опасности $F_{\text{оп}}$ текущего режима полета вертолета; $\frac{d\mathbf{X}}{dt} = \mathbf{V}(\mathbf{X}, \mathbf{U}, \mathbf{W}, t)$ – вектор обобщенной фазовой скорости вертолета как объекта управления; ϕ – угол между векторами $\text{grad } F_{\text{оп}}$ и $\mathbf{V}(\mathbf{X}, \mathbf{U}, \mathbf{W}, t)$.

Следовательно исследование поведения полной производной интегральной информативной функции опасности режима полета вертолета позволяет принять обоснованные решения по построению алгоритмов штурвального и автоматического управления, обеспечивающих наискорейших выход из возникшей особой ситуации или принятие оперативного решения по переходу на более безопасный режим полета.

Для иллюстрации возможности использования интегральной информативной функции опасности $F_{\text{оп}}(t)$ и вектора $\text{grad } F_{\text{оп}}$ в каналах информационно-управляющей системы предотвращения критических режимов вертолета рассмотрим режим вертикального снижения вертолета с малыми продольными и боковыми воздушными скоростями, при котором возможно возникновение режима «вихревое кольцо».

Границы летных ограничений на режиме «вихревое кольцо» определяются выражением вида [5] $V_{y\text{grp}} = V_{by} + k_x \delta_x V_{bx} + k_z \delta_z V_{bz}$, где V_{bx}, V_{by}, V_{bz} – продольная, вертикальная и боковая составляющие вектора \bar{V}_b истинной воздушной скорости вертолета; V_y – вертикальная скорость снижения вертолета; δ_x, δ_z – перемещения ручки циклического шага при продольном и боковом управлении; k_x, k_z – постоянные коэффициенты.

На рис. 1 в координатах вертикальной скорости V_y и горизонтальной воздушной скорости V_{xz} для различных особых ситуаций H_i режима «вихревое кольцо» построены линии одинакового уровня информативной функции опасности $F_{\text{оп}}^{\text{BK}} = \text{const}$ и траектория изменения функции $F_{\text{оп}}^{\text{BK}}(t)$ при движении вертолета [7].

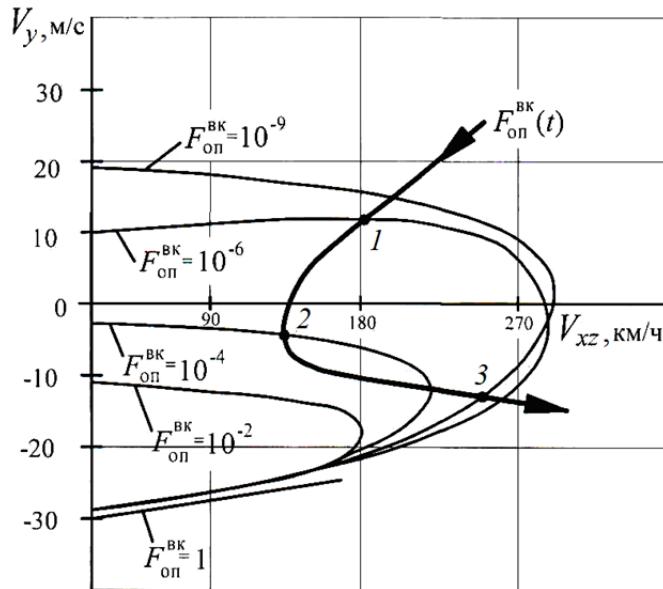


Рис. 1. Иллюстрация кривых равной опасности режима «вихревое кольцо»

Как видно из рис. 1, в точке 1 направления вектора $\text{grad } F_{\text{оп}}^{\text{BK}}$ и производной $dF_{\text{оп}}/dt$ практически совпадают, что указывает на ожидаемое возрастание функции $F_{\text{оп}}^{\text{BK}}(t)$ и снижение уровня безопасности полета вертолета. В точке 2 обобщенная информативная функция опасности достигает своего наибольшего значения, при этом вектор $\text{grad } F_{\text{оп}}^{\text{BK}}$ ортогонален производной $dF_{\text{оп}}^{\text{BK}}/dt$. При дальнейшем движении вертолета производная $dF_{\text{оп}}^{\text{BK}}/dt$ становится отрицательной, что свидетельствует об уменьшении интегральной функции опасности $F_{\text{оп}}^{\text{BK}}(t)$ до значения, равного в точке 3 $F_{\text{оп}}^{\text{BK}} \approx 10^{-9}$ и, соответствующем нормальным эксплуатационным условиям полета вертолета.

Таким образом, в каждый момент времени информация о значении интегральной информативной функции опасности $F_{\text{оп}}^{\text{BK}}(t)$ и его положении на соответствующей линии уровня равной опасности позволяет указать направление, противоположное значению вектора $\text{grad } F_{\text{оп}}^{\text{BK}}$ в данной точке, определяющее характер изменения параметров движения вертолета V_y и V_{xz} , при котором уменьшении информативной функции $F_{\text{оп}}^{\text{BK}}(t)$ и повышение уровня безопасности критического режима, например «вихревое кольцо» будут происходить наиболее быстрым темпом.

Если линии уровня равной опасности $F_{\text{оп}}^{\text{BK}} = \text{const}$ и траекторию изменения функции $F_{\text{оп}}^{\text{BK}}(t)$ представить в качестве визуальной и директорной информации, то при пилотировании вертолета она может служить дополнительным и наглядным указанием пилоту – как управлять вертолетом в данный момент времени, возможно ли с учетом возможностей (запасов) управления по критическим параметрам x_i и x_j обеспечить заданный уровень безопасности полета в дальнейшем, как понизить уровень опасности возникающей особой ситуации.

Например, для информационной поддержки экипажа вертолета в возникающих нештатных ситуациях предлагается традиционную систему отображения информации дополнить кадром индикатора безопасности, который может быть реализован на информационном табло системы экранной индикации (СЭИ), например, в виде информационного поля с тремя зонами – зеленого, желтого и красного цветов (рис. 2).

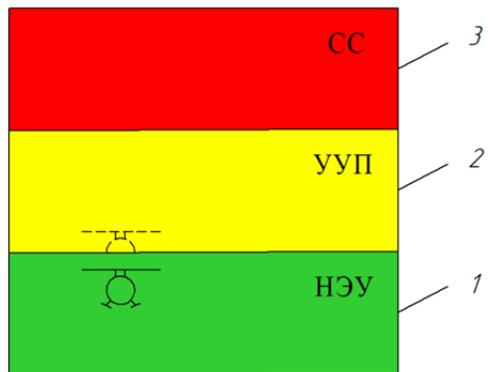


Рис. 2. Иллюстрация одного из вариантов реализации индикатора безопасности режима полета вертолета

В одной из зон силуэтом вертолета черного цвета непрерывно отображается относительное положение уровня опасности $F_{\text{оп}}$ текущего режима полета. Проблесковым (мигающим) световым силуэтом вертолета отображается изменение уровня опасности режима полета на прогнозируемом интервале времени.

Зона 1 зеленого цвета соответствует уровню нормальным эксплуатационным условиям (НЭУ) полета, зона 2 желтого цвета характеризует снижение уровня безопасности и возникновению усложненных условий полета (УУП), зона 3 красного цвета определяет попадание вертолета в сложную ситуацию (СС), когда уровень безопасности полета соответствует докритическому режиму полета. Границы зон указывают на попадание вертолета в особую (нештатную) ситуацию, соответствующую местоположению непрерывного и проблескового силуэтов вертолета.

При приближении непрерывного высвечивания черного силуэта вертолета к границе особой ситуации (УУП или СС) дополнительно к информационному полю индикатора безопасности на экране СЭИ формируется дополнительная информация о текущих и прогнозируемых значениях интегральной информативной функции опасности режима полета вертолета, а также целевые команды-подсказки содействия экипажа по эффективному выводу вертолета из возникающей особой ситуации, например, «Уменьшить вертикальную скорость», «Увеличить продольную скорость» и т.п.

Для большей достоверности предупреждения экипажа о приближении особой ситуации при пересечении проблесковых силуэтов вертолета границ особых ситуаций автоматически срабатывает канал упреджающей сигнализации (звуковой, световой или тактильный), на который должна быть обеспечена соответствующая реакция экипажа при штурвальном управлении вертолетом.

Таким образом, рассмотренная информационно-управляющая система позволяет решать задачи обнаружения, предупреждения и управления по предотвращению критических режимов полета вертолета, решать задачи информационной поддержки экипажа в особых ситуациях.

Список литературы

1. Володко, А. М. Безопасность полетов вертолетов / А. М. Володко. – М. : Транспорт, 1981. – 342 с.
2. Солдаткин, В. М. Методы и средства построения бортовых информационно-управляющих систем обеспечения безопасности полета / В. М. Солдаткин. – Казань : Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2004. – 350 с.
3. Браверманн, А. С. Динамика вертолета: Предельные режимы полета / А. С. Браверманн, А. П. Вайнтруб. – М. : Машиностроение, 1988. – 280 с.
4. Петросян, Э. А. Аэродинамика соосного вертолета: балансировка, устойчивость, управление, маневрирование, автоматическая стабилизация и управление / Э. А. Петросян. – М. : Полигон-Пресс, 2004. – 816 с.
5. Деревянкин, В. П. Особенности системы предупреждения критических режимов полета вертолета / В. П. Деревянкин, О. О. Кузнецов, В. М. Солдаткин // Известия вузов. Авиационная техника. – 2012. – №3. – С. 51–55.
6. Нормы летной годности гражданских вертолетов. – М. : ЦАГИ, 1987. – 350 с.
7. Кузнецов, О. И. Синтез информативных функций опасности критических режимов полета вертолета / О. И. Кузнецов, В. М. Солдаткин // Известия вузов. Авиационная техника. – 2013. – № 3. – С. 50–56.

СРЕДСТВА И МЕТОДЫ АВТОМАТИЗАЦИИ ПРОЦЕССОВ ПРЕДУПРЕЖДЕНИЯ И УПРАВЛЕНИЯ ЧРЕЗВЫЧАЙНЫМИ СИТУАЦИЯМИ, ВЫЗВАННЫМИ АСТЕРОИДНО-КОМЕТНОЙ ОПАСНОСТЬЮ

В. П. Кулагин, Ю. М. Кузнецов

Национальный исследовательский университет «Высшая школа экономики», г. Москва, Россия

Рассматриваются методы и практический инструментарий для создания информационно-аналитической системы мониторинга опасных небесных тел и планирования противодействия астероидно-кометной опасности. Приводится структура системы и описание ее функциональных компонентов, позво-

ляющих в автоматизированном режиме обеспечить оперативную оценку возможных угроз и прогноз последствий столкновения опасных космических объектов с Землей.

При решении комплекса вопросов по защите населения и территорий от чрезвычайных ситуаций (ЧС) космического происхождения резко возрастает роль научно обоснованных методов и технологий предупреждения и управления чрезвычайными ситуациями, вызванными астероидно-кометной опасностью (АКО). Такие методы опираются на активное использование специального инструментария для оперативной оценки возможных угроз и прогноза последствий столкновения опасных космических объектов с поверхностью или атмосферой Земли. Подобные средства составляют основу системы информационно-аналитического обеспечения и поддержки принятия решений в отношении ожидаемой ЧС, что в целом позволяет определить эффективные меры по снижению возможного ущерба и ликвидации чрезвычайных ситуаций.

Такие системы и технологии ориентированы на обеспечение комплексного сопряженного моделирования и анализа статистических и мониторинговых данных, характеризующих различные стороны и факторы рисков АКО и позволяют формировать комплексную оценку реализации основных направлений защиты и противодействия АКО с учетом сложившейся территориальной инфраструктуры регионов, входящих в зону риска. Разработка и внедрение подобной системы отвечает национальным интересам безопасности страны и является насущной проблемой для Российской Федерации, имеющей огромную территорию, где падение опасного небесного тела наиболее вероятно.

При ее разработке необходимо учитывать следующие особенности оценки и прогноза последствий астероидно-кометной опасности.

Космические угрозы, связанные с АКО, определяются рядом существенных факторов, среди которых одними из основных являются размер небесного тела и параметры его орбиты. Кроме того, основными параметрами космического тела, которые во всех случаях влияют на опасные последствия соударения, являются скорость и угол удара, масса и тип космического тела. На опасные последствия влияют также физико-химические характеристики поверхности Земли в месте удара, например, удар в водный бассейн может вызвать цунами, удар по твердой поверхности – землетрясение и т.д.

По данным NASA [1] только в отношении 4000 из потенциально-опасных тел с размерами от 50 до 140 метров астрономы обладают достаточно подробной информацией. Открытия таких тел идут непрерывно, но известны орбиты лишь нескольких процентов таких небесных тел. Особенность АКО заключается в том, что с уменьшением средних размеров вновь открываемых потенциально опасных тел (астероидов и комет) частота обнаружения непосредственных угроз будет возрастать. Так, астероид размером около 10 метров в поперечнике, вошедший в плотные слои атмосферы на скорости 20 км в секунду, может вызвать высвобождение энергии порядка 50 тыс. тонн в тротиловом эквиваленте. Поэтому все более учащающиеся случаи пересечения орбиты Земли с траекториями крупных астероидов становятся реальной угрозой [2].

Следует учитывать, что столкновение даже с небольшим (по космическим меркам) астероидом или частью кометы может привести к огромному урону. Из-за того, что астероиды и кометы являются самыми хаотичными объектами Солнечной системы, одной из самых сложных проблем АКО представляется вычисление их орбит, оценка вероятности столкновения с Землей и, как следствие, оценка потенциальной опасности [3].

Проблема усугубляется недостаточностью информации о характеристиках движения околоземных небесных объектов, имеющих сложные многопараметрические показатели их динамического состояния и местоположения в заданной области космического пространства. Основная трудность состоит в том, что для космических тел, как правило, имеет место постоянное изменение их орбит из-за гравитационных сил от планет и Солнца, в связи с чем, важно систематически уточнять их координаты для расчета перемещений в космическом пространстве. В общем случае динамика подобных объектов описывается случайными функциями времени, тем не менее, существует определенный детерминизм при описании траекторий их движения, что позволяет разработать модели их поведения и сформировать прогнозные показатели для анализа возможных рисков и оценки последствий сближения их с Землей.

Оценка публикационной и патентной активности в области мониторинга опасных небесных тел [4] и противодействия астероидно-кометной опасности показывает, что в настоящее время наибольшее внимание уделяется исследованиям, связанным с разработкой новых методов и специализированного программного обеспечения. В частности, это, прежде всего, касается

- программ расчета траекторий опасных объектов в космосе,
- программ расчета движения космических объектов и их поведение в атмосфере,
- программ расчета последствий удара тела о поверхность Земли,
- программ с использованием ГИС,
- информационных систем.

Анализ существующих технических решений указывает на следующие тенденции: происходит развитие по всем составляющим, направленное на повышение точности расчетов и визуализаций, как можно более раннюю идентификацию опасных космических объектов, интеграцию в многофункциональные системы и возможность работы с большим объемом данных. Также можно говорить о каталогизации опасных объектов как об актуальной тенденции.

Основным методом решения задач оценки последствий АКО служит численное математическое моделирование процессов, сопровождающих удары космических тел по суше и водной поверхности, а также

процессов, происходящих при падении тела в атмосфере. Моделирование является эффективным и, практически, единственным инструментом исследований, позволяющим изучить динамику взаимодействия относительно крупных космических тел с атмосферой Земли. Наблюдать вход крупных объектов невозможно из-за редкости событий, а воспроизвести их в лаборатории не позволяют масштабы явления. Используемые разработки позволяют представить демонстрационные модели предварительной оценки поражающих факторов при катастрофах, связанных с астероидной и кометной опасностью, основанной на результатах расчетов и законах подобия.

Следующим шагом является создание методики быстрой оценки основных поражающих факторов и возможного ущерба, исходя из параметров падающего тела.

Ниже представлен перечень последствий возможного падения опасных небесных тел, к которым можно отнести:

- ударную волну,
- тепловое излучение и пожары,
- электромагнитные возмущения,
- сейсмические эффекты,
- выброс воды, пыли или облака плотного газа, пара и частиц в атмосферу,
- изменение рельефа,
- образование цунами,
- акусто-гравитационные волны,
- химические реакции в атмосфере.

Тем самым, практическая реализация информационно-аналитической системы мониторинга опасных небесных тел возможна на базе современных математических способов обработки информации с использованием высокопроизводительных технологий обработки данных, что предусматривает решение ряда системных вопросов. Среди них следующие:

- разработка методик и моделей движения небесного тела для оценки возможного взаимодействия астероида с атмосферой Земли и поверхностью;
- обеспечение автоматизированного сбора координатной и некоординатной информации по опасным небесным телам;
- разработка программно-инструментальных средств для расчета траектории движения небесного тела, оценки вероятности опасных сближений и падений астероидов на Землю, определения точки падения и его поведения после попадания в атмосферу;
- создание банка данных последствий от падения небесного тела на определенную территорию;
- обеспечение визуализации расчетной и модельной информации на базе геоинформационных систем, что также предусматривает создание интерактивных электронных геоинформационных справочных атласов для задач предупреждения, локализации и ликвидации чрезвычайных ситуаций;
- создание комплексной базы данных моделей по всем поражающим факторам подобного столкновения с исследуемым небесным телом.

Информационно-аналитическая система (ИАС) мониторинга опасных небесных тел для предупреждения астероидно-кометной опасности рассматривается как комплексная система, объединяющая ключевой функционал по проблеме АКО и интегрированная с другими компонентами информационно-организационного обеспечения систем предупреждения и ликвидации ЧС. Для решения всего комплекса задач Информационно-аналитическая система АКО должна содержать следующие компоненты:

- 1) прогнозно-аналитическая подсистема, состоящая из функциональных модулей (программно-алгоритмических блоков), позволяющих обеспечить обработку внешней информации и определение траектории и места падения небесного тела, а также позволяющих проводить аналитическую оценку вероятности опасных сближений и соударений небесных тел с Землей и их последствий;
- 2) подсистема автоматизированного сбора информации по околоземным астероидам;
- 3) подсистема визуализации и представления данных в табличном, графическом и картографическом виде, включая модуль геопозиционирования данных и обеспечения пространственной выборки и визуализации результатов обработки, моделирования и анализа полученных данных;
- 4) хранилище данных, включающее базы данных о потенциально опасных небесных телах; банк данных последствий возможного падения небесных тел на определенную территорию; банк данных последствий взаимодействия небесных тел с атмосферой или поверхностью Земли и др.;
- 5) подсистема администрирования, обеспечивающая выполнение операций ведения баз данных, управления учетными записями пользователей и разграничения прав доступа к ресурсам системы, управления сетевой инфраструктурой и процессом передачи данных.

В процессе своего функционирования ИАС АКО выполняет непрерывный, регламентированный сбор исходных данных о сложившейся обстановке, используя при этом международные источники наблюдений за опасными небесными объектами. Основные расчетные функции выполняет программный комплекс для исследования эволюции орбит опасных небесных тел, он позволяет выявить тесные сближения исследуемого астероида с планетами, чтобы определить является ли такое тело опасным. Программный комплекс для своей работы использует данные, хранящиеся в каталоге астероидов Информационно-аналитической системы АКО. В автоматическом режиме выполняются операции выявления близких сбли-

жений околоземных астероидов с Землей, для угрожающего тела определяется вероятность столкновения такого тела с Землей и определяется место возможного падения.

В качестве примера результативности работы демо-версии ИАС АКО на рисунке 1 приведены результаты математического моделирования движения Челябинского болида, наложенные на фактическую картину последствий.

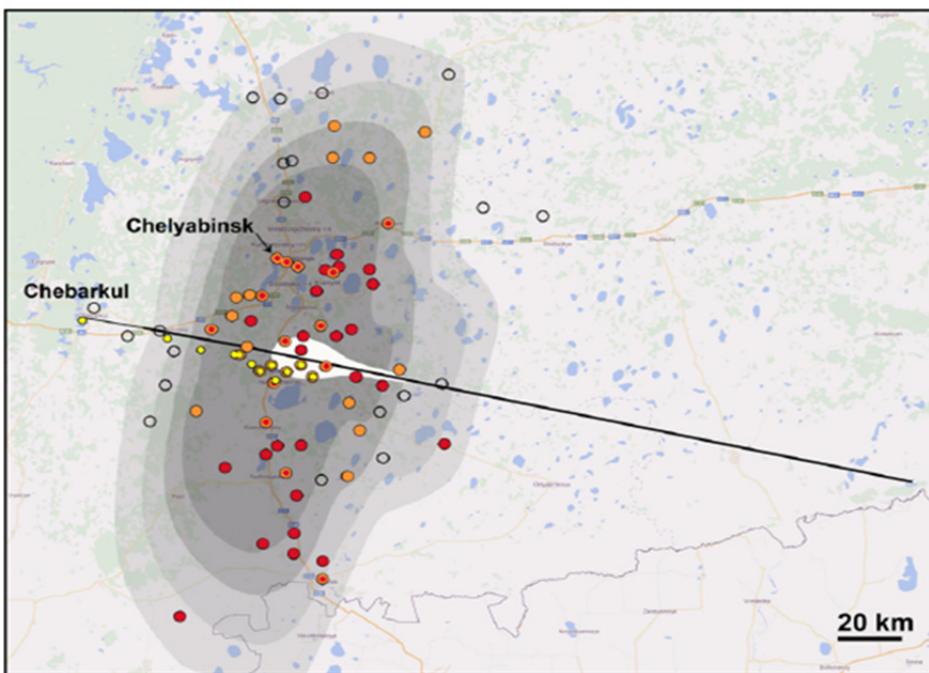


Рис. 1. Результаты математического моделирования движения Челябинского болида: серые контуры – избыточное давление на поверхности; красные – разрушения (официальные данные); оранжевые – разрушения (полевые данные); черные пустые – нет разрушений; желтые – метеориты

Создание ИАС АКО не является альтернативой существующим техническим решениям, а представляет собой практическое дополнение к системам предупреждения о приближении опасных небесных тел. Такая система прежде всего предназначена для оперативной оценки возможных угроз, прогноза последствий столкновения опасных космических объектов с поверхностью или атмосферой Земли, определения эффективных мер по снижению возможного ущерба и ликвидации ЧС.

Список литературы

- 1 NASA. Near-Earth Object Program. – 2015. – URL: <http://neo.jpl.nasa.gov>.
- 2 Космические миссии и планетарная защита / Д. У. Данхем, Р. Р. Назиров, Р. У. Фаркуар, Е. Н. Чумаченко, Н. А. Эйсмонт, А. В. Симонов. – М. : ФИЗМАТЛИТ, 2013. – 276 с.
- 3 Концепция системы противодействия космическим угрозам: астрономические аспекты / Б. М. Шустов, Л. В. Рыхлова и др. // Астрономический вестник. – 2013. – Т. 47, № 4. – С. 327–340.
- 4 Околоземное космическое пространство как объект глобального мониторинга / И. В. Бармин, В. П. Кулагин, В. П. Савиных, В. Я. Цветков // Вестник ФГУП НПО им. С. А. Лавочкина. – 2013. – № 4. – С. 4–9.

ЭКСТРЕМАЛЬНАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ НЕРАВНОМЕРНОСТЬЮ ПРОСВЕТА БУМАЖНОГО ПОЛОТНА

H. B. Лысова

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

C. B. Никулин

000 «Маяк», г. Пенза, Россия

Рассмотрен алгоритм экстремального управления инерционным объектом с запаздыванием, основанный на совмещении методов периодического поискового сигнала, синхронного накопления и гармонического анализа.

Введение

Сегодня качество продукции и соотношение цена/качество являются определяющими факторами. Конкурентоспособность бумаги определяется ее востребованностью, но сама бумага свою очередь должна обладать свойствами, удовлетворяющими потребителя, которым является полиграфист. Требования к высокому качеству полиграфической продукции поставило перед бумажником ряд проблем, связанных с печатными свойствами производимой бумаги.

Одной из таких проблем является снижение неравномерности просвета бумажного полотна.

Рис. 1 показывает зависимость качества формования бумажного полотна от относительных скоростей бумажной массы, подаваемой на сетку и сетки плоскосеточной бумагоделательной машины, представленной в [4]. Различие этих скоростей создает сдвиговое напряжение, которое разрушает флокулы в бумажной массе и создает турбулентность. Турбулентность потока может иметь как позитивный, так и негативный характер. На плоскосеточных и комбинированных бумагоделательных машинах, как показывает рис. 1, точка, в которой формование является оптимальным, часто определяется нулевым различием этих скоростей.

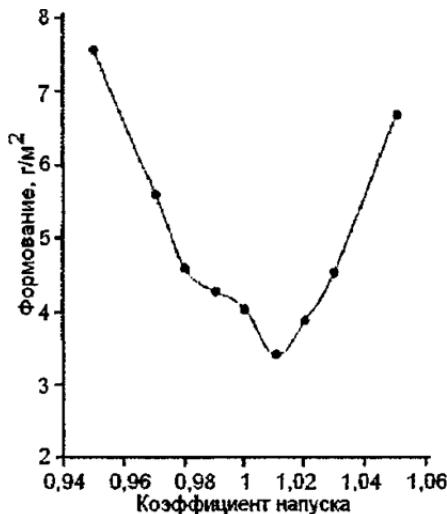


Рис. 1. Влияние коэффициента напуска на формование бумаги

1. Построение модели экстремального объекта

Известно, что наибольшая равномерность бумажного полотна достигается при равенстве скоростей сетки бумагоделательной машины и бумажной массы. Поскольку изменение скорости бумагоделательной машины влечет к изменению технологического режима и влияет на все ее системы, отношение скоростей будем задавать путем изменения скорости истечения бумажной массы, регулируя ее с помощью изменения напора в напускном устройстве.

Данные о неравномерности просвета будем косвенным образом вычислять по весу бумажного полотна, измеряемого сканирующим устройством.

На рисунке приведены экспериментальные осциллограммы изменения напора, веса бумажного полотна и расчетные значения его среднеквадратичного отклонения (СКО).

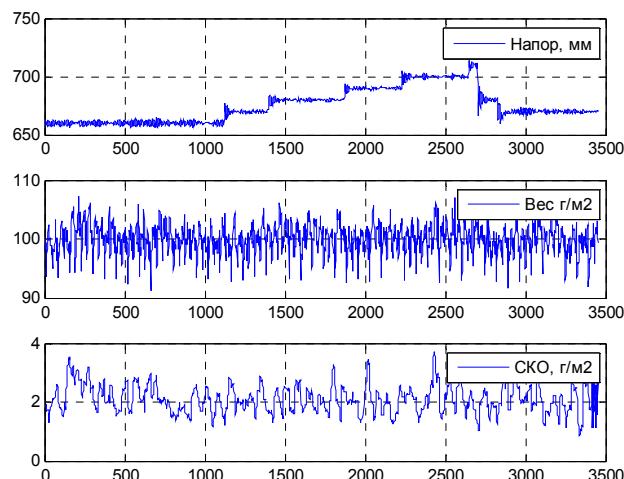


Рис. 2. Экспериментальные и расчетные осциллограммы изменения напора, веса бумажного полотна и его СКО

Первые две осциллограммы были получены экспериментально. Расчет осциллограммы СКО проводился по рекуррентной процедуре оценки математического ожидания и дисперсии.

В результате статистической обработки экспериментальных данных, приведенных на рис. 2, была получена экстремальная зависимость между напором напускного устройства и среднеквадратичным отклонением веса, представленным на рис. 3.

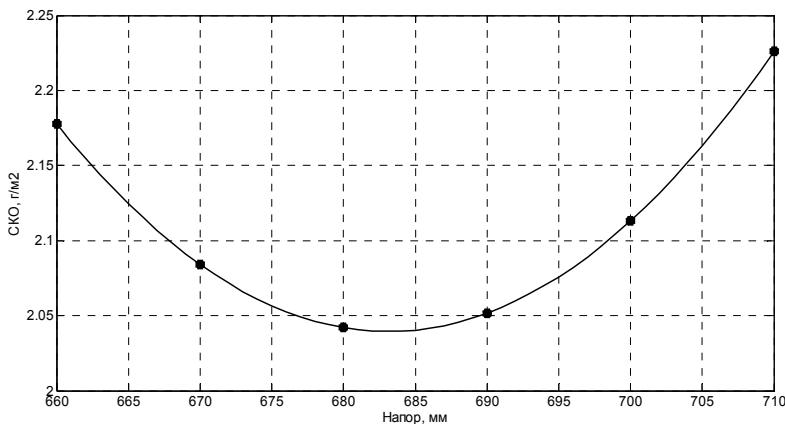


Рис. 3. Экстремальная зависимость СКО от напора

Эта экстремальная зависимость позволяет установить, что рабочий диапазон изменения СКО веса бумажного полотна при экстремальном регулировании лежит в диапазоне от 2,04–2,14 г/м². Фактическое изменение СКО, приведенное на рисунке 1 находится в диапазоне 1–3 г/м², что на порядок превышает рабочий диапазон и позволяет считать что рассматриваемый объект отвечает исходным требованиям, т.е. является инерционным объектом с запаздыванием, работающим в условиях сильных помех.

По экспериментальным данным, представленным на рис. 2, с помощью пакета System Identification Toolbox была получена модель устанавливающая взаимосвязь между напором и СКО веса бумажного полотна. Модель включает в себя две подмодели: подмодель типа Гаммерштейна, воспроизводящую нелинейную экстремальную зависимость (рис. 2) и линейные подмодели возмущений, действующие на входе и выходе объекта. Simulink – модель такого объекта приведена на рис. 4.

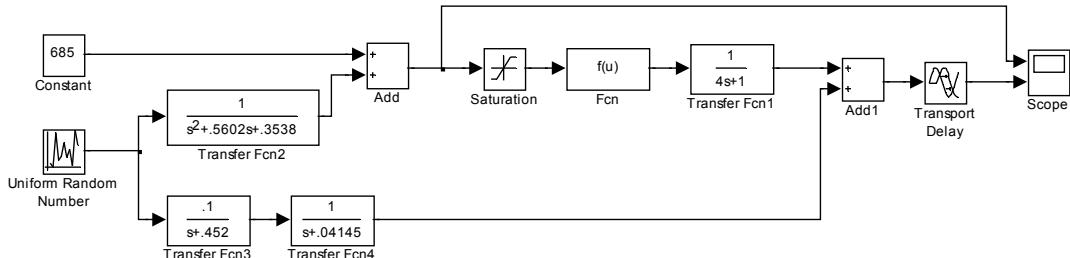


Рис. 4. Модель инерционного экстремального объекта

На рис. 5 показаны результаты моделирования, хорошо совпадающие с экспериментальными данными (рис. 2).

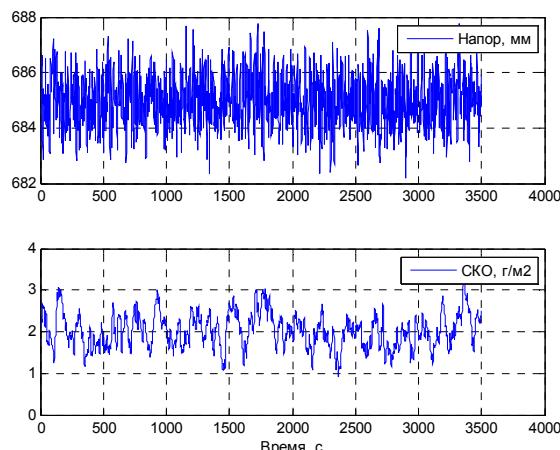


Рис. 5. Расчетные осциллограммы изменения напора и среднеквадратичного отклонения бумажного полотна

2. Помехозащищенный алгоритм поиска экстремума инерционного объекта с запаздыванием

При нахождении в области экстремума, в силу четности экстремальной характеристики, в выходном сигнале экстремального объекта, вход которого модулируется гармоническим сигналом, будут появляться четные гармоники. Тогда экстремальное значение амплитуды второй гармоники будет свидетельствовать о нахождении системы в точке экстремума. Временное запаздывание в этом случае не будет влиять на точность определения экстремума.

На основании выше изложенного предлагается следующий помехозащищенный алгоритм поиска экстремума инерционного объекта с запаздыванием.

1. Формируют гармонический сигнал, частота которого выбирается в несколько раз больше временного запаздывания в объекте, а амплитуда – не нарушает его работу.
2. Модулируют вход экстремальной системы этим гармоническим сигналом.
3. Производят фильтрацию выходного сигнала методом синхронного накопления.
4. Гармоническим анализом выделяют вторую гармонику отфильтрованного выходного сигнала.
5. По фазовому сдвигу определяют направление движения к экстремуму.
6. Изменяют входной сигнал объекта до тех пор, пока в выходном сигнале не появится вторая гармоника.
7. Увеличивают частоту модулирующего сигнала, выбирая ее близкой к частоте пропускания экстремального объекта.
8. Традиционными методами экстремального управления реализуют поиск максимума амплитуды второй гармоники

3. Анализ помехозащищенного экстремального управления

С помощью разработанной Simulink-модели инерционного экстремального объекта было проведен анализ помехозащищенного экстремального управления построенного на основе предлагаемого алгоритма.

В процессе моделирования постоянный входной сигнал экстремального объекта выбирался таким образом, чтобы рабочая точка объекта находилась справа от точки экстремума, в точке экстремума и слева от точки экстремума.

На рис. 6–8,а приведены входной гармонический и выходной зашумленный сигналы инерционного экстремального объекта, на рис. 6–8,б – результаты синхронного накопления входного и выходного сигналов за 23 периода входного сигнала, на рис. 6–8,в – результаты гармонического анализа входного и выходного сигналов отфильтрованных методом синхронного накопления.

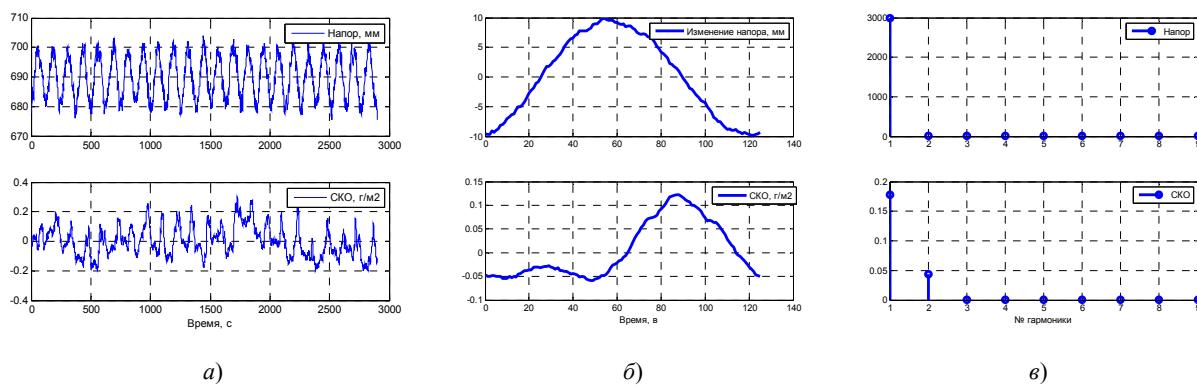


Рис. 6. Результаты моделирования при среднем значении входного сигнала больше оптимального (690 мм)

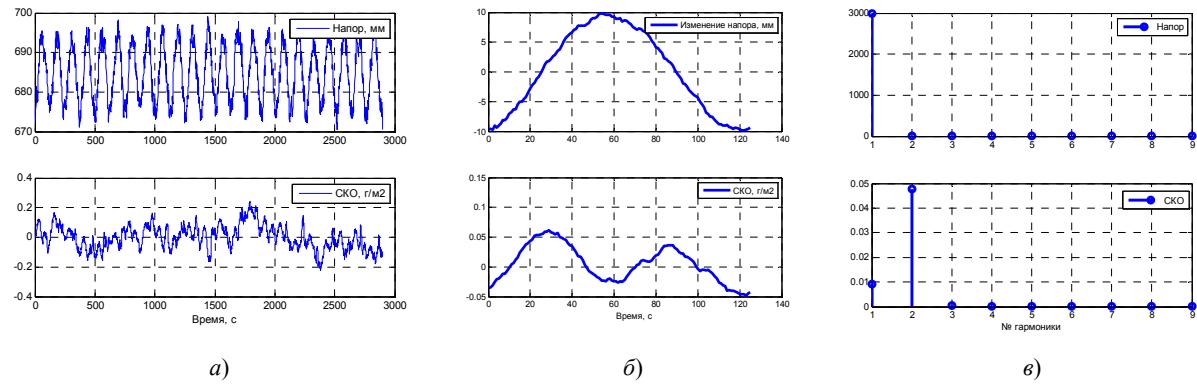
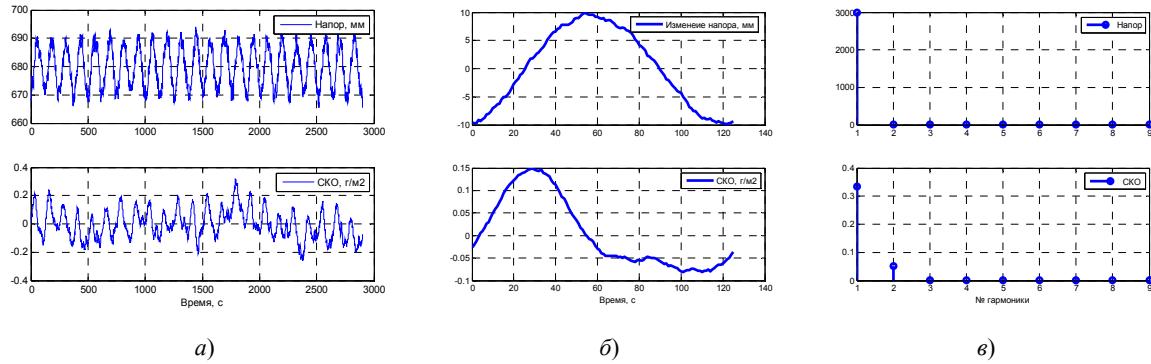
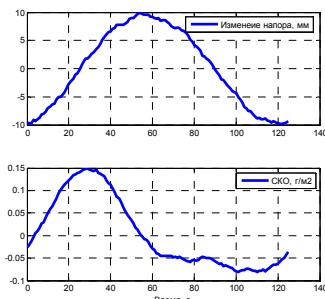


Рис. 7. Результаты моделирования при среднем значении входного сигнала равного оптимальному(685 мм)



a)



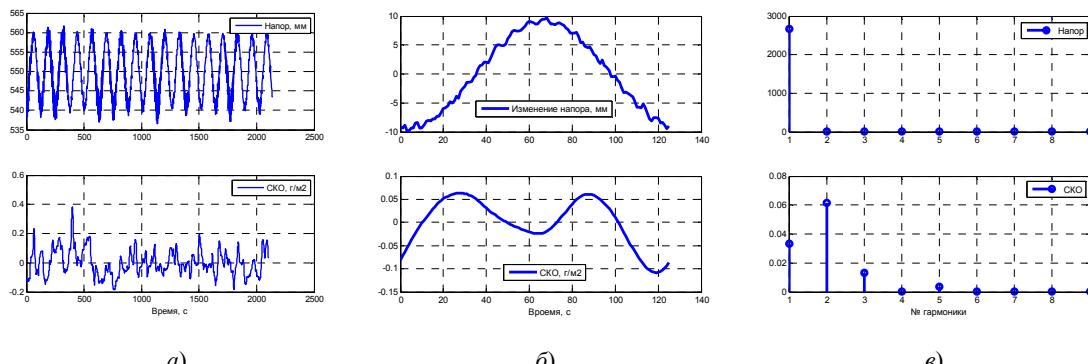
б)

в)

Рис. 8. Результаты моделирования при среднем значении входного сигнала меньше оптимального (680 мм)

Результаты моделирования подтверждают работоспособность предложенного алгоритма. При нахождении в точке экстремума видно, что амплитуда второй гармоники достигает максимального значения.

Работа алгоритма проверялась на реальном объекте для оптимального значения напора равного 550 мм (см. рис. 8), что также подтвердило эффективность предложенного алгоритма.



а)

б)

в)

Рис. 8. Результаты моделирования при среднем значении напора равного оптимальному (550 мм)

Заключение

Экспериментально подтверждена экстремальная зависимость между соотношением скоростей бумажной массы и бумагоделательной машины и среднеквадратичным отклонением веса бумажного полотна, которое определяет степень неравномерности просвета бумаги.

Разработан помехозащищенный алгоритм поиска экстремума инерционного объекта с запаздыванием основанный на методе периодического поискового сигнала с фильтрацией помех путем синхронного накопления и последующего поиска максимума выделенной из выходного сигнала второй гармоники.

На основе моделирования и экспериментальной проверки на реальном объекте подтверждена эффективность предложенного алгоритма.

Список литературы

- Технология целлюлозно-бумажного производства : в 3 т. Т. II: Производство бумаги и картона. Ч. 1: Технология производства и обработки бумаги и картона. – СПб. : Политехника, 2005. – 423 с.
- Методы робастного, нейро-нечеткого и адаптивного управления / под ред. Н. Д. Егупова. – М. : Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2001. – 744 с.
- Изнерман, Р. Цифровые системы управления / Р. Изнерман. – М. : Мир, 1984. – 541 с.
- Johan Gullchen. Papermaking Part 1, Stock Preparationand Wet End / Johan Gullchen. – Helsinki, 2000. – 120 с.
- Растигин, Л. А. Статистические методы поиска / Л. А. Растигин. – М. : Наука, 1968. – 376 с.

ЭЛЕКТРОННЫЙ БЛОК СИСТЕМЫ СТАБИЛИЗАЦИИ И КОНТРОЛЯ ТЕМПЕРАТУРЫ

A. A. Михайлов, B. A. Соловьев

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Управление и контроль температуры является важной частью многих технологических процессов производства элементов и устройств нано- и микроЭлектронники [1–2]. Эффективное регулирование и контроль позволяют соблюдать необходимую температуру на протяжении всего процесса или цикла, который

может быть достаточно продолжительный во времени. При этом четкое соблюдение температурных границ, обеспечивает качество получаемого продукта на выходе, что контролируется такими методами, как атомно-силовая микроскопия [3], инфракрасная спектроскопия [4–5], эллипсометрия [6] и т.д.

В автоматизации задача регулирования и контроля температуры является очень распространенной [7–8], при этом выделяют два основных вида ее регулирования:

- Поддержание температуры, заданной установкой. При таком регулировании происходит поддержание температуры по заданному изначально значению. Отсутствие сложных графиков управления позволяет строить такие системы на доступных контроллерах.

- Регулирование температуры во времени. В этом случае управление температурным режимом осуществляется по определенному графику. Сложная логика управления требует программирования системы под каждую конкретную задачу

На кафедре «Нано- и микроэлектроники» Пензенского государственного университета разработан электронный блок системы стабилизации и контроля температуры для управления нагревом подложек при осаждении пленок (рис. 1), используемых в качестве чувствительных элементов газовых сенсоров [9–11] и датчиков вакуума [12–13]. Система осуществляет не только нагрев, но и стабилизацию температуры на длительный промежуток времени с точностью ± 5 °C. Состоит из электронного блока (рисунок 1) и приложения, разработанного в среде графического программирования *LabVIEW*. В электронный блок входят следующие основные элементы и устройства: контроллер, блок питания, термопара, усилитель сигнала термопары и регулятор напряжения.



Рис. 1. Электронный блок системы стабилизации и контроля температуры

Управление аппаратной частью системы персональным компьютером проводится через контроллер (рис. 2), подключающийся к нему с помощью интерфейса *USB* и выполненный на базе микропроцессора *ADUC845* (*Analog Devices*).



Рис. 2. Плата микроконтроллера на базе микропроцессора *ADUC845*

Регулирование мощности нагрева осуществляется помостью регулятора, в котором реализован метод широтно-импульсной модуляции напряжения питания нагревательных элементов. Регулятор основан на оптотиристоре *MOC3040m*.

Измерение температуры подложки осуществляется с помощью хромель-копелевой термопары. Усилитель напряжения сигнала термопары приводит уровень сигнала к номинальному диапазону входных напряжений АЦП контроллера. Для усиления сигнала используется прецизионный неинвертирующий усилитель 140УД17.

Виртуальный инструмент, т.е. приложение системы, созданное в среде *LabVIEW*, состоит из блок-диаграммы, описывающей логику ее работы, и панели управления, представляющей собой интерактивный графический интерфейс пользователя и показанной на рис. 3.

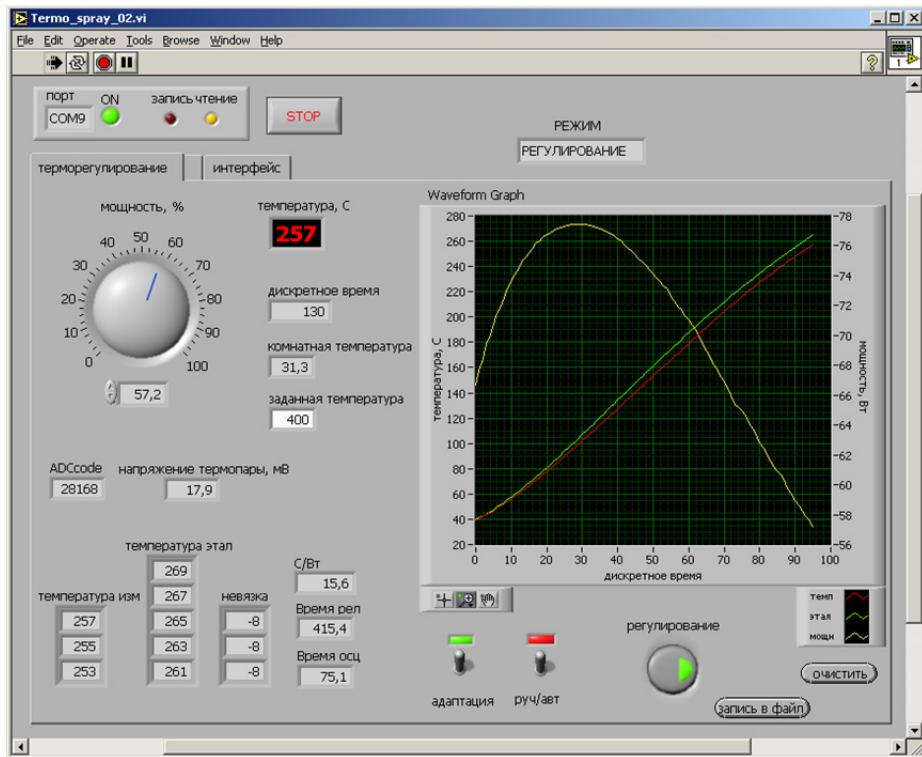


Рис. 3. Панель управления приложения системы стабилизации и контроля температуры

Панель содержит изображения кнопок, клавиш, цифровых органов управления и индикации, которые обеспечивают наглядность выполнения различных команд и отображения результатов работы виртуального инструмента на экране компьютера, и применительно к приложению системы стабилизации температуры позволяют пользователю управлять процессом нагрева и наблюдать за изменением его характеристик.

Виртуальный инструмент получает инструкции от блок-диаграммы, которая выступает в качестве графического изображения программы, задающей алгоритм решения задачи и являясь в то же время «исходным текстом» для спроектированного виртуального инструмента.

В приложение системы стабилизации температуры возможен ручной и автоматический режим работы. При использовании первого режима процесс нагрева осуществляется по следующему алгоритму: сначала на панели управления пользователем задается определенное значение мощности P , и сигнал с компьютера через USB поступает на контроллер. Затем сигнал попадает на регулятор, осуществляющий подачу напряжения на нагревательные элементы. Происходит постепенный нагрев подложки и термопары. Показания термоэлемента проходят через усилитель и поступают на контроллер. Происходит сравнение показаний со значениями из градуировочной таблицы термопары, и в результате на панели управления показывается температура термоэлемента и, соответственно, подложки. Отличительной чертой ручного режима работы является то, что пользователь в любой момент может уменьшить или увеличить мощность, подаваемую на нагревательные элементы. Поэтому установкой значения мощности можно регулировать время нагрева.

Алгоритм автоматического режима работы [14–15] подобен первому за исключением того, что пользователем сначала вводится определенное значение температуры нагревателя. При достижении заданной температуры система переходит в режим стабилизации. В этом случае температура может удерживаться на длительный промежуток времени за счет автоматического регулирования мощности. Прекращение подачи напряжения на нагревательные элементы осуществляется пользователем путем нажатия соответствующего тумблера на панели управления.

Список литературы

1. Печерская, Е. А. Методики принятия решений как составная часть интеллектуальной системы поддержки исследований материалов функциональной электроники / Е. А. Печерская, А. В. Бобошко // Инновации на основе информационных и коммуникационных технологий. – 2011. – № 1. – С. 229–231.
2. Артемов, И. О. Модель акустического модулятора на основе квантовой ямы с прыжковым механизмом проводимости / И. О. Артемов, В. Д. Кревчик, С. Е. Игошина // Нанотехника. – 2006. – № 7. – С. 16–20.
3. Фрактальный анализ ACM-изображений химически осажденных пленок Cu–Ga–Se / Е. А. Федорова, Л. Н. Маскаева, В. Ф. Марков, В. А. Мошников, Н. В. Пермяков // Фундаментальные проблемы современного материаловедения. 2013. – Т. 10, № 4. – С. 547–552.
4. Игошина, С. Е. Особенности ик-спектров пропускания пленкообразующих золей на основе тетраэтоксисилана, содержащих модифицирующие соединения / С. Е. Игошина, А. А. Карманов, А. П. Сигаев // Молодой ученый. – 2014. – № 9 (68). – С. 158–161.

5. Исследование золя ортокремневой кислоты методом ик-спектрометрии / И. А. Аверин, А. А. Карманов, Р. М. Печерская, И. А. Пронин // Надежность и качество : тр. международ. симп. – 2012. – Т. 2. – С. 181–182.
6. Эллипсометрия как экспресс-метод установления корреляции между пористостью и газочувствительностью слоев диоксида олова / Д. Ц. Димитров, В. В. Лучинин, В. А. Мошников, М. В. Панов // Журнал технической физики. – 1999. – Т. 69, № 4. – С. 129–130.
7. Методы исследования температурных зависимостей диэлектрических параметров сегнетоэлектриков / Е. А. Печерская, В. А. Соловьев, А. М. Метальников, А. В. Бобошко // Известия высших учебных заведений. Электроника. 2012. – № 2 (94). – С. 77–81.
8. Вареник, Ю. А. Автоматизация исследования температурных характеристик твердотельных структур / Ю. А. Вареник, О. В. Карпанин, А. М. Метальников // Надежность и качество : тр. международ. симп. – 2011. – Т. 2. – С. 111–112.
9. Перколяционная модель газового сенсора на основе полупроводниковых оксидных наноматериалов с иерархической структурой пор / И. А. Пронин, И. А. Аверин, В. А. Мошников, Н. Д. Якушова, М. В. Кузнецова, А. А. Карманов // Нано- и микросистемная техника. – 2014. – № 9. – С. 15–19.
10. Синтез и свойства нанокристаллических пленок диоксида олова, полученных методом пиролиза аэрозолей / Р. М. Печерская, Е. А. Печерская, А. М. Метальников, В. И. Кондрашин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Физико-математические науки. – 2012. – № 4 (24). – С. 237–241.
11. Карманов, А. А. Особенности синтеза материалов для чувствительных элементов мультисенсорных систем золь-гель методом / А. А. Карманов // Надежность и качество : тр. международ. симп. – 2013. – Т. 2. – С. 115–118.
12. Игошина, С. Е. Вакуумметры с чувствительными элементами на основе пористыхnanostructuredированных материалов состава $\text{SiO}_2\text{-SnO}_2$ / С. Е. Игошина, А. А. Карманов, А. П. Сигаев // Молодой ученый. – 2014. – № 11. – С. 52–55.
13. Чувствительные элементы датчиков вакуума на основе пористых nanostructuredированных пленок $\text{SiO}_2\text{-SnO}_2$, полученных золь-гель методом / И. А. Аверин, С. Е. Игошина, В. А. Мошников, А. А. Карманов, И. А. Пронин, Е. И. Теруков // Журнал технической физики. – 2015. – Т. 85, № 6. – С. 143–147.
14. Кондрашин, В. И. Аппаратное обеспечение метода спрей пиролиза / В. И. Кондрашин, А. М. Метальников, Р. М. Печерская // Университетское образование : XVIII Международ. науч.-методич. конф., посвящ. 200-летию со дня рождения М. Ю. Лермонтова / под ред. А. Д. Гулякова, Р. М. Печерской. – Пенза, 2014. – С. 290–292.
15. Вареник, Ю. А. Формирователь тестового сигнала для измерения электрических параметров микроэлектронных структур / Ю. А. Вареник, И. А. Мочалова, Е. А. Печерская // Надежность и качество : тр. международ. симп. – 2014. – Т. 1. – С. 387–388.

РАЗРАБОТКА АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ УСТАНОВКИ ДЛЯ ТЕРМИЧЕСКОГО ОКИСЛЕНИЯ ПЛАСТИН КРЕМНИЯ

A. A. Михайлов, В. А. Соловьев

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

На сегодняшний день защитные диэлектрические пленки из диоксида кремния играют не только важную роль при изготовлении полупроводниковых приборов и интегральных микросхем, но также широко используются и в качестве подложек для чувствительных элементов различных датчиков [1], например для газовых сенсоров [2–5] и датчиков вакуума [6–8].

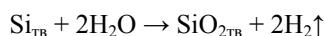
Температура, влажность и время окисления являются основными факторами влияющими на рост пленки [9].

Для наращивания слоев SiO_2 в микроэлектронике применяется метод термического окисления, при котором диэлектрические пленки получают в результате нагревания исходных кремниевых пластин в окислительной среде. Этот метод позволяет получать качественные оксидные пленки, равномерные по толщине и структуре и обладающие высокими и диэлектрическими свойствами. В качестве окислительной среды обычно используется сухой или влажный (с паром) кислород [10].

У термического окисления в парах воды существует ряд преимуществ:

- использование простого оборудования;
- низкие затраты на реализацию;
- является безопасным по отношению к способу, где используется кислород.
- высокая скорость роста оксидной пленки.

Химическая реакция, описывающая процесс окисления в парах воды, имеет следующий вид:



Основной процесс, происходящий при этом, заключается в перераспределении валентных электронов между кремнием и кислородом. Связь кислород–кремний представляет собой ковалентную связь [11–13]. При протекании процесса окисления граница раздела $\text{Si}-\text{SiO}_2$ двигается вглубь кремниевой подложки.

На кафедре «Нано– и микроэлектроники» Пензенского государственного университета разработана автоматизированная установка [14, 15], реализующая метод термического окисления кремния в парах воды. Автоматизация процесса окисления осуществляется за счет аппаратной части в виде блока контроля температуры с проектированным на основе МП и программного обеспечения в среде *LabVIEW*. Это позволяет с помощью ПК управлять технологическими процессами окисления посредством *USB* интерфейса. На рисунке 1 представлена структурная схема данной установки, которая включает в себя следующие элементы: ре-

актор; систему напуска реагентов; систему удаления и утилизации реагентов; нагревательный элемент; автоматизированную систему стабилизации температуры.

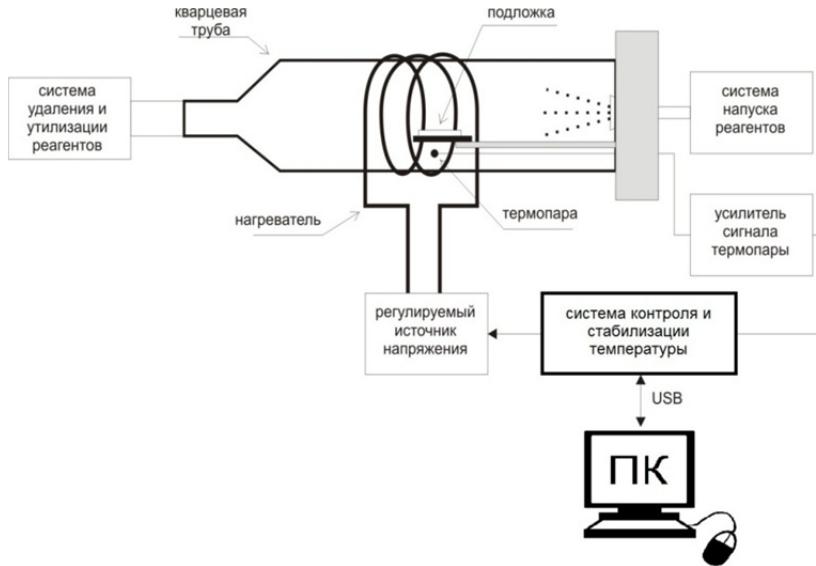


Рис. 1. Структурная схема автоматизированной установки для термического окисления пластин кремния

Реактор представляет собой кварцевую трубу диаметром 60 мм и длиной 600 мм. К одному из концов трубы подключается система удаления и утилизации реагентов. С другой стороны установлен фланец, к которому закреплен металлический стержень с подложкодержателем. Также к этому фланцу подсоединяется термостойкая резиновая трубка, через которую с помощью барботера осуществляется подача влажного кислорода в реактор.

Нагрев пластин производится внешним резистивным элементом в виде никромовой спирали, намотанной на центральную часть кварцевой трубы и имеющей мощность 2 кВт. Для измерения температуры в реакторе к подложкодержателю закреплена термопара. Нагревательный элемент и термопара совместно с источником мощности, каналом измерения температуры, микроконтроллером и специальным программным приложением в среде LabVIEW образуют автоматизированную систему, которая позволяет управлять нагревом и, следовательно, процессом роста пленок.

Разработанная программа позволяет осуществлять нагрев образца и стабилизацию температуры в автоматическом режиме. На рис. 2 представлено окно виртуального прибора, позволяющего пользователю управлять процессом нагрева и наблюдать за изменением его характеристик.

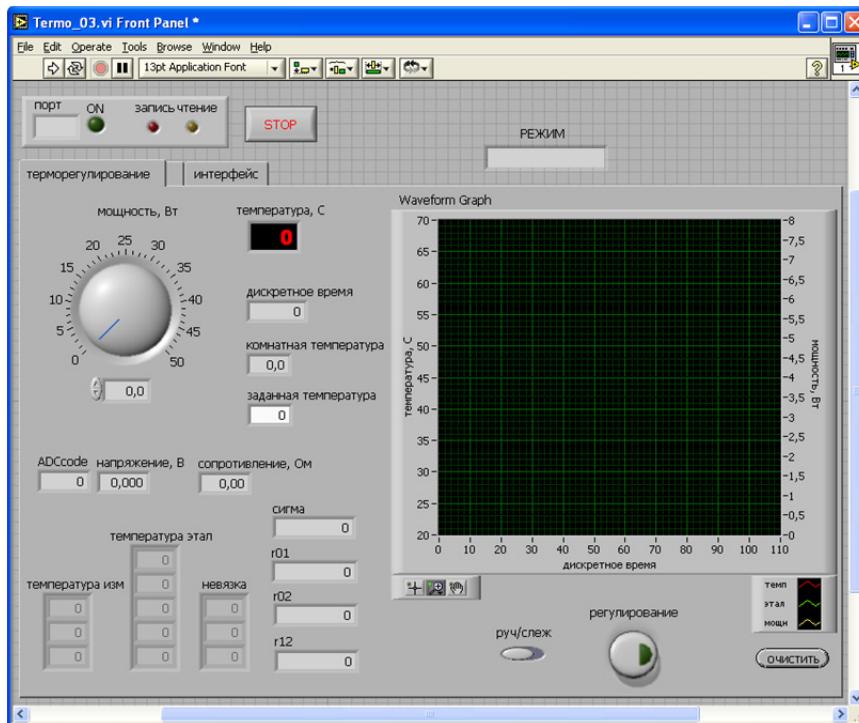


Рис. 2. Экранная форма программного приложения управления системой стабилизации температуры

Виртуальный инструмент, т.е. приложение системы, созданное в среде *LabVIEW*, состоит из блок-диаграммы, описывающей логику ее работы, и панели управления, представляющей собой интерактивный графический интерфейс пользователя. Панель содержит изображения кнопок, клавиш, цифровых органов управления и индикации, которые обеспечивают наглядность выполнения различных команд и отображения результатов работы виртуального инструмента на экране компьютера, и применительно к приложению системы стабилизации температуры позволяют пользователю управлять процессом нагрева и наблюдать за изменением его характеристик.

Известно, что скорость роста SiO_2 зависит от [16–18]:

- ориентации исходной кремниевой подложки,
- типа электропроводности,
- концентрация примеси,
- температуры внутри реактора.

Разработанная установка позволяет получить тонкую пленку диоксида кремния. В настоящее время работа над проектом продолжается, а именно интерес представляет теоретическая интерпретация природы частиц окислителя и механизмов, связанных с точечными дефектами вблизи границы фронта окисления.

Список литературы

1. Артемов, И. О. Модель акустического модулятора на основе квантовой ямы с прыжковым механизмом проводимости / И. О. Артемов, В. Д. Кревчик, С. Е. Игошина // Нанотехника. – 2006. – № 7. – С. 16–20.
2. Синтез и свойства нанокристаллических пленок диоксида олова, полученных методом пиролиза аэрозолей / Р. М. Печерская, Е. А. Печерская, А. М. Метальников, В. И. Кондрашин, В. А. Соловьев // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Физико-математические науки. – 2012. – № 4 (24). – С. 237–241.
3. Пат. 2532428 Российской Федерации. Способ изготовления газового сенсора сnanoструктурой и газовый сенсор на его основе / Аверин И. А., Мошников В. А., Максимов А. И., Пронин И. А., Карманов А. А., Игошина С. Е. – 08.09.2014.
4. Аверин, И. А. Исследование газочувствительности сенсоров на основе nanostructured композиционных материалов $\text{SiO}_2\text{-SnO}_2$ / И. А. Аверин, И. А. Пронин, А. А. Карманов // Нано- и микросистемная техника. – 2013. – № 5. – С. 23–26.
5. Перколяционная модель газового сенсора на основе полупроводниковых оксидных наноматериалов с иерархической структурой пор / И. А. Пронин, И. А. Аверин, В. А. Мошников, Н. Д. Якушова, М. В. Кузнецова, А. А. Карманов // Нано- и микросистемная техника. – 2014. – № 9. – С. 15–19.
6. Чувствительные элементы датчиков вакуума на основе пористых nanostructured пленок, полученных золь-гель методом / И. А. Аверин, С. Е. Игошина, В. А. Мошников, А. А. Карманов, И. А. Пронин, Е. И. Теруков // Журнал технической физики. – 2015. – Т. 85, № 6. – С. 143–147.
7. Игошина, С. Е. Вакумметры с чувствительными элементами на основе пористых nanostructured материалов состава $\text{SiO}_2\text{-SnO}_2$ / С. Е. Игошина, А. А. Карманов, А. П. Сигаев // Молодой ученый. – 2014. – № 11. – С. 52–55.
8. Пат. 2485465 Российской Федерации. Способ изготовления датчика вакуума с nanoструктурой и датчик вакуума на его основе / Аверин И. А., Васильев В. А., Печерская Р. М., Пронин И. А., Карманов А. А. – 20.06.2013.
9. Аверин, И. А. Влияние отжига на морфологию поверхности и выходные параметры резистивных структур / И. А. Аверин, Ю. В. Аношкин, Р. М. Печерская // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2008. – № 3. – С. 104–109.
10. Курносов, А. И. Технология производства полупроводниковых приборов и интегральных микросхем : учеб. пособие / А. И. Курносов, В. В. Юдин. – М. : Высш. шк., 1986. – 368 с.
11. Исследование золя ортоокремневой кислоты методом ИК-спектрометрии / И. А. Аверин, А. А. Карманов, Р. М. Печерская, И. А. Пронин // Надежность и качество : тр. международ. симп. – 2012. – Т. 2. – С. 181–182.
12. Влияние отжига на качественный состав nanostructured материалов на основе SiO_2 , $\text{SiO}_2\text{-SnO}_2$, $\text{SiO}_2\text{-SnO}_2\text{-In}_2\text{O}_3$ / И. А. Аверин, А. П. Сигаев, А. А. Карманов, И. А. Пронин, С. Е. Игошина, А. А. Кудашов // Надежность и качество : тр. международ. симп. – 2014. – Т. 2. – С. 133–136.
13. Игошина, С. Е. Особенности ИК-спектров пропускания пленкообразующих золей на основе тетраэтоксисилана, содержащих модифицирующие соединения / С. Е. Игошина, А. А. Карманов, А. П. Сигаев // Молодой ученый. – 2014. – № 9 (68). – С. 158–161.
14. Печерская, Е. А. Методики принятия решений как составная часть интеллектуальной системы поддержки исследований материалов функциональной электроники / Е. А. Печерская, А. В. Бобошко, В. А. Соловьев // Инновации на основе информационных и коммуникационных технологий. – 2011. – № 1. – С. 229–231.
15. Инновационные направления развитияnano- и микроэлектроники в ПГУ / В. И. Волчихин, И. А. Аверин, А. А. Карманов, Р. М. Печерская, И. А. Пронин // Университетское образование (МКУО-2013) : сб. ст. XVII Междунар. науч.-метод. конф., посвящ. 70-летию образования университета / под ред. В. И. Волчихина, Р. М. Печерской. – Пенза, 2013. – С. 7.
16. Игошина, С. Е. Оценка преобладающего типа диффузии газов в пористых нанокомпозитных слоях на основе смешанных оксидов / С. Е. Игошина, И. А. Аверин, А. А. Карманов // Фундаментальные проблемы современного материалаоведения. – 2014. – Т. 11, № 4/2. – С. 567–571.
17. Влияние подготовки поверхности кремния на качество подготовки термически выращенных слоев двуокиси кремния / В. Д. Алешкин и др. // ЭТ. Серия «Полупроводниковые приборы». – 1975. – Вып. 10 (102). – С. 112–117.
18. Игошина, С. Е. Сенсорные свойства и диффузия газов в пористых нанокомпозитных слоях на основе полупроводниковых оксидов металлов / С. Е. Игошина, А. А. Карманов // Молодой ученый. – 2015. – № 3 (83). – С. 43–47.

СТАТИСТИЧЕСКАЯ ОБРАБОТКА ТЕКУЩЕЙ ИНФОРМАЦИИ ОТ БОРТОВЫХ ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИХ СИСТЕМ ЭЛЕМЕНТОВ БОЕВОЙ СИСТЕМЫ

A. Г. Мусеев

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

P. А. Стройков

ЗЦНИИ МО РФ, г. Москва, Россия

Для решения теоретических и прикладных задач оценивания готовности элемента боевой системы наиболее адекватным является представление его функционирования в виде полумарковского процесса (ПМП) [1], когда фазовый портрет исследуемого процесса задан графом состояний $G(P, Q)$, возможными переходами $\{i, j\}$, матрицей независимых функций распределения времени пребывания элемента в i -м состоянии перед переходом в j -е состояние $Q(t) = \|Q_{ij}(t)\|$ [2]. Определение элементов матрицы $Q(t)$ в аналитическом виде можно осуществить статистическим путем, на основе выдвижения и проверки статистических гипотез о видах законов распределений. Формирование временных выборок для последующей проверки гипотез предлагается осуществлять на основе использования бортовых информационно-управляющих систем (ИУС).

Для проверки статистических гипотез необходимо иметь исходный статистический материал, который должен формироваться в реальном масштабе времени на основе поступления текущей информации от элементов боевой системы (образцов вооружения и военной техники (ВВТ)).

Получение информации возможно реализовать на основе внедрения бортовых ИУС, предназначенных для автоматического сбора данных в информационное поле с ВВТ, функционирующих в рамках тактического воинского формирования [3].

В настоящее время сбор, обновление сведений о состоянии готовности и обеспеченности своих войск осуществляется первоначально экипажами или командирами подразделений, в виде подготовки частных сводных отчетов, посылаемых в электронном виде для дальнейшего обобщения в вышестоящем звене. Данный подход строго регламентирован и не обеспечивает требуемую актуальность к заданному времени.

Для обеспечения автоматического сбора сведений: о техническом состоянии вооружения его транспортной базы; о наличии материальных средств, боеприпасов и другого имущества; о состоянии и местонахождении экипажа и приданного личного состава; необходимо использовать систему датчиков, соединенных с бортовым компьютером, который реализует первичную обработку и дальнейшую передачу данных в центр. Для решения поставленных задач бортовые ИУС должны опираться на современные достижения в телематике, в технологии радиочастотной идентификации (RFID) и систем определения местоположения в реальном времени (RTLS).

В настоящее время существующая боевая техника МО РФ не приспособлена для установки аппаратуры систем контроля и диагностирования за техническим состоянием, обеспечивающие сбор, преобразование и передачу информации по контролируемым параметрам.

Однако, подобные системы активно используются в зарубежных аналогах, в частности, комплекты аппаратуры устанавливались на автомобили M114 «Хамви».

Реализация системы контроля и мониторинга за техническим состоянием предназначена:

- для получения и первичного преобразования сигналов, количественно характеризующих контролируемые параметры объектов военной техники;
- формирования каналов связи, реализации физических процессов преобразования и передачи данных, организации протоколов обмена данными между бортовыми или внешними по отношению к техническому объекту абонентами;
- приведения сигналов к виду, пригодному для дальнейшего использования в устройствах транспортной телематики.

Среди контролируемых параметров узлов и агрегатов мобильного средства можно выделить, следующие параметры:

1. Общие параметры:

- координаты мобильного средства;
- уровень наличия топлива;
- скорость движения;
- результаты внутренней диагностики.

2. Рабочая тормозная система:

- сигналы подсистемы информирования о неисправности;
- установленвшееся замедление.

3. Рулевое управление

- люфт рулевого вала.

4. Трансмиссия;

– биение ступиц.

5. Осветительные приборы:

– параметры постоянного тока.

Количество и качество измеряемых параметров зависит от мобильного средства и его предназначения. Дополнительно могут контролироваться некоторые узлы и агрегаты систем вооружения размещенных на транспортной базе.

Для обеспечения контроля за материальными ресурсами, за наличием личного состава, как на стационарных, так и на мобильных объектах могут быть использованы технологии RFID.

В основе применения радиочастотной идентификации лежит бесконтактное взаимодействие пассивных и активных RFID-меток со считывателями для идентификации предмета или его местоположения.

Среди контролируемых параметров технологии RFID для мобильных объектов военного назначения могут быть выделены:

– факт нахождения на мобильном средстве экипажа и другого персонала;

– факт наличия и состояния материальных средств, боеприпасов и другого имущества, влияющего на функционирование объекта в целом по предназначению.

Для полноценного функционирования бортовой ИУС помимо сбора информации по контролируемым параметрам необходимо обеспечить ее передачу для обобщения в вышестоящий центр.

Таким образом, при создании бортовой ИУС на мобильных объектах военного назначения необходимо комплексно и взаимоувязано реализовать следующие технологии:

– применение RFID (RTLS) технологий для диагностики состояния наличия личного состава, доставки (использования) материальных средств, боеприпасов и другого имущества;

– применение технологии считывания данных с собственных датчиков мобильного средства, подключенных к его системе диагностики;

– применение технологий спутникового позиционирования ГЛОНАСС;

– использование технологии беспроводной связи для централизованного сбора информации в реальном масштабе времени.

Используя системный подход при анализе функций возлагаемых на бортовую ИУС, предлагается следующая структурная схема блока контроля, диагностики и мониторинга (БКДМ), представленная на рис. 1.

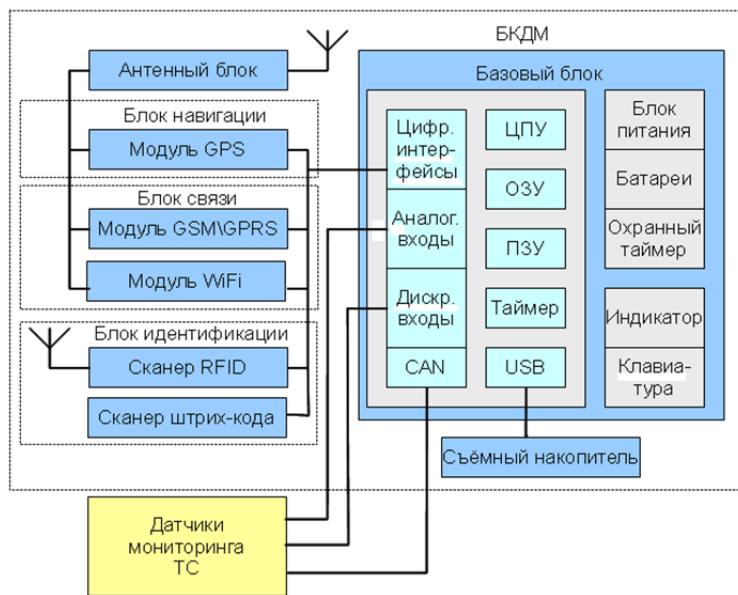


Рис. 1. Структура блока контроля, диагностики и мониторинга

С точки зрения определения независимых функций распределения времен пребывания элементов боевой системы для дальнейшего моделирования функционирования элементов на основе ПМП, БДКМ должен, кроме перечисленных выше параметров, рассчитывать времена нахождения элемента в каждом состоянии.

В результате работы БДКМ выдается временная выборка для каждого состояния элемента боевой системы. Априори закон распределения времен неизвестен, поэтому проверяется гипотеза о виде закона распределения случайной величины при помощи критериев согласия [4]. Критерии согласия позволяют определить вероятность того, что при гипотетическом законе распределения наблюдаемая в рассматриваемой выборке отклонение вызывается случайными причинами, а не ошибкой в гипотезе.

В качестве критерия согласия предлагается использовать критерий ω^2 . В отличие от критерия Пирсона χ^2 критерий ω^2 (омега-квадрат) основывается на непосредственно наблюдаемых (несгруппированных) значениях случайной величины X .

Последовательность проверки гипотезы о виде закона распределения независимых функций распределения времен пребывания элементов боевой системы следующая. Пусть на выходе БДКМ имеется временная выборка (случайной величины X) объема n . Проверяется гипотеза о том, что функция распределения случайной величины есть $F(x)$. Построим эмпирическую функцию распределения $F_n(x)$. Для сравнения эмпирического распределения $F_n(x)$ с предполагаемым теоретическим $F(x)$ рассмотрим величину

$$\omega^2 = \int_{-\infty}^{\infty} [F_n(x) - F(x)]^2 dF(x), \quad (1)$$

предполагая, что $F(x)$ имеет производную, т.е. функцию плотности вероятности

$$dF(x) = f(x)dx. \quad (2)$$

После преобразований получим:

$$\omega^2 = \frac{F^3(x_1)}{3} + \sum_{i=1}^{n-1} \frac{[F(x_{i+1}) - (i/n)]^3}{3} - \sum_{i=1}^{n-1} \frac{[F(x_i) - (i/n)]^3}{3} + \frac{[1 - F(x_n)]^3}{3}. \quad (3)$$

Объединяя члены, зависящие от $F(x_i)$ ($i = 1, 2, \dots, n$), находящиеся в двух суммах (3), получим:

$$\omega^2 = \frac{1}{12n^2} + \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left[F(x_i) - \frac{2i-1}{2n} \right]^2. \quad (4)$$

Равенство (4) показывает, каким образом критерий ω^2 зависит от отдельных членов вариационного ряда. Точное распределение ω^2 очень сложно, но исследования показали, что уже при $n > 40$ распределение произведения $n\omega_n^2$ близко к некоторому предельному распределению, для которого составлены таблицы, в которых определены критические значения для величины $n\omega^2$.

Проверка гипотезы проводится в следующей последовательности.

1. Статистические данные о временах нахождения элемента боевой системы в конкретном состоянии располагают в порядке возрастания.
2. Вычисляют статистические оценки параметров распределения.
3. Определяют значение функции распределения согласно выдвигаемой гипотезе в точках x_i .
4. Вычисляют выборочное значение величины

$$n\omega^2 = \frac{1}{12n} + \sum_{i=1}^n \left[F(x_i) - \frac{2i-1}{2n} \right]^2.$$

5. Определяют критические значения $n\omega_{kp}^2$ по таблицам и заданному уровню значимости α .
6. Если $n\omega_B^2 < n\omega_{kp}^2$ – нет оснований отвергнуть нулевую гипотезу о виде закона распределения. При $n\omega_B^2 > n\omega_{kp}^2$ – нулевую гипотезу отвергают.

Уровень значимости α выбирают обычно равным 0,05. Критерий ω^2 полнее, чем критерий Пирсона, использует информацию, заключающуюся в данных выборки. Кроме того, распределение $n\omega^2$ значительно быстрее, чем χ^2 , сходится к предельному закону, особенно в области больших значений ω^2 , которые только и существенны для вероятностной оценки.

Таким образом, используя информацию от бортовой ИУС о временах пребывания элементов боевой системы в конкретных состояниях, можно применить критерий ω^2 для определения неизвестных законов распределения.

Список литературы

1. Королюк, В. С. Полумарковские процессы и их приложения / В. С. Королюк, А. Ф. Турбин. – Киев : Наук. думка, 1976. – 182 с.
2. Адерихин, И. В. Алгоритм оценивания и исследования готовности системы управления судном морского транспорта / И. В. Адерихин, М. Г. Воротынцева // Вестник Астраханского гос. техн. ун-та. – 2005. – № 2 (25). – С. 194–198.
3. Шифр «Контролер» : отчет об ОКР. – Пенза : ОАО «НПП «Рубин», 2012.
4. Мхитарян, В. С. Теория вероятностей и математическая статистика : учеб. для студ. учреждений высш. проф. образования / В. С. Мхитарян, В. Ф. Шишов, А. Ю. Козлов. – М. : Академия, 2012. – 416 с.
5. Мартынов, В. В. Метод обработки и анализа выборочных данных/ В. В. Мартынов, П. В. Мартынов // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2012. – № 3 (23). – С. 3–14.

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ГОРЕНИЕМ ТОПЛИВА В КОТЕЛЬНОЙ УСТАНОВКЕ

Д. С. Ревунов

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Система управления горением топлива относится к теплоэнергетике, в частности к оптимизации процессов горения в тепловых установках, и может использоваться при разработке систем контроля горения в топках промышленных котлов. Применение системы направлено на разработку экономичных методов сжигания топлива и снижение загрязнений атмосферы вредными продуктами путем повышения точности ведения процесса горения топлива, который на практике носит экстремальный характер. Экономия топлива при заданном технологическом режиме работы котла достигается в точке экстремума. Поддержание оптимального соотношения «топливо-воздух» возможно с помощью идентификационных и шаговых алгоритмов.

Теплоэнергетика по уровню автоматизации занимает одно из ведущих мест среди других отраслей промышленности. Теплоэнергетические установки характеризуются непрерывностью протекающих в них процессов. При этом выработка тепловой энергии в любой момент времени должна соответствовать заданной нагрузке.

Регулирование процессов горения и парообразования в целом сводится к поддержанию вблизи заданных значений следующих величин:

- давления перегретого пара;
- разрежения в верхней части топки;
- избытка воздуха в топке, влияющего на экономичность процесса горения.

Подсистемы регулирования давления перегретого пара и разряжения в верхней части топки реализуются с использованием традиционных методов автоматического регулирования. Наряду с конструкцией топочного устройства и режимом работы котла, эффективность процесса горения зависит от качества работы систем автоматического регулирования подачи топлива и воздуха в топку котла. Основное влияние на экономичность процесса горения оказывает количество воздуха в топке. При сжигании топлива в топку должно быть подано определенное количество воздуха, содержащего кислород, необходимый для горения. Излишнее количество воздуха приводит к увеличению потерь тепла с уходящими газами, а недостаток воздуха может вызвать появление потерь от химической неполноты сгорания.

На практике применяется несколько видов систем регулирования соотношения «топливо-воздух». Наиболее распространенные из них:

1. Система управления процессом горения, в которой поддерживается соотношение «топливо-воздух» в соответствии с заранее подготовленной режимной картой [1]. Недостатком данной системы является сложность составления режимной карты и неэффективность при определенных условиях (износ технологического оборудования, изменение состава топлива и т.д), что приводит к возникновению статической ошибки регулирования.

2. Система управления процессом горения, в которой происходит экстремальное управление с обратной связью по тому или иному показателю качества работы котельной установки. Недостатком данной системы является низкое быстродействие и низкая помехозащищенность.

3. Система управления процессом горения по составу дымовых газов. Недостатком данной системы является высокая стоимость и недолговечность сенсоров оксида углерода (или кислорода) и трудоемкость монтажа датчиков в дымовом тракте котельной установки.

Отличительной особенностью предлагаемой системы управления горением топлива является адаптация метода поиска экстремума [3] для систем оптимизации процесса горения топлива, т.е поиск в реальном времени оптимального соотношения «топливо-воздух», обеспечивающего заданную производительность котельной установки с минимальным расходом топлива.

Сущность данной системы управления заключается в следующем (рис. 1):

1. С помощью датчиков измеряется текущее значение расхода топлива и воздуха, поддерживаемых с помощью соответствующих стандартных регуляторов топлива (РТ) и воздуха (РВ);

2. В блоке вычисления коэффициента передачи воздух-топливо (БВК) происходит вычисление коэффициента отношения расхода топлива к расходу воздуха;

3. В блоке поиска нуля (БПН) с помощью поисковых движений воздействующих на регулирующий орган подачи воздуха РВ добиваются, чтобы вычисляемый коэффициент был близок к нулевому значению [3].

Сочетание новых признаков (см. п. 1 и п. 2 выше) с известным (см. п. 3 выше) позволяет снизить удельный расход топлива на единицу производимой продукции котельной установки. Техническим результатом данной системы управления является повышение эффективности работы котельной установки и снижение загрязнений атмосферы вредными продуктами.

Для оценки эффективности экстремального регулятора была разработана математическая модель процесса горения с экстремальным регулятором в приложении Simulink [4]. Модель (рис. 2) включает в себя инерционный объект второго порядка с экстремальной характеристикой (рис. 3) и экстремальным регулятором, в котором реализуется алгоритм рекуррентного вычисления коэффициента передачи и поиска нуля этого коэффициента k [4]. Дрейф экстремальной характеристики смоделирован с помощью гармонического низкочастотного воздействия и высокочастотных помех.

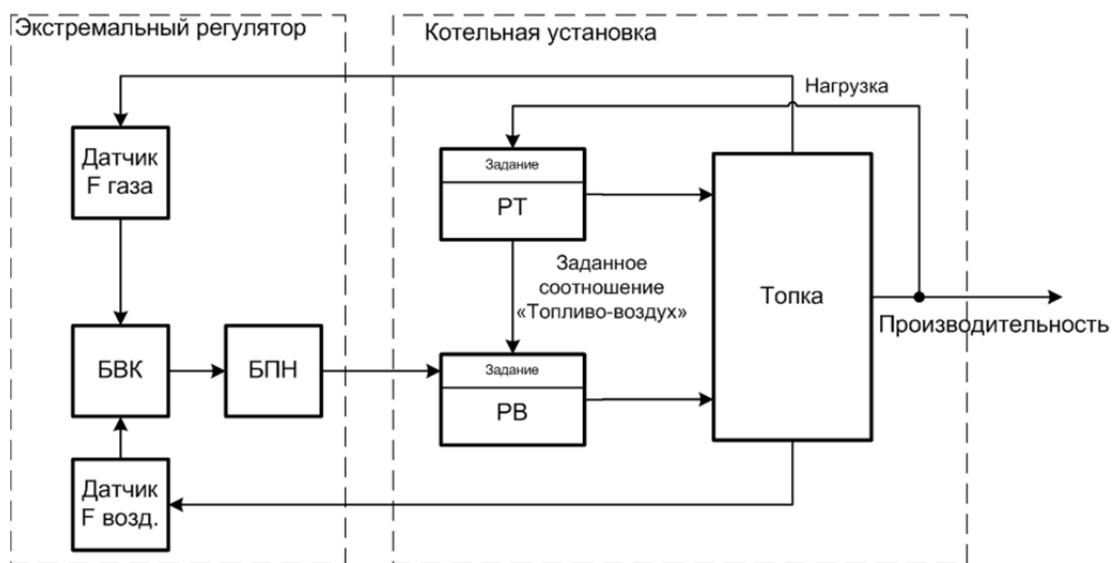


Рис. 1. Функциональная схема оптимизации процесса горения топлива

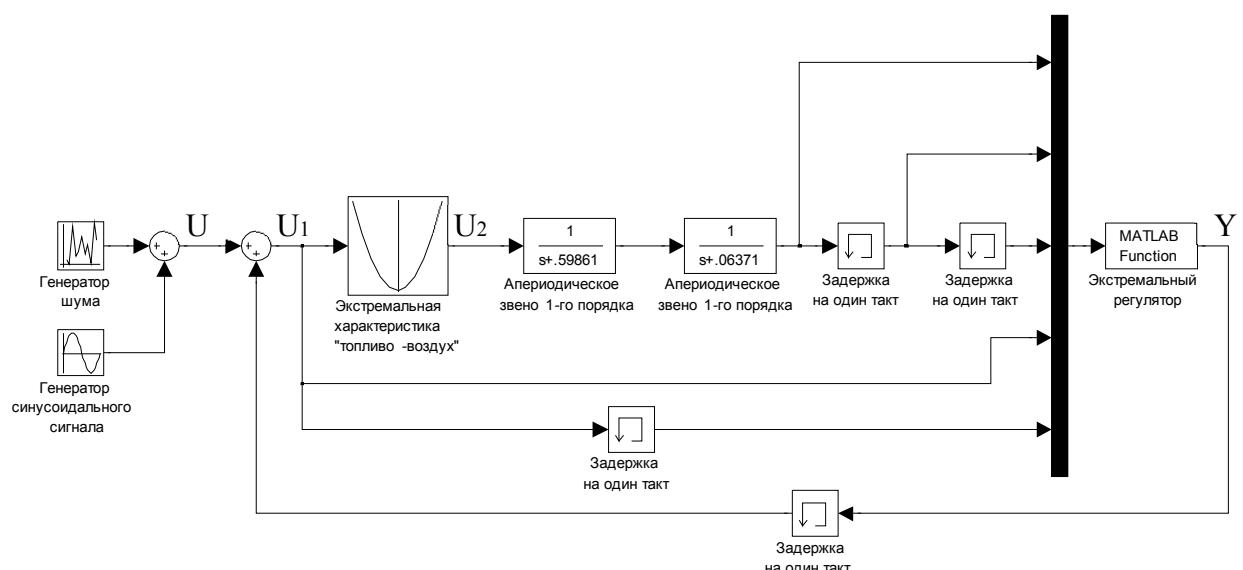


Рис. 2. Математическая модель процесса горения с экстремальным регулятором

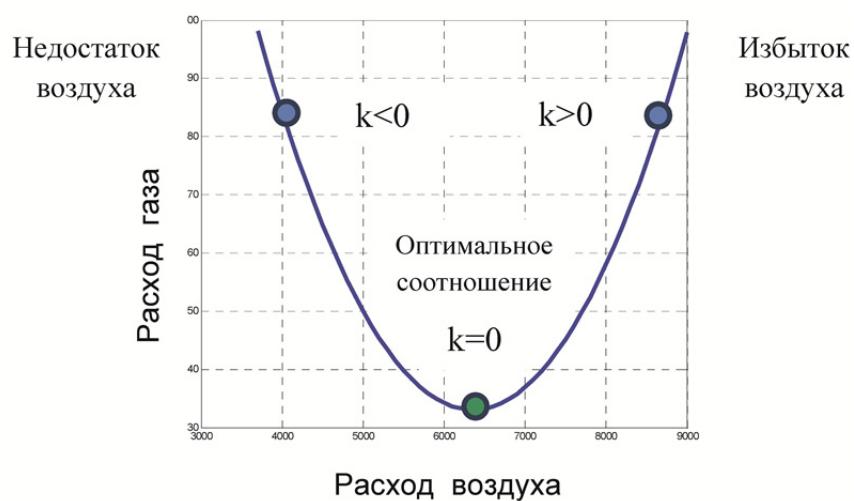


Рис. 3. Экстремальная характеристика «Топливо-воздух»

Анализ полученных результатов (рис. 4) позволяет установить, что экстремальный регулятор, работающий в условиях помех, практически полностью исключает дрейф экстремума, вызванного воздействием гармонического сигнала.

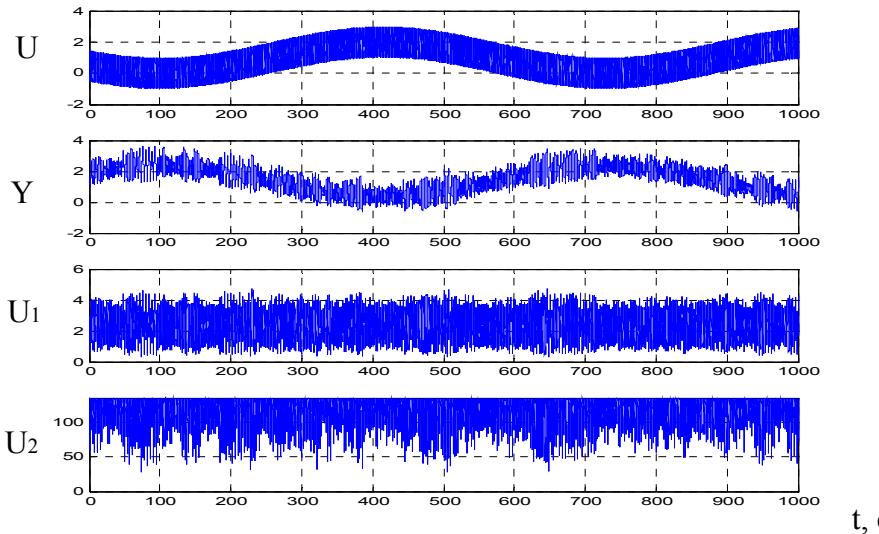


Рис. 4. Результаты моделирования: U – Дрейф экстремальной характеристики; Y – Компенсирующий сигнал экстремального регулятора; U_1 – ошибка регулирования; U_2 – выходной сигнал с экстремального объекта

На основании выше изложенного возможна разработка эффективной системы управления горением топлива в котельной установке.

Система управления горением может быть разработана на базе существующих программно-аппаратных средств, т.о. в контроллерном оборудовании будет функционировать как базовое ПО, так и специально разработанное ПО, в котором будут заложены необходимые алгоритмы экстремального регулирования.

Комплексное внедрение данной системы и настройка функциональных подсистем теплоэнергетических АСУ ТП может значительно увеличить КПД этих объектов. При этом можно ожидать как снижения расхода теплоэнергетических ресурсов, так и снижения аварийности и повышения надежности работы технологического оборудования.

Список литературы

1. Плетнев, Г. П. Автоматизированное системы управления объектами тепловых электростанций / Г. П. Плетнев. – М. : Изд-во МЭИ, 1995. – 353 с.
2. Экстремальное регулирование котельного агрегата / Н. В. Шмелев и др. // Электрические станции. – 1967. – № 10. – С. 31–37.
3. Пат. 20119698/08 РФ. – 16.05.2011.
4. Изерман, Р. Цифровые системы управления / Р. Изерман. – М. : Мир, 1984. – 541 с.

МНОГОМЕРНАЯ АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА РЕГУЛИРОВАНИЯ ПЛОТНОСТИ БУМАЖНОГО ПОЛОТНА

М. С. Ревунов

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Для стабилизации плотности бумажного полотна предлагается использовать: 1) каскадное соединение регуляторов для управления массной задвижкой; 2) экстремальный регулятор для управления напором массы; 3) регулятор для управления высотой выпускного отверстия напорного ящика; 4) кросскорреляционный метод для измерения скорости напуска бумажной массы на сетку.

Равномерное распределение плотности бумажного полотна зависит от однородности и объемов бумажной массы, от скорости ее напуска на сеточный стол бумагоделательной машины, от геометрии выпускной щели напорного ящика [1].

Однородности бумажной массы добиваются с помощью регуляторов концентрации массы и регуляторов композиции [1].

Для регулирования объемов бумажной массы на соединительные трубы ставятся массные задвижки (граммовые вентили), управление которыми может осуществляться как вручную, так и с помощью специальных регуляторов. Целью использования каскадного соединения регуляторов является борьба с огромным запаздыванием системы, которое возникает при управлении массной задвижкой. Функциональная схема бумагоделательной машины (БДМ) с каскадным соединением регуляторов представлена на рис. 1.

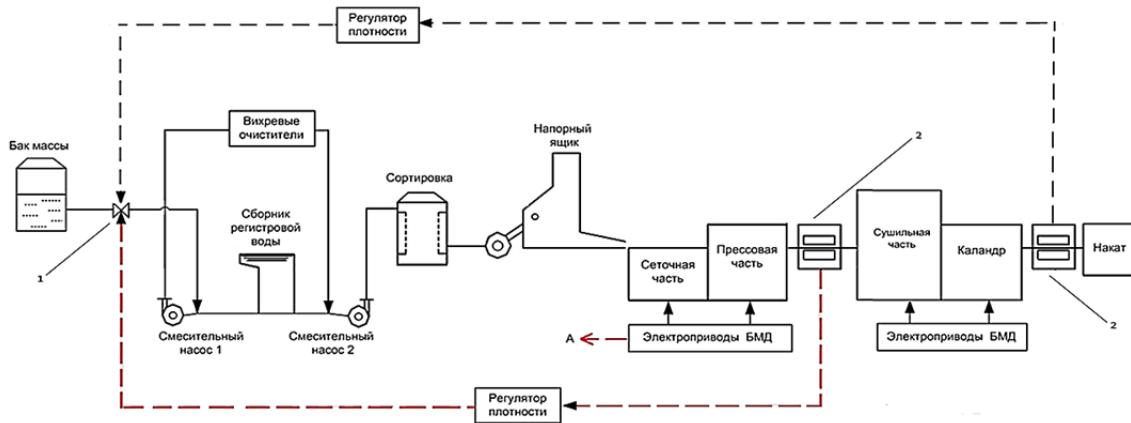


Рис. 1. БДМ с каскадным соединением регуляторов плотности: 1 – массная задвижка; 2 – сканирующее устройство

Еще одним фактором, влияющим на плотность бумажного полотна, является соотношение скоростей движения сеточного стола и выпуска бумажной массы на сетку. Выпуск бумажной массы на движущуюся сетку должен проводиться со скоростью, близкой к скорости ее движения [1].

Когда скорости бумагоделательных машин были невелики, а вырабатываемое на них бумажное полотно сравнительно узко, процесс подвода бумажной массы к сеточному столу и выпуска массы на сетку однородным потоком не представлял особой сложности. Теперь, при скорости бумагоделательных машин, достигающей 1000 м/мин, и ширине полотна 7–8 м, этот процесс представляет собой весьма сложную задачу.

Известно экстремальное влияние соотношения скоростей массы и сетки БДМ на неравномерность просвета бумаги (таблица 1). Соотношение между скоростью массы и скоростью сеточного стола выражается формулой:

$$k_m = v_m / v_c,$$

где v_m – скорость массы, поступающей на сетку, м/мин; v_c – скорость сетки, м/мин.

Таблица 1

Влияние k_m на неравномерность просвета бумаги

Вид бумагоделательной машины	Значение k_m	Неравномерность просвета (отн. ед.)
Плоскосеточная бумагоделательная машина средней производительности	0,96	70
	0,98	65
	1,00	63
	1,02	66
	1,04	72
Бумагоделательная машина с двусторонним обезвоживанием (PapriFormer)	0,96	61
	0,98	59
	1,00	56
	1,02	58
	1,04	64

Изменение скорости сетки влечет за собой изменение технологического режима и влияет на все подсистемы БДМ. Поэтому для минимизации неравномерности просвета будем изменять скорость истечения бумажной массы с помощью изменения напора напускного устройства (рис. 2).

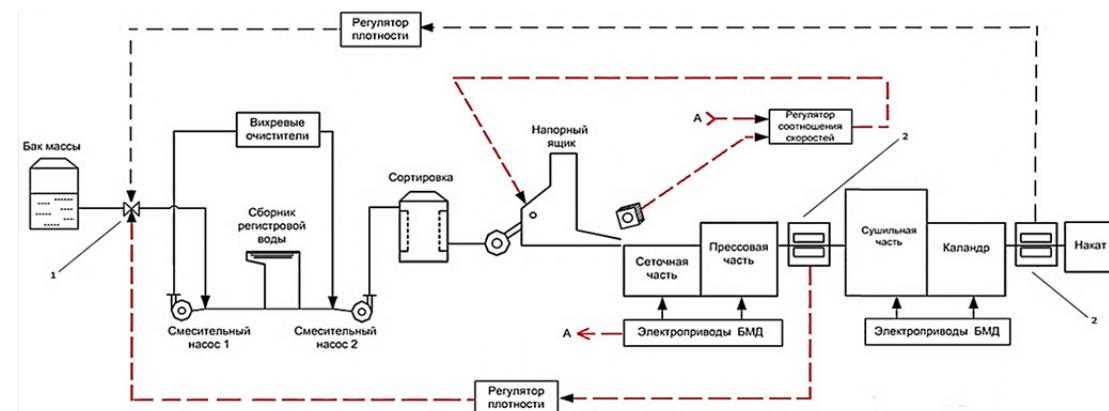


Рис. 2. Многомерная автоматизированная система регулирования плотности бумажного полотна:
1 – массная задвижка; 2 – сканирующее устройство;

Измерять скорость напуска бумажной массы, идущей из напорного ящика, предлагается с помощью кросскорреляционного метода.

Кросскорреляционный алгоритм состоит из следующих основных этапов (рис. 3):

- 1) покадровое разбиение видеофайла;
- 2) разложение полученных изображений на расчетные области равного размера;
- 3) расчет кросскорреляционной функции (КФ) и поиск ее максимума;
- 4) расчет вектора скорости по смещению максимума КФ от кадра к кадру [2].

Прямое экстремальное регулирование веса бумажного полотна по напору бумажной массы будет приводить к колебаниям веса бумажного полотна. Для устранения этого явления необходимо комбинированное экстремальное управление, при котором происходит одновременное согласованное воздействие, как на напор, так и на высоту выпускного отверстия напорного ящика [3].

Существующие системы регулирования зазора выпускного отверстия напорного ящика не являются автоматическими и не обеспечивают должного регулирования, что в настоящий момент является актуальной темой в области бумажного производства из-за увеличения скоростей напуска бумажной массы на сетку.

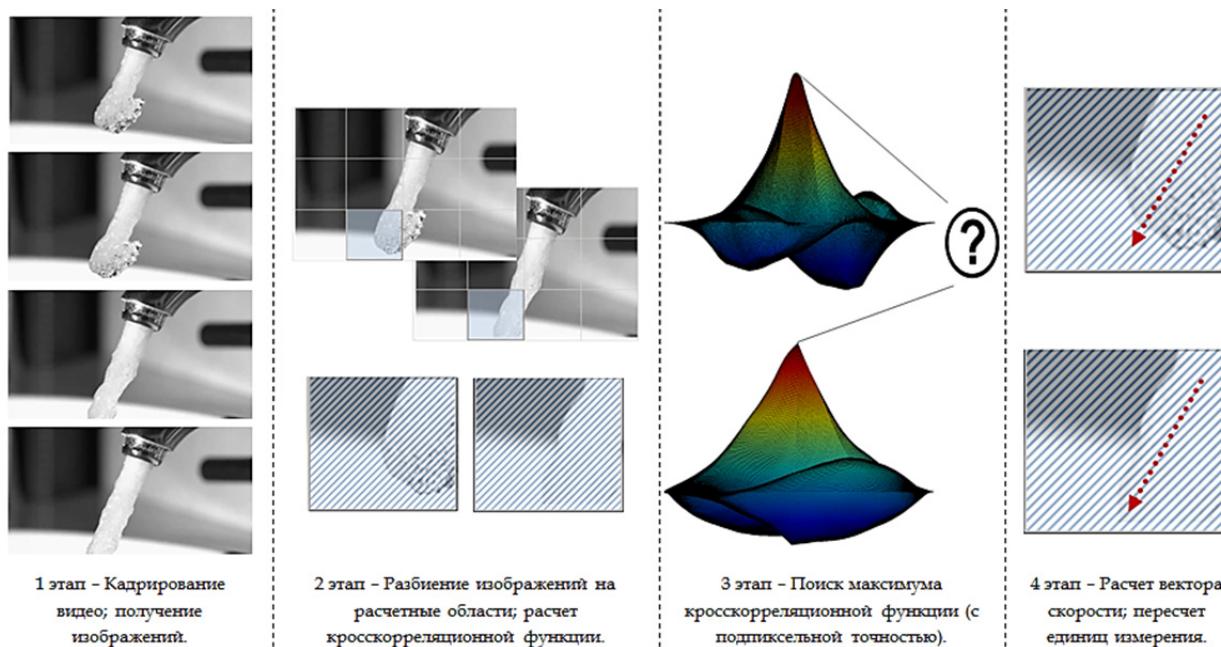


Рис. 3. Кросскорреляционный алгоритм

На рис. 4 представлена предлагаемая структурная схема системы регулирования зазора ящика.

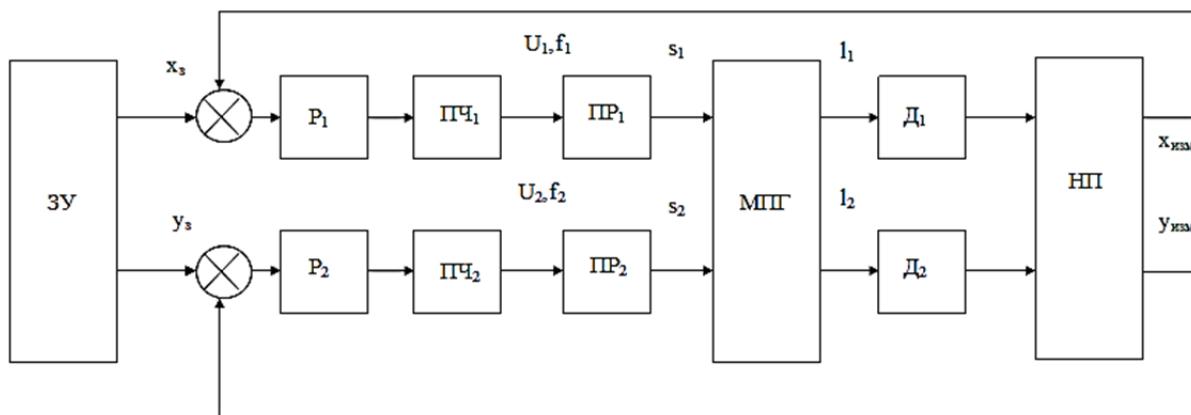


Рис. 4. Структурная схема системы регулирования зазора: ЗУ – задающее устройство; P_1 , P_2 – регуляторы положения привода; $\Pi\chi_1$, $\Pi\chi_2$ – частотные преобразователи; ΠP_1 , ΠP_2 – приводы; МПГ – механизм перемещения губы; Δ_1 , Δ_2 – индуктивные датчики; НП – нелинейный преобразователь; x_3 , y_3 – заданные положения губы

Список литературы

1. Комаров, В. И. Технология целлюлозно-бумажного производства / В. И. Комаров. – СПб. : ВНИИБ, 2009.
2. Матвеев, Ю. А. Теория механизмов и машин / Ю. А. Матвеев. – М. : Альфа-М, 2001.
3. Егупова, Н. Д. Методы робастного, нейро-нечеткого и адаптивного управления / Н. Д. Егупова. – М. : МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2011.

МИНИМИЗАЦИЯ ДИСПЕРСИИ ВЕСА БУМАЖНОГО ПОЛОТНА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КРОССКОРРЕЛЯЦИОННОГО МЕТОДА

M. С. Ревунов

ООО «Маяктрансэнерго», г. Пенза, Россия

A. Д. Семенов

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

C. В. Волков

Пензенский государственный технологический университет, г. Пенза, Россия

Актуальной проблемой для бумажных фабрик является дисперсия веса бумажного полотна. Для регулирования плотности бумажного полотна в продольном направлении предлагается: 1) измерять скорость напуска бумажной массы, идущей из напорного ящика, с помощью кросскорреляционного метода; 2) использовать каскадное соединение регуляторов и дополнительный плотномер для управления массной задвижкой.

В сегодняшних экономических условиях много говорится о необходимости импортозамещения. Во многих стратегических отраслях промышленности доля потребления импорта оценивается на уровне более 80 % и создает потенциальную угрозу, как для национальной безопасности, так и для конкурентоспособности российской экономики в целом. По результатам анализа, проведенного минпромторгом в конце 2014 года, наиболее перспективными с точки зрения импортозамещения являются станкостроение (доля импорта в потреблении по разным оценкам более 90 %), тяжелое машиностроение (60–80 %), легкая промышленность (70–90 %), электронная промышленность (80–90 %), фармацевтическая промышленность (70–80 %), целлюлозно-бумажная промышленность (50–60 %) и т.д.

Целлюлозно-бумажная промышленность (ЦБП) – наиболее сложная отрасль лесного комплекса, связанная с механической обработкой и химической переработкой древесины. Она включает в себя производство целлюлозы, бумаги, картона и изделий из них. Деятельность отечественной ЦБП не отвечает экономическим задачам, стоящим перед Россией, как собственником лесных ресурсов, заинтересованным в развитии высокотехнологичных производств по глубокой и комплексной переработке древесины. Современное состояние отечественной ЦБП характеризуется значительным количеством предприятий небольшой мощности, оснащенных устаревшим оборудованием. На многих предприятиях используются технологии с высоким потреблением сырья, энергоресурсов, химикатов и воды. Недостаток мощностей по производству целлюлозно-бумажной продукции с высокой добавленной стоимостью, да и полное отсутствие их по отдельным видам продукции, вынуждают обеспечивать возрастающий внутренний спрос на продукцию ЦБП (меловые сорта бумаги и картона, высококачественные виды печатных бумаг, упаковочной продукции, санитарно-бытовых и санитарно-гигиенических изделий из бумаги) за счет закупок по импорту, что оказывает негативное влияние на структуру экспорта и импорта лесных товаров.

Актуальной проблемой для российских бумажных фабрик, не позволяющей отечественной продукции ЦБП полноценно конкурировать с импортными товарами, является дисперсия веса бумажного полотна. Вес квадратного метра бумаги является самым значимым свойством, от которого зависит ее применение. Чем меньше изменение веса, тем лучше считается бумага, поэтому необходимо точно регулировать вес бумажного полотна на бумагоделательной машине как в продольном, так и в поперечном направлениях [2].

Стабилизация веса в поперечном направлении считается решенной задачей. Она осуществляется с помощью изменения геометрии выпускной щели напорного ящика. Для этого к верхней планке щели из тонкой стали прикрепляются штыри с червячными редукторами. Их количество определяет число зон регулирования веса бумажного полотна в поперечном направлении [3].

Равномерное распределение плотности бумажного полотна в продольном направлении зависит, главным образом, от однородности бумажной массы, поступающей в напорный ящик. Помимо этого, равномерное распределение плотности бумажного полотна в продольном направлении зависит от объема бумажной массы, поступающей в напорный ящик [2].

Для регулирования объема бумажной массы на соединительные трубы ставятся массные задвижки (граммовые вентили), управление которыми может осуществляться как вручную, так и с помощью специальных регуляторов. Данные для регуляторов поступают с плотномеров, расположенных на «выходе» бумагоделательной машины. Однако из-за специфики объекта управления информация поступает с большой задержкой, что приводит к погрешностям регулирования и, соответственно, браку продукции [2].

Еще одним фактором, влияющим на плотность бумажного полотна в продольном направлении, является соотношение скоростей движения сеточного стола и напуска бумажной массы на сетку. Соотношение между скоростью напуска бумажной массы и скоростью сеточного стола выражается формулой:

$$k_m = v_m / v_c ,$$

где v_m – скорость массы, поступающей на сетку, м/мин; v_c – скорость сетки, м/мин.

При заметном превышении скорости массы по отношению к скорости сетки могут образовываться наплывы массы на сетку, что приводит к ухудшению макроструктуры бумаги и снижению показателей прочности. При обратном соотношении увеличивается анизотропия бумажного листа. И в том и в другом случае затрудняется регулирование массы 1 м^2 бумаги по длине полотна и возможность управления степенью ориентации волокон.

Изменение скорости бумагоделательной машины (БДМ) ведет к изменению технологического режима и влияет на все системы БДМ. Поэтому для минимизации неравномерности просвета необходимо постоянно измерять скорость истечения бумажной массы с помощью оптико-электронных приборов (бесконтактных измерителей скорости) и изменять ее, регулируя напор в напускном устройстве [4]. Однако очень высокая стоимость импортных оптико-электронных приборов и отсутствие конкурентоспособных отечественных разработок в сфере бесконтактного измерения скорости сводят на нет желание и возможность большинства производителей использовать подобное оборудование в своих системах управления.

Таким образом, для регулирования плотности бумажного полотна в продольном направлении предлагается: 1) измерять скорость напуска бумажной массы, идущей из напорного ящика, с помощью кросскорреляционного метода. Целью измерения является поддержание необходимого соотношения скоростей движения бумажной массы из напорного ящика и сеточной части бумагоделательной машины, что обеспечит равномерный напуск на сетку; 2) использовать каскадное соединение регуляторов и дополнительный («промежуточный») плотномер для управления массной задвижкой. Целью использования каскадного соединения регуляторов является борьба с огромным запаздыванием системы, которое возникает при управлении массной задвижкой.

Структура бумагоделательной машины представлена на рис. 1.

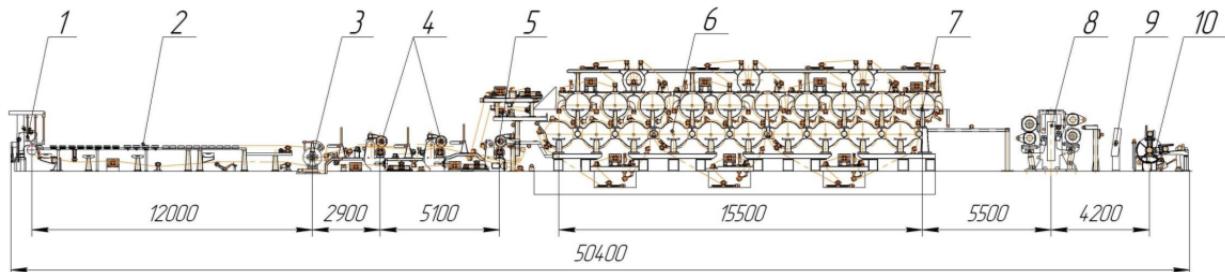


Рис. 1. Бумагоделательная машина: 1 – напорный ящик; 2 – сеточный стол; 3 – гауч-вал; 4 – прямой пресс; 5 – обратный пресс; 6 – сушильная часть; 7 – холодильный цилиндр; 8 – машинный каландр; 9 – сканер; 10 – накат

Функциональная схема бумагоделательной машины с каскадным соединением регуляторов и дополнительным плотномером представлена на рис. 2.

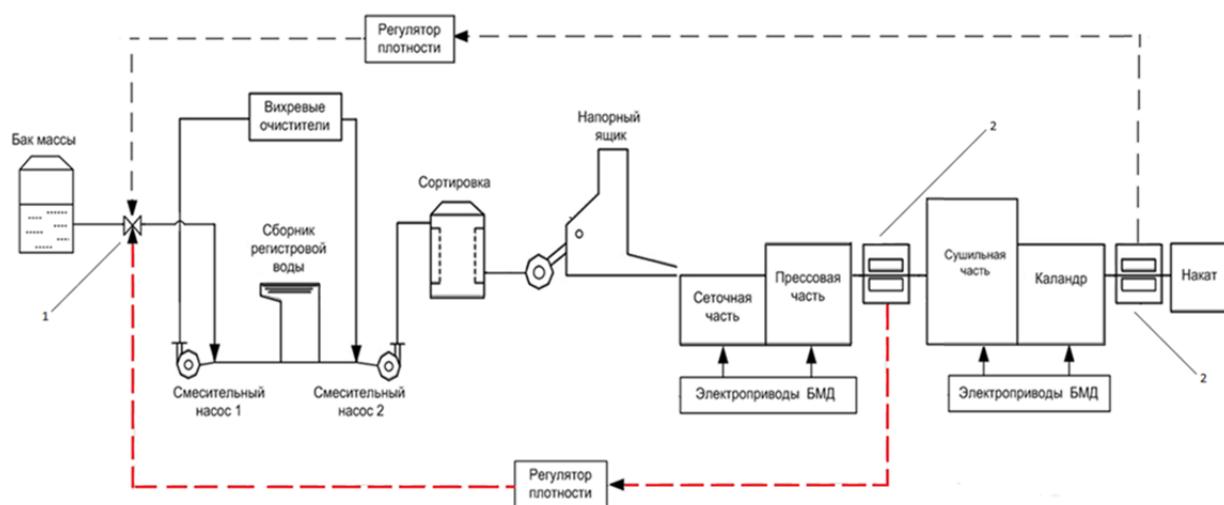


Рис. 2. Функциональная схема бумагоделательной машины с каскадным соединением регуляторов и дополнительным плотномером: 1 – массная задвижка; 2 – сканирующее устройство

Расчет математической модели и построение компьютерной модели бумагоделательной машины с каскадным соединением регуляторов осуществлялись на базе математических пакетов MatLab и Simulink. Переходные характеристики компьютерных моделей системы с одним контуром регулирования и с каскадным соединением регуляторов представлены на рис. 3. Таким образом, можно говорить о том, что нам удалось повысить показатели качества регулирования плотности бумажного полотна в продольном направлении и улучшить динамику работы САР за счет внедрения дополнительного контура регулирования.

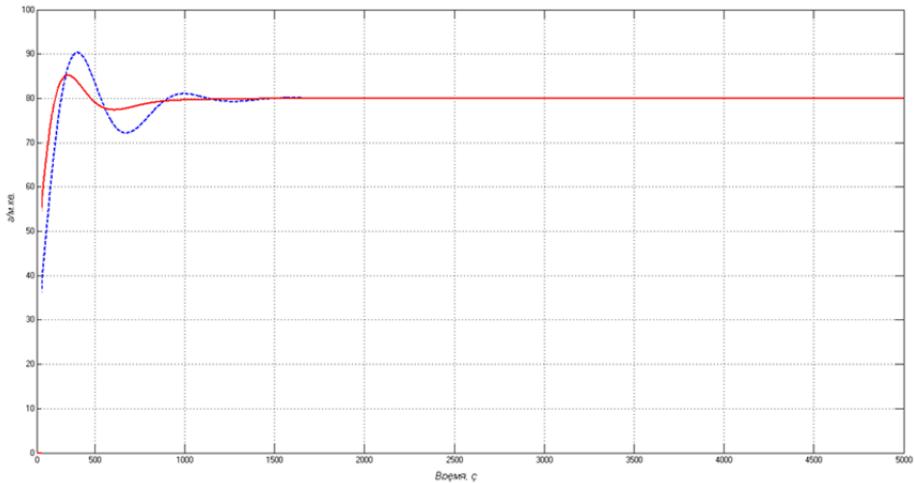


Рис. 3

В настоящее время рынок насыщен различными моделями бесконтактных измерителей скорости, основанных на дорогостоящем лазерном оборудовании, при полном отсутствии оптических измерителей. Мы предлагаем использовать кросскорреляционный метод цифровой обработки изображений для определения скорости движения объектов или частиц. Оптические измерители, основанные на кроскорреляционном методе, характеризуются большим диапазоном измеряемых скоростей, достаточно высокой точностью измерений и низкой стоимостью реализации [1].

Предлагаемый нами алгоритм состоит из нескольких основных операций:

1. Покадровое разбиение видео, обработка полученных изображений, формирование расчетных областей.
2. Расчет кроскорреляционной функции и поиск координат ее максимума (рис. 4).

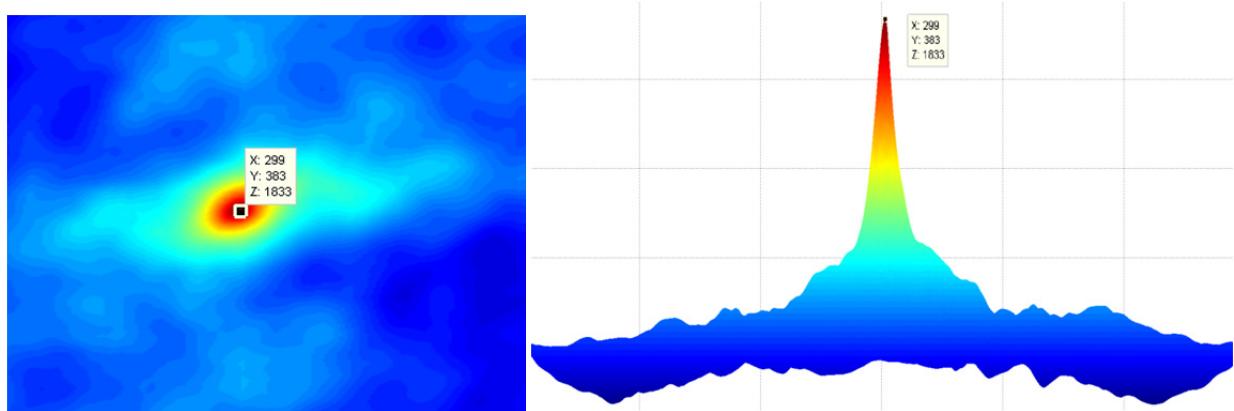


Рис. 4

3. Расчет перемещения (пиксель/кадр) и направления движения (град) максимума кроскорреляционной функции от центра расчетной области (рис. 5).

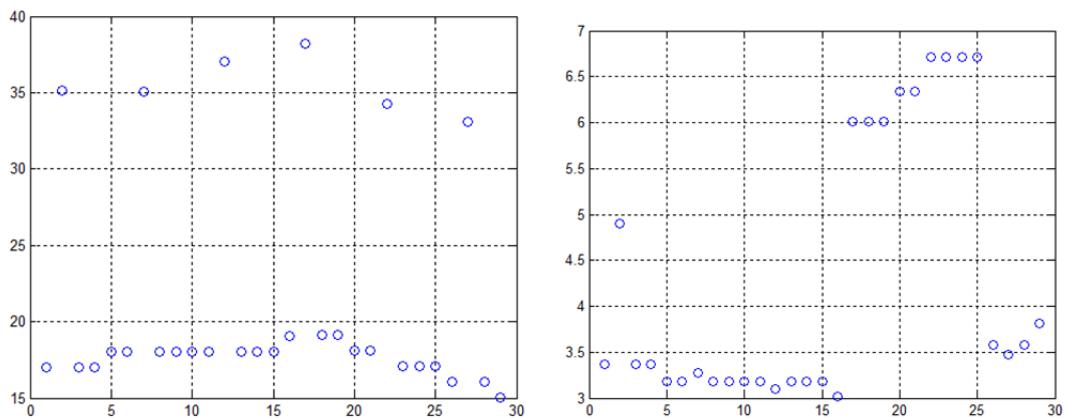


Рис. 5

4. Расчет перемещения (пиксель/кадр) объекта от кадра к кадру по осям X и Y (рис. 6).

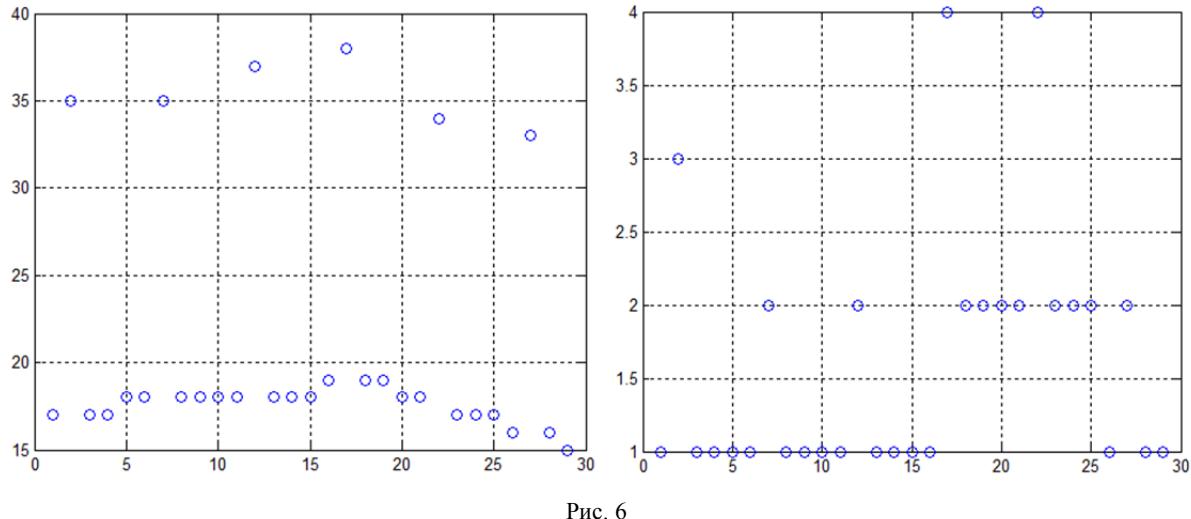


Рис. 6

5. Построение математических моделей для каждого пикселя изображения, расчет формирующего фильтра, формирование выходных данных моделей, восстановление сформированной области изображения.

6. Наложение восстановленной сформированной области на исходное изображение, проверка результатов (рис. 7).

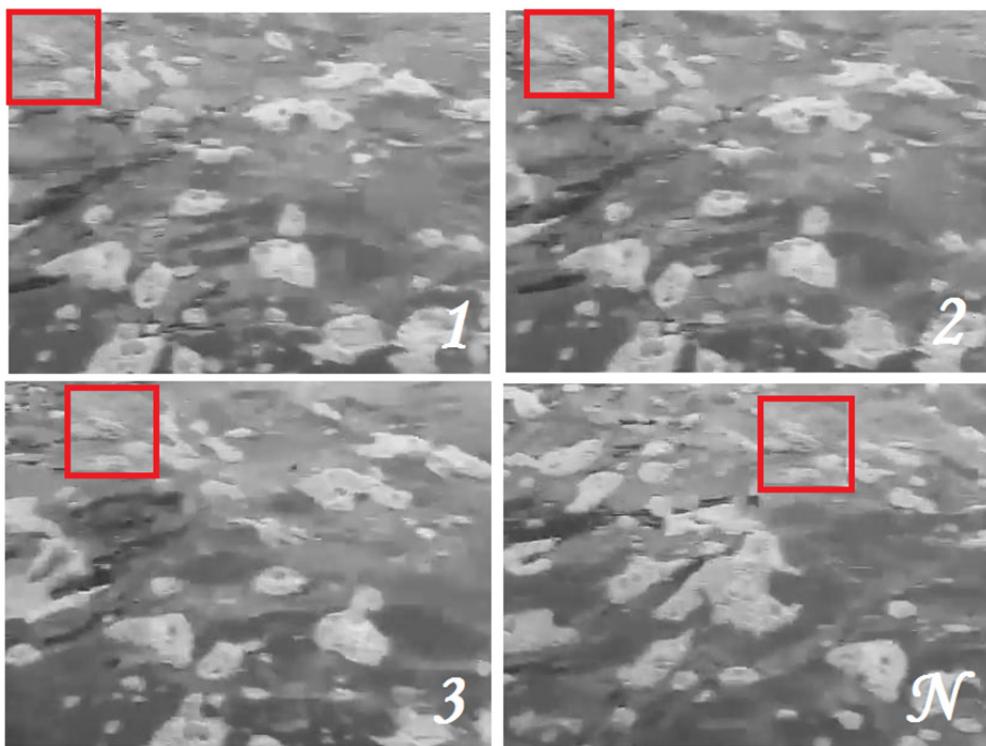


Рис. 7

Разработанный алгоритм цифровой обработки изображений был апробирован при измерении скорости твердотельных объектов (автомобиль, конвейер и др.) и жидких сред (вода, бумажная масса).

Предлагаемые нами алгоритм бесконтактного измерения скорости и способ управлении массной за- движкой предполагается внедрить в производство на бумажной фабрике ОАО «МАЯК», г. Пенза.

Список литературы

- Изerman, Р. К. Цифровые системы управления / Р. К. Изerman. – М. : Мир, 1994.
- Комаров, В. И. Технология целлюлозно-бумажного производства / В. И. Комаров. – СПб. : ВНИИБ, 2012.
- Матвеев, Ю. А. Теория механизмов и машин / Ю. А. Матвеев. – М. : Альфа-М, 2009.
- Фельдбаум, А. А. Основы теории оптимальных автоматических систем / А. А. Фельдбаум. – М. : Физматгиз, 1983.

СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ПРОЦЕССА ЭЛЕКТРОЭРОЗИОННОЙ ОБРАБОТКИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДОВ АРС-УПРАВЛЕНИЯ

М. Ю. Рубанов

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

В. С. Николаев

Пензенский государственный технологический университет, г. Пенза, Россия

В докладе идет речь о возможностях применения методов усовершенствованного управления (АРС-управление) для улучшения параметров процессов, имеющих экстремальную выходную характеристику. Предлагается алгоритм экстремального регулирования, отличительной особенностью которого является использование автоколебательного режима поиска экстремума с переключением знака обратной связи в зависимости от положения рабочей точки относительно точки экстремума.

Одной из основных проблем, стоящих перед современной промышленностью, является повышение качества выпускаемых изделий и экономической эффективности производства. Достижение этих целей возможно не только путем модернизации производственных установок, но и засчет совершенствования алгоритмов управления. Одним из подходов, применяемых для решения данных проблем, является использование Усовершенствованных алгоритмов управления (АРС-управление).

Сейчас термин АРС-управление объединяет множество технологий и методов управления, таких как экспертные, виртуальные анализаторы, управление по возмущению, адаптивное, многовариантное, упреждающее управление. Наибольшая экономическая выгода от применения алгоритмов АРС-управления достигается засчет оптимизации процесса изготовления изделия, что приводит к экономии производственных материалов, человеческих ресурсов, времени.

В данной работе рассматриваются возможности улучшения характеристик процесса электроэррозионной обработки путем совершенствования алгоритмов управления, в частности использования алгоритмов Усовершенствованного управления. Электроэррозионная обработка – это процесс контролируемого разрушения электропроводного материала под действием электрических разрядов между двумя электродами. В настоящее время электроэррозионная обработка различных поверхностей с целью придания им требуемых свойств используется очень широко. Для управления данным процессом широко используются системы автоматического управления. Система автоматического управления электроэррозионной обработкой должна обеспечивать требуемые показатели качества обрабатываемой поверхности при максимальной производительности процесса обработки. Однако характеристики внешних воздействий и свойства управляемых объектов при электроэррозионной обработке непредвиденно изменяются в широких пределах в процессе эксплуатации системы управления. Поэтому управление данным процессом с использованием систем, настраивающихся единовременно при разработке, невозможно. Требуется использование адаптивных алгоритмов, способных подстраиваться к изменению параметров обработки. К группе адаптивных алгоритмов относится экстремальный алгоритм управления.

Целью данной работы является повышение показателей эффективности электроэррозионной обработки путем использования экстремального алгоритма управления.

На начальном этапе исследования был произведен выбор прототипа разрабатываемой системы. Прототипом выбрана система, в которой осуществляется регулирование подачи электрода по среднему значению мощности, выделяемой в межэлектродном зазоре. Структурная схема такой системы представлена на рис. 1.

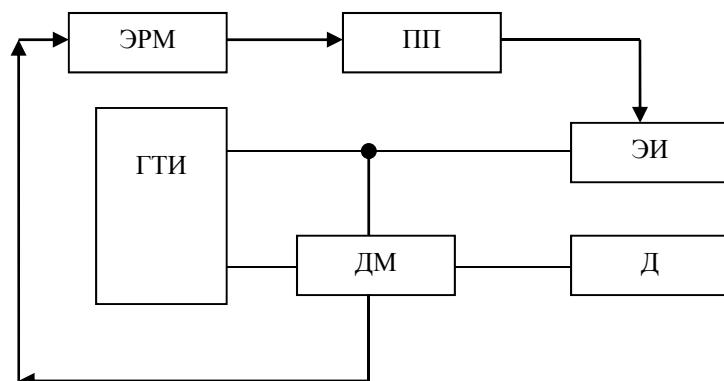


Рис. 1. Структурная схема системы управления электроэррозионным станком:
ЭРМ – экстремальный регулятор мощности; ПП – привод подачи; ЭИ – электрод – инструмент;
АК – алмазный круг; ДМ – датчик мощности; ГТИ – генератор технологических импульсов

Затем был произведен эксперимент, результатом которого стало установление зависимости между мощностью, выделяемой в межэлектродном зазоре и величиной межэлектродного зазора (рис. 2), а также

зависимости производительности электроэррозионной обработки от мощности, выделяемой в межэлектродном зазоре (рис. 3).

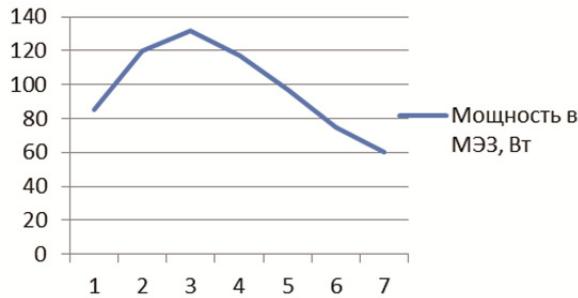


Рис. 2. Зависимость мощности от величины межэлектродного зазора

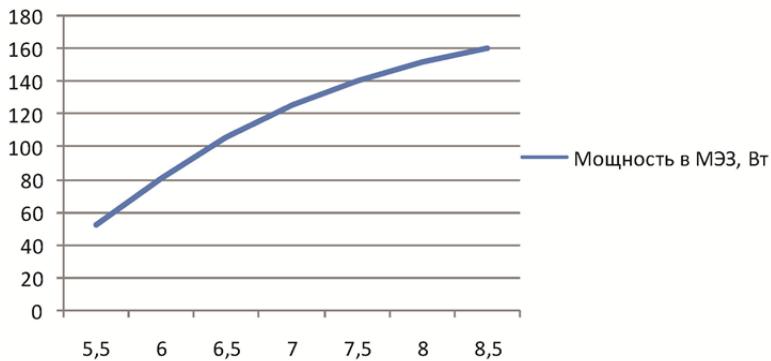


Рис. 3. Зависимость производительности электроэррозионной обработки от мощности, выделяемой в межэлектродном зазоре

Представленные зависимости позволяют сделать вывод о том, что выполнение задачи по максимизации производительности электроэррозионной обработки возможно при регулировании подачи электрода таким образом, чтобы в межэлектродном зазоре выделялась максимальная мощность.

Сравнительный анализ существующих алгоритмов экстремального регулирования процесса электроэррозионной обработки (измерения производной, запоминания экстремума, периодического поискового сигнала, шаговый метод) позволил обнаружить главный их недостаток – низкую помехозащищенность. Все применяемые системы экстремального регулирования могут удовлетворительно работать только с объектами регулирования с малой инерционностью. При работе этих систем с объектами, имеющими большую инерционность, наблюдается резкое ухудшение качества регулирования, значительно возрастает амплитуда автоколебаний вокруг экстремума, повышается ошибка поиска, а при значительном повышении инерционности объекта вообще теряется работоспособность этих систем.

Для повышения помехозащищенности предлагается использовать автоколебательный алгоритм поиска экстремума с переключением знака обратной связи в зависимости от положения рабочей точки относительно точки экстремума. Знак обратной связи определяется с использованием процедуры на основе рекуррентного метода наименьших квадратов.

Алгоритм поиска экстремума по РМНК заключается в следующем.

1. Считывание входного и выходного сигнала с экстремального объекта.
2. Вычисление коэффициентов АРСС-модели по РМНК. Реализуется в следующей последовательности.

2.1 Задаются начальные значения вектора оценок параметров модели и матрицы данных: $\theta(0) = 0$; $P(0) = \alpha I$, где α – достаточно большое число, I – единичная матрица соответствующей размерности.

2.2 Производятся измерения входного и выходного сигналов объекта, и формируется новый вектор данных

$$\Psi^T(k+1) = [-y(k), \dots, -y(k-n), u(k), \dots, +u(k-m)]$$

2.3 Вычисляется вектор коррекции

$$\gamma(k) = \frac{P(k)\Psi(k+1)}{\Psi^T(k+1)P(k)\Psi(k+1) + 1}$$

2.4. Находится новая оценка параметров

$$\theta(k+1) = \theta(k) + \gamma(k)[y(k+1) - \Psi^T(k+1)\theta(k)]$$

2.5. Вычисляется новая матрица

$$\mathbf{P}(k+1) = [\mathbf{I} - \gamma(k) \boldsymbol{\Psi}^T(k+1)] \mathbf{P}(k)$$

3. Вычисление коэффициента передачи объекта

$$k_o = \lim_{z \rightarrow 1} \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_m z^m}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_n z^n} = \frac{\sum_{j=0}^m b_j(k)}{1 + \sum_{i=1}^n a_i(k)}$$

4. Изменение коэффициента обратной связи в соответствии с положением рабочей точки на характеристике по величине k_0 .

Для определения параметров автоколебаний система была представлена в виде модели, состоящей из нелинейной части и элемента с нелинейной экстремальной характеристикой. Структурная схема такой системы и представлена на рис. 4.

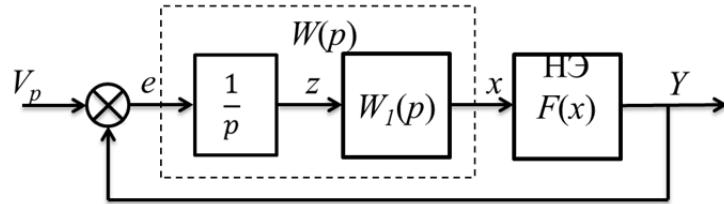


Рис. 4. Структурная схема нелинейной системы

Нелинейный элемент описывается функцией

$$F(x) = \begin{cases} c^2 - x^2, & x > 0 \\ 0, & x < 0 \end{cases}$$

Расчет параметров автоколебаний (частота, амплитуда, постоянное смещение) был произведен по методу гармонической линеаризации. В результате были получены следующие выражения:

$$\text{амплитуда } a = \sqrt{\frac{2}{c}(1-q-cx_0^2)};$$

$$\text{частота } \omega = \sqrt{\frac{a_3}{a_1}};$$

$$\text{постоянное смещение } x_0 = \frac{a_3(a_0a_3 - a_1a_2)}{2ka_1^2}.$$

Для проверки расчетов была разработана Simulink-модель системы (рис. 5), работающей в автоколебательном режиме и снятые осциллограммы. По осциллограммам (рис. 6) видно, что рассчитанные параметры автоколебаний совпадают с полученными в процессе моделирования. Также видно, что ошибка поиска экстремума имеет большое значение.

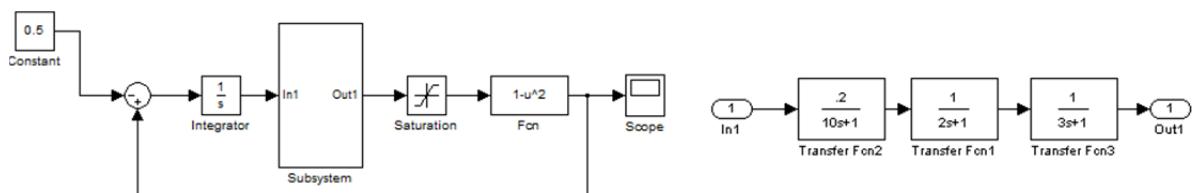


Рис. 5. Simulink- модель нелинейной системы

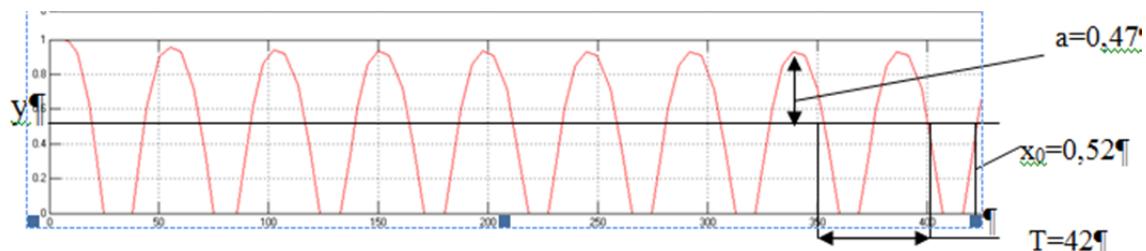


Рис. 6. Выходной сигнал модели нелинейной системы

Затем модель была дополнена М-функцией, реализующей алгоритм поиска экстремума по РМНК. На вход системы были добавлены блоки, моделирующие соответственно низкочастотные и высокочастотные помехи (рис. 7). Анализ осциллограмм (рис. 8) позволяет судить о том, что при использовании данного комбинированного алгоритма поиска экстремума значение ошибки является стабильным и не превышает 10 % даже при высоком уровне помех, чего невозможно достичь при применение любого из способов поиска экстремума по отдельности.

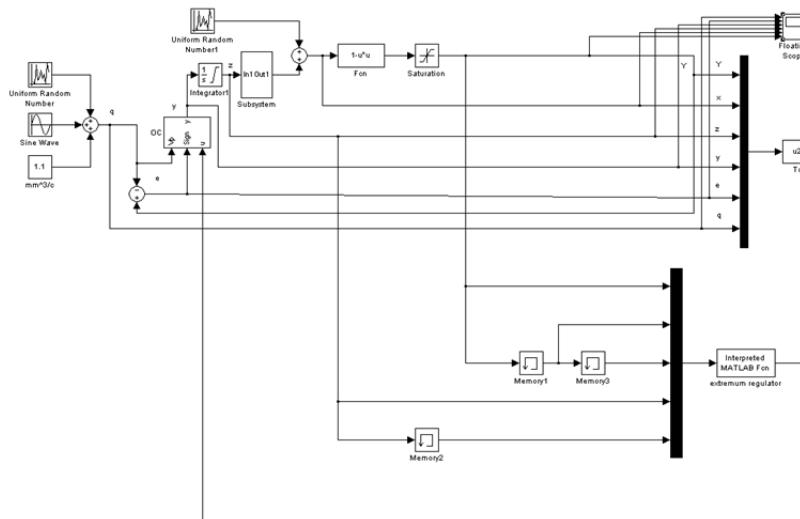


Рис. 7. Simulink-модель системы с комбинированным поиском экстремума

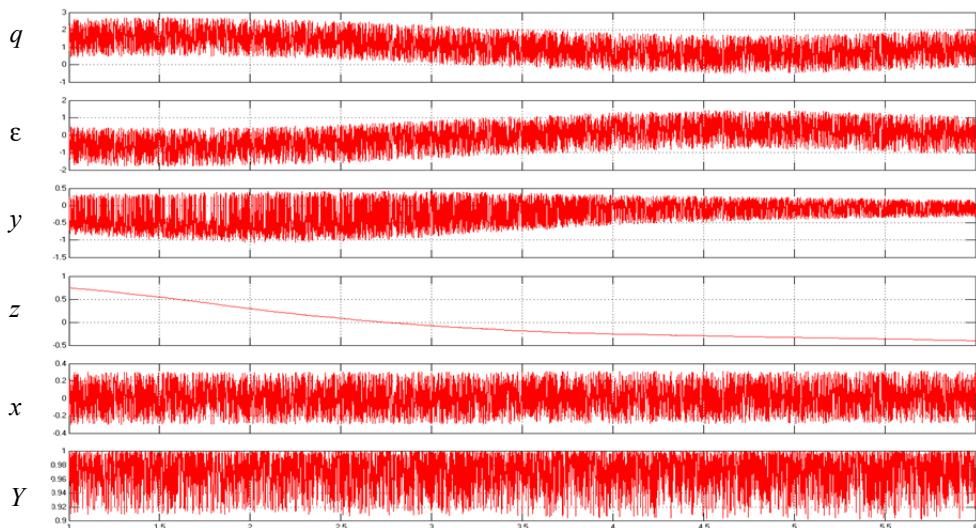


Рис. 8: q – сформированная модель помехи; ε – сигнал рассогласования; y – сигнал после переключателя; z – сигнал после интегратора; x – сигнал после апериодического звена; Y – выходной сигнал

Список литературы

1. Изерман, Р. Цифровые системы управления / Р. Изерман. – М. : Мир, 1984. – 541 с.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЗАКОНА ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ПОДСИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ОРГАНИЗАЦИОННО-ТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

A. И. Сидоров, А. Ю. Козлов,

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

П. Е. Майоров

ОАО «Радиозавод», г. Пенза, Россия

Будем рассматривать организационно-техническую систему специального назначения, состоящую из информационной подсистемы, подсистемы управления и исполнительной подсистемы.

Для описания функционирования подсистемы управления с иерархической структурой целесообразно ввести понятие ветви управления, под которой будем понимать фрагмент подсистемы управления, содержащий какой-либо элемент информационной подсистемы, центральный элемент, один объект управления из состава исполнительной подсистемы и все промежуточные связи и элементы, которые принимают или могут принять участие во взаимодействии элемента информационной подсистемы с центральным элементом подсистемы управления, а центрального элемента подсистемы управления – с объектом управления исполнительной подсистемы.

Пусть M_2 элементов подсистемы управления распределены некоторым образом по M_6 ветвям управления, а в каждой ветви последовательно соединены между собой M_{6k} , $k=1,2,\dots,M_6$, элементов, причем различные ветви управления могут иметь общие элементы. Исходя из того, что та или иная ветвь управления может замыкаться только на определенную совокупность элементов исполнительной подсистемы, все ветви управления целесообразно разбить на K_6 отдельных групп, каждая из которых, в свою очередь, состоит из N_{6m} ветвей управления, $m=1,2,\dots,K_6$, и взаимодействует с m -й группой элементов исполнительной подсистемы. В этом случае общее число ветвей управления M_6 подсистемы управления удовлетворяет условию:

$$M_6 = \sum_{m=1}^{K_6} N_{6m}. \quad (1)$$

Понятие ветви управления позволяет на основе теории ветвящихся процессов построить закон функционирования подсистемы управления во времени и провести вероятностно-временной анализ ее функционирования, т.е. объединить временные и вероятностные характеристики функционирования подсистемы управления, учесть различные ситуации, приводящие к изменению ее закона функционирования.

При определении закона функционирования подсистемы управления будем исходить из того, что заранее не известно по какой из ветвей управления будет осуществляться передача информации из информационной подсистемы в исполнительную подсистему. В этом случае закон распределения случайного времени функционирования подсистемы управления T сам будет являться случайным и зависеть от того по какой из ветвей управления осуществляется передача информации.

Случайное время T функционирования подсистемы управления в зависимости от того по какой из ветвей управления реализуется процесс управления может принимать то или иное значение t . Если имеется M ветвей управления, то можно сделать M взаимоисключающих гипотез H_1, H_2, \dots, H_M , реализующих управление по той или иной ветви управления с вероятностями

$$P(H_i) = p_i, \quad i = 1, 2, \dots, M, \quad (2)$$

причем вероятности p_i удовлетворяют условию

$$\sum_{i=1}^M p_i = 1. \quad (3)$$

В целях общности рассуждений, под числом ветвей управления M будем подразумевать или общее число ветвей управления M_6 организационно-технической системы, используемых для доставки сообщений от информационной подсистемы до исполнительной подсистемы в целом, или число ветвей управления N_{6m} , используемых для доставки сообщений от информационной подсистемы до m -ой группы элементов исполнительной подсистемы.

Будем считать, что если функционирует i -я ветвь управления, то связанная с ней случайная величина T имеет заданное распределение – функцию распределения вероятностей $F_i(t)$ и плотность распределения вероятностей $f_i(t)$. Функции $F_i(t)$ и $f_i(t)$ имеют смысл условных функций распределения и условных плотностей распределения, соответствующих гипотезам H_i .

Тогда безусловную (полную) функцию распределения вероятностей случайной величины T можно получить как композицию реализации отдельных гипотез H_i , основанную на формуле полной вероятности [1]:

$$F_y(t) = P\{T < t\} = \sum_{i=1}^M P(H_i) F_i(t) = \sum_{i=1}^M p_i F_i(t). \quad (4)$$

Выражение (4) представляет собой интегральный закон функционирования подсистемы управления.

Принимая во внимание, что случайная величина T непрерывна, дифференцируя выражение (4) по времени, получим выражение для определения плотности распределения вероятностей случайной величины T :

$$f_y(t) = \frac{d}{dt} F_y(t) = \sum_{i=1}^M P(H_i) \frac{d}{dt} F_i(t) = \sum_{i=1}^M p_i f_i(t). \quad (5)$$

Выражение (5) представляет собой дифференциальный закон функционирования подсистемы управления.

Анализ выражений (4) и (5) показывает, что функция распределения вероятностей $F_y(t)$ и плотность распределения вероятностей $f_y(t)$ обладают свойствами функции распределения и плотности: $F_y(t)$ не убывает при возрастании t ; $F_y(-\infty) = 0$; $F_y(\infty) = 1$; $\int_{-\infty}^{\infty} f_y(t) dt = 1$.

По формуле полного математического ожидания для определения математического ожидания $M[T]$ времени T доставки сообщений до подсистемы поражения можно записать:

$$M[T] = \sum_{i=1}^M p_i m_i, \quad (6)$$

где m_i – условное математическое ожидание случайной величины T при условии, что имела место гипотеза H_i ,

$$m_i = \int_0^{\infty} t f_i(t) dt. \quad (7)$$

Аналогично для определения полного второго начального момента $\alpha_2[T]$ времени T доставки сообщений до исполнительной подсистемы можно записать:

$$\alpha_2[T] = M[T^2] = \sum_{i=1}^M p_i \alpha_2^{(i)}[T], \quad (8)$$

где $\alpha_2^{(i)}[T]$ – условный второй начальный момент случайной величины T при условии, что имела место гипотеза H_i ,

$$\alpha_2^{(i)}[T] = \int_0^{\infty} t^2 f_i(t) dt. \quad (9)$$

Полная дисперсия $D[T]$ и полное среднее квадратическое отклонение $\sigma[T]$ времени T доставки сообщений до исполнительной подсистемы определяются формулами:

$$D[T] = \alpha_2[T] - (M[T])^2; \quad \sigma[T] = \sqrt{D[T]}. \quad (10)$$

При практическом использовании выражений (4) и (5) необходимо знать вероятности p_i реализации гипотез H_i . Для их определения воспользуемся вариационным принципом максимума энтропии (вариационным принципом Гиббса) [2]. Правомерность применения принципа Гиббса для определения неизвестных вероятностей p_i следует из того, что энтропия применительно к рассматриваемой задаче является мерой неопределенности, хаотичности состояния подсистемы управления и характеризует неполноту наших сведений о процессах, протекающих в ней.

Поэтому равновесное состояние подсистемы управления будет характеризоваться такими значениями вероятностей p_i , при которых энтропия принимает свое максимальное значение. Таким образом, переход к равновесному состоянию подсистемы управления связан с возрастанием неопределенности и уменьшением объема информации о процессе ее функционирования, что и положено в основу определения вероятностей p_i реализации отдельных гипотез H_i доставки сообщений до исполнительной подсистемы.

Потребуем, чтобы композиция (4) обеспечивала максимум энтропии состояния для всей совокупности M ветвей управления на отрезке времени $[0, T_\phi]$, где T_ϕ – время функционирования.

Функционал энтропии

$$S = - \int_0^{T_\phi} f_y(t) \ln f_y(t) dt \quad (11)$$

после подстановки безусловного распределения (5) становится функцией неизвестных вероятностей p_i . Потребуем, чтобы эта функция имела аналитический максимум. Для этого с учетом условия нормировки (3) введем расширенный функционал

$$S_*(p_i) = - \int_0^{T_\phi} \left(\sum_{i=1}^M p_i f_i(t) \right) \ln \left[\sum_{i=1}^M p_i f_i(t) \right] dt + \lambda \left(\sum_{i=1}^M p_i - 1 \right), \quad (12)$$

где λ – множитель Лагранжа.

Таким образом, мы пришли к задаче на безусловный экстремум расширенного функционала (12), т.е. $S_*(p_i) \rightarrow \max_{p_i}$. Необходимые условия существования максимума функционала (12) приводят к системе $n+1$ уравнений для определения вероятностей p_i и множителя Лагранжа λ :

$$\frac{\partial S_*(p_i)}{\partial p_i} = 0 \quad (i = 1, 2, \dots, M); \quad (13)$$

$$\sum_{i=1}^{M_6} p_i - 1 = 0. \quad (14)$$

Принимая во внимание выражение (12), систему уравнений (13) после преобразований можно представить в виде:

$$\int_0^{T_\phi} f_i(t) \ln \left[1 + \sum_{i=1}^M p_i f_i(t) \right] dt = \lambda \quad (i = 1, 2, \dots, M). \quad (15)$$

Умножая левую и правую части равенства (15) на p_i , суммируя результат по всем ветвям управления и меняя местами операции суммирования и интегрирования, с учетом выражения (14) получим зависимость для определения множителя Лагранжа:

$$\lambda = \int_0^{T_\phi} \left(\sum_{i=1}^M p_i f_i(t) \right) \ln \left[1 + \sum_{i=1}^M p_i f_i(t) \right] dt \quad (i = 1, 2, \dots, M). \quad (16)$$

Снова умножив левую и правую части равенства (15) на p_i и принимая во внимание выражение (16), получим:

$$p_i = \frac{\int_0^{T_\phi} p_i f_i(t) \ln \left[1 + \sum_{i=1}^M p_i f_i(t) \right] dt}{\int_0^{T_\phi} \left(\sum_{i=1}^M p_i f_i(t) \right) \ln \left[1 + \sum_{i=1}^M p_i f_i(t) \right] dt} \quad (i = 1, 2, \dots, M). \quad (17)$$

Используя выражение (17), можно построить итерационный процесс определения неизвестных вероятностей p_i . Обозначим через n – номер итерации, тогда итерационный процесс определения вероятностей p_i ($i = 1, 2, \dots, M_6$) можно образовать по правилу:

$$p_i^{(n+1)} = \frac{\int_0^{T_\phi} p_i^{(n)} f_i(t) \ln \left[1 + \sum_{i=1}^M p_i^{(n)} f_i(t) \right] dt}{\int_0^{T_\phi} \left(\sum_{i=1}^M p_i^{(n)} f_i(t) \right) \ln \left[1 + \sum_{i=1}^M p_i^{(n)} f_i(t) \right] dt}, \quad n = 0, 1, 2, \dots, \quad (18)$$

причем начальное приближение $p_i^{(0)}$ должно удовлетворять неравенству: $0 \leq p_i^{(0)} \leq 1$. Вычисления по формуле (18) проводятся до тех пор, пока не будет выполнена оценка:

$$\left| p_i^{(n+1)} - p_i^{(n)} \right| < \varepsilon, \quad (19)$$

где ε – заданная точность определения вероятностей p_i .

Знание интегрального (4) или дифференциального (5) законов доставки сообщений до исполнительной подсистемы позволяет решить ряд практически важных задач, например, можно с вероятностной точке зрения оценить своевременность доставки сообщений от информационной подсистемы до исполнительной подсистемы или определить требования к времени их доставки, задаваясь той или иной вероятностью своевременности их доставки. Кроме того, можно обоснованно подходить к заданию параметров подсистемы управления при ее проектировании, исходя, например, из требуемого времени доставки сообщений от информационной подсистемы до исполнительной подсистемы с заданной вероятностью.

Вероятность того, что при заданных значениях параметров подсистемы управления, время доставки сообщений от информационной подсистемы до исполнительной подсистемы не превысит наперед заданного времени t_{3ad} можно определить по формуле:

$$P\{t < t_{3ad}\} \equiv F_y(t_{3ad}) = \sum_{i=1}^M p_i F_i(t_{3ad}) = \int_0^{t_{3ad}} f_y(t) dt = \sum_{i=1}^M p_i \int_0^{t_{3ad}} f_i(t) dt. \quad (28)$$

Используя выражение (5), можно также определить вероятность того, что время доставки сообщений от информационной подсистемы до исполнительной подсистемы будет удовлетворять условию $t_a \leq t \leq t_b$, где t_a – левая граница возможного времени доставки сообщений, а t_b – правая граница возможного времени доставки сообщений. Искомая вероятность определяется формулой:

$$P\{t_a \leq t \leq t_b\} \equiv F_y(t_b) - F_y(t_a) = \sum_{i=1}^M p_i [F_i(t_b) - F_i(t_a)] = \int_{t_a}^{t_b} f_y(t) dt = \sum_{i=1}^M p_i \int_{t_a}^{t_b} f_i(t) dt. \quad (29)$$

Принимая во внимание, что вероятности p_i и функции $f_i(t)$ плотностей распределения вероятностей зависят от параметров подсистемы управления, из выражения

$$\int_0^{t_{doc}} f_y(t) dt = \sum_{i=1}^M p_i \int_0^{t_{doc}} f_i(t) dt = P_{doc} \quad (30)$$

можно определить время t_{doc} доставки сообщений от информационной подсистемы до исполнительной подсистемы, соответствующее заданной вероятности P_{doc} .

Максимально возможное значение времени t_{max} доставки сообщений от информационной подсистемы до исполнительной подсистемы можно найти из условия, аналогичного правилу трех стандартов:

$$\int_0^{t_{max}} f_y(t) dt = \sum_{i=1}^M p_i \int_0^{t_{max}} f_i(t) dt = 0,99. \quad (31)$$

Дальнейшая конкретизация полученных выражений связана с определением функций распределения вероятностей $F_i(t)$ и плотностей распределения вероятностей $f_i(t)$.

Список литературы

1. Коваленко, И. Н. Теория вероятностей и математическая статистика : учеб. пособие для втузов / И. Н. Коваленко, А. А. Филиппова. – М. : Высш. шк., 1973. – 368 с.
2. Макаров, Б. П. Нелинейные задачи статистической динамики машин и приборов / Б. П. Макаров. – М. : Машиностроение, 1983. – 264 с.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВЕРОЯТНОСТИ НАХОЖДЕНИЯ ПОДСИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ОРГАНИЗАЦИОННО-ТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ В РАБОТОСПОСОБНОМ СОСТОЯНИИ

A. И. Сидоров

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

П. Е. Майоров, Д. И. Стулов

ОАО «Радиозавод», г. Пенза, Россия

Вероятность работоспособности подсистемы управления P_2^b является некоторой функцией от вероятностей работоспособности ее элементов P_{2m}^b , $m = 1, 2, \dots, M_2$, где M_2 – число элементов подсистемы управления, т.е.

$$P_2^b = \Psi(P_{21}^b, P_{22}^b, \dots, \dots, P_{2m}^b, \dots, P_{2M_2}^b). \quad (1)$$

Конкретный вид функции (1) определяется структурой подсистемы управления, т.е. взаимосвязью ее отдельных элементов, определяющей закон управления (функционирования) подсистемы управления, который задается в виде функциональной зависимости между входными и выходными величинами подсистемы управления. Так как закон управления подсистемы управления определяется ее структурой, то и способность подсистемы управления к адаптации и перераспределению функций между элементами в результате получения повреждений также зависит от ее структуры.

Закон управления (функционирования) подсистемы управления можно определить вектор-функцией, заданной на множествах ее входов и выходов:

$$U = F(X), \quad (2)$$

где $X = \{x_1, \dots, x_n\}$ – множество входов подсистемы управления (информация состояния); $U = \{u_1, \dots, u_m\}$ – множество выходов подсистемы управления (командная информация); $F = \{f_1, \dots, f_m\}$ – функция преобразования информации состояния X в командную информацию U .

При практической реализации подсистем управление находят применение следующие основные ее структуры: децентрализованная (рис. 1), централизованная с непосредственным подчинением объектов управления центральному пункту управления (рис. 2) и иерархическая с последовательно-параллельными связями (рис. 3).

Децентрализованная структура представляет собой набор независимых элементов подсистемы управления с локальными законами управления $u_i = f_i(x_i)$ и имеет вид $S = \{S_i\} = \{F_i\}$. Для нее характерно отсутствие главного (центрального) элемента подсистемы управления, организующего и координирующего весь процесс управления, поэтому закон управления имеет вид: $U = \{u_i\}$.

При централизованной структуре все функции обработки и управления реализуются в одном месте – центральном элементе подсистемы управления, который выдает командную информацию на все объекты управления в соответствии с законом $U = F(x_1, \dots, x_n)$, поэтому она имеет вид $S = \{F\}$.

Иерархическая структура с последовательно-параллельными связями представляет собой совокупность элементов подсистемы управления, имеющих связи по вертикали (по восходящим и нисходящим связям) между элементами различных уровней и по горизонтали (по параллельным связям) между элементами одного и того же уровня. При иерархической структуре допустимо также наличие связей через один или несколько уровней управления. В данной структуре обработка информации осуществляется с помощью средств различных уровней при участии и под непосредственным управлением средства высшего уровня.

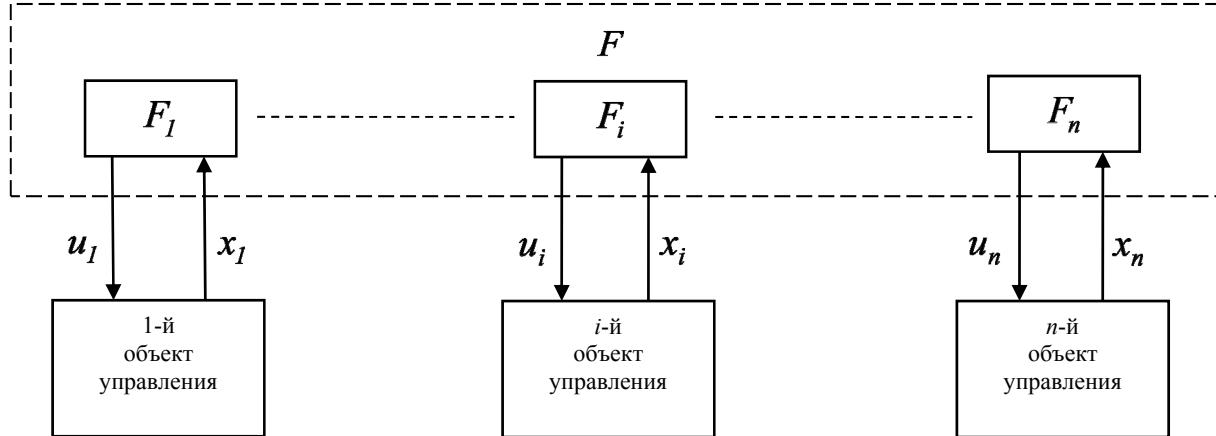


Рис. 1. Децентрализованная структура управления

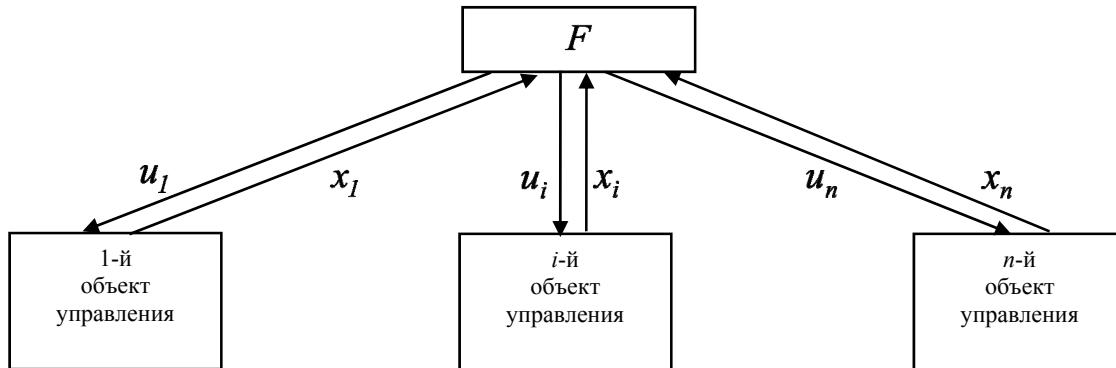


Рис. 2. Централизованная структура управления

Закон управления (функционирования) элемента k -го уровня (ранга) подсистемы управления с иерархической структурой описывается рекуррентным соотношением $u_i^{(k-1)} = F_k(x_i^{(k-1)}, x_i^{(k)})$.

Количественно подсистема управления с иерархической структурой может быть охарактеризована числом уровней управления и коэффициентом иерархии, под которым понимается число объектов управления на данном уровне, непосредственно подчиненных вышестоящему элементу подсистемы управления.

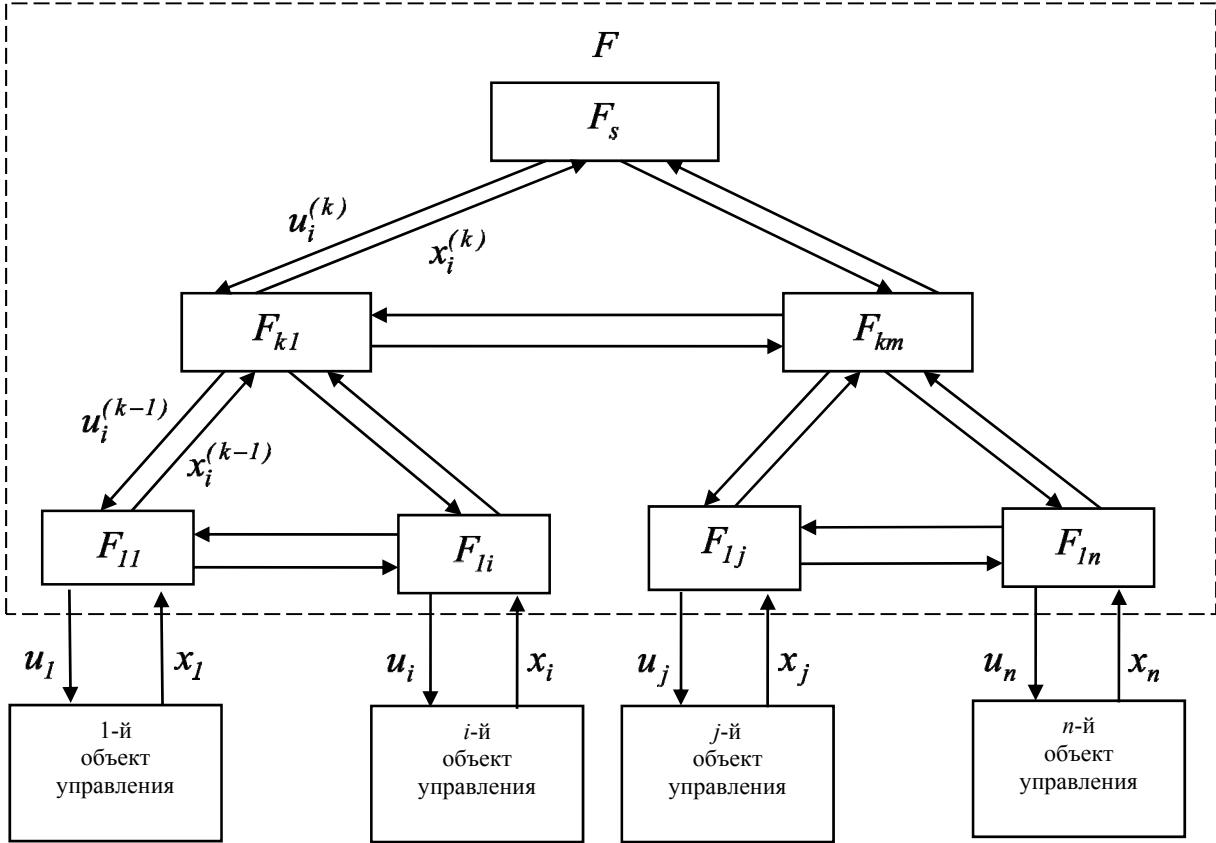


Рис. 3. Иерархическая структура управления

Учитывая, что подсистемы управления с иерархической структурой обладают большой функциональной гибкостью и живучестью при соблюдении принципа централизации управления, что достигается благодаря распределению сложного алгоритма управления между многими средствами обработки информации, в дальнейшем на иерархический принцип построения подсистемы управления будем ориентироваться как на основной.

Для описания подсистемы управления с иерархической структурой целесообразно ввести понятие ветви управления, под которой будем понимать фрагмент иерархической структуры подсистемы управления, содержащий центральный элемент, один объект управления и все промежуточные связи и элементы, которые принимают или могут принять участие во взаимодействии центрального элемента подсистемы управления с объектом управления.

Пусть M_2 элементов подсистемы управления распределены некоторым образом по M_e ветвям управления, причем в каждой ветви последовательно соединены между собой M_{ei} $i = 1, 2, \dots, M_e$, элементов, причем различные ветви управления могут иметь общие элементы. Тогда, обозначив через P_{2ij}^b вероятность работоспособности j -го элемента i -ой ветви управления, функцию (1) можно записать в виде:

$$P_2^b = 1 - \prod_{i=1}^{M_e} \left\{ 1 - \prod_{j=1}^{M_{ei}} P_{2ij}^b \right\}. \quad (3)$$

Величину вероятности работоспособности подсистемы управления P_2^b можно рассматривать в качестве одного из критериев, характеризующего устойчивость управления с точки зрения ее живучести в условиях активного противодействия. Это следует из того, что главный показатель устойчивости управления – вероятность надежного управления подчиненными силами и средствами в условиях противодействия, которая характеризует объективную возможность выполнения задачи и обеспечивается, прежде всего, высокой готовностью подсистемы управления.

Показатель (3) является достаточно представительным, так как отражает количественную меру живучести подсистемы управления, имеет однозначное количественное выражение, является эффективным в статистическом смысле и достаточно полным по объему содержащейся информации, имеет физический смысл и вероятностную трактовку в соответствии с законом больших чисел, является достаточно простым в расчетном отношении с учетом требования полноты содержащейся в нем информации.

В дальнейшем, не нарушая общности рассуждений, будем отождествлять j -ый элемент i -ой ветви подсистемы управления с ее m -м элементом.

Анализ показывает, что процесс функционирования m -го элемента подсистемы управления можно представить в виде графа, изображенного на рис. 1. Дуги графа отображают возможные переходы из одного состояния в другое, а вершины графа отображают следующие состояния:

- Z_1 – развертывание в заданном районе;
- Z_2 – выполнение функций управления;
- Z_3 – свертывание, оставление района;
- Z_4 – совершение перемещения;
- Z_5 – нахождение под внешним воздействием;
- Z_6 – восстановление работоспособности;
- Z_7 – передача управления на другой пункт управления.

Каждое из этих состояний характеризуется определенными временными параметрами (табл. 1).

Таблица 1

Характеристики состояний средств управления

№ п/п	Состояние	Временной параметр	Обозначение
1	Развертывание в заданном районе	Время развертывания	t_{pz}^{2m}
2	Выполнение функций управления	Время выполнения функций управления	t_{ey}^{2m}
3	Свертывание и покидание района	Время свертывания	t_{ce}^{2m}
4	Совершение перемещения	Время перемещения	t_{cn}^{2m}
5	Нахождение под внешним воздействием	Время выполнения воздействия	t_{on}^{2m}
		Время начала воздействия	t_{nn}^{2m}
6	Восстановление работоспособности	Время восстановления работоспособности	t_{eo}^{2m}
7	Передача управления на другой пункт управления	Допустимое время восстановления работоспособности с точки зрения обеспечения непрерывности управления	t_{ny}^{2m}

Размеченному графу, представленному на рис. 1, соответствует следующая система уравнений Колмогорова:

$$\begin{aligned}
 \frac{dP_{2m1}(t)}{dt} &= \lambda_{41}^{2m} P_{2m4}(t) - (\lambda_{12}^{2m} + \lambda_{15}^{2m}) P_{2m1}(t); \\
 \frac{dP_{2m2}(t)}{dt} &= \lambda_{12}^{2m} P_{2m1}(t) - (\lambda_{23}^{2m} + \lambda_{25}^{2m}) P_{2m2}(t); \\
 \frac{dP_{2m3}(t)}{dt} &= \lambda_{23}^{2m} P_{2m2}(t) + \lambda_{63}^{2m} P_{2m6}(t) - (\lambda_{34}^{2m} + \lambda_{35}^{2m}) P_{2m3}(t); \\
 \frac{dP_{2m4}(t)}{dt} &= \lambda_{34}^{2m} P_{2m3}(t) - \lambda_{41}^{2m} P_{2m4}(t); \\
 \frac{dP_{2m5}(t)}{dt} &= \lambda_{15}^{2m} P_{2m1}(t) + \lambda_{25}^{2m} P_{2m2}(t) + \lambda_{35}^{2m} P_{2m3}(t) - \lambda_{56}^{2m} P_{2m5}(t); \\
 \frac{dP_{2m6}(t)}{dt} &= \lambda_{56}^{2m} P_{2m5}(t) - (\lambda_{63}^{2m} + \lambda_{67}^{2m}) P_{2m6}(t); \\
 \frac{dP_{2m7}(t)}{dt} &= \lambda_{67}^{2m} P_{2m6}(t),
 \end{aligned} \tag{4}$$

где $P_{2mq}(t)$ – вероятность нахождения m -го средства управления в q -м состоянии в момент времени t ;
 λ_{gq}^{2m} – плотность вероятности перехода m -го средства управления из g -го состояния в q -е состояние в момент времени t .

Начальные условия решения уравнений Колмогорова (4) следующие: при $t = 0$

$$P_{2m1}(0) = 1, P_{2m2}(0) = 0, P_{2m3}(0) = 0; \tag{5}$$

$$P_{2m4}(0) = 0, P_{2m5}(0) = 0, P_{2m6}(0) = 0, P_{2m7}(0) = 0.$$

В результате решения уравнений Колмогорова (4) при начальных условиях (5) определяется вероятность $P_{2m}^b(t) = P_{2m2}(t)$.

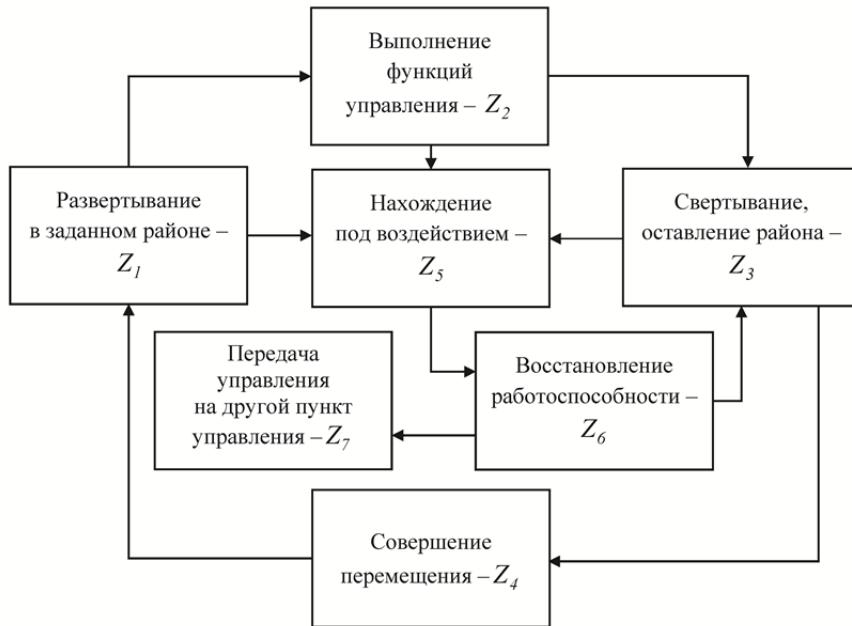


Рис. 4. Граф состояний элементов подсистемы управления

Для контроля правильности решения уравнений (4) при начальных условиях (5) можно использовать выражение:

$$\sum_{j=1}^7 P_{2mj}(t) = 1. \quad (6)$$

Система уравнений (4)...(6) позволяет рассчитать вероятности нахождения m -го средства управления в том или ином состоянии в процессе его функционирования при наличии противодействия в зависимости от числовых значений математических ожиданий и дисперсий пребывания его в этих состояниях.

Список литературы

1. Волгин, Н. С. Исследование операций / Н. С. Волгин. – СПб. : Военно-морская академия, 1999. – Ч. 1. – 366 с.

ОСОБЕННОСТИ СВОЙСТВ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ С ИНВЕРСНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Б. А. Староверов

Костромской государственный технологический университет, г. Кострома, Россия

М. А. Смирнов, А. Д. Семенов

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

В статье рассмотрены особенности систем автоматического управления с инверсной обратной связью. Приведены результаты численного моделирования. Показаны перспективы применения инверсных структур для построения адаптивных и робастных систем автоматического управления.

Использование в качестве регуляторов в системах автоматического управления микропроцессорных контроллеров расширяет возможности применения нестандартных или неклассических систем управления [2–4, 6].

В классической системе автоматического управления (САУ) основой является применение отрицательной обратной связи, которая выявляет ошибку между заданным (эталонным) значением управляемой величины y_s и ее текущим y :

$$\varepsilon = y_s - y.$$

Алгоритм управления должен функционировать таким образом, чтобы минимизировать эту ошибку в статических и динамических режимах работы технологической установки. Для минимизации ошибки регулирования в установившемся режиме применяются П-регуляторы с большим коэффициентом усиления или И-регуляторы. Однако при этом возникают проблемы, связанные с устойчивостью замкнутой САУ и достижением необходимых показателей качества переходных процессов.

Наиболее радикальным способом получения высоких статических и динамических показателей регулирования является применение инверсных моделей объекта управления, поскольку в этом случае компенсируется его инерционность. По такому принципу работают так называемые компенсационные, полиномиальные, цифровые апериодические регуляторы [2–5]. В то же время синтез таких систем наталкивается на ряд принципиальных трудностей. Даже при известной стационарной математической модели объекта управления возникает проблема возможности физической реализуемости, связанная с необходимостью использования идеальных дифференцирующих звеньев и ограниченностью управляющих воздействий.

Задача еще более усложняется, когда объект управления является нестационарным. Для ее решения применяются дополнительные контуры идентификации и адаптации, в том числе, с использованием искусственных нейронных сетей [3]. Но и при построении таких систем управления возникают те же проблемы физической реализуемости.

Ввиду этого интерес представляет способ построения замкнутой САУ с инверсной обратной связью (ОС), использующей неклассический способ сравнения заданного (эталонного) и текущего значения регулируемого параметра. В таких системах операция разности между эталонным и текущим значением регулируемого параметра для определения ошибки регулирования заменяется отношением эталонного сигнала к текущему. В классическом случае

$$\varepsilon = y_3 - y = 0.$$

В САУ с инверсной обратной связью установившийся режим определяется соотношением:

$$\frac{y_3}{y} = 1.$$

Попытка теоретического обоснования работы такой САУ была предпринята в работе [1]. Однако авторы исследовали САУ лишь с простейшим безынерционным объектом управления и П-регулятором и ограничились рассмотрением переходных процессов на конечном интервале времени.

Развивая данный подход, рассмотрим свойства САУ с инверсной ОС и с И-регулятором в прямом контуре. Ее структура приведена на рис. 1, где введены следующие обозначения: $W_o(p)$ – передаточная функция объекта управления; ε – ошибка регулирования; y – текущий регулируемый параметр; y_3 – эталонное значение регулируемого параметра; U_{OC} – сигнал обратной связи до звена насыщения; U'_{OC} – сигнал обратной связи после звена насыщения.

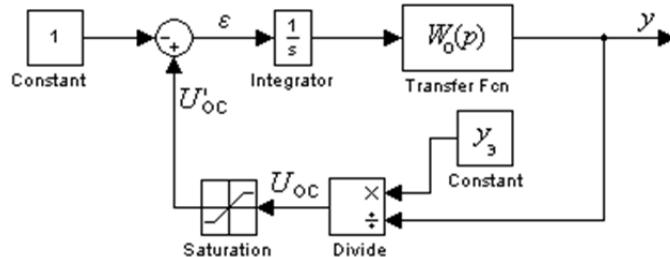


Рис. 1. Структурная схема САУ с инверсной обратной связью

Исследование работы системы управления будем проводить в среде имитационного и численного моделирования Simulink Matlab.

Условие замыкания САУ можно представить в следующем виде:

$$\frac{y_3}{y} - 1 = \varepsilon.$$

В установившемся режиме ошибка равна нулю, т.е. $y = y_3$.

Следует отметить, что в обратную связь включено звено ограничения максимального и минимального значения сигнала, поскольку при $y = 0$ выход с инверсного звена равен бесконечности.

Коэффициент передачи звена инверсной ОС определяет следующих соотношением:

$$K_{OC} = \frac{dU_{OC}}{dy} = \frac{d}{dy} \left(\frac{y_3}{y} \right) = -\frac{y_3}{y^2}.$$

Таким образом, получаем отрицательный коэффициент передачи, который зависит от величины эталонного сигнала y , т.е. замкнутая САУ имеет переменный коэффициент передачи обратной связи: который при малых отклонениях регулируемого параметра стремится к бесконечности, а при больших – к нулю.

Такие нелинейные свойства систем с инверсной ОС дают новые возможности для построения робастных САУ. Приведем примеры. Сравним переходные процессы по управлению в замкнутой классической САУ и с инверсной обратной связью. Структурные схемы исследуемых систем представлены на рис. 2.

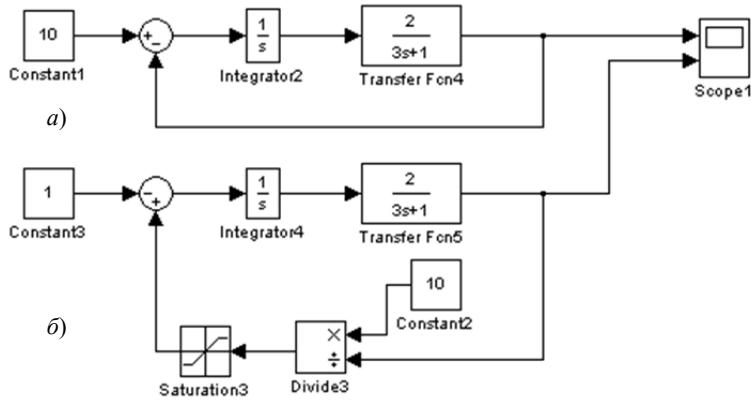


Рис. 2. Классическая (а) и неклассическая (б) замкнутая САУ с И-регулятором.

Структура и параметры объекта управления и регулятора одинаковы. Заданное значение регулируемого параметра равно десяти. Переходные процессы исследуемых систем представлены на рис. 3.

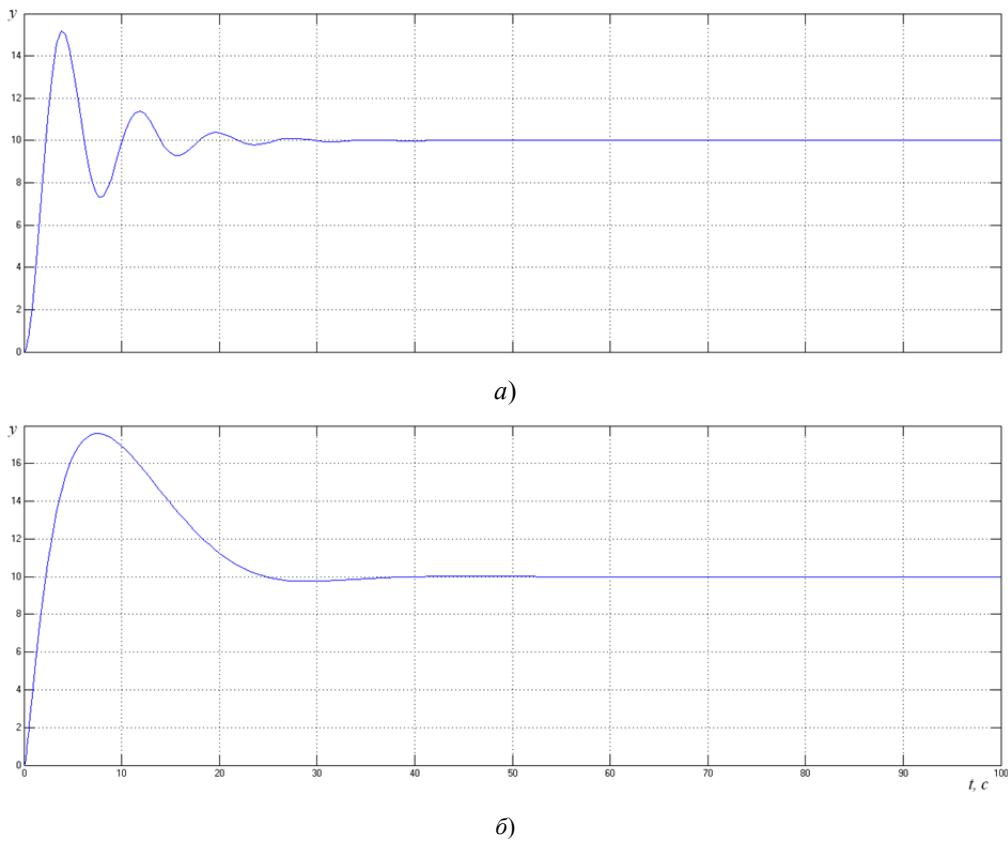


Рис. 3. Переходные процессы в классической (а) и неклассической (б) замкнутой САУ с И-регулятором

Кривые переходных процессов показывают, что их длительность в обеих системах одинаково. В то же время при прочих равных «поведение» САУ с инверсной ОС лучше, если говорить о таких показателях качества, как степень затухания, степень колебательности. Робастность неклассической системы выше, что подтверждается результатами моделирования как в малом, так и в большом.

Продемонстрируем преимущества инверсного управления на примере неустойчивой САУ при классической схеме построения. Структурные схемы систем управления представлены на рис. 4.

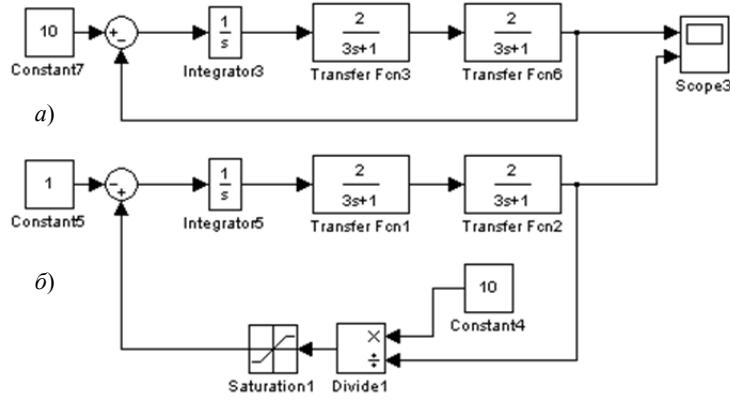


Рис. 4. САУ третьего порядка: *а* – классическая структура; *б* – структура с инверсной ОС

Соответствующие переходные процессы представлены на рис. 5.

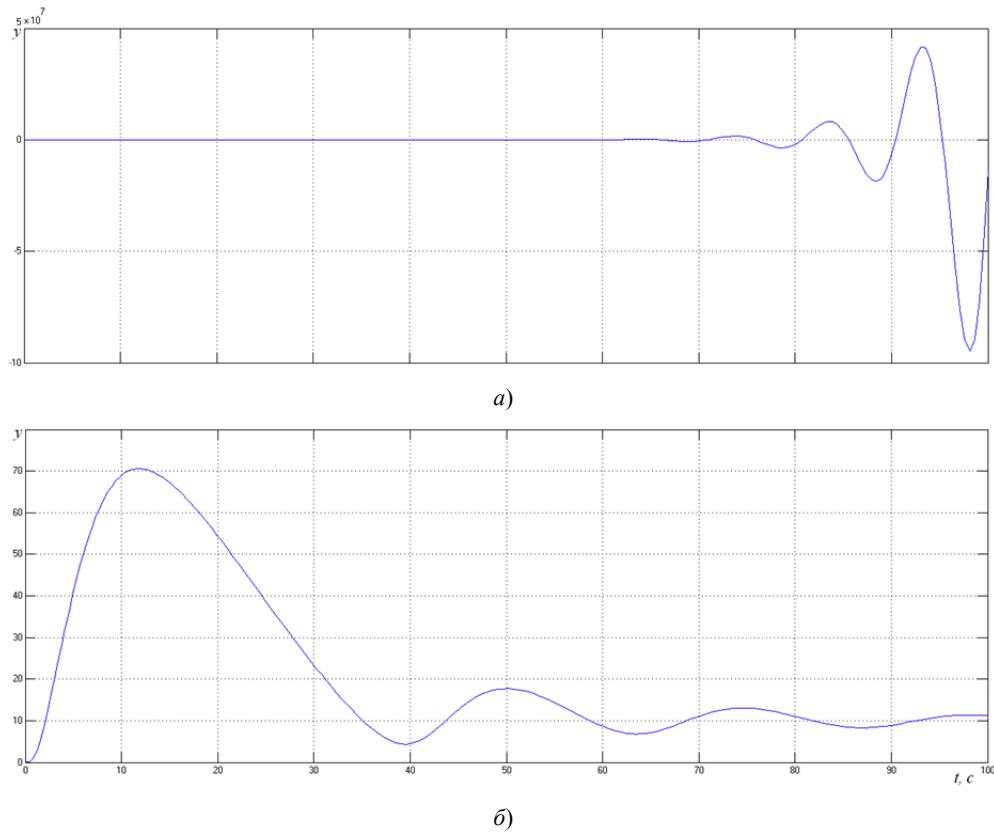


Рис. 5. Переходные процессы: *а* – САУ при классической схеме построения; *б* – САУ с с инверсной ОС

Приведенные на рис. 5 переходные процессы показывают преимущества использования инверсного управления.

Другой особенностью САУ с инверсной ОС является то, что зона изменения управляющего сигнала не должна в переходных процессах менять своего знака, поскольку происходит «окпрокидывание» регулирования. Для обеспечения реверсивной работы данной системы в этом случае необходимо или изменить знаки в узле суммирования, или знак эталонного сигнала в звене инверсной обратной связи.

Заключение

Рассмотрена система управления с инверсной ОС, которая перспективна для построения робастных адаптивных САУ. В то же время выявление всех свойств и особенностей указанной неклассической структуры требует дальнейших теоретических и экспериментальных исследований.

Список литературы

- Боровков, А. А. Кольцевые структуры систем автоматического регулирования для энергетических объектов управления / А. А. Боровков, Р. С. Корсес, А. И. Мозилов // Вестник Томского государственного университета. Управление, вычислительная техника и информатика. – 2008. – № 5. – С. 149–153.

2. Изерман, Р. Цифровые системы управления : [пер. с англ.] / Р. Изерман. – М. : Мир, 1984. – 541 с.
3. Михайлов, А. С. Динамический регулятор состояния с нейросетевой настройкой для нестационарного объекта управления / А. С. Михайлов, Б. А. Староверов // Вестник Ивановского государственного энергетического института. – 2014. – № 3. – С. 53–59.
4. Староверов, Б. А. Самонастраивающаяся система управления с цифровым астатическим регулятором состояния / Б. А. Староверов, В. В. Олоничев, М. А. Смирнов // Промышленные АСУ и контроллеры. – 2011. – № 6. – С. 43–47.
5. Методика проектирования цифровых полиномиальных регуляторов электромеханических систем / С. В. Тарапыкин, В. В. Тютиков, Н. В. Салахутдинов, А. А. Анисимов // Вестник Ивановского государственного энергетического института. – 2005. – № 3. – С. 24–35.
6. Шубладзе, А. М. Сравнение качественных показателей работы аддитивного регулятора с кусочно-непрерывным выходным сигналом с работой ПИД регулятора при управлении электропечами / А. М. Шубладзе, С. В. Гуляев, А. А. Шубладзе, В. Р. Ольшванг, В. А. Малахов // Промышленные АСУ и контроллеры. – 2006. – № 8. – С. 19–23.

ПРОМЫШЛЕННАЯ АВТОМАТИЗАЦИЯ В КОММУНАЛЬНОЙ СФЕРЕ КАК ИНСТРУМЕНТ РЕСУРСОСБЕРЕЖЕНИЯ

М. Б. Шехтман

ООО НПФ «КРУГ», г. Пенза, Россия

Долгосрочная тенденция роста внутренних цен на энергосистемы привела к соответствующему значительному увеличению стоимости оплаты коммунальных услуг для населения. Это приводит, с одной стороны, к росту социальной напряженности и, с другой стороны, к увеличению размеров задолженностей перед ресурсоснабжающими/энергетическими компаниями. Задолженность, в свою очередь, приводит к снижению рентабельности этих компаний и, в результате, к уменьшению инвестиций в модернизацию коммунальных инженерных сетей. В то же время, расчеты и практический опыт эксплуатации многоквартирных «пассивных» домов доказывает, что есть реальная возможность уменьшения платежей населения за коммунальные ресурсы от 40 % до 90 %. «Пассивным» домом называется энергосберегающий дом с низким энергопотреблением. Отметим, что уже есть ряд положительных примеров «активных» домов, которые не только потребляют мало энергии, но еще и производят ее и излишки продают на внешнем рынке. Создание «пассивного» энергосберегающего дома возможно благодаря применению самых современных решений по трем основным направлениям:

- 1) архитектурно-строительное;
- 2) инженерно-технологическое;
- 3) автоматизация.

Архитектурно-строительное направление – это применение энергоэффективных архитектурно-планировочных решений и современных материалов.

В энергоэффективном доме, в отличие от обычных домов, устанавливается следующее инженерно-технологическое оборудование:

1. Индивидуальный теплопункт с узлом «погодного регулирования» (ИТП). ИТП состоит из насосов (1 или 2), теплообменника, запорно-регулирующей арматуры и локальной системы управления. ИТП обеспечивает: создание независимого от внешней теплосети контура теплоснабжения и приготовления горячей воды, регулирование параметров теплоносителя (температура, расход, давление). ИТП значительно уменьшает потребление (и, следовательно, размер оплаты) тепловой энергии, а также увеличивает комфортность жилья. На одном здании устанавливается или один ИТП или по количеству подъездов.

2. Рекуператор тепла систем вентиляции. Рекуператор возвращает в дом тепло, уходящее с теплым воздухом системы вентиляции (один из основных источников потерь тепла в обычном здании). Таким образом, рекуператор осуществляет подогрев холодной воды. Рекуператор состоит из насоса, теплообменника и средств автоматизации.

3. Рекуператор тепла системы канализации. Рекуператор возвращает в дом тепло, уходящее с теплым потоком канализации, подогревая холодную воду.

4. Терmostатические вентили на батареях.

5. Солнечный коллектор. Обеспечивает подогрев воды для нужд отопления и горячего водоснабжения.

6. Солнечная фотоэлектрическая установка. Вырабатывает электрическую энергию.

7. Система освещения подъездов с применением энергосберегающих светильников в комплекте с датчиками движения и шума. В отдельных случаях применяются также тепловые насосы и автоматизированные жалюзи на окнах.

Многоквартирный дом (МКД), оснащенный таким большим количеством технологического оборудования, как объект управления обладает следующими свойствами:

- Большое запаздывание (по каналам теплоснабжения и горячего водоснабжения). При этом запаздывание может изменяться в зависимости от режима (день/ночь; рабочий/выходной день)
- Большая нелинейность, которая также может меняться в зависимости от режимов.

- Большой гистерезис (по каналам теплоснабжения)
- Многосвязность, обусловленная технологической взаимозависимостью отдельных инженерных подсистем. Например, горячая вода подогревается в трех отдельных технологических системах.

Вышеуказанные особенности объекта управления «МКД» неизбежно приводят к необходимости создания интегрированной полнофункциональной автоматизированной системы контроля и управления. С учетом свойств объекта эффективное управление МКД возможно лишь с применением сложных принципов управления. В идеале система должна базироваться на использовании математической модели МКД и технологического оборудования.

Математическая модель должна вычислять тепловой баланс с учетом воздействия факторов внешней среды (температура, влажность, скорость ветра) и факторов внутридомового тепловыделения. Модель должна быть самонастраивающейся.

Система управления МКД также должна обеспечивать реализацию алгоритмов защит, обеспечивающих работу в критических условиях эксплуатации (перебои внешнего электроснабжения).

Кроме того, интегрированная СКУ МКД должна выполнять следующие функции:

- Коммерческий учет количества и качества всех энергоресурсов (квартирный и общедомовой)
- Технический учет энергопотребления технологических систем
- Хранение архивной информации
- Передача необходимой информации (количество и качество потребленных энергоресурсов; режимные параметры диспетчеризации) на верхний уровень (система управления районом, городом
 - Оперативный мониторинг и диагностика состояния технологического оборудования
 - Оперативное оповещение эксплуатационного персонала, обслуживающего технологическое оборудование МКД, например посредством SMS-сообщений

Приводятся детальные постановки задач управления для каждой подсистемы и системы в целом. Предложена структура интегрированной системы контроля и управления высокоэффективным «пассивным» многоквартирным домом.

АДАПТИВНЫЙ АЛГОРИТМ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОЙ ОБРАБОТКИ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ ОЦЕНКИ ЧАСТОТЫ ОСНОВНОГО ТОНА

A. K. Алимурадов

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

В работе предлагается алгоритм предварительной обработки речевых сигналов для повышения эффективности оценки частоты основного тона (ЧОТ). Повышение эффективности достигается за счет использования адаптивного метода комплементарной множественной декомпозиции на эмпирические моды (КМДЭМ). С помощью метода КМДЭМ речевой сигнал раскладывается на частотные составляющие – эмпирические моды (ЭМ). Анализируя энергетические характеристики ЭМ, определяются вокализованные моды, содержащие основной тон и его гармоники. В статье подробно расписан этап предварительной обработки речевых сигналов и представлены иллюстрации работы алгоритма.

Речевые сигналы представляют собой нестационарные и нелинейные сигналы сложной формы, состоящие из вокализованных и невокализованных участков. Вокализованные участки образуются в результате периодических колебаний голосовых связок под действием струй воздуха выходящих из легких. Невокализованные наоборот образуются в результате непериодических колебаний голосовых связок (рис. 1).

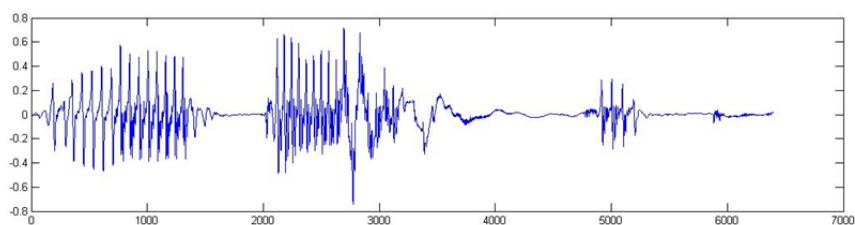


Рис. 1. Речевой сигнал

Частота колебаний голосовых связок является важной характеристикой речи и называется частотой основного тона. Статистические параметры ЧОТ, диапазон значений и скорость изменения являются индивидуальными для каждого человека. По этой причине речь содержит в себе не только смысловую информацию, но и уникальные свойства голоса.

Некорректная оценка ЧОТ может привести к снижению качества распознавания голоса. По этой причине исследование и разработка новых высокоеффективных методов оценки ЧОТ, адаптивных к нестационарным и нелинейным амплитудно-временным характеристикам речевых сигналов, являются весьма актуальными.

Работа в направлении эффективной оценки ЧОТ ведется достаточно активно. На сегодняшний день разработано большое количество различных методов, которые можно классифицировать следующим образом:

- методы, основанные на использовании математических моделей речевых сигналов во временной области;
- методы, основанные на использовании математических моделей речевых сигналов в частотной области;
- методы, основанные на использовании спектральных характеристик.

Наиболее популярными алгоритмами оценки ЧОТ являются RAPT (robust algorithm for pitch tracking) [1], SWIPE (sawtooth waveform inspired pitch estimator) [2]. Популярность данных алгоритмов обусловлена хорошей функциональностью, низким процентом грубых ошибок и наличием свободно распространяемых программных реализаций. Тем не менее, возможность этих алгоритмов оценки ЧОТ существенно ограничена нестационарностью речевых сигналов. Ограничение обусловлено стационарной моделью речевого сигнала, лежащей в их основе, которая подразумевает точное повторение периода основного тона. При изменении периода точность оценок частоты существенно снижается.

В представленных выше алгоритмах, для вычисления функций используются преобразование Фурье и вейвлет-преобразование. Как известно преобразование Фурье не подходит для обработки нестационарных речевых сигналов. Вейвлет-преобразование можно рассматривать как адаптивный инструмент разложения

нестационарных данных, но при этом необходимо использовать априорную информацию – базисную функцию вейвлета. Вопрос о выборе подходящей базисной функции вейвлета на основе характеристик анализируемого сигнала не всегда является однозначным.

Проведенный обзор известных алгоритмов оценки ЧОТ, использующих инструменты анализа нестационарных данных, выявил следующие работы [3–6]. Как правило, в представленных работах используются методы классической и множественной декомпозиции на эмпирические моды (ДЭМ, МДЭМ) [7, 8].

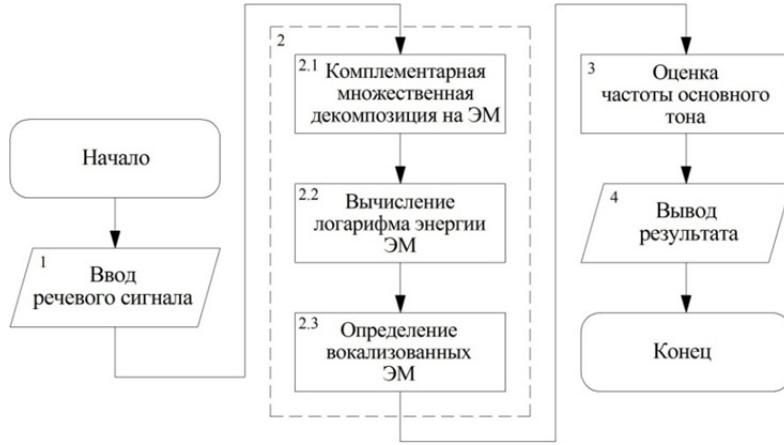


Рис. 2. Блок-схема алгоритма оценки ЧОТ на основе КМДЭМ

На основе проведенного выше анализа и собственных исследований [6, 10] автором предложен адаптивный алгоритм предварительно обработки речевых сигналов, предназначенный для выделения вокализованных частотных составляющих, содержащих точное повторение периода основного тона и его гармоник. Алгоритм основан на методе КМДЭМ [11] и оценке энергии эмпирических мод (см. рис. 2). В отличие от методов ДЭМ и МДЭМ использование для разложения КМДЭМ позволяет практически полностью исключить явление смещивания ЭМ (возникающее при обработке сигналов, содержащих кратковременные и несоизмеримые по масштабу участки).

Суть предложенного алгоритма заключается в адаптивном разложении речевого сигнала на частотные составляющие – ЭМ с помощью метода КМДЭМ. Из полученного набора ЭМ определяются моды, содержащие вокализованные составляющие, посредством оценки энергетических характеристик. Рассмотрим подробнее основные этапы предварительной обработки.

Блок 2.1. Представленный алгоритм применим для речевых сигналов $x(n)$ (n – дискретный отсчет времени $0 < n \leq N$, N – количество дискретных отсчетов в сигнале) со следующими параметрами: длительность записи – не более 15 сек., частота дискретизации 8000 Гц, разрядность квантования 16 бит.

В соответствии с работой [11] метод КМДЭМ предназначен для получения набора усредненных значений ЭМ и остатка:

$$\mathcal{EM}_i(n) = \frac{\sum_{j=1}^J \mathcal{EM}_i(n)}{J}, \quad (1)$$

$$r_i(n) = \frac{\sum_{j=1}^J r_i(n)}{J}. \quad (2)$$

Блок 2.2. Амплитудное распределение является важным информативным параметром речевых сигналов. В частности амплитуда невокализованных участков речи значительно меньше амплитуды вокализованных участков. Изменение амплитуды сигнала хорошо описывается с помощью функции кратковременной энергии. Вычисление энергии ЭМ осуществляется по формуле:

$$E_{\mathcal{EM}i} = \sum_{n=1}^N [\mathcal{EM}_i(n)]^2, \quad (3)$$

где $i = 1, 2, \dots, I$ – количество ЭМ.

Человеческий слуховой аппарат не фиксирует речь линейно, различия между энергиями вокализованных и невокализованных участков должно быть значительным, чтобы человек фиксировал изменение амплитуды. Для увеличения амплитуды в 2 раза необходимо чтобы энергия увеличилась в 8 раз. Применение логарифмирования энергии максимально приблизит работу алгоритма к функционалу слухового аппарата человека.

$$\log_2 E_{\mathcal{M}i} = \log_2 \sum_{n=1}^N [\mathcal{M}_i(n)]^2. \quad (4)$$

Блок 2.3. В основе определения вокализованных ЭМ лежит предположение, что моды, содержащие вокализованную речь имеют большую энергию, чем моды с невокализованной речью. Определение заключается в последовательном сравнении логарифмов энергии мод и выявлении ЭМ с наибольшими значениями:

$$\log_2 E_{\mathcal{M}i+1} > \log_2 E_{\mathcal{M}i}. \quad (5)$$

На рис. 3 представлена графическая интерпретация проверки условия. Как видно из рисунка наибольшие значения логарифма энергии имеют ЭМ3 – ЭМ6.

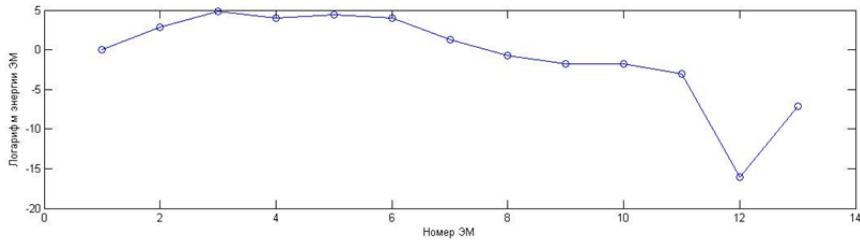


Рис. 3. Графическая интерпретация проверки условия $\log_2 E_{\mathcal{M}i+1} > \log_2 E_{\mathcal{M}i}$

На рис. 4 представлены осциллограммы вокализованных ЭМ3 – ЭМ6, содержащие основной тон и его гармоники. Как видно из рисунка предположение о том, что ЭМ с большим значением логарифма энергии являются вокализованными, подтвердилось. Использование вокализованных мод для дальнейшей оценки ЧОТ позволяют снизить процент грубых ошибок.

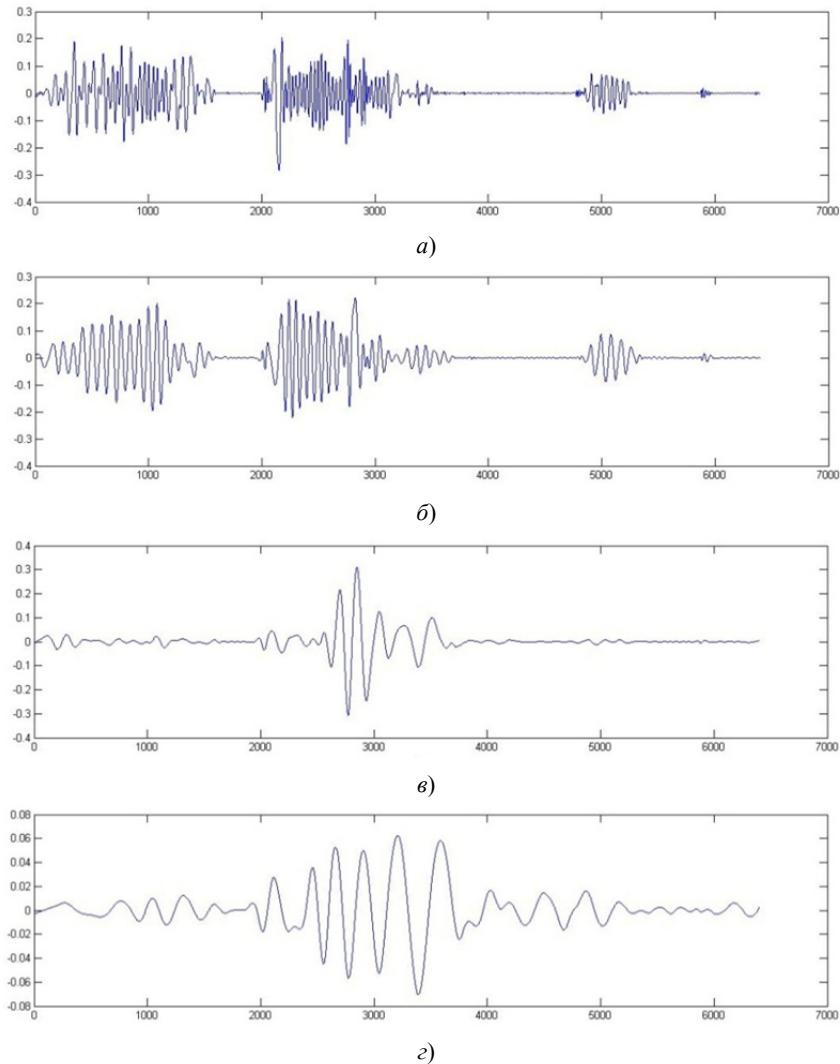


Рис. 4. Осциллограммы вокализованных ЭМ: а – ЭМ 3; б – ЭМ 4; в – ЭМ 5; г – ЭМ 6

Заключение

В работе предлагается алгоритм повышения эффективности оценки ЧОТ за счет использования предварительной обработки методом КМДЭМ. Используя метод КМДЭМ, речевой сигнал адаптивно разлагается на ЭМ. Анализ энергетических характеристик ЭМ позволяет определить вокализованные моды, содержащие основной тон и его гармоники. Использование вокализованных мод для дальнейшей оценки ЧОТ позволит снизить процент грубых ошибок.

Список литературы

1. Azarov, E. Instantaneous pitch estimation based on RAPT framework / E. Azarov, M. Vashkevich, A. Petrovsky // Signal Processing Conference (EUSIPCO), 2012 Proceedings of the 20th European, 27–31 Aug. 2012. – P. 2787–2791.
2. Cheveigne, A. YIN, a fundamental frequency estimator for speech and music / A. Cheveigne, H. Kawahara // Journal Acoust. Soc. Am. – 2002. – Vol. 111 (4). – Apr. – P. 1917–1930.
3. Camacho, A. A sawtooth waveform inspired pitch estimator for speech and music / A. Camacho, J. G. Harris // Journal Acoust. Soc. Am. – 2008. – Vol. 123 (4). – Sep. – P. 1638–1652.
4. Bhawna, Sh. Distinction Between EMD & EEMD Algorithm for Pitch Detection in Speech Processing / Sh. Bhawna, K. Sukhvinder // International Journal of Engineering Trends and Technology (IJETT). – 2014. – Vol. 7, № 3. – Jan. – P. 119–125.
5. Gaston, S. A new algorithm for instantaneous fo speech extraction based on ensemble empirical mode decomposition / S. Gaston, Maria T. Eugenia, L. R. Hugo // 17th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2009) (Glasgow, Scotland, August 24–28). – Glasgow, 2009. – P. 2347–2351.
6. Тычков, А. Ю. Автоматизированная система обработки и анализа электрокардиосигналов в условиях интенсивных помех различного вида / А. Ю. Тычков, П. П. Чураков, Л. Ю. Кривоногов // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2011. – № 1. – С. 117–125.
7. Priyanka, G. Determine the Pitch Markers in Speech Signal Using Ensemble Empirical Mode Decomposition / G. Priyanka, Mahendra P. Kumar // International Journal of Advanced Research in Computer Science and Software Engineering. – 2012. – Vol. 2 (7). – July. – P. 90–96.
8. Huang, N. E. The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis / N. E. Huang, Shen Zheng, R. L. Steven // Proceedings of the Royal Society of London A. – 1998. – Vol. 454. – P. 903–995.
9. Zhaohua, Wu. Ensemble empirical mode decomposition: A noise – assisted data analysis method / Wu Zhaohua, N. E. Huang // Advances in Adaptive Data Analysis. – 2009. – Vol. 1, № 1. – P. 1–41.
10. Алимурадов, А. К. Определение частоты основного тона речевого сигнала с использованием метода множественной декомпозиции на эмпирические моды / А. К. Алимурадов, П. П. Чураков, А. Ю. Тычков // Модели, системы, сети в экономике, технике, природе и обществе. – 2012. – № 1 (2). – С. 121–126.
11. Алимурадов, А. К. Применение комплементарной множественной декомпозиции на эмпирические моды для анализа речевых сигналов / А. К. Алимурадов, Ю. С. Квитка // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 4 (10). – С. 69–75.
12. Yeh, J.-R. Complementary ensemble empirical mode decomposition: A novel noise enhanced data analysis method / J.-R. Yeh, J.-S. Shieh, N. E. Huang // Advances in Adaptive Data Analysis. – 2010. – Vol. 2 (2). – P. 135–156.

СИСТЕМА ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ВЕКТОРА ВЕТРА НА ВЕРТОЛЕТЕ НА ОСНОВЕ АЭРОМЕТРИЧЕСКИХ ИОННО-МЕТОЧНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ КАНАЛОВ¹

E. O. Арискин, В. М. Солдаткин

Казанский национальный исследовательский технический университет им. А. Н. Туполева, г. Казань, Россия

Рассматриваются актуальность решаемой задачи, принципы построения, алгоритмы обработки первичной информации и достоинства бортовой системы измерения параметров вектора ветра на стоянке, стартовых и взлетно-посадочных режимах вертолета.

На стоянке до запуска силовой установки и при раскрутке несущего винта, при рулении и маневрировании по земной поверхности (стартовый режим), на этапах взлета, снижения, висения и посадки (взлетно-посадочные режимы) для предотвращения авиационных происшествий, связанных с опрокидыванием вертолета на бок или хвостовую балку, соударением лопастей несущего винта с землей, рулевым винтом и между собой экипажу необходима достоверная информация о текущем значении скорости и угла направления вектора ветра относительно продольной оси вертолета при изменении его положения в азимуте в диапазоне $\pm 180^\circ$.

На рисунке приведена структурно-функциональная схема системы измерения параметров вектора ветра на стоянке, стартовых и взлетно-посадочных режимах вертолета, построенная на основе комбинации ионно-меточного и аэрометрического измерительных каналов.

В качестве ионно-меточного канала используется панорамный ионно-меточный датчик аэродинамического угла и воздушной скорости [1], включающий плату 1 с системой приемных электродов 3, в центре 0 которой установлен искровой разрядник 2, подключенный к генератору меток (ГМ) 4. При подаче на высоковольтный разрядник 2 высоковольтного импульса от генератора меток (ГМ) 4 формируется ионная метка с явно выраженным электростатическим зарядом, которая движется совместно с воздушным потоком ве-

¹ Работа выполнена в рамках базовой части государственного задания в сфере научной деятельности по заданию Минобрнауки России № 2014/55 (НИР № 990).

тора ветра \bar{W} , приобретая его скорость W и направление ψ . При приближении заряженной ионной метки к приемным электродам 3, расположенным на окружности радиусом R , на них наводятся электростатические заряды, величина которых зависит от расстояния ионной метки до приемного электрода и углового положения ψ траектории движения метки.

За счет выбора конструктивных параметров системы приемных электродов [1, 2] с помощью четных и нечетных приемных электродов формируются положительные и отрицательные полуволны синусоидальных угловых характеристик информативных сигналов $U(\psi)$, на выходе блока предварительных усилителей (БПУ) 5.

Выходные сигналы блока подаются на входы измерительной схемы (ИС) 6, включающую канал 7 определения рабочего сектора (канал грубого отсчета) измеряемого угла ψ , канал 8 точного измерения угла в рабочем секторе и канал 9 измерения величины W скорости ветра. Выходные сигналы указанных каналов подаются на входы вычислительного устройства (ВУ) 10, который по результатам обработки входной информации выдает цифровые коды N_ψ и N_W по углу ψ направления и скорости W ветра. Вычислительное устройство также формирует сигнал F_{GM} запуска генератора меток.

При попадании траектории ионной метки в i -ый грубый канал текущее значение измеряемого угла ψ определяется как $\psi = i\alpha_0 + \alpha_p$, где α_0 – угол, охватывающий рабочий сектор грубого канала (при $i_{max} = 4$, $\alpha_0 = 90^\circ$); i – номер сектора ($i = \overline{1, 4}$); α_p – значение измеряемого угла в пределах i -го рабочего сектора.

Сигналы, пропорциональные синусу $Asina_i$ и косинусу $Acosa_i$ измеряемого угла в i -ом рабочем секторе грубого канала и снимаемые с блока предварительных усилителей, обрабатываются в вычислительном устройстве, на выходе которого выдается цифровой код, связанный со значением α_p измеряемого угла в пределах рабочего сектора точного канала соотношением $\alpha_p = \operatorname{arctg} \frac{A \sin \alpha_i}{A \cos \alpha_i}$, где α_i – текущее значение измеряемого угла в пределах i -го рабочего сектора.

При работе канала измерения величины (модуля) скорости вектора ветра \bar{W} формируется интервал времени τ_W пролета ионной метки расстояния R от точки 0 генерации ионной метки до окружности с приемными электродами. В соответствии с интервалом времени τ_W в вычислительном устройстве вырабатывается цифровой код N_W , пропорциональный величине скорости ветра $W = \frac{R}{\tau_W}$.

Для восприятия информации результирующего воздушного потока вихревой колонны несущего винта на поверхности полусферического арометрического приемника 11 (рис. 1) расположены отверстия 12 для забора полного давления $P_{\Pi\Sigma}$ результирующего воздушного потока вихревой колонны несущего винта, отверстия 13, 14 и 15, 16 для забора давлений P_1 , P_2 и P_3 , P_4 , определяющих углы ϕ_1 и ϕ_2 положения вектора скорости \bar{V}_Σ относительно оси симметрии полусферического приемника в плоскости параллельной продольной оси вертолета и в плоскости перпендикулярной продольной оси вертолета, а также отверстия 17 для забора статического давления $P_{CT\Sigma}$ результирующего воздушного потока вихревой колонны несущего винта.

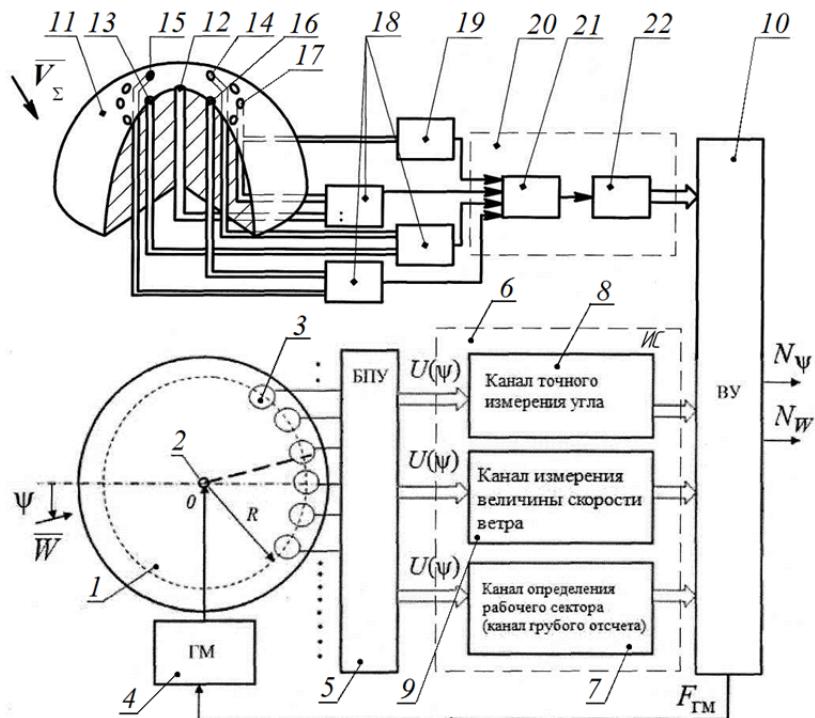


Рис. 1. Структурно-функциональная схема системы измерения параметров вектора ветра на основе ионно-меточных и арометрических измерительных каналов

Воспринимаемые давления $P_{\Pi\Sigma}$, P_1 , P_2 и P_3 , P_4 , $P_{CT\Sigma}$ с помощью пневмоэлектрических преобразователей перепада давлений 18 и преобразователя абсолютного давления 19 преобразуются в электрические сигналы, которые через канал 20 аналого-цифрового преобразования, включающего мультиплексор 21 и АЦП 22 подаются в вычислительное устройство 10, на выходе которого формируются цифровые сигналы по скорости W и углу направления ψ вектора ветра.

На стоянке при запуске силовой установки и вращении несущего винта вектор скорости \bar{V}_Σ результирующего воздушного потока вихревой колонны несущего винта можно представить в виде геометрической суммы вектора скорости ветра \bar{W} и стационарной составляющей \bar{V}_{i0} вектора скорости воздушного потока, созданного несущим винтом, т.е.

$$\bar{V}_\Sigma = \bar{W} + \bar{V}_{i0}; \quad \bar{W} = \bar{V}_\Sigma - \bar{V}_{i0}. \quad (1)$$

Для конкретного типа вертолета и места установки неподвижного пространственно расположенного датчика воздушных сигналов с аэрометрическими и ионно-меточными измерительными каналами на фюзеляже вертолета составляющие V_{ix} , V_{iy} , V_{iz} вектора \bar{V}_{i0} скорости индуктивного потока вихревой колонны несущего винта в связанной системе координат можно описать уравнениями вида [3]

$$V_{ix} = K_{ix} V_{i0}; \quad V_{iy} = K_{iy} V_{i0}; \quad V_{iz} = K_{iz} V_{i0}, \quad (2)$$

где $V_{i0} = \sqrt{\frac{Gn_y}{2\chi\rho_H F}}$ – модуль вектора \bar{V}_{i0} скорости индуктивного потока несущего винта на режиме висения; K_{ix} , K_{iy} , K_{iz} – безразмерные коэффициенты, функционально связанные с параметрами режима полета и определяемые при летных испытаниях данного типа вертолета для конкретного места установки датчика воздушных сигналов; G – вес вертолета; n_y – нормальная перегрузка $\left(n_y = \frac{1}{g} \frac{d^2 H}{dt^2} - 1\right)$; ρ_H – плотность воздуха на данной высоте H ; F – площадь, ометаемая несущим винтом вертолета; χ – коэффициент заполнения диска несущего винта; $g = 9,80665$ – ускорение свободного падения.

Величину (модуль) вектора скорости \bar{V}_Σ результирующего воздушного потока вихревой колонны несущего винта можно определить по полному $P_{\Pi\Sigma}$ и статическому $P_{CT\Sigma}$ давлениям и температуре $T_{T\Sigma}$ торможения результирующего воздушного потока вихревой колонны несущего винта, воспринимаемой приемником температуры торможения, установленного на фюзеляже в зоне действия вихревой колонны несущего винта, используя соотношение [4]:

$$V_\Sigma = 44,826 \sqrt{\frac{T_{T\Sigma} \left[\left(\frac{P_{\Pi\Sigma} - P_{CT\Sigma}}{P_{CT\Sigma}} + 1 \right)^{0,2857143} - 1 \right]}{\left(\frac{P_{\Pi\Sigma} - P_{CT\Sigma}}{P_{CT\Sigma}} + 1 \right)^{0,2857143}}}, \quad (3)$$

где параметры, входящие в формулу (3) имеют размерности в единицах системы СИ.

Проекции вектора \bar{V}_Σ скорости результирующего воздушного потока вихревой колонны несущего на оси связанной системы координат определяются как

$$V_{\Sigma x} = V_\Sigma \cdot \sin\phi_1; \quad V_{\Sigma y} = V_\Sigma \cdot \cos\phi_1 \cdot \cos\phi_2; \quad V_{\Sigma z} = V_\Sigma \cdot \sin\phi_2. \quad (4)$$

где ϕ_1 и ϕ_2 – углы, определяющие положение вектора скорости \bar{V}_Σ результирующего воздушного потока вихревой колонны несущего относительно осей полусферического аэрометрического приемника, которые определяются по давлениям P_1 , P_2 и P_3 , P_4 .

Используя соотношения для определения давления на поверхности полусферического аэрометрического приемника, приведенные в работе [5], углы ϕ_1 и ϕ_2 , определяющие положение вектора скорости \bar{V}_Σ результирующего набегающего воздушного потока вихревой колонны несущего винта, будут определяться соотношениями

$$\phi_1 = \frac{1}{2} \arcsin \left(\frac{4}{9 \sin 2\phi_{01}} \frac{P_1 - P_2}{P_{\Pi\Sigma} - P_{CT\Sigma}} \right); \quad \phi_2 = \frac{1}{2} \arcsin \left(\frac{4}{9 \sin 2\phi_{02}} \frac{P_3 - P_4}{P_{\Pi\Sigma} - P_{CT\Sigma}} \right), \quad (5)$$

где ϕ_{01} и ϕ_{02} – углы расположения отверстий для забора давлений P_1 , P_2 и P_3 , P_4 .

Тогда в соответствии с выражениями (2) – (5) продольная W_x , боковая W_z составляющие и модуль (величина) W_r горизонтального ветра \bar{W} на стоянке при запуске силовой установки и вращении несущего винта будут определяться как:

$$W_x = V_{\Sigma} \frac{4}{9 \sin 2\phi_{01}} \frac{P_1 - P_2}{P_{\Pi\Sigma} - P_{CT\Sigma}} - K_{ix} V_{i0}; W_z = V_{\Sigma} \frac{4}{9 \sin 2\phi_{02}} \frac{P_3 - P_4}{P_{\Pi\Sigma} - P_{CT\Sigma}} - K_{iz} V_{i0};$$

$$W_r = \sqrt{W_x^2 + W_z^2}; \quad \psi = \operatorname{arctg} \frac{W_z}{W_x}, \quad (6)$$

Таким образом, по давлениям P_1 , P_2 и P_3 , P_4 , $P_{\Pi\Sigma}$ и $P_{CT\Sigma}$, воспринимаемым на поверхности осесимметричного, например полусферического аэрометрического приемника, и температуре T_{Σ} торможения результирующего воздушного потока вихревой колонны несущего, используя соотношения (6) можно определить параметры вектора скорости ветра \bar{W} на стоянке при запуске силовой установки и вращении несущего винта.

На режиме руления и маневрирования вертолета по земной поверхности в качестве исходного уравнения для определения параметров вектора скорости ветра вместо выражения (1) необходимо использовать соотношение $\bar{V}_{\Sigma} = \bar{W} + \bar{V}_{i0} + \bar{V}_p$, где \bar{V}_p – вектор скорости руления и маневрирования вертолета по земной поверхности, продольная V_{px} и боковая V_{pz} составляющие которого можно определить, используя информацию от спутниковой навигационной системы, установленной на вертолете.

Выражения для определения продольной W_x и боковой W_z составляющих величины (модуль) W_r горизонтального ветра \bar{W}_r при рулении и маневрировании по земной поверхности будут иметь вид

$$W_x = V_{\Sigma} \frac{4}{9 \sin 2\phi_{01}} \frac{P_1 - P_2}{P_{\Pi\Sigma} - P_{CT\Sigma}} - K_{ix} V_{i0} - V_{px}; W_z = V_{\Sigma} \frac{4}{9 \sin 2\phi_{02}} \frac{P_3 - P_4}{P_{\Pi\Sigma} - P_{CT\Sigma}} - K_{iz} V_{i0} - V_{pz};$$

$$W_r = \sqrt{W_x^2 + W_z^2}; \quad \psi = \operatorname{arctg} \frac{W_z}{W_x}. \quad (7)$$

На взлетно-посадочных режимах вертолета в качестве исходного уравнения для определения параметров вектора скорости ветра вместо выражения (1) необходимо использовать соотношения вида $\bar{V}_{\Sigma} = -\bar{V}_b + \bar{V}_{ic}$, где \bar{V}_b – вектор истинной воздушной скорости вертолета ($\bar{V}_b = -\bar{V}$); \bar{V}_n – вектор путевой скорости вертолета, параметры которого определяются доплеровским измерителем скорости и угла сноса (ДИСС); \bar{V} – вектор скорости воздушного потока, набегающего на неподвижный полусферический аэрометрический приемник.

Поскольку неподвижный панорамный ионно-меточный датчик аэродинамического угла и истинной воздушной скорости с установленным над его системой приемных электродов полусферическим аэрометрическим приемником расположенным на фюзеляже на определенном радиус-векторе \bar{R} от центра масс вертолета, то при вращении вертолета относительно центра масс имеет место кинематическое искажение вектора скорости \bar{V} воздушного потока, набегающего на аэрометрический приемник, которое определяется векторным уравнением вида $\bar{V}_k = \bar{V} + \bar{\omega} \times \bar{R}(x, y, z)$, где \bar{V}_k – кинематически искаженный вектор скорости набегающего воздушного потока в месте установки неподвижного комбинированного аэрометрического приемника; $\bar{\omega}(\omega_x, \omega_y, \omega_z)$ – вектор угловой скорости вращения вертолета относительно центра масс; $\omega_x, \omega_y, \omega_z$ – угловые скорости вращения вертолета относительно осей связанной системы координат; x, y, z – координаты места установки неподвижного панорамного меточного датчика аэродинамического угла и воздушной скорости с установленным над его системой приемных электродов полусферическим аэрометрическим приемником в связанной системе координат, центр которой находится в центре масс вертолета.

Продольная V_x и боковая V_z составляющие величины (модуль) V_b вектора истинной воздушной скорости \bar{V}_b , углы атаки α и скольжения β вертолета будут определяться соотношениями [4]:

$$V_x = V_{\Sigma} \sin \left[\frac{1}{2} \arcsin \left(\frac{4}{9 \sin 2\phi_{01}} \frac{P_1 - P_2}{P_{\Pi\Sigma} - P_{CT\Sigma}} \right) \right] \times$$

$$\times \cos \left[\frac{1}{2} \arcsin \left(\frac{4}{9 \sin 2\phi_{02}} \frac{P_3 - P_4}{P_{\Pi\Sigma} - P_{CT\Sigma}} \right) \right] - K_{ix} V_{i0} - (\omega_y z - \omega_x y);$$

$$V_z = V_{\Sigma} \sin \left[\frac{1}{2} \arcsin \left(\frac{4}{9 \sin 2\phi_{02}} \frac{P_3 - P_4}{P_{\Pi\Sigma} - P_{CT\Sigma}} \right) \right] - K_{iz} V_{i0} - (\omega_x y - \omega_y x);$$

$$V_b = \sqrt{V_x^2 + V_y^2 + V_z^2}; \quad \alpha = \operatorname{arctg} \frac{V_y}{V_x}; \quad \beta = \operatorname{arsin} \frac{V_z}{V_b}, \quad (8)$$

Используя информацию о величине V_n и угле сноса ψ_c вектора путевой скорости \bar{V}_n от доплеровского измерителя скорости и угла сноса и составляющих вектора истинной воздушной скорости \bar{V}_b , продоль-

ная W_x , боковая W_z составляющие, величина (модуль) W и направление ψ горизонтального вектора ветра \bar{W} на взлетно-посадочных режимах вертолета определяются соотношениями:

$$W_x = |V_x| - V_n \cos\psi_c; W_z = |V_z| - V_n \sin\psi_c; \psi = \beta + \psi_c; W_r = \sqrt{W_x^2 + W_z^2}.$$

Применение бортовой системы измерения параметров вектора ветра на вертолетах различного класса и назначения позволяет повысить безопасность их эксплуатации на стоянке, стартовых и взлетно-посадочных режимах, что имеет существенное значение для гражданской и военной авиации.

Список литературы

1. Ганеев, Ф. А. Ионно-меточный датчик аэродинамического угла и воздушной скорости с логометрическими информативными сигналами и интегрированной схемой обработки / Ф. А. Ганеев, В. М. Солдаткин // Известия высших учебных заведений. Авиационная техника. – 2010. – № 3. – С. 46–50.
2. Солдаткин, В. М. Методы и средства измерения аэродинамических углов летательных аппаратов / В. М. Солдаткин. – Казань : Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2001. – 448 с.
3. Козицин, В. К. Алгоритмическое обеспечение системы воздушных сигналов вертолета на основе свободно ориентированного приемника давлений / В. К. Козицин // Известия высших учебных заведений. Авиационная техника. – 2006. – № 4. – С. 52–57.
4. Солдаткин, В. В. Система воздушных сигналов вертолета на основе неподвижного аэрометрического приемника и информации аэродинамического поля вихревой колонны несущего винта : моногр. / В. В. Солдаткин. – Казань : Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2012. – 284 с.
5. Петунин, А. Н. Методы и техника измерения параметров газового потока (Приемники давления и скоростного напора) / А. Н. Петунин. – М. : Машиностроение, 1972. – 332 с.

МЕТОД РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ ЛОКАЛЬНОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ПУТЕМ КОМБИНИРОВАННОГО ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СОВОКУПНОСТИ БЕСПРОВОДНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

O. С. Ассур, Г. Ф. Филаретов

Национальный исследовательский университет «МЭИ», г. Москва, Россия

Предложен метод определения местоположения объекта по данным, получаемым при использовании одновременно двух беспроводных сетей: Wi-Fi и устройств Bluetooth Low Energy (BLE). Представлены результаты экспериментальной оценки точности предложенного метода в сравнении с известными системами Wi-Fi позиционирования, подтвердившие его преимущество.

Необходимость определения местоположения объектов в местах, где применение технологий глобальной навигации (GPS, ГЛОНАСС) невозможно или недопустимо, определило развитие отдельного класса систем локализации объектов, а именно локальных систем позиционирования. Эти системы решают задачу определения локальных координат объектов в пределах открытой или закрытой территории ограниченной площади – здания, сооружения, шахты, тоннели, складские зоны [1]. Эта территория носит название территории позиционирования.

Наибольшее распространение при решении задачи локального позиционирования получило использование беспроводной технологии Wi-Fi. Рост популярности систем Wi-Fi позиционирования неразрывно связан с увеличением числа предприятий, использующих эту технологию для построения производственных беспроводных сетей передачи данных. Наличие существующей развитой Wi-Fi сети позволяет достаточно просто построить систему позиционирования, обладающую приемлемой точностью при минимальных дополнительных аппаратных затратах [2].

Основным требованием к системам Wi-Fi позиционирования является обеспечение качества покрытия территории позиционирования беспроводной Wi-Fi сетью, а именно выполнение условия наличия прямой видимости объектом на всей территории определенного количества источников сигнала (беспроводных точек доступа). Конкретное число точек доступа определяется требованиями к точности системы [3].

Несоблюдение требований к Wi-Fi покрытию приводит к появлению на территории позиционирования областей, в которых значения ошибки определения местоположения превышают аналогичные значения для других областей. Причем такие ошибки чаще всего не зависят от того, какой метод (или набор методов) позиционирования используется.

На практике требования к Wi-Fi покрытию могут быть не выполнены в силу действия объективных ограничений. Такими ограничениями могут, например, являться отсутствие места или наличия стационарного питания в местах рекомендуемой установки точек доступа. Кроме того таким ограничением может являться отсутствие доступа к месту, в котором необходимо расположить источник сигнала.

Эффективным решением данной проблемы является размещение дополнительных стационарных источников – «маяков», задачей которых является коррекция определения местоположения объектов в некоторой области [4]. Основными требованиями к таким «маякам» являются:

1. Малые геометрические размеры, поскольку, как правило, устройства необходимо располагать в тех местах, где размещение сколь-нибудь габаритного оборудования не представляется возможным.

2. Высокая автономность: желательно использовать устройства, работающие автономно без подзарядки в течение длительного времени, позволяя их размещать в местах, где подведение стационарного питания невозможно или недопустимо.

3. Возможность определения расстояния до объекта с достаточно высокой точностью; без выполнения этого требования компенсация ошибок исходной системы позиционирования становится невозможной.

4. Низкая стоимость: применение дополнительных источников сигнала не должно оказывать значительного влияния на итоговую стоимость всей системы позиционирования.

Решением, удовлетворяющим всем вышеперечисленным требованиям, являются источники сигнала, использующие беспроводную технологию BLE (Bluetooth Low Energy). Главным преимуществом использования технологии BLE является ее высокая автономность. «Маяки», использующие эту технологию, могут работать без подзарядки до полугода. Они имеют минимальный размер (с монету достоинством в десять рублей) и невысокую стоимость.

Для коррекции местоположения объекта, определяемого по данным Wi-Fi сети с использованием BLE «маяков», был предложен метод, смещающий Wi-Fi оценки координат объекта в сторону ближайшего «маяка». В качестве ближайшего выбирается «маяк» с максимальным уровнем принимаемой мощности BLE сигнала. Итоговая оценка местоположения объекта рассчитывается согласно выражению

$$\vec{X}^{WB} = \vec{X}^W \cdot \frac{RSS_{b_{near}}^{BLE}}{\max_{RSS}(RSS_{b_{near}}^{BLE})} \cdot \vec{u}(\vec{X}^W - \vec{X}_{b_{near}}^{BLE}), b_{near} = \underset{b=1, B}{\operatorname{argmax}} RSS_b^{BLE} \quad (1)$$

где $\vec{X}^{WB}(x^{WB}, y^{WB})$ – итоговая оценка местоположения объекта, $\vec{X}^W(x^W, y^W)$ – оценка местоположения объекта по данным сети Wi-Fi, $\vec{X}_{b_{near}}^{BLE}(x^{BLE}, y^{BLE})$ – координаты ближайшего «маяка», B – количество BLE «маяков», используемых системой, b_{near} – индекс ближайшего BLE «маяка», $RSS_{b_{near}}^{BLE}, RSS_b^{BLE}$ – уровни мощности, принимаемые объектом от ближайшего и b -го «маяка» соответственно, $\max_{RSS}(RSS_{b_{near}}^{BLE})$ – максимальная мощность сигнала BLE, излучаемая BLE «маяком» (определяется его аппаратными характеристиками), $\vec{u}(\vec{X}^W - \vec{X}_{b_{near}}^{BLE})$ – вектор, определяющий направление смещения оценки координат объекта.

Экспериментальная оценка точности разработанного метода производилась в демонстрационном зале компании ООО «НИИ СОКБ», план которого представлен на рис. 1. В качестве позиционируемого устройства был выбран смартфон LG Nexus 4, работающий под управлением операционной системы Android 4.4.

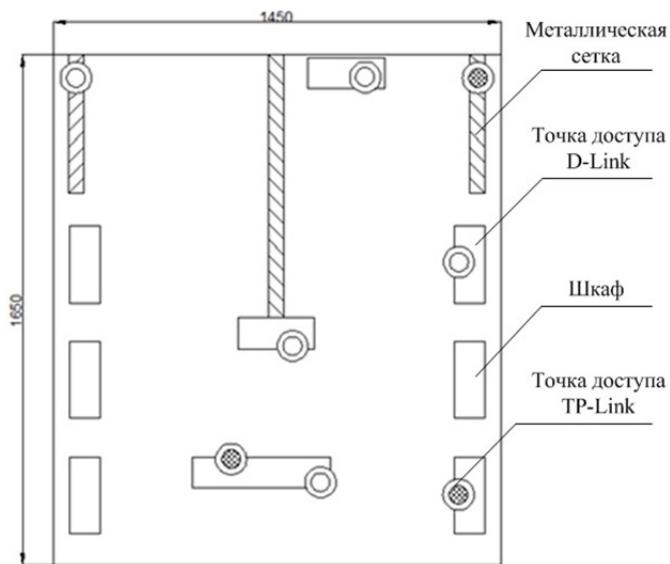


Рис. 1. План объекта испытаний

С целью апробации предложенного подхода на территории объекта испытаний были размещены три BLE «маяка». «Маяки» были расположены в наиболее проблемных с точки зрения ошибки позиционирования зонах. На рис. 2 приведены области ошибок до и после дополнения системы Wi-Fi позиционирования BLE «маяками». На рис. 2 использованы следующие цветовые обозначения: зеленый – ошибка не превышает одного метра, салатовый – ошибка от одного до двух метров, желтый – ошибка от двух до трех метров, оранжевый – ошибка более трех метров. Результаты экспериментальной оценки точности позиционирования для обоих случаев приведены в табл. 1.

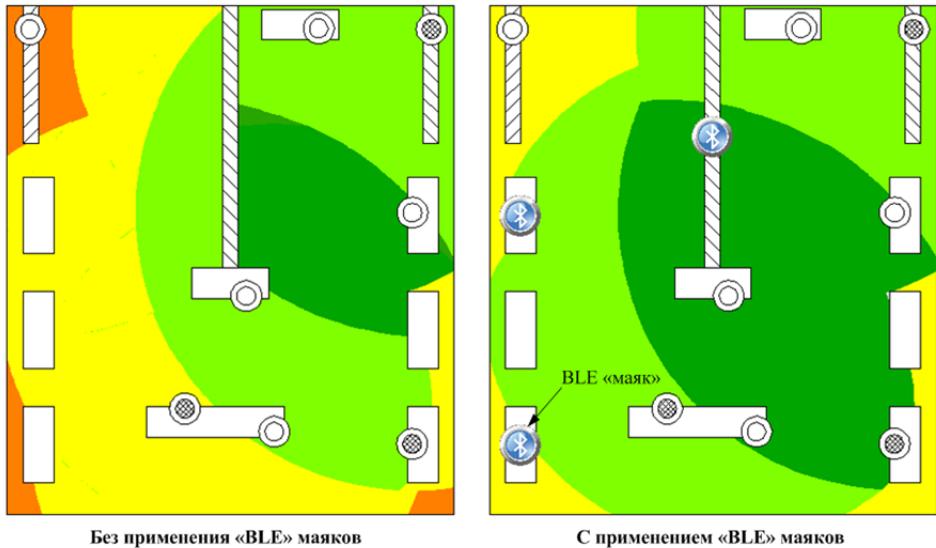


Рис. 2. Области ошибок до и после дополнения Wi-Fi сети BLE «маяками»

Таблица 1

Сравнение ошибок позиционирования систем Wi-Fi и i-Fi + BLE позиционирования

Ошибка позиционирования	Wi-Fi	Wi-Fi + BLE
Средняя ошибка, м	1,31	1,17
Максимальная ошибка, м	4,58	2,96

Сравнение точности системы Wi-Fi позиционирования и системы позиционирования, одновременно использующей данные сетей Wi-Fi и устройств BLE, приведенное в табл. 1, показывает, что применение дополнительных BLE «маяков» позволяет существенно снизить значение максимальной ошибки позиционирования (на экспериментальных данных уменьшение составило 35 %). При этом точность с точки зрения величины средней ошибки также увеличивается (средняя ошибка снизилась на 11 %). Это свидетельствует о целесообразности дополнения систем Wi-Fi устройствами BLE при решении задачи локального позиционирования объектов с высокой точностью.

Список литературы

1. Овчинников, С. Системы позиционирования и мониторинга / С. Овчинников // Технологии и средства связи. – 2014. № 2. – С. 18–22.
2. Real time location system using Wi-Fi / T. Denis, M. Weyn, K. Williaume, F. Schrooyen // Productive Technologies White-paper, 2006.
3. Real Time Location System over Wi-Fi in a Healthcare Environment / F. Schrooyen, I. Baert, S. Truijen, L. Pieters, T. Denis, K. Williaume, M. Weyn // Journal on Information Technology in Healthcare. – 2006. – Vol. 4, № 6. – P. 401–416.
4. Gwon, Y. Robust indoor location estimation of stationary and mobile users / Y. Gwon, R. Jain, T. Kawahara // Proceedings of the IEEE INFOCOM. – 2004. – Vol. 2. – P. 1032–1043.

ПРИМЕНЕНИЕ РАЗЛОЖЕНИЯ НА ЭМПИРИЧЕСКИЕ МОДЫ В ЗАДАЧАХ АНАЛИЗА БИОМЕДИЦИНСКИХ СИГНАЛОВ

Л. А. Долгих

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Рассмотрена основная задача анализа кардиосигналов – распознавание информативных участков. Предложен алгоритм выделение QRS-комплекса с использованием метода разложения на эмпирические моды. Показаны результаты реализации предложенного алгоритма в среде Matlab.

В настоящее время анализ электрокардиосигнала (ЭКС) является практически самым распространенным методом диагностики, прогнозирования и лечения заболеваний сердечно-сосудистой системы. При этом одной из самых трудных задач, возникающих в процессе автоматизации данного вида исследования, является распознавание информативных участков сигнала, конфигурация и временное положение которых несут диагностическую информацию. Проблемы выделения таких участков в основном связаны с их возможным многообразием и изменчивостью, а также наличием помех, приводящим к неточностям и неопре-

деленностиям. Наличие таких задач делает актуальным использование современных методов цифровой обработки сигналов при обработке ЭКС.

На ЭКС в любом отведении выделяют зубцы, сегменты (участки электрокардиограммы между двумя соседними зубцами) и интервалы (участки ЭКГ, включающие несколько соседних сегментов и/или зубцов), отражающие процесс распространения волны возбуждения по сердцу (рис. 1) [1]. Линия, регистрируемая в период, когда разности потенциалов в сердце отсутствуют, называется изоэлектрической линией (или просто изолинией). В норме все сегменты расположены на изолинии.

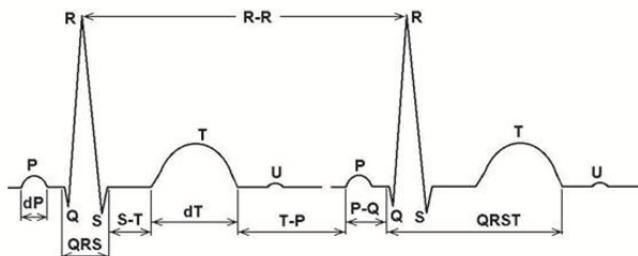


Рис. 1. Модель ЭКС

Обычно положение изолинии определяют по уровню сегмента Т-Р, который регистрируется в период «электрической диастолы». Зубцы обозначаются латинскими буквами Р, Q, R, S, T, U. Зубцы, расположенные выше изолинии, называются положительными, расположенные ниже изолинии – отрицательными. По определению, зубец R всегда положительный, зубцы S и Q всегда отрицательные. Зубцы Р, Т и U могут быть положительными (+), отрицательными (–) и двухфазными (+– или –+). Амплитуда (вольтаж) зубцов отсчитывают от изолинии и выражают в миллиметрах или милливольтах.

До середины 80-х выделения основных элементов ЭКС осуществлялось вручную, что было стандартной методикой. Появление персональных компьютеров сделало актуальным автоматизацию данного процесса.

Характерным элементом ЭКС является QRS-комплекс, выделение положения QRS-комплекса и расчет его параметров является одной из главных задач автоматизации анализа ЭКГ. В преобладающем большинстве случаев позиция QRS-комплекса определяется позицией его максимума – R-пика, выделение которого является первым шагом практически любого алгоритма обработки ЭКС.

Полученная последовательность позиций R-пиков используется для сегментации кардиоцикла, измерения амплитуд и длительностей отдельных его элементов, а также в методиках анализа вариабельности сердечного ритма (ВСР).

Практически все методы определения положения R-зубца можно разбить на несколько групп:

- 1) детектирование с использованием уровня производной;
- 2) анализ спектральных составляющих;
- 3) использование методов искусственного интеллекта (нейронные сети, нечеткая логики, методы теории распознавания образов).

Одна из первых широко известных публикаций на тему автоматизации нахождения QRS-комплекса [2] стала основой для множества методов первой группы. В ней был предложен следующий алгоритма обработки ЭКС:

- 1) нахождение 1-й производной;
- 2) определение порога;
- 3) детектирование с зоной нечувствительности – 150 мс.

Фактически практически все алгоритмы первой группы строятся по одной схеме:

- предварительная обработка ЭКГ;
- вычисление пороговых значений
- определения максимума, соответствующего R-зубцу на участке детектирования.

Предварительная обработка в большинстве случаев сводится к фильтрации исходного сигнала с целью удаления сетевых помех [5] и нахождение первой производной анализируемого временного ряда. Фильтры, используемые авторами методик, могут быть различными, но цель, которую они преследуют одна и та же – удаления шумовых выбросов. В основном же все алгоритмы этой группы отличаются методами расчета пороговых значений.

Вторая группа методов использует тот факт, спектральный состав кардиоимпульса значительно отличается от спектра других участков кардиограммы. Для вычисления спектра кардиоимпульса используются как классические методы (БПФ), так и более современные время-частотные методы (вейвлет-анализ). Полученные данные о спектральном составе далее сравниваются с эталонными образами QRS-комплексов. Для вывода о том, является ли исследуемый участок кардиограммы QRS-комплексом обычно используют алгоритмы теории распознавания образов.

3-я использует методы искусственного интеллекта: нейронные сети, нечеткую логику и т.д.

Ряд авторов, например [3], предлагают использовать методы непараметрической статистики. В таких алгоритмах, называемых робастными, главный упор делается на обеспечение их инвариантности к измене-

нию распределения входных данных. Для выделения кардиоимпульса на фоне помех предлагается алгоритм ранговой обработки (закон распределения амплитуд отдельных отсчетов сигнала). В качестве признака наличия сигнала используется превышение суммы рангов некоторого порога определяемого по участку сигнала с заведомо отсутствующим кардиоимпульсом.

В качестве прототипа были выбраны пороговые алгоритмы. Основанием для данного выбора стали признанная эффективность алгоритмов данной группы и простота из реализации. Недостаток этих методов – расчет значения порога хоть и алгоритмизирован, но все равно достаточно субъективен, коэффициенты выбираются исходя из статистической обработки кардиограмм и нет уверенности, что обрабатываемая в данный момент кардиограмма укладывается в эту статистику. Поэтому для большей уверенности решено проводить дополнительную обработку «предварительно выделенного» QRS-комплекса. Наиболее простой вариант – вычисление спектральной характеристики. Однако большинство кардиограмм снимается с частотой до 300 Гц. Учитывая, что максимальная длительность QRS-комплекса не превышает 0.1 с, получаем, что для обработки нам доступно около 30 точек временного ряда. Для такого небольшого числа точек наиболее хорошо работают параметрические методы спектрального анализа, однако подобные методы обычно привязаны к определенной модели входных данных и ни одна из них не может послужить достаточно хорошим описанием QRS-комплекса. Исходя из вышеизложенного в качестве метода дополнительной обработки был выбран метод разложения на экспериментальные моды.

Длительность интервала анализа – 2 сек. Возможны случаи попадания R-зубца на границу интервала анализа, что может привести к его пропуску. Во избежание таких ситуаций было решено анализировать отдельные участки с перекрытиями, т.е. очередной участок анализа содержит часть данных из предыдущего. Длительность перекрытия зависит от выделенного ранее R-пика. Длительность зоны нечувствительности – 200 мс.

В качестве анализируемого сигнала при детектировании было решено использовать самую высокочастотную моду, полученную при EMD-разложении. На рис. 2 показаны участок кардиограммы (верхний график) и первая мода разложения (нижний график), соответствующая этому участку.

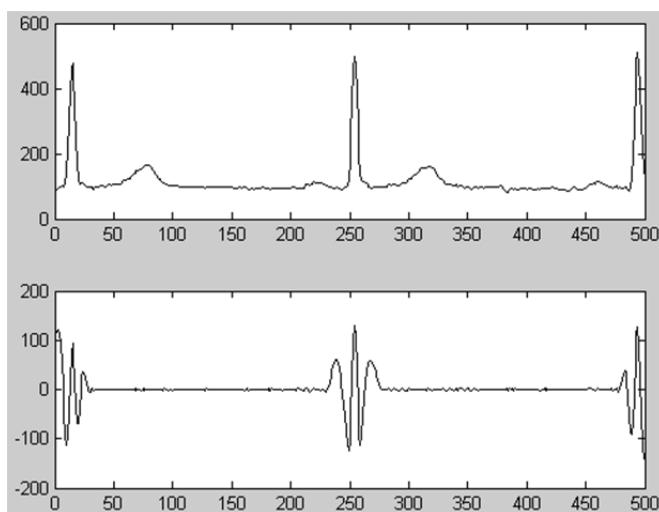


Рис. 2. Участок кардиограммы и его первая мода разложения

Видно, что по полученному сигналу достаточно легко отследить появление R-пика. Кроме того, в первой моде отсутствует постоянная составляющая. Следует отметить, что по первой моде разложения достаточно хорошо отслеживается появление R-пика, даже если вид сигнала далек от идеального (рис. 3)

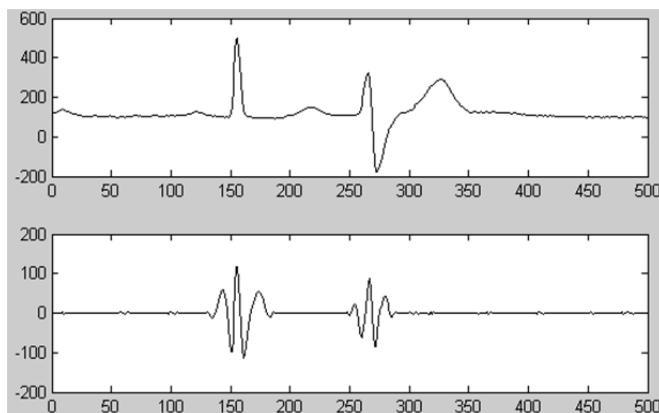


Рис. 3. Участок кардиограммы с аномалией и его первая мода разложения

Импульс, соответствующий QRS-комплексу имеет достаточно характерную форму, однако его амплитуда может варьироваться в широких пределах. Поэтому было решено использовать дифференцирование для более уверенного выделения R-зубца. Уровень детектирования выбран равным 50 % от максимального значения сигнала на участке анализа. Выделение R-пиков проводится в 2 этапа: на первом этапе выполняется поиск координат всех значений анализируемого сигнала, которые превышают уровень детектирования, на втором этапе проводится корректировка заполненного массива с учетом предположения, что координат R-пика ЭКС соответствует координате максимума на участке. Следующий интервал анализа начинается сразу после зоны нечувствительности. Использование такой плавающей границы анализируемого участка позволяет избегать пропусков при выделении R-пиков ЭКС, возникающих в случае, если R-пик попадает на границу участка анализа.

Результаты работы алгоритма приведены на рис. 4, 5.

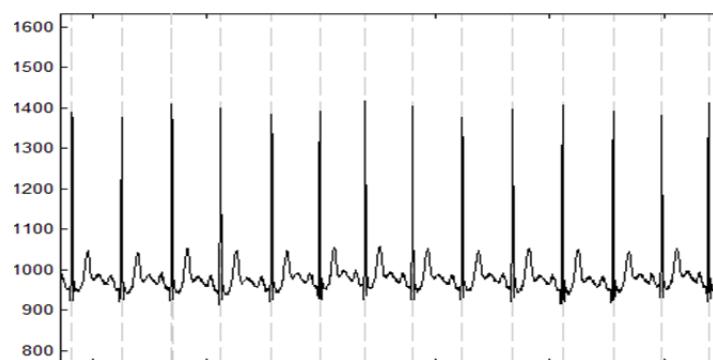


Рис. 4. Выделение R-пиков в ЭКС без тренда

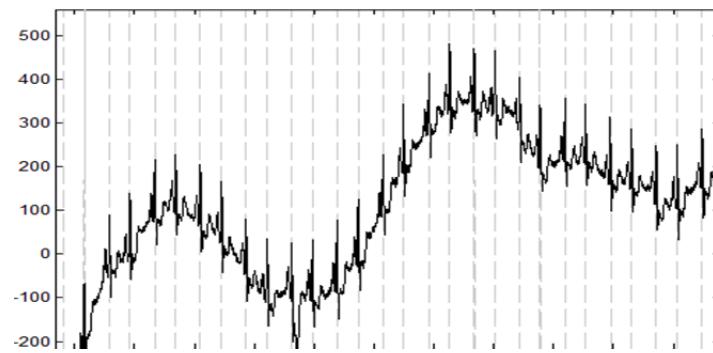


Рис. 5. Выделение R-пиков в ЭКС с трендовой составляющей

Алгоритм разрабатывался и отлаживался в среде моделирования Matlab, в качестве тестовых сигналов использовались сигналы базы ЭКГ [4].

Предложенный алгоритм выделения R-зубцов ЭКС использовался в разработанной программе анализа биомедицинских сигналов.

Список литературы

1. Зудбинов, Ю. И. Азбука ЭКГ / Ю. И. Зудбинов. – Изд. 3-е. – Р н/Д : Феникс, 2003. – 160с.
2. Pan, J. A real-time QRS detection algorithm / J. Pan, W.J. Tompkins // IEEE Trans. Biomed. Eng. – 1985. Vol. BME-32, № 3. – Р. 230–236.
3. Истомина, Т. В. Возможности применения последовательной ранговой обработки для создания портативной кардиоаппаратуры / Т. В. Истомина, Л. Ю. Кривоногов // Медицинская техника. – 2002. – № 1. – С. 12–14.
4. URL: www.PhysioNet.org
5. Тычков, А. Ю. Автоматизированная система обработки и анализа электрокардиосигналов в условиях интенсивных помех различного вида / А. Ю. Тычков, П. П. Чураков, Л. Ю. Кривоногов // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2011. – № 1.– С. 117–125.

АУТЕНТИФИКАЦИЯ ПО РАДУЖНОЙ ОБОЛОЧКЕ ГЛАЗА НА МОБИЛЬНЫХ УСТРОЙСТВАХ

Д. А. Карпушин

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Рассматривается технология биометрической идентификации по радужной оболочке глаза и имеющиеся в данный момент решения. Предлагается перейти от задачи идентификации к задаче аутентификации и разработать оптическое оборудование, удешевляющее процесс внедрения рассматриваемой технологии в мобильные устройства.

В настоящее время существует большое количество методов аутентификации пользователя в различных информационных системах, веб-сервисах, автоматизированных системах управления и других подобных системах, в основе которых лежит применение ЭВМ. Основными методами являются парольная аутентификация, аутентификация по токенам и биометрическая аутентификация. У каждого из перечисленных методов присутствуют как свои достоинства, так и недостатки. С точки зрения компромисса надежности и простоты использования оптимальным является метод высоконадежной биометрической аутентификации (пакет стандартов ГОСТ Р 52633).

Биометрическая аутентификация – это аутентификация пользователя, осуществляемая путем предъявления им своего биометрического образа [1]. В данном случае под биометрическим образом человека подразумеваются оцифрованные и обработанные данные с некоторого устройства, которое считывает определенную биометрическую характеристику человека. В роли биометрических характеристик человека могут выступать: отпечаток пальца, изображение радужной оболочки глаза, сетчатки глаза, венозный рисунок руки и т.д. Среди вышеперечисленных характеристик особый интерес вызывает радужная оболочка глаза (рис. 1).



Рис. 1. Радужная оболочка глаза

Радужная оболочка глаза (радужка) – это цветная часть глаза, ограниченная зрачком и склерой. У радужной оболочки глаза, как у фактора биометрической аутентификации, имеется множество достоинств. Рассмотрим некоторые из них:

1. Внешний вид радужной оболочки является результатом индивидуального развития человека и не зависит от генетики [2].
2. Полученный биометрический образ обладает высокой точностью и стабильностью.
3. Системы, основанные на применении радужки как фактора аутентификации, обладают одним из лучших показателей ошибок первого (отказ в аутентификации авторизованному пользователю) и второго (аутентификация неавторизованного пользователя) рода, которые составляют 0,00001 % и 0,1 % соответственно [3].
4. Процедура аутентификации в данном случае является бесконтактной. Пользователю достаточно подойти к камере на фокусное расстояние, чтобы она могла сделать серию снимков.

Помимо описанных достоинств у данного фактора аутентификации имеется ряд недостатков:

1. Условия освещения в помещении, в котором проводится аутентификация, должны быть либо идеальными, либо приближены к идеальным. В противном случае возможно появление зеркального отражения предметов или появление бликов от источников света на радужке (рис. 2,а,б).
2. Качество камеры должно быть достаточно высоким, чтобы на изображении можно было выделить рисунок радужной оболочки.
3. В системах, снимающих радужку на обычную камеру, присутствуют некоторые ограничения, связанные с цветом глаз. Например, у представителей негроидной расы людей зачастую цвет глаз очень темный и выделить на них радужку очень трудно, если вообще возможно.
4. Высокая цена имеющихся на рынке систем аутентификации, основанных на использовании радужной оболочки глаза.



Рис. 2. Фотография глаза: а – с бликами; б – с отражением фотографа

Рассмотрим имеющиеся на российском рынке системы биометрической аутентификации, использующие в качестве биометрической характеристики изображение радужной оболочки глаза.

1. Myris eyeLock. Внешне представляет собой камеру (рис. 4). Позиционируется как система для рядовых пользователей ПК, позволяющая пользоваться биометрической аутентификацией на сайтах или в программах, где предусмотрена парольная аутентификация. Т.е. данное устройство на основе изображения радужки генерирует 2048-битный ключ (и запоминает его в устройстве), которым в идущем в комплекте с устройством менеджере паролей (устанавливаемом на ПК) шифруются пароли пользователя. Стоимость одной единицы товара – 280\$ (~17 тыс. рублей).



Рис. 4. Устройство Myris eyeLock

2. ПАПИЛОН «Циркон». Захват изображения производится сканером радужной оболочки ПАПИЛОН, встроенным в блок доступа ЦИРКОН-ЗЕ (рис. 5). Цифровой код изображения проверяется по БД. Результатом проверки является ответ – «есть/нет» изображение радужки проверяемого лица в БД, с возможностью вывода в случае положительного результата информации из БД.



Рис. 5. Устройство ПАПИЛОН ЦИРКОН-ЗЕ

3. Устройства фирмы Panasonic. BM-DT1200 представляет собой пластиковый корпус, в котором установлены две камеры, одна из которых является камерой видеонаблюдения а другая – инфракрасная камера – предназначена для съемки радужки глаза. Питание и связь осуществляются по USB-интерфейсу. Поскольку данное изделие предназначено исключительно для авторизации пользователя при входе в операционную систему семейства Windows, его использование на предприятии проблематично. BM-ET500 (рис. 6) и BM-ET300A предназначены для построения системы доступа. Каждое из них имеет две инфракрасные камеры для одновременной съемки левой и правой радужки, камеру видеонаблюдения, систему визуального позиционирования пользователя относительно устройства. Администрирование системы осуществляется с помощью специального программного обеспечения. Количество пользователей в системе ограничивается лицензией.



Рис. 6. Устройство Panasonic BM-ET500

Исходя из анализа имеющихся на рынке решений, можно сделать вывод, что данные системы предназначены в основном для применения на крупных предприятиях, у которых имеются значительные финан-

совые ресурсы на закупку и внедрение данных систем. Даже решения, позиционируемые как решения для рядовых пользователей, стоят недешево. Все вышеперечисленные системы обладают следующими недостатками:

1. Высокая стоимость одиночных устройств.
2. В большинстве своем данные устройства решают задачу идентификации, а не аутентификации.
3. Алгоритмы, применяемые в данных устройствах, не обеспечивают достаточный уровень безопасности, поскольку хранят данные пользователей в незащищенной, открытой форме.

Для решения обозначенных проблем предлагается:

1. Разработать дополнительное оптическое оборудование для мобильных устройств (таких как коммуникаторы, смартфоны и ноутбуки), которое существенно снизит стоимость рассматриваемой технологии. Рассмотренные ранее решения используют камеру (или несколько камер одновременно),рабатывающую в инфракрасном диапазоне. Очевидным решением является использование обычных камер. Сейчас даже web-камеры позволяют делать снимки в разрешении HD или UltraHD, которых вполне достаточно, чтобы сделать качественный снимок радужной оболочки. Поэтому и отпадает необходимость в использовании дорогих инфракрасных камер, которые как раз и использовались для компенсации недостатка мегапикселей. Стоимость обычных web-камер на данный момент составляет 1000 рублей и выше.

2. Перейти от задачи идентификации к задаче аутентификации, разработав алгоритмы некомпрометирующего преобразования радужки в набор биометрических параметров, и использовать высоконадежный биометрический преобразователь биометрия-код, гарантирующий сохранность исходных биометрических данных и формируемого кода аутентификации в защищенных биометрических контейнерах. Практически все рассмотренные выше решения пользуются алгоритмами, разработанными и запатентованными компанией IridianTechnologies.

То есть планируется разработать программно-аппаратное средство безопасной биометрической аутентификации по рисунку радужной оболочки глаза с использованием быстросъемных адаптеров для камер современных коммуникаторов и ноутбуков (типовые встроенные камеры устройств в связке с системой оптических линз).

Преимущества предлагаемого решения:

- 1) существенное сокращение стоимости внедрения технологии в используемые устройства (примерно в 5 раз);
- 2) обеспечение совместимости с уже существующим оборудованием
- 3) возможность использования в системах массового обслуживания (например, как фактор аутентификации в системах дистанционного банковского обслуживания, электронных кабинетах и т.д.)
- 4) гарантия сохранности биометрии пользователя даже в случае получения доступа к биометрическим контейнерам (возможность повторного использования биометрии)

Разработки в данной области очень востребованы по ряду причин. Во-первых, по причинам безопасности. Как было упомянуто выше, у аутентификации по радужке вероятность ошибок первого и второго рода в классе биометрических систем аутентификации одна из самых лучших. А в случае многофакторной аутентификации уровень надежности системы возрастает на несколько порядков. Во-вторых, данные разработки востребованы по причинам стоимости, которая, в случае импортных систем, напрямую зависит от курса иностранных валют. Исходя из этих двух причин, разработками в данной области интересуются как предприятия, так и рядовые пользователи.

Список литературы

1. ГОСТ Р 52633–2006. Защита информации. Техника защиты информации. Требования к средствам высоконадежной биометрической аутентификации.
2. Руководство по биометрии / Р. М. Болл и др. – М. : Техносфера, 2007. – 368с.
3. Современные биометрические методы идентификации. – URL: <http://habrahabr.ru/post/126144/>

СИСТЕМА ВОЗДУШНЫХ СИГНАЛОВ САМОЛЕТА С НЕПОДВИЖНЫМ НЕВЫСТУПАЮЩИМ ПРИЕМНИКОМ ПОТОКА

Д. Л. Крылов

ОАО «Ульяновское конструкторское бюро приборостроения», г. Ульяновск, Россия

В. М. Солдаткин

Казанский национальный исследовательский технический университет им. А. Н. Туполева, г. Казань, Россия

Раскрываются принципы построения, алгоритмы вычисления высотно-скоростных параметров и достоинства системы воздушных сигналов самолета на основе ионно-меточного датчика аэродинамического угла и истинной воздушной скорости.

При пилотировании и обеспечении безопасности полета самолета широко используется информация о величине и составляющих вектора истинной воздушной скорости, аэродинамических углах атаки и скольжения, барометрической высоте и приборной скорости, других воздушных сигналах, определяющих динамику движения самолета относительно окружающей воздушной среды [1].

Несмотря на достигнутые успехи, современные средства измерения указанных воздушных сигналов самолета не всегда удовлетворяют возрастающим требованиям, например, широко используемые флюгерные датчики аэродинамических углов из-за наличия в набегающем воздушном потоке подвижного элемента в виде свободно ориентирующегося флюгера критичны к аэродинамическим возмущениям и турбулентности набегающего воздушного потока из-за малости устанавливающего момента флюгера при скоростях полета менее 100 км/ч и на больших высотах – имеют значительные погрешности [2]. При измерении барометрической высоты, истинной воздушной скорости, приборной скорости и числа Маха используются вынесенные в набегающий воздушный поток приемник воздушных давлений и приемник температуры торможения [3], выступающие за обшивку фюзеляжа. Это нарушает аэродинамику самолета, особенно при его маневрировании, приводит к возникновению методических и инструментальных погрешностей при изменении состояния окружающей воздушной среды [4].

Принципиальная возможность создания системы воздушных сигналов самолета с интегрированным невыступающим приемником первичной информации открывается при построении ее на основе ионно-меточного датчика аэродинамического угла и истинной воздушной скорости [2].

На рисунке приведена функциональная схема системы воздушных сигналов на основе ионно-меточного датчика аэродинамического угла и истинной воздушной скорости с логометрическими информативными сигналами и интерполяционной схемой обработки [5].

Датчик содержит систему приемных электродов 1, электроды 3, которой расположены на одинаковом расстоянии по окружности радиуса R с центром в точке 2 генерации ионной метки. Приемные электроды 3 соединены со входами предварительных усилителей ПУ канала регистрации ионных меток, расположенных в блоке предварительных усилителей БПУ. Конструктивно приемные электроды 3 выполняются совместно с предварительными усилителями в виде автономных модулей, имеющих экранирующий корпус.

Измерительная схема датчика включает три канала: канал определения рабочего сектора измеряемого аэродинамического угла (канал грубого отсчета), канал точного измерения измеряемого угла в пределах рабочего сектора и канал измерения воздушной скорости, выходы которых подключены к вычислительному устройству ВУ. На выходе вычислительного устройства ВУ формируются цифровые сигналы N_α и N_V , являющиеся выходом датчика по аэродинамическому углу α и величине (модулю) \bar{V}_B вектора истинной воздушной скорости. Вычислительное устройство ВУ выдает также сигнал $F_{\text{гм}}$, управляющий работой генератора меток ГМ, который задает частоту $F_{\text{гм}}$ формирования ионной метки с ярко выраженным электростатическим зарядом q_m , например, путем подачи высоковольтного импульса на разрядник, в зазоре которого происходит искровой разряд и формирование ионной метки.

Ионно-меточный датчик аэродинамического угла и истинной воздушной скорости устанавливается на самолете таким образом, чтобы система приемных электродов 1 (рис. 1) находилась в плоскости изменения измеряемого аэродинамического угла α . Цикл измерения начинается с подачи с выхода вычислительного устройства ВУ сигнала $F_{\text{гм}}$. В соответствии с сигналом $F_{\text{гм}}$ генератор метки ГМ выдает импульс высоковольтного напряжения на разрядник 2, установленный в точке 0 генерации ионной метки. За счет искрового разряда разрядника в точке 0 образуется ионизированная область – ионная метка с явно выраженным электростатическим зарядом q_m . Заряженная ионная метка перемещается совместно с вектором скорости \bar{V} набегающего воздушного потока и приобретает его параметры движения – скорость V и направление α относительно оси симметрии системы приемных электродов 1. При перемещении ионной метки совместно с набегающим воздушным потоком заряженная ионная метка пролетает вблизи приемных электродов 3 и наводит (индуктирует) на них электрические заряды, величина которых зависит от расстояния ионной метки от приемного электрода и углового положения α траектории движения ионной метки.

Выходные сигналы $U(\alpha)$ предварительных усилителей ПУ блока БПУ (см. рисунок) подаются на входы канала определения рабочего сектора (канал грубого отсчета) измеряемого аэродинамического угла, канала точного измерения угла в рабочем секторе и канала измерения истинной воздушной скорости. Выходные сигналы указанных каналов подаются на входы вычислительного устройства ВУ, который по результатам обработки входной информации выдает цифровые коды N_α , N_V по измеряемому аэродинамическому углу α и воздушной скорости V_B .

При попадании траектории ионной метки в i -ый грубый канал текущее значение измеряемого аэродинамического угла определяется как

$$\alpha = i\alpha_0 + \alpha_p, \quad (1)$$

где α_0 – угол, охватывающий рабочий сектор грубого канала отсчета (при $i_{\max} = 4$, $\alpha_0 = 90^\circ$); i – номер рабочего сектора ($i = \overline{1, 4}$).

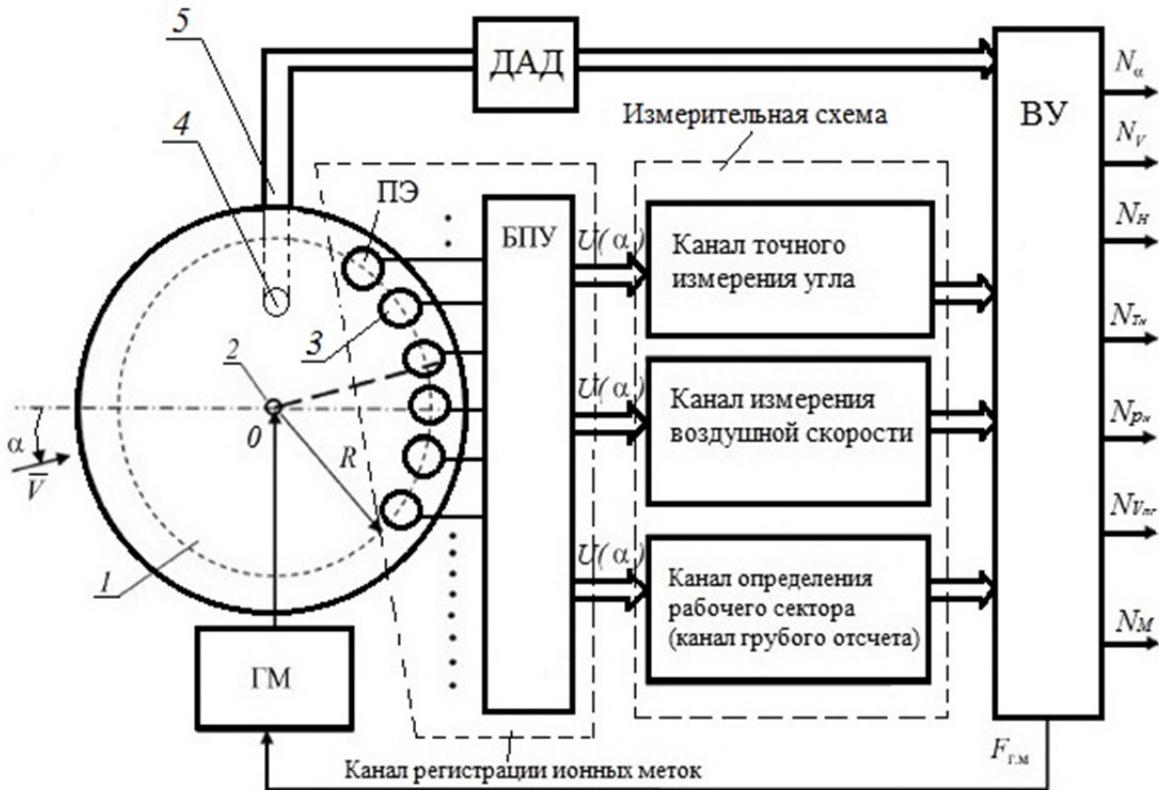


Рис. 1. Функциональная схема системы воздушных сигналов на основе ионно-меточного датчика аэродинамического угла и истинной воздушной скорости с логарифмическими информативными сигналами и интерполяционной схемой обработки

Сигналы, пропорциональные синусу $A \sin \alpha_i$ и косинусу $A \cos \alpha_i$, измеряемого угла в рабочем секторе грубого канала обрабатываются в вычислительном устройстве, на выходе которого выдается цифровой код N_α , связанный со значением α_p измеряемого аэродинамического угла точного канала соотношением

$$\alpha_p = \arctg \frac{A \sin \alpha_i}{A \cos \alpha_i}, \quad (2)$$

где α_i – текущее значение аэродинамического угла в пределах i -го рабочего сектора.

При работе канала измерения истинной воздушной скорости формируется интервал времени τ_v пролета ионной метки расстояния R от точки генерации ионной метки до окружности с приемными электродами. В соответствии с интервалом времени τ_v в вычислительном устройстве вырабатывается цифровой код N_v , пропорциональный величине истинной воздушной скорости

$$V_B = \frac{R}{\tau_v}. \quad (3)$$

Для обеспечения одновременного измерения всех воздушных сигналов самолета с использованием рассмотренного ионно-меточного датчика аэродинамического угла и истинной воздушной скорости предложена на внешней поверхности системы приемных электродов расположить отверстие – приемник 4 (см рисунок) для забора статического давления P_H набегающего воздушного потока, которое пневмоканалом 5 связано со входом датчика абсолютного давления ДАД, например цифрового, выход которого подключен ко входу вычислительного устройства ВУ. Вычислительное устройство выполнено в виде вычислителя, реализующего как алгоритмы (1) – (3) определения аэродинамического угла и истинной воздушной скорости, так и алгоритмы определения других воздушных сигналов самолета.

По воспринимаемому статическому давлению P_H определяется текущая абсолютная барометрическая высота полета по формулам [4]

а) при $-2000 \text{ м} < H < 11000 \text{ м}$

$$H = \frac{T_0}{\tau} \left[1 - \left(\frac{P_H}{P_0} \right)^{\tau K} \right]; \quad (4)$$

б) при $11000 \text{ м} \leq H < 15000 \text{ м}$

$$H = H_{11} + RT_{11} \ln \frac{P_{11}}{P_H}, \quad (5)$$

где $T_0 = 288,15 \text{ }^{\circ}\text{K}$ – средняя абсолютная температура на уровне моря; $P_0 = 101325 \text{ Па} = 760 \text{ мм.рт.ст.}$ – среднее абсолютное давление на уровне моря; $\tau = 0,0065 \text{ }^{\circ}\text{К/м}$ – температурный градиент, определяющий изменение абсолютной температуры воздуха T_H при измерении высоты; $R = 29,27125 \text{ м/К}$ – газовая постоянная; T_H, P_H – абсолютные температура и давление на текущей высоте H ; $T_{11} = 216,65 \text{ }^{\circ}\text{K}$ и $P_{11} = 22632 \text{ Па} = 169,754 \text{ мм.рт.ст.}$ – абсолютная температура и давление воздуха на высоте $H_{11} = 11000 \text{ м}$.

Используя ГОСТ 5212-74 [6], истинную воздушную скорость V_B самолета, измеренную ионно-меточным датчиком, можно представить в виде

$$V_B = \sqrt{2gRT_H \left(\frac{k}{k-1} \right) \left[\left(\frac{P_{\text{дин}}}{P_H} + 1 \right)^{\frac{k-1}{k}} - 1 \right]} = \sqrt{2gRT_H \left(\frac{k}{k-1} \right) \left[\left(\frac{P_{\Pi}}{P_H} \right)^{\frac{k-1}{k}} - 1 \right]}, \quad (6)$$

где $g = 9,80665 \text{ м/с}^2$ – ускорение силы тяжести; $k = 1,4$ – показатель адиабаты для воздуха; $P_{\text{дин}} = \frac{\rho_H V_B^2}{2}$ – скоростной напор (динамическое давление) набегающего воздушного потока; $P_{\Pi} = P_H + P_{\text{дин}}$ – полное давление набегающего воздушного потока; ρ_H – плотность воздуха на высоте полета H , которую можно представить как [7]

$$\rho_H = \rho_0 \frac{P_H T_H}{P_0 T_0}, \quad (7)$$

где $\rho_0 = 0,125 \text{ кгс}^2/\text{м}^4$ – массовая плотность воздуха на высоте $H = 0$.

Если в выражение (6) подставить значения параметров, измеряемых ионно-меточным датчиком с отверстием – приемником для забора статического давления, то с учетом (7) получим соотношение, которое устанавливает неявную, но однозначную связь измеряемой ионно-меточным датчиком истинной воздушной скорости V_B с абсолютной температурой T_H воздуха на высоте полета H , например вида [8]

$$T_H = \frac{V_B^2}{2gR \left(\frac{k}{k-1} \right) \left[\left(1 + \frac{\rho_0}{2P_0 T_0} T_H V_B^2 \right)^{\frac{k-1}{k}} - 1 \right]}. \quad (8)$$

Определяя из соотношения (8) абсолютную температуру T_H , по зависимости (7) можно вычислить плотность воздуха ρ_H на высоте H , а также определить приборную скорость полета по формуле [4]

$$V_{\text{пп}} = \sqrt{2gRT_0 \left(\frac{k}{k-1} \right) \left[\left(1 + \frac{\rho_0}{2P_0 T_0} T_0 V_B^2 \right)^{\frac{k-1}{k}} - 1 \right]} = \sqrt{2gRT_0 \left(\frac{k}{k-1} \right) \left[\left(1 + \frac{\rho_0}{2P_0} V_B^2 \right)^{\frac{k-1}{k}} - 1 \right]}. \quad (9)$$

При необходимости можно вычислить число Маха – Маевского, характеризующее отношение истинной воздушной скорости к скорости звука $a_H = \sqrt{kgRT_H}$ на данной высоте H . При дозвуковой скорости полета уравнение для определения числа Маха – Маевского имеет вид:

$$M = \frac{V_B}{a_H} \sqrt{\frac{2}{k-1} \left[\left(1 + \frac{\rho_0 T_H}{2P_0 T_0} V_B^2 \right)^{\frac{k-1}{k}} - 1 \right]}. \quad (10)$$

Следует отметить, что для исключения влияния угла скольжения на работу канала угла атаки на самолете необходимо использовать два ионно-меточных датчика, устанавливаемых на правом и левом сторонах фюзеляжа, при этом показания выходных сигналов по углу атаки обоих датчиков усредняются, снижая случайную составляющую погрешности измерения угла атаки самолета. Аналогично усредняются и выходные сигналы по другим высотно-скоростным параметрам, уменьшая случайную погрешность их измерения. Для измерения угла скольжения система приемных электродов еще одного ионно-меточного датчика аэродинами-

ческого угла и истинной воздушной скорости располагается в азимутальной плоскости рыскания. При этом использование трех неподвижных невыступающих приемников потока решает задачу резервирования измерительных каналов и повышения точности и надежности работы системы воздушных сигналов самолета.

Таким образом, по сравнению с известными системами система воздушных сигналов, построенная на основе ионно-меточного датчика аэродинамического угла и истинной воздушной скорости имеет ряд существенных преимуществ:

- Обеспечивает одновременное измерение всех высотно-скоростных параметров, определяющих движение самолета относительно окружающей воздушной среды в общей точке поверхности самолета.
- Измерение всех высотно-скоростных параметров движения самолета относительно окружающей воздушной среды осуществляется с помощью одного неподвижного невыступающего приемника потока, неискажающего аэродинамику самолета и невлияющего на него аэродинамические характеристики.
- Измерение всех высотно-скоростных параметров обеспечивается без существенного усложнения конструктивной схемы ионно-меточного датчика аэродинамического угла и истинной воздушной скорости.
- Получение выходных сигналов, по всем высотно-скоростным параметрам самолета в цифровой форме упрощает их использование в современных системах отображения информации, системах управления и других технических системах самолета.

Следует отметить, что диапазон рабочих скоростей системы воздушных сигналов на основе ионно-меточного датчика аэродинамического угла и истинной воздушной скорости не ограничен дозвуковым скопием полета.

Указанные достоинства рассматриваемой системы воздушных сигналов определяют перспективы разработки и применения вариантов системы на самолетах различного класса и назначения.

Список литературы

1. Котик, М. Г. Полет на предельных режимах / М. Г. Котик, В. В. Филипов. – М. : Воениздат, 1977. – 239с.
2. Солдаткин, В. М. Методы и средства измерения аэродинамических углов / В. М. Солдаткин. – Казань : Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2001. – 448с.
3. Авиационные приборы и измерительные системы / под ред. В. Г. Воробьева. – М.: Транспорт, 1981. – 391с.
4. Браславский, Д. А. Авиационные приборы и автоматы : учеб. для авиационных вузов / Д. А. Браславский, С. С. Логунов, Д. С. Пельпор. – М. : Машиностроение, 1978. – 432 с.
5. Ганеев, Ф. А. Ионно-меточный датчик аэродинамического угла и воздушной скорости с логометрическими информативными сигналами и интерполяционной схемой обработки / Ф. А. Ганеев, В. М. Солдаткин // Известия высших учебных заведений. Авиационная техника. – 2010. – № 3. – С. 46–50.
6. ГОСТ 5212–74. Таблицы аэродинамическая. Динамические давления и температура торможения воздуха для скорости полета от 10 до 4000 км/ч. Параметры. – М. : Изд-во стандартов, 1974. – 239с.
7. Залманзон, Л. А. Проточные элементы пневматических приборов контроля и управления / Л. А. Залманзон. – М. : Изд-во АН СССР, 1961. – 249 с.
8. Солдаткина, Е. С. Вихревой датчик аэродинамического угла и истинной воздушной скорости с расширенными функциональными возможностями / Е. С. Солдаткина, В. М. Солдаткин // Известия высших учебных заведений. Авиационная техника. 2012. – № 4. – С. 56–59.

ФОРМАЛИЗАЦИЯ ЗАДАЧИ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ В МНОГОУРОВНЕВОЙ ИЕРАРХИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ

A. В. Лобачев

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

В статье приводится формализация задач, решаемых на различных уровнях многоуровневой иерархической информационной системы с использованием теории множеств.

Для обеспечения непротиворечивости информации ее сбор и обработка осуществляются в многоуровневой структуре. В качестве элементов этой структуры могут быть выбраны реализуемые в АРМ комплексы информационно-расчетных задач (ИРЗ). С точки зрения выполняемых функций при реализации алгоритма функционирования элементы системы могут быть разделены на «источники», «обработчики» и «потребители» информации.

Наличие большого числа разнородных сложных задач, решаемых «потребителем» в информационной системе приводит к необходимости разделения функций и органов управления, в результате чего система управления приобретает иерархический вид. Рассмотрим структуру функционального контура в виде трехуровневой иерархической системы (рисунок 1). Выполняемые при этом функции включают комплексы ИРЗ и расчетные модули.

Процесс функционирования трехуровневой иерархической системы управления можно описать на языке теории множеств.

На верхнем уровне управления координатор $C_o^{(o)}$ выполняет поиск наилучшего решения общей задачи A , разбитой на совокупность подзадач A_i , выполняемых исполнителями в соответствии с планом работ $\pi \in \Pi$. План работ определяется подсистемой D_o в зависимости от условий обстановки $\Psi : \pi = D_o(\Psi)$.

Модель координатора имеет следующий вид:

$$C_0^{(0)} : W \times \Pi \rightarrow \Gamma ,$$

где W – множество информационных сигналов от подсистем 1-го уровня к координатору $C_0^{(0)}$, $W = \{w_1, \dots, w_n\}$; w_i – множество информационных сигналов от подсистемы $C_i^{(1)}$; Π – множество планов работ, $\Pi = \{\pi\}$, π – план работ (перечень задач), реализуемых системой для достижения поставленной цели; Γ – множество координирующих сигналов для подсистем 1-го уровня $C_k^{(1)}$, $\Gamma = \{\gamma_1, \dots, \gamma_n\}$, γ_i – множество сигналов, координирующих подсистему $C_i^{(1)}$.

Управляемый процесс (все множество комплексов ИРЗ) P можно задать в виде отображения:

$$P : M \times \Omega \rightarrow Y ,$$

где M – множество управляющих процессом P сигналов; Ω – множество входных сигналов о состоянии системы и среды; Y – множество выходных сигналов (результатов решения ИРЗ).

Модель функционирования локальной системы управления $C_{ij}^{(2)}$ записывается в виде отображения:

$$C_{ij}^{(2)} : s_{ij} \times z_{ij} \rightarrow M_{ij} ,$$

где s_{ij} – множество сигналов, координирующих подсистему $C_{ij}^{(2)}$; z_{ij} – множество сигналов обратной связи от P_{ij} подпроцесса; M_{ij} – множество управляющих сигналов для P_{ij} подпроцесса.

Работа органа управления $C_{ij}^{(1)}$ задается отображением:

$$C_{ij}^{(1)} : \gamma_i \times R_i \rightarrow S_i .$$

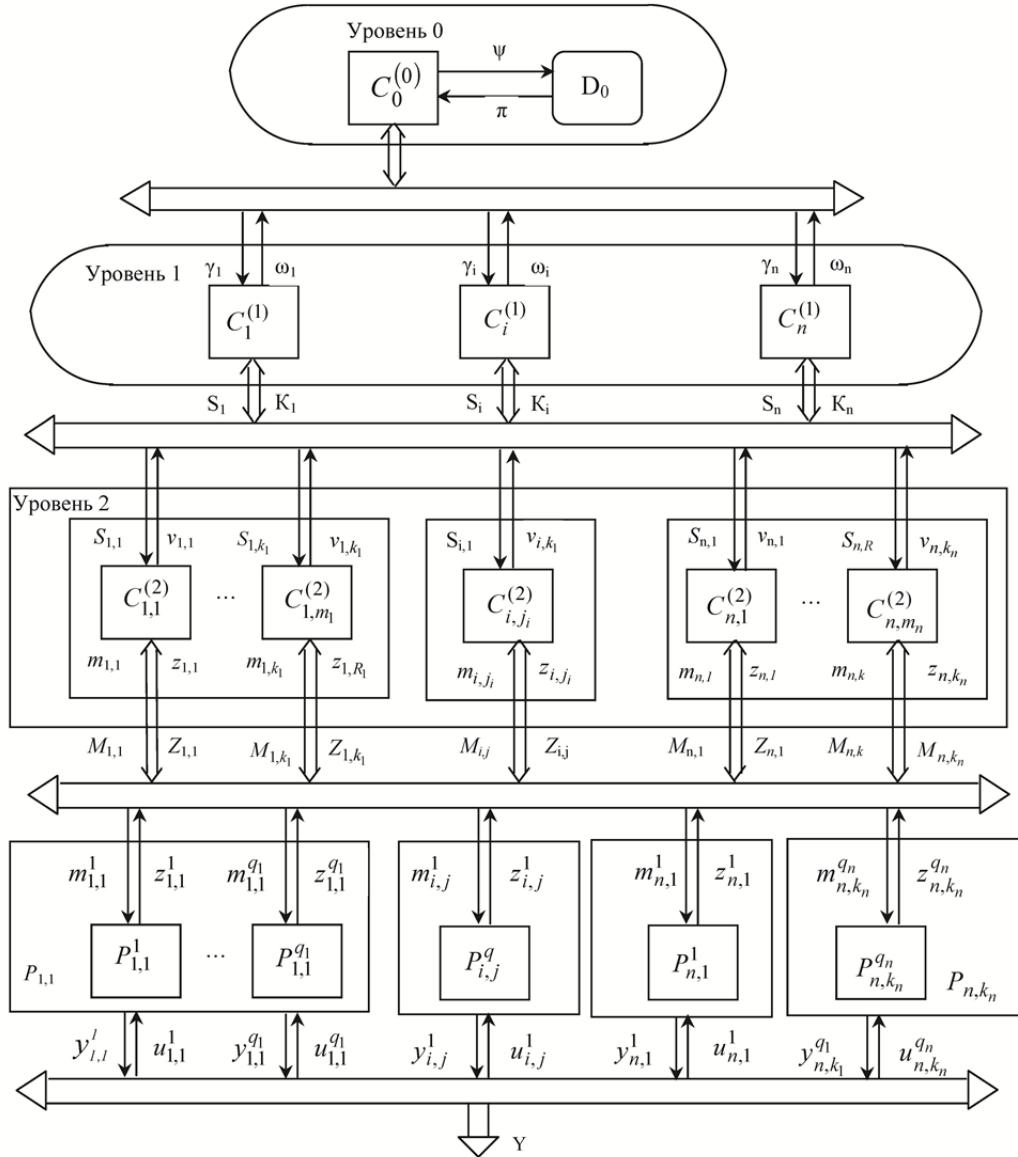


Рис. 1. Иерархическая многоуровневая схема структурно-функционального деления органов управления

На рис. 1 R_i – множество информационных сигналов от подсистем 2-го уровня к подсистемам 1-го уровня; S_i – множество координирующих сигналов от подсистем 1-го уровня к подсистемам 2-го уровня.

Таким образом каждому уровню управления соответствует своя информационная модель, что связано с различной степенью обобщения информации, необходимой для принятия решений.

Очевидно, что на каждом уровне решающие элементы функционируют, прежде всего, в своей подсистеме, пренебрегая взаимодействием между подсистемами одного с ней уровня. Напротив, решающие элементы более высокого уровня обрабатывают информацию только об их взаимосвязях и взаимодействиях, что приводит к уменьшению объема информации, передаваемого для обработки на вышестоящие уровни.

Это свойство иерархической системы позволяет строить ее из блоков с ограниченной равномерной решающей способностью. Общие задачи, решаемые системой, могут формулироваться как многоуровневые задачи оптимального преобразования входной информации Ω в выходную Y .

Декомпозиция пространств управлений и выходов системы на подпространства меньшей размерности позволяет подсистемам нижнего уровня решать задачи оптимизации на этих подпространствах более простыми методами. Процесс Р может быть декомпозирован на множество информационных подпроцессов $P_{i,j}$. Для сохранения адекватности исходному процессу каждый подпроцесс $P_{i,j}$ имеет связующий вход, значение которого определяется с помощью связующей функции $H_{i,j}: M_{i,j} \times Y \rightarrow u_{i,j}$, т.е. $P_{i,j}: m_{i,j} \times u_{i,j} \rightarrow y_{i,j}$.

Пусть $D_i(\gamma)$ означает задачу, решаемую i -м локальным решающим элементом при воздействии координирующего сигнала γ_i , определяемую парой $(g_i \gamma, X_i \gamma)$, где $g_i \gamma(x_i)$ – заданная локальная целевая функция, определяемая на множестве X_i , а $X_i \gamma$ – заданное множество X_i , $P_i \gamma$ – выходная функция, соответствующая подпроцессу P_i . Имеется два способа получения оптимальных решений – через функцию качества $g_i \gamma$ и через множество допустимых решений $X_i \gamma$; следовательно, имеется два способа, которыми координатор может влиять на нижестоящие решающие элементы: один способ – координация изменением целей (изменение локальных функций), другой способ связан с изменением множества X_i (ограничений, накладываемых на локальные решения) путем выбора соответствующих подмножеств связующих входов.

Решением $D_i(\gamma)$ является элемент $x_i \gamma \in X_i \gamma$, такой, что $x_i^\gamma = \arg \min g_i \gamma(x_i)$ при ограничениях на выбор связующих переменных $u_i = H(\gamma_i, y_i)$, $u_i \in U_i$.

Подчиненная подсистема будет стремиться максимизировать свой критерий $g_i \gamma(x_i)$, выбирая состояния x_i из допустимой области $X_i(\gamma)$. Задача координатора будет заключаться в том, чтобы максимизировать $G(x_1 \gamma, x_2 \gamma, \dots, x_n \gamma)$ при ограничениях $\gamma \in \Gamma_i$, $i = 1, 2, \dots, n$,

где n – число подчиненных подсистем.

Для рассматриваемой трехуровневой системы на рисунке 1 задачи, решаемые на различных уровнях, могут быть formalизованы в следующем виде:

$$1) g^{(0)} = \min G^{(0)}(\gamma, \omega_1(\gamma_1), \dots, \omega_n(\gamma_n)), \quad \gamma = (\gamma_1, \dots, \gamma_n), \quad \gamma \in \Gamma;$$

$$2) g_i^{(1)} = \min G_i^{(1)}(\gamma_i, x_i, r_{i,1}(s_{i,1}), \dots, r_{i,k}(s_{i,k})), \quad X_i^{(1)} \subseteq S_i \times u_i^{(1)}, \quad x_i = (x_{i,1}, \dots, x_{i,k}), \quad s_{i,j} = Pr_s(x_{i,j}), \quad \text{при}$$

условиях согласованности

$$H_i^{(1)}(S_i, Y) = \begin{cases} u_i^{(1)} & \text{при согласовании действий;} \\ \gamma_i^a = u_i^{(1)} & \text{при прогнозировании взаимодействий;} \\ u \in U_i^\gamma & \text{при оценке взаимодействий,} \end{cases}$$

где $H_i^{(1)}(S_i, Y)$ – связующая функция подсистемы $C_i^{(1)}$; γ_i^a – спрогнозированное вышестоящей системой значение связующего входа; Pr_s – проекция на множество S ; U_i^γ – заданное вышестоящей системой множество возможных значений связующего входа;

$$3) g_{i,j}^{(2)} = \min G_{i,j}^{(2)}(s_{i,j}, x, z_{i,j}^1(m_{i,j}^1), \dots, z_{i,j}^g(m_{i,j}^g)), \quad X_{i,j}^{(2)} \subseteq M_{i,j} \times u_{i,j}^{(2)}, \quad x_{i,j} = (x_{i,j}^1, \dots, x_{i,j}^g),$$

$Pr_M(x_{i,j}^1) = m_{i,j}^1$, при условиях согласованности

$$H_{i,j}^{(2)}(M_{i,j}^{(0)}, Y) = \begin{cases} u_i^{(2)} & \text{при согласовании взаимодействий;} \\ s_{i,j}^a = u_{i,j}^{(2)} & \text{при прогнозировании взаимодействий;} \\ u \in U_{i,j}^s & \text{при оценке взаимодействий,} \end{cases}$$

где $M_{i,j}^{(0)} = (m_{i,j}^1, \dots, m_{i,j}^g)$; $H_{i,j}^{(2)}(M_{i,j}^{(0)}, Y)$ – связующая функция подсистемы $C_{i,j}^{(2)}$; $s_{i,j}^a$ – спрогнозированное вышестоящей системой значение связующего входа; $U_{i,j}^s$ – заданное вышестоящей системой множество возможных значений связующего входа.

При параллельном управлении подпроцессами требуется согласование принятых решений, т.к. по окончании такта управления выбранные значения связующих сигналов могут устаревать. Для этого наиболее приемлем метод итераций, когда при целенаправленном выборе значений координирующих сигналов решения локальных задач обеспечивают согласование всех связующих входов. Так при решении некоторых

ИРЗ распределение ресурсов осуществляется на нескольких уровнях: вышестоящие уровни устанавливают задания нижестоящим, нижестоящие уровни формируют потребности для вышестоящего уровня с учетом поставленных им задач, вышестоящий уровень на основании этих решений корректирует ресурсы или ограничения для нижестоящих уровней и т.д. При этом вся система может прийти к равновесию в смысле оптимума Парето, характеризующегося тем, что ни один элемент системы не может улучшить свое состояние, не затронув интересы других элементов.

Список литературы

1. Буряков, В. А. Принятие решений в автоматизированных системах управления / В. А. Буряков, А. И. Годунов, А. Ю. Бочановский / под ред. А. И. Годунова. – Пенза : ПГУ, 2007. – 448 с.
2. Буряков, В. А. Информационный подход к анализу процессов принятия решений в АСУ организационного типа / В. А. Буряков // Вопросы радиоэлектроники. Серия «ЭВТ». – 2007. – № 1. – С. 111–119.
3. Калман, Р. Е. Очерки по математической теории систем / Р. Е. Калман, П. Фалб, М. Арбид. – М.: Мир, 1971.
4. Староселец, В. Г. Основы математического моделирования : учеб. пособие / В. Г. Староселец. – СПб. : ВАА, 1994.

МОДУЛИ ДИСКРЕТНОГО ВВОДА И ВЫВОДА В СОВРЕМЕННЫХ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ

Н. Н. Макарев, А. Е. Шаралапов

ЗАО «ЦЕСИС НИКИРЭТ», г. Пенза, Россия

Современная автоматизированная система управления технологических процессов (АСУ ТП) представляет собой многоуровневую человеко-машинную систему управления. Создание АСУ сложными технологическими процессами осуществляется с использованием автоматических информационных систем сбора данных и вычислительных комплексов, которые постоянно совершенствуются по мере развития технических средств и программного обеспечения.

Методы управления производственным процессом на основе компьютерных технологий получили широкое распространение на большинстве промышленных предприятий. Все успешно работающие системы обеспечивают контроль и управление, включая графический интерфейс оператора, обработку сигналов тревог, построение графиков, отчетов и обмен данными. В тщательно спроектированных системах эти возможности способствуют улучшению эффективности работы предприятия и, следовательно, увеличению прибыли. В настоящее время это становится все более актуальным, учитывая постоянное увеличение конкуренции, борьбу за снижение тарифов и издержек [3, 4].

Дистанционное управление технологическим оборудованием является актуальной задачей для разработчика автоматизированных систем управления технологическими процессами, применяемыми в химической, нефтегазодобывающей, угольной и других отраслях промышленности.

В системах автоматизации имеют широкое распространение двоичные сигналы, которые поступают от концевых выключателей, датчиков охранной или пожарной сигнализации, датчиков заполнения емкостей, датчиков сбегания ленты на конвейере, датчиков приближения и т.п. Такие сигналы не совсем правильно называются «дискретными», но этот термин прочно вошел в практику.

Модули дискретного ввода/вывода используются на объектах автоматизации: электростанции, металлургии, машиностроительной промышленности. Актуальность описываемых модулей заключается в том, что они дешевле своих аналогов, соответственно быстрее окупятся, и предприятие получит большую прибыль. Разработанный модули дискретного ввода/вывода M947R/F дешевле своих аналогов за счет упрощенной схемы модуля и недорогого микроконтроллера, имеющего возможность работать на высоких скоростях по последовательным линиям. Модуль M947F имеет 16 канальный ввод, а модуль M947R имеет 16 канальный релейный вывод, скорость обмена данными до 2.5 мегабод, возможность передачи данных по протоколам ST-BUSM и MOD-BUS с интерфейсом RS-485, RS-422. По интерфейсу RS-485 модули могут работать в режиме дублированный полудуплекс, когда модуль одновременно принимает запросы по 2 последовательным линиям, чем достигается высокая надежность приема/передачи. Из двух принятых запросов сначала проверяется запрос принятый по линии A1B1, если запрос достоверный ответ на него выдается по обоим линиям. Если запрос не достоверный, например испорчена контрольная сумма, проверяется запрос принятый по линии A2B2. Общая скорость обрабатываемого модулем потока 5 мбит т.е. 2,5 мбит по двум линиям. Такая возможность достигается благодаря применению, современных, производительных микроконтроллеров [1, 2].

Таблица 1

Линейка скоростей передачи данных по протоколу MOD_BUS

Двоичный код	000	001	010	011	100	101	110	111
Скорость передачи, кбит/с	1.2	2.4	4.8	9.6	19.2	38.4	57.6	115.2

Таблица 2

Линейка скоростей передачи данных по протоколу ST_BUS

Двоичный код	000	001	010	011	100	101	110	111
Скорость передачи, кбит/с	2.4	9.6	19.2	115.2	250	625	1250	2500

Монтаж модулей и мастеров производится на стандартную DIN-рейку в напольных и навесных шкафах с односторонним и двусторонним доступом, со стеклянными и металлическими дверями. Модуль дискретного ввода/вывода может быть подключен к мастер- модулю M911E, интеллектуальный модуль M900 по MODBUS или STBUS , а также к любым устройствам работающим по протоколу MODBUS или например к СОМ порту ПК через преобразователь интерфейса RS232/RS485.

Модуль дискретного ввода M947F

Модуль дискретного ввода M947F предназначен для ввода дискретных сигналов с напряжением 220В, 110В постоянного и переменного тока и 24В постоянного. Модуль M947F обеспечивает сбор информации о состоянии 16 каналов дискретного ввода. Каналы дискретного ввода гальванически изолированы друг от друга и от других цепей модуля.

Таблица 3

Технические характеристики модуля M947F

Параметр	Значение		
Число каналов	16		
Индикация	По каждому каналу		
Тип реле	Электромеханическое	Твердотельное	
Тип выхода	Нормально-разомкнутые контакты		
Номинальное коммутируемое напряжение, В	220 (AC/DC)	24 (DC)	220 (AC)
Максимальное коммутируемое напряжение, В	250 (AC/DC)	30 (DC)	250 (AC)
Минимальное коммутируемое напряжение, В	12 (AC/DC)	1,5 (DC)	12 (AC)
Максимальный коммутируемый ток, А	6	2	
Максимальная коммутируемая мощность (резистивная нагрузка), ВА/Вт	1500/40	—	—
Максимальная коммутируемая мощность (индуктивная нагрузка), Вт	185	—	—
Механический ресурс, срабатываний	107	—	—
Электрический Ресурс (коммутация 1500 ВА), срабатываний	6×104	—	
Время включения /выключения, мс, не более	5 / 3	0,1 / 0,3	12 / 12
Электрическая прочность изоляции	Между каналами и внутренними цепями модуля 2000 В, между каналами 500 В, между шиной ST-BUS и внутренними цепями модуля 1000 В		
Потребляемая мощность, Вт	3,6		
Габаритные размеры (Д×Ш×В), мм	109×126×65 (с закрытыми фиксаторами реле) 109×126×77 (с открытыми фиксаторами реле) 109×126×26 (с запаянными реле)		
Масса, кг, не более	0,33		

Технические характеристики модуля M947F

Модуль позволяет настроить интервал фильтрации индивидуально для каждого из каналов дискретного ввода в пределах 1–256 миллисекунд. Причем фильтрация по фронту и по спаду задается раздельно. Состояния каналов можно считывать как в дискретном виде как набор битовых переменных (coils в MODBUS), так и в упакованном виде одной 16ти разрядной переменной (register в MODBUS).

Информация о состоянии каналов передается в мастер-модуль по шине ST-BUSM, которая гальванически изолирована. Шина ST-BUSM включает в себя два независимых интерфейса RS485. Подключение к шине ST-BUSM осуществляется с помощью разъема. M947F обеспечивает индикацию состояния каналов дискретного ввода с помощью 16-ти светодиодов. Кроме того M947F информирует о своем состоянии с помощью статусного светодиода.

Внешний вид модуля представлен на рис. 1.

Основные технические характеристики модуля дискретного ввода M947F приведены в табл. 1.

Конфигурирование портов ввода\вывода и режимов работы

На модуле с помощью переключателя устанавливаются:

- тип интерфейса ST-BUSM или MODBUS
- адрес модуля задается в двоичном виде с помощью 8 битного переключателя.

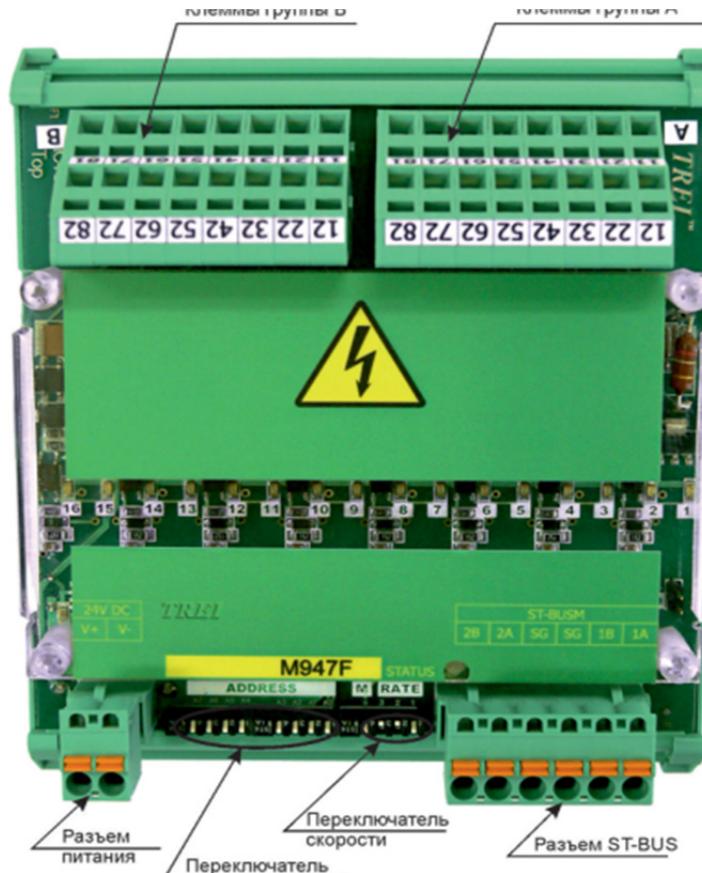


Рис. 1. Разъемы и лицевая панель модуля M947F

Модуль релейного вывода M947R

Модуль релейного вывода M947R предназначен для коммутации цепей с напряжением до 250 В переменного или постоянного тока. Модуль M947R содержит 16 каналов релейного вывода с переключающимися контактами. Эти каналы гальванически изолированы друг от друга и от других цепей модуля.

Таблица 4

Технические характеристики модуля M947R

Параметр	Значение
Число каналов	16
Индикация	по каждому каналу
Тип реле	Электромеханическое
Тип выхода	Нормально-разомкнутые контакты
Номинальное коммутируемое напряжение, В	220 (AC/DC)
Максимальное коммутируемое напряжение, В	250 (AC/DC)
Минимальное коммутируемое напряжение, В	12 (AC/DC)
Максимальный Коммутируемый ток, А	6
Максимальная коммутируемая мощность (резистивная нагрузка), ВА/Вт	1500/40
Максимальная коммутируемая мощность (индуктивная нагрузка), Вт	185
Механический ресурс срабатываний	107
Электрический ресурс (коммутация 1500 ВА), срабатываний	6×104
Время включения/выключения, мс, не более	5 / 3
Электрическая прочность изоляции	Между каналами и внутренними цепями модуля 2000 В, между каналами 500 В, между шиной ST-BUS и внутренними цепями модуля 1000 В
Потребляемая мощность, Вт	3,6
Габаритные размеры (Д×Ш×В), мм	109×126×65 (с закрытыми фиксаторами реле) 109×126×77 (с открытыми фиксаторами реле) 109×126×26 (с запаянными реле)
Масса, кг, не более	0,33

Технические характеристики модуля M947R

Управление каналами осуществляется с помощью мастер-модуля по шине ST-BUSM. Шина ST-BUSM гальванически изолирована. Подключение к шине ST-BUSM осуществляется с помощью разъема. M947R обеспечивает индикацию о состоянии каналов релейного вывода с помощью 16-ти светодиодов. Кроме того M947R информирует о своем состоянии с помощью статусного светодиода. Конструктивно модуль выполнен в пластиковом корпусе, внутри которого установлена печатная плата. На печатной плате установлены элементы модуля, светодиоды индикации, а также реле. Внешний вид модуля представлен на рис. 2.

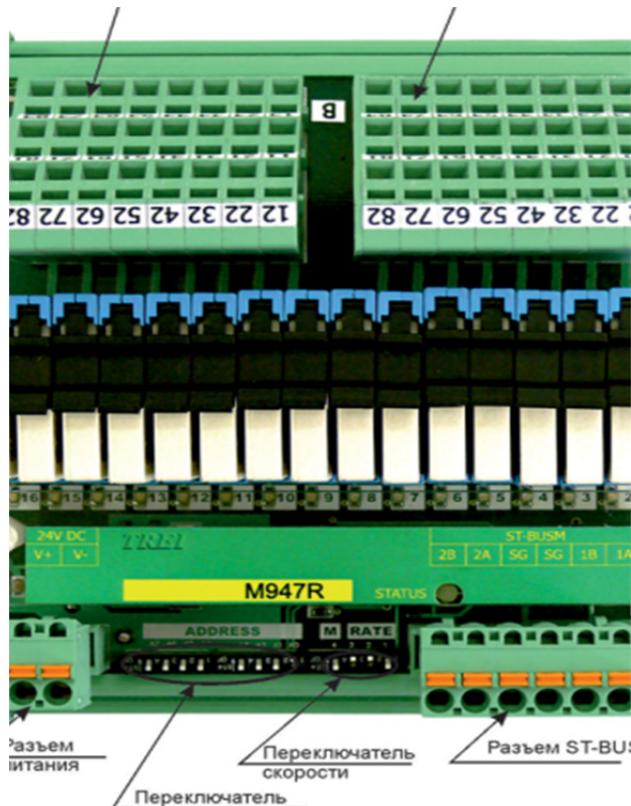


Рис. 2. Разъемы и лицевая панель модуля M947R

Реле устанавливаются в разъемы на плате модуля. Применение разъемных реле обеспечивает простую замену одного или нескольких реле при выходе их из строя. Назначение контактов реле для 1 канала приведено на рис. 3. Для остальных каналов оно аналогично: 21, 22, 24 и т.д.



Рис. 3

Список литературы

1. Стандарт IEC 61508. Функциональная безопасность электрических/электронных/ программируемых электронных систем, связанных с безопасностью.
2. Стандарт IEC 61069. Контроль и управление промышленными процессами. Оценка свойств системы для целей аттестации системы.
3. Веревкин, А. П. Теория систем : учеб. пособие / А. П. Веревкин, О. В. Кирюшин. – Уфа : Изд-во УГНТУ, 2003. – 71 с.
4. Технология, экономика и автоматизация процессов переработки нефти и газа : учеб. пособие / С. А. Ахметов, М. Х. Ишмияров, А. П. Веревкин, Е. С. Докучаев, Ю. М. Малышев ; под. ред. С. А. Ахметова. – М. : Химия, 2005. – 736 с.

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА ГРУППОВОГО УЧЕТА АРГУМЕНТОВ ДЛЯ АДАПТАЦИИ СРЕДСТВ ОБНАРУЖЕНИЯ СИСТЕМ БЕЗОПАСНОСТИ ОБЪЕКТОВ

M. A. Митрохин, A. E. Климов

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Проведен анализ возможности использования метода группового учета аргументов для прогнозирования временных рядов в задаче адаптации решающих правил алгоритмов средств обнаружения охранных систем.

Средства обнаружения (СО) широко используются в системах охраны объектов гражданского и военного назначения. Системы охраны объектов функционируют в течении длительного времени в условиях воздействия внешних факторов. Характеристики помеховых факторов индивидуальны для каждого места установки СО, и могут меняться с течением времени, снижая эффективность СО.

Снижение влияния изменения характеристик помеховых факторов на СО возможно при его адаптивном функционировании. Адаптация может заключаться в изменении заложенного в алгоритме функционирования СО решающего правила на основе прогнозных значений характеристик воздействующих помех [1]. Такой прогноз может быть получен на основе методов прогнозирования временных рядов.

Большинство методов прогнозирования временных рядов основано на выборе модели временного ряда, в соответствии с которой по априорным данным делается прогноз. Выбор оптимальной сложности моделей возлагается на разработчика модели, что ставит качество полученного решения в зависимость от его опыта и квалификации. Избежать подобной зависимости позволяет использование метода группового учета аргументов [2].

Метод группового учета аргументов представляет собой семейство алгоритмов, направленных на выбор моделей оптимальной сложности в смысле количества параметров в заданном классе моделей.

Метод предполагает построение по множеству $X = (x_1, x_2, \dots, x_M)$ вещественнозначных признаков на основе априорной выборки данных $D = \{(X_n, y_n)\}_{n=1}^N$ оптимальной зависимости выходной переменной $y = f(Z)$, где $Z = (x_1, x_2, x_1^2, x_1 x_2, x_2^2, \dots, x_M^R)$.

МГУА включает ниже приведенные шаги.

1. Выбирается класс моделей (опорные функции) в котором производится последовательный перебор моделей увеличивающейся сложности (количества параметров). Наиболее часто для перебора моделей используются полиномы, в частности полином Колмогорова-Габора:

$$y = a_0 + \sum_{i=1}^M a_i x_i + \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M a_{ij} x_i x_j + \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M \sum_{k=1}^M a_{ijk} x_i x_j x_k,$$

где $A(a_1, a_2, \dots, a_M)$ – вектор коэффициентов модели.

2. Имеющаяся априорная информация X и y разбивается на две подвыборки, – обучающую X_o, y_o и тестовую (контрольную) X_c, y_c . Обучающая используется для настройки параметров моделей, а тестовая для расчета критерия качества моделей.

3. Выбирается внешний критерий качества модели, на основе которого отбираются лучшие модели. В качестве такого критерия могут выступать различные целевые функции. Наиболее часто в качестве внешнего критерия используется среднеквадратичная ошибка на контрольной (критерий регулярности):

$$\Delta^2(C \setminus o) = |y_C - Z_C \hat{a}_o|^2,$$

где $\hat{a}_o = (Z_o^T Z_o)^{-1} (Z_o^T y_o)$ – вектор оценки параметров модели на обучающей выборке.

4. В выбранном классе строятся различные варианты моделей. Для этого используются алгоритмы порождения, которые последовательно порождают модели возрастающей сложности до тех пор, пока не будет найден оптимум критерия качества модели.

Простейшим является комбинаторный алгоритм. Он имеет итерационную структуру. Такой алгоритм порождает все возможные линейные комбинации исходных аргументов, сложность которых не превосходит заранее заданную F_0 – число произведений свободных переменных т.е.

$$x_1 \rightarrow z_1, x_2 \rightarrow z_2, x_1^2 \rightarrow z_3, x_1 x_2 \rightarrow z_4, \dots, x_M^R \rightarrow z_{F_0}.$$

Для всех комбинаций Z входных аргументов X строятся модели неубывающей сложности:

$$\begin{aligned} y_1 &= a_{10} + a_{11} z_1, \\ y_2 &= a_{20} + a_{21} z_2, \\ y_3 &= a_{30} + a_{31} z_1 + a_{32} z_2, \\ &\vdots \\ y_k &= a_{k0} + a_{k1} z_1 + a_{k2} z_2 + \dots + a_{F_0} z_{F_0}. \end{aligned}$$

Параметры каждой модели оцениваются методом наименьших квадратов на обучающей выборке.

Применение МГУА позволяет формализовать процедуру выбора порядка сложности и настройки регрессионных и авторегрессионных моделей, применяемых для адаптации решающих правил в алгоритмах функционирования СО.

Для примера рассмотрим применение МГУА для адаптации решающего правила алгоритма обнаружения сейсмоакустического СО.

В качестве признаков в алгоритме обнаружения используются средние значения огибающей сигнала в окне фиксированной длительности, вычисленные для двух диапазонов частот (НЧ и ВЧ) по каждому из информационных каналов (сейсмическому и акустическому). Таким образом, имеется четыре признака $X = (x_{\text{НЧС}}, x_{\text{ВЧС}}, x_{\text{НЧА}}, x_{\text{ВЧА}})$, а решающее правило формируется машиной опорных векторов (*SVM*).

Из анализа сейсмоакустических сигналов [3, 4] известно, что помеховые факторы, обусловленные метеорологическими явлениями (ветер, осадки) локализуются в основном в высокочастотной области спектра сейсмического сигнала (признак $x_{\text{ВЧС}}$) и во всем спектре акустического (признаки $x_{\text{НЧА}}, x_{\text{ВЧА}}$), а наиболее информативной для задачи обнаружения движущихся объектов является низкочастотная область спектра сейсмического сигнала (признак $x_{\text{НЧС}}$).

Адаптация, в данном случае, может заключаться в построении регрессионной зависимости ВЧ сейсмического признака от акустических признаков $y_{\text{ВЧС}} = f(x_{\text{НЧА}}, x_{\text{ВЧА}})$, по которой будут вычисляться прогнозные значения $y_{\text{ВЧС}}$, и формировании решающего правила в двумерном признаковом пространстве $(x_{\text{НЧС}}, y_{\text{ВЧС}})$. Причем зависимость $y_{\text{ВЧС}} = f(x_{\text{НЧА}}, x_{\text{ВЧА}})$ строится только с использованием прецедентов класса «помехи», а итоговое решающее правило по всем имеющимся прецедентам.

Используемая для обучения и тестирования алгоритмов выборка включала более двадцати тысяч примеров класса «помехи» и четырех тысяч примеров класса «человек». Качество решения задачи разделения классов алгоритмом *SVM* в исходном признаковом пространстве достаточно низкое. Вероятность обнаружения составляет 0,86 при вероятности ложных тревог 0,006.

Для нахождения зависимости $y_{\text{ВЧС}} = f(x_{\text{НЧА}}, x_{\text{ВЧА}})$ методом МГУА использовался полином Колмогорова-Габора, в качестве внешнего критерия, – критерий регулярности. Значения внешнего и внутреннего критерия, полученные на каждой итерации МГУА приведены на рис. 1.

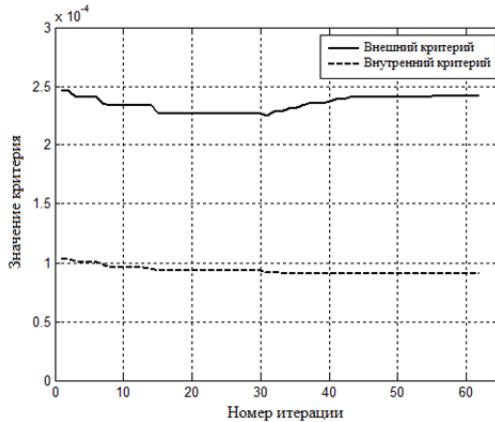


Рис. 1. Графики изменения значений внутреннего и внешнего критериев МГУА

Минимальное значение внешнего критерия обеспечивает модель пятого порядка, полученная на 32 шаге итерации. Эта модель используется для построения нового признака $y_{\text{ВЧС}}$. Новый признак используется совместно с исходным признаком $x_{\text{НЧС}}$ для построения решающего правила. Результат работы алгоритма *SVM* показан на рис. 2.

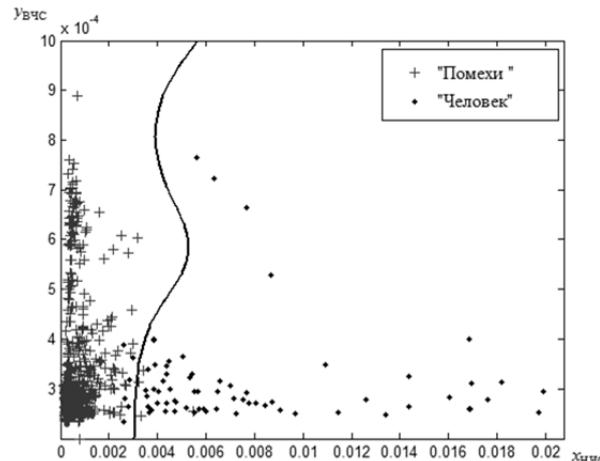


Рис. 2. Решающее правило алгоритма обнаружения человека

Новое решающее правило обеспечивает вероятность обнаружения 0,92 при вероятности ложных срабатываний 0,004.

Таким образом, применением указанного способа адаптации обеспечивается учет изменений информативных параметров при воздействии помех в новом признаковом пространстве, что позволяет повысить эффективность алгоритма распознавания при одновременном снижении размерности задачи.

Список литературы

1. Митрохин, М. А. Способ адаптации средств обнаружения на основе использования моделей временных рядов / М. А. Митрохин, С. М. Захаров, Н. Ю. Митрохина / Современные охранные технологии и средства обеспечения комплексной безопасности объектов : сб. науч. ст. X Всерос. науч.-технич. конф.– Пенза : Изд-во Пенз. гос. ун-та, 2014. – С. 296–299.
2. Ивахненко, А. Г. Моделирование сложных систем по экспериментальным данным / А. Г. Ивахненко, Ю. П. Юрачковский. – М. : Радио и связь, 1987. – 120 с.
3. Волчихин, В. И. Об использовании комбинирования акустических и сейсмических принципов обнаружения наземных объектов / В. И. Волчихин, В. А. Дудкин, А. А. Панков // Надежность и качество : тр. международ. симп. – 2011. – Т. 2. – С. 74–77.
4. Мясникова, Н. В. Использование метода Прони для анализа сейсмических сигналов идущего человека / Н. В. Мясникова, В. А. Дудкин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2009. – № 4. – С. 111–119.

БОРТОВАЯ СИСТЕМА ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ВЕКТОРА ВЕТРА НА СТОЯНКЕ, В СТАРТОВЫХ И ВЗЛЕТНО-ПОСАДОЧНЫХ РЕЖИМАХ ВЕРТОЛЕТА¹

А. В. Никитин

Казанский национальный исследовательский технический университет им. А. Н. Туполева, г. Казань, Россия

Рассматриваются конструктивная схема датчика ветра, алгоритмы обработки первичной информации и вычисление скорости и угла направления ветра относительно продольной оси вертолета на стоянке, стартовых и взлетно-посадочных режимах вертолета, результаты испытаний экспериментального образца бортовой системы в аэrodинамической трубе.

Измерение параметров вектора ветра на стоянке, при рулении и маневрировании по земной поверхности, при взлете и посадке, на режиме висения известными средствами [1, 2] ограничивается значительными аэродинамическими возмущениями, вносимыми вихревой колонной несущего винта.

Учитывая специфику аэродинамики вертолета на указанных режимах, предложено для определения параметров вектора ветра использовать информацию аэродинамического поля вихревой колонны несущего винта, а ее восприятие осуществить с помощью неподвижного комбинированного аэрометрического приемника – датчика ветра (рис. 1) [3].

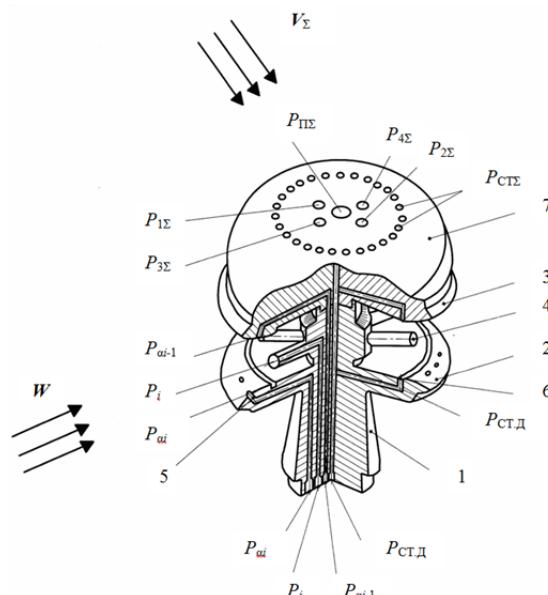


Рис. 1. Конструктивная схема датчика ветра на основе неподвижного комбинированного аэрометрического приемника

¹ Работа выполнена в рамках базовой части государственного задания в сфере научной деятельности по заданию Минобрнауки России № 2014/55 (НИР № 990).

Датчик содержит неподвижный многоканальный арометрический приемник 1, выполненный в виде двух разнесенных по высоте экранирующих дисков 2 и 3, между внутренними профилированными поверхностями которых в азимутальной плоскости под одинаковыми углами расположены трубы полного давления 4 для забора давлений P_i , определяющих величину W и горизонтальный угол направления ψ вектора ветра \mathbf{W} на стоячном режиме до запуска силовой установки несущего винта. На внутренних поверхностях экранирующих дисков 2 и 3 расположены кольцевые каналы 6 для забора дросселированного статического давления $P_{\text{ст.д}}$ при наличии ветра. На внутренних профилированных поверхностях экранирующих дисков 2 и 3 расположены отверстия для забора давлений $P_{\alpha i}$ и $P_{\alpha i-1}$, определяющих угол ветра в вертикальной плоскости. Для восприятия арометрической информации на режиме маневрирования по земле и на взлетно-посадочных (полетных) режимах при вращении несущего винта вертолета, когда неподвижный датчик ветра находится в створе вихревой колонны несущего винта, на наружной поверхности экранирующего диска 3 установлен дополнительный арометрический приемник 7 в виде полусферы с диаметром, равным диаметру верхнего экранирующего диска. На поверхности полусферы на оси симметрии расположено отверстие, являющееся приемником полного давления $P_{\Pi \Sigma}$ результирующего воздушного потока вихревой колонны, определяемой вектором скорости \mathbf{V}_{Σ} . В плоскости, параллельной плоскости симметрии вертолета, под углом ϕ_{01} к оси симметрии, симметрично расположены отверстия, являющиеся приемниками давлений P_1 и P_2 . В плоскости, перпендикулярной плоскости симметрии вертолета, под углом ϕ_{02} к оси симметрии, расположены отверстия, являющиеся приемниками давлений P_3 и P_4 . Перпендикулярно оси симметрии сферического приемника, на его поверхности по окружности расположены отверстия, являющиеся приемниками статического давления $P_{\text{ст}\Sigma}$ результирующего набегающего воздушного потока колонны.

При рулении и маневрировании по земле и на взлетно-посадочных (полетных) режимах, за меру величин составляющих вектора скорости ветра \mathbf{W} и вектора истинной воздушной скорости \mathbf{V}_B вертолета принимается угловое положение воздушного потока вихревой колонны, определяемое углами скоса ϕ_1 и ϕ_2 , которые регистрируются ортогонально расположенным приемниками давлений P_1 и P_2 , P_3 и P_4 .

Давления P_1 и P_2 , P_3 и P_4 , $P_{\Pi \Sigma}$ и $P_{\text{ст}\Sigma}$ воспринимаемые дополнительным арометрическим приемником, подключены ко входам пневмоэлектрических преобразователей 4 (рис. 2), выходы которых через последовательно соединенные мультиплексор 5 и аналого-цифровой преобразователь 6 подключены к микропроцессору 7. На вход мультиплексора 5 через электроизмерительную схему 8 также подключены выходы приемника температуры торможения $T_{\text{тг}}$ результирующего набегающего воздушного потока вихревой колонны несущего винта и выходы пневмоэлектрических преобразователей 9, на входы которых подаются давления P_i , $P_{\alpha i}$, $P_{\alpha i-1}$, $P_{\text{ст.д}}$ воспринимаемые неподвижным, многоканальным, проточным арометрическим приемником 1, а также выходные сигналы доплеровского измерителя скорости и угла скоса (ДИСС) и спутниковой навигационной системы (СНС).

Выход микропроцессора является выходом арометрического канала по величине W и направлению ψ (или продольной W_x и боковой W_z составляющим вектора скорости ветра \mathbf{W}); истинной воздушной скорости V_B , углам атаки α и скольжения β .

На стоянке величина W и угол направления ψ , а следовательно, продольная W_x и боковая W_z составляющие вектора скорости ветра \mathbf{W} , а также статическое давление P_{H_0} определяются по давлениям P_i и $P_{\text{ст.д}}$, воспринимаемым посредством трубок полного давления 4 и кольцевого приемника 6 дросселированного статического давления неподвижного многоканального проточного арометрического приемника 1 (рис. 1).

Как показано в работе [4], угловая координата ψ вектора скорости ветра \mathbf{W} в исходной системе координат будет определяться выражением

$$\psi = \psi_{mi} \pm (\theta_{\max} - \theta_x)t_0; \quad \psi_{mi} = \frac{360}{n}i, \quad (1)$$

где t_0 – координатный шаг сплайн-функции, реализующей аппроксимирующий полином $P_i = f(\theta)$ в безразмерной системе координат θ , например при количестве трубок i полного давления $n = 6$, $t_0 = 60^\circ$.

По значению $P_{i \max}$, соответствующему совпадению оси i -ой трубы полного давления с направлением набегающего воздушного потока ($\psi = 0$), определяется численное значение величины W скорости ветра с использованием выражения вида:

$$W = \sqrt{\frac{2}{\rho_{H_0}}(P_{i \max} - P_{H_0})} = \sqrt{\frac{2P_0 T_0}{P_{H_0} T_{H_0} \rho_0}(P_{i \max} - P_{H_0})}, \quad (2)$$

где $\rho_{H_0} = \rho_0 \frac{P_{H_0} T_{H_0}}{T_0 P_0}$ – плотность воздуха на высоте стоянке H_0 ; P_{H_0} и T_{H_0} – статическое давление и абсолютная температура на высоте стоянки H_0 ; $P_0 = 760$ мм рт.ст. = 101325 Па, $T_0 = 288,15$ К и $\rho_0 = 1,225$ кг/м³ – статическое давление, абсолютная температура и плотность воздуха на высоте $H = 0$ стандартной атмосферы.

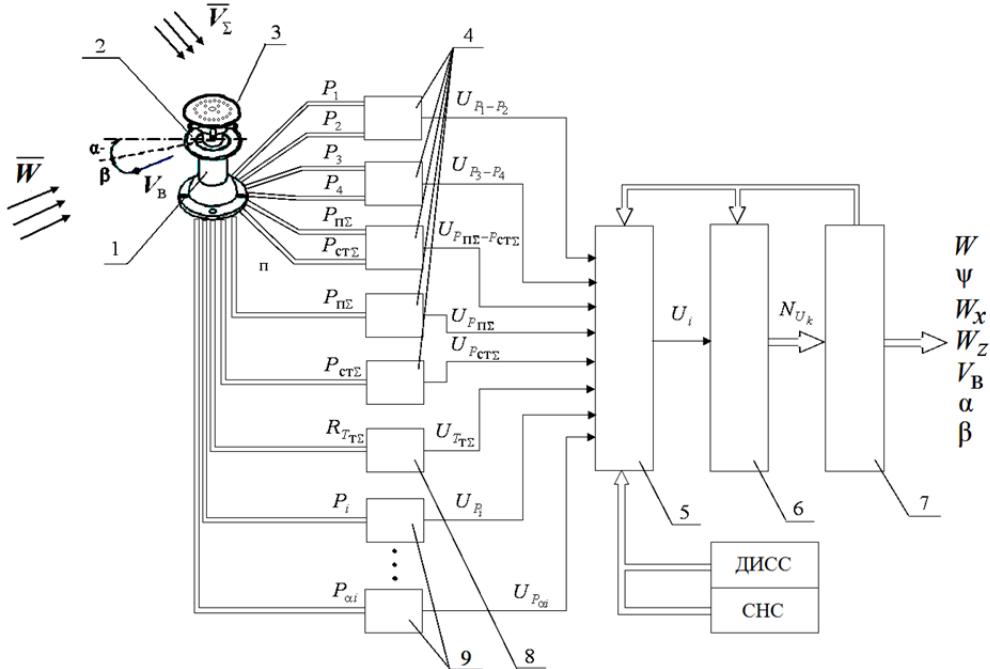


Рис. 2. Функциональная схема системы измерения параметров вектора ветра

При работе двигательной установки и раскрутки трансмиссии, при рулении и маневрировании по земной поверхности, на взлетно-посадочных режимах, при снижении и на режиме висения для определения параметров вектора ветра W и вектора истинной воздушной скорости V_B вертолета предлагается использовать информацию аэродинамического поля вихревой колонны несущего винта. В качестве информативного параметра аэродинамического поля вихревой колонны несущего винта вертолета используется вектор скорости V_Σ в виде геометрической суммы стационарных составляющих вектора скорости V воздушного потока, формируемого движением вертолета относительно окружающей среды или вектором скорости ветра W , и вектором скорости V_i индуктивного воздушного потока, создаваемого несущим винтом вертолета, т.е. $V_\Sigma = V + V_i$. За меру величин составляющих вектора скорости ветра W и вектора истинной воздушной скорости V_B вертолета принимается угловое положение вектора скорости V_Σ результирующего воздушного потока вихревой колонны несущего винта, относительно неподвижного датчика воздушных сигналов, которое регистрируется ортогонально расположенным приемником давлений P_1 и P_2 , P_3 и P_4 на поверхности полусферического приемника.

Величину V_Σ скорости результирующего набегающего воздушного потока можно определить поному $P_{\Pi\Sigma}$ и статическому $P_{CT\Sigma}$ давлениям и температуре $T_{T\Sigma}$ заторможенного результирующего воздушного потока, воспринимаемой приемником температуры торможения, используя зависимость [5]:

$$V_\Sigma = 44,826 \sqrt{\frac{T_{T\Sigma} \left[\left(\frac{P_{\Pi\Sigma}}{P_{CT\Sigma}} \right)^{0,2857143} - 1 \right]}{\left(\frac{P_{\Pi\Sigma}}{P_{CT\Sigma}} \right)^{0,2857143}}}, \quad (3)$$

где параметры, входящие в формулу (5) имеют размерности в единицах системы СИ.

Для конкретного места установки неподвижного датчика воздушных сигналов на фюзеляже вертолета составляющие V_{ix}, V_{iy}, V_{iz} вектора индуктивного потока V_i в связанной системе координат можно описать уравнениями вида [5]:

$$V_{ix} = k_{ix}|V_{i0}|; V_{iy} = k_{iy}|V_{i0}|; V_{iz} = k_{iz}|V_{i0}|, \quad (4)$$

где k_{ix}, k_{iy}, k_{iz} – безразмерные коэффициенты, зависящие от величины (модуля) вектора скорости V , угла атаки α , угла скольжения β и других параметров полета вертолета, определяемые по результатам летных

испытаний системы на вертолете; $|V_{i0}| = \sqrt{\frac{Gn_y}{2\chi\rho_H F}}$ – модуль вектора скорости V_i индуктивного потока на режиме висения ($V = 0$); G – текущий вес вертолета; n_y – нормальная перегрузка; $\rho_H = \frac{P_H T_H}{T_0 P_0} \rho_0$ – плотность воздуха на высоте полета H ; P_H и T_H – статическое давление и температура на высоте H ; F – площадь, омываемая несущим винтом вертолета; χ – коэффициент заполнения несущего винта.

Поскольку неподвижный датчик воздушных сигналов расположен на фюзеляже на определенном радиусе-векторе \mathbf{R} от центра масс вертолета, то при вращении вертолета относительно центра масс имеет место кинематическое искажение вектора скорости \mathbf{V} невозмущенного воздушного потока, набегающего на приемник.

Проекции кинематически искаженного вектора \mathbf{V}_k на оси связанный системы координат определяются как

$$V_{kx} = V_x + (\omega_y z - \omega_z y); V_{ky} = V_y + (\omega_z x - \omega_x z); V_{kz} = V_z + (\omega_x y - \omega_y x), \quad (5)$$

где $\omega_x, \omega_y, \omega_z$ – угловые скорости вращения вертолета относительно осей связанный системы координат; x, y, z – координаты места установки многофункционального аэрометрического приемника в связанный системе координат, центр которой находится в центре масс вертолета.

По давлениям P_1, P_2 и P_3, P_4 , воспринимаемым отверстиями, расположеннымными на верхней поверхности полусферического приемника (рис. 1), используя известные соотношения, можно вычислить углы ϕ_1 и ϕ_2 , определяющие положение вектора скорости \mathbf{V}_Σ результирующего набегающего воздушного потока вихревой колонны несущего винта вертолета относительно осей приемника.

Тогда по давлениям P_1 и P_2, P_3 и $P_4, P_{\Pi\Sigma}$ и $P_{CT\Sigma}$ и по температуре торможения T_{Σ} , после их преобразования в электрические сигналы с помощью пневмоэлектрических преобразователей 4 и 8 и ввода через мультиплексор 5 и аналого-цифровой преобразователь 6 в микропроцессор 7 (рис. 2), параметры вектора истинной воздушной скорости вертолета при рулении и маневрировании по земной поверхности и на взлетно-посадочных режимах вычисляются в соответствии с уравнениями вида:

$$\begin{aligned} V_x &= V_\Sigma \cos \left[90^\circ - \frac{1}{2} \arcsin \left(\frac{4}{9 \sin 2\phi_{01}} \frac{P_1 - P_2}{P_{\Pi\Sigma} - P_{CT\Sigma}} \right) \right] \times \\ &\quad \times \cos \left[90^\circ - \frac{1}{2} \arcsin \left(\frac{4}{9 \sin 2\phi_{02}} \frac{P_3 - P_4}{P_{\Pi\Sigma} - P_{CT\Sigma}} \right) \right] - K_{ix} |V_{i0}| - (\omega_y x - \omega_z z); \\ V_y &= V_\Sigma \sin \left[90^\circ - \frac{1}{2} \arcsin \left(\frac{4}{9 \sin 2\phi_{01}} \frac{P_1 - P_2}{P_{\Pi\Sigma} - P_{CT\Sigma}} \right) \right] \times \\ &\quad \times \cos \left[90^\circ - \frac{1}{2} \arcsin \left(\frac{4}{9 \sin 2\phi_{02}} \frac{P_3 - P_4}{P_{\Pi\Sigma} - P_{CT\Sigma}} \right) \right] - K_{iy} |V_{i0}| - (\omega_z x - \omega_x z); \\ V_z &= V_\Sigma \sin \left[90^\circ - \frac{1}{2} \arcsin \left(\frac{4}{9 \sin 2\phi_{02}} \frac{P_3 - P_4}{P_{\Pi\Sigma} - P_{CT\Sigma}} \right) \right] - K_{iz} |V_{i0}| - (\omega_x y - \omega_y x); \\ V_B &= \sqrt{V_x^2 + V_y^2 + V_z^2}; \quad \alpha = \arctg \frac{V_y}{V_x}; \quad \beta = \arcsin \frac{V_z}{\sqrt{V_x^2 + V_y^2 + V_z^2}} = \arcsin \frac{V_z}{V_B}. \end{aligned} \quad (6)$$

При наличии на вертолете приемника спутниковой навигационной системы (СНС) можно определить скорость V_p движения вертолета по земной поверхности, в соответствии с которой вычисляется скорость ветра $W = V_B \pm V_p$ при рулении и маневрировании вертолета по земле. Направление ψ вектора ветра \mathbf{W} будет определяться значением угла скольжения $\beta = \psi$.

Используя информацию о величине V_p и углу скольжения ψ_c вектора путевой скорости \mathbf{V}_p вертолета от доплеровского измерителя скорости и угла скольжения (ДИСС) и информацию о составляющих вектора истинной воздушной скорости, можно определить величину W и направление ψ вектора скорости ветра \mathbf{W} или продольную W_x и боковую W_z составляющие вектора ветра на взлетно-посадочных режимах:

$$\Psi = \beta + \psi_c; W_x = V_p - V_p \cos \psi; W_z = V_p - V_p \sin \psi; W = \sqrt{W_x^2 + W_z^2}. \quad (7)$$

Как показали результаты испытаний экспериментального образца системы в аэродинамической трубе, инструментальная погрешность канала измерения скорости ветра на стоянке до запуска силовой установки с вероятностью 0,95 не превышает $\Delta W = \pm 0,55 \dots 0,83$ м/с, угла направления вектора ветра – $\Delta \psi = \pm 1,5 \dots 2^\circ$.

На стартовых и взлетно-посадочных режимах, когда датчик воздушных сигналов находится в створе вихревой колонны несущего винта инструментальные погрешности измерения продольной V_x и боковой V_z составляющих вектора истинной воздушной скорости не превышают $\Delta V_x = V_z = \pm 2 \dots 4$ км/ч [6].

Таким образом, предлагаемая бортовая система измерения параметров вектора ветра решает задачу информационного обеспечения экипажа вертолета на стоянке, при рулении и маневрировании по земной поверхности (стартовые режимы), на взлетно-посадочных режимах.

Список литературы

1. Тихомиров, А. А. Ультразвуковые анемометры и термометры для измерения пульсаций скорости и температуры воздушных потоков. Обзор / А. А. Тихомиров // Оптика атмосферы и океана. – 2011. – Т. 23, № 7. – С. 585–600.
2. Автоматические метеостанции АМК-03 и их модификации / А. А. Азбукин, Л. Я. Богушевич, А. А. Кобров, В. А. Корольков, А. А. Тихомиров, В. Д. Шелевой // Датчики и системы. – 2012. – №3. – С. 42–52.
3. Патент 2426995 Российской Федерации МПК G 01 P 5/00. Система измерения малых воздушных скоростей вертолета / Солдаткин В. В., Солдаткин В. М., Порунов Н. А., Макаров Н. Н., Белов В. П., Истомин Д. А. – Заявл. 23.11.2009 ; опубл. 20.08.2011 ; Бюл. № 23.
4. Солдаткин, В. М. Методы и средства измерения аэродинамических углов летательных аппаратов / В. М. Солдаткин. – Казань: Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2001. – 448 с.
5. Солдаткин, В. В. Система воздушных сигналов вертолета на основе неподвижного аэротермического приемника и информации аэродинамического поля вихревой колонны несущего винта : моногр. / В. В. Солдаткин. – Казань: Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2012. – 284 с.
6. Никитин, А. В. Бортовая система измерения параметров вектора ветра на стоянке и взлетно-посадочных режимах вертолета : автореф. дис. ... канд. техн. наук / Никитин А. В. – Казань, 2015. – 16 с.

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ВЫДЕЛЕНИЯ ТРЕНДОВОЙ И ПЕРИОДИЧЕСКОЙ СОСТАВЛЯЮЩИХ ПАРАМЕТРОВ СЕТЕВОЙ ВОДЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СИНГУЛЯРНОГО РАЗЛОЖЕНИЯ

A. D. Семенов, A. A. Кателкин

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Д. А. Сотников

ОАО «Волжская ТГК», г. Пенза, Россия

Рассмотрены вопросы выделения трендовой и периодической составляющих временного ряда в рамках метода сингулярного разложения траекторной матрицы, приведен пример анализа собственных векторов матриц для дальнейшего определения составляющих параметров сетевой воды.

Выделение трендовой составляющей временного ряда основано либо на его аппроксимации какой-либо монотонной функцией, либо на низкочастотной фильтрации [1]. Недостатки каждого из этих методов очевидны. В 70–80-х годах прошлого столетия возникла идея анализа временных рядов, основанная на сингулярном разложении матрицы, полученной с помощью однопараметрической сдвиговой процедуры исходного ряда [2].

Если задан временной ряд $f(t)$ длины N , образованный последовательностью равноотстоящих значений функции $F = (f_0, \dots, f_{N-1})$ то искомая (траекторная) матрица принимает вид:

$$\mathbf{X} = \begin{pmatrix} f_0 f_1 f_2 \dots f_{K-1} \\ f_1 f_2 f_3 \dots f_K \\ f_2 f_3 f_4 \dots f_{K+1} \\ \vdots \\ f_{L-1} f_L f_{L+1} \dots f_{N-1} \end{pmatrix},$$

где L – некоторое число, называемое длиной окна, причем $1 < L < N$, $K = N - L + 1$.

Одной из трудностей, возникающих при таком разложении, является выбор длины окна L , на основе которого формируется исходная матрица. Многочисленные рекомендации по выбору длины окна приводятся в [3].

Если основываться на допущениях о разделимости исходного временного ряда, то возможна группировка элементарных матриц \mathbf{X}_i , получающихся в результате сингулярного разложения исходной матрицы $\mathbf{X} = \sum \mathbf{X}_i$, на ряд групп, образующих в результате диагонального усреднения, а именно, трендовую $f_T(t)$, периодическую $f_P(t)$ и случайную $f_C(t)$ составляющие исходного ряда:

$$f(t) = f_T(t) + f_P(t) + f_C(t).$$

При этом трендовая составляющая не должна содержать других составляющих и ее дисперсия должна быть минимальна $\|f_T(t)\| - \min$. Следовательно, при выборе длины окна L нужно стремиться минимизировать дисперсию трендовой составляющей.

В качестве примера рассмотрим числовой ряд изменения массового расхода сетевой воды, поступающей по подающему трубопроводу. Априори известно [4], что этот ряд содержит все три составляющие, причем массовый расход возрастает с течением времени (с наступлением отопительного сезона), т.е. имеет место четко выраженный тренд изменения расхода.

На рис. 1 показано изменение расхода сетевой воды.

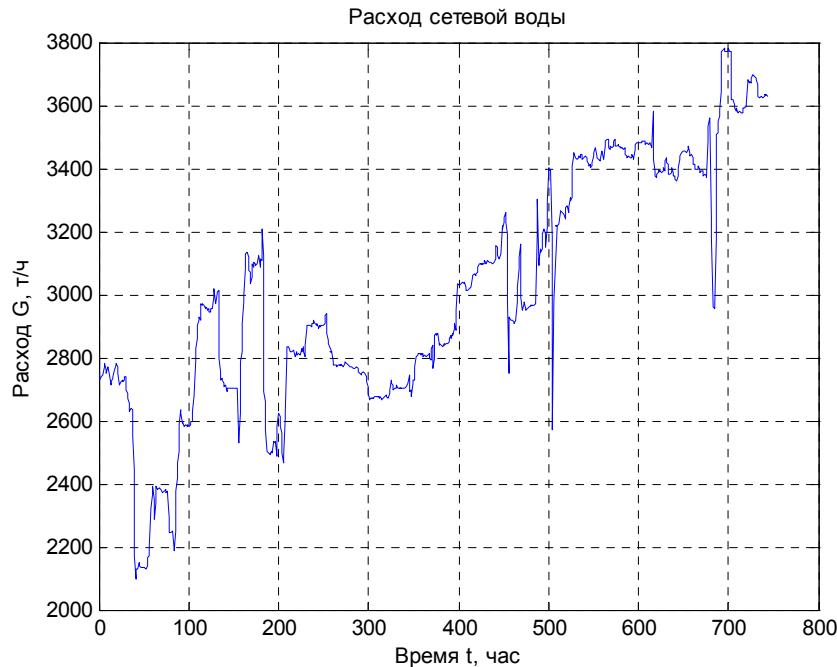


Рис. 1. Изменение массового расхода сетевой воды

Анализ одномерных графиков собственных векторов, полученных из элементарных матриц X_i , путем их диагонального усреднения позволил установить, что наибольший вклад в исходный временной ряд (более 90 %) вносит медленно изменяющийся первый собственный вектор, который и является трендовой составляющей исходного ряда.

На рис. 2 приведено изменение первого собственного вектора в зависимости от длины окна L .

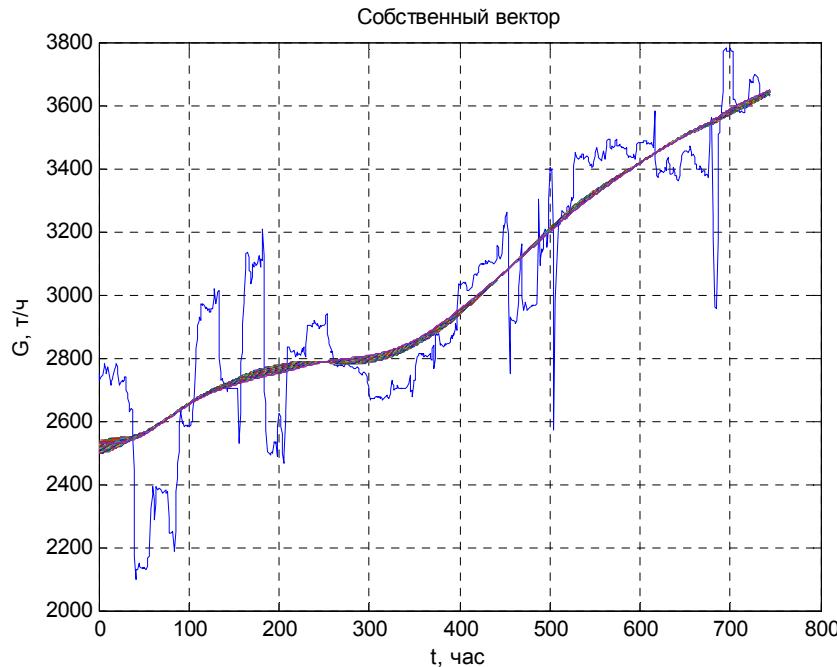


Рис. 2. Изменение первого собственного вектора в зависимости от длины окна L

На рис. 3 показано изменение дисперсии первого собственного вектора в зависимости от длины окна L .

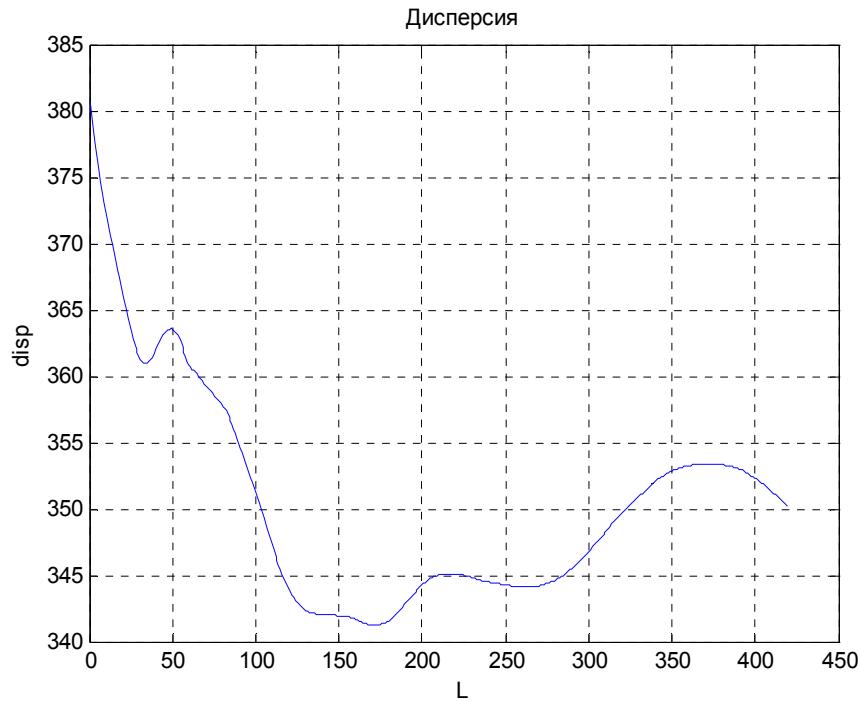


Рис. 3. Изменение дисперсии первого собственного вектора в зависимости от длины окна L

График дисперсии имеет четко выраженный минимум при $L = 171$, что подтверждает предположение об экстремальной зависимости дисперсии трендовой составляющей от длины окна L .

На рис. 4 показано изменение первого собственного вектора или трендовой составляющей временно-го ряда массового расхода сетевой воды при длине окна $L = 171$.

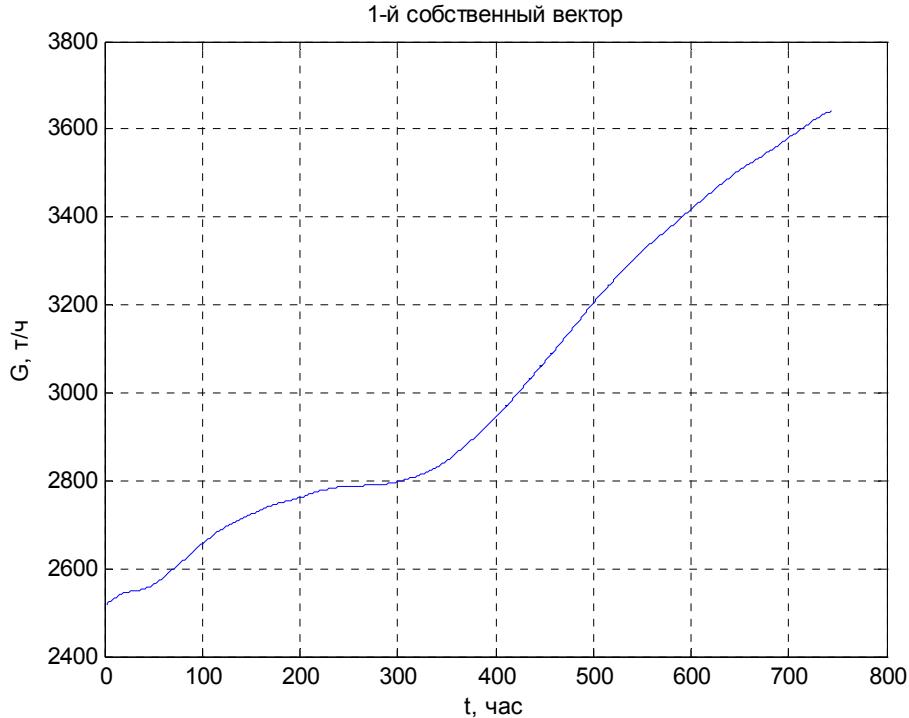


Рис. 4. Изменение трендовой составляющей временного ряда массового расхода сетевой воды

Рассмотрение десятичных логарифмов собственных чисел D траекторной матрицы X (рис. 5) позволяет ограничиться первыми пятью собственными векторами при аппроксимации исходного временного ряда.

Остальные составляющие малозначимы и определяют случайную составляющую анализируемого ряда. Первый собственный вектор, как уже отмечалось, определяет тренд, векторы со второго по пятый формируют периодическую составляющую ряда, остальные векторы – случайную составляющую (рис. 6).

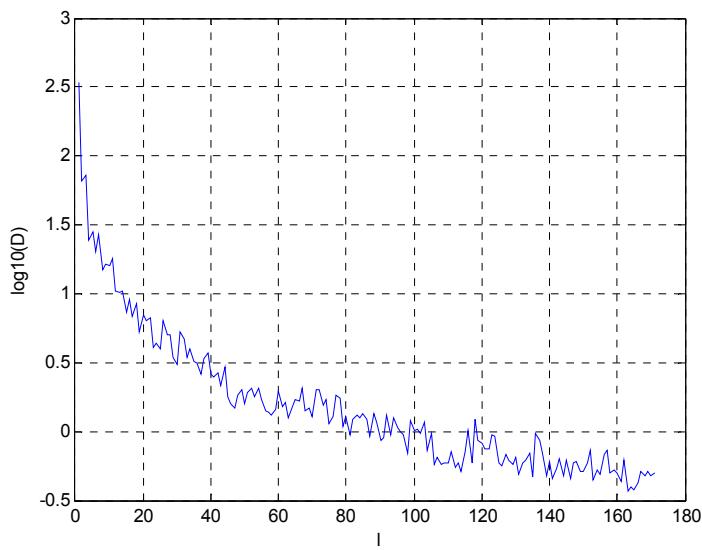


Рис. 5. Десятичные логарифмы собственных чисел D траекторной матрицы

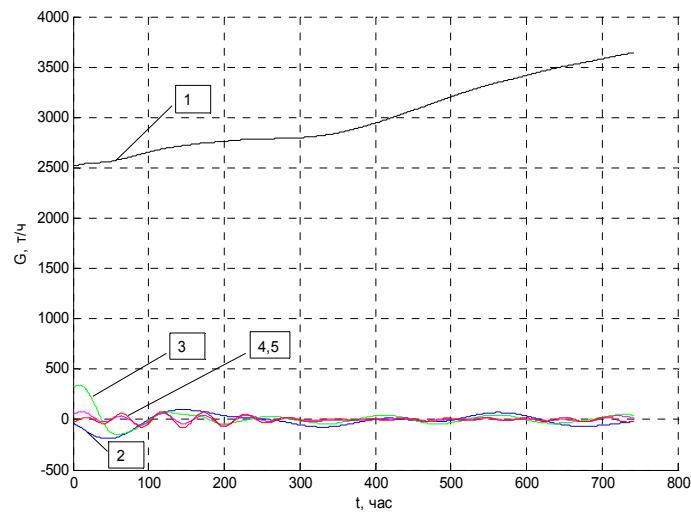


Рис. 6. Собственные векторы траекторной матрицы временного ряда при длине окна $L = 171$

Список литературы

- Бриллинджер, Д. Временные ряды. Обработка данных и теория / Д. Бриллинджер. – М. : Мир. 1980. – 536 с.
- Broomhead, D. Extracting qualitative dynamics from experimental data / D. Broomhead, G. King // Physica D. – 1986.– Vol. 20. – P. 217–236.
- Голяндина, Н. Э. Метод «Гусеница» – SSA: анализ временных рядов: учеб. пособие / Н. Э. Голяндина. – СПб. : ВВМ, 2004. – 52 с.
- Семенов, А. Д. Влияние физико-механических свойств ставки кип на внешнюю неровноту ее переработки / А. Д. Семенов, В. В. Волков, В. В. Котов // Известия высших учебных заведений. Технология текстильной промышленности. – № 1. – С. 48–51.

СИСТЕМА ВОЗДУШНЫХ СИГНАЛОВ ВЕРТОЛЕТА НА ОСНОВЕ ИНФОРМАЦИИ АЭРОДИНАМИЧЕСКОГО ПОЛЯ ВИХРЕВОЙ КОЛОННЫ НЕСУЩЕГО ВИНТА¹

B. B. Солдаткин

Казанский национальный исследовательский технический университет им. А. Н. Туполева, г. Казань, Россия

Рассматриваются конструктивная схема, многофункционального датчика первичной аэрометрической информации, алгоритмы обработки информативных сигналов, особенности реализации и результаты трубных испытаний экспериментального образца системы воздушных сигналов вертолета на основе информации аэродинамического поля вихревой колонны несущего винта.

¹ Работа выполнена в рамках базовой части государственного задания в сфере научной деятельности по заданию Минобрнауки России № 2014/55 (НИР № 990).

Измерение воздушных сигналов вертолета затрудняется аэродинамическими искажениями, вносимыми индуктивными потоками несущего винта, особенно в области малых скоростей полета, когда фюзеляж и установленные на нем приемники аэрометрической информации находятся в створе вихревой колонны несущего винта. При этом пространственный характер потока, воспринимаемого аэрометрическими приемниками, а также способностью вертолета совершать движения вперед – назад, вправо – влево, полет на режиме висения ограничивают использование традиционных для самолетов средств измерения воздушных сигналов [1, 2].

Одним из направлений расширения нижней границы рабочих скоростей полета и диапазона измерения угла скольжения является построение системы воздушных сигналов вертолета на основе датчика первичной информации в виде неподвижного пространственно-распределенного многофункционального аэрометрического приемника и использования для целей измерения информации аэродинамического поля вихревой колонны несущего винта [3].

Как показывает анализ аэродинамического поля вблизи фюзеляжа вертолета [5], вектор скорости V_Σ результирующего воздушного потока вихревой колонны несущего винта, воспринимаемый приемником аэрометрической информации, можно представить в виде трех составляющих $\mathbf{V}_\Sigma = \mathbf{V} + \mathbf{V}_i + \mathbf{V}_\phi$, стационарной составляющей \mathbf{V} , обусловленной поступательным движением вертолета относительно воздушной среды, стационарной составляющей \mathbf{V}_i скорости индуктивного потока и воздушного потока за счет тяги несущего винта, флуктуационной составляющей \mathbf{V}_ϕ , обусловленной маховыми движениями лопастей и работой автомата перекоса, которая может быть выделена и в значительной степени отфильтрована от составляющих \mathbf{V} и \mathbf{V}_i в каналах системы воздушных сигналов вертолета.

Для восприятия информативных параметров аэродинамического поля вихревой колонны несущего винта предложено [3, 4] использовать неподвижный пространственно-распределенный многофункциональный аэрометрический приемник (рис. 1).

Для получения информации о высотно-скоростных параметрах вертолета в области малых и оконулевых скоростях полета, когда неподвижный многоканальный проточный приемник 1 находится в створе вихревой колонны несущего винта вертолета, на наружной поверхности верхнего экранирующего диска 3 установлен аэрометрический приемник 7.

В целях уменьшения аэродинамических искажений приемник 7 выполнен в виде полусферы с диаметром, равным диаметру верхнего экранирующего диска, которая установлена непосредственно на его внешней поверхности. На верхней поверхности полусферического приемника 7 на оси симметрии расположено отверстие 8, являющееся приемником полного давления $P_{\Pi\Sigma}$ результирующего воздушного потока вихревой колонны несущего винта. В плоскости, параллельной плоскости симметрии вертолета, под углом ϕ_{01} к оси симметрии на поверхности полусферического приемника симметрично расположены отверстия 9, являющиеся приемниками давлений P_1 и P_2 .

В плоскости, перпендикулярной плоскости симметрии вертолета симметрично под углом ϕ_{02} к оси симметрии на верхней поверхности полусферического приемника расположены отверстия 10, являющиеся приемниками давлений P_3 и P_4 . Перпендикулярно оси симметрии полусферического приемника на его поверхности по окружности расположены отверстия 11, объединенные в общий канал приемника статического давления $P_{CT\Sigma}$ результирующего набегающего воздушного потока вихревой колонны.

Модуль V_Σ скорости и плотность ρ_Σ результирующего набегающего воздушного потока можно определить по полному $P_{\Pi\Sigma}$ и статическому $P_{CT\Sigma}$ давлениям и температуре $T_{T\Sigma}$ заторможенного результирующего воздушного потока, воспринимаемой приемником температуры торможения, используя зависимости [3]:

$$V_\Sigma = \sqrt{\frac{T_{T\Sigma} \left[\left(\frac{P_{\Pi\Sigma} - P_{CT\Sigma}}{P_{CT\Sigma}} + 1 \right)^{0,285714285} - 1 \right]}{3,840034 \cdot 10^{-5} \left(\frac{P_{\Pi\Sigma} - P_{CT\Sigma}}{P_{CT\Sigma}} + 1 \right)^{0,285714285}}}, \quad \rho_\Sigma = \frac{P_{CT\Sigma}}{287,05287 T_{T\Sigma}} \left(\frac{P_{\Pi\Sigma} - P_{CT\Sigma}}{P_{CT\Sigma}} + 1 \right)^{0,2857143}, \quad (1)$$

где $T_{T\Sigma}$ – температура торможения результирующего воздушного потока, в градусах Кельвина; V_Σ – в км/ч.

Используя соотношение (1), проекции вектора \mathbf{V}_Σ результирующего воздушного потока на оси связанный с вертолетом системы координат определяются как:

$$V_{\Sigma x} = V_\Sigma \sin \phi_1 \cos \phi_2; \quad V_{\Sigma y} = V_\Sigma \cos \phi_1 \cos \phi_2; \quad V_{\Sigma z} = V_\Sigma \sin \phi_2,$$

где ϕ_1 и ϕ_2 – углы, определяющие положение вектора \mathbf{V}_Σ результирующего набегающего потока вихревой колонны относительно осей симметрии приемников давлений P_1 , P_2 и P_3 , P_4 . По давлениям P_1 , P_2 и P_3 , P_4 , воспринимаемым отверстиями 10 и 11, расположенными на верхней поверхности полусферического приемника 7 (см. рис. 1), можно определить углы ϕ_1 и ϕ_2 , определяющие положение вектора \mathbf{V}_Σ результиру-

ющего набегающего воздушного потока вихревой колонны несущего винта вертолета. Используя соотношения, приведенные в работе [5], связь давлений P_1, P_2 и P_3, P_4 с углами ϕ_1 и ϕ_2 , можно представить в виде

$$\frac{P_1 - P_2}{P_{\Pi\Sigma} - P_{CT\Sigma}} = \frac{9}{4} \sin 2\phi_{01} \sin 2\phi_1; \quad \frac{P_3 - P_4}{P_{\Pi\Sigma} - P_{CT\Sigma}} = \frac{9}{4} \sin 2\phi_{02} \sin 2\phi_2.$$

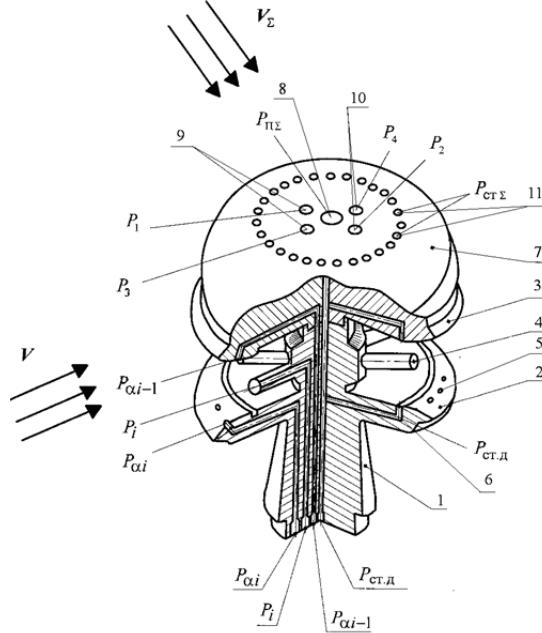


Рис. 1. Конструктивная схема неподвижного многофункционального арометрического приемника

Поскольку неподвижный арометрический приемник расположен на фюзеляже на определенном радиус-векторе $R(x, y, z)$ от центра масс вертолета, то при вращении вертолета относительно центра масс имеет место кинематическое искажение вектора \mathbf{V} скорости воздушного потока, обусловленное движением вертолета относительно окружающей среды, которое определяется уравнениями:

$$V_{kx} = V_x + (\omega_y z - \omega_x y); \quad V_{ky} = V_y + (\omega_z x - \omega_x z); \quad V_{kz} = V_z + (\omega_x y - \omega_y x),$$

где V_{kx}, V_{ky}, V_{kz} – проекции кинематически искаженного вектора \mathbf{V}_k скорости набегающего воздушного потока в месте установки арометрического приемника; $\omega_x, \omega_y, \omega_z$ – угловые скорости вращения вертолета относительно осей связанной системы координат; x, y, z – координаты места установки арометрического приемника в связанной системе координат, центр которой находится в центре масс вертолета.

Тогда составляющие V_x, V_y, V_z , величина V_B вектора \mathbf{V}_B истинной воздушной скорости, углы атаки α и скольжения β вертолета, статическое давление P_H , плотность ρ_H , барометрическая высота H и приборная скорость V_{np} определяются в соответствии с соотношениями вида:

$$\begin{aligned} V_x &= V_\Sigma \sin \left[\frac{1}{2} \arcsin \left(\frac{4}{9K_1(\phi_2, V_\Sigma) \sin 2\phi_{01}} \frac{P_1 - P_2}{P_{\Pi\Sigma} - P_{CT\Sigma}} \right) \right] \times \\ &\quad \times \cos \left[\frac{1}{2} \arcsin \left(\frac{4}{9K_2(\phi_1, V_\Sigma) \sin 2\phi_{02}} \frac{P_3 - P_4}{P_{\Pi\Sigma} - P_{CT\Sigma}} \right) \right] - K_{ix} |V_{i0}| - (\omega_y z - \omega_x y); \\ V_y &= V_\Sigma \cos \left[\frac{1}{2} \arcsin \left(\frac{4}{9K_1(\phi_2, V_\Sigma) \sin 2\phi_{01}} \frac{P_1 - P_2}{P_{\Pi\Sigma} - P_{CT\Sigma}} \right) \right] \times \\ &\quad \times \cos \left[\frac{1}{2} \arcsin \left(\frac{4}{9K_2(\phi_1, V_\Sigma) \sin 2\phi_{02}} \frac{P_3 - P_4}{P_{\Pi\Sigma} - P_{CT\Sigma}} \right) \right] - K_{iy} |V_{i0}| - (\omega_z x - \omega_x z); \\ V_z &= V_\Sigma \sin \left[\frac{1}{2} \arcsin \left(\frac{4}{9K_2(\phi_1, V_\Sigma) \sin 2\phi_{02}} \frac{P_3 - P_4}{P_{\Pi\Sigma} - P_{CT\Sigma}} \right) \right] \times \\ &\quad \times \cos \left[\frac{1}{2} \arcsin \left(\frac{4}{9K_1(\phi_2, V_\Sigma) \sin 2\phi_{01}} \frac{P_1 - P_2}{P_{\Pi\Sigma} - P_{CT\Sigma}} \right) \right] - K_{iz} |V_{i0}| - (\omega_x y - \omega_y x); \end{aligned}$$

$$V_B = \sqrt{V_x^2 + V_y^2 + V_z^2}; \alpha = \arctg \frac{V_y}{V_x}; \beta = \arcsin \frac{V_z}{\sqrt{V_x^2 + V_y^2 + V_z^2}} = \arcsin \frac{V_z}{V_B};$$

$$P_H = P_{CT\Sigma} - K_p \frac{\rho_\Sigma V_\Sigma^2}{2}; H_{a6c} = H = \frac{T_0}{\tau} \left[1 - \left(\frac{P_H}{P_0} \right)^{\tau R} \right]; \rho_H = \rho_0 \frac{P_H T_H}{P_0 T_0};$$

$$V_{np} = \sqrt{2gRT_0 \frac{k}{k-1} \left[\left(\frac{P_{дин}}{P_0} \right)^{\frac{k}{k-1}} \right]}; P_{дин} = 0,5\rho_H V_B^2,$$

где P_0 и T_0 – абсолютное давление и температура воздуха на уровне моря; R и k – удельная газовая постоянная и показатель адиабаты для воздуха; $|V_{i0}|$ – модуль вектора индуктивной скорости несущего винта вертолета на режиме висения; τ – температурный градиент; K_p , K_{ix} , K_{iy} , K_{iz} – безразмерные коэффициенты, зависящие от параметров полета и определяемые по результатам летных испытаний системы на вертолете; $K_1(\phi_2, V_\Sigma)$ и $K_2(\phi_1, V_\Sigma)$ – коэффициенты, учитывающие взаимное влияние углов Φ_1 и Φ_2 на распределение давлений P_1 , P_2 и P_3 , P_4 на поверхности полусферы, которые в общем случае зависят от величины V_Σ и определяются при тарировке АМП в аэродинамической трубе.

При выходе неподвижного многофункционального аэрометрического приемника из зоны вихревой колонны несущего винта высотно-скоростные параметры вертолета определяются по давлениям P_i , P_{ai} , P_{ai-1} , $P_{CT.D}$, воспринимаемым многоканальным проточным аэрометрическим приемником 1 (рис. 1), в соответствии с алгоритмами, приведенными в работах [6].

Угловая координата ψ вектора скорости V_B определяется выражением:

$$\psi = \beta = \psi_{mi} \pm (\theta_{max} - \theta_x) t_0,$$

где t_0 – координатный шаг сплайн-функции, реализующей аппроксимирующий полином $P_i = f(\theta)$ в безразмерной системе координат θ (при $n=6$ $t_0 = 60^\circ$); β – угол скольжения вертолета. По значению $P_{i max}$, соответствующему совпадению оси i -ой трубы полного давления с направлением набегающего воздушного потока ($\psi = \beta = 0$), определяется величина V_B вектора истинной воздушной скорости вертолета с использованием выражения вида

$$V_B = \sqrt{\frac{2}{\rho_H} (P_{i max} - P_H)} = \sqrt{\frac{2P_0 T_0}{\rho_0 P_H T_H} (P_{i max} - P_H)},$$

где $\rho_H = \rho_0 \frac{P_H T_H}{P_0 T_0}$ – плотность воздуха на высоте полета H ; P_H и T_H – статическое давление и абсолютная температура на высоте H ; $P_0 = 760 \text{ мм.рт.ст} = 101325 \text{ Па}$, $\rho_0 = 1,225 \text{ кг/м}^3$ и $T_0 = 288,15 \text{ К}$ – статическое давление, плотность воздуха и абсолютная температура на высоте $H = 0$ стандартной атмосферы.

Статическое давление P_H и абсолютная температура T_H на высоте H вертолета определяются по статическому давлению $P_{CT.D}$, воспринимаемому неподвижным проточным аэрометрическим приемником (рис. 1), и по показаниям бортового приемника температуры торможения T_{Σ} , установленного на фюзеляже вертолета.

По давлениям P_{ai} и P_{ai-1} , воспринимаемым отверстиями на нижнем и верхнем экранирующих дисках неподвижного многоканального проточного аэрометрического приемника, определяется положение α вектора скорости V набегающего воздушного потока в ортогональной плоскости, например по соотношению вида

$$\alpha = \arcsin \left(\frac{1}{2 \sin 2\phi_0} \frac{P_{ai} - P_{ai-1}}{P_{i max} - P_{CT.D}} \right),$$

где ϕ_0 – угол расположения приемных отверстий по каналу угла атаки.

По дросселированному статическому давлению $P_{CT.D}$, воспринимаемого канавками, установленными в характерном сечении проточного аэрометрического приемника, определяется барометрическая высота в соответствии со стандартной зависимостью

$$H = \frac{T_0}{\tau} \left[1 - \left(\frac{P_{CT.D}}{K_p P_0} \right)^{\tau R} \right],$$

где $\tau = 0,0065 \text{ К/м}$ – температурный градиент; $R = 29,27 \text{ м/К}$ – газовая постоянная воздуха.

На рис. 2 представлен общий вид и комплектация экспериментального промышленного образца системы: 1 – неподвижный аэрометрический приемник; 2 – электроизмерительная схема; 3 – устройство преобразования; 4 – ноутбук.



Рис. 2. Фотография экспериментального промышленного образца системы воздушных сигналов вертолета

Проведены испытания экспериментального промышленного образца системы в аэродинамической трубе Т3-К Казанского национального исследовательского технического университета им. А. Н. Туполева – КАИ.

Как показали трубные испытания, на режиме малых и оклонулевых скоростей полета вертолета, когда неподвижный аэрометрический приемник находится в зоне вихревой колонны несущего винта, экспериментальный промышленный образец обеспечивает измерение продольной V_x и боковой V_z составляющих вектора истинной воздушной скорости с инструментальной погрешностью, не превышающей значений $\Delta V_x = \Delta V_z = \pm 3,6...4$ км/ч, вертикальной составляющей V_y – с погрешностью не более $\Delta V_y = \pm 3,35...4,4$ км/ч.

Как показали трубные испытания экспериментального промышленного образца системы, при выходе датчика первичной информации из зоны вихревой колонны, инструментальная погрешность измерения угла скольжения в диапазоне $\pm 180^\circ$ не превышает значения $\Delta\beta = \pm 0,5...0,7^\circ$, инструментальная погрешность измерения истинной воздушной скорости при изменении угла скольжения в диапазоне $\pm 180^\circ$ – не более $\Delta V_B = \pm 2...3$ км/ч, колебания дросселированного статического давления $P_{CT,D}$, воспринимаемые в проточном канале неподвижного многоканального проточного аэрометрического приемника не превышает значения $\Delta P_{CT,D} = \pm 60...75$ Па, что соответствует погрешности определения барометрической высоты на уровне Земли не более $\Delta H = \pm 4...5$ м.

Применение рассмотренной системы воздушных сигналов на различных классах вертолетов позволит повысить безопасность полета, эффективность пилотирования и боевого применения, обеспечить надежность работы системы в условиях возможных резких возмущений аэродинамического поля вертолета, например, при пуске ракеты.

Список литературы

- Системы измерения воздушных параметров нового поколения / Н. В. Алексеев, В. Г. Кравцов, О. И. Назаров и др. // Авиакосмическое приборостроение. – 2003. – № 8. – С. 31–36.
- Анализ принципов построения систем измерения воздушных сигналов вертолета / В. К. Козицин, Н. Н. Макаров, А. А. Порунов, В. М. Солдаткин // Авиакосмическое приборостроение. – 2003. – № 10. – С. 2–13.
- Солдаткин, В. В. Система воздушных сигналов вертолета на основе неподвижного комбинированного аэрометрического приемника и информации аэродинамического поля вихревой колонны несущего винта : моногр. / В. В. Солдаткин. – Казань : Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2012. – 284 с.
- Патент RU 2427844 C1. Система воздушных сигналов вертолета / Солдаткин В. В., Солдаткин В. М., Порунов А. А., Никитин А. В., Макаров Н. Н., Кожевников В. И., Белов В. П., Истомин Д. А. – Заявл. 09.03.2010 ; опубл. 27.08.2011.
- Петунин, А. А. Методы и техника измерения параметров газового потока / А. А. Петунин. – М. : Машиностроение, 1972. – 332 с.
- Порунов, А. А. Всенаправленная система воздушных сигналов вертолета с неподвижным многоканальным аэрометрическим приемником / А. А. Порунов, В. В. Солдаткин, В. М. Солдаткин // Мехатроника, автоматизация, управление. – 2007. – № 3. – С. 8–14.

ВИХРЕВАЯ СИСТЕМА ВОЗДУШНЫХ СИГНАЛОВ ДОЗВУКОВОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА¹

E. C. Солдаткина

Казанский национальный исследовательский технический университет им. А. Н. Туполева, г. Казань, Россия

Раскрываются особенности построения, алгоритмы вычисления высотно-скоростных параметров, преимущества и области применения системы воздушных сигналов на основе вихревого датчика аэродинамического угла и истинной воздушной скорости.

При решении задач пилотирования и обеспечения безопасности полета самолета широко используется информация о величине и составляющих вектора истинной воздушной скорости, аэродинамических углах атаки и скольжения, барометрической высоте и приборной скорости, определяющих динамику движения самолета относительно окружающей воздушной среды [1].

Несмотря на достигнутые успехи, современные средства измерения указанных высотно-скоростных параметров полета самолета, не всегда удовлетворяют возрастающим требованиям по диапазону рабочих скоростей, точности и надежности работы в реальных условиях эксплуатации, получения интегрированной первичной информации с помощью одного датчика. При этом восприятие, передача, преобразование и обработка амплитудных информативных сигналов связаны с появлением методических и инструментальных погрешностей измерения [2, 3].

Принципиальная возможность достижения меньших потерь информации при выделении, преобразовании и обработке частотно-временных первичных информативных сигналов, а также естественная возможность получения выходных сигналов непосредственно в цифровой форме определяют перспективность построения системы воздушных сигналов на основе вихревого датчика аэродинамического угла и истинной воздушной скорости [4].

На рис. 1 приведена конструктивно-функциональная схема вихревой системы воздушных сигналов самолета. Здесь: 1 – клиновидные тела; 2 – приемник пульсаций давлений; 3 – устройства регистрации частот вихреобразования; 4 – устройство обработки; 5 – струевыпрямители; 6 – отверстие-приемник статического давления набегающего воздушного потока; 7 – пневмопровод; 8 – пневмоэлектрический преобразователь (датчик) абсолютного давления.

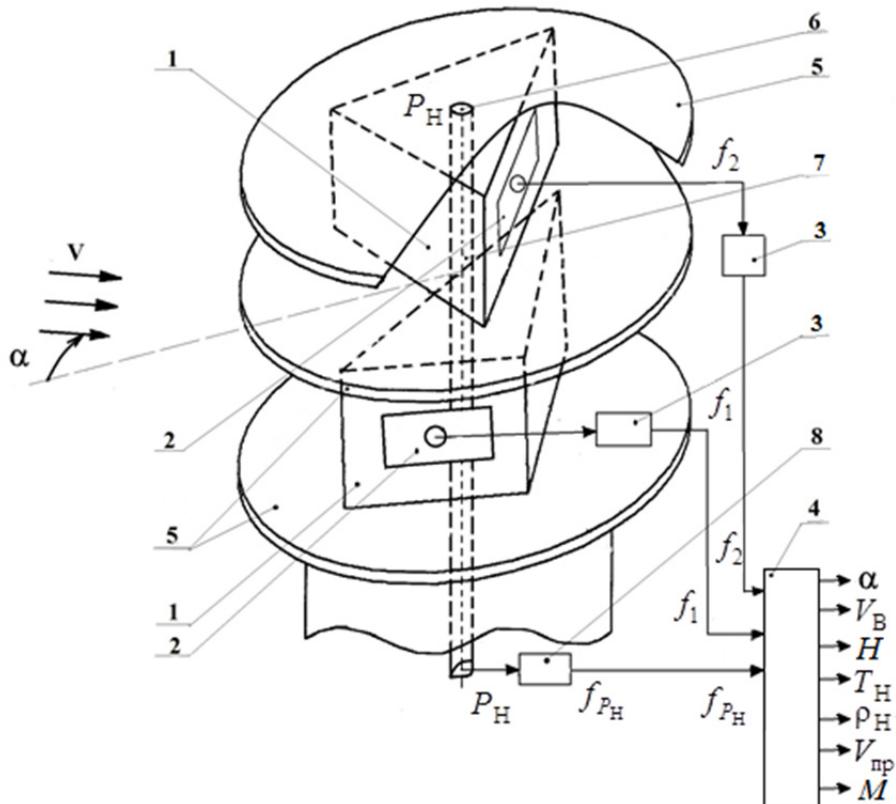


Рис. 1. Конструктивно-функциональная схема вихревой системы воздушных сигналов

Основным конструктивным элементом рассматриваемой системы воздушных сигналов является вихревой датчик аэродинамического угла и истинной воздушной скорости, который содержит два клиновид-

¹ Работа выполнена в рамках базовой части государственного задания в сфере научной деятельности по заданию Минобрнауки России № 2014/55 (НИР № 990).

ных тела I , расположенных ортогонально друг к другу и своими основаниями встречно набегающему воздушному потоку, вектор скорости V которого равен по величине и обратный по знаку вектору V_B истинной воздушной скорости, т.е. $V = -V_B$. На тыльных поверхностях клиновидных тел расположены приемники 2 пульсаций давлений, выходы которых подключены к устройствам 3 регистрации частот f_1 и f_2 вихреобразования за клиновидными телами. Выходы устройств 3 регистрации частот вихреобразования подключены ко входу устройства обработки 4 .

Вихревой датчик аэродинамического угла и истинной воздушной скорости устанавливается на летательном аппарате таким образом, чтобы общая ось клиновидных тел I была перпендикулярна плоскости изменения измеряемого аэродинамического угла α , а рабочие сечения клиновидных тел, с ортогонально расположенными основаниями, находились в плоскости измерения контролируемого аэродинамического угла α .

При изменении аэродинамического угла α клиновидные тела I будут находиться к направлению вектора скорости V набегающего воздушного потока под разными углами $\phi_1 = \phi_0 + \alpha$ и $\phi_2 = \phi_0 - \alpha$, где $2\phi_0$ – угол установки оснований клиновидных тел, что приводит к изменению частот f_1 и f_2 вихреобразования за телами.

Приемники 2 , расположенные за клиновидными телами, воспринимают пульсации давлений на тыльных поверхностях клиновидных тел, которые регистрируются пневмоэлектрическими преобразователями 2 , установленными внутри клиновидных тел I . Выходные сигналы пневмоэлектрических преобразователей 2 поступают на входы устройств регистрации частот 3 , которые измеряют частоты f_1 и f_2 вихреобразования за клиновидными телами I .

Частоты f_1 и f_2 вихреобразования за клиновидными телами с характерным размером l , основания которых расположены ортогонально друг к другу под углом $2\phi_0 = 90^\circ$, будут определяться соотношениями вида

$$\begin{aligned} f_1 &= \frac{Sh}{l} \frac{V_B}{\sin(\phi_0 + \alpha)} = \frac{Sh}{l} \frac{V_B}{\sin \phi_0 \cos \alpha + \cos \phi_0 \sin \alpha} = \sqrt{2} \frac{Sh}{l} \frac{V_B}{\cos \alpha + \sin \alpha}; \\ f_2 &= \frac{Sh}{l} \frac{V_B}{\sin(\phi_0 - \alpha)} = \frac{Sh}{l} \frac{V_B}{\sin \phi_0 \cos \alpha - \cos \phi_0 \sin \alpha} = \sqrt{2} \frac{Sh}{l} \frac{V_B}{\cos \alpha - \sin \alpha}. \end{aligned} \quad (1)$$

Измеренные частоты f_1 и f_2 поступают на вход устройства обработки 4 , выполненного в виде вычислителя, на выходе которого формируются значения аэродинамического угла α и истинной воздушной скорости V_B в соответствии с уравнениями

$$\alpha = \arctg \frac{f_2 - f_1}{f_1 + f_2}; \quad V_B = \frac{1}{\sqrt{2}Sh} \frac{f_1 f_2}{\sqrt{f_1^2 + f_2^2}} \quad (2)$$

где f_1 и f_2 – частоты вихреобразования за клиновидными телами; Sh – число Струхаля; α и V_B – измеряемый аэродинамический угол и истинная воздушная скорость.

При конструктивной реализации вихревого датчика аэродинамического угла и истинной воздушной скорости клиновидные тела располагаются на одной оси друг над другом. С целью обеспечения измерения в трехмерном набегающем потоке и устранения влияния другого аэродинамического угла β самолета, перпендикулярно общей оси клиновидных тел установлены струевыпрямители, выполненные в виде тонких дисков 5 , расположенных на верхних и нижних основаниях обоих клиновидных тел I и выделяющих в набегающем воздушном потоке зоны вихреобразования клиновидных тел. Это снижает влияние скоса набегающего потока в плоскости, перпендикулярной плоскости измерения, а, следовательно, уменьшает погрешности, обусловленные этим скосом потока.

Как показано в работе [7], диапазон рабочих скоростей вихревого датчика аэродинамического угла и истинной воздушной скорости ограничен дозвуковыми скоростями полета ($30\dots1200$ км/ч), диапазон измерения аэродинамического угла находится в интервале $[-15^\circ\dots+35^\circ]$. Среднеквадратические погрешности вихревого датчика по каналу истинной воздушной скорости не превышает значения $\sigma_{\Delta V} = 3,7$ км/ч, по каналу аэродинамического угла – $\sigma_{\Delta \alpha} = 0,15^\circ$ [8].

Для расширения функциональных возможностей вихревого датчика аэродинамического угла и истинной воздушной скорости и обеспечения измерения других высотно-скоростных параметров, на верхней или нижней поверхности одного струевыпрямителя 5 , например, верхнего, установлен отверстие-приемник 6 статического давления P_H набегающего воздушного потока, который через пневмопровод 7 связан со входом пневмоэлектрического преобразователя (датчика) 8 абсолютного давления преимущественно с частотным выходным сигналом. Выход пневмоэлектрического преобразователя (датчика) 9 в виде частоты f_{P_H} , пропорциональной статическому давлению P_H набегающего воздушного потока, подключен ко входу устройства обработки 4 . Устройство обработки 4 выполнено в виде вычислителя, реализующего соответ-

ствующие алгоритмы определения всех высотно-скоростных параметров движения самолета относительно окружающей воздушной среды, в том числе:

1. По воспринимаемому статическому давлению P_H набегающего воздушного потока в соответствии со стандартными зависимостями, соответствующими ГОСТ 4401-81 [9] абсолютная высота полета в диапазоне $-200 \text{ м} < H < 11000 \text{ м}$ определяется по формуле [10]

$$H = \frac{T_0}{\tau} \left[1 - \left(\frac{P_H}{P_0} \right)^{\frac{\tau R}{k}} \right] \quad (3)$$

2. Используя ГОСТ 5212-74 [11] истинную воздушную скорость V_B , измеренную вихревым датчиком, можно представить в виде

$$V_B = \sqrt{2gRT_0 \left(\frac{k}{k-1} \right) \left[\left(\frac{P_{\Pi}}{P_H} \right)^{\frac{k}{k-1}} - 1 \right]} = \sqrt{2gRT_0 \left(\frac{k}{k-1} \right) \left[\left(\frac{P_{\text{дин}}}{P_H} + 1 \right)^{\frac{k-1}{k}} - 1 \right]}, \quad (4)$$

где $g = 9,80665 \text{ м/с}^2$ – ускорение силы тяжести; $P_{\Pi} = P_H + P_{\text{дин}}$ – полное давление набегающего воздушного потока; $P_{\text{дин}} = \frac{\rho_H V_B^2}{2}$ – динамическое давление (скоростной напор) набегающего воздушного потока.

3. Плотность воздуха ρ_H на высоте H можно представить как [12]

$$\rho_H = \rho_0 \frac{P_H T_H}{P_0 T_0}, \quad (5)$$

где $\rho_0 = 0,125 \text{ кгс}^2/\text{м}^4$ – массовая плотность воздуха на высоте $H = 0$.

4. Подставив в выражение (4) значения параметров V_B и P_H , измеряемых вихревым датчиком, получим соотношение вида

$$T_H = \frac{V_B^2}{2gR \left(\frac{k}{k-1} \right) \left[\left(1 + \frac{\rho_0}{2P_0 T_0} T_H V_B^2 \right)^{\frac{k}{k-1}} - 1 \right]}, \quad (6)$$

которое устанавливает неявную, но однозначную связь измеряемой вихревым датчиком истинной воздушной скорости V_B с абсолютной температурой T_H на высоте H .

5. Определяя из соотношения (6) абсолютную температуру T_H по зависимости (5), можно определить плотность воздуха ρ_H на высоте H .

6. В соответствии с ГОСТ 5212-74 можно определить (вычислить) приборную скорость полета, т.е. истинную воздушную скорость V_B , приведенную к нормальным условиям на уровне $H = 0$, по формуле [10]

$$V_{\text{пр}} = \sqrt{2gRT_0 \left(\frac{k}{k-1} \right) \left[\left(1 + \frac{\rho_0}{2P_0} V_H^2 \right)^{\frac{k}{k-1}} - 1 \right]}. \quad (7)$$

7. Число Маха M , характеризующее отношение истинной воздушной скорости V_B и скорости звука $a_H = \sqrt{kgRT_H}$ на высоте H , для дозвуковых скоростей полета будет определяться соотношением [10]

$$M = \sqrt{\frac{2}{k-1} \left[\left(1 + \frac{\rho_0 T_H}{2P_0 T_0} V_B^2 \right)^{\frac{k-1}{k}} - 1 \right]}. \quad (8)$$

Таким образом, воспринимая и измеряя частоты f_1 и f_2 вихреобразования за клиновидными телами и абсолютное статическое давление P_H набегающего воздушного потока, по зависимостям (2) – (8) в вычислителе 4 определяются все высотно-скоростные параметры полета самолета, существенно расширяя функциональные возможности вихревого датчика аэродинамического угла и истинной воздушной скорости.

По сравнению с известными системами воздушных сигналов вихревая система воздушных сигналов имеет ряд существенных преимуществ:

1. Обеспечивает одновременное измерение всех высотно-скоростных параметров, определяющих движение самолета относительно окружающей среды.
2. Измерение всех высотно-скоростных параметров движения самолета осуществляется с помощью одного неподвижного малогабаритного приемника потока, практически не искажающего аэродинамику самолета и не влияющего на его аэродинамические характеристики.
3. Использование частотно-временных информативных сигналов позволяет снизить погрешности, обусловленные дрейфом нуля и изменением чувствительности элементов измерительной цепи восприятия, преобразования, передачи и обработки информации.
4. Получение выходных сигналов по всем высотно-скоростным параметрам самолета в непосредственно цифровой форме, что упрощает их использование в современных системах цифрового отображения информации, системах управления и других технических системах.

Следует отметить, что для исключения влияния угла скольжения на работу канала угла атаки на самолете используют два вихревых датчика, устанавливаемые на правом и левом сторонах фюзеляжа, при этом показания выходных сигналов по углу атаки обоих датчиков усредняются, снижая случайную составляющую погрешности измерения угла атаки самолета. Аналогично усредняются и выходные сигналы по другим высотно-скоростным параметрам, уменьшая случайную погрешность их измерения.

Таким образом, восприятие с помощью вихревого датчика аэродинамического угла и истинной воздушной скорости с встроенным приемником абсолютного давления на данной высоте позволяет вычислить все высотно-скоростные параметры полета самолета по информации, воспринимаемой одним многофункциональным датчиком, что определяет перспективы разработки и применения, построенной на его основе вихревой системы воздушных сигналов на дозвуковых самолетах различного класса и назначения.

Список литературы

1. Системы измерения воздушных сигналов нового поколения / Н. В. Алексеев, Е. С. Вождаев, В. Г. Кравцов и др.// Авиакосмическое приборостроение. – 2003. – № 8. – С. 31–36.
2. Солдаткин, В. М. Методы и средства измерения аэродинамических углов летательных аппаратов / В. М. Солдаткин. – Казань : Изд-во Казан. гос. техн. ун-та. – 2001. – 448 с.
3. Braslavskiy, D. A. Aviacionnye pribyry i avtomaty : ucheb. dlya aviacionnykh vuzov / D. A. Braslavskiy, S. C. Logunov, D. S. Pelypor. – M. : Mashinostroenie, 1978. – 432c.
4. Патент 127473 РФ, МПК G01P 5/00. Вихревой датчик аэродинамического угла и истинной воздушной скорости / Солдаткин В. М., Солдаткина Е. С. – Заяв. 16.07.2012 ; Заявка № 2012130110/28 ; опубл. 24.04.2013 ; Бюл. № 12.
5. Патент № 2506596 РФ МПК G01P 5/00. Вихревой датчик аэродинамического угла и истинной воздушной скорости / Солдаткин В. М., Солдаткина Е. С. – Заяв. 16.07.2012 ; Заявка № 2012130111/28 ; опубл. 10.02.2014 ; Бюл. № 4.
6. Солдаткин, В. М. Вихревой датчик аэродинамического угла и истинной воздушной скорости / В. М. Солдаткин, Е. С. Солдаткина // Известия вузов. Авиационная техника. – 2012. – №4. – С.56–59.
7. Солдаткина, Е. С. Анализ метрологических характеристик вихревого датчика аэродинамического угла и истинной воздушной скорости / Е. С. Солдаткина // Фундаментальные и прикладные проблемы техники и технологии. – 2013. – № 2. – С. 111–117.
8. Солдаткина, Е. С. Системотехническое проектирование вихревого датчика аэродинамического угла и истинной воздушной скорости / Е. С. Солдаткина // Известия вузов. Авиационная техника. – 2013. – № 3. – С. 57–61.
9. ГОСТ 4401–81. Атмосфера стандартная. Параметры. – М. : Изд-во стандартов, 1981. – 179 с.
10. Braslavskiy, D. A. Aviacionnye pribyry i avtomaty / D. A. Braslavskiy, S. C. Logunov, D. S. Pelypor. – M. : Mashinostroenie, 1970. – 432 c.
11. ГОСТ 5212–74. Таблицы аэродинамическая. Динамические давления и температуры торможения воздуха для скорости полета от 10 до 4000 км/ч. Параметры. – М. : Изд-во стандартов, 1974. – 239 с.
12. Залманзон, Л. А. Проточные элементы пневматических приборов контроля и управления / Л. А. Залманзон. – М. : изд-во АН СССР, 1961. – 247 с.

МОДИФИЦИРОВАННЫЙ ГЕОМЕТРИЧЕСКИЙ ИНДЕКС ФРАКТАЛЬНОСТИ ОДНОМЕРНЫХ ДИСКРЕТНЫХ ПРОЦЕССОВ

Г. Ф. Филаретов, А. А. Червова

Национальный исследовательский университет «МЭИ», г. Москва, Россия

Рассматривается новый метод определения фрактальной размерности временного ряда. Метод предусматривает вычисление специального индекса фрактальности, связанного с геометрическими свойствами наблюдаемой дискретной реализации. Выявлено, что предложенный индекс фрактальности обладает свойством инвариантности по отношению к преобразованию типа растяжение/скатие амплитуды процесса. Доказана функциональная связь предложенного индекса с показателем Херста.

В работе [1] описан оригинальный метод оценки фрактальной размерности одномерных дискретных процессов, основанный на определении, так называемой, суммарной кривизны $sk(i)$ траектории наблюдаемого процесса.

мого временного ряда с последующим вычислением геометрического индекса фрактальности γ , линейно связанного с показателем Херста H – наиболее распространенной характеристикой фрактальных свойств процессов [1, 2].

Главным достоинством описанного метода является быстрая сходимость вычисляемого значения индекса γ к своему конечному значению с ростом времени наблюдения, что позволяет оценивать индекс γ , а значит и H по относительно коротким реализациям. Однако этот метод обладает и одним существенным недостатком: неинвариантностью относительно преобразований исходной реализации типа сжатие/растяжение амплитудных значений сигнала. В данной работе продолжается анализ геометрических свойств временных рядов фрактального типа и предлагается новая оценка фрактальной размерности, не зависящая от преобразований сжатия/растяжения.

Исходная идея. Рассмотрим реализацию наблюдаемого дискретного временного ряда длины N : $X = \{x_i, i = 1, \dots, N\}$. Ее можно трактовать как некую геометрическую фигуру – ломаную линию на плоскости \Re^2 с определенными геометрическими характеристиками.

В [1] кривизна ломаной k_i в некоторой i -ой точке определялась соотношением [3]:

$$k_i = \frac{2\Delta\psi_i}{e_i + e_{i+1}} \quad (1)$$

где e_i, e_{i+1} – длины отрезков, соединяющих соседние точки ломаной x_{i-1}, x_i и x_i, x_{i+1} соответственно, $\Delta\psi_i$ – угол между направляющими векторами $\vec{\eta}_i, \vec{\eta}_{i+1}$ прямых (x_{i-1}, x_i) и (x_i, x_{i+1}) (рис.1). Затем вводился параметр суммарной кривизны ломаной:

$$sk(i) = \sum_{j=1}^i k(j), i = 2, 3, \dots, \quad (2)$$

линейно изменяющийся как функция дискретного времени i : $sk(i) = \gamma i$, где параметр γ назван в [1] геометрическим индексом фрактальности.

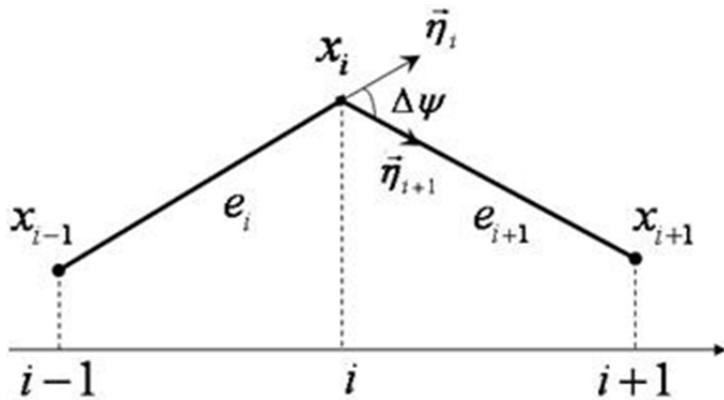


Рис. 1. Геометрические характеристики ломаных

В данной работе для описания геометрии ломаных предлагается использовать другую локальную характеристику: угол $\Delta\psi_i$ между направляющими векторами $\vec{\eta}_i, \vec{\eta}_{i+1}$. Далее по аналогии с соотношением (2) вводится параметр суммарных углов $s\psi(i)$:

$$s\psi(i) = \sum_{j=1}^i \Delta\psi(j), i = 2, 3, \dots \quad (3)$$

Исследование свойств параметра суммарных углов. В первую очередь рассмотрим поведение параметра $s\psi(i)$ при выполнении преобразования типа растяжение–сжатие по оси ординат. Будем рассматривать временные ряды, растянутые по оси ординат. Обозначим исходные временные ряды $X = \{x_i, i = 1, \dots, N\}$, тогда будем рассматривать ряд $Z = aX = \{ax_i, i = 1, \dots, N\}$, где a – коэффициент растяжения–сжатия: $a = (1/m, m)$, $m \geq 1$. Такое преобразование не меняет фрактальной размерности временного ряда. Исследуем, каким при этом будет поведение параметра суммарных углов ломаной $s\psi(i)$ в зависимости от текущего значения i , при изменении коэффициента a , для процессов с различными показателями Херста H .

Для такого исследования применялся метод имитационного моделирования с использованием известных программных средств, позволяющих генерировать временные ряды фрактального броуновского движения (ФБД) с заданными значениями H [4].

Имитационный эксперимент включал в себя следующие элементы:

1. Генерация реализаций $x_i, i = 1, \dots, N$ дискетного ряда ФБД с фиксированным H .
2. Задание различных значений коэффициента a ($m = 1, 20, 40, \dots, 120$).
3. Формирование множества преобразованных рядов вида $z_i = ax_i, i = 1, \dots, N$ для разных a .
4. Вычисление для каждой реализации указанного множества параметра $s\psi(i)$ как функции i .
5. L -кратное повторение пп. 1–4.
6. Анализ поведения параметра $s\psi(i)$, усредненного по L параллельным опытам как функции i и в зависимости от значения коэффициента a .
7. Повторение пп. 1–6 при различных H .

По результатам имитационного эксперимента установлено:

- a) Усредненный параметр суммарных углов ломаной $\overline{s\psi(i)}$ во всех вариантах является линейной функцией текущего значения i . На рис. 2 для примера представлены указанные зависимости для разных H ($L = 100, N = 1000, a = 100$). Очевидно, что с достаточной степенью точности все они могут быть аппроксимированы линейной функцией вида

$$\overline{s\psi(i)} = \gamma_0 i \quad (4)$$

- b) Для фиксированного H показатель γ_0 в соотношении (4) с ростом коэффициента a стремится к некоторому асимптотическому значению. Принципиально важно, что для разных H это асимптотическое значение является разным. На рис. 3 в качестве примера приведены графики изменения γ_0 в зависимости от a для $H = 0.3; 0.5; 0.7$.

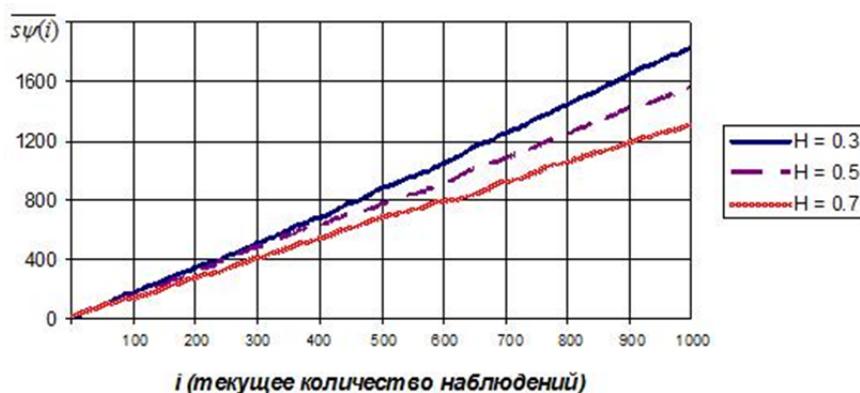


Рис. 2. Зависимости показателя $\overline{s\psi(i)}$ от текущего значения i

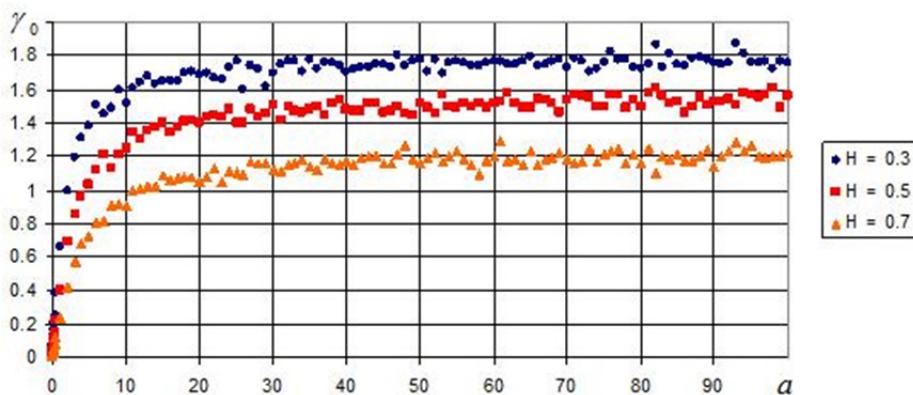


Рис. 3. Зависимость параметра γ_0 от коэффициента растяжения a

По результатам имитационного эксперимента далее использовалось значение $a = 100$. Именно для этого a выявлялась связь между характеристикой γ_0 и показателем Херста H .

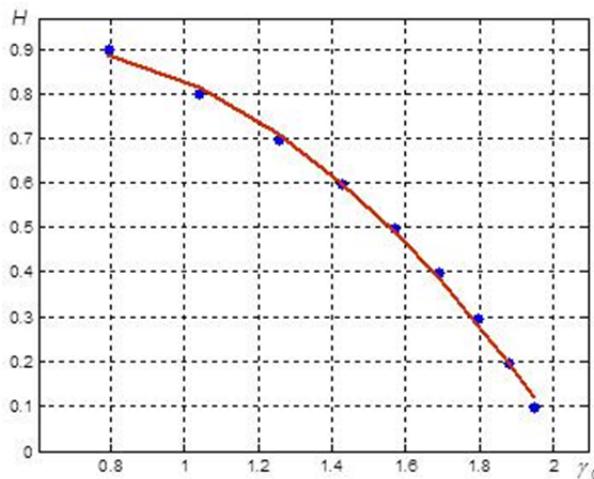
С этой целью использовались данные нового имитационного эксперимента, в ходе которого генерировались временные ряды ФБД с заданными значениями H , затем вычислялись оценки показателя Херста \hat{H} , полученные одним из традиционных методов [4], и оценка параметра $\hat{\gamma}_0$. В данном эксперименте $N = 10000$, количество параллельных опытов оставалось прежним: $L = 100, a = 100$. Результаты имитационного эксперимента приведены в табл. 1.

Результаты имитационного эксперимента

Заданное значение H	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9
Оценка \hat{H}	0,17	0,24	0,32	0,4	0,49	0,59	0,68	0,79	0,89
СКО оценки \hat{H}	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01
Оценка γ_0	1,94	1,88	1,79	1,69	1,56	1,42	1,23	1,04	0,78
Оценка \hat{H}_{γ_0}	0,12	0,19	0,31	0,38	0,49	0,6	0,71	0,81	0,89
СКО оценки \hat{H}_{γ_0}	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01	0,007	0,009

При отображении этих результатов на плоскости $(\hat{H}, \hat{\gamma}_0)$, становится очевидным, что они связаны нелинейной зависимостью (рис. 4). С помощью метода наименьших квадратов эта зависимость с достаточной точностью была аппроксимирована квадратичной моделью вида:

$$H = -0,3972 \hat{\gamma}_0^2 + 0,4276 \hat{\gamma}_0 + 0,7980; \quad (5)$$

Рис. 4. Зависимость показателя Херста H от индекса γ_0

Таким образом, можно констатировать корректность использования показателя γ_0 как еще одного индекса фрактальности, однозначно связанного с показателем Херста. Теперь важно уяснить, насколько быстро индекс γ_0 приближается к своему асимптотическому значению при относительно малых выборках. На рис. 5 в качестве примера приведены график изменения показателя Херста \hat{H} , найденный с помощью классического алгоритма его оценки [5] (кривая 1), и аналогичная кривая для \hat{H}_{γ_0} , вычисленного путем предварительного оценивания индекса γ_0 и последующего пересчета по приведенной ранее формуле (5) (кривая 2). Обе кривые получены по одной и той же выборке для теоретического значения $H = 0,7$.

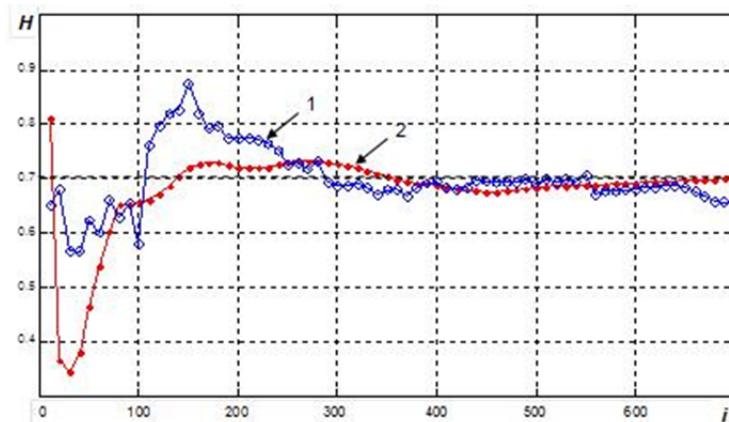


Рис. 5. Сопоставление поведения двух оценок показателя Херста в зависимости от длины выборки

Как видно на графике, кривая 2 ведет себя более стабильно уже при значениях $i > 150$ по сравнению с кривой 1, достаточно быстро приближаясь к своему теоретическому значению (в данном случае к 0,7).

Для более полного исследования данного вопроса проводилась дополнительная обработка данных имитационного эксперимента, в ходе которой вычислялись оценки среднеквадратических отклонений (СКО) \hat{H} и \hat{H}_{γ_0} при различных значениях i . Результаты расчетов для того же значения $H = 0,7$ представлены на рис. 6.

Ясно, что оценка \hat{H}_{γ_0} оказывается явно предпочтительнее по сравнению с \hat{H} . Однако можно показать, что \hat{H}_{γ_0} по скорости сходимости к конечному результату несколько уступает введенному в [1] геометрическому индексу фрактальности γ .

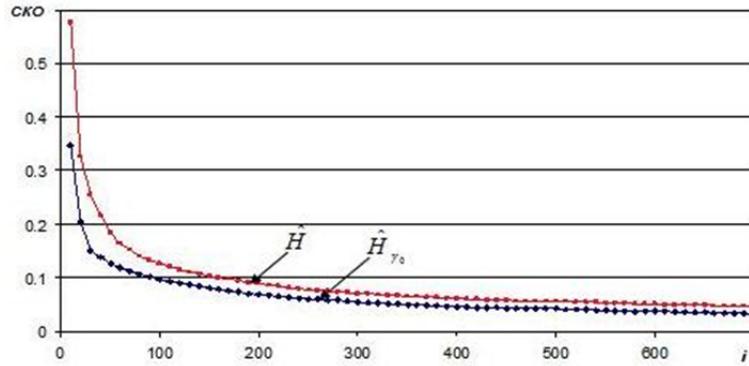


Рис. 6. Среднеквадратические отклонения оценок показателя Херста \hat{H} и \hat{H}_{γ_0}

Выходы. Предложен новый геометрический индекс фрактальности дискретных процессов, инвариантный относительно преобразования типа растяжение-сжатие по оси ординат. Для временного ряда типа ФБД доказана его функциональная связь с классическим показателем Херста, аппроксимируемая квадратичной функцией. Выявлено преимущество использования предложенного индекса фрактальности по сравнению с классическим способом оценивания показателя Херста по скорости сходимости к конечному исковому результату.

Список литературы

- Филаретов Г. Ф. Геометрический индекс фрактальности одномерных процессов / Г. Ф. Филаретов, А. А. Червова // Вестник МЭИ. – 2013. – № 5. – С. 134–139.
- Филаретов, Г. Ф. Геометрический индекс фрактальности одномерных процессов / Г. Ф. Филаретов, А. А. Червова // Информационные технологии в науке, образовании, телекоммуникации и бизнесе IT + SE'2013 : материалы 41-й междунар. конф. – 2013. – С. 120–123.
- Иванов, А. О. Компьютерное моделирование кривых и поверхностей / А. О. Иванов, А. А. Ужилин, А. Т. Фоменко // Фундаментальная и прикладная математика. – 2009. – Т. 15, № 5 – С. 63–94.
- Abry, P. The wavelet-based synthesis for the fractional Brownian motion proposed by Sellan F. and Meyer Y. Remarks and fast implementation / P. Abry, F. Sellan // Applied and Computational Harmonic Analysis. – 1996. – Vol. 3, № 4. – P. 377–383.
- Istas, J. Quadratic variations and estimation of the local Hölder index of a Gaussian process / J. Istas, G. Lang // Ann. Inst. Poincaré. – 1994. – № 33. – P. 407–436.

АППРОКСИМАТИВНЫЙ АНАЛИЗ МНОГОЭКСТРЕМАЛЬНЫХ ФУНКЦИЙ

Л. А. Долгих

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Рассмотрены вопросы аппроксимации сигналов и функций сложной формы по экстремумам колокольными импульсами. Показано, что на основе аппроксимации «колокольными импульсами» могут быть определены спектральные и другие характеристики сигналов.

При решении задач анализа быстропеременных процессов наибольший интерес представляют моменты изменения свойств сигнала. Детальный анализ быстропеременных процессов не всегда целесообразен из-за больших временных и вычислительных затрат. Кроме того, при динамических измерениях более важна качественная, а не количественная картина процесса. Полное качественное представление о процессе несет его экстремальные значения [1].

Пусть $x(t)$ – функция, имеющая на некотором промежутке ровно N экстремумов с абсциссами t_1, t_2, \dots, t_N и ординатами y_1, y_2, \dots, y_N . Наша задача – построить функцию

$$X(t) = \sum_{i=1}^N \tilde{y}_i \phi[\beta_i(t - \tilde{t}_i)], \quad (1)$$

где функция $\phi(t)$ и параметры \tilde{t}_i, \tilde{y}_i и β_i должны быть выбраны так, чтобы $X(t)$ имела ровно N экстремумов, совпадающими с экстремумами $x(t)$.

В качестве базисных функций $\phi(t)$ предлагается использовать не стандартные ортогональные полиномы, применение которых зачастую связано с большими вычислительными затратами, а функции, имеющие вид «колокольного» импульса: $e^{-x^2}, ch^{-1}x, \frac{1}{1+x^2}$.

Параметры \tilde{t}_i, \tilde{y}_i контролируют локальное поведение полинома в экстремальных точках, параметры β_i предназначены для организации глобального поведения аппроксимирующего полинома между экстремальными точками. Их можно использовать для различных целей: минимизировать чебышевское отклонение $X(t)$ от $x(t)$, добиться нолей $X(t)$ в заданных точках между экстремумами (если это возможно) и т.д.

Для нахождения параметров \tilde{t}_i, \tilde{y}_i имеем систему из $2N$ уравнений с $2N$ неизвестными:

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^N \tilde{y}_i \phi[\beta_i(t - \tilde{t}_i)] = y_i \\ \sum_{i=1}^N \tilde{y}_i \phi'[\beta_i(t - \tilde{t}_i)] = 0, j = 1, \dots, N. \end{cases} \quad (2)$$

Пусть $\lambda(t)$ – логарифмическая производная функции $\phi(t)$, тогда система (2) примет вид:

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^N \tilde{y}_i \phi[\beta_i(t - \tilde{t}_i)] = y_i \\ \sum_{i=1}^N \tilde{y}_i \phi[\beta_i(t - \tilde{t}_i)] \lambda[\beta_i(t - \tilde{t}_i)] = 0, j = 1, \dots, N. \end{cases} \quad (3)$$

Полученная система алгебраических уравнений может быть решена относительно параметров \tilde{t}_i, \tilde{y}_i различными методами. Например, можно использовать следующий подход: введем подстановки

$$\phi[\beta_i(t - \tilde{t}_i)] = \phi_{i,j}; \quad \lambda[\beta_i(t - \tilde{t}_i)] = \lambda_{i,j}.$$

Тогда (3) будет иметь вид

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^N \tilde{y}_i \phi_{i,j} = y_i \\ \sum_{i=1}^N \tilde{y}_i \phi_{i,j} \lambda_{i,j} = 0, j = 1, \dots, N. \end{cases} \quad (4)$$

Решив первые N уравнений относительно \tilde{y}_i , подставим полученные решения в остальные N уравнений и решим их относительно \tilde{t}_i . Таким образом можно организовать итерационную процедуру для определения вектора неизвестных параметров по заданным начальным условиям $\tilde{y}_0 = (y_1, y_2, \dots, y_N)$, $\tilde{t}_0 = (t_1, t_2, \dots, t_N)$.

В табл. 1 приведены некоторые базисные функции, имеющие вид «колокольного» импульса, и их логарифмические производные.

Таблица 1

Базисная функция $\phi(t)$	Логарифмическая производная $\lambda(t)$
e^{-t^2}	$-2t$
$\frac{1}{1+t^2}$	$-\frac{2t}{1+t^2}$
$ch^{-1}t$	$-th t$

Наибольший интерес представляет задача определения параметров базисных функций. Подходы к определению параметра гауссовых функций рассмотрены в [2]. Нахождение параметра дробно-рациональной функции описано в [3].

Определение параметров аппроксимирующего полинома дает возможность расчета спектральной характеристики анализируемой последовательности. В общем виде комплексный спектр исследуемого сигнала представляет из себя сумму спектров базисных функций. Например, в случае использования дробно-рациональной функции, спектральная характеристика будет иметь следующий вид:

$$S(jw) = \sum_{k=1}^N \frac{x_k}{\sqrt{a}} \cdot e^{\left| \frac{-w}{\sqrt{a}} \right| - jwt_k} \quad (5)$$

Следует отметить, что данная формула предполагает использование только положительных значений параметра a (для произвольных значений параметра формула получается слишком громоздкой и неудобной для использования), однако т.к. функция имеет форму колокола именно при $a > 0$, то никаких дополнительных погрешностей при вычислении спектральной характеристики при использовании данного допущения не возникает.

Предлагаемый подход дает возможность выделить близко лежащие частоты за счет того, что теоретический спектр можно рассчитывать с любым шагом. С помощью ДПФ можно получить такую же картину путем добавления нулевых отсчетов и разрешения неопределенности. Однако в сложном сигнале для «хорошего» выделения необходимо, чтобы удлиненной таким образом реализации были кратны все составляющие [4], что практически недостижимо при исследовании реальных сигналов. В данном же способе кратность длины реализации не имеет значения.

Преимуществом аппроксимативного спектрального анализа является более высокая разрешающая способность: выделение частотной составляющей не зависит от кратности периода этой составляющей периоду наблюдения (как это имеет место в ДПФ), что особенно важно при анализе коротких выборок данных.

К достоинству аппроксимативного приближения многоэкстремальных функций можно отнести тот факт, что аппроксимация колокольными импульсами использует только существенную часть информации об исследуемом процессе, а именно значения экстремумов и их абсцисс, что приводит к появлению возможности сокращения объема хранимых данных.

Возможности использования результатов аппроксимации временных рядов в технических системах рассмотрено в [5].

Список литературы

- Мясникова, Н. В. Экспресс-анализ сигналов в технических системах : моногр. / Н. В. Мясникова, М. П. Берестень. – Пенза : ПГУ, 2012.
- Ерохин, А. Т. Алгоритм аппроксимации экстремумов многоэкстремальной функции гауссовскими полиномами / А. Т. Ерохин, Э. С. Кубанайшвили, В. Б. Лебедев // Методика измерения ускорения силы тяжести. – М. : ИФЗ, АН СССР, 1973. – С. 81–96.

3. Долгих, Л. А. Аппроксимативный анализ коротких последовательностей данных / Л. А. Долгих //ИНЖИНИРИНГ ТЕХНО 2014: сб. тр. II Междунар. науч.-практ. конф. : в 2 т. / под ред. Н. В. Бекренева и У. В. Боровских. – Саратов: Райт-Экспо, 2014. – Т. 2. – С. 69–77.
4. Отнес, Р. Прикладной анализ временных рядов : [пер. с англ.]. / Р. Отнес, Л. Эноксон. – М. : Мир, 1982.
5. Мясникова, Н. В. Аппроксимация многоэкстремальных функций и ее приложение в технических системах / Н. В. Мясникова, М. П. Берестень, М. П. Строганов // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2011. – № 2.– С. 113–119.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ МЕТОДОВ СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА В ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ ДАТЧИКАХ

В. П. Иосифов

Институт сервиса и технологий (филиал Донского государственного технического университета), г. Пятигорск, Россия

Рассматриваются параметрические методы спектрального анализа с целью их применения в интеллектуальных датчиках в подсистеме определения динамических характеристик.

Применение параметрических методов спектрального анализа для обработки откликов с короткой длительностью обусловлено возможностью получения на их основе более точных оценок динамических характеристик по сравнению с классическими методами спектрального анализа. Кроме того, параметрические методы обладают более высоким спектральным разрешением по сравнению с методами, основанными на применении Фурье-анализа, для обработки откликов с короткой длительностью. Приведем наиболее часто применяемые методы параметрического спектрального анализа.

1. Метод Прони

Метод Прони – это метод моделирования выборочных данных в виде линейной комбинации экспоненциальных функций, он тесно связан с алгоритмами линейного предсказания по методу наименьших квадратов, используемыми для оценивания АР- и АРСС-параметров [1-9].

С помощью метода Прони проводится аппроксимация данных с использованием детерминированной экспоненциальной модели, в противоположность АР-, АРСС-методам, с помощью которых стремятся приспособить вероятностные модели для представления статистик второго порядка для имеющихся данных. Метод Прони согласовывает исходные данные со следующей моделью:

$$\bar{x}(n) = \sum_{k=1}^m A_k \exp[(\alpha_k + 2\pi j f_k)(n-1)\Delta t + j\Theta_k], \quad (1)$$

где Δt – шаг дискретизации сигнала в секундах; $A_k, \alpha_k, f_k, \Theta_k$ – амплитуда, коэффициент затухания, частота и начальная фаза k -составляющей затухающей синусоиды.

Для нахождения значений комплексных экспонент необходимо решить систему уравнений:

$$\begin{cases} a_1 x_m + a_2 x_{m-1} + \dots + a_m x_1 = x_{m+1} \\ a_1 x_{m+1} + a_2 x_m + \dots + a_m x_2 = x_{m+2} \\ a_1 x_{m+2} + a_2 x_{m+1} + \dots + a_m x_3 = x_{m+3} \\ \vdots \qquad \vdots \qquad \vdots \qquad \vdots \\ a_1 x_{N-1} + a_2 x_{N-2} + \dots + a_m x_{N-m-1} = x_N \end{cases} \quad (2)$$

В матричной форме можно записать

$$\begin{pmatrix} x_{M-1} & x_{M-2} & \cdots & x_1 \\ x_M & x_{M-1} & \cdots & x_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{N-1} & x_{N-2} & \cdots & x_{N-M-1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_M \end{pmatrix} = - \begin{pmatrix} x_M \\ x_{M+1} \\ \vdots \\ x_N \end{pmatrix}. \quad (3)$$

Далее решается характеристическое уравнение, корни которого соответствуют комплексным экспонентам:

$$Z^M + a_1 Z^{M-1} + a_2 Z^{M-2} + \dots + a_{M-1} Z + a_M = 0. \quad (4)$$

По найденным корням характеристического уравнения находим декременты затухания и собственные частоты экспоненциальных составляющих:

$$\alpha_i = \frac{\ln|z_i|}{T}, c^{-1}, \quad (5)$$

$$f_i = \frac{\operatorname{arctg}[\operatorname{Im}(z_i) / \operatorname{Re}(z_i)]}{2\pi T}, \text{ Гц.}$$

Для нахождения амплитуд и фаз составляются следующие уравнения:

$$\begin{pmatrix} z_1^0 & z_2^0 & \cdots & z_M^0 \\ z_1^1 & z_2^1 & \cdots & z_M^1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_1^{N-1} & z_2^{N-1} & \cdots & z_M^{N-1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_p \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x[1] \\ x[2] \\ \vdots \\ x[N] \end{pmatrix}. \quad (6)$$

Значения величин амплитуд и фаз вычисляются с помощью выражений

$$A_i = |b_i|, \quad (7)$$

$$\Theta_i = \operatorname{arctg}[\operatorname{Im}(b_i) / \operatorname{Re}(b_i)], \text{ рад.}$$

Фурье-преобразование этой формулы имеет вид

$$S_p(f) = \left| \sum_{i=1}^p A_i \frac{2\pi f_i}{(\alpha_i + 2\pi f)^2 + 4\pi^2 f_i^2} \right|. \quad (8)$$

Спектральную плотность мощности можно рассчитать следующим образом [1]:

$$S_a(f) = \left| T \bar{X}_a(\exp[j2\pi fT]) \right|^2, \quad (9)$$

$$\text{где } \bar{X}_a(z) = \sum_{k=1}^p \frac{b_k}{1 - z_k z^{-1}}.$$

Применение вышеприведенных методов определения спектра пригодно для отображения спектров как узкополосных, так и широкополосных сигналов.

2. Модифицированный метод гармонического разложения

В основе метода гармонического разложения Писаренко лежит способ рекуррентного вычисления значения синусоиды по двум предыдущим значениям [2].

Пусть \mathbf{R} – теплицева автокорреляционная матрица наблюдаемого процесса:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r(0) & r(-1) & \cdots & r(-2p) \\ r(1) & r(0) & \cdots & r(-2p+1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ r(2p) & r(2p-1) & \cdots & r(0) \end{bmatrix}. \quad (10)$$

Основу процедуры гармонического разложения Писаренко составляет уравнение $\mathbf{RA} = \sigma^2 \mathbf{A}$, представляющее собой собственное уравнение процесса, в котором дисперсия шума σ^2 является собственным значением автокорреляционной матрицы \mathbf{R} . Минимальное собственное значение находят из соотношений

$$\mathbf{RA}(k+1) = \mathbf{A},$$

$$\lambda_{\min} = \sigma^2 = \frac{\mathbf{A}^T \mathbf{RA}}{\mathbf{A}^T \mathbf{A}}.$$

Причем вектор \mathbf{A} каждый раз повторно масштабируется по минимальному собственному значению. После нахождения \mathbf{A} можем найти собственные частоты синусоидальных составляющих сигнала [3]. Для нахождения мощностей синусоид воспользуемся следующей формулой:

$$\mathbf{FP} = \mathbf{r},$$

где \mathbf{P} – вектор мощностей; \mathbf{r} – вектор коэффициентов автокорреляции; \mathbf{F} – матрица, состоящая из членов, зависящих от частот синусоид:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_1 \Delta t) & \cos(2\pi f_p \Delta t) \\ \cos(2\pi p f_1 \Delta t) & \cos(2\pi p f_p \Delta t) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} P_1 \\ \vdots \\ P_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{r} = \begin{bmatrix} R(1) \\ \vdots \\ R(p) \end{bmatrix}.$$

Хотя и результаты применения модифицированным методом гармонического разложения получаются менее реалистичными, но его применение оправдано для экспресс-анализа, в случае, когда отсутствует априорная информация про отклик.

3. Модифицированный рекурсивный метод

Существует много методов по быстрым алгоритмам [4–6]. Наиболее простым является алгоритм Левинсона.

Рассмотрим случай AR-модели сигнала:

$$\bar{y}^n(t | \theta) = -a_1^n y(t-1) - a_2^n y(t-2) - \dots - a_n^n y(t-n). \quad (11)$$

Если применить автокорреляционный метод, приходится решать

$$\begin{bmatrix} R_0 & R_1 & \cdots & R_{n-1} \\ R_1 & R_0 & \cdots & R_{n-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{n-1} & R_{n-2} & \cdots & R_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1^n \\ a_2^n \\ \vdots \\ a_n^n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_1 \\ -R_2 \\ \vdots \\ -R_n \end{bmatrix}. \quad (12)$$

Причем

$$\mathbf{R}_\tau = \bar{\mathbf{R}}_y^N(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{t=\tau}^N y(t-\tau) y(t), \tau \geq 0. \quad (13)$$

Уравнение (12) может быть записано в виде

$$\begin{bmatrix} R_0 & R_1 & \cdots & R_n \\ R_1 & R_0 & \cdots & R_{n-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_n & R_{n-1} & \cdots & R_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ a_1^n \\ \vdots \\ a_n^n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_n \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (14)$$

Допустим, что найдено решение (13) относительно a_i^n , и требуется отыскать решение для модели (14) более высокого порядка $n + 1$. Тогда оценки a_i^{n+1} будут определяться аналогично (12).

Отметим, что

$$\begin{bmatrix} R_0 & R_1 & \cdots & R_n & R_{n-1} \\ R_1 & R_0 & \cdots & R_{n-1} & R_n \\ \cdots & \cdots & \ddots & \cdots & \cdots \\ R_n & R_{n-1} & \cdots & R_0 & R_1 \\ R_{n-1} & R_n & \cdots & R_1 & R_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ a_1^n \\ \vdots \\ a_n^n \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_n \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \alpha_n \end{bmatrix}. \quad (15)$$

Уравнение (14) можно записать в виде

$$\begin{bmatrix} R_0 & R_1 & \cdots & R_n & R_{n+1} \\ R_1 & R_0 & \cdots & R_{n-1} & R_n \\ \cdots & \cdots & \ddots & \cdots & \cdots \\ R_n & R_{n-1} & \cdots & R_0 & R_1 \\ R_{n+1} & R_n & \cdots & R_1 & R_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ a_m^n \\ \vdots \\ a_1^n \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_n \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ V_n \end{bmatrix}. \quad (16)$$

Можно рассматривать последние $(n + 1)$ строк уравнения (15) как нормальные уравнения для регрессии:

$$\bar{y}^n(t-n-1 | \theta) = -a_1^n y(t-n) - a_2^n y(t-n+1) - \dots - a_n^n y(t-1). \quad (17)$$

Она представляет модель сигнала $y(t)$ в обратном времени. Так как скалярный стационарный сигнал симметричен по отношению к направлению времени, коэффициент в уравнении (17) совпадает с коэффициентами в (12). Это является теоретической причиной равенства между (15) и (16).

Умножим (3.16) на $\rho_n = -\alpha_n/V_n$ и прибавим к (15).

Получим

$$\begin{bmatrix} R_0 & R_1 & \cdots & R_n & R_{n+1} \\ R_1 & R_0 & \cdots & R_{n-1} & R_n \\ \cdots & \cdots & \ddots & \cdots & \cdots \\ R_n & R_{n-1} & \cdots & R_0 & R_1 \\ R_{n+1} & R_n & \cdots & R_1 & R_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ a_1^n + \rho_n a_n^n \\ \vdots \\ a_n^n + \rho_n a_1^n \\ \rho_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_n + \rho_n \alpha_n \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (18)$$

Отсюда получаем

$$\bar{a}_k^{n+1} = \bar{a}_n^n + \bar{\rho}_n \bar{a}_{n-k+1}^n, k = 1, \dots, n. \quad (19)$$

$$\bar{a}_{n+1}^{n+1} = \bar{\rho}_n, \quad (20)$$

$$V_{n+1} = V_n + \bar{\rho}_n \alpha_n, \quad (21)$$

$$\bar{\rho}_n = \frac{-\alpha_n}{\rho_n}, \quad (22)$$

$$\alpha_n = R_{n+1} + \sum_{k=1}^n \bar{a}_k^n R_{n+1-k}, \quad (23)$$

при начальных условиях

$$V_1 = R_0 - \frac{R_1^2}{R_0}, \quad (24)$$

$$\text{и } a_1^1 = \frac{R_1}{R_0}. \quad (25)$$

Соотношения (19)–(25) и определяют сам алгоритм Левинсона [7].

Положительная сторона применения модифицированного рекурсивного метода заключается в том, что этот метод основан на использовании рекурсивного алгоритма с возможностью поиска параметров отклика.

Список литературы

1. Иосифов, В. П. Имитационный подход к методу обработки откликов датчиков механических величин / В. П. Иосифов, М. А. Щербаков // Датчики и системы. – 2014. – № 10. – С. 26–28.
2. Иосифов, В. П. Восстановление входного сигнала по результатам идентификации динамических характеристик СИ / М. А. Щербаков, В. П. Иосифов // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2007. – № 3. – С. 3–8.
3. Иосифов, В. П. Рекуррентная процедура МНК в задачах гидрогеологического моделирования / В. П. Иосифов // Автоматизация, телемеханизация и связь в нефтяной промышленности. – 2007. – № 3. – С. 31–32.
4. Иосифов, В. П. Разработка методик обработки откликов с датчиков с короткой длительностью / М. А. Щербаков, В. П. Иосифов // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2006. – № 6. – С. 245–252.
5. Иосифов, В. П. Разработка методов синтеза СИ с требуемыми динамическими характеристиками / В. П. Иосифов // Автоматизация, телемеханизация и связь в нефтяной промышленности. – 2006. – № 12. – С. 21–23.
6. Иосифов, В. П. Обобщенный анализ математических моделей измерительных преобразователей в форме разностных уравнений / В. П. Иосифов // Автоматизация, телемеханизация и связь в нефтяной промышленности. – 2006. – № 8. – С. 19–23.
7. Иосифов, В. П. Итерационная методика определения динамических характеристик датчиков по откликам с короткой длительностью / В. П. Иосифов // Автоматизация, телемеханизация и связь в нефтяной промышленности. – 2006. – № 4. – С. 17–18.

8. Иосифов, В. П. Исследование математических моделей измерительных преобразователей датчиков механических величин / В. П. Иосифов // Автоматизация, телемеханизация и связь в нефтяной промышленности. – 2006. – № 2. – С. 15–19.
9. Иосифов, В. П. Метод аппроксимации импульсных сигналов с короткой длительностью дробно-рациональными функциями / В. П. Иосифов // Датчики и системы. – 2002. – № 6. – С. 19–20.

БЫСТРОЕ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЕ СЕЙСМОАКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ И ЕГО РЕАЛИЗАЦИЯ В СИГНАЛЬНЫХ ПРОЦЕССОРАХ

Р. Н. Исянов, Е. В. Климова

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

В работе приведен способ уменьшение числа операций, выполняемых в ходе вейвлет-преобразования, представлена возможность использования сигнальных процессоров линейки ADSP-21xxx в задачах шумоподавления сейсмоакустических сигналов.

Линейка сигнальных процессоров SHARC ADSP-21xxx представляет собой группу специализированных процессоров, выполненных по 65 нм технологии с частотой ядра до 450 МГц. Данная линейка – единственная из представленных в настоящее время на рынке сигнальных процессоров, дополненная статическим ОЗУ на 5 Мбит, аппаратными средствами быстрого преобразования Фурье, а также имеющая супергарвардскую архитектуру и позволяющая вести обработку сигнала в режиме бесконечной подачи данных (табл. 1, 2).

Таблица 1

	ADSP-2146x	ADSP-2147x	ADSP-2148x
Частота ядра, МГц	450	266	400
Питание ядра, В	1.1	1.2	1.0
Статическое ОЗУ, Мбит	5	3–5	3–5
Интерфейс памяти	SRAM, DDR2	SRAM, SDRAM	SRAM, SDRAM
Разрядность, бит	16	16	16
Блоки передискретизации	8	8	8
Аппаратные ускорители	БПФ / КИХ / БИХ	БПФ / КИХ / БИХ	БПФ / КИХ / БИХ

Таблица 2

Частотный диапазон	20–20 000 Гц \pm 0.1 дБ
Динамический диапазон	115 дБ
Подавление синфазных помех	> 60 дБ
Разделение каналов	< 100 дБ
Внутренняя обработка данных	32 бит с плавающей запятой
Интерфейс	RS232/ CAT5 (Ethernet)

Интересно отметить, что данные процессоры позиционируются производителем как относительно недорогие высокопроизводительные устройства обработки данных для таких областей применения как управление, медицинская диагностика, а также обработка звуковых и широкополосных сигналов, где требуется применение плавающей точки [1, 2].

Супергарвардская архитектура подразумевает использование в процессорах четырех независимых шин для операций с данными и командами и коммутатора шин. За счет этого в течение одного цикла процессор может выбирать два операнда (один по шине памяти программ, один по шине памяти данных) и команду (из кэша) и выполнять передачу данных с использованием прямого доступа в память, что позволяет осуществлять обработку сигнала, не прерывая его приема. Кроме перечисленного выше, во внутреннюю архитектуру процессоров SHARC ADSP добавлена аппаратная поддержка языков высокого уровня, что позволяет значительно облегчить их программирование.

Отметим также, что для супергарвардской архитектуры является характерной возможность хранения данных в памяти программ: наличие независимых друг от друга памяти программ и памяти данных позволяет ядру процессора одновременно обращаться к командам и данным в общих блоках памяти. В связи с этим время выполнения вычислительных алгоритмов цифровыми сигнальными процессорами с супергарвардской архитектурой оказывается значительно меньше времени выполнения аналогичных процедур процессорами, построенным с использованием других архитектур. Данное преимущество позволяет использовать сигнальные процессоры SHARC ADSP в блоках обработки сигналов систем периметровой охраны реального времени.

Как показано в [3, 4], программное обеспечение сигнальных процессоров, используемых в системах объектовой охраны, не содержит каких-либо библиотек вейвлет-преобразования. Причиной этого, возможно, является большое количество вычислений, выполняемых при реализации непрерывного вейвлет-преобразования и, следовательно, требующих значительного времени для обработки сейсмоакустического сигнала в режиме on-line. Другой вероятной причиной может являться недостаточная развитость численных методов вейвлет-обработки данных.

Между тем, число операций, выполняемых в ходе вейвлет-преобразования, можно заметно сократить: воспользуемся с этой целью быстрым вейвлет-преобразованием [5–9], которое можно представить, например, в следующем виде:

$$\begin{bmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \\ \vdots \\ \lambda_{\frac{N}{2}} \\ \gamma_1 \\ \gamma_2 \\ \vdots \\ \gamma_{\frac{N}{2}} \end{bmatrix} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & \dots & h_L & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & h_1 & h_2 & \dots & h_L & 0 & 0 \\ \dots & \dots \\ h_{L-1} & h_l & 0 & 0 & 0 & 0 & h_1 & h_2 \\ g_1 & g_2 & \dots & g_L & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & g_1 & g_2 & \dots & g_L & 0 & 0 \\ \dots & \dots \\ g_{L-1} & g_L & 0 & 0 & 0 & 0 & g_1 & g_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_N \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Как видно, данное выражение представляет собой матричный вид вейвлет-разложения, в котором входной сигнал x_i длиной N отсчетов пропускается через скейлинг- и вейвлет-фильтры $\{h_k | k = \overline{1, L}\}$, $\{g_k | k = \overline{1, L}\}$, образуя на выходе коэффициенты аппроксимации и детализации $\{\lambda_k | k = \overline{1, \frac{N}{2}}\}$, $\{\gamma_k | k = \overline{1, \frac{N}{2}}\}$.

С вычислительной точки зрения операция свертки (1) представляет собой циклически повторяющиеся операции умножения/накопления в сочетании с чтением данных и записью результатов. Поскольку всякая операция свертки может продолжаться до тех пор, пока длина обрабатываемого сигнала не станет равной L , очевидно, выполнение данной процедуры в системах реального времени можно продолжать по мере поступления сигнала.

Правда, при выполнении дискретной свертки на границе входного сигнала может возникать ситуация, когда длина отсчетов КИХ-фильтра превышает длину оставшейся реализации данных. В этом случае сигнал периодически дополняют каким-либо фрагментом данных. Однако благодаря супергарвардской структуре, в процессорах линейки ADSP-21xxx существует возможность организовать циклические буферы данных. В этом случае процессор автоматически отрабатывает циклический переход указателя адреса, что приводит к упрощению алгоритмических процедур и, следовательно, к увеличению производительности.

Список литературы

1. Вальпа, О. Д. Разработка устройств на основе цифровых сигнальных процессоров фирмы Analog Devices с использованием Visual DSP ++ / О. Д. Вальпа. – М. : Горячая линия–Телеком, 2007.
2. URL: <http://www.gaw.ru/html.cgi/look.cgi?for=adsp-2106&seck=html>
3. URL: <http://www.carnahanconference.com>
4. URL: <http://www.seinit.org/publications>
5. Сперанский, В. С. Сигнальные микропроцессоры и их применение в системах телекоммуникаций и электроники / В. С. Сперанский. – М. : Горячая Линия – Телеком, 2008
6. A real-time algorithm for signal analysis with help of the wavelet transform / M. Holschneider, R. Kronland-Martinet, J. Morlet, Ph. Tchamitchian // Wavelets, Time-Frequency Methods and Phase Space. – Berlin : Springer-Verlag, 1989. – P. 289–297
7. Mallat, S. A wavelet tour of signal processing / S. Mallat. – N. Y. : Academic Press, 1999.
8. Scargle, J. D. Wavelet and Other Multi-resolution Methods for Time Series Analysis. Statistical Challenges in Modern Astronomy / J. D. Scargle. – N.Y. : Springer-Verlag, 1997. – P. 333–347
9. Shensa, M. J. The discrete wavelet transform: wedding a tree and Mallat algorithms / M. J. Shensa // IEEE Trans. Sig. Proc. – 1992. – Vol. 40. – P. 2464–2482.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ГОЛОСОВОГО ПАРОЛЯ В КОД ДОСТУПА, НА ФОНЕ ШУМОВ, ПРЕВЫШАЮЩИХ СИГНАЛ

Д. М. Калашников

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Решается задача фильтрования голосового сигнала в условиях шума, при соотношении шума в 2 раза выше сигнала. Строится алгоритм по выделению тональных составляющих, которые являются индивидуальными для каждого человека. Выполняется синхронизация особенностей голосового сигнала с целью фиксации необходимых параметров для обучения и последующего распознавания. Для обеспечения конфиденциальности данные параметры преобразуются в защищенные параметры искусственной нейронной сети, код доступа длиной 256 бит.

Как известно голосовая парольная фраза одна из самых информативных среди всех существующих биометрических систем идентификации человека. По теоретическим подсчетам из 2 секунд фразы можно получить самую минимальную ошибку второго рода порядка 10^{-12} . Такая оценка обеспечит пользователя самой высоконадежной защитой и, очевидно, отсюда вытекает ее потребность на рынке. Идентификация по отпечатку пальца, геометрии лица, рукописному почерку ограничена в совершенствовании из-за меньшего числа параметров, которые могут быть получены с помощью специальных биометрических устройств. Проблема в реализации голосовой аутентификации кроется лишь в слабости алгоритмов синхронизации оцифрованных звуковых фрагментов и систем по их распознаванию. Существующие модели голосовой аутентификации начинают ломаться в условиях уже небольшой зашумленности помещения, так как синхронизация параметров в алгоритмах выполняется по всему спектру сигнала. В связи с этим возникла потребность в новом алгоритме по выделению биометрических параметров, учитывая их правильную предварительную выборку.

Решение задачи отделения шума следует разделять на внешнюю и внутреннюю. На рис. 1 показан пример внешнего шумоподавления, то есть точного определения начала и конца фразы. Данная процедура необходима для того, чтобы при последующей обработке сигнала, в учет спектра не шли ложные фрагменты, которые будут искажать биометрию пользователя.

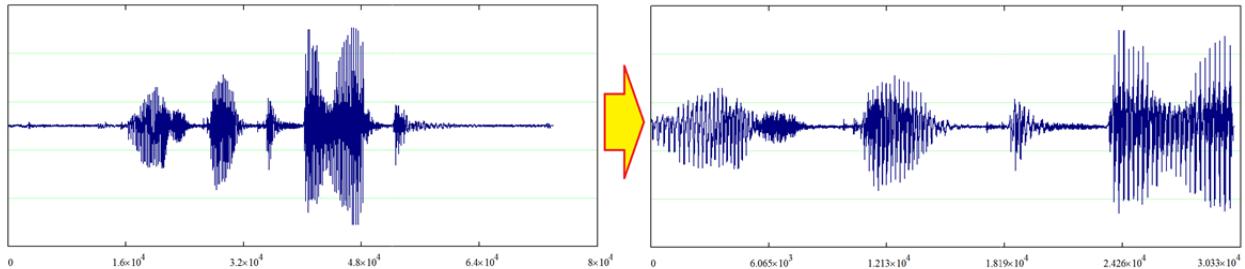


Рис. 1. Определение начала и конца тональных фрагментов звука по краям

При решении задачи внутреннего шуподавления параллельно решается вопрос синхронизации с фрагментами образа. Тональные участки речи имеют периодическую составляющую, вопросом выделения которой посвящено множество работ в области радиоэлектроники. Данную величину на общепринятое языке называют «периодом основного тона». Период является переменным значением, и отсюда вытекают трудности при его извлечении. Были созданы математически методы, использующие автокорреляционную функцию при покадровой обработке (LPC—linear prediction coding). Как показал опыт, метод оказался неустойчивым для взятия его в основу синхронизации, так как его работа не является удовлетворительной относительно обильной вариации фонем. Тем не менее, данная технология позволила вычислять математическое ожидание периода тона, что в свою очередь является важнейшим параметром для построения основного алгоритма, которому посвящена данная статья.

В основу моего метода была взята идея узкополосных фильтров, которые используют приближенное значение периодической составляющей для выявления вариации гармоник сигнала. Согласно формуле 1, сигнал непрерывно преобразуется в синусоидальный, где первоначально подсчитанное математическое ожидание периода основного тона уточняется согласно периоду синуса. Данный алгоритм позволяет без отклонений по фазе получить всплески фонем за счет перебора гармоник. Шумовые фонемы в парольной фразе, которые, как и шум не имеют периодической составляющей, будут обращаться в ноль, что позволяет отсеивать внутренний шум. Пример работы приведен на рис. 2.

$$y_i = \sum_{a=N_1}^{N_2} x(a) \sin\left(\frac{2\pi h \cdot \text{harmony}}{T}\right), i = 0..N \quad (1)$$

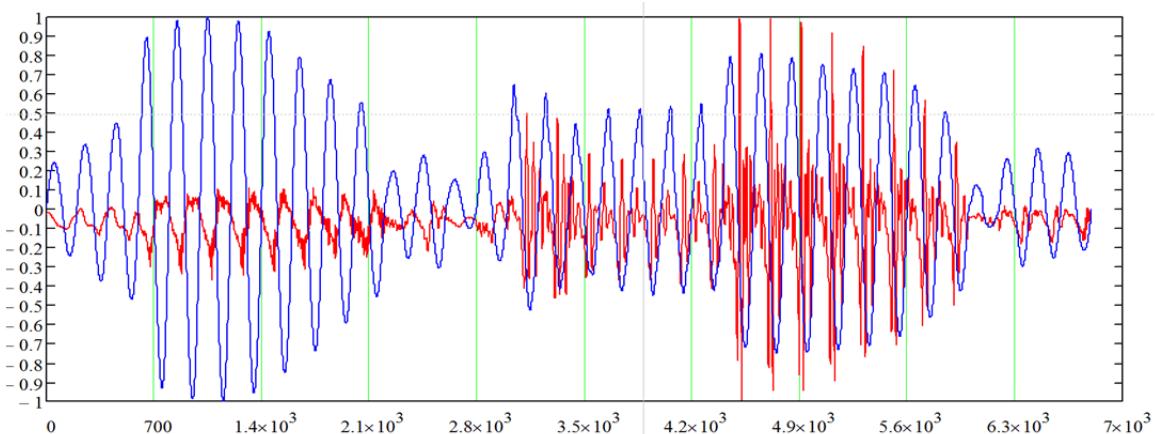


Рис. 2. Пример работы узкополосного фильтра на фоне сигнала

Как уже было сказано, период получившегося синуса на каждом участке соответствует периоду основного тона. Рисунки фонем, полученные из различных голосовых фраз, имеют существенное различие, что является собой индивидуальностью парольной фразы и самого человека. При изменении гармоники на единицу, период тона уменьшается вдвое. Данное изменение можно наблюдать на рис. 3.

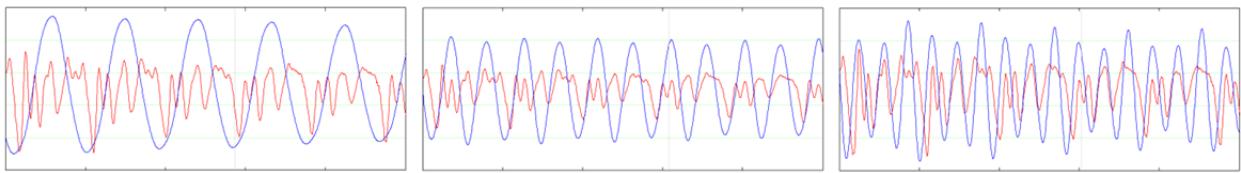


Рис. 3. Пример 1-ой, 2-ой, 3-ей гармоники на фоне сигнала

Изменение гармоники влечет за собой изменение всплесков по времени. Данная архитектура может сказать, что фонема «а» по времени всегда находится на определенном участке, и имеют определенную высоту по амплитуде. То есть в случае произношения диктором другой фразы на данном этапе может оказаться другая фонема, либо эта же, но в другом контексте и будет иметь различную амплитуду. Для определения данных всплесков фонем была построена огибающая по устоявшемуся фильтру на нескольких взятых гармониках.

На рис. 4 приведен пример обработки одной фразы на нескольких гармониках. Здесь для 1-ой гармоники соответствует максимум в фонеме «м», для третьей – фонема «а», для 5-ой – фонема «о», для 9-ой – фонема «ы», для 12-ой – фонема «о», но в другом месте и с другим сочетанием с согласными звуками. Подобное разбиение на гармоники позволяет извлекать всю необходимую информацию из голосовой фразы индивидуального пользователя, идентифицируя не только саму фразу, но и биометрию испытуемого человека.

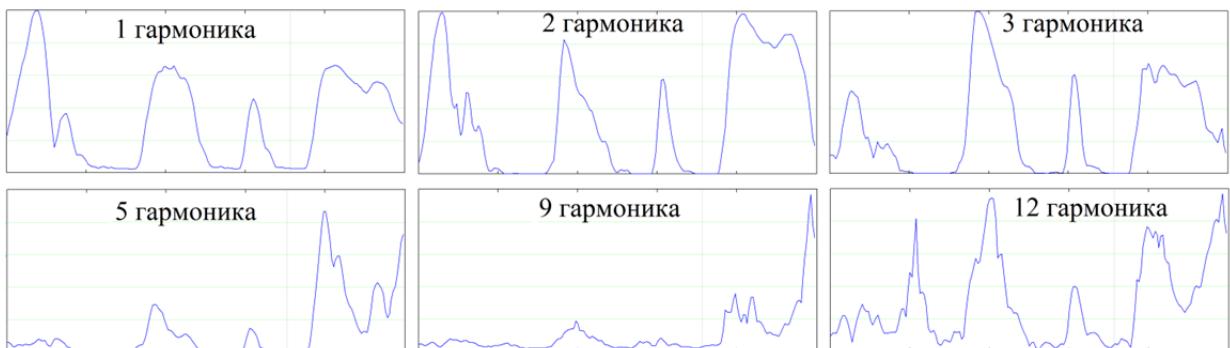


Рис. 4. Огибающие гармоники фильтра (слева направо – 1, 2, 3, 5, 9, 12)

Приведенные к одинаковому масштабу, данные огибающие готовы к подаче на нейронную сеть для обучения в соответствии со стандартом ГОСТ Р 52633.5 – 2006. Каждая отдельная гармоника реализует свою отдельную сеть и формирует отдельную от прочих таблицу весовых коэффициентов нейронов после обучения. Нейросетевые преобразователи описанного стандарта имеют некоторые преимущества перед зарубежным аналогом в том, что способны быстро сформировать код доступа любой длины от 256 бит, используя защищенные параметры искусственной нейронной сети. За счет чего подбор кода доступа простым перебором становится вычислительно сложной операцией. Для автоматического обучения нейронной сети используются выборки (образцы) двух классов образов – «Свой» и «все Чужие», представленные в виде векторов биометрических параметров. Полученные параметры обучения – весовые коэффициенты нейронной сети помещаются в защищенный биометрический контейнер для последующего использования при формировании кода доступа. На рисунке 5 представлен алгоритм обучения и дальнейшего тестирования.

Таким образом, после процесса обучения на нескольких одинаковых фразах, формируется точный код доступа и таблица весовых коэффициентов согласно образу «Свой». Относительно этих выходных данных будет производиться дальнейшая аутентификация пользователя. При подаче на вход сети других данных (произношение другой парольной фразы или произношение фразы другим диктором) на выходе будут формироваться выходные коды, отличные от кода образа «Свой».

Как и в любой системе биометрической безопасности существует вероятность ошибки. Допустим, выбрана условная парольная фраза «мишка косолапый». Пользователь для прохождения процедуры обучения произнес данную фразу 10 раз. В базу данных записались его индивидуальные параметры (ключ и таблица весов нейронов). В случае дальнейшего прохождения постороннего пользователя по данной ключевой фразе, данная ошибка будет называться ошибкой второго рода. В случае отказа в доступе «Своему» – первого рода. Важнейшей задачей является задача минимизация данных ошибок. Она может быть решена при наиболее правильном формировании биометрических параметров, помещаемых в вектор обучения нейронной сети. Под правильностью понимается схожая синхронизация на выходе обработки цифрового сигнала.

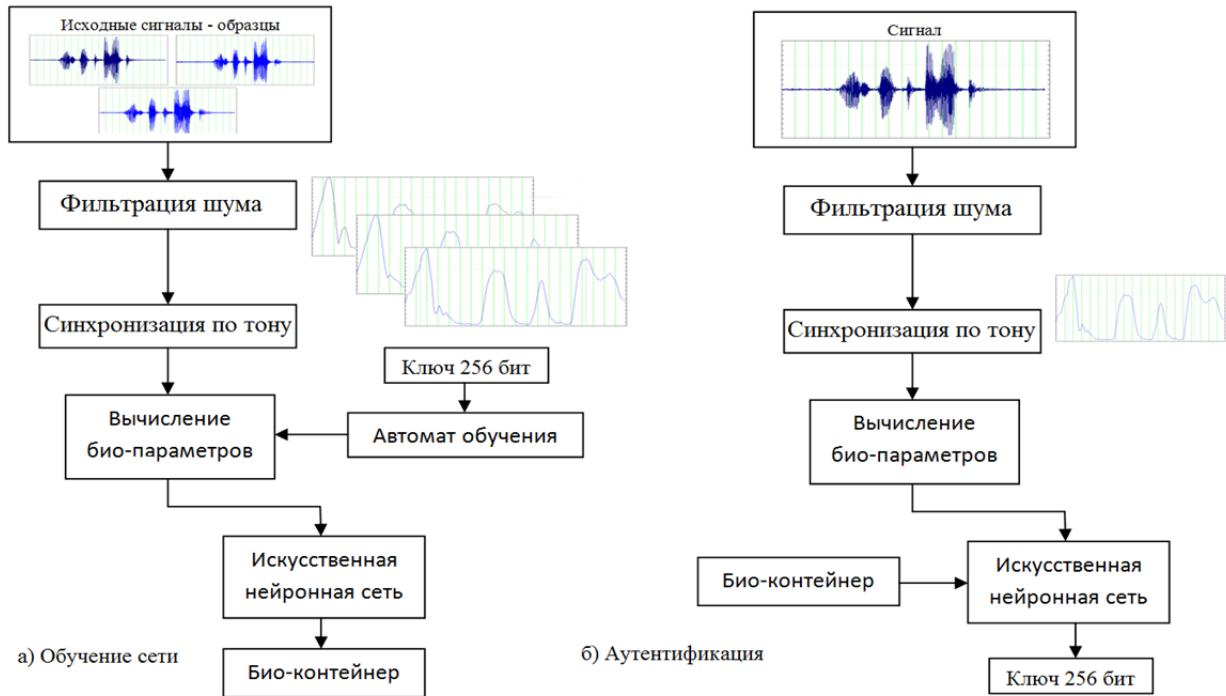


Рис. 5. Нейросетевой преобразователь биометрических данных речевого сигнала, содержащего внешний шум, в код доступа

При выявлении подобных биометрических параметров внешняя фильтрация шума была произведена за счет введения порога на первой гармонике сигнала, поскольку она соответствует изменению тональной составляющей. К сожалению, шумы не всегда отличаются лишь тем, что имеют отличительную от речи длину периода основного тона. Требуется масштабное формирование базы образов для наилучшего отсеивания возможных шумов. По аналогии системы обучения, для выделенных шумовых фрагментов планируется более детальное заполнения образов «Чужой» для получения дальнейшей сравнительной характеристики.

В предварительных испытаниях на сети были проверены огибающие различной вариации гармоник. Качество тестирования среди 2000 образов показало лишь 7 ошибок в прохождении образа «Чужой». В качестве заключительного вердикта аутентификации было произведено голосование 5 сетей, что дало наибольшую точность результата. Пример работы голосовой аутентификации представлен на рис. 6. Различие в кодах представлено мерой Хемминга.

Калашников Дмитрий "Мишка Косолапый"						Калашн."Мишка" Максим "Мишка Косолапый"						Сергей "Мишка Косолапый"					
Мера Хемминга после обучения						Мера Хемминга						Мера Хемминга					
1_2	1_5	1_9	3_9	5_12		№	Свои	1_2г	1_5г	1_9г	3_9г	5_12г	1_2г	1_5г	1_9г	3_9г	5_12г
1 0	1 5	1 9	0	0		1	0	86	11	79	85	0	29	1	0	2	1
2 0	0	0	0	0		2	0	69	63	41	42	33	49	30	43	40	21
3 0	0	0	0	0		3	0	41	34	43	53	22	110	22	9	13	11
4 0	0	0	0	0		4	0	73	14	66	76	0	50	30	72	69	12
5 0	0	0	0	0		5	0	89	47	109	101	18	37	101	5	3	68
6 0	0	0	0	0		6	0	44	20	53	57	0	31	50	50	48	27
7 0	0	0	0	0		7	0	101	38	106	100	15	27	22	46	49	5
8 0	0	0	0	0		8	0	206	25	144	139	1	51	51	35	25	16
9 0	0	0	0	0		9	0	42	37	156	163	23	16	44	46	50	24
10 0	0	0	0	0		10	0	128	47	184	188	30	58	10	39	42	1
11 0	0	0	0	0		11	0	73	49	89	84	32	12	54	49	54	32
12 0	0	0	0	0		12	0	77	36	58	64	24	45	33	29	29	19
13 0	0	0	0	0		13	0	75	36	63	66	23	27	53	24	23	38
14 0	0	0	0	0		14	0	192	27	67	67	6	35	46	44	43	17
15 0	0	0	0	0		15	0	99	16	45	46	1	35	51	176	176	33
16 0	0	0	0	0		16	0	105	32	134	136	20	50	34	45	46	19
17 0	0	0	0	0		17	0	48	25	102	106	6	17	42	24	20	24
18 0	0	0	0	0		18	0	20	5	40	41	1	15	48	38	40	28
19 0	0	0	0	0		19	0	154	64	106	105	30	88	46	156	155	13
20 0	0	0	0	0		20	0	62	23	24	23	7	199	35	87	81	7

Рис. 6. Пример тестирования «своих», «чужих»

В дальнейшем планируется более детальное рассмотрение звукового сигнала, то есть выделять рисунки каждой отдельной фонемы. Подобное извлечение параметров обеспечит дополнительную выборку для минимизации ошибки первого и второго рода и приведения ее к запланированному теоретическому виду.

Отличительной особенностью данного метода является его быстродействие и способность хранить данные в зашифрованной форме, без обращения к серверу. Существующие алгоритмы голосовой аутентификации требуют передачу своих данных с использованием глобальной сети для их обработки, что может привести к потере конфиденциальности биометрических параметров. Предполагается использование описанных методов на плате raspberry для дальнейшей коммерциализации продукта.

Список литературы

1. Иванов, А. И. Идентификация человека по особенностям его голоса / А. И. Иванов // Труды научно-технической конференции кластера предприятий, обеспечивающих безопасность информационных технологий. – Пенза, ПНИИЭИ, 2011. – С. 25–28.
2. Перспективы использования искусственных нейронных сетей с многоуровневыми квантователями в технологии биометрико-нейросетевой аутентификации / В. И. Волчихин, А. И. Иванов, В. А. Фунтиков, Е. А. Малыгина // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2013. – № 4 (28). – С. 88–99.
3. Гришин, В. М. Речевой фрагментатор для нейросетевого биометрического вокодера / В. М. Гришин, Д. М. Калашников // Труды научно-технической конференции кластера предприятий, обеспечивающих безопасность информационных технологий. – 2012. – № 8. – С. 73–76.
4. Калашников, Д. М. Биометрия: предсказание длительности тональных звуков слитной речи / Д. М. Калашников // Инфокоммуникационные технологии.– 2014. – №3. – С. 72–75.

АЛГОРИТМ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ДЛЯ СИСТЕМ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ¹

H. B. Мясникова, M. P. Берестень, A. A. Приймак

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Приведено описание метода экстремальной фильтрации, основанного на последовательном выделении высокочастотных составляющих, локально определенных экстремумами сигнала. Изложен вариант метода ориентированный на использование в системах реального времени.

На протяжении многих лет авторами развиваются теоретические основы экспресс-анализа быстропрерывных процессов (БПП) для решения задач контроля, диагностики, распознавания в условиях существенного ограничения на время принятия решения при высоких требованиях к достоверности анализа. В частности, авторами предложена универсальная модель БПП и методы обработки на основе субполосной экстремальной фильтрации, позволяющей определить параметры такой модели и интерпретировать результаты разложения как спектральные и време-частотные характеристики. Основные положения теории изложены в [1, 2].

В основе метода экспресс-анализа [3, 4] лежит адаптивная полосовая фильтрация. По экстремальным значениям x_{ω_i} в моменты $t_{\omega_i}, i = 1..K$ производится сглаживание оператором вида

$$x_{ci} = 0,25x_{\omega_{i-1}} + 0,5x_{\omega_i} + 0,25x_{\omega_{i+1}}, \quad (1)$$

что соответствует цифровому фильтру нижних частот с передаточной функцией

$$G(f) = 0,5(1 + \cos(2\pi f\Delta)),$$

где Δ – среднее расстояние между экстремумами.

Выделяется знакопеременная составляющая

$$x_{pi} = -0,25x_{\omega_{i-1}} + 0,5x_{\omega_i} - 0,25x_{\omega_{i+1}}, \quad (2)$$

что соответствует цифровому фильтру верхних частот с передаточной функцией

$$G(f) = 0,5(1 - \cos(2\pi f\Delta)).$$

Действия (1), (2) повторяются над составляющей x_{ci} .

По количеству экстремумов K_j и значениям экстремумов вычисляются параметры составляющих на j -ом участке: частота, среднее квадратичное отклонение (или мощность)

$$f_i = \frac{K_i}{2T}, \quad \sigma_i = std(x_{\omega_i}) \quad (\sigma^2_i = var(x_{\omega_i})). \quad (3)$$

Так как расстояние Δ на каждом шаге увеличивается, то фильтры (2) – полосовые по отношению к диапазону, определяемому шагом дискретизации $F = \frac{1}{2\Delta t}$.

Рассмотрим применение экспресс-анализа в задачах диагностики (распознавания).

В системе регистрируется сигнал $x_j, j = 1, 2, \dots, N$. Длина выборки определяется самой низкочастотной информативной составляющей, а шаг дискретизации – частотным диапазоном, в котором лежит сигнал. Анализ заключается в выделении экстремумов, сохранении экстремумов процесса x_{ω_i} и их номеров в разложении t_{ω_i} последовательности x на знакопеременные составляющие по формуле (2), определении параметров составляющих по формуле (3). Затем осуществляется переход к следующему участку анализа, и повтор-

¹ Исследования выполнены при финансовой поддержке РФФИ (грант № 14-08-01065).

ряются описанные действия. По изменению параметров судят об изменении состояния системы. На рис. 1 показаны вибрационный сигнал системы охранной сигнализации и его параметры, определенные в скользящем окне. Видно, что параметры существенно изменяются при переходе от шума к вторжению: область шумов характеризуется высокими частотами и малыми амплитудами составляющих, а при вторжении частоты уменьшаются, а амплитуды возрастают.

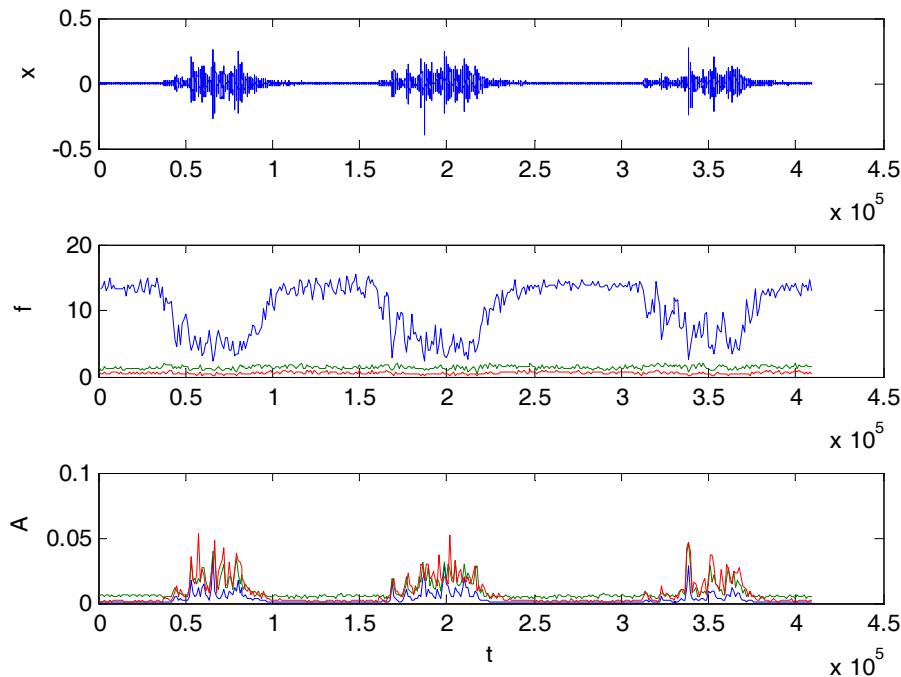


Рис. 1. Вибросигнал x , частоты f и амплитуды A выделенных составляющих по участкам

Рассмотрим алгоритм с подгрузкой данных. Считывается текущее значение процесса x , т.е. осуществляется переход от анализа процесса на участке от T_0 до $T_0 + N\Delta t$ к анализу на участке от $T_0 + \Delta t$ до $T_0 + (N+1)\Delta t$. При этом «выталкивается» первое значение и подгружается последнее. Значения моментов появления экстремумов t_{sj} уменьшаются на единицу, при этом если $t_{s1} = 1$, то осуществляют сдвиг x_{sj} и t_{sj} влево, а K декрементируется. А если последнее значение предыдущей реализации окажется экстремумом, то K инкрементируется и под этим номером экстремум и его номер записываются в массивы x_{sj} и t_{sj} . Таким образом, получено новое количество экстремумов без «просмотра» всего массива. Для упрощения алгоритма можно предложить переход от анализа среднего квадратичного отклонения к амплитудному анализу

$$U_j = \frac{\sum_{l=1}^m |x_{sj}|}{m}$$
. Это позволит не пересчитывать параметр для нового участка: при сдвиге влево вычитать модуль «выталкиваемого» первого экстремума; при добавлении экстремума прибавлять его к сумме в числе.

Если используемые вычислители не позволяют обеспечить реальный режим времени, то потребуется подгружать l значений, поэтому алгоритм нужно модифицировать с учетом факта, что реализации имеют $m-l$ общих значений. Действия будут аналогичными – значения моментов появления экстремумов t_{sj} уменьшаются на l , при этом если $t_{s1} = 1$, то осуществляют сдвиг последовательностей x_{sj} и t_{sj} влево, а K декрементируется на число, определяемое количеством начальных значений меньших 2. Далее ищутся экстремумы подгруженного «хвоста», начиная с последнего значения предыдущей реализации: если обнаружен экстремум, то K инкрементируется и под этим номером экстремум и его номер записываются в массивы x_{sj} и t_{sj} .

Очевидно, что при выполнении условия $l \geq m$ алгоритм вырождается в алгоритм без подгрузки.

Список литературы

1. Мясникова, Н. В. Разложение на эмпирические моды на основе экстремальной фильтрации / Н. В. Мясникова, М. П. Берестень // Цифровая обработка сигналов. – 2014. – № 4. – С. 13–17.
2. Мясникова, Н. В. Экспресс-анализ сигналов в технических системах / Н. В. Мясникова, М. П. Берестень. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2012. – 152 с.
3. Мясникова, Н. В. Экстремальная фильтрация и ее приложения / Н. В. Мясникова, М. П. Берестень // Датчики и системы. – 2004. – № 4. – С. 8–11.
4. Мясникова, Н. В. Методы разложения сигналов на основе экстремальной фильтрации / Н. В. Мясникова, М. П. Берестень, Л. А. Долгих // Датчики и системы. – 2011. – № 2. – С. 8–12.

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМА РУТИСХАУЗЕРА С ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫМ РАЗЛОЖЕНИЕМ НА МОДЫ

Н. В. Мясникова, Р. С. Лаврентьев

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Приведены результаты исследования метода Рутисхаузера в сочетании с предварительным разложением на моды экстремальным фильтром.

Авторы уже имеют опыт применения алгоритма частных и разностей (QD – алгоритма) [1-3]. Применение QD – разложения дает возможность решать задачи аппроксимации сигнала экспоненциальными функциями, параметрического анализа (т.е. вычисления частот и затуханий составляющих, их амплитуд и фаз), спектрального анализа на основе z-преобразования отсчетов сигнала, определение собственных значений и собственных векторов на основе единого алгоритма и при этом позволяет значительно сократить объем вычислительной работы. Метод частных и разностей был предложен Рутисхаузером [4].

В методе Рутисхаузера задают число n экспонент, используемых для аппроксимации функции дискретизированной с постоянным шагом h , равным длине промежутка аппроксимации, деленной на $2n$, и вычисляют на основе алгоритма частных и разностей по полученным дискретным значениям параметры экспонент.

Для интерполяции непрерывной функции $F(t)$ используется сумма экспонент вида

$$P(t) = \sum_{k=1}^n a_k e^{\alpha_k t},$$

совпадающая с функцией $F(t)$ в $2n$ точках $t_i = t_0 + ih$, $i = 0, 1, \dots, 2n-1$, заданных с постоянным шагом дискретизации h . Задача сводится к представлению в виде суммы простейших дробей рациональной функции $f(z)$, представляющей z-преобразование исходной функции $F(t)$, для которой

$$F(t_v) = s_v = \sum_{k=1}^n a_k e^{\alpha_k (t_0 + vh)}, \quad v = 0, 1, \dots, 2n-1.$$

Тогда

$$f(z) = \sum_{v=0}^{\infty} \frac{s_v}{z^{v+1}} = \sum_{k=1}^p \frac{c_k}{z - \lambda_k},$$

где $\lambda_k = e^{\alpha_k h}$, $c_k = a_k e^{\alpha_k t_0}$.

Алгоритм включает следующие действия:

1) дискретизацию функции (или сигнала) – получают последовательность s_i , $i = 1:2n$, где n – предполагаемое количество составляющих (порядок модели);

2) применение алгоритма частных и разностей для определения параметров экспонент, в том числе и комплексных.

Используя QD-алгоритм частных и разностей (в том числе и прогрессивную форму алгоритма) и правила Q-ромба и E-ромба можно решать классические задачи идентификации.

Правила ромбов приводят к простым итерационным вычислениям

$$\begin{cases} e_{\sigma}^{(v)} = e_{\sigma-1}^{(v+1)} + q_{\sigma}^{(v+1)} - q_{\sigma}^{(v)}, \\ q_{\sigma+1}^{(v)} = q_{\sigma}^{(v+1)} \cdot \frac{e_{\sigma}^{(v+1)}}{e_{\sigma}^{(v)}} \end{cases}$$

при условии, что $q_1^{(v)} = s_{v+1} / s_v$, $v = 0, 1, \dots, 2n$, а все числа $e_0^{(v)}$ равны нулю.

Формируемые последовательности q обладают следующими свойствами:

- стремятся к своим полюсам для действительных экспоненциальных составляющих;
- колеблются у комплексных экспоненциальных составляющих (колебаний).

Во втором случае полюсы λ_{k-1} и λ_k определяются решением квадратного уравнения:

$$z^2 - (q_{k-1}^{n+1} + q_k^n)z + q_k^n \cdot q_{k-1}^n = 0$$

Для упрощения алгоритма предложено использовать предварительное разложение на колебательные составляющие, к которым применять последующий анализ. В работах [5, 6] было предложено использовать предварительное разложение совместно с методом Прони. Такой подход позволяет свести одну сложную задачу оценивания параметров сигнала сложной формы (описываемого моделью порядка p) к простым задачам оценивания параметров составляющих, описываемых моделями первого и второго порядков. Это приводит к снижению трудоемкости на порядок.

Рассмотрим комбинацию разложения на основе экстремальной фильтрации и метода Рутисхаузера.

Экстремальная фильтрация это адаптивная полосовая фильтрация [7]. По экстремальным значениям x_{φ_i} в моменты $t_{\varphi_i}, i = 1..K$ производится сглаживание оператором вида

$$x_{ci} = 0,25x_{\varphi_{i-1}} + 0,5x_{\varphi_i} + 0,25x_{\varphi_{i+1}}, \quad (1)$$

что соответствует пропусканию сигнала через цифровой фильтр нижних частот.

Выделяется знакопеременная составляющая

$$x_{pi} = -0,25x_{\varphi_{i-1}} + 0,5x_{\varphi_i} - 0,25x_{\varphi_{i+1}}, \quad (2)$$

что соответствует пропусканию через цифровой фильтр верхних частот.

Действия (1), (2) повторяются над составляющей x_{ci} . Так как расстояние между экстремумами Δ на каждом шаге увеличивается, то фильтры (2) – полосовые с центральной частотой $F_c = \frac{1}{2\Delta}$ по отношению к частотному диапазону, определяемому шагом дискретизации $F = \frac{1}{2\Delta t}$.

На рис. 1 приведен пример разложения сигнала сложной формы экстремальным фильтром. Составляющие на самом деле представлены своими экстремумами (точки на графиках), непрерывные кривые интерполированы.

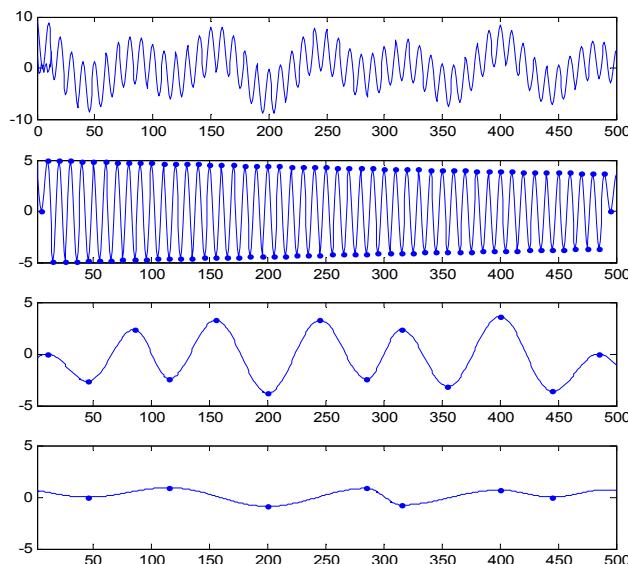


Рис. 1. Разложение на моды экстремальным фильтром

Проведено моделирование, подтверждающее принципиальную возможность применения предложенного подхода. Результаты показывают, что погрешность определения параметров составляющих возрастает при увеличении порядка следования в разложении, которое всегда начинается с самой высокочастотной, а заканчивается самой низкочастотной или трендовой составляющей. На рис. 2, 3 графики показаны сплошной линией, сплошной с точками и сплошной со звездочками в порядке убывания частот составляющих.

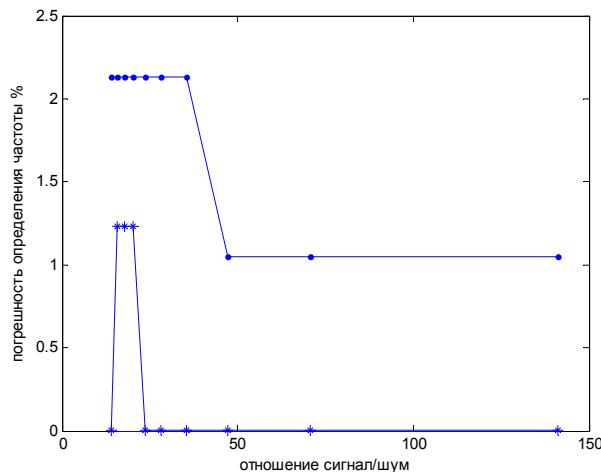


Рис. 2. Погрешность определения частот составляющих

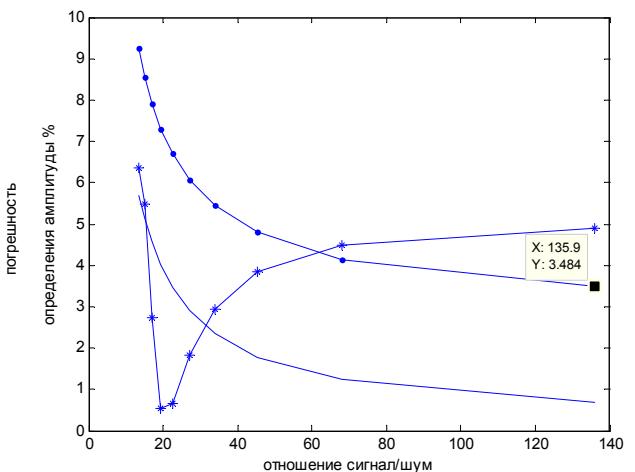


Рис. 3. Погрешность определения амплитуд составляющих

На рис. 4 приведен график изменения среднеквадратической погрешности параметрической аппроксимации (т.е. погрешности восстановления), приведенной к диапазону сигнала, от отношения сигнал/шум.

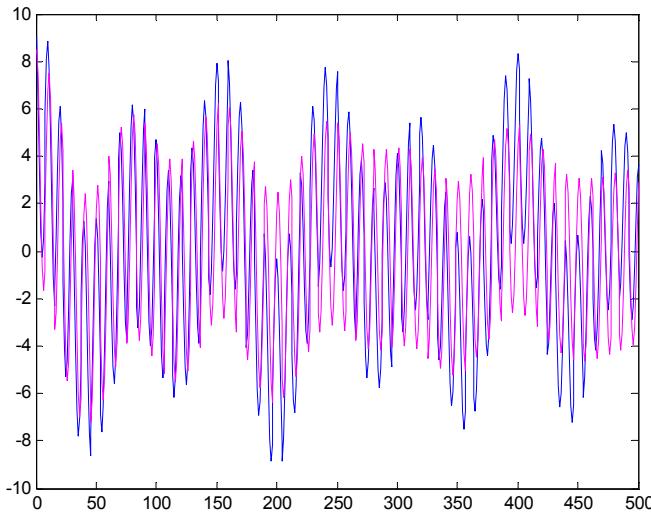


Рис. 4. Сигнал и его параметрическая аппроксимация

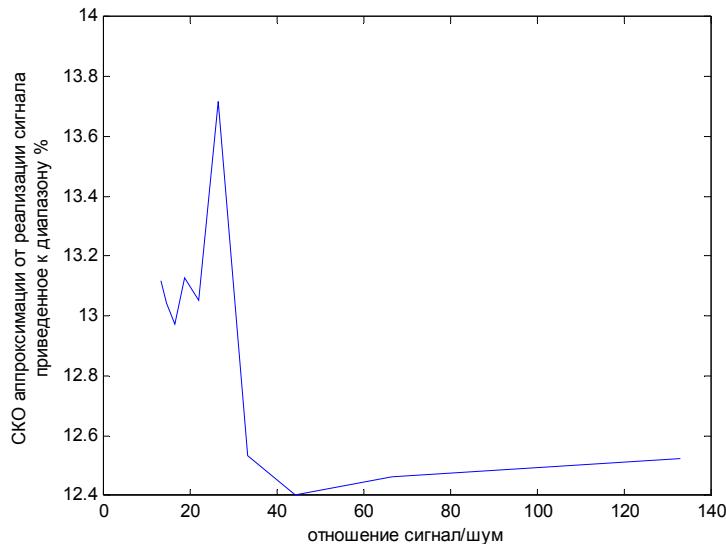


Рис. 5. Среднеквадратичная ошибка аппроксимации

Так как и «разности» и «частные» очень чувствительны к промахам, шумам, то необходимо провести исследования методов, позволяющих уменьшить это влияние. Но в целом следует отметить, что предварительное разложение уменьшает чувствительность к зашумлению по сравнению с немодифицированным методом Рутисхаузера.

Список литературы

1. Амирова, Э. А. Развитие алгоритмов частных и разностей для анализа динамических характеристик / Э. А. Амирова, Р. С. Лаврентьев // Прикладная информатика и математическое моделирование : VI Межвуз. сб. науч. тр. МГУП им. Ивана Федорова. – М., 2012. – С. 60–66.
2. Михайлович, О. И. Применение алгоритмов частных и разностей для анализа динамических характеристик / О. И. Михайлович, Э. А. Амирова, Р. С. Лаврентьев // Датчики и системы: Методы, средства и технологии получения и обработки измерительной информации : тр. Международ. науч.-технич. конф. – Пенза, 2012. – С. 290–293.
3. Мясникова, Н. В. Формирование диагностических признаков на основе алгоритма частных и разностей / Н. В. Мясникова, Р. С. Лаврентьев // Проблемы автоматизации и управления : тр. Международ. науч.-технич. конф. – Пенза, 2013. – С. 157–159.
4. Рутисхаузер, Г. Алгоритм частных и разностей / Г. Рутисхаузер. – М. : Изд-во иностр. лит. – М., 1960. – 88 с.
5. Долгих, Л. А. Применение разложения по эмпирическим модам в задачах цифровой обработки сигналов / Л. А. Долгих, Н. В. Мясникова, М. Г. Мясникова // Датчики и системы. – 2011. – № 5. – С. 8–10.
6. Терехина, А. В. Сравнительная оценка алгоритмов сжатия информации на основе метода Прони / А. В. Терехина // Современные проблемы науки и образования. – 2013. – № 1.
7. Мясникова, Н. В. Разложение на эмпирические моды на основе экстремальной фильтрации / Н. В. Мясникова, М. П. Берестень // Цифровая обработка сигналов. – 2014. – № 4. – С. 13–17.

ВОССТАНОВЛЕНИЕ ОТКЛИКА ДАТЧИКА ПЕРЕМЕННЫХ ДАВЛЕНИЙ НА УДАРНОЕ ИСПЫТАТЕЛЬНОЕ ВОЗДЕЙСТВИЕ

В. В. Сазонов, Е. Н. Саул, П. Н. Белынцева, В. П. Субботина

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Представлен метод восстановления полезного сигнала, искаженного некоррелированной аддитивной помехой при идентификации динамических характеристик датчиковой аппаратуры. Приведены результаты математического моделирования.

Идентификация динамических характеристик (ДХ) средств измерения всегда представляет собой сложную задачу, причем, не только с точки зрения организации оптимального измерительного эксперимента, но, прежде всего, с точки зрения правильной интерпретации его результатов.

Накопившийся опыт использования датчиков переменных давлений [1–3] показал, что неполная информация о динамических характеристиках датчиковой аппаратуры в условиях эксплуатации в значительной степени снижает эффективность интерпретации результатов измерений. Во многом, это было связано с невозможностью воспроизведения на стендовом оборудовании идеальных испытательных воздействий на средство измерения (например в виде δ-импульса) с целью идентификации его частотных параметров и характеристик. С целью устранения указанного недостатка в работах [4, 5] было приведено условие применимости импульса давления, возникающего в условиях электрогидравлического эффекта при взрыве металлического проводника в жидкой среде, в качестве испытательного воздействия, в частности, для датчиков переменных давлений. В нем указывается, что, если длительность такого импульса $\tau \leq 0.3T$, где T – период собственных колебаний датчика, то его можно считать идеальным испытательным воздействием. И в этом случае отклик датчика можно считать наилучшим приближением импульсной характеристики.

В данной статье описан метод восстановления информативных компонент результатов идентификации динамических характеристик датчиков механических величин, искаженных шумами аддитивной природы. Предложенный подход основан на разложении матрицы исходных данных по особым (сингулярным) [6] значениям, а именно, на положениях теоремы Эккарда-Янга [7] об аппроксимации матриц, указывающей, что разложение матрицы A можно осуществить следующим образом:

$$A = U \cdot S \cdot V^T, \quad (1)$$

где U и V – унитарные матрицы S – прямоугольная диагональная матрица с действительными неотрицательными элементами, называемыми особыми значениями матрицы A , которые, как правило, ранжированы по диагонали в убывающем порядке.

Теорема Эккарда-Янга в данном случае можно сформулировать следующим образом: имеется A – ($m \times n$) – матрица ранга r . Пусть S_p – множество всех $m \times n$ -матриц ранга $p < r$. Тогда для всех матриц $B \in S_p$ выполняется неравенство $\|A - A'\| < \|A - B\|$, где

$$A' = U \cdot S' \cdot V^T, \quad (2)$$

а S' получается из матрицы S приравниванием к нулю всех ее членов, кроме p первых членов, имеющих наибольшее значение. Матрица A' является для исходной матрицы A наилучшей аппроксимацией более низкого ранга с точки зрения минимизации нормы Фробениуса.

Данная процедура матричной аппроксимации была использована при коррекции результатов идентификации динамических характеристик датчиков механических величин на фоне аддитивных помех.

На рис. 1 представлен результат моделирования полигармонического сигнала в присутствии некоррелированных гауссовых помех $\eta(t)$ (пунктирная линия). Исходный временной ряд (непрерывная линия) был сгенерирован в виде суммы двух затухающих косинусоид с близкими ($f_1 \approx f_2$) по значениям частотами и близкими к нулю параметрами β_1 и β_2 .

$$y(t) = \cos(2\pi f_1 t) \exp(-\beta_1 t) + 0.2 \cos(2\pi f_2 t) \exp(-\beta_2 t) + \eta(t), \quad (3)$$

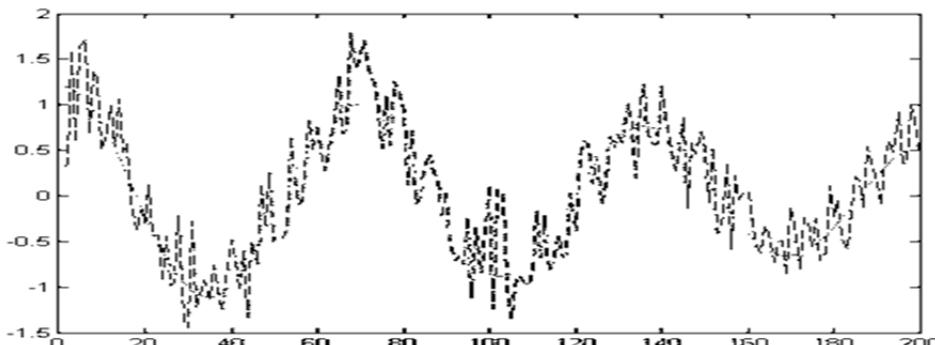


Рис. 1

Представленная модель (3) в достаточной степени отражает основные особенности оценивания частотных характеристик датчика быстропеременных давлений по результатам его отклика на ударное входное воздействие [8]. К ним можно отнести:

- возможная близость основных собственных частот (собственных мод) конструкции датчиков давления;
- наличие в отклике аддитивно накладываемого на полезный сигнал т.н. «эхо-сигнала», зависящего от условий эксперимента и используемого приборного обеспечения;
- генерирование внешней аддитивной помехи от испытательного и регистрирующего оборудования и т.д.

На рис. 2 показаны результаты дискретного преобразования Фурье (ДПФ) для исходной модели (а) и зашумленной последовательности (б) соответственно.

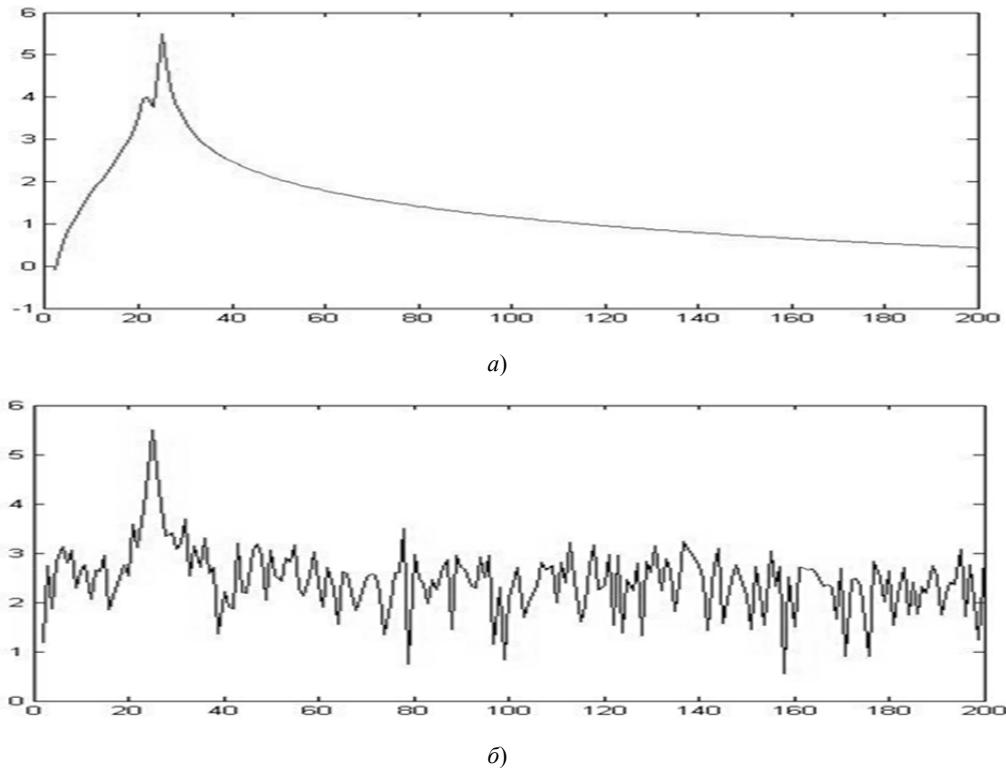


Рис. 2

Нетрудно заметить (рис. 2,б), что процедура ДПФ искаженного помехами временного ряда не позволяет осуществить разрешение двух близких частотных компонент. Причины такого результата известны [9, 10] – тут и наличие достаточно мощной шумовой компоненты и принципиальные недостатки в стандартных преобразованиях на основе аппроксимации процессов детерминированным набором базисных функций типа ряда Фурье (неявное взвешивание данных, наличие ложных компонент в виде «боковых лепестков» и т.п.)

Принципиальным ограничением применимости преобразования Фурье здесь является «подгонка» оригинальных реализаций временных рядов в жесткие рамки имеющегося набора детерминированных аппроксимативных шаблонов.

Одним из выходов в данной ситуации было выбрано использование процедуры разложения матрицы данных по особым значениям. Первый вопрос, который при этом необходимо решить это способ организаций матрицы из последовательности исходных данных. В качестве такого преобразования одномерного вектора в двумерный набор данных предлагается использовать класс положительно-определеных матриц, например матриц ганкелевой структуры, вида

$$\mathbf{A} = \begin{vmatrix} y(1) & y(2) & \cdots & y(N/2) \\ y(2) & y(3) & \cdots & y(N/2+1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y(N/2) & y(N/2+1) & \cdots & y(N) \end{vmatrix},$$

где \mathbf{y} – вектор исходных данных, N – объем выборки.

Проведя разложение (1) по особым значениям (сингулярное разложение), необходимо проанализировать полученные результаты. Можно заметить, что среди сингулярных значений присутствуют значения (в нашем примере первые четыре сингулярных числа), значительно превышающие по своему значению

остальные. Следовательно, можно сделать вывод о том, что наилучшей аппроксимацией (2) матрицы данных \mathbf{A} будет матрица \mathbf{A}' эффективного ранга $p = 4$.

В качестве критерия эффективности матричной аппроксимации использовался относительный критерий вида

$$\lambda(n) = \frac{\sum_{k=1}^n s_k^2}{\sum_{k=1}^{N/2} s_k^2} \cdot 100, \quad \%$$

позволяющий оценить какая «мощность» исходной матрицы сохранилась в аппроксимационной. В нашем примере она составила $\lambda(4) = 95,5 \%$.

Проведя аппроксимацию исходной матрицы данных матрицей более низкого ранга (в нашем примере ранг был равен 4), можно снова вернуться к исходному одномерному вектору. Восстановленная из матрицы \mathbf{A}' запись данных $y'(t)$ (рис.3) оказалась в значительной степени свободна от наличия аддитивных помех. Проведенная к восстановленному вектору $y'(t)$ процедура ДПФ (рис. 4) показала уверенное разделение двух частотных компонент.

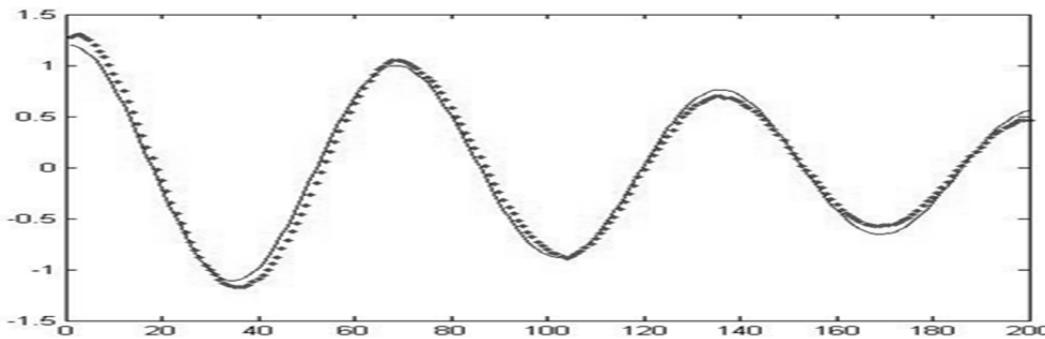


Рис. 3

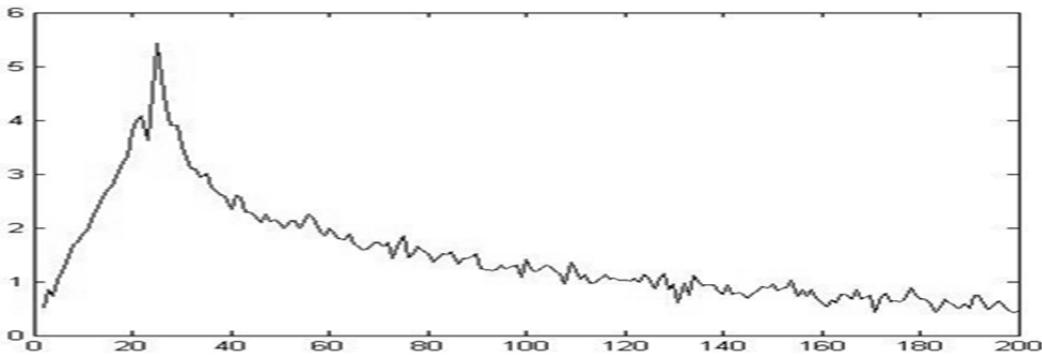


Рис. 4

Приведенный пример наглядно показывает эффективность и потенциальные возможности использования сингулярного разложения матрицы данных в задачах восстановления сигналов [11], искаженных аддитивными шумами.

Данный подход может быть полезен и в других задачах частотно-временного оценивания одномерных и многомерных сигналов в присутствии помех и искажений различной природы.

Список литературы

1. Коптев, Ю. Н. Датчиковая аппаратура для ракетно-космической техники / Ю. Н. Коптев, А. В. Гориш // Радиотехника. – 1995. – № 10. – С. 5–6.
2. Бутов, В. И. Пьезоэлектрические датчики быстропеременных давлений / В. И. Бутов, С. Д. Забродина, В. Н. Кузин // Приборы и системы управления. – 1990. – № 10. – С. 11–12.
3. Казарян, А. А. Обзор датчиков пульсаций давления / А. А. Казарян // Измерительная техника. – 1998. – № 8. – С. 27–33.
4. Багдатьев, Е. Е. Идентификация преобразователей переменных давлений / Е. Е. Багдатьев, А. А. Ефимова // Измерительная техника. – 1986. – № 6. – С. 17–18.
5. Багдатьев, Е. Е. Импульсная установка для идентификации датчиков переменных давлений / Е. Е. Багдатьев, А. А. Ефимова, Э. Б. Санина // Измерительная техника. – 1989. – № 3. – С. 18–19.
6. Форсайт, Дж. Численное решение систем линейных алгебраических уравнений : [пер с англ.] / Дж. Форсайт, К. Моулер. – М. : Мир, 1989.

7. Голуб, Дж. Матричные вычисления : [пер. с англ.] / Дж. Голуб, Ч. Ван Лоун. – М. : Мир, 1999. – 548 с.
8. Иосифов, В. П. Оценивание частотных характеристик датчиков механических величин по результатам прямых измерений / В. П. Иосифов, Н. В. Мясникова, М. П. Строганов // Датчики систем измерения, контроля и управления: межвузовский сборник научных трудов. – Пенза : Изд-во Пенз. политехн. ин-та. – 1993. – Вып. 13. – С. 88–91.
9. Тафтс, Д.-У. Оценивание частот суммы нескольких синусоид: Модификация метода линейного предсказания, сравнивая по эффективности с методом максимального правдоподобия / Д.-У. Тафтс, Р. Кумаресан // ТИИЭР. – 1982. – Т. 70, № 9. – С. 77–95.
10. Лайонс, Р. Цифровая обработка сигналов : [пер с англ.] / Р. Лайонс. – 2-е изд. – М. : Бином-Пресс, 2006. – 656 с.
11. Сazonov, B. B. Восстановление цифровых изображений методом пространственно-временной обработки двумерных сигналов / B. B. Сazonov, M. A. Щербаков // Проблемы автоматизации и управления в технических системах: тр. МНТК. – Пенза : Изд-во Пенз. гос. ун-та, 2011. – С. 112–114.

АНАЛИЗ НЕЗАВИСИМЫХ КОМПОНЕНТ КАК СТАТИСТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ НЕГАУССОВЫХ РАСПРЕДЕЛЕНИЙ

B. B. Сazonov, M. A. Щербаков

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Изложены основные предпосылки использования статистической порождающей модели, получившей название «анализ независимых компонент» (independent component analysis–ICA) в обработке сигналов и изображений. Приведены обоснования неприменимости ICA-моделей для гауссовых переменных.

Введение

Известно, что использование линейных детекторов, осуществляющих декомпозицию наблюдаемых сигналов, подтверждается практическими возможностями локализации выходных компонент. Однако такой подход не был полностью удовлетворительным в следующих отношениях:

1. Выбор меры разделимости довольно детерминирован. Было бы интересно в принципе найти способ определения оптимальной (возможно, нелинейной) функции, используемой при регистрации наблюдаемых данных.

2. Для удобства детекторов изучение многих функций было сделано лишь при условии ограничении на некоррелированность их выходов. Это также весьма искусственно, т.к. не существует определенных оснований для декорреляции.

3. Основной мотивацией для данного вида статистического моделирования естественных изображений является то, что в качестве предварительного распределения выхода использована байесовская статистическая модель. Однако, такое предварительная гипотеза не дает возможностей описания редких (негауссовых) особенностей.

Принципиальный подход, позволяющий решить эти проблемы, связан с построением порождающей модели, описывающей, как наблюдаемые данные (естественное изображение) генерируются в виде преобразования некоторых простых оригинальных переменных. Эти оригинальные переменные иногда называют скрытыми, т. к. они обычно не могут непосредственно наблюдаться.

Порождающая модель, предлагаемая здесь для моделирования фрагментов естественного изображения, получила название «анализ независимых компонент». Эта модель была первоначально разработана для решения различных проблем, в частности, проблемы так называемого слепого разделения источников [1,2]. Тем не менее, оказывается, что эта же модель может быть истолкована как форма описания негауссовых особенностей, что более или менее эквивалентно поиску линейных функций, которые максимально возможно описывают эти особенности.

1. Определение ICA

Скрытые переменные в анализе независимых компонент (ICA) получили название независимых компонент. В то время как термин «компоненты» используется в основном в силу исторических причин (например, «основные компоненты»), термин «независимость» говорит о том, что основной отправной точкой ICA-модели служит то, что скрытая переменная этой модели предполагается статистически независимой.

Пусть имеются две случайные переменные s_1 и s_2 . Их считают статистически независимыми, если информация о s_1 не дает никакой информации о s_2 , и наоборот.

Напомним основные определения. Обозначим через $p(s_1, s_2)$ совместную функцию плотности вероятностей (ФПВ) s_1 и s_2 . Пусть $p(s_1)$ является предельной (маргинальной) ФПВ, при условии, что она определена только для s_1 . Считается, что s_1 и s_2 являются независимыми, только если их совместная плотность разделима, т.е. их совместная ФПВ может быть представлена в виде произведения маргинальных ФПВ отдельных компонент

$$p(s_1, s_2) = p(s_1)p(s_2). \quad (1)$$

Это определение распространяется, естественно, для любого числа n случайных величин. Важно понимать разницу между независимостью и некоррелированностью. Если две случайные переменные являются независимыми, они не обязательно являются некоррелированными. Вполне возможен вариант, когда имеются некоррелированные случайные переменные, сильно зависящие друг от друга. Таким образом, некоррелированность представляет собой в этом смысле особый вид зависимости. Другими словами, если две переменные s_1 и s_2 считаются независимыми, их нелинейные преобразования в результате могут быть некоррелированные

$$\text{cov}(g_1(s_1), g_2(s_2)) = E\{g_1(s_1)g_2(s_2)\} - E\{g_1(s_1)\}E\{g_2(s_2)\} = 0 \quad (2)$$

для двух функций g_1 и g_2 .

2. Порождающая ICA-модель

Порождающая ICA-модель определяется в терминах линейного преобразования скрытых независимых компонентов. Обозначим через $I(x, y)$ величину значения яркости пикселя «серого» изображения (точка яркости) или его небольшого фрагмента. В ICA фрагмент изображения генерируется в виде линейной суперпозиции некоторых функций:

$$I(x, y) = \sum_{i=1}^m A_i(x, y)s_i \quad (3)$$

для всех x и y . Коэффициенты s_i различны для каждого фрагмента. Таким образом, они могут быть рассматриваться как случайные переменные, так как их значения меняются случайным образом. В отличие от этого A_i , возможно, являются одинаковыми для всех фрагментов.

ICA-модели в настоящее время базируются на трех предположениях:

а) основное предположение в том, что s_i являются статистически независимыми, если рассматривать их как случайные величины;

б) для того, чтобы иметь возможность оценить модель, мы также должны предположить, что распределение s_i является негауссовым. Это предположение естественно для описания редких особенностей, поскольку редкость является формой негауссности;

в) предполагается, что линейная система A_i по определению обратима, но это лишь техническое предположение, что не всегда необходимо. Предпочтительно считать, что линейная система обратима после предварительной обработки, что не совсем одно и то же.

Этих предположений достаточно для того, чтобы предварительно оценить модель. Оценка заключается в том, что, учитывая достаточно большую выборку фрагментов изображений $I_t, t = 1, \dots, N$, можно восстановить некоторые разумные приближения значений A_i , не зная заранее значений s_i скрытых компонент.

Единственное, что мы не можем восстановить, это масштабирование и знаки компонент. На самом деле, можно умножить компоненту s_i на любую константу, и если вы разделите соответствующую A_i на эту константу, это никак не проявится в данных. Таким образом, мы можем только восстановить компоненту до постоянного множителя. Как правило, для упрощения ситуации, считается, что компоненты имеют единичную дисперсию. Это оставляет неопределенным знак компоненты. Так, вместо любой компоненты s_i , мы так же хорошо можем использовать и компоненту $-s_i$.

Для линейных моделей характерно, что оценка A_i эквивалентна определению значений W_i , которые дают s_i в качестве выходов линейных детекторов:

$$s_i = \sum_{x,y} W_i(x, y)I(x, y) \quad (4)$$

для каждого фрагмента изображения. Коэффициенты W_i получаются путем обращения матрицы A_i .

3. Предварительная обработка данных

На практике, как правило, предпочитают формировать статистические модели для предварительно обработанных данных. Переменные предобратки в этом представлении обозначим через z_i . Для одного фрагмента изображения, они могут быть собраны в вектор $\mathbf{z} = (z_1, \dots, z_n)$. Т.к. линейное преобразование линейного преобразования, по-прежнему, остается линейным, переменные z_i также являются результатом

линейного преобразования независимой компоненты s_i , хотя они и отличаются от коэффициентов, полученных в исходном пространстве. Таким образом, мы имеем

$$z_i = \sum_{j=1}^m b_{ij} s_j \quad (5)$$

для некоторых коэффициентов b_{ij} , которые могут быть получены путем трансформации функции A_i (например, с использованием SVD-преобразования).

Мы хотим выбрать такое число n независимых компонент, чтобы линейная система могла быть обратимой. Т.к. мы работаем с предварительно обработанными данными, выберем n равное числу переменных после канонической предобработки (вместо общего количества оригинальных пикселей). После этого система уравнений (5) становится обратимой и мы можем записать s_i в виде линейной функции от z_i :

$$s_i = \sum_{j=1}^n v_{ij} z_j = \mathbf{v}_i^T \mathbf{z}, \quad (6)$$

где вектор $\mathbf{v}_i = (v_{1i}, \dots, v_{ni})$ обеспечивает простую запись выражения с использованием векторных произведений. Коэффициенты v_{ij} вычисляются путем обращения матрицы коэффициентов b_{ij} . Коэффициенты W_i в уравнении (7.4) получают путем объединения линейных преобразований, данных v_{ij} и канонической предобработки (т.е. умножения двух матриц).

4. Отбеливание и независимые компоненты

При описании особенностей SVD-разложения, естественно заключить, что информации второго порядка (т.е. ковариации) достаточно для описания гауссовых процессов. К тому же выводу можно прийти с другой точки зрения, показав, что подобной информации недостаточно для оценки модели ICA, из чего следует другой вывод о том, что компоненты ICA-модели не должны быть гауссовыми.

Принято считать, что если просто отбелить данные, то они автоматически равны независимым компонентам. Основанием этого является тот факт, что ICA также является отбеливающим преобразованием, позволяющим получить компоненты, которые являются независимыми, а, следовательно, и некоррелированными. А основная задача состоит в том, чтобы лишь оценить эти компоненты при условии их единичной дисперсии. Основная ошибка этой логики заключается в том, что существует бесконечное число преобразований отбеливания, поскольку любое ортогональное преобразование отбеленных данных приводит к, по-прежнему, отбеленным данным. Другими словами, если отбеливать данные, например, с помощью SVD-преобразования, то получим только один набор данных из бесконечно большого набора преобразований, и нет, абсолютно никаких оснований считать, что вы получите именно ICA-преобразование.

Существует вполне объективная причина, почему невозможно оценить ICA-модель, используя методы, основанные исключительно на анализе ковариации. Прежде всего, это связано с симметрией ковариационной матрицы: $\text{cov}(z_1, z_2) = \text{cov}(z_2, z_1)$. Таким образом, число различных вариантов ковариаций можете оценить, исходя из объема данных и равно $n(n+1)/2$. В отличие от этого, параметры b_{ij} необходимо определить (это относится к моделям с предварительно обработанными данными в уравнении (5)) при условии, что их число равно n . Таким образом, если для выбранной ковариационной структуры попытаемся найти только одну комбинацию b_{ij} , то у нас получится наполовину недоопределенная система уравнений. Из этого следует невозможность получения однозначного решения. В равной степени, та же логика применима и к исходным данным до их предварительной обработки.

Смоделируем две независимые компоненты s_1 и s_2 с редкими (негауссовыми) распределениями (рис. 1). Их совместное распределение (рис. 1,а), имеет «звездную форму» потому, что данные, в основном, сосредоточены на координатных осях. Затем, мы линейно смешиваем эти переменные, используя случайно выбранные коэффициенты, например, $b_{11} = 0,5$, $b_{12} = 1,5$, $b_{21} = 1$ и $b_{22} = 0,2$. Полученное распределение показано на рис. 1,б. Звезда теперь уже имеет «витой» характер. После отбеливания данных, мы получаем распределение, показанное в рис. 1,в. Очевидно, что это распределение не то же самое, что исходное распределение. Таким образом, отбеливанию не удалось восстановить исходные компоненты.

С другой стороны, мы видим, что распределение (рис. 1,в) имеет правильную приведенную «форму», т.к. все отбеливающие трансформации ортогональны относительно друг друга. Таким образом, мы решили часть проблемы. В двумерных измерениях ортогональные преобразования реализуются в основном с помощью вращений. После отбеливания нам нужно лишь «правильно» взглянуть на получившееся ортогональное преобразование, снижающее пространство, в котором мы должны искать правильное решение.

Таким образом, мы видим, почему оправдано ограничение различных выходов линейных детекторов на возможность их некоррелированности. Ограничение ортогональных преобразований для отбеленных данных эквивалентно ограничению на некоррелированность особенностей s_i (и имеющих, к тому же, единичную дисперсию).

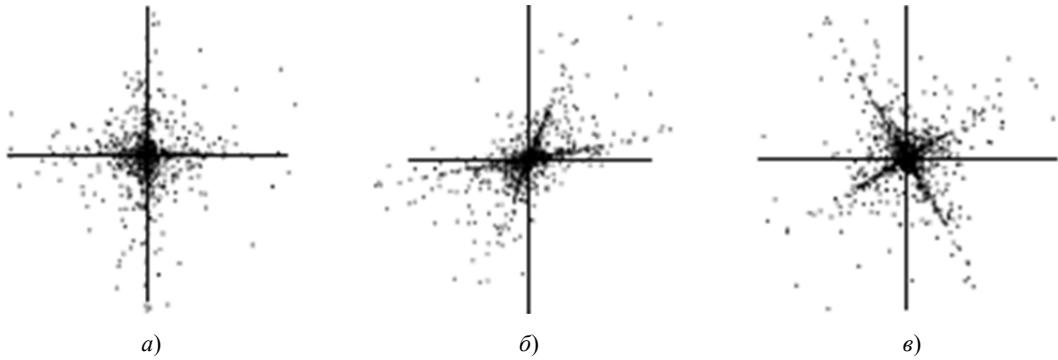


Рис. 1: а – совместное распределение независимых компонент s_1 и s_2 с редкими (негауссовыми) распределениями.

Горизонтальная ось – s_1 , вертикальная ось – s_2 ; б – совместное распределение наблюдаемых данных, которые являются линейными преобразованиями s_1 и s_2 ; в – совместное распределение наблюдаемых данных после отбеливания с помощью SVD-преобразования

Даже в случае ICA-оценок, часто стараются задавать некоррелированные особенности, потому что это упрощает целевую функцию, а также позволяет получать очень эффективные алгоритмы. Однако, в рамках ICA неоправданно, например, ограничение на ортогональность A_i , поскольку матрица смешивания (или, скорее, обратная ей W_i) не обязательно должна быть ортогональной.

5. Причины негауссости компонент ICA-модели

Неэффективность информации второго порядка для построения ICA-модели означает, что независимые компоненты не должны быть гауссовыми, потому что гауссова данные не содержат в себе ничего, кроме информации второго порядка. Объясним это утверждение несколькими различными способами.

Мы уже видели (рис. 1), что после отбеливания, необходимо найти правильное вращение (ортогональное преобразование), которое дает ICA-компоненты. Однако, если данные гауссова, то это не представляется возможным из-за свойства симметрии их характеристик.

Чтобы это понять, рассмотрим гауссову ФВП. Имеются отбеленные переменные, ковариационная матрица которых по определению является единичной. Матрица, обратная к единичной, также является единичной матрицей. Таким образом, мы имеем $\sum_{i,j} x_i x_j [\mathbf{C}^{-1}]_{i,j} = \sum_i x_i^2$. Кроме того, детерминанта единичной матрицы равна единице. Таким образом, можно записать

$$p(x_1, \dots, x_n) = \frac{1}{(2\pi)^{n/2}} \exp\left(-\frac{1}{2} \sum_i x_i^2\right) = \frac{1}{(2\pi)^{n/2}} \exp\left(-\frac{1}{2} \|\mathbf{x}\|^2\right). \quad (7)$$

Это ФВП зависит только от нормы $\|\mathbf{x}\|$. Такое ФВП называется сферически симметричным, т.к. она одинакова во всех направлениях. Таким образом, в ней нет никакой информации для определения направления вращения соответствующих независимых компонент.

Смоделировав ФВП двух некоррелированных гауссовых величин с единичными дисперсиями (рис. 2), можно убедиться в том, что их распределение одинаково во всех направлениях. Понятно, что при любом повороте, распределение не меняется, так что нет никакого способа отличить правильное вращение от неправильного.

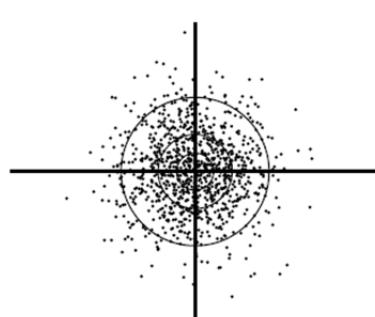


Рис. 2. Диаграмма разброса двух некоррелированных гауссовых величин

Дополнительным обоснованием того, почему ICA неприменимо для гауссовых переменных является одно из фундаментальных свойств теории вероятностей, в котором говорится, что, если случайные величины имеют гауссово распределение и они некоррелированы, то они также и независимы. Таким образом, для гауссовых переменных, некоррелированность и независимость одно и то же, хотя в целом некоррелирован-

ность не означает независимость. Это еще раз показывает, почему ICA не приносит ничего нового для гауссовых величин. Основное, что можно сделать в данной ситуации, это их декоррелировать, что достигается с помощью SVD и других методов отбеливания.

Из уравнения (7) можно сделать вывод, почему гауссовые некоррелированные переменные являются независимыми. Здесь переменные на самом деле предварительно отбелены, т.е. они стандартизированы единичной дисперсией. ФПВ в уравнении (7) можно представить в виде разложения:

$$p(x_1, \dots, x_n) = \prod_i \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{1}{2}x_i^2\right), \quad (8)$$

где мы использовали свойство $\exp(a+b) = \exp(a)\exp(b)$. Это представление есть факторизация многомерного ФПВ в виде произведения одномерных стандартных гауссовых ФПВ. Такая факторизация является сутью определения независимости, как показано в (1). Таким образом, гауссовые величины являются независимыми, если они не коррелируют между собой.

Замечания

Анализ независимых компонент с помощью статистической порождающей модели сводится к описанию негауссовых распределений. Это дает правильную вероятностную интерпретацию негауссовых (разреженных) распределений и, таким образом, решает ряд теоретических проблем в области разреженного кодирования (а именно, оптимальные способы оценки негауссности, оптимальность декорреляции и т.п.), и описывает свойства ФПВ для использования в байесовской модели выхода. Выражение «анализ независимых компонент» указывает на еще одно важное свойство этой модели – компоненты считаются статистически независимыми. Первое применение ICA-подхода к фрагментам изображения было изложено в [3,4]. Для получения более подробной информации о ICA-модели, см [5, 6]. Некоторые из самых ранних ссылок на ICA содержатся [7–10]. Классическим источником считается [11], который показал насколько негауссость связана с ICA-оценками; в [12] описана единственность разложения; рамки применимости метода максимального правдоподобия введены в [13]. Связанные способы анализа статистик естественных изображений описаны в [14].

Список литературы

1. Hyvarinen, A. Blind source separation by nonstationarity of variance: A cumulant-based approach / A. Hyvarinen // IEEE Transactions on Neural Networks. – 2001. – Vol. 12, № 6. – P. 1471–1474.
2. Hyvarinen, A. Complexity pursuit: Separating interesting components from time-series / A. Hyvarinen // Neural Computation. – 2001. – Vol. 13, № 4. – P. 883–898.
3. Bell, A. J. Learning higher-order structure of a natural sound / A. J. Bell, T. J. Sejnowski // Network. – 1996. – P. 261–266.
4. Cardoso, J. F. Source separation using higher order moments / J. F. Cardoso // Proc. IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP'89). – Glasgow, 1989. – P. 2109–2112.
5. Comon, P. Independent component analysis—a new concept? / P. Comon // Signal Processing. – 1994. – P. 287–314.
6. Delfosse, N. Adaptive blind separation of independent sources: a deflation approach / N. Delfosse, P. Loubaton // Signal Processing. – 1995. – P. 59–83.
7. Hyvarinen, A. Independent component analysis: Algorithms and applications / A. Hyvarinen, E. Oja // Neural Networks. – 2000. – Vol. 13, № 4–5. – P. 411–430.
8. Hyvarinen, A. Independent Component Analysis / A. Hyvarinen, J. Karhunen, E. Oja. – Wiley Interscience, 2001.
9. Jutten C. Blind separation of sources. Part I: An adaptive algorithm based on neuromimetic architecture / C. Jutten, J. Herault // Signal Processing. – 1991. – P. 1–10.
10. Mooijaart, A. Factor analysis for non-normal variables // Psychometrika. – 1985. – P. 323–342.
11. Olshausen, B.A. Sparse coding with an overcomplete basis set: A strategy employed by VI? / B. A. Olshausen, D. J. Field // Vision Research. – 1997. – P. 3311–3325.
12. Pham D.T., Garrat P. Blind separation of mixture of independent sources through a quasimaximum likelihood approach / D. T. Pham, P. Garrat // IEEE Trans on Signal Processing. – 1997. – Vol. 45, № 7. – P. 1712–1725.
13. Pham, D. T. Separation of a mixture of independent sources through a maximum likelihood approach / D. T. Pham, P. Garrat, C. Jutten // Proc. EUSIPCO. – 1992. – P. 771–774.
14. Thomson ,M. G. A. Higher-order structure in natural scenes // J. of the Optical Society of America. – 1999. – P. 1549–1553.

МЕТОД ГЛАВНЫХ КОМПОНЕНТ И АНАЛИЗ НЕЗАВИСИМЫХ КОМПОНЕНТ В ОБРАБОТКЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ

B. B. Сазонов, M. A. Щербаков

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Статья посвящена практическому использованию ставшему уже классическому при обработке сигналов и изображений методу главных компонент (Principal Component Analysis) и его логическому продолжению в виде анализа независимых компонент (Independent Component Analysis). Основной задачей явля-

лось демонстрация возможностей этих методов для различных приложений. Приведены примеры обработки реальных изображений, искаженных шумами и помехами различной природы.

Введение

Оба указанных подхода, и метод главных компонент (PCA) и анализ независимых компонент (ICA), являются преобразованиями, основанными на использовании некоторой статистики наблюдаемого набора данных. Так, PCA базируется на статистике второго порядка, в то время как ICA использует статистики более высокого порядка. Поэтому принято считать, что результаты, полученные с помощью ICA считаются более значимыми, чем результаты PCA-анализа. Таким образом, ICA зачастую воспринимается как расширение PCA. Не отрицая, в целом, этого утверждения, следует признать, что ICA лучше работает по данным, которые были уже предварительно обработаны с помощью PCA.

PCA и особенно ICA в последнее время стали популярными инструментами различных приложений, например, в задачах слепого разделения источников сигнала, выделения независимых признаков, в области телекоммуникации, финансов, анализа и автоматической обработки текстовых документов, сейсмического мониторинга и многих других.

1. Анализ независимых компонент

Для лучшего понимания работы ICA-метода, рассмотрим следующую задачу [1]. Представим себе ситуацию, когда несколько людей говорят в одно и то же время. Обозначим их речь как источники сигналов s . Мы записываем смесь x их речей соответствующим количеством микрофонов. Математически это может быть записано в следующем виде

$$x = As, \quad (1)$$

где матрица A является матрицей смешивания [1,2]. Задача состоит в том, чтобы найти оригинальные источники (независимые компоненты) s в условиях отсутствия предварительной информации о структуре и свойствах матрицы смешивания A . В целях упрощения бесшумной модели (1) предположим, что $\text{Dim}(s) = \text{Dim}(x)$, где $\text{Dim}(s)$ – число источников, $\text{Dim}(x)$ – число наблюдаемых смесей. Из чего следует, что матрица смешивания является квадратной. Следовательно, матрица A является обратимой, а обратная ей матрица – матрица демикширования W может быть вычислена.

Таким образом, с учетом условия реализуемости матрицы A , задача (1) может быть переформулирована следующим образом – вычислить матрицу $W = A^{-1}$, для которой верно уравнение

$$s = Wx \quad (2)$$

Следует отметить, что ICA-методам присущи некоторые ограничения свойственные большинству методов слепого разделения источников сигнала, среди которых можно выделить такие, как:

- дисперсии источников не могут быть локализованы в силу мультиплексного характера матрицы смешивания, поскольку умножение определенного столбца матрицы A на любой скаляр может быть всегда отменено путем деления соответствующего столбца с тем же скаляром;
- как следствие, невозможно восстановить последовательность источников s ;
- при данной постановке задачи ICA работает только с источниками, которые обладают негауссовым распределением (допускается только один источник, имеющий гауссовское распределение [2]).

2. Отбеливание

При оценке модели ICA часто используется преобразование, называемое отбеливанием [3,4]. Для лучшей иллюстрации предположим, что некоторый случайный вектор z обладает следующим свойством

$$E\{z_i z_j\} = \delta_{ij}. \quad (3)$$

Другими словами, уравнение (3) ограничивает элементы вектора z свойствами некоррелированности и единичности дисперсии. Это может быть обобщено, считая, что любой вектор z , обладающий указанными свойствами, называется белым [2]. Теперь найдем линейное преобразование V , которое трансформирует случайный вектор x в вектор z

$$z = Vx. \quad (4)$$

Учитывая требование к некоррелированности вектора z , такое преобразование может быть реализовано с помощью PCA-процедуры. Таким образом, метод главных компонент часто используют в ICA на предварительном этапе.

Порядок действий состоит из нескольких этапов. Во-первых, входные данные x должны быть отцентрированы, что достигается путем вычитания выборочного среднего значения из заданного набора данных. На следующем этапе для ковариационной матрицы C_{xx} оценивается ее собственное разложение $C_{xx} = EDE^T = VV^T$, где E – матрица собственных векторов, D – диагональная матрица неотрицательных собственных значений. В результате получаем отбеливающую матрицу $V = ED^{-1/2}E^T$.

Теперь набор \mathbf{x} можно отбелить как

$$\mathbf{z} = \mathbf{V}\mathbf{x} = \mathbf{V}\tilde{\mathbf{A}}\mathbf{s} \quad (5)$$

Однако отбеливание (whitening) по-прежнему не дает нам независимых компонент. При трансформации отбеленных данных \mathbf{z} любой ортогональной матрицей \mathbf{M} также получается отбеленный вектор $\mathbf{y} = \mathbf{M}\mathbf{z}$. Таким образом, одной процедуры отбеливания недостаточно для оценки независимых компонент.

Другими словами, векторы \mathbf{z} или \mathbf{y} нельзя рассматривать как независимые компоненты. Тем не менее, отбеливание по-прежнему очень важный шаг при предварительной обработке данных, т.к. оно ограничивает ортогональное пространство искомой матрицы смешивания.

Последним шагом при выполнении ICA является определение матрицы, которая уже предполагается ортогональной. Этот выбор делается с помощью функции поиска для матрицы \mathbf{B} , которая максимизирует некоторую меру негауссности источников $\mathbf{s} \approx \mathbf{B}\mathbf{z}$.

4. ICA-обработка изображений

До сих пор мы коснулись себя путем применения МКА с точки зрения слепого разделения источника.

До сих пор мы рассматривали особенности построения ICA-моделей с точки зрения слепого разделения сигналов. Основная концепция применения ICA-метода к изображениям [1, 4] состоит в том, что каждое изображение (фрагмент изображения) может быть описано линейной суперпозицией функций $a_i(x, y)$, взвешенных с учетом коэффициентов s_i . В этом случае, статистические особенности соответствующих источников определяются столбцами матрицы смешивания \mathbf{A} .

Т.к. ICA-модели нацелены на декомпозицию наблюдаемого сигнала негауссовыми компонентами, то, очевидно, возможно эффективное использование данного подхода с точки зрения удаления гауссовых помех из изображений. Данное предположение было реализовано средствами Matlab на целом ряде разнотипных фотографий: портрет «Barbara» (рис. 1,*a*), пейзаж «Castle» (рис. 2,*a*), природа «Grasshopper» (рис. 3,*a*), искаженных гауссовыми помехами (рис. 1,*b*, 2,*b*, 3,*b*). Следует отметить значительное снижение уровня помех при одновременном сохранении визуального качества восстановленных изображений (рис. 1,*c*, 2,*c*, 3,*c*). Для сравнения приведены результаты работы классического фильтра Винера (рис. 1,*e*, 2,*e*, 3,*e*), значительно уступающие в качественном и количественном отношениях предложенному подходу.



Рис. 1

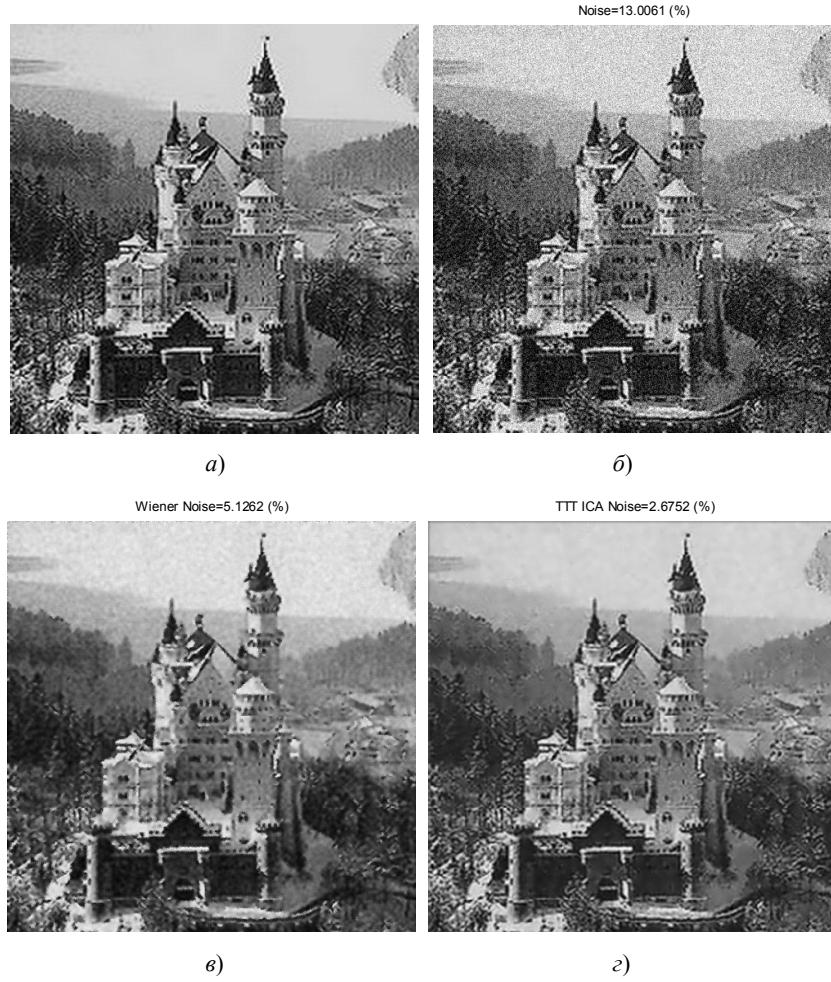


Рис. 2

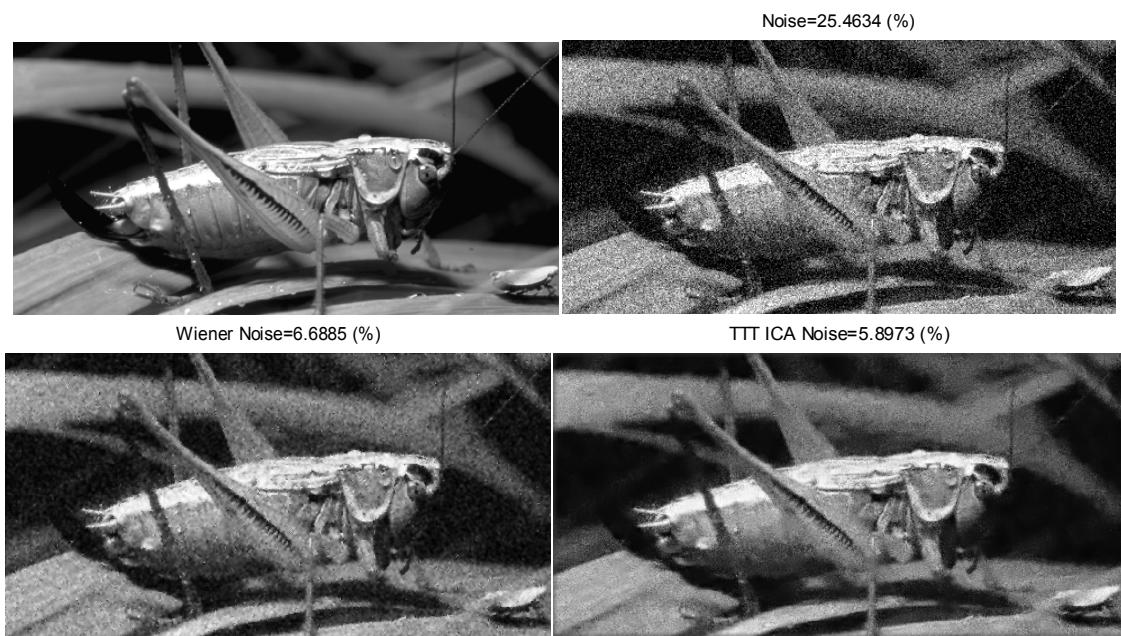


Рис. 3

Приведенные примеры подтверждают потенциальные возможности комбинированного использования PCA-разложения и ICA-моделей в задачах цифровой обработки изображений.

Заключение

В статье были изложены основные мотивации совместного использования PCA/ICA-преобразований для обработки изображений. Было показано, как большая часть скрытой информации может быть обнару-

жена на основе выбора ICA-модели исходных данных, предварительно обработанных PCA-процедурами отбеливания. В дальнейшем необходимо обратить отдельной внимание повышению эффективности PCA/ICA-преобразований с точки зрения максимального учета статистических особенностей компонент наблюдаемых сигналов и изображений.

Список литературы

1. Hyvarinen, A. Code Shrinkage: Denoising by Nonlinear Maximum Likelihood Estimation. Advances in Neural Information Processing Systems / A. Hyvarinen, P. O. Hoyer, E. Oja. – 1999. – P. 473–479.
2. Aapo Hyvärinen. Independent Component Analysis / Aapo Hyvärinen, Juha Karhunen, and Erkki Oja. – J. Wiley, 2001.
3. Removing Electroencephalographic Artifacts: Comparison between ICA and PCA / Tzyy-Ping Jung, Colin Humphries, Te-Won Lee, Scott Makeig, Martin J. McKeown, Vicente Iragui, Terrence J. Sejnowski // Neural Networks for Signal Processing. – 1998. – Vol. VIII. – P. 63–72.
4. James V. Stone. Independent Component Analysis / James V. Stone. – The MIT Press, 2004.

ЭФФЕКТИВНАЯ ЭКСПРЕСС-SVD-ФИЛЬТРАЦИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ В СИГНАЛАХ И ИЗОБРАЖЕНИЯХ

В. В. Сазонов, М. А. Щербаков, В. П. Субботина

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Описан оригинальный подход к фильтрации импульсных помех в сигналах и изображениях, основанный на ортогональном SVD-преобразовании матрицы наблюдаемых данных. Приведен сравнительный анализ с известным методом медианной фильтрации, показавший значительное качественное преимущество предложенного алгоритма в широком диапазоне уровней импульсных помех, сохранив при этом высокое быстродействие. Приведены иллюстрации, подтверждающие предпочтительные свойства разработанного алгоритма.

Введение

Причинами возникновения шумов в цифровых сигналах и изображениях могут быть различные сбои и неисправности в каналах связи, погрешности квантования приемной цифровой матрицы при цифровом приеме информации и др. Одним из самых непредсказуемых видов помех является импульсный шум.

Целью работы являлось развитие возможностей алгоритмов ортогональной фильтрации импульсных шумов и помех в сигналах и изображениях с позиции их оптимальной производительности. Основным преимуществом данного подхода является отсутствие априорных сведений о характеристиках полезных сигналов и шумов. Единственным предположением в рамках данного метода является предположение о конечности интервала взаимной корреляции полезного сигнала и шумовой компоненты, определяемого исходя из характера физических особенностей рассматриваемой задачи.

Как правило, величина импульсных шумов велика по сравнению с величиной полезного сигнала. Как следствие, импульсный шум после оцифровки, как правило, принимает экстремальные значения в соответствующих естественных координатах одномерного сигнала или двумерного изображения [1].

Для подавления такого рода помех принято использовать методы медианной (как правило) или ранговой фильтрации [1, 2]. В их основе лежит предварительное упорядочение по возрастанию значения яркости близлежащей окрестности анализируемой координаты изображения с последующим преобразованием их срединного (рангового) значения. Размер окна медианного фильтра должен быть обычно выбирается в два раза больше ширины импульса, что априори должно обеспечивать подавление одиночных импульсов. В случае же слияния импульсов такие фильтры не гарантирует их удаления. Для чего размер маски фильтра должен быть увеличен. Однако это неизбежно приводит к неизбежному дальнейшему размыванию границ деталей изображения. В результате такая фильтрация не только не удаляет повторяющиеся импульсные шумы, но и вносит сглаживающие искажения в истинные элементы изображения.

1. Сингулярная фильтрация импульсных помех

До последнего времени считалось, что методы фильтрации импульсных помех в сигналах и изображениях в силу непредсказуемости свойств подобных некоррелированных помех не могут иметь более или менее правдоподобного описания их свойств и возможностей.

Авторами в работах [3, 4] было представлено теоретическое обоснование возможности использования представления сигналов и изображений на основе ортогонального сингулярного разложения в задачах фильтрации импульсных шумов. Основным и единственным недостатком практических реализаций данного подхода следовало признать вполне определенную ограниченность вычислительной оперативности предложенных алгоритмов.

Пусть $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_n]$ – вектор исходных данных, искаженный аддитивной импульсной помехой, например вида, $\boldsymbol{\eta} = [0, \eta_2, 0, \eta_4, \eta_5, \dots, 0]$. Задачей фильтрации является восстановление $\tilde{\mathbf{x}}$ по наблюдаемым данным $\mathbf{g} = \mathbf{x} + \boldsymbol{\eta}$. Следует отметить, что некоррелированный вектор помехи $\boldsymbol{\eta}$ содержит последовательный ряд импульсной компоненты.

Для статистического анализа матрицы наблюдаемых данных \mathbf{X} , построенной специальным образом на основе сдвига элементов вектора \mathbf{x}

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & \dots & x_{n-1} \\ x_2 & x_3 & \dots & x_n \end{bmatrix},$$

воспользуемся ее SVD-разложением [5] вида

$$\mathbf{X} = \mathbf{U} \cdot \mathbf{S} \cdot \mathbf{V}^T = \sum_{i=1}^2 \sigma_i \mathbf{u}_i \mathbf{v}_i^T, \quad (1)$$

где \mathbf{u}_i и \mathbf{v}_i – левый и правый сингулярные векторы матрицы \mathbf{X} , являющиеся ортонормированными столбцами матриц \mathbf{U} и \mathbf{V} соответственно; $\sigma_i \geq 0$, $\mathbf{S} = \text{diag}(\sigma_1, \sigma_2)$.

В данной трактовке \mathbf{X} можно представить в виде разложения

$$\mathbf{X} = \sigma_1 \tilde{\mathbf{X}}_1 + \sigma_2 \tilde{\mathbf{X}}_2, \quad (2)$$

где $\tilde{\mathbf{X}}_i = \mathbf{u}_i \cdot \mathbf{v}_i^T$ – внешнее произведение столбца унитарной матрицы \mathbf{U} и соответствующего столбца унитарной матрицы \mathbf{V}^T .

Предложенная модификация SVD-фильтра импульсных помех повышает качество восстановления изображения искаженного импульсными помехами в силу отсутствия дополнительных итераций, что значительно сокращает временные затраты.

На рис. 1 и 2 приведены примеры удаления аддитивного некоррелированного импульсного шума из стандартного изображения «Лена». Можно заметить, что оба SVD-фильтра (рис 1,2 и 2,2) успешно восстановили исходное изображение, сохранив его контрастность и различимость мелких деталей. В то же время медианный фильтр при удовлетворительном качестве подавления помех (рис. 1) внес значительные искажения в восстановленную картинку. В случае мощных помех (рис. 2) медианный фильтр вообще не смог идентифицировать изображение.



Рис. 1. Пример удаления импульсного шума: *a* – исходное изображение; *b* – изображение, искаженное импульсной помехой ($\sigma_u = 15.14$ dB); *c* – результат медианного фильтра ($\sigma_u = 27.07$ dB, time = 28 msec); *d* – результат SVD-фильтра ($\sigma_u = 32.12$ dB, time = 32 msec)

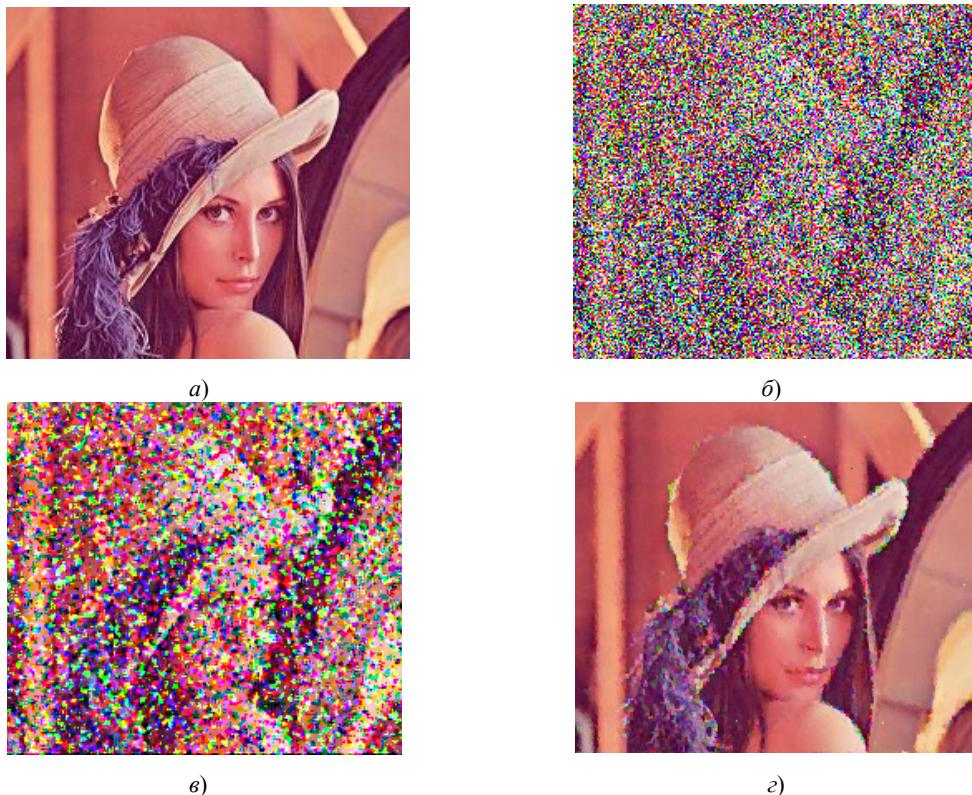


Рис. 2. Пример удаления импульсного шума: *а* – исходное изображение; *б* – изображение, искаженное импульсной помехой ($\sigma_w = 6,71$ dB); *в* – результат медианного фильтра ($\sigma_w = 9,57$ dB, time = 27 msec); *г* – результат SVD-фильтра ($\sigma_w = 22,20$ dB, time = 30 msec)

Заключение

1. На основе модифицированного SVD-фильтра импульсных помех предложен алгоритм, позволяющий оптимизировать временные затраты на восстановление изображений.
2. Приведенные примеры иллюстрируют качество SVD-фильтрации импульсных помех в цифровой обработке изображений.
3. Представляется перспективным реализация изложенного подхода в средствах мобильной связи и коммуникаций.

Список литературы

1. Гонсалес, Р. Цифровая обработка изображений / Р. Гонсалес, Р. Вудс.– М. : Техносфера, 2005. –1072 с.
2. Ярославский, Л. П. Введение в цифровую обработку изображений / Л. П. Ярославский. – М. : Сов. радио, 1979. – 312 с.
3. Сазонов, В. В. Сингулярная фильтрация импульсных помех в сигналах и изображениях / В. В. Сазонов, М. А. Щербаков // Инновационные информационные технологии : тр. международ. науч.-практ. конф. – М. : МИЭМ, 2012. – С. 307–309.
4. Сазонов, В. В. Модифицированный метод сингулярной фильтрации импульсных помех / В. В. Сазонов, М. А. Щербаков // Перспективные информационные технологии (ПИТ 2014) : тр. междун. науч.-технич. конф. – Самара : Изд-во Самар. НЦ РАН, 2014. – С. 347–349.
5. Форсайт, Дж. Численное решение систем линейных алгебраических уравнений : [пер. с англ.] / Дж. Форсайт, К. Моллер. – М.: Мир, 1969.

НЕЙРОСЕТЕВОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ РИСУНКА КРОВЕНОСНЫХ СОСУДОВ ЛАДОНИ ЧЕЛОВЕКА В КОД ДОСТУПА ДЛЯ СИСТЕМ БИОМЕТРИЧЕСКОЙ АУТЕНТИФИКАЦИИ

М. В. Секретов

ОАО «ПНИЭИ», г. Пенза, Россия

Проводится анализ биометрических систем с бесконтактным распознаванием человека по рисунку кровеносных сосудов ладони. Рассматривается текущее состояние вопроса безопасного использования и хранения биометрических данных людей в информационных средах. Для снижения риска потери конфиденциальности рисунка кровеносных сосудов ладони предлагается схема нейросетевого преобразования

рисунка кровеносных сосудов ладони в код доступа. В перспективе нейросетевые преобразователи позволяют быстро формировать, используя защищенные параметры искусственной нейронной сети, код доступа длиной 256 бит.

Рука человека имеет большое количество биометрических характеристик: геометрия руки, геометрия ладони, рисунки отпечатков пальцев и ладони, рисунки подкожных кровеносных сосудов. Рисунки отпечатков пальцев и ладоней уже давно применяются в криминалистике, прежде всего потому, что они остаются на предметах [1]. Распознавание человека по отпечатку пальца получило широкое распространение в средствах контроля и управления доступом, системах персональной аутентификации личности, встраиваемых в мобильные устройства. Из-за того что отпечаток пальца остается на предметах, биометрические системы не могут считаться защищенными от взлома. По оставленному человеком на предмете отпечатку достаточно легко изготовить муляж и обмануть биометрическую систему. В связи с этим возникла необходимость создания бесконтактной биометрической технологии, которая позволила бы человеку сохранить его биометрический образ в тайне, скрыв от глаз злоумышленников.

Технология распознавания человека по рисунку подкожных кровеносных сосудов ладони, получаемого бесконтактным способом, стала развиваться около 10 лет назад исследователями из Китая, Японии, Канады и других стран [2]. Исследования показали, что каждый человек имеет уникальную структуру и позицию кровеносных сосудов, находящихся под кожей ладони руки. Причем не только правая рука человека отличается рисунком от левой, но оказывается, что и близнецы также имеют совершенно разный рисунок кровеносных сосудов. Кроме того, рисунок кровеносных сосудов существенно не изменяется в течение жизни людей, а состояние кожи ладони (мокрая, сухая, потертая, грязная) не влияет на позицию кровеносных сосудов ладони.

Из-за того, что кровеносные сосуды ладони находятся под кожей, их не всегда можно различить в видимом свете. Однако, как показали исследования, для видимого различия кровеносных сосудов может быть использован ближний инфракрасный диапазон излучения (от 750 нм до 2000 нм). Ближний инфракрасный свет может проникать в ткань ладони до 3 мм. Восстановленный (отдавший кислород тканям) гемоглобин в кровеносных сосудах поглощает больше инфракрасного излучения, чем окружающие их ткани. В ближнем инфракрасном свете удается обнаруживать как крупные сосуды, так и довольно мелкие (тонкие) сосуды, лежащие вблизи поверхности кожи.

Таким образом, с помощью ближнего инфракрасного света удается без контакта человека с биометрическим устройством получить детальное изображение позиций кровеносных сосудов, причем качество рисунка не будет зависеть от температуры окружающей среды и температуры самого человека. В самом простом случае биометрическое устройство будет содержать фотоматрицу с контроллером, объектив с фокусным расстоянием 10–20 см, светодиоды с ближним инфракрасным излучением и инфракрасный фильтр (ИК-фильтр), не пропускающий на фотоматрицу диапазон длин волн видимого света.

Среди существующих методов извлечения особенностей рисунка кровеносных сосудов ладони для распознавания человека можно выделить структурно-ориентированные и глобально-ориентированные методы. При глобально-ориентированном методе предварительно обработанное изображение кровеносных сосудов анализируется в целом (см. рис. 1,а). Структурно-ориентированный метод предполагает более сложную обработку – детектирование особых точек (минуций) на изображении сосудов, которое подобно обнаружению контрольных точек на изображении отпечатка пальца (см. рис. 1,б). Выделенные особые точки, как правило, используются для создания биометрического шаблона, применяемого при распознавании образов. В настоящее время известно, что системы распознавания имеют ошибку первого рода менее 10^{-1} , а второго рода менее 10^{-7} .

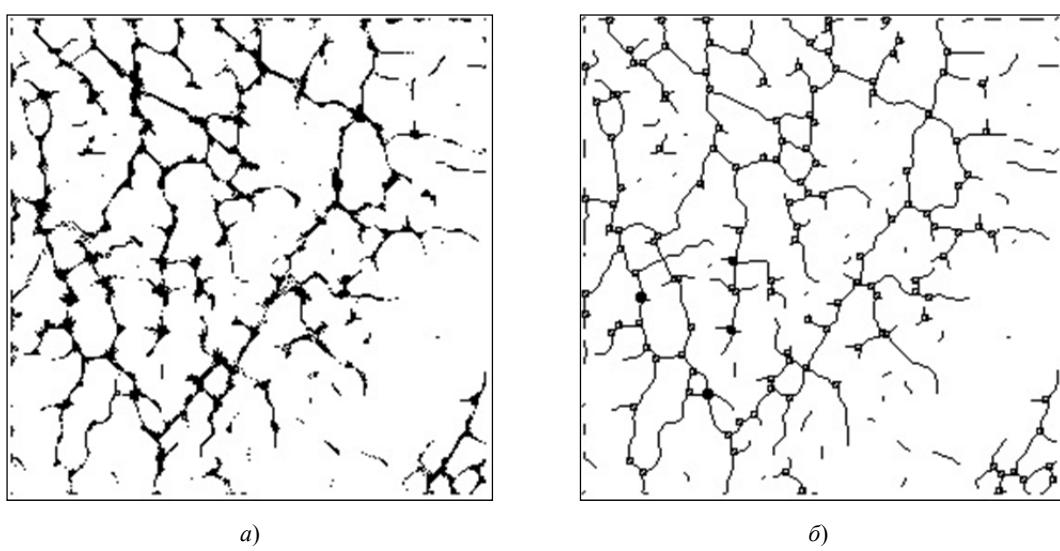


Рис. 1. Особенности рисунка кровеносных сосудов ладони человека:
а – изображение кровеносных сосудов; б – особые точки на изображении

Во многих разработках используется корреляционный метод сравнения биометрических шаблонов или предварительно обработанных изображений, эталоны которых хранятся в базах данных. Поэтому в настоящее время остро стоит вопрос, касающийся безопасного использования биометрических данных рисунка кровеносных сосудов ладони в информационных средах. Дело в том, что применение биометрических характеристик человека, обладающих свойством уникальности, требует их надежной защиты от утечки, которая может привести к серьезным последствиям. Физиологические особенности человека позволяют несанкционированно установить его личность, организовать за ним скрытую слежку. По этой причине некоторые пользователи отказываются от хранения своих биометрических данных, например, отпечатка пальца в каких-либо информационных системах, опасаясь угроз, связанных с нарушением частной жизни и конфиденциальности личности. Компрометация биометрического шаблона, содержащего особенности рисунка кровеносных сосудов ладони, будет означать, что конфиденциальность образа потеряна навсегда. Биометрический шаблон в руках злоумышленника дает ему возможность для осуществления взлома биометрических систем и получения ценных сведений о личности.

В системах биометрической аутентификации проблему безопасного хранения и обработки биометрических данных кровеносного рисунка можно решить с помощью введения биометрико-криптографических преобразований, способных предотвратить компрометацию биометрического шаблона. В настоящее время существует несколько направлений по созданию защищенных биометрических систем [3, 4].

Одно направление, созданное и развиваемое за рубежом, характеризуется использованием «нечетких экстракторов» на основе кодов с обнаружением и исправлением ошибок. Второе направление, характеризующееся использованием нейросетевых преобразователей, возникло в России и продолжает активно развиваться. В том и другом случае биометрические параметры человека преобразуются в ключ (код доступа), а биометрический шаблон в системе не хранится. Третий способ отличается от первых двух использованием гомоморфного шифрования, которое позволяет в безопасном виде сравнивать между собой биометрические образы (находить расстояние Хэмминга), представленные в виде двоичных векторов длиной 2048 бит. Пока для применения гомоморфного шифрования требуется специальный вычислительный сервер высокой производительности, что ограничивает область применения таких систем.

Нейросетевые преобразователи имеют некоторые преимущества перед зарубежным аналогом в том, что способны очень быстро сформировать, используя защищенные параметры искусственной нейронной сети, код доступа длиной 256 бит. За счет чего подбор кода доступа простым перебором становится вычислительно сложной операцией.

Кроме того, нейросетевые преобразователи были успешно опробованы в средствах аутентификации пользователей по отпечатку пальца и рукописному почерку. Однако, это потребовало в каждом отдельном случае разработки специального алгоритма вычисления биометрических параметров, пригодных для обучения нейросетевого преобразователя и получения приемлемых характеристик его работы. Исходя из выше сказанного, предлагается схема нейросетевого преобразователя биометрических данных кровеносных сосудов ладони в код доступа, которая изображена на рис. 2.

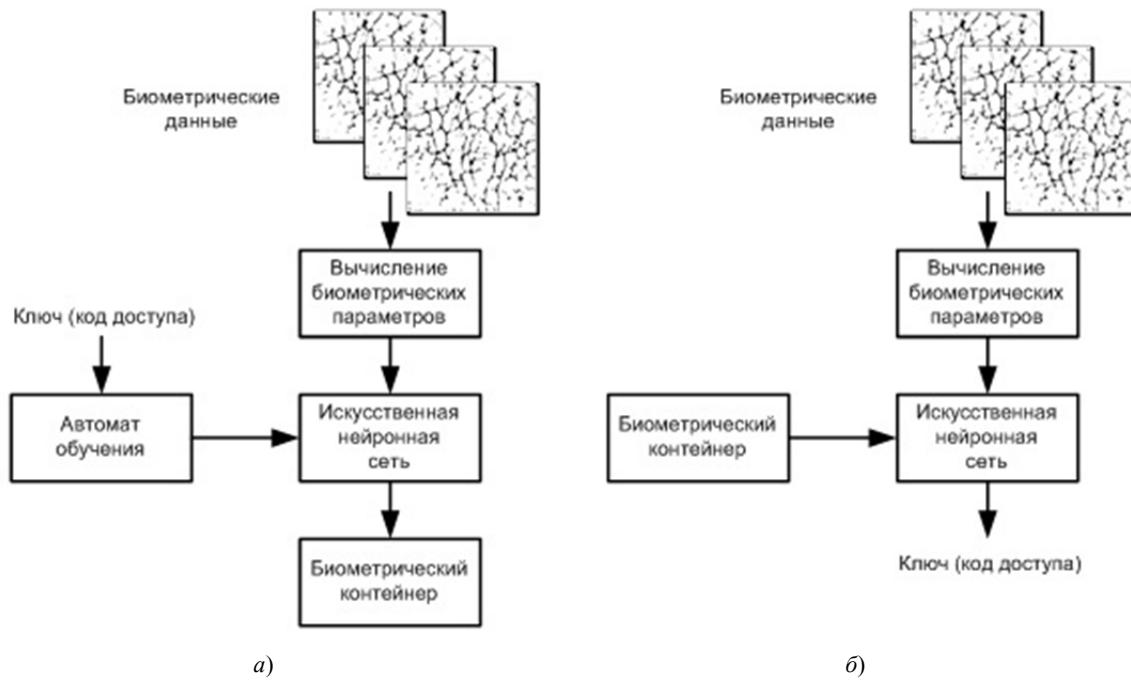


Рис. 2. Нейросетевой преобразователь биометрических данных кровеносных сосудов ладони в код доступа:
а – обучение нейронной сети; б – получение ключа (кода доступа)

Для того чтобы нейросетевой преобразователь был способен формировать требуемый код доступа, необходимо обучить нейронную сеть, то есть определить параметры нейронной сети, порождающие требу-

емый код доступа (см. рис. 2,*а*). Обучение нейронной сети, которое обычно происходит в процессе биометрической регистрации пользователя, можно осуществить автоматически, следуя рекомендациям стандарта ГОСТ Р 52633.5 – 2006. Для автоматического обучения нейронной сети используются выборки (примеры) двух классов образов – «Свой» и «все Чужие», представленные в виде векторов биометрических параметров. Полученные параметры обучения – весовые коэффициенты нейронной сети помещаются в защищенный биометрический контейнер для последующего использования при формировании кода доступа.

В результате биометрической регистрации при подаче на вход нейросетевого преобразователя примеров рисунка кровеносных сосудов ладони зарегистрированного пользователя (образа «Свой») на выходе будет получено точное значение кода доступа (см. рис. 2,*б*). При подаче на вход нейросетевого преобразователя примеров рисунка кровеносных сосудов ладони другого пользователя (образа «Чужой») на выходе будут формироваться выходные коды, отличные от кода образа «Свой».

Исходя из особенностей получения данных изображения и функционирования искусственных нейронных сетей, можно сформулировать некоторые требования к вычисляемым биометрическим параметрам кровеносного рисунка ладони. При обучении искусственной нейронной сети, во-первых, вектор биометрических параметров должен быть одной размерности вне зависимости от количества особенностей, обнаруженных на изображении. Во-вторых, параметры вектора должны быть как можно менее чувствительны к сдвигу и повороту ладони, которые влияют на качество биометрических параметров.

В-третьих, число параметров вектора должны быть достаточно для обучения нейронной сети их преобразованию в код доступа длиной 256 бит.

Для вычисления требуемых биометрических параметров кровеносного рисунка ладони могут быть применены ортогональные преобразования Фурье, Уолша, Хаара, которые используются при обработке биометрических данных отпечатка пальца и рукописного почерка. Выбор в пользу ортогональных преобразований обусловлен тем, что они дают данные с меньшей внутренней корреляцией по сравнению с другими преобразованиями, а также позволяют получить параметры, которые менее чувствительные к незначительному сдвигу и повороту ладони. Можно предположить, что нейросетевой преобразователь, использующий качественные биометрические параметры, будет иметь вероятности ошибок первого и второго рода сравнимые со значениями аналогов. Хотя, определенно, еще необходимо проведение дальнейших исследований в направлении оценки вероятностей ошибок первого и второго рода.

Благодаря тем достоинствам, которые имеются при распознавании рисунка кровеносных сосудов ладони, существует перспектива дальнейшей разработки данной темы, которая видится в создании средства защиты персональных данных граждан путем их обезличивания, использующего рисунок кровеносных сосудов ладони для надежного распознавания человека без применения каких-либо дополнительных идентификаторов. Перспективное средство будет безопаснее, за счет того, что исчезают недостатки биометрических систем, требующих контакта человека с биометрическим устройством, а также исключается изготовление злоумышленником муляжа, как бы было это возможно при использовании отпечатка пальца.

Список литературы

1. Статистическая дактилоскопия: Методические проблемы / под ред. Л. Г. Эджубова. – М. : Городец, 1999. – 184 с.
2. Goh Kah Ong Michael, Tee Connie, Andrew Beng Jin Teoh. A Contactless Biometric System Using Palm Print and Palm Vein Features // Advanced Biometric Technologies, Dr. Girija Chetty. 2011. – URL: <http://www.intechopen.com/books/advanced-biometric-technologies/a-contactless-biometric-system-using-palm-print-and-palm-vein-features>. (дата обращения: 10.02.2015).
3. Нейросетевая защита персональных биометрических данных : моногр. / под ред. Ю. К. Язова (редактор и автор). – М. : Радиотехника, 2012. – 157 с.
4. Fujitsu Laboratories Develops Technology Capable of Searching Encrypted Data to Maintain Privacy // FUJITSU. 1995-2015. – URL: <http://www.fujitsu.com/global/about/resources/news/press-releases/2014/0115-01.html>. (дата обращения: 10.02.2015).

ВЫДЕЛЕНИЯ АКУСТИЧЕСКИХ ПРИЗНАКОВ РЕЧЕВОГО СИГНАЛА НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА БИОКИБЕРНЕТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ РАСПОЗНАВАНИЯ РЕЧИ

T. T. Стас

ЗАО «НПО Российские инновационные технологии», г. Тверь, Россия

A. Ю. Козлов

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

В статье представлен математический алгоритм, выделения признаков описания речевого сигнала методом разложения сигнала на частотный спектр и построения мел-частотных кепстральных коэффициентов полученный на основе анализа биокибернетической системы распознавания речи, который является одним из наиболее популярных методов построения признаков описания речевого сигнала.

Введение

Когда речь заходит об анализе человеческой речи, мы работаем с особым видом сигналов, которые используются биокибернетической системой, ограниченной своими амплитудно-частотными характеристиками, с языком и стандартным набором звуков, которые могут быть произнесены его носителем. Для анализа речевого сигнала природой была изобретена биокибернетическая система, которая близка к идеальной. Пока еще не изобретено и не найдено ни одной другой системы, которая могла бы так точно и качественно заниматься распознаванием речи. Таким образом, анализ особенностей биокибернетической системы является важным фактором построения искусственных систем распознавания речи. Одним из важнейших таких особенностей является метод разложения сигнала на частотный спектр, на основе которого строятся современные алгоритмы получения информативных признаков речи.

Выделения акустических признаков речевого сигнала на основе анализа биокибернетической системы распознавания речи

Биокибернетическая система распознавания речи состоит из двух составляющих частей: это слуховой орган и внутренний отдел мозга. Слуховой орган обрабатывает сигнал, который несет в себе звуковую волну, путем преобразования его в механическую вибрацию барабанной перепонки и последующим отображением этой вибрации в последовательность импульсов, передаваемых слуховым нервом. Полезная информация извлекается в различных участках слухового отдела мозга человека.

Ухо человека состоит из 3-х отделов: наружное ухо, среднее ухо и внутреннее ухо. Наружное ухо состоит из видимой части и внешнего слухового канала, который завершается барабанной перепонкой. Звук, проходя по внешнему звуковому каналу, воздействует на барабанную перепонку, и она вибрирует.

Среднее ухо – это воздушная область объемом примерно 6 кубических сантиметров. Вибрации барабанной перепонки передаются системой звуковых косточек (молоточек, наковальня и стремя) в мембрану, которая называется «овальное окно». Это интерфейс между средним ухом и внутренним ухом (улиткой), так как остальная поверхность внутреннего уха состоит из костной ткани.

Улитка, которая сообщается непосредственно со слуховым нервом, является важной для восприятия звука структурой внутреннего уха. Продольная мембрана, показанная на рис. 1, разделяет спираль улитки на две заполненных жидкостью части. Внутренняя поверхность улитки покрыта ресничковыми клетками-рецепторами, которые соединены напрямую со слуховым нервом и воспринимают информацию о давлении жидкости в определенной точке улитки. Структура внутреннего уха устроена так, что при различных частотах начального сигнала максимальная амплитуда изменения давления жидкости в улитке будет регистрироваться на определенном расстоянии от ее основания (рис. 1). Таким образом, улитку можно представить, как гребенку фильтров, выходной сигнал которой упорядочен по расстоянию от основания улитки. Фильтры, более близкие к основанию улитки, отвечают за более высокие частоты.

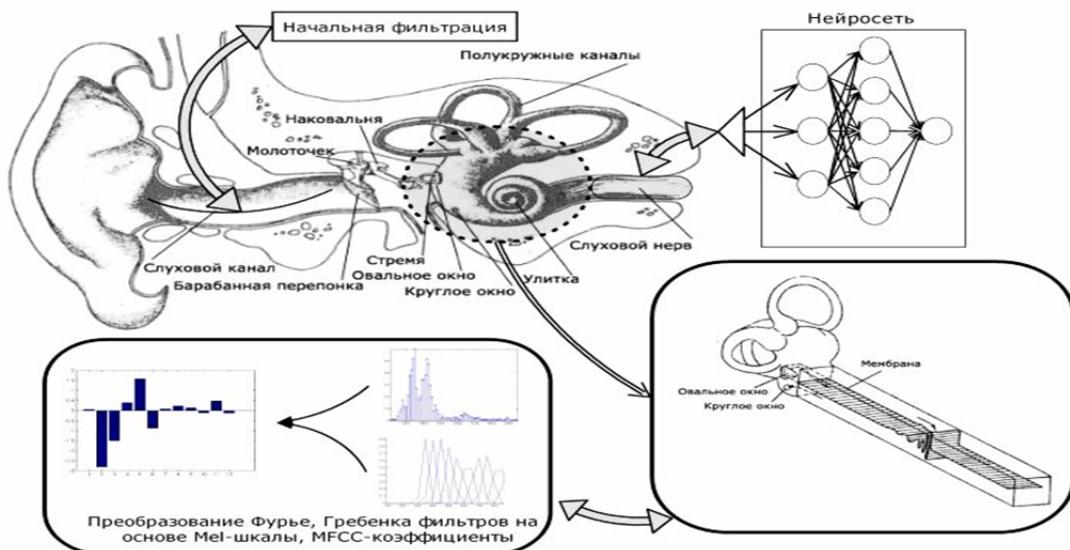


Рис. 1. Биокибернетическая система распознавания речи человека

Внутренний отдел мозга составляет слуховой нерв, который можно представить, как группу частотных каналов, и группу нейронов, входящую в каждый частотный канал. Такая группа нейронов соединяется с одним или несколькими соседними фильтрами улитки, то есть, теми, которые имеют одинаковые или близкие характеристические частоты. В результате из речевого сигнала извлекается набор признаков, который в свою очередь подается в качестве мгновенного изображения сигнала в мозг человека, в котором посредством сложной нейронной сети происходит выделение полезной информации из полученного сигнала. В настоящее время не существует точных понятий, как извлекается информация внутри человеческого моз-

га, есть только ряд теорий, которые по-разному описывают возможные нейронные структуры внутри мозга и их взаимодействие.

Применение элементов, основанных на слуховом тракте человека, является популярным методом построения искусственных систем распознавания речи в настоящее время. Одним из наиболее популярных методов построения блока для выделения признаков описания речевого сигнала является метод построения мел-частотных кепстральных коэффициентов (МЧКК или по англ. MFCC), который основан на изучении методов преобразования сигнала во внутреннем ухе человека [1, 3]. Для построения искусственных систем распознавания речи применяются нейросетевые алгоритмы, разработка и развитие которых тесно связаны с исследованиями мозга человека, как показано на рис. 1.

В результате различных исследований, основывающихся на человеческих ощущениях звуков различных частот, основываясь на проведенных экспериментальных исследованиях, подтверждающих, что слышимая разрешающая способность на низких частотах больше, чем на более высоких частотах, был выведен ряд шкал, которые позволяли представить частоту звука в более близких человеческому восприятию величинах. Так, в одной из первых попыток создания такой шкалы была разработана барк-шкала. Ожидалось, что обработка спектральной энергии на основе шкалы барков дает более точное соответствие со слышимой человеком информацией. Но большее распространение при распознавании человеческой речи получила другая шкала – мел-шкала, линейная при частотах ниже 1 кГц и логарифмическая при частотах выше 1 кГц. Мел-шкала была получена в результате экспериментов с образцовыми тонами (синусоидами), в которых с испытуемых требовалось разделить данные диапазоны частот на 4 равных интервала или настроить частоту требуемого тона так, чтобы он был в половину частоты исходного. Один мел определяется, как одна тысяча уровней тона в 1 кГц. Как и в любых других попытках создать подобные шкалы, рассчитывается, что мел-шкала более точно моделирует чувствительность человеческого уха. Вычисление значений высоты звука (мел) можно приблизительно представить следующей формулой [1, 3]:

$$F_{mel} = 1127.01048 \cdot \log_{10} \left(1 + \frac{f}{700} \right),$$

где f – частота звука в Гц, F_{mel} – частота звука в значение высоты (мел).

Обратное преобразование можно представить следующей формулой:

$$F_c = 700 \cdot \left(e^{\frac{F_{mel}}{1127.01048}} - 1 \right).$$

Мел-шкала применяется в построении банка фильтров с целью усреднения в мел-шкале. При этом каждый фильтр (или частотная группа) в банке имеет треугольную полосу пропускания частотной характеристики, длина которой постоянна в мел-шкале и различна в линейной шкале. Полосы пропускания фильтров в банке на половину перекрываются. Например, для равномерного покрытия диапазон до 11 кГц используется около 18–20 таких фильтров.

Банк фильтров, построенный на мел-шкале, применяется для выделения признаков описания речевого сигнала и построения мел-частотных кепстральных коэффициентов (MFCC). Мел-частотные кепстральные коэффициенты извлекаются на отрезке звукового сигнала 10–20 мс, считая, что сигнал на таком отрезке примерно стационарен (постоянен). Извлечения таких коэффициентов имеют следующие этапы [2]:

1. Берется преобразование Фурье над взвешенным сигналом с помощью окна Хемминга.
2. Усредняется значение спектра с помощью функции, вычисляющей высоту треугольного фильтра:

$$S_{[m]} = \log_{10} \left(\sum_{k=0}^{N-1} |X[k]| \cdot H_{m[k]} \right), \quad 0 \leq m \leq N,$$

где N – количество образцов в фильтре m , $H_{m[k]}$ – высота треугольного фильтра m .

3. Берется дискретное косинусное преобразование:

$$c_{[l]} = \sum_{m=0}^{I-1} S_{[m]} \cdot \cos \left(\frac{\pi}{I} \cdot \left(m + \frac{1}{2} \right) \cdot k \right),$$

где I – количество фильтров в банке фильтров, $c_{[l]}$ – кепстральный коэффициент с номером l .

Для получения значений высоты треугольного фильтра применяется следующая формула:

- 1) если $f(k) < f_c(m-1)$, то $H(k, m) = 0$;
- 2) если $f_c(m-1) \leq f(k) < f_c(m)$, то $H(k, m) = \frac{f(k) - f_c(m-1)}{f_c(m) - f_c(m-1)}$;
- 3) если $f_c(m) \leq f(k) < f_c(m+1)$, то $H(k, m) = \frac{f(k) - f_c(m+1)}{f_c(m) - f_c(m+1)}$;
- 4) если $f(k) \geq f_c(m+1)$, то $H(k, m) = 0$.

Вычисляется разрешающая способность по частоте на основе следующего выражения:

$$\Delta f_{mel} = \frac{(f_{mel_{\max}} - f_{mel_{\min}})}{(I+1)},$$

где $f_{mel_{\max}}$ – максимальная частота блока фильтра в мел-шкале; $f_{mel_{\min}}$ – минимальная частота фильтра в мел-шкале; I – общее количество фильтров в банке фильтров.

Усредненные мел-частоты вычисляются с помощью следующего выражения:

$$f_{melc}(m) = m \cdot \Delta f_{mel}, m = 1, 2, \dots, I.$$

Для получения средних частот спектра вычисляется обратное значение функции (1.1):

$$f_c(m) = 700 \cdot \left(10^{\frac{f_{melc}}{2595}} - 1 \right).$$

Заключение

В статье представлен математический алгоритм, выделения признаков описания речевого сигнала методом разложения сигнала на частотный спектр и построения мел-частотных кепстральных коэффициентов полученный на основе анализа биокибернетической системы распознавания речи. Дальнейшие направления исследования особенностей биокибернетической системы распознавания речи является важным фактором построения искусственных систем распознавания речи, поскольку пока еще не изобретено и не найдено ни одной другой системы, которая могла бы так точно и качественно заниматься распознаванием речи.

Список литературы

1. Тихомиров, В. А. Математическая модель системы распознавание акустической последовательности фраз речи / В. А. Тихомиров, Т. Т. Стас // Необратимые процессы в природе и технике : сб. Шестой Всерос. конф. / МГТУ им. Баумана (г. Москва, 26–28 января 2011 г.). – 2011. – № 11. – Ч. II. – С. 140–144.
2. Геппенер, В. В. Разработка систем автоматической верификации дикторов с использованием нейронных сетей / В. В. Геппенер, К. К. Симончик // Нейрокомпьютеры и их применение. Кн. 23: Современные проблемы нейроинформатики. – 2006. – № 15. – С. 14–23.
3. Giampiero Salvi. Mining Speech Sounds, Machine Learning Methods for Automatic Speech Recognition and Analysis : Doctoral Thesis / Giampiero Salvi ; KTH School of Computer Science and Communication, SE-100 44. – Stockholm, SWEDEN, 2006.

КОДИРОВКА ИЗОБРАЖЕНИЙ СЕТЕВИДНЫХ СТРУКТУР ДЛЯ БИОМЕТРИЧЕСКОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ

A. С. Урнев

МГТУ им. Н. Э. Баумана, г. Москва, Россия

Биометрические методы идентификации личности находят все большее распространение во многих сферах человеческой деятельности. Это в первую очередь при доступе и защите персональных данных в автоматизированных информационных системах, доступе в помещения и на объекты, при проведении платежных операций, обезличивании медицинских данных и результатов анализа и т.д. Сегодня на рынке присутствуют разнообразные сенсорные устройства для получения папиллярного рисунка пальцев (емкостного и сканерного исполнения), специальные планшетные устройства для ввода рукописных паролей, бесконтактные системы для получения объемного изображения лица, устройства идентификации по голосу и т.д. Производители персональных компьютеров, планшетных компьютеров, смартфонов встраивают биометрическую защиту в свои изделия. В США разработали серию стандартов по биометрической идентификации BIOPIR, которые базируются на нечетких экстракторах. В Российской Федерации также выпущены стандарты серии ГОСТ Р 52633, в которых определены требования к системам аутентификации и идентификации по биометрическим признакам, которые базируются на нейросетевых принципах обработки биометрических данных.

В настоящей работе рассматриваются подходы к идентификации на основе распознавания сетевидных структур биометрических данных. К ним в первую очередь могут быть отнесены венозные рисунки ладоней руки, наружные рисунки на ладони, нейронные сети мозга и т.п. Японской компанией Fujitsu выпущена и внедрена в ряде банков аутентификация личности, в основе которой лежит принцип распознавания уникального для каждого человека рисунка венозных кровеносных сосудов. Эта технология получила название Fujitsu PalmSecure. Как известно, вены – это кровеносные сосуды, несущие кровь из органов и тканей к сердцу. Венозная система берет начало от венозных капилляров, переходящих в венулы. Из венул формируются вены, которые укрупняются, сливаясь друг с другом по мере приближения к сердцу. Рисунок венозных сосудов ладони, полученные с датчиков PalmSecure, приведены на рис. 1, 2 [1].

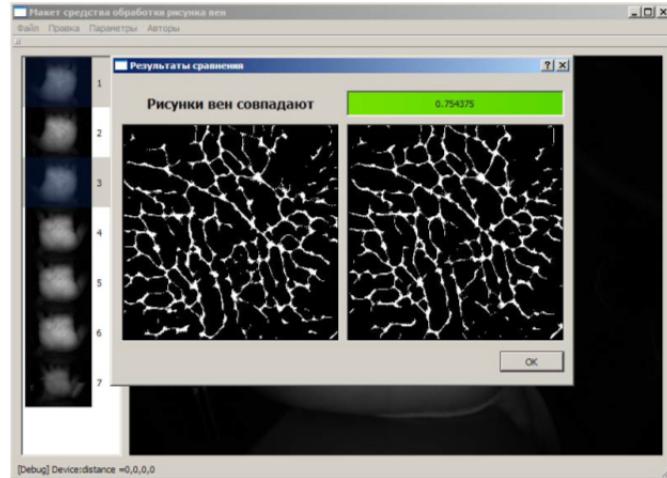


Рис. 1. Рисунок подкожных кровеносных сосудов одной и той же дважды предъявленной сканеру ладони (совпадение 0.754375)

Из рис. 1 видно, что предъявление сканеру одной и той же ладони дает похожие изображения. Простейший алгоритм наложения рисунков дает оценку вероятности их совпадения 0.754375. Если же предъявленные сканеру ладони разные, ситуация коренным образом меняется (см. рис. 2).

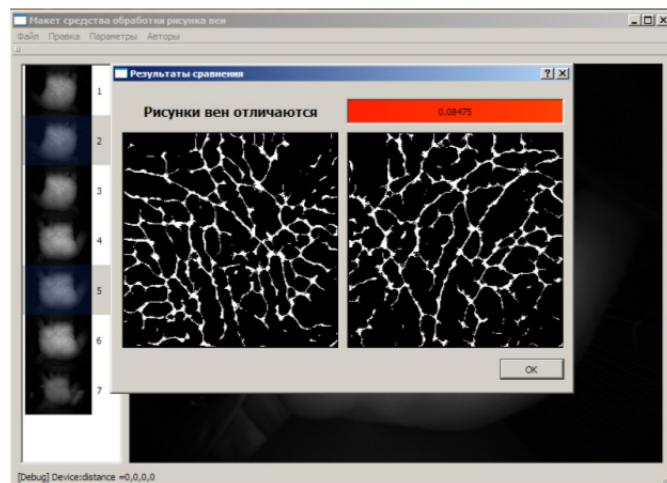


Рис. 2. Рисунок подкожных кровеносных сосудов двух разных ладоней (совпадение 0.08475)

Простейшей формой распознавания по венозному рисунку, очевидно, является сравнение с эталоном. Этот принцип используется в PalmSecure. В процессе сканирования венозного рисунка ладони руки в ближайшем ИК-диапазоне генерируется излучение, которое поглощается гемоглобином крови, не насыщенной кислородом. Полученное таким образом изображение проходит обработку. Схема преобразования венозного рисунка ладони в код-доступа специальным проприетарным алгоритмом приведена на рис. 3.



Рис. 3. Схема преобразования венозного рисунка ладони в код-доступа

Происходит преобразование сетевидной структуры изображения в биометрический оцифрованный шаблон. При идентификации полученное изображение сравнивается с теми шаблонами, что уже хранятся в базе данных шаблонов. Полученное черно-белое изображение можно кодировать при помощи решетки (или матрицы), состоящей из нулей и единиц (где есть пересечения с линией изображения вены). Отдельно необходимо видеть узлы соединения вен. Кривые линии можно аппроксимировать отсчетами в дискретные моменты времени или конечным набором коэффициентов разложения этой кривой в ряд Фурье. Чтобы последующая обработка было более эффективной в проприетарном алгоритме применяют различные методы «скатия данных». Затем используются методы фильтрации, восстановления и улучшения (ликвидации шумов) и формирование уникального биометрического кода (биометрического ключа).

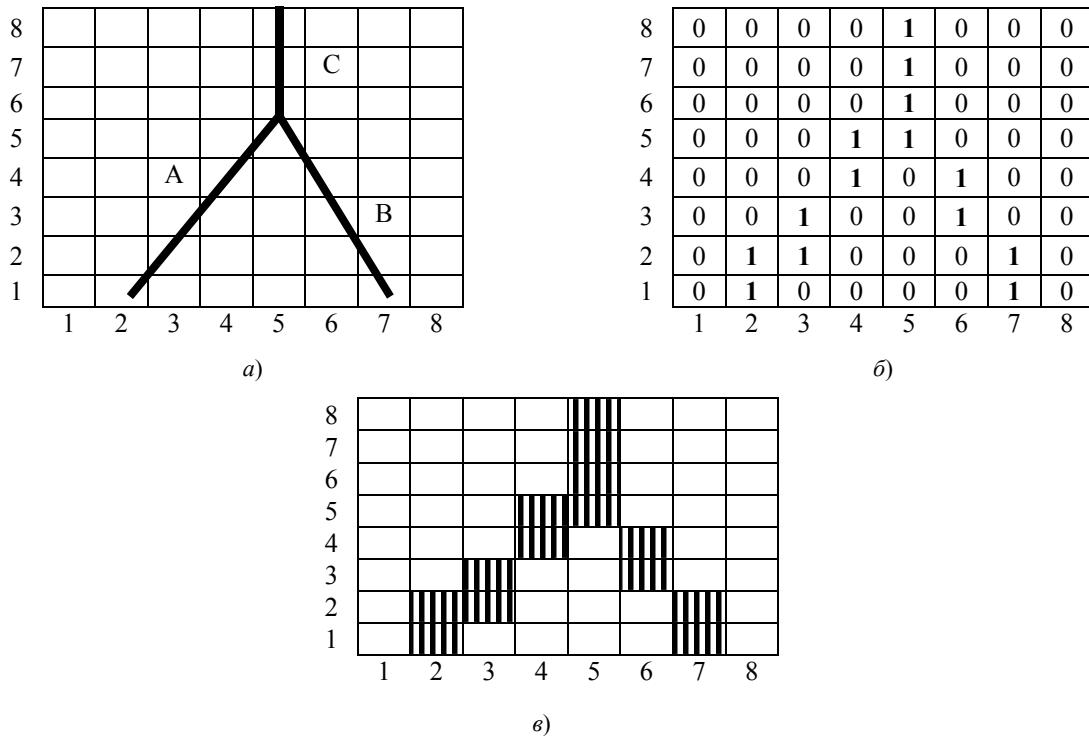


Рис. 4. Сетевидное изображение и его матрица (решетка):
а – исходное изображение; б – матрица; в – закодированное изображение

Множество математических методов решения задач распознавания образов можно разделить на две группы, одну из которых принято называть с позиций теории решений – дискриминантный подход, а другую – в рамках синтаксического или структурного подхода. В первом случае образы характеризуются наборами чисел – результатами множества измерений, характеризующих объекты, называемые признаками-атрибутами. Исследования последних лет по распознаванию образов большей частью связаны с дискриминантным подходом и его применением. Этот подход обладает преимуществом при распознавании простых образов за счет специализации по сравнению со структурным подходом, который более универсальный и требует больших ресурсов, как по быстродействию вычислительных средств, так и сложного программного обеспечения.

Синтаксический (структурный) подход к распознаванию образов дает возможность описывать большое множество сложных объектов путем использования небольшого множества непроизводных элементов и грамматических правил. Считается, что образы строятся из соединенных различными способами подобразов, так же как фразы и предложения строятся путем соединения слов, а слова состоят из букв. Очевидно, такой подход полезен только в том случае, когда распознавать выбранные простейшие подобразы (непроизводные элементы), легче, чем сами образы. Язык, который обеспечивает структурное описание образов в терминах множества непроизводных элементов и операций композиции этих элементов, называют языком описания образов. Правила композиции непроизводных элементов задают при помощи грамматики языка описания образов. Процесс распознавания осуществляется после идентификации в наборе непроизводных элементов и составления описания объекта. Распознавание состоит в синтаксическом анализе или грамматическом разборе предложения, описывающего данный объект. Эта процедура устанавливает, является ли это предложение синтаксически (или грамматически) правильным по отношению к заданной грамматике. Практическая полезность такого подхода зависит от способности распознавать непроизводные элементы образов и их взаимные отношения, выраженные операциями композиции.

Множество непроизводных элементов для сетевидных структур можно получить по схеме цепного кодирования, предложенной Фрименом [2, 3]. На двумерное изображение накладывается прямоугольная сетка, и узлы сетки соединяются отрезками прямых. Каждому такому отрезку в соответствии с его накло-

ном присваивается восьмеричное число. Таким образом, любое сетевидное изображение представляется цепью (последовательностью) восьмеричных чисел. Кодовая цепочка, описывающая кривую в сетевидной структуре, приведена на рис. 4. Эта дескриптивная схема обладает целым рядом полезных свойств. Например, поворот изображения на угол, кратный 45° , сводится к прибавлению восьмеричного числа (сложение по модулю 8) к каждому числу цепочки. Легко выполнимы и некоторые другие манипуляции с изображением, такие как растяжение, измерение длины кривой, определение пересечений и т.д. Изменяя шаг сетки, накладываемой на изображение, можно получить требуемое разрешение.

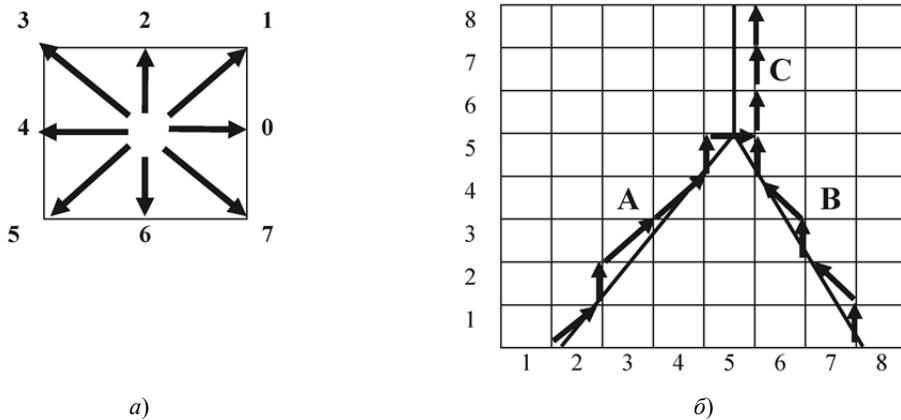


Рис. 5. Цепной код: *a* – непроизводные элементы; *б* – кодовая цепочка кривой A-121120, B-23232, C-222

Этот метод не ограничен изображениями с односвязными замкнутыми границами. Его можно применять для описания произвольных двумерных фигур, составленных из прямых и кривых линий и отрезков, что удобно при обработке изображения венозной кровеносной системы ладони руки. Ладонь руки при бесконтактном получении изображения не может быть точно позиционирована в пространстве перед сенсорным устройством, поэтому такие функции как растяжение (сжатие), измерение длин, определение пересечений и т.д. просто необходимы при идентификации.

К тому же, как известно, размер ладони у человека меняется с возрастом (детство, юность, зрелый возраст, пожилой возраст, старость), а уникальный венозный рисунок сохраняется на протяжении всей жизни.

С целью исключения зависимости от возрастных изменений геометрических размеров ладони после выделения остива изображения в качестве первоначального описания формируется цепной код. На рис. 6 приведен пример описания фрагмента кровеносной венозной системы. Каждый сегмент линии представлен закодированной цепочкой, направлением этой цепочки, а также начальной и конечной вершинами.

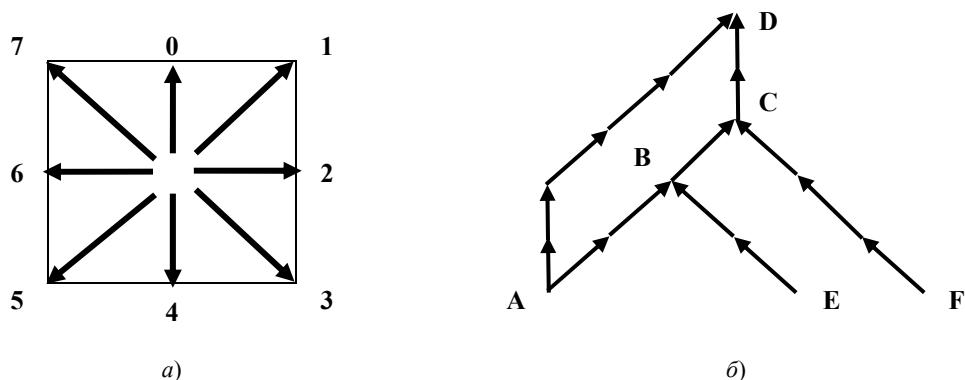


Рис. 6. Начальное описание фрагмента кровеносной системы:
a – непроизводные элементы; *б* – AB-11, AD-00111, BC-1, EB-77, FC-777, CD-00

Далее для устранения нерегулярностей в сегментах (сглаживания) применяется трансформационная грамматика. После замены кодовых цепочек геометрическими символами каждое изображение может быть представлено конечным планарным ориентированным и связным графом. Структуру каждого такого графа можно полностью описать вершинами и дугами. Список соединений между вершинами и символы соответствующих дуг составляют предложение на языке образов. Описание фрагмента венозной системы после применения трансформационной грамматики приведено в таблице 1.

Поскольку число дуговых символов и вершин конечны, язык L_c описания кадра (фрагмента) сетевой структуры является регулярным языком. В [4] применен бесконтекстный язык L_c .

$$L_c : V_N = \{S, H, T, R\}, V_T = \{l_1, \dots, l_{24}, A, B, C, D, E, F\} \text{ и } P:$$

$$S \rightarrow H$$

$S \rightarrow SH$

$H \rightarrow TRT$

$T \rightarrow A, T \rightarrow B, T \rightarrow C, T \rightarrow D, T \rightarrow E, T \rightarrow F,$

$R \rightarrow l_1, R \rightarrow l_2, \dots, R \rightarrow l_{24},$

где H – предложение, T – вершина, а R – пара дуговой символ – относительное направление. Для описания плоского изображения венозного рисунка достаточно 3 дуговых символа: $LIN \rightarrow;$ $CURR \curvearrowleft;$ $CURL \curvearrowright.$ Поскольку дуговых символов 3, а относительных направлений 8, число возможных пар $3 \times 8 = 24.$ Очевидно, что $L_c \subset L'_c.$

Таблица 1

Цепочка дуг	Дуговой символ	Относительное направление	Начальная вершина	Конечная вершина
11	LIN	1	A	B
1	LIN	1	B	C
011	LIN	0	A	D
77	LIN	7	E	B
77	LIN	7	F	C
00	LIN	0	C	D

Трансформационная грамматика L_c преобразует исходные закодированные в восьмеричном коде не-производные элементы во множество дуговых символов. Это позволяет создать универсальный язык распознавания образов, включая использование уравнений от двух переменных – для прямых, окружностей, дуг и т.д. и различных мер сходства кривых, что вполне достаточно для обработки плоских изображений венозной кровеносной системы ладони руки и других сетевидных изображений.

Список литературы

- Секретов, М. В. Нейросетевая защита рисунка подкожных кровеносных сосудов ладони без гомоморфного шифрования биометрических данных / М. В. Секретов, А. В. Майоров // Труды научно-технической конференции кластера пензенских предприятий, обеспечивающих безопасность информационных технологий. – Пенза, 2014. – Т. 9. – С. 83–87.
- Freeman, H. On the encoding of arbitrary geometric configurations / H. Freeman // IEEE Trans. Electron. Comput. – 1961. – EC-10. – P. 260–268.
- Freeman, H. On the digital-computer classification of geometric line patterns / H. Freeman // Proc. Nat. Electron. Conf. – 1962. – № 18. – P. 312–324.
- Knoke, P. J. A linguistic approach to mechanical pattern recognition / P. J. Knoke, R. G. Wiley // Proc. IEEE Comput. Conf. – September, 1967. – P. 142–144.

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ ОРИЕНТИРОВАНИЯ СНИМКОВ МЕТОДАМИ ПРОЕКТИВНОЙ ГЕОМЕТРИИ

Н. В. Широковский, Д. В. Первунинских

НИКИРЭТ – филиал ФГУП ФНПЦ «ПО «Старт» им. М. В. Проценко», г. Заречный, Россия

Проведен анализ фотограмметрических методов получения информации о трехмерном профиле объекта, приведена структура решения задачи ориентирования снимков методами проективной геометрии, определены основные преимущества и недостатки данного метода.

Для определения трехмерных координат объекта фотограмметрическим методом необходимо решить [1] следующие задачи: калибровка фотокамеры, ориентирование снимков, измерение трехмерных координат точек предмета.

Известные методы [2] не всегда позволяют решить поставленную задачу ориентирования снимков, которую можно решить методами проективной геометрии [3]. Задача состоит в определении для каждого снимка положения и внутренних параметров камеры при которых произведен этот снимок. В зависимости от постановки задачи положение камеры и ее внутренние параметры могут быть частично известны. Также может быть известно положение некоторых точек объекта съемки в пространстве или другие метрические данные о нем. Особый интерес представляет возможность решения задачи ориентирования при наличии только снимков объекта. Для решения этой задачи потребуются дополнительные предположения. В рассматриваемом ниже случае главное из таких предположений заключается в том, что на объекте съемки можно выделить плоскость с различимыми на ней точками.

Обозначим $X_i, i=1\dots N$ однородные координаты точек в пространстве, а $x_i^j, i=1\dots N, j=1\dots M$ однородные координаты изображений i точек на снимках. Тогда связь между этими координатами можно выразить через матрицы камер $P_j, j=1\dots M$, размер матриц 3×4 :

$$x_i^j = P_j X_i \quad (1)$$

В частном случае матрица камеры выражается через параметры ее внутреннего и внешнего ориентирования:

$$\mathbf{P} = \mathbf{K}\mathbf{R}\left[\mathbf{I}|-\tilde{\mathbf{C}}\right], \quad (2)$$

где \mathbf{K} –матрица калибровки камеры; \mathbf{R} – ортогональная матрица задающая вращение системы координат связанной с камерой относительно пространственной системы координат; \mathbf{I} – единичная матрица размером 3×3 ; $\tilde{\mathbf{C}}$ – неоднородные координаты положения оптического центра камеры в системе координат. Квадратными скобками обозначено разбиение матрицы размером 3×4 на матрицу размером 3×3 и столбец.

Если известна калибровка камеры и ее ориентация, то можно вычислить и матрицу камеры. Верно и обратное, зная матрицу камеры, можно вычислить ее ориентацию и калибровку [4]. Пусть $\mathbf{P} = [\mathbf{A}|\mathbf{b}]$, где \mathbf{A} – матрица 3×3 , а \mathbf{b} – столбец. тогда \mathbf{K} и \mathbf{R} получаются с помощью RQ-разложения матрицы \mathbf{A} , а $\tilde{\mathbf{C}} = -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{b}$. Таким образом, чтобы решить задачу ориентирования достаточно найти неизвестные матрицы камер.

Уравнение (1) с неизвестными \mathbf{P}_j и \mathbf{X}_i , очевидно не имеет единственного решения. Из всего множества проективных преобразований только преобразования подобия сохраняют канонический вид этих объектов [5], что соответствует неопределенности выбора ортогональной системы координат для евклидового решения (1) и невозможности восстановить масштаб изображаемого объекта.

Итак, евклидово решение можно получить в два этапа: сначала найти произвольное проективное решение для точек в пространстве и в плоскости камер, а затем получить евклидово решение.

Алгоритм нахождения проективного решения основан на допущении, что на сцене есть плоскость с различимыми на снимках точками. Нужно найти проективное решение, путем выбора координат, в которых эта плоскость будет плоскостью бесконечности. В этом случае однородные координаты точек на плоскости будут иметь вид $\mathbf{X}_i = (X_i, Y_i, Z_i, 0)$. Без ограничения общности мы также можем положить $\mathbf{P}_1 = [\mathbf{I}|0]$, остальные матрицы камер запишем в виде $\mathbf{P}_j = [\mathbf{M}_j|\mathbf{t}_j]$. Тогда точка в пространстве на матрице камеры 1:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_i^1 &= \mathbf{P}^1 (X_i, Y_i, Z_i, 0)^T = (X_i, Y_i, Z_i)^T, \\ \text{а на матрице } j &- \mathbf{x}_i^j = \mathbf{P}_j \mathbf{X}_i = \mathbf{M}_j \mathbf{x}_i^1 \end{aligned} \quad (3)$$

Здесь \mathbf{M}_j представляет собой двумерное проективное преобразование между точками первого и j снимка для точек лежащих на одной плоскости. Такое преобразование называется гомографией [5]. Запишем уравнение гомографии в новых обозначениях.

$$\mathbf{x}_i' = \mathbf{Hx}_i$$

Это равенство справедливо для однородных координат, т.е. векторы входящие в правую и левую части могут отличаться на множитель. Чтобы исключить эту неопределенность рассмотрим векторное произведение левой и правой части на \mathbf{x}_i' .

$$\mathbf{x}_i' \times \mathbf{Hx}_i = \mathbf{x}_i' \times \mathbf{x}_i' = 0 \quad (4)$$

Обозначим j ряд матрицы \mathbf{H} как вектор \mathbf{h}_j^T , а \mathbf{x}_i' как $(x_i, y_i, w_i)^T$. Тогда это уравнение (4) можно записать как линейное относительно коэффициентов матрицы \mathbf{H} :

$$\begin{bmatrix} 0^T & -w_i' \mathbf{x}_i^T & y_i' \mathbf{x}_i^T \\ w_i' \mathbf{x}_i^T & 0^T & -x_i' \mathbf{x}_i^T \\ -y_i' \mathbf{x}_i^T & x_i' \mathbf{x}_i^T & 0^T \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{h}_1 \\ \mathbf{h}_2 \\ \mathbf{h}_3 \end{pmatrix} = 0 \quad (5)$$

Из уравнений (3), (4), (5) только два линейно независимы, поэтому можно оставить, скажем только первое и второе, получаем два уравнения на коэффициенты h для каждой пары точек на снимках. Записывая эту пару уравнений для каждой пары соответствующих точек, мы получим систему линейных уравнений на коэффициенты h с матрицей \mathbf{A} размером $2n \times 9$. Согласно уравнению, вектор задающий нулевое линейное подпространство матрицы \mathbf{A} будет его решением. Этот вектор можно найти используя SVD [3] разложение матрицы $\mathbf{A} = \mathbf{UDV}^T$.

Напомним, что нахождение евклидова решения основано на приведении положения плоскости на бесконечности. Для этого удобно пользоваться другим алгебраическим объектом – абсолютной дуальной квадрикой \mathbf{Q}_{∞}^* , которая заключает в себе информацию об обоих этих объектах. Ее канонический вид есть:

$$\begin{bmatrix} I_{3 \times 3} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Общий вид – симметрическая однородная матрица 3 ранга, определяемая таким образом 8-ю параметрами. Удобна параметризация вида

$$Q_{\infty}^* = \begin{bmatrix} KK^T & -KK^T a \\ -a^T KK^T & a^T KK^T a \end{bmatrix}, \quad (6)$$

где K – верхнедиагональная матрица, а $K_{33}=1$, чтобы зафиксировать однородность матрицы; a – столбец, a определяющий плоскость на бесконечности $\Pi_{\infty} = (a^T, 1)^T$, а преобразованием координат восстанавливающее канонический вид Q_{∞}^* будет:

$$\begin{bmatrix} K^{-1} & 0 \\ a^T & 1 \end{bmatrix} \quad (7)$$

Чтобы найти Q_{∞}^* используем связь его изображения ω^* и калибровки камеры:

$$\omega_i^* = K_i K_i^T \propto P_i Q_{\infty}^* P_i^T, \quad (8)$$

где K_i – калибровка i камеры, а P_i – ее матрица.

Для обычных камер на этапе нахождения начального приближения допустимо считать известным положение главной точки – это центр изображения, коэффициент перекоса из матрицы калибровки допустимо считать равным нулю, а пиксели – квадратным, т.е. $f_x = f_y = f$. Началом координат на снимках будем считать положение главной точки, чтобы вид матрицы калибровки был таким:

$$K_i = \begin{bmatrix} f_i & 0 & 0 \\ 0 & f_i & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Тогда изображение:

$$\omega_i^* = K_i K_i^T = \begin{bmatrix} f_i^2 & 0 & 0 \\ 0 & f_i^2 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Запишем взаимосвязь коэффициентов ω_i^* (ниже индекс i опущен, чтобы не загромождать формулы):

$$\omega_{11}^* = \omega_{22}^*; \quad \omega_{12}^* = \omega_{23}^* = \omega_{13}^* = 0; \quad \omega_{21}^* = \omega_{31}^* = \omega_{32}^* = 0. \quad (9)$$

Ограничения (9) на ω_i^* через (7) образуют уравнения для Q_{∞}^* . Однако в параметризации (7) это будут нелинейные уравнения. Учитывая, что ранг Q_{∞}^* равен 3 можно провести линейную параметризацию:

$$\begin{bmatrix} f_1^2 & 0 & 0 & -f_1^2 a_1 \\ 0 & f_1^2 & 0 & -f_1^2 a_2 \\ 0 & 0 & 1 & -a_3 \\ -f_1^2 a_1 & -f_1^2 a_2 & -a_3 & f_1^4 (a_1^2 + a_2^2) + a_3^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1 & 0 & 0 & b_2 \\ 0 & b_1 & 0 & b_3 \\ 0 & 0 & 1 & b_4 \\ b_2 & b_3 & b_4 & b_5 \end{bmatrix} \quad (10)$$

Уравнения (10) в такой параметризации будут переопределенной системой неоднородных линейных уравнений. Поскольку у системы нет точного решения, мы ищем решение минимизирующее расстояние между правой и левой частью системы уравнений. Однако как показывают эксперименты это решение будет далеко от правильного, что неудивительно, т.к. не выполняется требование по рангу матрицы Q_{∞}^* .

Для этого напомним, как можно найти решение минимизирующее норму взаимной разницы для переопределенной системы неоднородных линейных уравнений $Ax = b$, m уравнений, n неизвестных, $m > n$, ранг A равен n .

1. Найти SVD разложение $A = UDV^T$.

2. Найти $b' = U^T b$.

3. Вычислить вектор y , $y_i = b_i / d_i$.
4. Искомое решение $x = Vy$.

При обычном упорядочивании значений диагональной матрицы D , значение d_n будет наименьшим из всех. Это значит, что норма взаимной разницы будет медленнее всего меняться при движении вдоль y_n , в исходном базисе это будет направление V_n – последний столбец матрицы V . Поэтому будем искать решение устанавливающее ранг 3 матрицы (11) в виде $b = b_0 + b_1 t$. x_0 – это решение минимизирующее норму взаимной разницы, $b_1 = V_n$. Если ранг матрицы равен 3 детерминант должен быть равен 0:

$$\det(Q_{\infty}^*(b_0 + b_1 t)) = 0$$

Это уравнение 4-й степени для неизвестной t и у него может быть до 4 действительных решений. Часть этих решений может быть отброшена, например, из простого требования $b_1 > 0$ следующего из (11).

Этим мы решаем задачу восстановления евклидова решения. Решение для t дает решение для b_i , оно в свою очередь через (10) определяет K_1 и a и мы имеем нужное нам преобразование посредством (8). Далее, как описано во вводной части, мы находим положение всех камер и их калибровку.

Выход с использованием параметризацию (10) заключается в том, чтобы по прежнему найти решение минимизирующее расстояние, а затем, выбрав направление, в котором это расстояние меняется медленнее всего дойти до точки, в которой ранг (10) будет равен 3.

Решение задачи ориентирования методом проективной геометрии еще нельзя использовать для измерений по снимкам ввиду ряда обстоятельств:

1. Не учитывается дисторсия объектива и решение нельзя видоизменить, чтобы учесть его.
2. Некоторые сделанные предположения выполняются лишь приблизительно, например известное положение главной точки на снимке.
3. Вычисления построены на минимизации ошибок отличных от геометрических.

Наилучшим способом будет использовать это решение как начальное приближение в нелинейных методах «bundle adjustment» свободных от всех вышеперечисленных недостатков.

Если сравнивать это решение с другими способами нахождения начального приближения, то достоинством метода будет отсутствие требований к проведению съемки, это могут быть разные фотоаппараты, с разными фокусными расстояниями, никакой дополнительной информации о сцене или процессе съемки не требуется. Требования к калибровке фотокамер, такие как квадратность пикселей и прочие могут выполняться приблизительно, что справедливо для всех неспециальных бытовых и профессиональных фотокамер. Главным недостатком данного подхода является требование, чтобы на сцене была различима плоскость. Это не позволит использовать этот метод для съемки объекта без специально вводимых в сцену плоскостей, если объект не содержит подходящих плоскостей или же, если для плоскостей объекта трудно автоматизировать нахождение точечных соответствий между снимками. Отметим, что этот недостаток относится к первой части метода, а именно методу нахождения проективного решения, восстановление же евклидова решения не требует таких сильных предположений и поэтому может использоваться с каким-нибудь другим методом нахождения проективного решения, например таким, который опирается на иное выполняющееся предположение отличное от наличия на сцене различимой плоскости.

Список литературы

1. Назаров, А. С. Фотограмметрия : учеб. пособие для студентов ВУЗов / А. С. Назаров. – М. : ТетраСистемс, 2006. – 368 с.
2. Щербаков, М. А. Итерационный метод оптимальной нелинейной фильтрации изображений / М. А. Щербаков // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2011. – № 4 (20). – С. 43–46.
3. Hartley, R. Multiple View Geometry in Computer Vision / R. Hartley, A. Zisserman. – 2 ed. – 2003.
4. Корн, Г. Справочник по математике для научных работников и инженеров / Г. Корн, Т. Корн. – М., 1974.
5. Mikhail, E. Introduction to Modern Photogrammetry / E. Mikhail, J. Bethel, J. C. McGlone. – Wiley&Sons Inc, 2001.
6. Граве, Д. А. Гомография / Д. А. Граве // Энциклопедический словарь Брокгауза и Ефронова : в 86 т. (82 т. и 4 доп.). – СПб., 1890–1907.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ОПТИМАЛЬНОГО ВЫБОРА ВЕЙВЛЕТА ПРИ ОБРАБОТКЕ СИГНАЛА ВИХРЕТОКОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

О. С. Шумарова

*Балаковский институт техники, технологии и управления (филиал
Саратовского государственного технического университета им. Ю. А. Гагарина), г. Балаково, Россия*

Автоматизация контроля качества поверхностного слоя деталей подшипников на этапе шлифования с использованием вейвлет-преобразования. Представлено обоснование оптимального выбора вида вейвлета относительно обработки сигнала вихретокового преобразователя.

В связи с тем, что современная технология производства изделий массового выпуска, которыми являются подшипники, требует повышения скоростей автоматического неразрушающего контроля и включения систем контроля непосредственно в технологическую линию, возникает задача автоматизации сортировки деталей в зависимости от качества поверхностного слоя, а также обнаружения и идентификации дефектов поверхностного слоя деталей подшипников.

Максимально возможная степень автоматизации контроля качества поверхностного слоя деталей подшипников на этапе шлифования позволяет целенаправленно воздействовать на причины возникновения выявляемых типов неоднородностей, снижает себестоимость контроля качества и охватывает больший объем выборки контролируемых изделий, что повышает эффективность всей системы мониторинга. Вследствие особенностей алгоритма формирования карт неоднородностей поверхностного слоя деталей подшипников было выявлено большое количество классов кластеризации изображения, ряд которых неоднозначно описывают тип обнаруженных неоднородностей.

В наибольшей степени требованиям со стороны подшипниковой промышленности отвечает совместная разработка ОАО «Саратовский подшипниковый завод», ГУНТП «СТОМА» и СГТУ автоматизированный прибор вихревокового контроля ПВК-К2М. Прибор вихревокового контроля ПВК-К2М содержит трехкоординатный сканер с программным управлением, вихревоковый преобразователь физико-механических свойств поверхностного слоя контролируемых деталей в электрический сигнал, персональный компьютер и устройство сопряжения компьютера со сканером и вихревковым преобразователем. По окончании сканирования на экране монитора формируется вихревоковый образ в виде разверток сканируемых поверхностей, на которых яркостью и цветом выделяются локальные и периодические неоднородности поверхностного слоя детали. Дается также график сигналов вихревокового преобразователя. С помощью встроенного цифрового измерителя можно определить величину сигнала в любой точке сканируемой поверхности.

Возможность автоматизации контроля деталей с помощью данного прибора очень высоки и до конца не исчерпаны. Применение ЭВМ позволяет с наименьшими затратами проводить статистические и иные методы анализа сигнала вихревокового преобразователя, с целью наработки базы данных контроля деталей подшипников, определяя классификационные признаки дефектов деталей, что обеспечит возможность автоматизированного их распознавания, для улучшения технологического процесса.

Анализ основных математических методов обработки сигнала ВТП показывает, что для обеспечения эффективности выявления и классификации неоднородностей целесообразно использование вейвлет анализа, обладающего всеми достоинствами других способов цифровой обработки сигналов, гибкостью в использовании и наглядностью результатов.

Выбор анализирующего вейвлета определяется тем, какую информацию необходимо извлечь из сигнала. С учетом характерных особенностей различных вейвлетов во временном и в частотном пространстве, можно выявлять в анализируемых сигналах те или иные свойства и особенности, которые незаметны на графиках сигналов, особенно в присутствии шумов. При этом задача реконструкции сигнала может и не ставится, что расширяет семейство используемых регулярных вейвлетных функций, в том числе неортогональных. Более того, вейвлет может конструироваться непосредственно под ту локальную особенность в сигнале, которая подлежит выделению или обнаружению, если ее форма априорно известна.

При анализе сигналов вейвлетами четного типа (симметричными или близкими к симметричным) гармоническим сигналам обычно соответствуют яркие горизонтальные полосы вейвлетных пиков и впадин на доминирующих частотах вейвлетов, совпадающих с частотой гармоник сигналов. Нарушения гладкости сигналов фиксируются вертикальными полосами, пики в сигналах выделяются максимумами, а впадины – минимумами вейвлетных коэффициентов. Напротив, вейвлеты нечетного типа более резко реагируют на скачки и быстрые изменения в сигналах, отмечая их максимумами или минимумами в зависимости от знака дифференциалов. Чем резче выражены особенности сигналов, тем сильнее они выделяются на спектрограммах.

Сигнал который мы обрабатываем является дискретным, несимметричным, кратковременным. Для анализа такого сигнала требуется наличие компактного носителя в функциях ψ и ϕ , возможность реконструкции сигнала.

Ψ -функции присущи далеко не всем вейвлетам, а только тем, которые относятся к ортогональным, то есть таким, у которых интеграл от произведения любых двух функций ряда равен нулю. Свойство ортогональности заметно облегчает анализ, дает возможность реконструкции сигналов (полного и точного воспроизведения) и позволяет реализовать алгоритмы быстрых вейвлет-преобразований. Одним из первых известных ортогональных дискретных вейвлетов, порождающего ортонормированный базис – вейвлет Хаара. Недостатком этого вейвлета является отсутствие гладкости, вследствие чего в пространстве частот он не слишком хорошо локализован.

Так как для полной реконструкции сигнала могут быть применены только ортогональные вейвлеты, а вейвлет Хаара обладает «негладкостью», И. Добеши предложила использовать функции, вычисляемые итерационным путем – вейвлеты Добеши. Они обладают следующими свойствами: ортогональностью, компактным носителем (среднее значение функции равно нулю и функция быстро убывает на бесконечности), а также эти функции $n + 2$ раза пересекают ось абсцисс. При этом n называют порядком вейвлета. В предельном случае, при $n = 1$, они сводятся к вейвлетам Хаара. При увеличении порядка вейвлета возрастает «гладкость» вейвлета, что увеличивает его возможности, но при этом также увеличивается объем вычисле-

ний при преобразовании. Вейвлеты Добеши не могут обладать симметричностью, что сужает их использование. Однако можно попробовать приблизиться, насколько возможно, к симметрии. Такие вейвлеты, полученные из вейвлетов Добеши, называются симплетами. Вопрос о построении вейвлетов, у которых нулевые моменты имеет не только функция вейвлета, но и порождающий вейвлет называют койфлетами. Наличие нулевых моментов в порождающих вейвлетах облегчает анализ и вейвлет – преобразование. Койфлеты несимметричны, однако они более симметричны, чем вейвлеты Добеши.

Таким образом, проведенный анализ позволит обосновать целесообразность выбора вейвлета при разработке метода автоматического распознавания дефектов и анализа качества шлифованной поверхности деталей подшипников по данным вихревокового контроля, на основе разработанного алгоритма процесса распознавания состояния контролируемого объекта, и управления им в системе мониторинга технологического процесса производства подшипниковой продукции.

Так как сигнал с ВТП является дискретным, несимметричным и кратковременным, то выбор анализирующих вейвлетов значительно уменьшается. Исходя из того какую информацию необходимо извлечь из сигнала наша вейвлетная функция должна обладать: наличие компактного носителя в функциях ψ_i и ϕ_i и возможность реконструкции сигнала. Вследствие с этими критериями нам наиболее подходят ортогональные вейвлеты с компактным носителем, так как они имеют все нужные свойства для анализа сигнала с ВТП.

Для распознавания дефектов по указанным признакам разработан специальный программный продукт с графическим интерфейсом, позволяющий анализировать дискретные данные, полученные с вихревокового датчика, а также выводить на печать все итоговые и промежуточные результаты.

После открытия файла с сигналом, программа заполняет выпадающее меню «Поверхность» найденными в файле названиями поверхности и канала, автоматически выбирается первая поверхность из списка и строится график исходного сигнала (рис. 1).

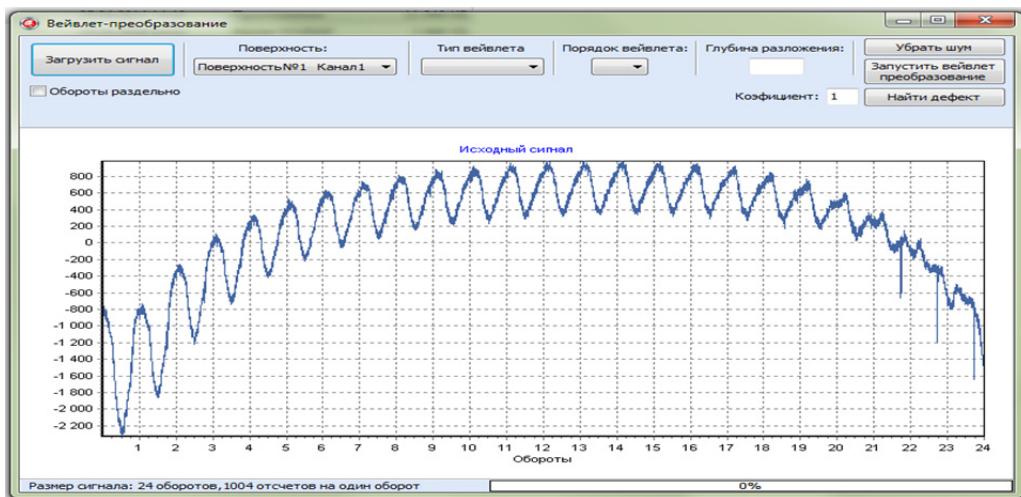


Рис. 1. Главное окно программы после загрузки файла с сигналом

В процессе реализации метода распознавания дефектов поверхностей качения деталей подшипников экспериментальным путем доказано, что Вейвлет наилучшим образом повторяет дефект на третьем уровне разложения (рис. 2) [3].

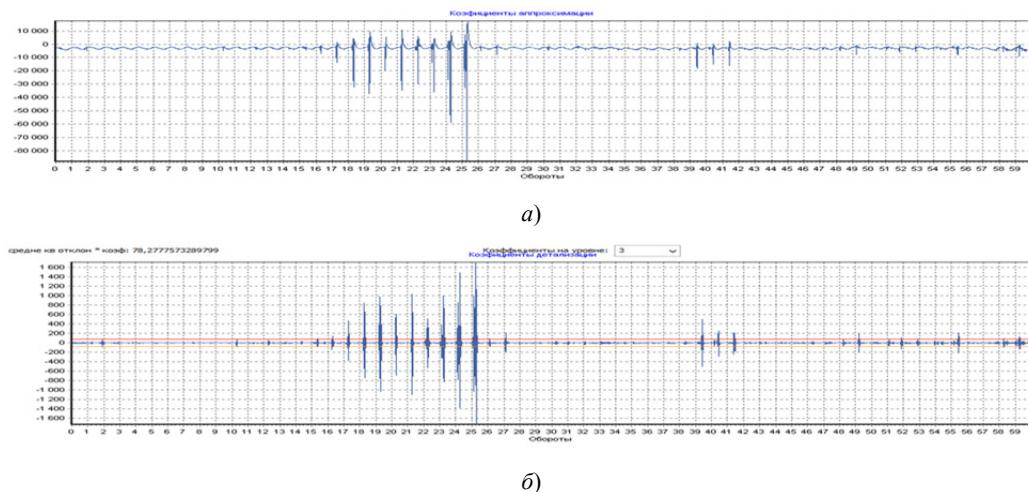


Рис. 2. Выделение дефекта из сигнала: а – сигнал дефекта; б – детализирующие коэффициенты дефекта

Программа имеет возможность автоматического нахождения дефекта с указанием коэффициента предельной чувствительности. Коэффициент предельной чувствительности необходим для исключения ложных срабатываний. При нажатии на кнопку «Найти дефект» программа автоматически перебирает типы вейвлетов, очищает сигнал от шума с помощью выбранного вейвлета, делает вейвлет-анализ, рассчитывает среднеквадратическое отклонение и ищет значения сигнала выходящие за пределы среднеквадратического отклонения умноженного на коэффициент предельной чувствительности. Процедура повторяется по всем вейвлетам и значения отношений дефект/шум сравниваются. Вейвлет который соответствует максимально-му значению отношения признается оптимальным для данного сигнала [3].

Далее поиск дефекта ведется по оптимальному вейвлету и в конце поиска выдается сообщение с информацией о поиске (рис. 3). На главном окне появляется панель управления просмотром выявленных дефектов. Для просмотра дефектов нужно установить переключатель в положение «Только дефекты» и выбрать номер дефекта. Есть возможность просмотра графиков коэффициентов аппроксимации и детализации.

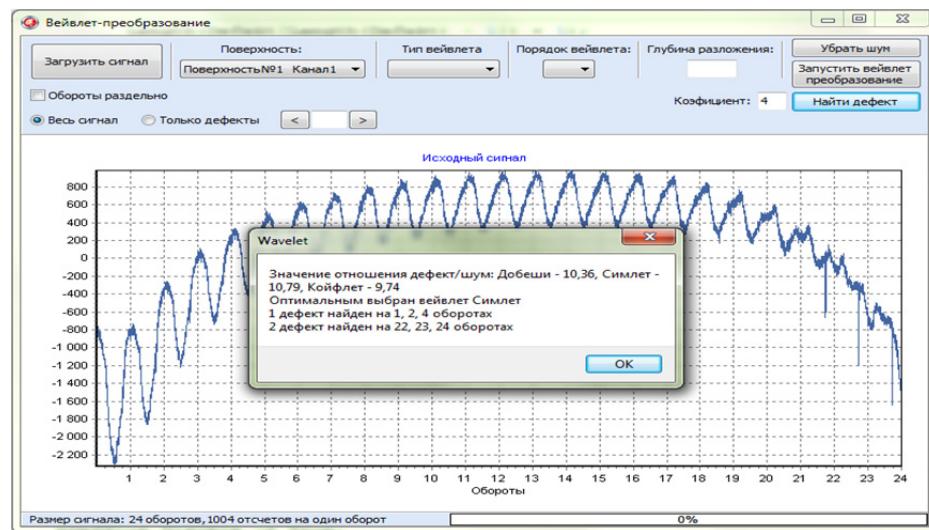


Рис. 3. Результат поиска дефекта в сигнале

Программная реализация автоматического метода распознавания дефектов на основе оптимального выбора вейвлета более практична, позволяет вычислять различные характеристики и сравнивать сигналы, основываясь не только на графическом отображении значений, но и используя математические критерии оценки и сравнения определенных значений.

Полученные данные содержат достаточную информацию для определения типа и местоположения дефектов, что позволяет разработать методику автоматизированной сортировки деталей по степени неоднородности поверхностного слоя и выявления дефектов для системы мониторинга процесса шлифования

Эффект от автоматизации процесса распознавания дефектов поверхности деталей подшипников по характеристикам сигнала вихревого преобразователя характеризуется повышением результативности мер по корректировке технологического процесса, сокращением сроков простой оборудования, позволяет успешно решать задачу обучения персонала, обеспечивающего процесс шлифования деталей подшипников. Внедрение программного обеспечения в автоматическую систему мониторинга качества изготовления премиумных изделий позволяет эффективно управлять технологическим процессом и минимизировать влияние человеческого фактора, что позволит снизить или практически исключить брак и обеспечить конкурентное преимущество в борьбе за потребителя

Список литературы

1. Jaideva C. Goswami. Fundamentals of Wavelets: theory, algorithms, and applications / Jaideva C. Goswami, Andrew K. Chan. – A Wiley. – Interscience Publication, 1999. – 306 p.
2. Дорофеев, А. Л. Электромагнитная дефектоскопия / А. Л. Дорофеев, Ю. Г. Казанов. – М. : Машиностроение, 1980. – 280 с.
3. Мониторинг станков и процессов шлифования в подшипниковом производстве / А. А. Игнатьев, М. В. Виноградов, В. В. Горбунов и др. – Саратов : СГТУ, 2004. – 124 с.
4. Шумарова, О. С. Оптимальный выбор вида вейвлета при обработке сигнала с вихревого датчика / О. С. Шумарова, С. А. Игнатьев // Вестник Саратовского государственного технического университета. – 2013. – № 73. – С. 128–132.
5. Шумарова, О. С. Автоматизированная обработка данных вихревого контроля колец подшипников с применением вейвлет-преобразований / О. С. Шумарова, С. А. Игнатьев, Е. М. Самойлова // Вестник Саратовского государственного технического университета. – 2014. – № 2. – 192 с.

ВОЗМОЖНОСТИ СНИЖЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРНОЙ ПОГРЕШНОСТИ ПЕРВИЧНОГО ВИХРЕТОКОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КВАЗИДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ

C. B. Абрамов

ООО «НИИФИ», г. Пенза, Россия

В. П. Маланин

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Точность и стабильность работы первичных вихревых преобразователей (ПВП), основанных на использовании метода вихревых токов, в большей степени определяются их температурной стабильностью. При эксплуатации ПВП в широком диапазоне температур ее роль весьма значительна.

В настоящее время разработано большое количество методов минимизации температурной погрешности. К таким методам относятся:

- цифровая коррекция с использованием микропроцессоров аддитивной и мультипликативной составляющих температурной погрешностей;
- схемные методы минимизации аддитивной и мультипликативной составляющих температурной погрешностей;
- конструктивные методы минимизации температурной погрешностей.

В работе [1] эквивалентная двухполюсная схема замещения ПВП представлена в виде последовательного соединения собственной начальной индуктивности $L_0 = \text{const}$ с последовательным соединением вносимого комплексного сопротивления, состоящего из последовательного соединения вносимой отрицательной индуктивности L_{bh} и вносимого активного сопротивления R_{bh} , зависящих от измеряемого перемещения h (рис. 1).

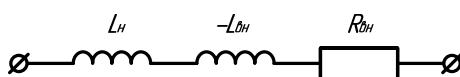


Рис. 1. Эквивалентная схема замещения измерительной катушки ПВП

Параметры схемы замещения определяются из следующих соотношений:

$$Z_0 = wL_0; \quad (1)$$

$$Z_{polh} = Z_0 + Z_{bh}; \quad (1)$$

$$Z_{bh} = -\frac{6 \cdot 10^{-7} w \cdot W^2 \cdot R}{\beta^2} \exp\left(\frac{-3h}{R}\right) (3 - \sqrt{9 + j4\beta^2})^2 \quad (2)$$

где w – частота питающего тока катушки тока; W – количество витков; R – радиус катушки; h – измеряемое перемещение; $\beta = R \sqrt{\frac{\mu_0}{\rho}}$ – обобщенный параметр, зависящий от свойств материала, из которого изготовлено токопроводящее тело; ρ – удельное электрическое сопротивление материала; $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ – магнитная постоянная.

Авторами по экспериментально снятым ЛАЧХ и ФЧХ комплексного имmittанса двухполюсника синтезирована схема замещения, представленная на рис. 1, в виде параллельного соединения начальной индуктивности и последовательно соединенных активной и реактивной составляющих вносимого сопротивления. Синтезированная схема замещения представлена на рис. 2.

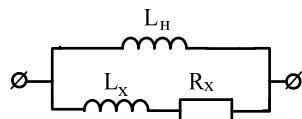


Рис. 2. Синтезированная схема замещения катушки ПВП

Для компенсации начальной индуктивности используем квазидифференциальный метод, при котором входная измеряемая величина, в данном случае измеряемое перемещение объекта контроля, воздействует только на одну ветвь ПВП. Ток, протекающий через вторую ветвь, является неинформативным и компенсируется током, протекающим через компенсационную катушку. Точность компенсации неинформативного тока обусловлена строгой идентичностью намотки измерительной и компенсационной катушек [3].

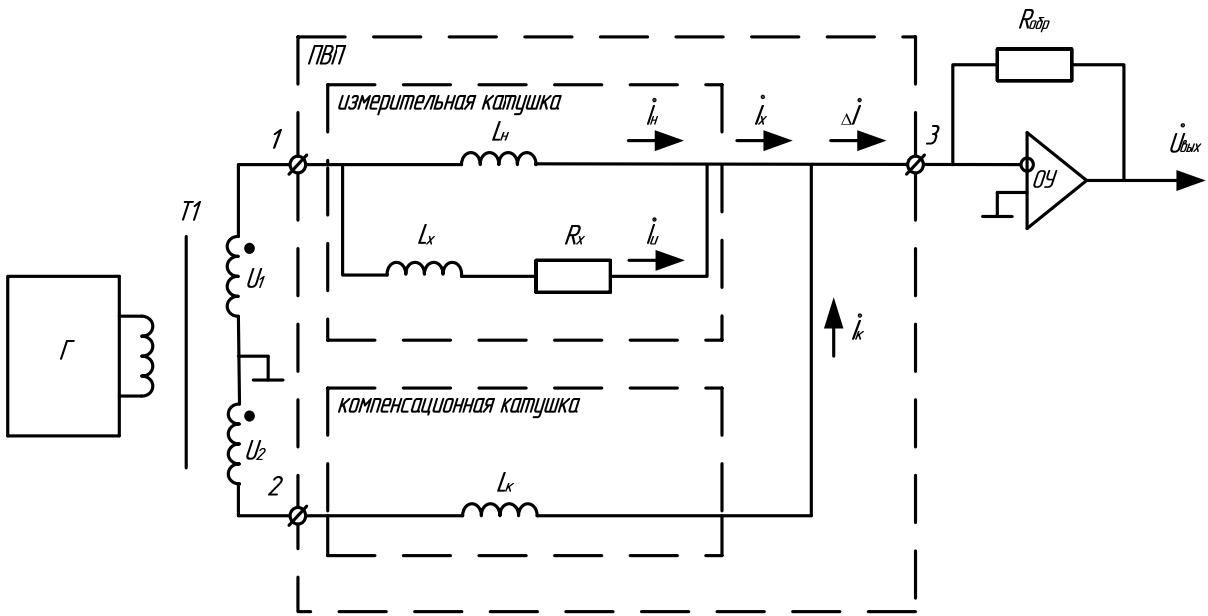


Рис. 3. Измерительная цепь ПВП с квазидифференциальной схемой включения

При питании катушек противофазными напряжениями выражение для разности токов катушек ΔI :

$$\dot{\Delta I} = \dot{I}_H + \dot{I}_u - \dot{I}_k = \frac{\dot{U}}{\sqrt{(jwL_x)^2 + R_x^2}} = \frac{\dot{U}}{Z_x}$$

где

$$\dot{I}_u = \frac{\dot{U}}{\sqrt{(jwL_x)^2 + R_x^2}} = \frac{\dot{U}}{Z_x} \quad \dot{I}_k = \frac{\dot{U}}{jwL_k};$$

Напряжение на выходе измерительной цепи:

$$\dot{U}_{вых} = \Delta I \cdot R_{обн}.$$

Таким образом, необходимо проанализировать температурный коэффициент изменения полного сопротивления ПВП от температуры для двухэлементной и трехэлементной схем замещения с учетом полной компенсации начальной индуктивности. Температурный коэффициент определяется как отношение приращения сопротивления при изменении температуры на 1°C к полному значению указанных величин.

Начальная индуктивность ПВП при изменении температуры изменяется вследствие изменения геометрических размеров обмотки, изменения внутренней индуктивности, обусловленной магнитным полем внутри обмоточного провода. Температурный коэффициент индуктивности α_t определяется выражением [1]:

$$\alpha_i = \alpha_x + \alpha_z$$

где α_r – температурный коэффициент индуктивности, учитывающий изменение геометрических размеров обмотки; α_i – температурный коэффициент индуктивности, учитывающий изменение внутренней индуктивности.

Начальная индуктивность определяется по формуле [2]:

$$L_H = \frac{8 \cdot 10^6 \cdot D^2 \cdot W^2}{2D + 9L + 10w}, \quad (3)$$

где D – средний диаметр обмотки; W – число витков; l – длина обмотки; r – радиальный размер сечения обмотки.

Для определения величины α_L выражение (3) необходимо прологарифмировать, затем найти производную по температуре. При соотношении размеров катушки параметрического датчика: $l = 0.3D$, $r = 0.3D$, близком к оптимальному получаем:

$$\alpha_L = 2\alpha_D - 0.3 (\alpha_D + \alpha_l + \alpha_r) \quad (4)$$

Если считать, что $\alpha_D = \alpha_r = \alpha_l$, то

$$\alpha_L = \alpha_D. \quad (5)$$

Таким образом, температурный коэффициент начальной индуктивности коротких катушек, применяемых в качестве датчиков определяется в основном температурным коэффициентом среднего диаметра.

Температурную стабильность модуля вносимого сопротивления рассмотрим в соответствии с выражением:

$$Z_{bh} = j12 \cdot 10^{-7} \omega W^2 D e^{-\frac{6h}{D}} \varphi(\lambda) |\lambda| = \frac{3}{D} \quad (6)$$

где h – измеряемое перемещение; D – средний диаметр катушки.

Прологарифмировав (6) и продифференцировав полученное выражение по температуре, получим формулу для определения коэффициента температурного изменения, вносимого в датчик сопротивления:

$$\alpha_{bh} = \alpha_D + 6 \frac{h}{D} \cdot \alpha_D + \alpha_\phi \quad (7)$$

Температурный коэффициент α_ϕ зависит от параметров среды, его определение является довольно трудоемко, однако показано в [1], что он пропорционален α_D . Таким образом, температурный коэффициент сопротивления, так же как и начальной индуктивности, в значительной степени определяется температурной стабильностью среднего диаметра датчика.

В [1] показано, что отношение $\frac{h}{D}$ находится в диапазоне от 0.1 до 0.4.

При подстановке значений 0.1 и 0.4 в (7) получим:

$$\alpha_{bh} = \alpha_D + 6 \cdot 0.1 \alpha_D + \alpha_\phi = 1.6 \alpha_D + \alpha_\phi \text{ при } \frac{h}{D} = 0.1;$$

$$\alpha_{bh} = \alpha_D + 6 \cdot 0.4 \alpha_D + \alpha_\phi = 3.4 \alpha_D + \alpha_\phi \text{ при } \frac{h}{D} = 0.4.$$

Температурный коэффициент параметрического датчика для схемы замещения, приведенной на рис. 1:

$$\alpha_Z = \alpha_L + \alpha_{bh} = 2.6 \alpha_D + \alpha_\phi \text{ при } \frac{h}{D} = 0.1,$$

$$\alpha_Z = \alpha_L + \alpha_{bh} = 4.4 \alpha_D + \alpha_\phi \text{ при } \frac{h}{D} = 0.4.$$

Большой интерес представляет изменение Z_x^\bullet для синтезированной схемы замещения от измеряемого перемещения при воздействии температуры. Зная, как изменяются параметры исходной схемы замещения от перемещения, представленной на рисунке 1, при воздействии температуры, можно определить как изменяются параметры синтезированной схемы от перемещения при воздействии температуры. Для этого приравняем полное сопротивление исходной схемы замещения к полному сопротивлению синтезированной схемы.

$$Z_{no.ln} = Z_0 + Z_{bh} = \frac{Z_0 \cdot Z_x}{Z_0 + Z_x}, \quad Z_x = \frac{Z_0^2 + Z_0 \cdot Z_{bh}}{-Z_{bh}}$$

где Z_x – сопротивление синтезированной схемы замещения, изменяющегося от измеряемого перемещения.

Температурный коэффициент для 3-х элементной схемы с учетом полной компенсации начальной индуктивности (для схемы замещения, приведенной на рис. 2):

$$\alpha_{Z1} = \frac{(\alpha_D^2 + \alpha_D(1.6\alpha_D + \alpha_\phi))}{(1.6\alpha_D + \alpha_\phi)} = \frac{\alpha_D(2.6\alpha_D + \alpha_\phi)}{(1.6\alpha_D + \alpha_\phi)} = k \cdot (2.6\alpha_D + \alpha_\phi) \text{ при } \frac{h}{D} = 0.1,$$

$$\text{где } k = \frac{\alpha_D}{(1.6\alpha_D + \alpha_\phi)}.$$

При любых значениях α_ϕ $k < 0.625$. Таким образом, изменение температурного коэффициента:

$$\Delta = (1 - 0.625) \cdot 100\% = 37,5\%.$$

$$\alpha_{Z1} = \frac{(\alpha_D^2 + \alpha_D(3.4\alpha_D + \alpha_\phi))}{(3.4\alpha_D + \alpha_\phi)} = \frac{\alpha_D(4.4\alpha_D + \alpha_\phi)}{(3.4\alpha_D + \alpha_\phi)} = k \cdot (4.4\alpha_D + \alpha_\phi) \text{ при } \frac{h}{D} = 0.4,$$

$$\text{где } k = \frac{\alpha_D}{(3.4\alpha_D + \alpha_\phi)}.$$

При любых значениях α_ϕ $k < 0.227$. Таким образом, изменение температурного коэффициента:

$$\Delta = (1 - 0.227) \cdot 100\% = 87,3\%.$$

Раздельное измерение параметров трехэлементной схемы замещения позволило оценить влияние температуры на каждый параметр многоэлементного двухполюсника и снизить общую температурную погрешность за счет исключения влияния температуры на неинформативный параметр L_0 . В результате проведенных расчетов, при представлении схемы замещения в виде параллельного соединения начальной индуктивности и последовательно соединенных активной и реактивной составляющих вносимого сопротивления и при условии полного устранения неинформативного параметра, температурный коэффициент ПВП снизился на 37,5 % при $\frac{h}{D} = 0.1$ и на 87,3 % при $\frac{h}{D} = 0.4$.

Список литературы

1. Соболев, В. С. Накладные и экранные датчики / В. С. Соболев, Ю. М. Шкарлет. – Новосибирск : Наука. Сибирское отделение, 1967. – 144 с.
2. Калантаров, П. Л. Расчет индуктивностей : справочная книга / П. Л. Калантаров, Л. А. Цейтлин. – 3-е изд., перераб. и доп. – Л. : Энергоатомиздат. Ленингр. отделение, 1986. – 488 с.
3. Пат. № 2515216 Российской Федерации. Устройство формирования выходного сигнала индуктивного дифференциального измерительного преобразователя / Маланин В. П., Колганов В. Н., Абрамов С. В. – опубл. 10.05.2014.

ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ЦЕПЬ ВЫСОКОТЕМПЕРАТУРНОГО ЕМКОСТНОГО ДАТЧИКА ДАВЛЕНИЯ

В. П. Арбузов, И. Ю. Ананьина, П. Н. Белынцева

Пензенский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, г. Пенза, Россия

П. И. Захарова

Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики, г. Санкт-Петербург, Россия

Емкостные датчики обладают целым рядом преимуществ, по сравнению с датчиками других типов. Они имеют самый широкий температурный диапазон работы и сохраняют высокие метрологические характеристики в диапазоне температур $\pm 200^\circ\text{C}$. Это обусловлено конструктивными особенностями емкостного параметрического преобразователя (ПП) и структурой измерительной цепи (ИЦ), обеспечивающей преобразование информативного параметра ПП, который представляет собой либо отношение опорного и рабочего конденсаторов ПП, либо относительное изменение рабочего конденсатора, или отношение разности к сумме рабочих конденсаторов дифференциального датчика [1].

Развитие нанотехнологий привело к появлению нового класса преобразователей. Благодаря уникальному сочетанию малых габаритов и энергопотребления, универсальности применения и относительно небольшой цене – НЭМС сегодня стремительно завоевывают все новые и новые сферы применения.

Использование традиционных датчиков температуры в емкостных НЭМС-структурках связано с определенными трудностями, вызванными несовместимостью технологий изготовления и недостаточной стойкостью и стабильностью этих датчиков температуры при воздействии широкого диапазона температур. Поэтому представляется целесообразным в емкостных НЭМС-структурках, применяемых для измерения давления, в качестве датчика температуры использовать термозависимую емкость C_t , при этом возможно расположение термозависимой емкости как в разных плоскостях с измерительной емкостью, так и в одной плоскости, причем соединение конденсаторов ПП может быть различным (рис. 1). Первый вариант схемы соединения (рис. 1,*a*) предполагает использование наибольшего количества выводов ПП, усложняя структуру датчика. Второй вариант схемы соединения (рис. 1,*b*) использован в ИЦ емкостного датчика давления для мультиплексивной коррекции его температурной погрешности [2]. Третий вариант схемы (рис. 1,*c*) предполагает наличие общего зажима у C_x , C_0 и C_t , что, безусловно, упрощает датчик за счет уменьшения количества выводов ПП. Известна измерительная цепь (ИЦ) [1], обеспечивающая преобразование ин-

формативного параметра датчика, имеющего такую схему соединения, (рис. 1,*a*), которая обеспечивает, во-первых, логометрическую коррекцию погрешности емкостного ПП (в том числе и температурной составляющей погрешности) и, во-вторых, аддитивную коррекцию температурных изменений емкости как рабочего, так и опорного конденсаторов ПП при температуре датчика более $\pm 200^{\circ}\text{C}$.

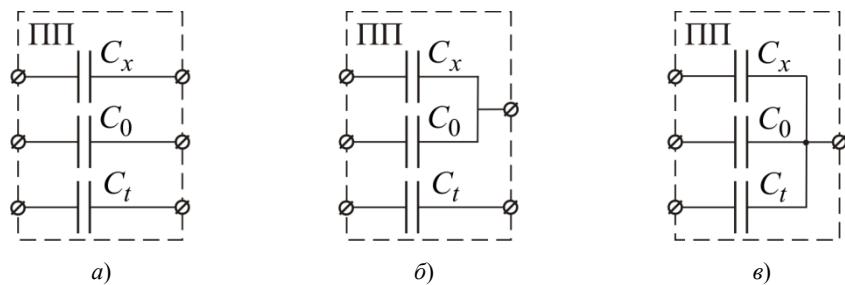


Рис. 1. Схемы соединения элементов ПП датчика

Обладая высоким быстродействием, такая ИЦ не обеспечивает коррекцию погрешности, обусловленной наличием емкости кабеля, которая определяется не только длиной и типом кабеля связи, но его температурой и элементной базой, причем причиной возникновения указанной погрешности является неидеальность операционного усилителя, на основе которого осуществляется преобразование отношения электрических пассивных величин датчика (рабочей и опорной емкостей) в активную электрическую величину (напряжение или ток).

В измерительных цепях, работающих на переменном токе (емкостные и индуктивные датчики), большой вес имеет погрешность, вызванная конечным значением коэффициента усиления усилителя, на основе которого осуществляется преобразование электрических пассивных величин (емкости, индуктивности, сопротивления) или их отношений в активную величину – выходное напряжение усилителя. Это преобразование выполняется с неизбежной погрешностью статизма.

$$\gamma_m \approx -\frac{1}{K_y \beta},$$

где K_y – коэффициент усиления усилителя на рабочей частоте; β – коэффициент отрицательной обратной связи усилителя, который с учетом емкости кабеля C_k описывается выражением

$$\beta = \frac{C_x}{C_x + C_0 + C_k}.$$

Из выражения для погрешности видно, что она является функцией двух величин (K_y и β), каждая из которых может изменять свое значение, как от действия влияющих факторов, так и от изменения рабочей емкости датчика при изменении измеряемой величины или при изменении емкости кабеля. Следовательно, для коррекции рассматриваемой погрешности необходимо использовать структурные методы повышения точности, среди которых наиболее перспективными являются методы временное разделение каналов преобразования рабочей и опорной емкостей датчика: метод коммутаций, метод фазового разделения каналов и метод полигармонического тест-сигнала, каждый из которых обеспечивает инвариантность результата преобразования и к емкости кабеля, и к неидеальности операционного усилителя. Из указанных выше методов временного разделения каналов наиболее широкими возможностями, как с точки зрения быстродействия, так и с точки зрения функциональных возможностей обладает метод фазового разделения каналов. Сущность метода фазового разделения каналов состоит в том, что временное разделение каналов организуется посредством сдвига фазы между токами или напряжениями, подаваемыми на элементы датчика, которые одновременно подключены к преобразователю пассивной величины в активную величину (операционному усилителю).

На рис. 2 представлена функциональная схема измерительной цепи высокотемпературного емкостного датчика давления с фазовым разделением каналов, где Г – генератор синусоидального напряжения; ФВ – фазовращатель, сдвигающий фазу на $\pm\pi/2$; ИНВ – инвертор, сдвигающий фазу на π ; БРК – блок фазового разделения каналов; У – операционный усилитель; АП – активный преобразователь; БСК – блок селекции каналов, состоящий из двух фазочувствительных выпрямителей ФЧВ1 и ФЧВ2; УОС – устройство обработки сигналов, выполняющее функцию деления напряжений, поступающих на его входы. Измерительная цепь осуществляет два вида коррекции температурной погрешности датчика: логометрическую и аддитивную. При температуре датчика до $+200^{\circ}\text{C}$ температурные коэффициенты изменения значения рабочей и опорной емкости практически одинаковы и измерительная цепь, преобразуя отношение указанных емкостей, осуществляет логометрическую коррекцию рассматриваемой погрешности датчика. Когда температура датчика превышает $+200^{\circ}\text{C}$ изменения значений указанных выше температурных коэффициентов расходятся и логометрическая коррекция данного эффекта не дает. В этом случае начинает работать адди-

тивная коррекция температурных изменений рабочей и опорной емкостей датчика, используя в качестве корректирующего воздействия изменение значения термозависимой емкости при температуре датчика выше + 200 °C. В рассматриваемом случае коррекция осуществляется по мгновенным значениям и быстродействие ИЦ не изменяется. Для разделения каналов преобразования ($C_x - C_t$) и ($C_0 - C_t$) блок разделения каналов БРК, во-первых, формирует два синусоидальных напряжения, сдвинутых между собой на $\pm\pi/2$ и амплитудой U_r : $U_1(t) = U_r \sin \omega t$ и $U_2(t) = U_r \sin(\omega t \pm \pi/2)$ и, во-вторых, создает на входе операционного усилителя разность токов, пропорциональных ($C_x - C_t$) и ($C_0 - C_t$). В результате этого выходное напряжение активного преобразователя $U_{\text{ап}}$ состоит из двух составляющих:

$$U_{\text{ап}} = - \left[U_r \frac{C_x - C_t}{C} \sin \omega t + U_r \frac{C_0 - C_t}{C} \sin(\omega t \pm \frac{\pi}{2}) \right] (1 + \gamma_m)$$

где $\gamma_m \approx -\frac{C_x + C_0 + C_k}{K_y}$.

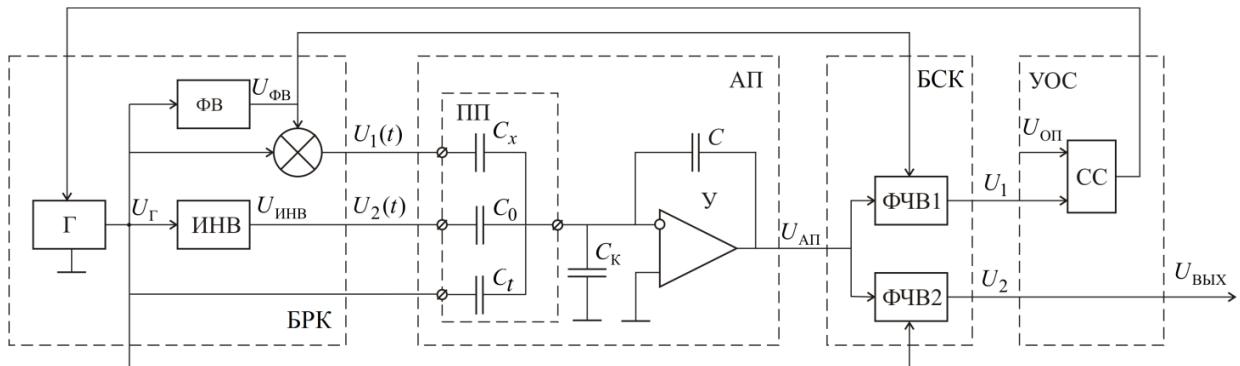


Рис. 2. Функциональная схема измерительной цепи высокотемпературного емкостного датчика давления

Функциональная зависимость, сформированных тест-сигналов $U_1(t)$ и $U_2(t)$ образует систему базисных функций фазового разделения каналов и описывает прямоугольную систему координат, в которой осуществляется отмеченное ранее разделение каналов: разделение во времени процесса преобразования ($C_x - C_t$) и ($C_0 - C_t$) в составляющие выходного напряжения АП U_1 и U_2 и выделение из выходного напряжения искомых составляющих с последующим разделением их в пространстве.

Выделение указанных выше составляющих осуществляется фазочувствительными выпрямителями ФЧВ1 и ФЧВ2, при это

$$U_1 = U_r \frac{C_x - C_t}{C} (1 + \gamma_m), \text{ а } U_2 = U_r \frac{C_0 - C_t}{C} (1 + \gamma_m).$$

Для получения выходного напряжения ИЦ $U_{\text{вых}}$, пропорционального информативному параметру $\frac{C_0 - C_t}{C_x - C_t}$, необходимо осуществить деление напряжения U_2 на напряжение U_1 . В рассматриваемой ИЦ деление напряжений, поступающих на вход УОС, выполняется путем изменения амплитуды выходного напряжения генератора U_r до тех пор пока напряжение U_1 и опорное напряжение $U_{\text{оп}}$, на входе схемы сравнения СС не будут равны. В момент достижения указанного равенства выходное напряжение ИЦ равно

$$U_{\text{вых}} = \frac{C_0 - C_t}{C_x - C_t}$$

и не зависит от погрешности γ_m , а следовательно, не зависит ни от неидеальности элементной базы, ни от длины и типа кабеля, т.е. его емкости.

Таким образом, предложенная измерительная цепь, осуществляя два вида коррекции температурной погрешности (логометрическую и аддитивную), позволяет создать высокотемпературные датчики давления, параметрический преобразователь которых находится на значительном удалении от ИЦ датчика.

Список литературы

1. Арбузов, В. П. Структурные методы повышения точности измерительных цепей емкостных и индуктивных датчиков : моногр. / В. П. Арбузов. – Пенза : Инф.-изд. центр ПГУ, 2008. – 230 с.
2. Arbuzov, V. P. Phase Separation of Sensor Measurement Circuit Channels / V. P. Arbuzov, S. E. Larkin, M. A. Mishina // Measurement Techniques. – 2013. – Vol. 55, № 11. – P. 1247–1251.

КОРРЕКЦИЯ ПОГРЕШНОСТИ ФАЗОВОГО РАЗДЕЛЕНИЯ КАНАЛОВ В ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ЦЕПЯХ ЕМКОСТНЫХ ДАТЧИКОВ

В. П. Арбузов, М. А. Мишина, В. Н. Галкин

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

В статье проведен анализ погрешности измерительных цепей емкостных датчиков с фазовым разделением каналов и предложены способы ее коррекции.

Фазовое разделение каналов (ФРК), сочетая преимущества временного разделения каналов с одновременным преобразованием параметров параметрического преобразователя (ПП) датчика, позволяет осуществить коррекцию погрешности преобразования пассивных электрических величин в активные величины без потери в быстродействии [1].

На рис. 1 приведена функциональная схема измерительной цепи (ИЦ) с активным преобразователем (АП), выполненном на основе операционного усилителя (ОУ) Y , к входу которого одновременно подключены рабочий C_x и опорный C_0 конденсаторы, а в обратной связи включен конденсатор C . На рабочий и опорный конденсаторы подаются тест-сигналы $U_1(t)$ и $U_2(t)$, формируемые блоком разделения каналов БРК, причем описывающие их функции составляют систему базисных функций [2]. Блок селекции каналов БСК выделяет из выходного напряжения АП $U_y(t)$ составляющие, пропорциональные C_x и C_0 , а устройство обработки сигналов УОС формирует из выделенных составляющих выходной сигнал ИЦ, пропорциональный информативному параметру датчика.

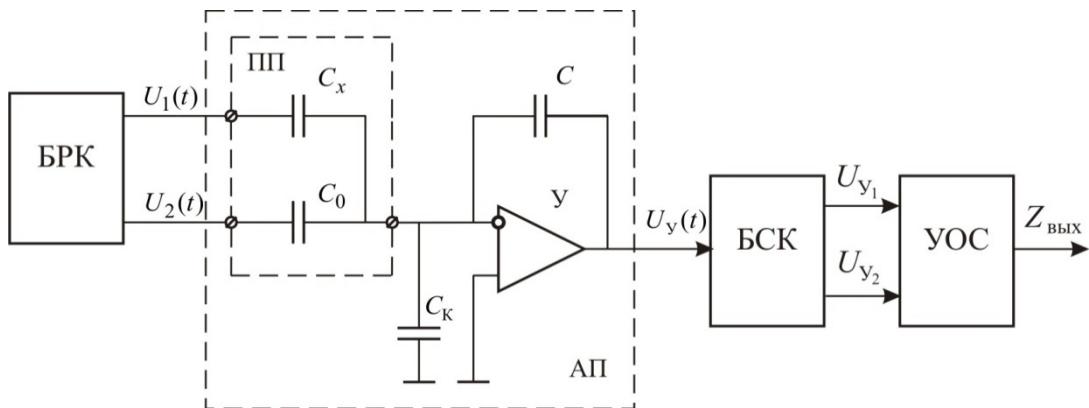


Рис. 1. Функциональная схема измерительной цепи с активным преобразователем, выполненным на основе операционного усилителя

Выходное напряжение АП определяется следующим выражением:

$$U_y(t) = - \left[U_0 \frac{C_x}{C} \sin \omega t + U_0 \frac{C_0}{C} \sin(\omega t + \phi) \right] \cdot (1 + \gamma_m), \quad (1)$$

где γ_m – методическая погрешность АП, определяемая выражением

$$\gamma_m = - \frac{1}{K_y \cdot \beta + 1}, \quad (2)$$

в котором $\beta = \frac{C}{C + C_x + C_0 + C_k}$ – коэффициент отрицательной обратной связи, C_k – емкость кабеля

связи.

Теоретически применение метода фазового разделения каналов в ИЦ емкостных датчиков обеспечивает коррекцию погрешности, обусловленной конечным значением коэффициента усиления ОУ и наличием емкости кабеля, а фазовый сдвиг между напряжениями, подаваемыми на емкости ПП датчика, может принимать любое значение из диапазона $0 < |\phi| < \pi$ [1]. Однако неидеальность используемых в ИЦ узлов приводит к возникновению погрешности.

Наиболее распространенным случаем является использование схем с фазовым сдвигом $\phi = \pm\pi/2$, когда векторы тест-сигналов \dot{U}_1 и \dot{U}_2 , подаваемых на емкости ПП, образуют прямоугольную систему координат, а БСК состоит из двух фазочувствительных выпрямителей, выделяющих синфазную и квадратурную составляющие напряжения $U_y(t)$. Фазовый сдвиг $\phi = \pm\pi/2$ между \dot{U}_1 и \dot{U}_2 создается фазовращателем

лем, коэффициент передачи которого $K(j\omega) = k_\Phi \cdot (j\omega\tau_\Phi)^{\pm 1}$, где τ_Φ , k_Φ – постоянная времени и коэффициент передачи фазовращателя, соответственно. В качестве последнего, можно использовать дифференциатор с постоянной времеми τ_D , тогда $K_D(j\omega) = j\omega\tau_D(1 + \dot{\gamma}_\Phi)$, или интегратор с постоянной времеми τ_I , при этом $K_I(j\omega) = (j\omega\tau_I)^{-1}(1 + \dot{\gamma}_\Phi)$. Погрешность фазовращателя можно представить суммой действительной и мнимой составляющих:

$$\dot{\gamma}_\Phi = \operatorname{Re} \dot{\gamma}_\Phi + j \operatorname{Im} \dot{\gamma}_\Phi.$$

Выходное напряжение АП с учетом погрешности фазовращателя будет иметь вид

$$\dot{U}_Y = -U_0 \left[\frac{C_x}{C} + (j\omega\tau_\Phi)^{\pm 1} k_\Phi (1 + \operatorname{Re} \dot{\gamma}_\Phi + j \operatorname{Im} \dot{\gamma}_\Phi) \frac{C_0}{C} \right] (1 + \gamma_M). \quad (3)$$

Напряжения на выходе БСК:

$$U_{Y_1} = \operatorname{Re}_{\dot{U}_Y} \dot{U}_Y = -U_0 \left[\frac{C_x}{C} \mp (\omega\tau_\Phi)^{\pm 1} k \frac{C_0}{C} \operatorname{Im} \dot{\gamma}_\Phi \right] (1 + \gamma_M)$$

и

$$U_{Y_2} = \operatorname{Im}_{\dot{U}_Y} \dot{U}_Y = \mp U_0 (\omega\tau_\Phi)^{\pm 1} k_\Phi \frac{C_0}{C} (1 + \operatorname{Re} \dot{\gamma}_\Phi) (1 + \gamma_M).$$

Выходной сигнал ИЦ $Z_{\text{вых}}$ описывается выражением

$$Z_{\text{вых}} = \mp (\omega\tau_\Phi)^{\pm 1} k_\Phi \frac{C_0}{C_x} (1 + \gamma_{\text{ИЦ}}),$$

где $\gamma_{\text{ИЦ}}$ – погрешность ИЦ, обусловленная неидеальностью фазовращателя:

$$\gamma_{\text{ИЦ}} = -\frac{\mp (\omega\tau_\Phi)^{\pm 1} k_\Phi \frac{C_0}{C_x} \operatorname{Im} \dot{\gamma}_\Phi - \operatorname{Re} \dot{\gamma}_\Phi}{1 \mp (\omega\tau_\Phi)^{\pm 1} k_\Phi \frac{C_0}{C_x} \operatorname{Im} \dot{\gamma}_\Phi}.$$

Фазовращателем в ИЦ может служить как пассивная, так и активная интегрирующая или дифференцирующая цепь. В результате анализа составляющей погрешности преобразования отношения опорной и рабочей емкостей, обусловленной несовершенством фазовращателя, получены следующие выражения:

– для пассивного фазовращателя:

$$\gamma_{\text{ИЦ}} = -\frac{1 + C_0 / C_x}{1 + C_0 / C_x + \omega^2 \tau_I^2} \quad \text{или} \quad \gamma_{\text{ИЦ}} = -\frac{\omega^2 \tau_D^2 (1 - C_0 / C_x)}{1 + \omega^2 \tau_D^2 (1 - C_0 / C_x)}$$

– для активного фазовращателя:

$$\gamma_{\text{ИЦ}} = -\frac{1 + k_I \cdot C_0 / C_x}{1 + \omega^2 \tau_I^2 + k_I \cdot C_0 / C_x} \quad \text{или} \quad \gamma_{\text{ИЦ}} = -\frac{\omega^2 \tau_D^2 (1 + k_D \cdot C_0 / C_x)}{1 + \omega^2 \tau_D^2 (1 + k_D \cdot C_0 / C_x)}.$$

Рассмотрим вариант фазового разделения каналов, когда $\phi \neq \pm\pi/2$, при этом векторы тест-сигналов \dot{U}_1 и \dot{U}_2 , подаваемых на емкости датчика, образуют косоугольную систему координат, а БСК состоит из двух устройств выборки и хранения (УВХ), вырабатывающих напряжения U_{Y_1} и U_{Y_2} из выходного напряжения АП. Поскольку выборка происходит не мгновенно, а в течении некоторого времени Δt , то это приводит к погрешности ИЦ $\gamma_{\text{УВХ}}$, которая описывается выражением [3]:

$$\gamma_{\text{УВХ}} = \frac{\cos(\omega\Delta t + \phi) + \cos(\omega\Delta t - \phi) - 2 \cos \phi}{\cos \phi - \cos(\omega\Delta t - \phi)}.$$

В первом случае для устранения погрешности в БРК вводят дополнительный фазовращатель Ф2 для того, чтобы фазовый сдвиг между напряжениями тест-сигнала стал равен $\pm\pi/2$. Возможны два способа включения фазовращателей (рис.2) [3], причем при последовательном включении (рис. 2,*a*) оба фазовращателя Ф1 и Ф2 должны быть одного типа: либо интеграторы, либо дифференциаторы, и должно выполняться условие: $|\phi_1 + \phi_2| = \pi/2$. При параллельном включении Ф1 и Ф2 (рис. 2,*b*) используются фазовращатели разного типа при условии, что $|\phi_1 - \phi_2| = \pi/2$.

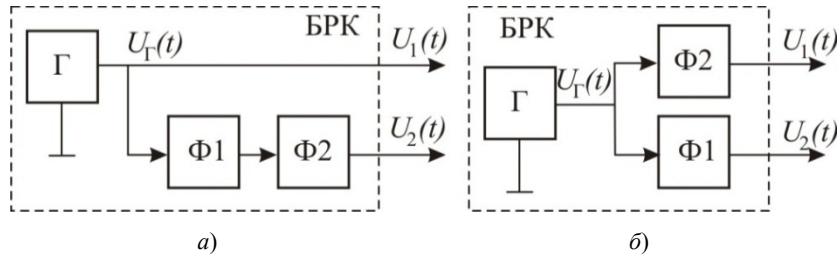


Рис. 2

В том случае, когда ИЦ функционирует в косоугольном базисе ($\phi \neq \pm\pi/2$) выходное напряжение АП за время выборки Δt изменяется от U' до U'' (рис.3,а), при этом выходной сигнал УВХ U_{yB} определяется как среднее значение функции $U_y(t)$ на отрезке $[t_B; t_B + \Delta t]$

$$U_{yB} = \frac{1}{\Delta t} \int_{t_B}^{t_B + \Delta t} U_0 \sin(\omega t + \phi) dt = \frac{2U_0}{\Delta t \omega} \sin\left(\omega(t_B + \frac{\Delta t}{2}) + \phi\right) \cdot \sin \frac{\omega \Delta t}{2}.$$

Будем считать, что время выборки во много раз меньше периода синусоидального тест-сигнала. Тогда пренебрегая членами второго порядка малости, получим:

$$U_{yB} = U_0 \sin\left[\omega(t_B + \Delta t / 2) + \phi\right],$$

т.е. значение выходного напряжения УВХ является мгновенным значением $U_y(t)$ в момент времени $(t_B + \Delta t / 2)$. Следовательно, чтобы получить на выходе УВХ напряжение, равное мгновенному значению $U_y(t)$ в момент времени t_B , необходимо начинать выборку на $\Delta t / 2$ раньше t_B (рис. 3,б).

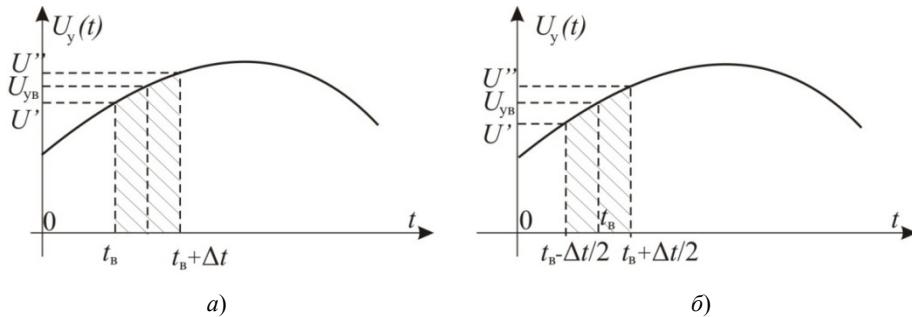


Рис. 3

При условии идентичности УВХ и осуществлении выборки в моменты времени $t_1 = (T - \frac{\Delta t}{2})n$ и $t_2 = -(\frac{\phi}{\omega} - \frac{\Delta t}{2}) + Tn$, $n = 0, 1, 2, \dots$ напряжения на выходе БРК будут описываться выражениями:

$$U_{y_1} = \frac{1}{\Delta t} \int_{-\frac{\Delta t}{2}}^{\frac{\Delta t}{2}} U_y(t) dt = \frac{U_0}{\Delta t \omega} \frac{C_0}{C} \left(\cos\left(\omega \frac{\Delta t}{2} + \phi\right) - \cos\left(-\omega \frac{\Delta t}{2} + \phi\right) \right)$$

и

$$U_{y_2} = \frac{1}{\Delta t} \int_{-\frac{\phi - \Delta t}{\omega}}^{\frac{\phi + \Delta t}{\omega}} U_y(t) dt = \frac{U_0}{\Delta t \omega} \frac{C_x}{C} \left(\cos\left(-\omega \frac{\Delta t}{2} + \phi\right) - \cos\left(\omega \frac{\Delta t}{2} + \phi\right) \right),$$

а выходного сигнала ИЦ пропорционален информативному параметру емкостного датчика давления

$$Z_{\text{вых}} = \frac{U_{y_1}}{U_{y_2}} = -\frac{C_0}{C_x}$$

и не зависит от длительности выборки Δt .

Таким образом, в ИЦ с фазовым разделением каналом полная коррекция методической погрешности достигается обеспечением совпадения базисных систем: систем базисных функций, описывающих процесс разделения во времени каналов преобразований и процесс выделения результатов этих преобразований.

Список литературы

- Арбузов, В. П. Фазовое разделение каналов в измерительных цепях емкостных датчиков / В. П. Арбузов, М. А. Мишина // Измерительная техника. – 2009. – № 9. – С. 29–33.
- Арбузов, В. П. Система базисных функций измерительной цепи датчика с временным разделением каналов / В. П. Арбузов, М. А. Мишина // Измерительная техника. – 2012. – № 9. – С. 11–15.
- Арбузов, В. П. Коррекция погрешности измерительных цепей емкостных датчиков с фазовым разделением каналов / В. П. Арбузов, М. А. Мишина // Метрология. – 2010. – № 3. – С. 25–32.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЗНАЧЕНИЙ СОПРОТИВЛЕНИЯ ИЗОЛЯЦИИ В НАПРЯЖЕНИЕ

В. С. Астремский, П. П. Чураков

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Рассмотрены особенности измерения сопротивления изоляции и функциональная схема преобразователя сопротивления изоляции в напряжение. Приведен анализ погрешностей.

Известны преобразователи для измерения высокоомных сопротивлений, основанные на измерении малых токов [1]. Трудность построения стабильных источников малых токов ограничивает область применения таких преобразователей [2]. Так же существуют тераомметры с использованием интеграторов малых токов построенные на электрометрических усилителях [3]. Недостатком таких преобразователей является низкая помехоустойчивость. Несколько лучшими характеристиками обладает цифровой мегомметр [4], использующий идею преобразования на основе схем выравнивания зарядов на переключаемых конденсаторах. Недостатком данного мегомметра является низкое быстродействие, что ограничивает его применения в многоканальных измерительных системах. Повысить быстродействие позволит предлагаемый преобразователь. На рис. 1 представлена функциональная схема преобразователя.

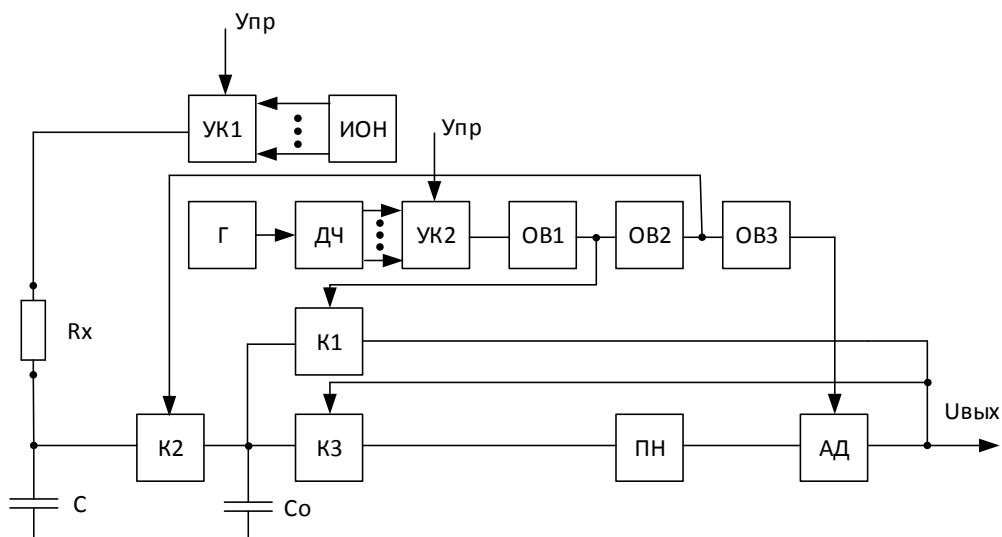


Рис. 1. Функциональная схема преобразователя

Опорное напряжение E_O поступает на измеряемое сопротивление R_X от источника опорных напряжений ИОН через первый узел коммутации УК1. Выбор диапазона измерения осуществляется заданием через УК1 значения опорного напряжения E_O и путем изменения частоты (периода) следования синхронизирующих импульсов, формируемых с помощью кварцевого генератора Г, делителя частоты ДЧ и второго узла коммутации УК2.

Через измеряемое сопротивление R протекает ток от ИОН и заряжается конденсатор C . Отрицательными перепадами напряжения прямоугольных импульсов с выхода ДЧ запускается последовательная цепочка одновибраторов ОВ1, ОВ2 и ОВ3, управляющих работой соответствующих аналоговых ключей К1, К2, и К3, с помощью которых осуществляются процессы заряда и перезаряда опорных конденсаторов C и C_O .

При замыкании ключа К1 конденсатор C_O заряжается до выходного напряжения преобразователя на выходе амплитудного детектора АД. При замыкании ключа К2 происходит распределение и выравнивание зарядов на конденсаторах C и C_O . После этого одновибратором ОВЗ открывается ключ К3 и напряжение U'_C поступает через повторитель напряжения ПН поступает на вход амплитудного детектора АД, стробируемого управляющим импульсом с выхода ОВЗ.

С началом нового цикла, определяемого периодом T_O синхронизирующих импульсов с делителям ча- стоты ДЧ, процесс компенсации (выравнивание) зарядов повторяется. В установившемся режиме равенство зарядов емкостей C и C_O определяется выражением:

$$I_X T_O = (U'_{C_O} - U_O) C_O \quad (1)$$

где $I_X = \frac{(U_O - U'_C)}{R}$ – ток через измеряемый резистор; U_O – значение выходного напряжения ИОН; U'_{C_O} – значение напряжения на конденсаторе C_O .

Из-за больших значений постоянных времени $\tau = RC_O$ высокоомных цепей и с учетом того, что дли-тельность импульса с выходов одновибраторов $t_{OB} \ll \tau$, можно пренебречь значением напряжения на кон-денсаторе по сравнению с опорным напряжением $U'_C \ll U_O$. Тогда получим:

$$\frac{T_O U_O}{R} = 2 U_{\text{ВыХ}} C, \quad (2)$$

откуда

$$U_{\text{ВыХ}} = \frac{T_O U_O}{RC}. \quad (3)$$

Обратная зависимость $U_{\text{ВыХ}}(C)$ легко линеаризуется использованием схем на операционных усили-телях. Такая, в то же время, зависимость удобна для построения схем контроля сопротивления изоляции. При сравнении с опорным напряжением $U_{\text{ОП}}$ при условии $U_{\text{ВыХ}} > U_{\text{ОП}}$ сработает компаратор и выдает сигнал «брак».

Для анализа погрешности запишем уравнение преобразования с учетом неидеальности узлов, прове-дем анализ уравнения и упростим его.

Эквивалентные электрические схемы преобразователя приведены на рисунке 2 для трех тактов рабо-ты преобразователя.

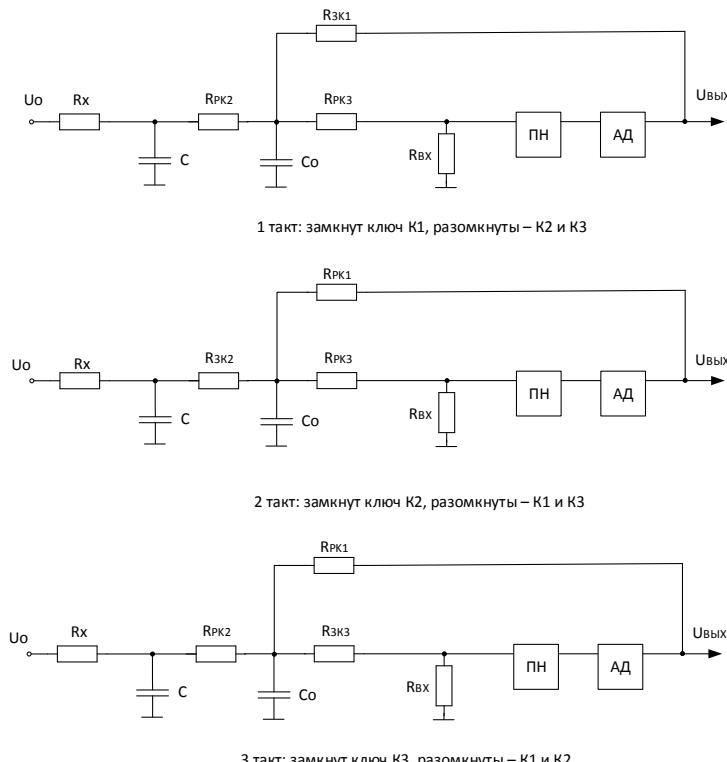


Рис. 2. Эквивалентные схемы работы преобразователя

В результате анализа эквивалентных схем составлено более корректное уравнение:

$$R_X = \frac{T_O(1 + \frac{R_{3K3}}{R_{BX}})}{C_O K_{PH} K_{AD} \left\{ (1 - e^{\frac{-t_{OB1}}{RC}}) + (1 - e^{\frac{-t_{OB1}}{RC_O}}) \frac{R_{BX}}{R_{PK2}} [1 - e^{\frac{-t_{OB2}(R_{BX} + R_{PK2})}{C_O R_{BX} R_{PK2}}}] \right\}}, \quad (4)$$

где R_{BX} – сопротивление повторителя напряжения ПН; R_{PKi} и R_{3Ki} – сопротивления соответствующих i -ых ключей в замкнутом и разомкнутом состоянии; C_O и C – значения емкостей соответствующих конденсаторов; K_{PH} и K_{AD} – коэффициенты передачи ПН и АД; t_{OB1} и t_{OB2} – длительность выходных импульсов одновибраторов ОВ1 и ОВ2.

С учетом того, что современная элементная база позволяет получить $R_{BX} \approx R_{PKi} \geq 10^6 \text{ Om}$; $R_{3Ki} \leq 10^2 \text{ Om}$; $t_{OBi} = 10^{-5} \text{ с}$ и что экспоненциальные составляющие в скобках существенно меньше единицы, получим:

$$R_X = \frac{T_O}{2C_O K_{PH} K_{AD}} \quad (5)$$

Выражение (5) является исходным при анализе погрешностей. Пользуясь теорией чувствительности находим относительную погрешность преобразования:

$$\delta R = \delta T_O - \delta C_O - \delta K_{PH} - \delta K_{AD} \quad (6)$$

Современное состояние схемотехники позволяет получить:

$$\delta T_O < 10^{-3}\%; \delta C_O < 1\%; \delta K_{PH} < 1\%; \delta K_{AD} < 2\%.$$

Ожидаемая максимальная погрешность преобразования порядка 5 %.

Рассмотренный преобразователь позволяет осуществить преобразования значения сопротивления изоляции в течение одного периода синхронизации в установившемся режиме работы при достаточно малой погрешности.

Список литературы

1. Иллюкович, А. М. Измерение больших сопротивлений / А. М. Иллюкович. – М. : Энергия, 1971. – 128 с.
2. Маркелов, М. К. Технология проектирования накладных вихревых преобразователей / М. К. Маркелов // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2013. – Спецвыпуск № 1. – С. 245–254.
3. Карлащук, В. И. Цифровой тераомметр-электрометр / В. И. Карлащук, В. И. Купряхин // Приборы и техника эксперимента. – 1973. – № 3. – С. 150–152.
4. Авт. свидетельство № 535840. Цифровой мегомметр (СССР) М.кГ³CD1 R27/00. ОИПЛТЗ, 1981. – № 30.

НЕКОТОРЫЕ КОНСТРУКТИВНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ РЕШЕНИЯ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ ДАВЛЕНИЯ¹

E. A. Бадеева, A. B. Бадеев

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

И. С. Рубцов

ОАО «Техномаш», г. Москва, Россия

На специальных инженерно-технических объектах (ИТО), например: космической и авиационной техники, измерения давления составляют половину всех измерений. Совершенствование систем измерения давления на ИТО возможно на пути использования новых перспективных средств измерения, к которым относятся волоконно-оптические датчики давления (ВОДД). Преимущества ВОДД перед «традиционными» электрическими раскрыты на рис. 1.

Растущие требования к элементной базе со стороны систем измерения ИТО, отсутствие современных единых технологических подходов и технологических основ общей теории проектирования ВОДД выдви-

¹ При финансовой поддержке в форме гранта Минобрнауки ведущей научной школы РФ «Волоконно-оптическое приборостроение» и при финансовой поддержке РФФИ.

гают на первый план проблемы по выбору оптимальных конструктивно-технологических решений и основ проектирования ВОДД с высокими эксплуатационными характеристиками.



Рис. 1. Преимущества ВОДД перед «традиционными» электрическими

Проведенный анализ научно-технической, патентной информации, отечественных и зарубежных проспектов, каталогов и других источников информации позволил сделать выводы относительно недостатков присущих разработанным и используемым ВОДД (рис. 2), из-за которых не реализуются потенциальные возможности датчиков.

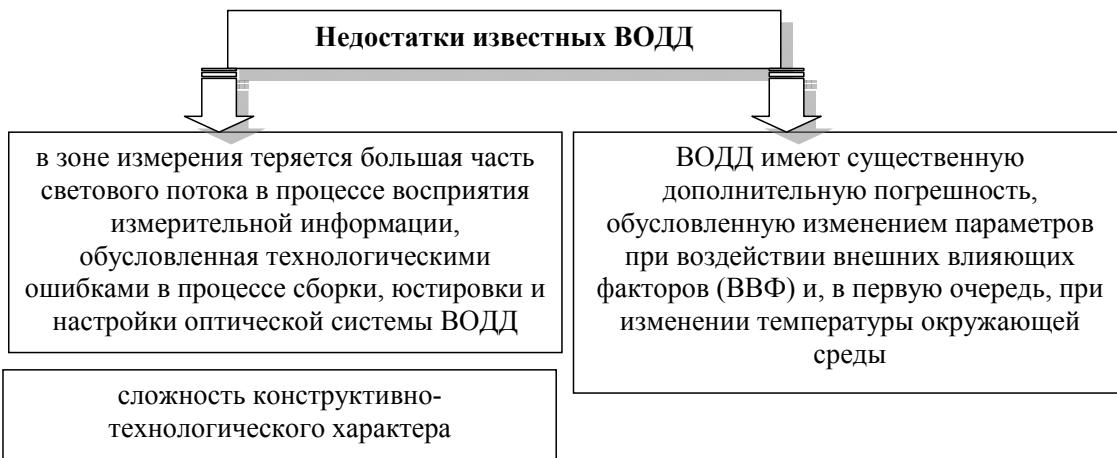
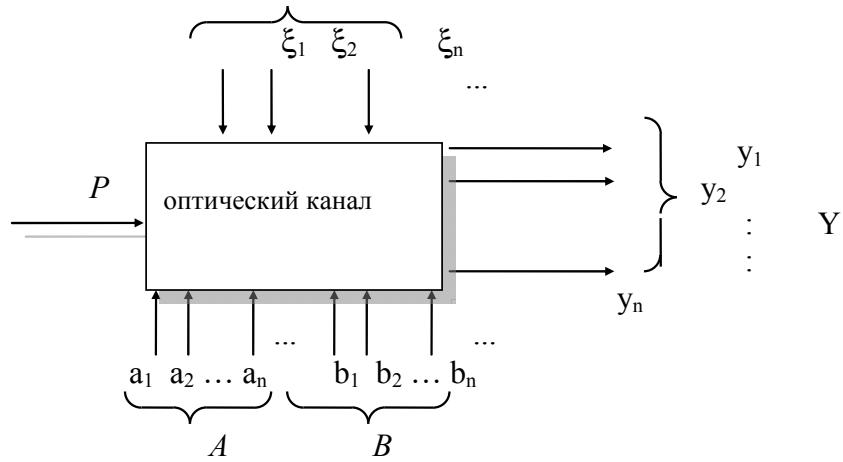


Рис. 2. Недостатки существующих известных ВОДД

Повышения чувствительности преобразования можно добиться уменьшением потерь светового потока в ВОДД, используя современные технологические способы и процедуры, на основании вышесказанного определен предмет исследований: волоконно-оптические преобразователи и датчики давления, принцип действия которых основан на изменении интенсивности оптического сигнала в зоне открытого оптического канала под действием измеряемого давления.

Предложены новые конструктивно-технологические решения проектирования ВОДД с повышенными эксплуатационными характеристиками. Основу разрабатываемых измерительных преобразователей ВОДД составляет открытый оптический канал (ООК) (рис. 3).



A – множество значений параметров оптического сигнала на входе;

B – множество значений конструктивных параметров ООК;

E – вектор возмущений; Y – вектор состояния ООК;

P – измеряемое давление

Рис. 3. Оптический канал ВОДД

ООК характеризуется конструктивно-технологическими параметрами, изменение которых обеспечивает требуемое течение процесса преобразования в ВОПД (рис. 4).



Рис. 4. Конструктивно-технологические параметры открытого оптического канала ВОДД

В ВОДД с отражательными аттенюаторами оптические волокна с одного конца объединены в один общий жгут, который располагается в зоне измерения напротив отражающей поверхности, изменяющей свое положение или форму под действием измеряемого давления. С противоположной стороны отводящие волокна (ОВ) объединены в два жгута, один торец которых соединяется с источником излучения (ИИ), а другой – с приемником излучения (ПИ).

Одним из основных принципов конструктивно-технологической унификации является блочно-модульный принцип построения, реализуемый в датчиках давления. Блочно-модульный принцип построения ВОДД позволяет исследовать технические характеристики отдельных его блоков на стадиях проектирования или изготовления и тем самым улучшить метрологические и эксплуатационные характеристики датчика в целом.

В состав датчика давления входит волоконно-оптический преобразователь давления ВОПД, волоконно-оптический кабель ВОК и согласующее устройство СУ. Датчик посредством электрического разъема соединяется с блоком преобразования информации БПИ.

ВОПД предназначен для преобразования измеряемого давления в изменение интенсивности светового потока, ВОК – для передачи светового потока от источника излучения в зону измерения и обратно к приемнику излучения, СУ – для преобразования электрического сигнала в оптический и оптического в электрический. БПИ служит для питания элементов СУ и преобразования электрического сигнала с выхода СУ в стандартный электрический сигнал, например 0–6 В.

На рис. 5 представлен общий вид одного из вариантов дифференциального ВОДД аттенюаторного типа.

ВОДД состоит из блока мембранный 1, волоконно-оптического кабеля ВОК 2, штуцера 3, корпуса 4, втулки 5, и согласующего устройства (в котором расположены фотодиоды и светодиод).

Блок мембранный 1 состоит из корпуса, мембраны и аттенюатора (шторки). Мембра на выполнена из сплава 36НХТЮ, корпус и аттенюатор – из стали 12Х18Н10Т.

Аттенюатор крепится к мемbrane посредством импульсной сварки. Мембра на со шторкой устанавливается в корпус и соединяется с ним сваркой. Отверстие в аттенюаторе $\varnothing 0,5$ мм выполняется после установки мембраны в корпусе блока. После укладки волокон ВОК мембранный блок устанавливается в корпус 4, в котором имеется выемка для укладки ВОК.

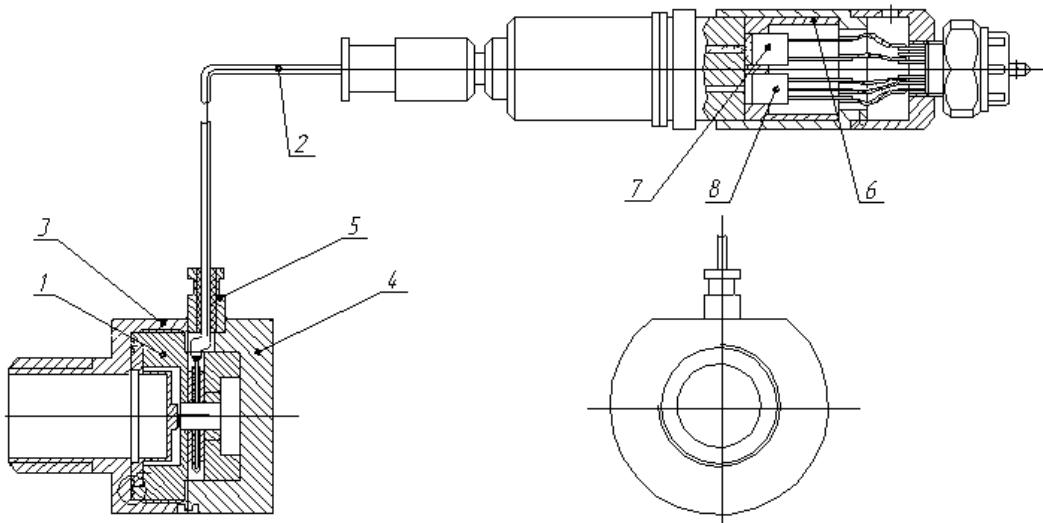


Рис. 5. Общий вид ВОД избыточного давления

Корпус датчика сборный, состоит из двух частей, соединенных между собой с помощью сварки. Штуцер 3 и корпус 4 выполнены из стали 12Х18Н10Т.

Штуцер 3 устанавливается в корпус датчика, затем протягивают кабель. Свободное пространство штуцера заполняется компаундом «Виксинг» или герметиком.

Согласующее устройство представляет собой держатель 6, в который вклеены светодиод 7, рабочий и компенсационный фотодиоды 8. Фотоблок присоединяется к БПИ с помощью розетки типа MP1-10-5-В. К контактам розетки подпаиваются выводы светодиода и фотодиодов.

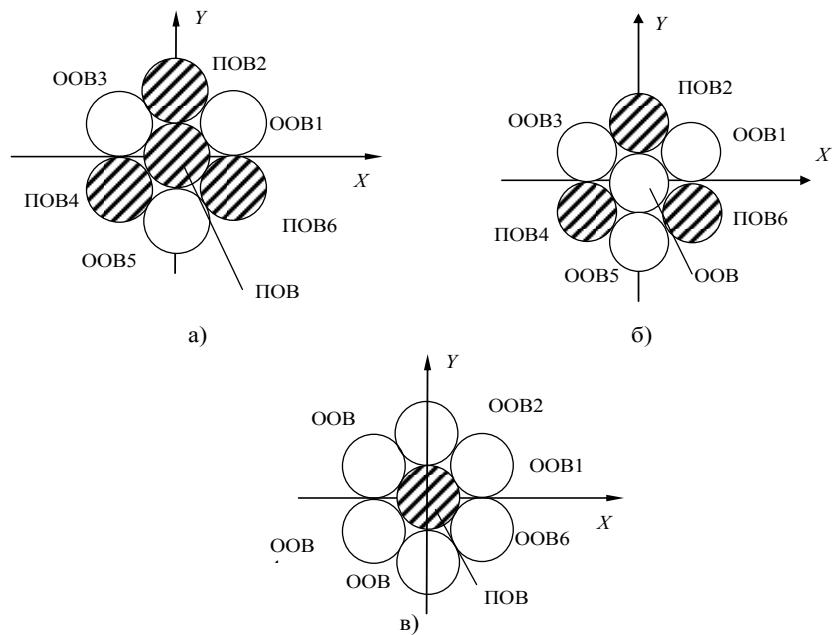
С целью повышения герметичности штуцера 3 паз в верхней части корпуса 4 смешен вниз, а также для того, чтобы при сварке штуцера и корпуса уменьшить вероятность повреждения волокна вследствие высокой температуры. Для упрощения процесса юстировки назначены жесткие допуска на соосность отверстий в мембранным блоке. Габаритные размеры датчика 35x45x40 мм. Длина волоконно-оптического кабеля 2 ... 200 м.

Датчик имеет простую, надежную конструкцию, не требует сложных технологических, юстировочных и измерительных операций при изготовлении оптической части, имеет дешевую компонентную базу – многомодовые оптические волокна.

Конструктивно-технологические решения и метрологические характеристики ВОДД определяются взаимным пространственным расположением приемных и передающих пучков ОВ.

Коаксиальное расположение ОВ в жгуте ВОК получило наибольшее распространение как наиболее простое по технологии изготовления. Одновременно оно наиболее целесообразно с точки зрения технологической процедуры формирования необходимой структуры светового потока. Изменение взаимного расположения ОВ в жгуте ВОК дает возможность изменять глубину модуляции оптического сигнала и чувствительность преобразования ВОДД.

На рис. 6 приведены варианты взаимного расположения подводящих (ПОВ) и ООВ в общем торце ВОК дифференциального ВОДД с отражательными аттенюаторами [1].



а - четыре ПОВ и три ООВ;
б - три ПОВ и четыре ООВ;
в - одно ПОВ и шесть ООВ

Рис. 6. Варианты взаимного расположения оптических волокон в общем торце ВОК

На рис. 7 приведены возможные варианты расположения ОВ, внешний диаметр которых равен 0,5 мм, относительно светоизлучающей площадки светодиода ЗЛ107Б и относительно светочувствительной площадки фотодиода КФДМ. Каждый из вариантов имеет свои достоинства и недостатки.

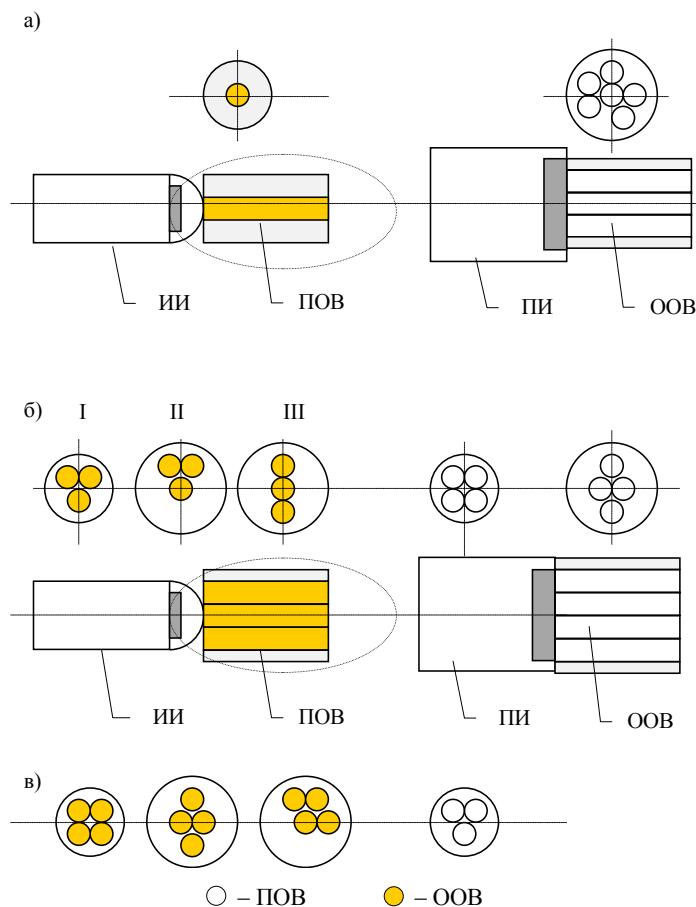


Рис. 7. Варианты расположения ОВ

Вариант I самый компактный и технология его изготовления самая простая, но в нем существенны потери светового потока, так как максимальную мощность несут лучи, исходящие из центра светодиода, а в этой зоне отсутствует ПОВ.

С этой точки зрения более предпочтителен II вариант, у которого одно из ПОВ расположено по центру светодиода. Некоторые технологические неудобства создает несимметричное расположение волокон в жгуте.

Но при изготовлении можно использовать небольшие отрезки технологических волокон, обеспечивающих совпадение оптических осей ИИ и центрального ПОВ. Кроме того, такое расположение ОВ в жгуте позволяет в процессе настройки датчика по уровню выходного сигнала отследить угловое отклонение диаграммы направленности светодиода путем взаимного углового перемещения жгута и ИИ относительно друг друга вдоль оптической оси.

Третий вариант лишен такой возможности, так как ПОВ в нем растянуты вдоль некоторой поперечной оси, а наибольшее распространение получило именно угловое смещение диаграммы направленности излучения светодиодов, а не поперечное. В то же время такой жгут прост в изготовлении.

Взаимное расположение ОВ в жгуте со стороны приемника излучения практически не влияет на метрологические характеристики, так как приемная площадь ПИ превышает суммарную площадь ОВ в любом их сочетании.

Можно предложить поменять местами положение подводящих и отводящих жгутов относительно ИИ и ПИ (в). Наибольший эффект в этом случае будет достигнут, если одно из ПОВ будет расположено по центру.

С учетом вышеизложенного, для более эффективного ввода излучения в ПОВ целесообразно использовать вариант II. Таким образом, при разработке ВОПД с отражательным аттенюатором целесообразно применять конструктивно-технологическое решение с комбинациями: три ОВ – четыре ПОВ и четыре ОВ – три ПОВ, что обеспечит максимальную чувствительность при работе ВОПД в составе датчика.

Унифицированные конструкции волоконно-оптического кабеля и согласующего устройства позволяют при несущественных изменениях конструкции волоконно-оптического преобразователя давления отражательного типа создавать ВОДД на разные диапазоны измерения.

Список литературы

1. Теоретические основы проектирования амплитудных волоконно-оптических датчиков давления с открытым оптическим каналом : моногр. / Е. А. Бадеева, А. В. Гориш, А. Н. Котов, Т. И. Мурашкина, А. Г. Пивкин. – М. : МГУЛ, 2004. – 246 с.

УСТРАНЕНИЕ НЕДОСТАТКОВ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ АКТЮАТОРОВ И СОЗДАНИЕ САМОЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ АКТЮАТОРОВ¹

В. А. Бардин, В. А. Васильев

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Проведен анализ недостатков пьезоэлектрических актюаторов и путей их устранения. Показана перспективность направления создания самочувствительных актюаторов. Обоснована возможность совмещения пьезоэлектрического актюатора с частотным интегрирующим развертывающим преобразователем (ЧИРП). Предложена схема ЧИРП для создания измерительного модуля схемы управления самочувствительным пьезоактюатором.

С развитиемnano- и микротехнологий, nano- и микросистемой техники возрастаёт потребность в устройствах для точного позиционирования объектов. Общим для всех исследовательских и производственных процессов является необходимость взаимного позиционирования исследуемого объекта или заготовки с рабочим органом тестового, производственного оборудования или инструментом, контроль размеров деталей с субмикронной или нанометровой точностью. Такая же точность нужна при тестировании и контроле изделий, изготовленных по другим технологиям, и в ходе сборочных работ. От точности исполнительных механизмов (актюаторов) и данных контроля в основном зависит эффективность функционирования систем управления и точность позиционирования объектов. В связи с этим актуальными являются вопросы исследования и создания двигателей, актюаторов и датчиков положения для nano- и микроперемещений [1–4].

В качестве исполнительных механизмов исследовательского и тестового оборудования для nano- и микроперемещений вместо традиционных электромеханических систем (коллекторные, шаговые и бесколлекторные микроэлектродвигатели) чаще всего используют пьезоактюаторы и пьезодвигатели на их основе.

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации (Госзадание, код проекта 1267).

Преимущества пьезодвигателей: самоторможение при отсутствии питания (при этом усилие удержания выше тягового); высокая точность позиционирования до долей нанометров (ограничена только возможностями управляющей электроники); отсутствие трущихся и промежуточных частей; высокое соотношение сила/масса, обеспечивающее быстрый отклик; низкая потребляемая мощность; отсутствие электромагнитного излучения; возможность работы при криогенных температурах и в сверхвысоком вакуме; высокий КПД (до 90 % и более); большое усилие; малые габариты и масса (по сравнению с электромагнитными двигателями); возможность гибкой разработки конструкции пьезодвигателя с требуемыми характеристиками для выполнения конкретной задачи и др.

Недостатком пьезоэлектрических актиоаторовnano- и микроперемещений является наличие внутренних дестабилизирующих факторов, таких как гистерезис, ползучесть и динамические вибрации.

В пьезоэлектрических актиоаторах гистерезис связан с нелинейностью обратного пьезоэлектрического эффекта, который лежит в основе их принципа действия. Гистерезис существующих пьезоэлектрических материалов находится в пределах 10–40 % в зависимости от материала [5]. В пьезоактиоаторах гистерезис проявляется в виде нелинейной зависимости перемещения от входного сигнала, как при прямом, так и при обратном ходе подвижной части актиоатора. Это свойство систем, которые не сразу следуют приложенной силе, реакция таких систем зависит от ранее действовавших на нее сил, то есть от предыстории.

Ползучесть (последействие) проявляется в виде медленного изменения во времени положения подвижной части пьезоактиоатора после подачи входного сигнала (электрического напряжения U), без какого-либо его изменения. Так, после установления $U = 30$ В через 30 секунд местоположение подвижной части пьезоактиоатора может измениться на 5 %. При пошаговом перемещении за короткое время (до 10 сек) между шагами (~ 100 нм) ползучесть проявляется относительно мало (до 1 %). Следует отметить, что ползучесть обусловлена тем же свойством пьезоэлектрических материалов – гистерезисом. Ей в ряде случаев можно пренебречь, когда происходят циклические перемещения и частота совершаемых операций высока. Однако при медленных пошаговых перемещениях, с большим интервалом времени между шагами, ползучесть будет вносить значительную погрешность, которую нельзя не учитывать.

В отличии от ползучести, последействие представляет собой деформацию пьезоматериала после снятия электрического напряжения и имеет практически такие же численные значения характеристик. Временные зависимости деформаций последействия и ползучести пьезоактиоаторов представляются экспоненциальными функциями, изображенными на рис. 1.

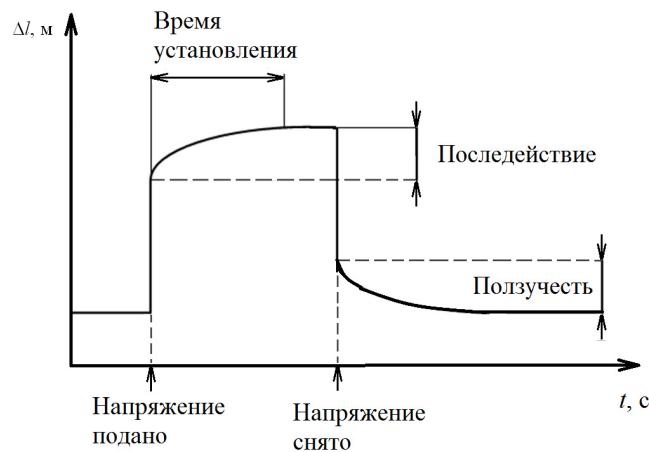


Рис. 1. Зависимости деформаций последействия и ползучести от времени

Динамические вибрации возникают из-за того, что пьезоактиоатор и его подвижная часть представляют собой колебательную систему с распределенными параметрами, на которую действует сила и происходят перемещения одних частей относительно других, при этом их масса различна и не сконцентрирована в одной точке. При применении пьезоактиоаторов следует учитывать то, что подвижная часть, кроме своей массы будет иметь присоединенную массу перемещаемого объекта, которая может быть значительно больше. В этом случае динамические свойства системы позиционирования для nano- и микроперемещений на основе пьезоактиоатора будут во многом определяться присоединенной массой, и может использоваться подход как для систем с сосредоточенными параметрами.

Компенсировать нелинейность пьезоактиоаторов можно, используя обратную связь между актиоатором и измерителем перемещения (встроенным или внешним), а также применением алгоритмов, которые формируют управляющие сигналы, основанные на математических методах. Хотя встроенные измерители значительно усложняют конструкцию пьезодвигателя и увеличивают его габариты, они обеспечивают высокую точность позиционирования.

К датчикам систем микро- и нанопозиционирования предъявляются более жесткие требования чем к другим системам управления. Датчики должны быть компактными, высокоскоростными, устойчивыми к изменениям внешних факторов, и быть в состоянии решать задачу позиционирования на атомарном уровне.

Так же датчик не должен увеличивать трение или контактное усилие между опорной поверхностью и перемещаемым объектом, иметь гистерезис или другие характеристики ухудшающие повторяемость действий.

Перспективным направлением в создании систем прецизионного позиционирования, открывающим возможность достижения указанных требований и устранения вышеперечисленных недостатков является разработка так называемых самочувствительных актиоаторов (*self-sensing actuators*). Такие актиоаторы позволяют выполнять две функции – перемещения и сенсора (датчика) в цепи обратной связи. Достоинства самочувствительных актиоаторов: отсутствие дополнительных датчиков при достаточно высокой точности, уменьшение габаритов, простота изготовления. Схема управления самочувствительным актиоатором может быть интегрирована в пьезоактиоатор и на выходе актиоатора будет обработанный сигнал, который можно подавать, например, на вход ПЭВМ.

Пьезоактиоатор можно рассматривать как электрический конденсатор, емкость которого изменяется с изменением его деформации. В связи с этим одним из возможных направлений создания самочувствительных актиоаторов можно рассматривать направление, основанное на использовании емкости пьезоэлементов того же пьезоактиоатора в качестве параметра зависящего от перемещения (удлинения).

Для реализации возможности использования собственной электрической емкости пьезоактиоатора в качестве датчика перемещения (удлинения) в цепи обратной связи предлагается совместить пьезоэлектрический актиоатор с частотным интегрирующим развертывающим преобразователем (ЧИРП), ранее применявшимся с резистивными датчиками.

Трудностями при использовании ЧИРП для определения деформации пьезоактиоатора с помощью измерения емкости являются учет возможного влияния измерительного сигнала на деформацию актиоатора, сложностьстыковки высоковольтной части схемы с пьезоактиоатором и измерительной электроники, эффект старения пьезокерамики, учет скорости работы актиоатора и влияния нагрузки. Задачи, вытекающие из перечисленных трудностей, являются решаемыми.

По поводу влияния измерительного сигнала на деформацию актиоатора следует заметить, что на частотах выше 1 кГц проявляется эффект запаздывания срабатывания пьезокерамики. Поэтому, кратковременное воздействие управляющего сигнала с ЧИРП на нерезонансной частоте порядка 10 кГц не будет оказывать влияния на деформацию пьезоактиоатора.

Одним из вариантов подключения ЧИРП напрямую к пьезоактиоатору является использование современных высоковольтных операционных усилителей, например, PA78 фирмы APEX Microtechnology. Так же возможно подключение ЧИРП через буферные схемы на высоковольтных полевых транзисторах.

Учет старения (изменения диэлектрических свойств) пьезокерамики можно осуществлять при помощи автокалибровки – периодически выполнять максимальный ход пьезоактиоатора и корректировать требуемую частоту сигнала с ЧИРП в соответствии с полученным значением.

Для совмещения пьезоэлектрического актиоатора с частотным интегрирующим развертывающим преобразователем (ЧИРП) за основу была взята функциональная схема ЧИРП устройства для измерения давления на основе нано- и микроэлектромеханической системы (НиМЭМС) с частотным выходным сигналом [6]. В ней чувствительными элементами являются тензорезисторы, сформированные на упругом элементе и объединенные в мостовую измерительную цепь. Это устройство преобразует изменение сопротивления тензорезисторов в изменение частоты выходного сигнала. Выходной сигнал с ЧИРП может непосредственно подаваться для дальнейшей обработки на персональный компьютер (ноутбук) через плату АЦП (звуковую карту). При проведении экспериментальных исследований ЧИРП, при изменении напряжения питания в пределах $\pm 20\%$, уход частоты выходного сигнала не превышал 2 % от номинального значения.

На рис. 2 представлена предлагаемая функциональная схема ЧИРП для работы с пьезоэлектрическим актиоатором, позволяющая преобразовывать электрическую емкость пьезоактиоатора в частоту. Она содержит емкостной мост BG (из конденсаторов C_{PA} и $C_{\text{ДА}}$) к двум противоположным плечам которого подключены постоянные резисторы R , интегратор Инт, выполненный на операционном усилителе ОУ1, компаратор на ОУ2 и дозирующий конденсатор C_d в цепи отрицательной обратной связи. Питание тензомоста осуществляется двухполарным напряжением типа «мейндр» $\pm U_0$ с выхода компаратора.

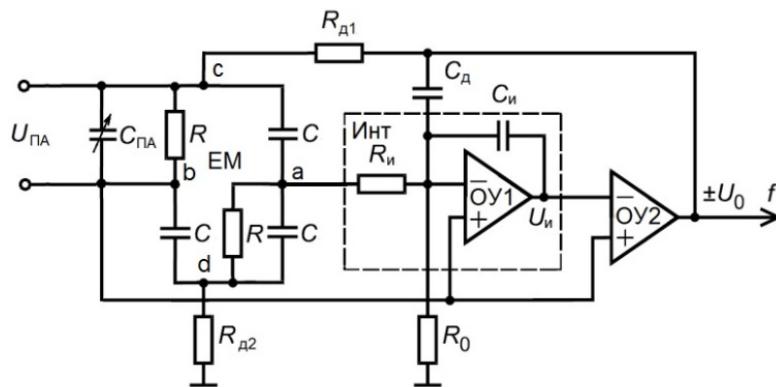


Рис. 2. Функциональная схема ЧИРП для работы с пьезоэлектрическим актиоатором

В диагональ питания тензомоста включены дополнительные резисторы R_{d1} и R_{d2} , а к инвертирующему входу ОУ1 интегратора подключен резистор R_0 для задания начальной частоты при нулевом разбалансе моста, так же второй резистор интегратора R_i .

Устройство, состоящее из пьезоэлектрического актоатора и ЧИРП работает следующим образом. При подаче к обкладкам пьезоактоатора управляющего напряжения U_{PA} он деформируется (сжимается или расширяется). В результате расстояние между обкладками изменяется, соответственно, пропорционально изменяется его емкость C_{PA} . С помощью мостовой измерительной цепи изменение емкости пьезоактоатора C_{PA} преобразуется в напряжение, подаваемое на вход частотного преобразователя Инт. На выходе частотного преобразователя генерируется сигнал прямоугольной формы типа «меандра» с частотой, пропорциональной измеряемой деформации. Питание датчика (датчика-пьезоактоатора) осуществляется от двухполарного источника постоянного напряжения, не требующего стабилизации в силу того, что питание моста ЕМ осуществляется напряжением с выхода частотного преобразователя, амплитуда которого не влияет на частоту выходного сигнала устройства.

Математическое моделирование функции преобразования устройства с учетом реально возможных значений параметров схемы и заданных диапазонов разбаланса моста позволило получить графическую зависимость выходного сигнала от изменения разбаланса моста. На рис. 3 показана зависимость частоты выходного сигнала от разбаланса моста ε_x в диапазоне от $-0,01$ до $+0,01$ (относительных единиц), без учета влияния температуры, при следующих параметрах схемы:

- исследуемый пьезоактоатор – монолитный пьезоэлемент 16x12x2мм из ЦТС-19;
- его емкость в спокойном состоянии равна 1870 пКФ;
- емкость постоянных конденсаторов равна 1870 пКФ;
- сопротивление двух резисторов в противоположных плечах моста $R = 1$ Мом;
- сопротивления интегратора $R_i = 50$ кОм и $R_0 = 500$ кОм;
- емкость конденсатора $C_p = 40$ пФ;
- емкость конденсатора $C_i = 200$ пФ;
- сопротивление дополнительных резисторов $R_{p1} = R_{p2} = 2$ кОм.

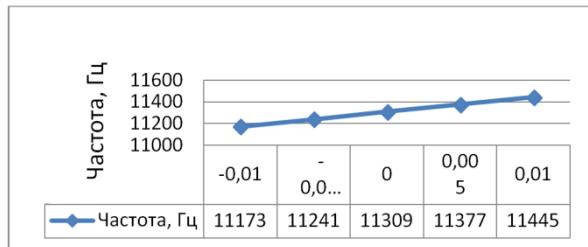


Рис. 3. Зависимость частоты выходного сигнала f от разбаланса моста ε_x

При подаче напряжения $U_{PA} = 300$ В удлинение составляет 50 мкм или 0,3125 %, емкость пьезоактоатора при этом равна 1875,8 пКФ. Первому значению емкости соответствует частота 11 309 Гц, а второму 11 445 Гц. Таким образом, при измерении целых значений частоты диапазон разбивается на 136 частей, то есть дискрет измерения получается 0,368 мкм, а если использовать десятые доли Гц, то можно разбить диапазон на ~1360 частей, то есть дискрет измерения получается 37 нм.

Из графика рис. 3 видно, что частота f выходного сигнала (Гц) от разбаланса моста (относительных единиц) изменяется от 11 173 Гц при $\varepsilon_x = -0,01$ до 11 445 Гц при $\varepsilon_x = +0,01$ и равна 11 309 Гц при $\varepsilon_x = 0$, носит линейный характер во всем диапазоне разбаланса (как в отрицательной, так и в положительной области), схема работает при двухстороннем разбалансе моста (позволяет измерять сжатие и удлинение).

Схема принципиальная электрическая устройства была смоделирована с помощью компьютерной программы «Micro-Cap». На рис. 4 приведено окно программы со схемой устройства и диаграммами сигналов на выходе компаратора и интегратора, а также частотой выходного сигнала при значении емкости пьезоактоатора 1875,8 пКФ (удлинение на 50 мкм). Результаты схемотехнического компьютерного моделирования подтвердили справедливость результатов математического моделирования.

Таким образом, проведенные исследования показали возможность совмещения пьезоэлектрического актоатора с частотным интегрирующим развертывающим преобразователем (ЧИРП). Предложенная схема ЧИРП может использоваться для создания измерительного модуля схемы управления самочувствительным пьезоактоатором, где функцию датчика перемещения в цепи обратной связи выполняет сам пьезоактоатор. Это значительно упрощает конструкцию пьезопривода и системы прецизионного позиционирования, повышает ее надежность, уменьшает габариты, позволяет получить высокую точность измерения перемещения в широком диапазоне температур, расширить функциональные возможности устройства, снизить энергопотребление, уменьшить погрешность от нестабильности источника питания.

Если схему управления интегрировать в пьезоактоатор, то можно получить законченное устройство прецизионного позиционирования, которое выдает сигнал, готовый для обработки цифровыми методами с помощью ПЭВМ или микропроцессорного пульта.

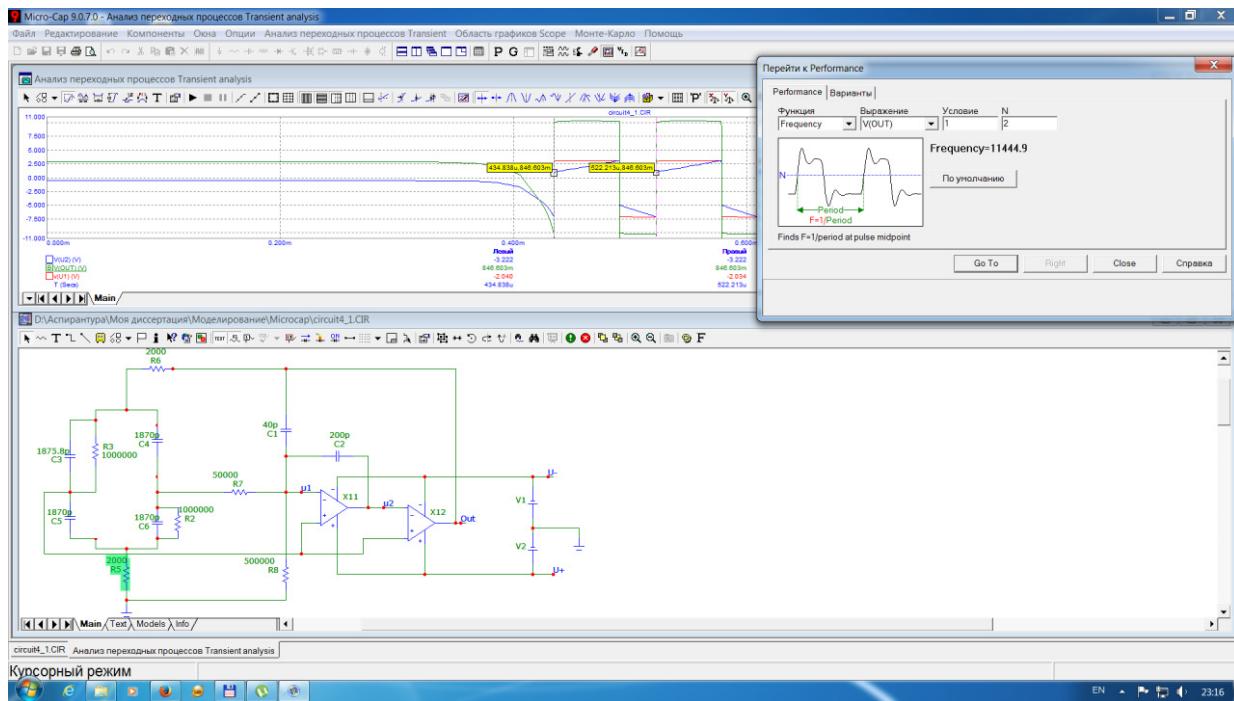


Рис. 4. Окно программы «Micro-Cap» со схемой устройства и диаграммами сигналов (пьезоэлектрический актуатор удлинен на 50 мкм, емкость равна 1875,8пКФ)

Список литературы

- Бардин, В. А. Двигатели дляnano- и микроперемещений / В. А. Бардин, В. А. Васильев // Проблемы автоматизации и управления в технических системах : сб. ст. Междунар. науч.-техн. конф. (г. Пенза, 23–25 апреля 2013 г.) / под ред. д.т.н., проф. М. А. Щербакова. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2013.– С. 259–263.
- Прибор прецизионного позиционирования с нанометровым разрешением / А. Г. Амельченко, В. А. Бардин, В. А. Васильев, А. Е. Немков, П. С. Чернов // Информационные материалы в науке и производстве (ИТНП–2013) : материалы Всерос. науч.-техн. конф. (5–6 июня 2013 г.). – Самара : Изд-во Самар. гос. техн. ун-та, 2013. – С. 3–6.
- Fleming, A. J. A review of nanometer resolution position sensors: Operation and performance / A. J. Fleming, K. K. Leang // Sensors and Actuators A. – 2013. – Vol. 190. – P. 106–126.
- Ашанин, В. Н. Синтез цифровых акселерометров на основе теории непрерывно-дискретных систем / В. Н. Ашанин, Б. В. Чувыкин // Известия высших учебных заведений: Поволжский регион. Технические науки. – 2009. – № 3. – С. 93–101.
- Бобцов, А. А. Исполнительные устройства и системы для микроперемещений / А. А. Бобцов, В. И. Бойков, С. В. Быстров, В. В. Григорьев. – СПб. : СПБ ГУ ИТМО, 2011. – 131 с.
- Пат. Российской Федерации. № 2398196, МПК G01B 9/04. Устройство для измерения давления на основе nano- и микроэлектромеханической системы с частотным выходным сигналом / Васильев В. А., Громков Н. В. – 27.08.2010, Бюл. № 24.

ЭЛЕМЕНТЫ И КОНСТРУКЦИИ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ АКТЮАТОРОВ¹

В. А. Бардин, А. А. Вавакин, В. А. Васильев

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Проведен анализ элементов и конструкций пьезоэлектрических актуаторов. Предложена конструкция усиливающего пьезоэлектрического актуатора, позволяющего увеличить перемещение рабочей поверхности без увеличения длины упругого элемента.

Известно множество типов устройств, в основе которых лежат пьезоэлектрические материалы. Это актуаторы (исполнительные механизмы), двигатели, датчики, гидроакустические антенны, гироскопы, позиционирующие устройства, трансформаторы и т.д. [1–4]. В связи с существующей тенденцией nano- и микроминиатюризации, растет потребность в устройствах для nano- и микропозиционирования. Создание новых таких устройств перспективно с использованием пьезоэлектрических актуаторов и пьезодвигателей [5–7].

Актуатор (исполнительный механизм) – общее название приборов, которые преобразуют входную энергию в механическую энергию. Пьезоактуатор преобразует электрическую энергию в механическую

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации (Госзадание, код проекта 1267).

(напряжение и заряд в силу и движение). Пьезодвигатель конструктивно состоит из корпуса, одного или нескольких пьезоприводов (пьезоактуаторов) и различных элементов, поддерживающих их работу.

Пьезоэлектрические актуаторы представляют собой конструкцию включающую один или несколько пьезоэлементов. Существует общепринятое в нашей и зарубежной практике условное деление типовых пьезоэлементов в зависимости от их конфигурации: пластина (plate), диск (disc), кольцо (ring), бруск (bar), стержень (rod), цилиндр (cylinder). В России ведущими разработчиками и производителями пьезоактуаторов, пьезоэлементов и пьезоэлектрических материалов являются ОАО «ЭЛПА» и НКТБ «Пьезоприбор». На рис. 1 представлены пьезоэлементы ОАО «ЭЛПА». Каждый из таких элементов может быть использован для создания пьезоактуаторов.

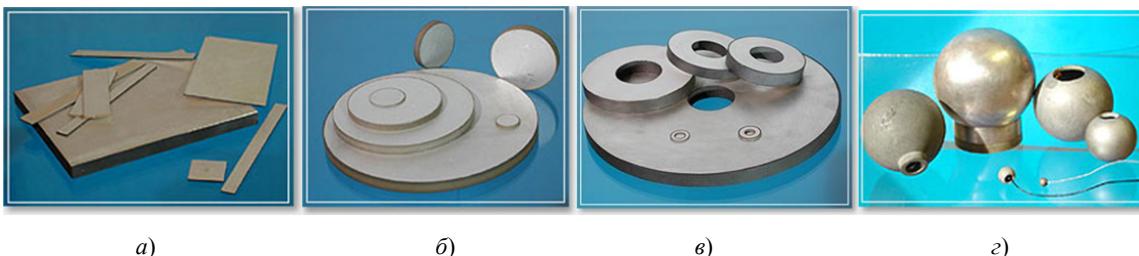


Рис. 1. Пьезоэлементы ОАО «ЭЛПА»: а – пластины; б – диски; в – кольца, шайбы; г – сферы и полусфера

В Республике Беларусь, производством готовых изделий, в том числе ряда пьезоэлектрических актуаторов, занимается »Витебский завод радиодеталей «Монолит» (ОАО «ВЗРД «Монолит»). Среди фирм дальнего зарубежья можно выделить PI, Cedrat Technologics, APC International, PIEZO SYSTEMS, INC.

Свойства пьезоэлектрического актуатора определяются в основном выбранным материалом. Пьезоэлектрические материалы имеют ряд достоинств, благодаря которым они становятся все более и более перспективными в наше время. Из достоинств можно выделить: а) высокая надежность; б) высокая радиационная стойкость; в) малые массогабаритные показатели; г) диэлектрические свойства пьезоэлемента; д) высокая термостойкость; д) устойчивость к действию агрессивных сред; е) возможность использования пьезоактуатора и пьезоэлектрического двигателя без дополнительных кинематических связей с объектом перемещения.

Для конструирования пьезоэлектрических актуаторов могут быть использованы естественные моноцисталические вещества (кварц, сегнетова соль, турмалин и т.д.) и искусственные поликристаллические растворы (пьезокерамические – титанат и цирконат свинца, бария и т.д.). При выборе материалов обычно принимают во внимание пьезомодули d_{33} , d_{31} определяемые по направлению рабочих деформаций, коэффициенты электромеханической связи k_{33} , k_{31} , модуль Юнга Y_{ij} , добротность Q_m , относительную диэлектрическую проницаемость ϵ_r , тангенсы углов диэлектрических и механических потерь δ и $\tan\delta$, точку Кюри T_c и рекомендуемый рабочий диапазон температур ΔT . Пьезомодули d_{33} , d_{31} непосредственно влияют на рабочий диапазон перемещений. Коэффициенты электромеханической связи k_{33} , k_{31} влияют на эффективность преобразования электрической энергии в механическую. Модуль Юнга Y_{ij} определяет упругие и резонансные свойства материала. Добротность Q_m влияет на степень затухания колебательных процессов. Относительная диэлектрическая проницаемость ϵ_r определяет полное сопротивление пьезоэлемента и его емкостные свойства. Тангенсы углов диэлектрических $\tan\delta$ и механических $\tan\sigma$ потерь характеризуют соответственно диэлектрические и механические потери в материале. Точка Кюри T_c определяет температуру, выше которой тепловое движение молекул разрушает дипольную структуру материала и исчезают пьезоэлектрические свойства. В рекомендуемом рабочем диапазоне температур ΔT основные параметры материала принимают допустимые значения.

Выпускаемые простые пьезоэлементы (пьезоактуаторы) имеют рабочий диапазон перемещения 1–2 мкм (с рабочим электрическим напряжением: до 200 В – низковольтные и до 1000 В – высоковольтные). Для увеличения диапазона перемещений пьезоэлементы объединяют в пьезопакеты.

Направление действия силы у пьезоэлементов может быть различным: *осевое, поперечное, изгибное*. Для изготовления пьезопакетов (многослойных пьезоактуаторов) используют пьезоэлементы с *осевым* и *поперечным* направлением действия, их электрически соединяют при помощи металлических электродов, сформированных на поверхности пьезоэлементов методом вакуумного распыления или трафаретной печати. Рабочий диапазон многослойных пьезоактуаторов расширяется пропорционально числу входящих в него слоев (пьезоэлементов), может составлять десятки микрон. Особенностью многослойных пьезоактуаторов является то, что электрически пьезоэлементы соединяются параллельно, а механически – последовательно.

В последнее десятилетие активно развивается направление создания тонкопленочных многослойных пьезоэлектрических актуаторов, состоящих из чередующихся слоев тонких пленок пьезоэлектрических и металлических материалов. Пленки пьезоэлектрических материалов выполняют толщиной 20–200 мкм, а электродов 3–5 мкм.

Изгибное направление действия силы возникает у биморфных пьезоэлементов (пьезоактуаторов) – биморфов. Они представляют собой склеенные между собой и закрепленные с одной или двух сторон пье-

зозементы (обычно пластины) с различным направлением действия силы. При сжатии одного и растяжении другого элемента под действием приложенного электрического напряжения происходит изгиб биморфа в ту или другую сторону. Биморфные пьезоактоаторы могут быть и с одним пьезоэлементом: пластина пьезоэлектрика, склеенная с подложкой, или слой пьезоэлектрика, сформированный на подложке методами микроэлектронной технологии. Такие пьезоактоаторы используются в исполнительных устройствах для замыкания электрических контактов, приведения в действие механических клапанов, перемещения сканирующих устройств и т.п.

Лучшие характеристики многослойных актоаторов и двухслойных актоаторов сочетают в себе изгибио-натяжные актоаторы [3]. Такие устройства преобразуют толщинный сдвиг многослойного пьезопакета в деформацию упругого (металлического) элемента, охватывающего пьезопакет. Благодаря механическому усилиению такого преобразования изгибио-натяжные актоаторы демонстрируют многократное увеличение действующей силы по сравнению с многослойными актоаторами.

На рис. 2 показана разработанная модель усиливающего пьезоэлектрического актоатора, состоящего из основания, упругого элемента в форме прямоугольной рамки, пьезоэлементов, крышки и установочных винтов.

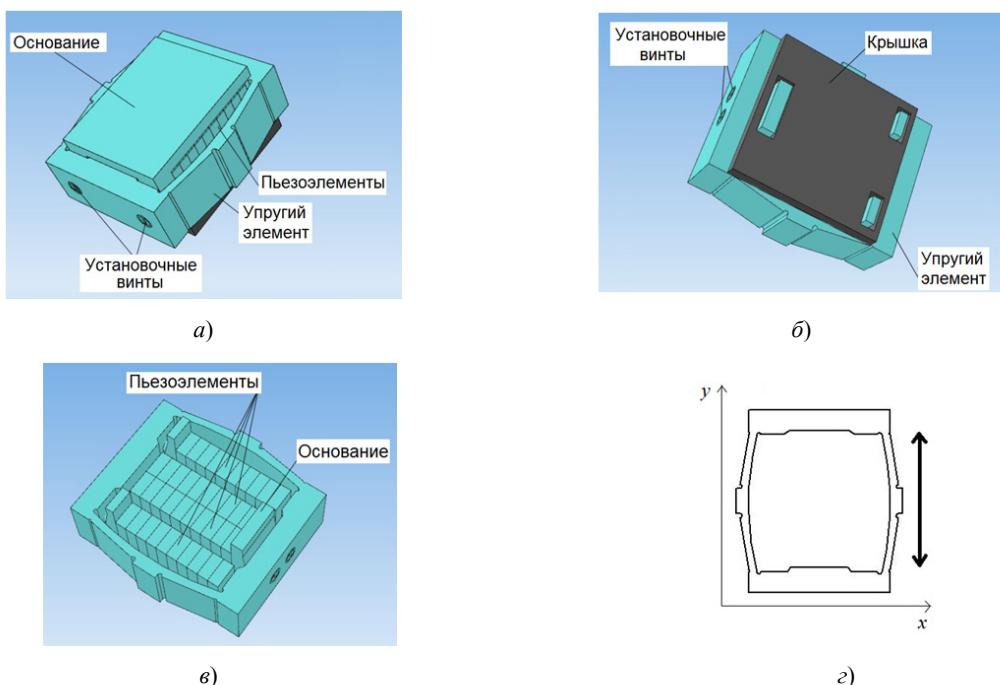


Рис. 2. Усиливающий пьезоэлектрический актоатор:
а – модель в сборе; б – вид снизу; в – вид без крышки; г – упругий элемент

В качестве материала пьезоэлементов может быть пьезокерамика ЦТС-46, материалом упругого элемента, основания и крышки – нержавеющая сталь 36НХТЮ. Установочные винты служат для установки начального поджатия пакетов из пьезоэлементов. Пакеты из 10 пьезоэлементов размещены на основании. Между металлическим основанием и пьезоэлементами имеется диэлектрическая прокладка (на рисунках не показана). Основание зажимается четырьмя установочными винтами.

При подаче управляющего напряжения на пьезоэлементы происходит их линейное удлинение по оси y , которое приводит к растяжению упругого элемента по длине (рис. 2г), что приводит к уменьшению его размера по ширине.

Особенностью предложенной конструкции является то, что все пьезоэлементы механически соединены последовательно, при этом все четыре пакета из пьезоэлементов расположены параллельно. Это позволяет увеличить перемещение рабочей поверхности (по ширине) без увеличения длины упругого элемента.

Список литературы

1. Физические основы, методы исследования и практическое применение пьезоматериалов / В. А. Головин, И. А. Каплунов, О. В. Малышкина, Б. Б. Педько, А. А. Мовчикова. – М. : Техносфера, 2013. – 272 с.
2. Шарапов, В. М. Пьезоэлектрические датчики / В. М. Шарапов, М. П. Мусиенко, Е. В. Шарапова ; под ред. В. М. Шарапова. – М. : Техносфера, 2006. – 632 с.
3. Бардин, В. А. Двигатели дляnano- и микроперемещений / В. А. Бардин, В. А. Васильев // Проблемы автоматизации и управления в технических системах : сб. ст. Междунар. науч.-техн. конф. (г. Пенза, 23–25 апреля 2013 г.) / под ред. д.т.н., проф. М. А. Щербакова. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2013. – С. 259–263.
4. Ашанин, В. Н. Синтез цифровых акселерометров на основе теории непрерывно-дискретных систем / В. Н. Ашанин, Б. В. Чувыкин // Известия высших учебных заведений: Поволжский регион. Технические науки. – 2009. – № 3. – С. 93–101.

5. Бардин, В. А. Принципы построения и перспективы исследований пьезоактоаторов дляnano- и микропозиционирования / В. А. Бардин, В. А. Васильев, П. С. Чернов // Нано- и микросистемная техника. – М., 2015. – С. 37–47.
6. Панич, А. Е. Пьезокерамические актоаторы / А. Е. Панич. – Ростов н/Д : РГУ, 2008. – 159 с.
7. Бобцов, А. А. Григорьев. Исполнительные устройства и системы для микроперемещений / А. А. Бобцов, В. И. Бойков, С. В. Быстров, В. В. Григорьев. – СПб. : СПбГУ ИТМО, 2011. – 131 с.

ДАТЧИКИ ДЛЯ СИСТЕМ НАНО- И МИКРОПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ НА ОСНОВЕ ПЬЕЗОАКТОТОРОВ¹

В. А. Бардин

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Данная статья посвящена вопросам применения датчиков совместно с пьезоактоаторами в системах nano- и микропозиционирования. Проведенное исследование позволяет получить представление о современном состоянии разработок в области создания систем прецизионного позиционирования.

Основными недостатками пьезоэлектрических актоаторов nano- и микропозиционирования является наличие внутренних дестабилизирующих факторов, таких как гистерезис, ползучесть и динамические вибрации [1–5]. Устранение этих недостатков возможно путем использования датчиков в системе управления актоаторами. Перспективно использование металлопленочных тензорезисторных датчиков (тензодатчиков) деформаций (перемещения, силы, давления), основанных на тензорезистивном эффекте [6–8]. Их достоинства: высокая точность, миниатюрность; недостатки: температурная зависимость и относительно низкая чувствительность.

Тензодатчики могут быть интегрированы в пьезоактоатор или прикреплены к его поверхности. Пример пьезоактоатора с тензодатчиком (тензорезистором) приведен на рис. 1, а [9]. Тензорезисторы включены в мостовую измерительную цепь, представленную на рис. 1, б, которая помимо этих двух переменных элементов содержит два постоянных резистора. Если тензорезистор удлиняется, то его сопротивление увеличивается пропорционально изменению длины.

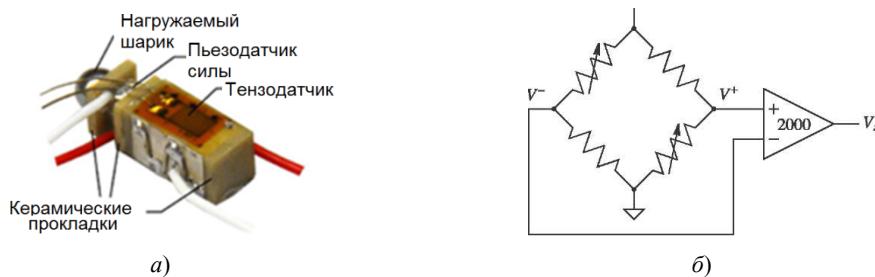


Рис. 1. Пакетный пьезоактоатор с тензодатчиками: а – внешний вид; б – мостовая измерительная цепь

Тензодатчики могут быть металлопленочными и пьезорезистивными. По сравнению с металлопленочными тензодатчиками, которые реагируют только на изменения геометрии, пьезорезистивные датчики, имеют на два порядка большую разрешающую способность.

На рис. 2 представлен типичный интегрированный пьезорезистивный датчик деформации, который состоит из пьезорезистивного планарного легированного резистора *n*-типа с усиленно легированными контактами. Когда датчик удлиняется по оси *x*, то в этом направлении увеличивается средняя подвижность электронов, а сопротивление уменьшается [10]. Обратный эффект происходит при сжатии или, если легированный резистор имеет *p*-тип проводимости. Так как пьезорезистивный эффект наблюдается при изменениях в кристаллической решетке, то он сильно зависит от ориентации кристалла. Изменение сопротивления можно выразить как

$$\Delta R = R_G [\pi_L \sigma_{xx} + \pi_T (\sigma_{yy} + \sigma_{zz})] \quad (1)$$

где ΔR – изменение сопротивления; R_G – номинальное сопротивление; σ_{xx} , σ_{yy} и σ_{zz} – составляющие растягивающих напряжений по каждой оси; и π_L и π_T – осевой и поперечный пьезорезистивные коэффициенты, которые определяются кристаллической ориентацией.

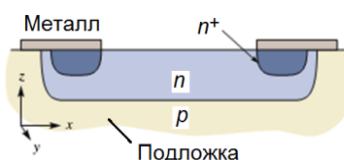


Рис. 2. Поперечное сечение пьезорезистивного датчика

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации (Госзадание, код проекта 1267).

Из-за высокой температурной зависимости и малого диапазона деформации, пьезорезистивные датчики используются, прежде всего в микросборках, где их недостатки компенсируются высокой разрешающей способностью и простотой производства.

Хотя большинство пьезорезистивных датчиков интегрированы в MEMS-устройства, ряд фирм производит дискретные пьезорезистивные датчики деформации, например Kulite Semiconductor Products Inc. (США), Micron Instruments (США).

В качестве высокочувствительных датчиков деформации также используются *пьезоэлектрические преобразователи*. Напряженность E электрического поля, возникающего от сжатия пьезоактиоатора, равна

$$E = q_{33} \frac{\Delta h}{h} \quad (2)$$

где Δh – изменение толщины, h – толщина, q_{33} – коэффициент электромеханической связи для формата напряжения-сжатия. Для изгибного датчика, изображенного на рис. 3,б, напряжение вычисляется аналогично за исключением изменения пьезомодуля.

Емкостные датчики наиболее часто используются в устройствах нанопозиционирования с малым диапазоном перемещения [11, 12]. Они относительно дешевы и обеспечивают превосходную линейность, разрешение и ширину полосы пропускания.

Принцип работы всех емкостных датчиков – перемещение пропорционально изменению емкости между двумя проводящими поверхностями. Если пренебречь краевым эффектом, то емкость C между двумя параллельными поверхностями равна

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{h} \quad (3)$$

где ϵ_0 – диэлектрическая постоянная в вакууме, ϵ_r – относительная диэлектрическая постоянная диэлектрика, A – площадь области между поверхностями, и h – расстояние между поверхностями.

Датчики вихревых токов или индуктивные бесконтактные датчики, работают на принципе электромагнитной индукции. Датчик *вихревых токов* состоит из катушки индуктивности с наконечником, расположенной перед токопроводящей поверхностью. Когда через катушку протекает переменный ток, в ней наводится магнитное поле, которое проходит через токопроводящую поверхность и вызывает в ней ток согласно закону Ленца. Эти электрические токи протекают под прямым углом к действующему магнитному полю и вызывают противоположное поле. Вихревые токи и противодействующее поле усиливаются при приближении зонда к поверхности. Расстояние между зондом и проводящей поверхностью определяется по сопротивлению переменному току катушки возбуждения, которое зависит от величины противодействующего поля и вихревого тока. Увеличение расстояния между датчиком и целью уменьшает вихревые токи, а также действующее сопротивление катушки.

Большое преимущество вихревых и индуктивных датчиков – не чувствительность к пыли и загрязняющим веществам в воздушном зазоре и на поверхности датчика. Это дает им значительное преимущество перед емкостными датчиками для промышленного применения.

Для измерения перемещения в диапазоне от 1мм до более чем 50 см широко используются *трансформаторы линейного перемещения (ТЛП)* [13]. Они стали популярными из-за их прочности и высокой разрешающей способности. Неподвижная часть ТЛП (рис. 3) состоит из одной возбуждающей катушки и двух катушек (катушка 1 и катушка 2), у которых витки намотаны на термостабильный каркас. Перемещение сердечника вызывает линейное дифференциальное изменение связи между возбуждающей и приемными катушками 1 и 2. Внешний каркас ТЛП должен быть выполнен из магнитопроводящего материала, чтобы обеспечить магнитное экранирование катушек, а шток – из немагнитного материала, такого как алюминий или пластмасса иначе возможно зацепление между катушками.

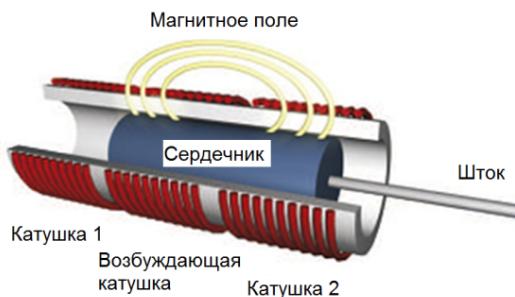


Рис. 3. Трансформатор линейного перемещения (ТЛП)

Преимущества ТЛП: бесконечно малое разрешение, широкий спектр, простота и прочность. Очень низкие уровни электрических шумов достигаются вследствие низкого импеданса выходных катушек индуктивности. Они обеспечивают нелинейность ниже 1 % без использования калибровочной обмотки.

Для достижения высокой абсолютной точности в большом диапазоне считается эталонным стандартом лазерный гетеродинный интерферометр [14]. Хотя интерферометр – громоздкий и дорогостоящий прибор, он является оптимальным для приложений в микроэлектронике и метрологических систем.

Современные интерферометры перемещения основаны на гетеродинном интерферометре Дюка и Гордона. Хотя его принцип работы аналогичен интерферометру Майкельсона, но в нем фазовая дискретность остается константой независимо от длины пути.

Шум лазерных интерферометров сильно зависит от типа прибора и окружающих условий. Например, у интерферометра Фабри-Перо (*Fabry-Perot*), для ширины полосы пропускания 1кГц разрешение равно 0,49 нм. Несмотря на то, что интерферометры имеют превосходное разрешение, датчики с малыми диапазонами, такие как емкостные или пьезорезистивные, могут обеспечить более высокое разрешение. Преимуществом интерферометров является большой диапазон измерения, в то время как диапазоны указанных датчиков могут быть ограничены 10 мкм меньше.

Кроме стоимости и размера интерферометров, еще одним препятствием в их широком применении, являются: восприимчивость к интерференции луча, отклонение в оптической среде и ошибки при юстировке. Так как интерферометр – инкрементальный (требующий точки отсчета) датчик перемещения, то при исчезновении луча или превышении максимальной скорости перемещения перед продолжением движения, система должна быть возвращена к опорной точке (точке отсчета). Эта проблема устранена в абсолютных датчиках положения (энкодерах). У энкодера есть считающая головка, которая сканирует и кодирует рельеф базовой шкалы. Базовые шкалы, работающие на принципе оптической интерференции, могут иметь периоды 128 нм и разрешение несколько нанометров.

Схема работы простого рефлексивного оптического энкодера показана на рис. 4. Свет от лазерного диода (источника света) частично отражается от шкалы (стеклянной линейки – решетки) на фотодетектор. Считывающая головка перемещается относительно шкалы, при этом максимумы мощности чередуются с минимумами при изменении положения. Максимумы получаемого сигнала соответствуют расстоянию между отражающими полосами. В промежутке между максимумами, перемещение может быть оценено по величине мощности приходящего светового луча. Также имеются решетки, которые вместо частичного отражения используют высоту профиля, которые модулируют микрозазор и таким образом получаемую мощность света.

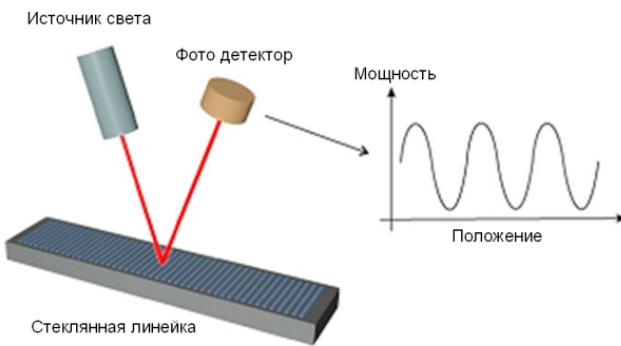


Рис. 4. Схема работы простого рефлексивного оптического энкодера

Чтобы обеспечить стойкость к пыли и загрязнению, промышленные оптические энкодеры используют большое количество параллельных измерений, чтобы компенсировать погрешности. Этот принцип основан на муаровом эффекте, он используется для эталонных шкал с шагом решетки от 10 мкм до 200 мкм (*Heidenhain*, Германия).

Анализ различных датчиков для систем нано- и микропозиционирования показал, что для систем на основе пьезоактуаторов самый простой и самый дешевый из рассмотренных является металлопленочный тензодатчик. Из-за малого размера (несколько мм^2) тензодатчики подходят для монтажа прямо на актуатор или привод, для работы в диапазоне от 10 до 500 мкм. Тензодатчики могут быть откалиброваны для достижения более высокой точности [15], но из-за дрейфа и отсутствия непосредственной связи между измеренной деформацией и рабочим перемещением типовая погрешность составляет 1 % от полного диапазона измерений.

Пьезорезистивные датчики меньше, чем металлопленочные тензодатчики и могут быть прикреплены к актуаторам, их длина составляет только 1 мм с диапазоном перемещения до 1 мкм. Хотя разрешение пьезорезистивных датчиков очень высоко, абсолютная точность ограничена нелинейностью, температурной нестабильностью и неточным согласованием. Типовая погрешность равна 1 % от полного диапазона измерений.

Емкостные датчики имеют относительно простую конструкцию, обеспечивают самое высокое разрешение на малых диапазонах, нечувствительны к температуре и могут быть откалиброваны с точностью до 0,01 % от полного диапазона измерений. Однако, в применениях общего назначения, где датчик не откалиброван после установки, точность равна 1 % от полного диапазона измерений.

Датчики вихревых токов могут обеспечить превосходное разрешение для диапазона перемещения больше чем 100 мкм. Они более чувствительны к температуре, чем емкостные датчики, но менее чувствительны к пыли и загрязняющим веществам, что важно для промышленного применения.

Датчики ТЛП – самые распространенные для промышленного применения, обеспечивают диапазон перемещения от нескольких миллиметров до десятков сантиметров. Они просты, имеют высокую внутреннюю линейность и могут быть защищены магнитным экраном. Однако, они также имеют малую ширину полосы пропускания и могут перемещать нагрузку с инерцией и трением. Максимальное разрешение ограничено физическими размерами преобразователя, который в целом обеспечивает диапазон перемещения

больше 1 мм. Ширина полосы пропускания датчиков ТЛП ограничена необходимостью исключить вихревые токи в сердечнике. Максимальная ширина полосы пропускания составляет приблизительно 1 кГц, при частоте возбуждения 10 кГц.

По сравнению с другими технологиями датчиков лазерные интерферометры обеспечивают высокий уровень точности, единицы нанометров. Нелинейность находится также на уровне нескольких нанометров. Из-за низкого уровня шума и большой дальности, динамический диапазон интерферометра равен несколько частей на миллиард или более 180 дБ.

Линейные энкодеры используются в аналогичных с интерферометрами применениях, где первоочередной задачей является абсолютная точность. На больших расстояниях абсолютная точность возможна до 5 мкм/м. Для линейных энкодеров, работающих на принципе дифракции возможна еще большая точность, которая может превышать 1 мкм при диапазоне до 270 мм, что эквивалентно лучшим лазерным интерферометрам.

Список литературы

1. Бардин, В. А. Двигатели дляnano- и микропр перемещений / В. А. Бардин, В. А. Васильев // Проблемы автоматизации и управления в технических системах : сб. ст. Междунар. науч.-техн. конф. (г. Пенза, 23–25 апреля 2013 г.) / под ред. д.т.н., проф. М. А. Щербакова. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2013. – С. 259–263.
2. Бардин, В. А. Принципы построения и перспективы исследований пьезоактуаторов для nano- и микропозиционирования / В. А. Бардин, В. А. Васильев, П. С. Чернов // Nano- и микросистемная техника. – М., 2015. – С. 37–47.
3. Бобцов, А. А. Исполнительные устройства и системы для микропр перемещений / А. А. Бобцов, В. И. Бойков, С. В., Быстров В. В. Григорьев. – СПб. : СПб ГУ ИТМО, 2011. – 131 с.
4. Панич, А.Е. Пьезокерамические актуаторы / А.Е. Панич. – Ростов н/Д : РГУ, 2008. – 159 с.
5. Прибор прецизионного позиционирования с нанометровым разрешением / А. Г. Амельченко, В. А. Бардин, В. А. Васильев, А. Е. Немков, П. С. Чернов // Информационные материалы в науке и производстве (ИТНП–2013) : материалы Всерос. науч.-техн. конф. (5–6 июня 2013 г.). – Самара : Изд-во Самар. гос. техн. ун-та, 2013. – С. 3–6.
6. Belozubov, E. M. Thin-film nano- and microelectromechanical systems – the basis of contemporary and future pressure sensors for rocket and aviation engineering / E. M. Belozubov, V. A. Vasil'ev, N. V. Gromkov // Measurement Techniques. – 2009. – Vol. 52, № 7. – P. 739–744.
7. Belozubov, E. M. Problems and Basic Research Directions in the Field of Thin-film Nano- and Microelectromechanical Systems of Pressure Sensors / E. M. Belozubov, V. A. Vasil'ev, and N. V. Gromkov // Automation and Remote Control, USA, Pleiades Publishing, Ltd. – 2011. – Vol. 72, № 11. – P. 345–352.
8. Ашанин, В. Н. Синтез цифровых акселерометров на основе теории непрерывно-дискретных систем / В. Н. Ашанин, Б. В. Чувыкин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2009. – № 3. – С. 93–101.
9. Fleming, A. J. Integrated strain and force feedback for high-performance control of piezoelectric actuators / A. J. Fleming, K. K. Leang // Sensors and Actuators A. – 2010. – Vol. 161. – P. 256–265.
10. Fleming, A. J. A review of nanometer resolution position sensors: Operation and performance / A. J. Fleming, K. K. Leang // Sensors and Actuators A. – 2013. – Vol. 190. – P. 106–126.
11. Moore, S. I. Simultaneous Actuation and Sensing for Electrostatic Drives in MEMS using Frequency Modulated Capacitive Sensing / S. I. Moore, S. O. Reza Moheimani // The International Federation of Automatic Control, Preprints of the 19th World Congress. South Africa. August 24–29, 2014. – Cape Town, 2014. – P. 6545–6549.
12. Fleming, A. J. Charge drives for scanning probe microscope positioning stages / A. J. Fleming, K. K. Leang // Ultramicroscopy. – 2008. – Vol. 108. – P. 1551–1557.
13. Fleming, A. J. Position Sensor Performance in Nanometer Resolution Feedback Systems / A. J. Fleming // Proceedings of the 6th IFAC Symposium on Mechatronic Systems. Zhejiang University, Hangzhou, China. April 10–12, 2013. – Hangzhou, 2013. – P. 1–6.
14. Smith, S. T., Seugling R. M. Sensor and actuator considerations for precision, small machines: a review / S. T. Smith, R. M. Seugling // Center for Precision Metrology, UNC Charlotte, Charlotte, NC 28223; Lawrence Livermore National Laboratory, Livermore, CA 94551. – 64 p.
15. Analysis of a Compact Precision Positioning Platform Integrating Strain Gauges and the Piezoactuator / H. Huang, H. Zhao, Z. Yang, Z. Fan, S. Wan, C. Shi and Z. M. Design // Sensors. – 2012. – Vol. 12. – P. 9697–9710.

АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ДЛЯ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ ДАТЧИКОВ

В. П. Иосифов, А. В. Сукманов

Институт сервиса и технологий (филиал Донского государственного технического университета), г. Пятигорск, Россия

В настоящее время стали часто применяться интеллектуальные датчики. Особое место занимают интеллектуальные датчики, интегрированные в сложные технические системы. Особенно актуально применение интеллектуальных датчиков, способных в режиме эксплуатации регулировать свои характеристики.

Отличительной чертой интеллектуальных датчиков являются следующие основные функции:

- предварительная обработка сигнала;
- самодиагностика – возможность определения динамических характеристик в режиме эксплуатации, с целью повышения точности измерения;
- адаптация изменившихся параметров датчика;
- хранение и передачу информации в унифицированной цифровой или аналоговой форме.

В докладе рассматривается алгоритм, позволяющий адаптации текущих параметров и характеристик датчика на основе результатов определения полных динамических характеристик датчика в режиме эксплуатации в заданном диапазоне функционирования.

В общем случае для датчиков параметры работы в процессе эксплуатации могут изменяться. Поэтому, и возникают требования к уточнению искомых параметров или характеристик, а также алгоритмов преобразования.

Цель изменения параметров характеристик датчиков – повышение точности и достоверности результатов измерений.

Алгоритм основан на использовании предварительно полученных полных динамических характеристик датчика.

Отличительной чертой приведенного алгоритма является то, что в режиме предварительного получения полных динамических характеристик, в ходе самодиагностики и в ходе адаптации параметров датчика используется единый математический аппарат.

Необходимо отметить, что при проведении предварительной аттестации или получения полных динамических характеристик, мы не ограничены вычислительными и иными средствами, то при проведении самодиагностики мы находимся в жестких рамках.

На первом этапе предлагается подход, основанный на применении параметрических методов спектрального анализа.

Динамический режим линейных систем, рассматриваемых как устройства с сосредоточенными параметрами, описывается следующим дифференциальным уравнением:

$$\frac{d^p y(t)}{dt^p} + a_1 \frac{d^{p-1} y(t)}{dt^{p-1}} + \dots + a_p y(t) = b_0 x(t) + e(t) \quad (1)$$

Обобщая первую задачу, можно ставить проблему нахождения порядка p и параметров $Q = \{a_1, a_2, \dots, a_p, b_0\}$ по известным значениям входного сигнала $x(t)$ и выходного сигнала $y(t)$.

Далее усложним задачу – будем учитывать тот факт, что разрабатываемый метод должен обеспечивать помехозащищенность алгоритмов, быть устойчивым к воздействию аддитивного шума с нулевым средним значением.

Свойствами устойчивости к воздействию аддитивного шума с нулевым математическим ожиданием, обеспечивающими помехозащищенность алгоритмов, обладают методы, основанные на применении алгоритмов, использующих разложение по функциям Уолша (Ω) или Хаара.

Матрица Ω – дискретная ортонормированная диодно-упорядоченная функция Уолша. Причем элементы матрицы Уолша Ω вычисляются по следующим формулам:

$$\begin{aligned} \Omega(L) &= \frac{1}{\sqrt{L}} \mathbf{C}, \\ c[0, 0] &:= 1; \\ c[k, 2(2^n - 1 - \alpha)] &= c[k, 2^n - 1 - \alpha]; \\ c[k, 2(2^n - 1 - \alpha) + 1] &= c[k, 2^n - 1 - \alpha]; \\ c[2^n + k, 2(2^n - 1 - \alpha)] &= c[k, 2^n - 1 - \alpha]; \\ c[2^n + k, 2(2^n - 1 - \alpha) + 1] &= -c[k, 2^n - 1 - \alpha]; \\ L &= 2^p; p = 1, 2, \dots; \\ n &= 0, 1, 2, \dots, p-1; \\ k &= 0, 1, 2, \dots, 2^n - 1; \\ \alpha &= 0, 1, 2, \dots, 2^n - 1. \end{aligned}$$

Для получения преобразования Уолша входного и выходного сигналов умножим соответствующие векторы на матрицу Уолша:

$$\Psi_x = \mathbf{X}\Omega,$$

$$\Psi_y = \mathbf{Y}\Omega.$$

Операции дифференцирования соответствует умножение на матрицу дифференцирующего звена D , элементы которого вычисляются по следующим формулам:

$$\begin{aligned} d[0, 0] &= 1; \\ d[2^n + \alpha, k] &= d[\alpha, k]; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
d[k, 2^n + \alpha] &= -d[k, \alpha]; \\
d[2^n + k, 2^n + k] &= 2^n - d[k, k]; \\
n &= 0, 1, 2, \dots; \\
\alpha &= 0, 1, 2, \dots, 2^n - 1; \\
k &= 0, 1, 2, \dots, 2^n - 1.
\end{aligned}$$

Теперь рассмотрим первый этап разработанного алгоритма – нахождение параметров модели по имеющимся входному и выходному сигналам. В рассматриваемом случае входное воздействие имеет импульсный вид с ограниченной длительностью, включающий в себя и опорный сигнал.

В этом соотношении сложность заключается в операции дифференцирования, но его можно упростить, применяя преобразования Уолша. Для данных, преобразованных с применением функций Уолша, операции дифференцирования соответствует умножение на матрицу дифференцирующего звена.

Применение преобразований Уолша позволяет решение дифференциальных уравнений свести к простому решению системы алгебраических уравнений.

Операции дифференцирования соответствует умножение на матрицу дифференцирующего звена \mathbf{D} .

$$\mathbf{Y}\Omega\mathbf{D}^p + a_1\mathbf{Y}\Omega\mathbf{D}^{p-1} + a_2\mathbf{Y}\Omega\mathbf{D}^{p-2} + \dots + a_p\mathbf{Y}\Omega = b_0\mathbf{X}\Omega \quad (2).$$

Таким образом, вместо линейного дифференциального уравнения мы получили систему N алгебраических уравнений с $(p + 1)$ неизвестными.

Полученную систему уравнений можно решить, применяя метод наименьших квадратов.

После применения метода наименьших квадратов получим оценки параметров, описывающих динамический режим объекта $\mathbf{Q} = \{a_1, a_2, \dots, a_p, b_0\}$.

Теперь рассмотрим проблему выбора порядка модели. Так как при использовании приведенного алгоритма на первом этапе учитывается и опорный сигнал с известными параметрами, то порядок системы ищется только на предварительной стадии рассмотрения и в дальнейшем считается известным.

Таким образом, алгоритм определения динамических характеристик для интеллектуальных датчиков разбит на три основные части: первоначальная обработка данных с целью получения полных динамических характеристик с требуемой точностью, возможность самодиагностики датчика и наконец – применение полученных результатов в ходе измерений.

Список литературы

1. Иосифов, В. П. Исследование математических моделей измерительных преобразователей датчиков механических величин / В. П. Иосифов // Автоматизация, телемеханизация и связь в нефтяной промышленности. – 2006. – № 2. – С. 15–19.
2. Иосифов, В. П. Итерационная методика определения динамических характеристик датчиков по откликам с короткой длительностью / В. П. Иосифов // Автоматизация, телемеханизация и связь в нефтяной промышленности. – 2006. – № 4. – С. 17–18.
3. Иосифов, В. П. Обобщенный анализ математических моделей измерительных преобразователей в форме разностных уравнений / В. П. Иосифов // Автоматизация, телемеханизация и связь в нефтяной промышленности. – 2006. – № 8. – С. 19–23.
4. Иосифов, В. П. Разработка методов синтеза СИ с требуемыми динамическими характеристиками / В. П. Иосифов // Автоматизация, телемеханизация и связь в нефтяной промышленности. – 2006. – № 12. – С. 21–23.
5. Иосифов, В. П. Разработка методик обработки откликов с датчиков с короткой длительностью / М. А. Щербаков, В. П. Иосифов // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2006. – № 6. – С. 245–252.
6. Иосифов, В. П. Рекуррентная процедура МНК в задачах гидрогеологического моделирования / В. П. Иосифов // Автоматизация, телемеханизация и связь в нефтяной промышленности. – 2007. – № 3. – С. 31–32.
7. Иосифов В. П. Восстановление входного сигнала по результатам идентификации динамических характеристик СИ / М. А. Щербаков, В. П. Иосифов // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2007. – № 3. – С. 3–8.
8. Иосифов, В. П. Имитационный подход к методу обработки откликов датчиков механических величин / В. П. Иосифов, М.А. Щербаков // Датчики и системы. – 2014. – № 10. – С. 26–28.

К ВОПРОСУ О МЕТОДАХ МИНИМИЗАЦИИ ТЕМПЕРАТУРНОЙ ПОГРЕШНОСТИ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ

B. B. Кикот, В. П. Маланин

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Рассматривается применение метода минимизации температурной погрешности пьезоэлектрических датчиков в условиях воздействия нестационарных температур для расширения температурного диапазона работы и повышения точности измерения.

Повышение уровня требований к системам автоматического управления, работающих в жестких условиях эксплуатации и увеличение числа применяемых пьезоэлектрических датчиков, поставили задачу расширения температурного диапазона работы пьезоэлементов, а также коррекции влияния температуры рабочей среды на точность измерений. Развитие и совершенствование схемно-технических методов коррекции температурной погрешности пьезоэлементов является задачей многих организаций по разработке авиационной и космической техники, так как отличительной особенностью эксплуатации датчиковой аппаратуры в этих отраслях является воздействие на датчики нестационарных температур. Первичное преобразование динамических давлений при мощном и быстроизменяющемся температурном воздействии в диапазонах, например, от минус 253 до + 300 °C вызывает температурные переходные процессы в датчиках и, как следствие, возрастание погрешностей измерений динамических входных неэлектрических величин во время переходных процессов. В пьезоэлектрических датчиках в условиях воздействия термоудара переходные процессы могут длиться в зависимости от конструктивных особенностей отдельного датчика от единиц секунд до десятков минут. Обеспечение стабильности и точности измерения с использованием динамических давлений в течение этого времени является серьезной и актуальной проблемой [1–7]. К настоящему времени исторически сформировались два общеизвестных метода снижения температурных погрешностей датчиков. Первый основан на уменьшении мощности воздействующего дестабилизирующего фактора, а второй – на уменьшении чувствительности метрологических характеристик датчика к температуре. Классификация этих методов приведена на рис. 1.

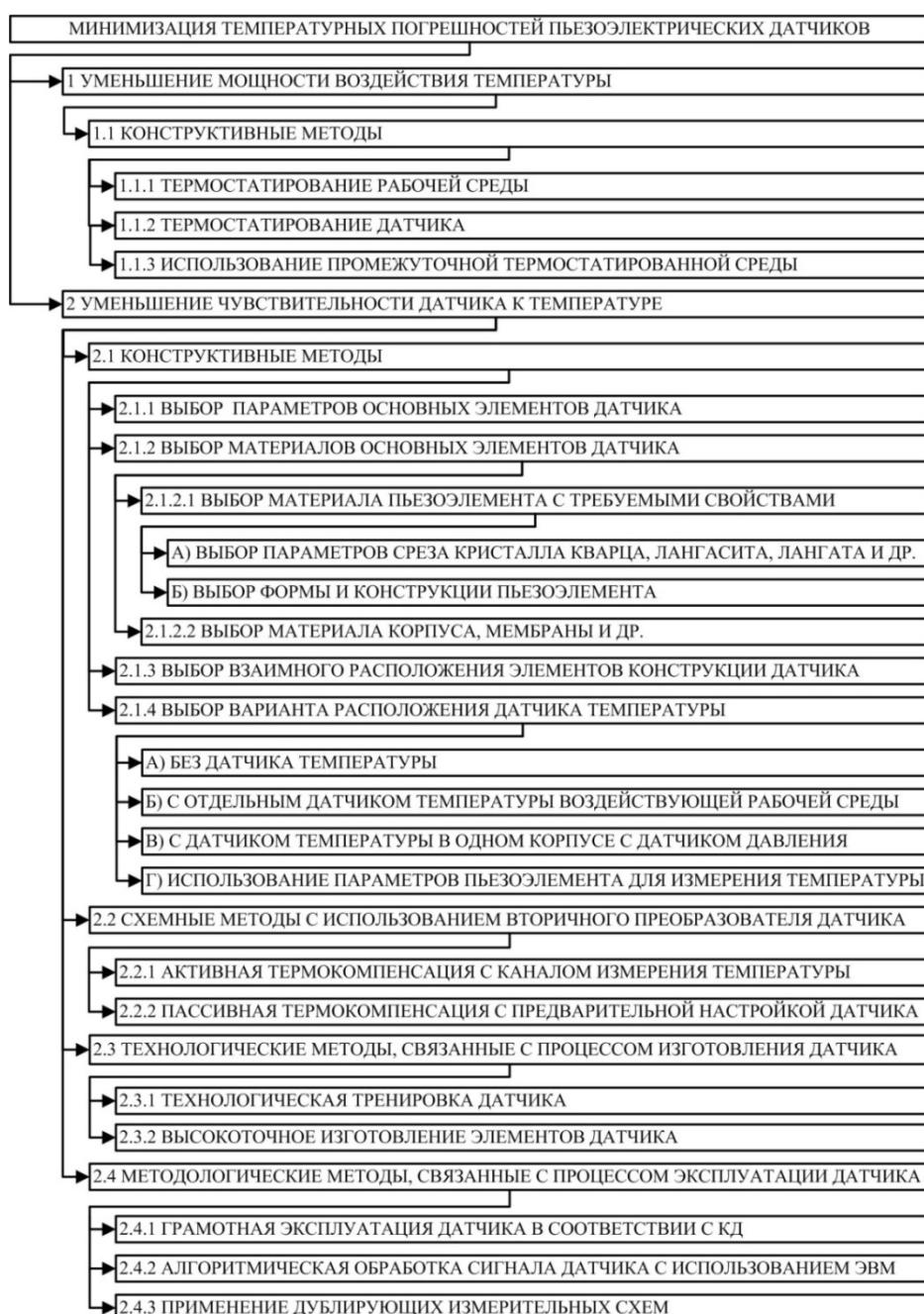


Рис. 1. Классификация методов минимизации температурных погрешностей пьезоэлектрических датчиков

В литературе, посвященной вопросам проектирования пьезоэлектрических датчиков, в том числе и в [3–10], описывается поиск золотой середины между универсальностью применения, надежностью создаваемых датчиков и их метрологическими характеристиками. Стремление к универсальности, например, накладывает ограничения на метрологические характеристики вследствие чего усложняется эксплуатация датчиков из-за необходимости применения дополнительных конструктивных элементов: отводящих трубопроводов для уменьшения температуры рабочей среды, дополнительных штуцерных переходников, использование конструкций с промежуточной термостатированной средой посредством которой воспринимается давление, а также необходимости дополнительной настройки датчика на требуемый диапазон измерения динамических давлений и др. Особенностью в данном случае также является проектирование не датчиков для систем автоматики, а, наоборот, систем автоматики для датчиков. Если же основными целями являются повышение надежности и улучшение метрологических характеристик датчиков, то, например, для разных точек измерения динамических давлений в устройстве с контролируемыми параметрами рабочей среды могут использоваться датчики различных конструкций и способов преобразования, способствующие достижению наилучших метрологических характеристик и высокой надежности. Различные задачи проектирования датчиков и варианты их решения позволили сформировать научно-технический задел конструктивных решений, который используется в настоящее время.

К середине 20-го века в системах автоматического управления с контролируемыми параметрами рабочей среды была реализована коррекция воздействия изменений температуры. В качестве пьезоэлементов пьезоэлектрических датчиков использовались в основном кристаллы разновидностей кварца, турмалина и др. Путем использования пьезоэлементов специальной формы с особыми параметрами срезов кристаллов, при которых, например, температурные коэффициенты упругих модулей взаимно компенсировались, добивались уменьшения влияния изменений температуры на метрологические характеристики пьезоэлементов. Вопросам исследований технологической термокомпенсации путем использования различных параметров срезов кристаллов были посвящены труды Мэрисона, Эссена, Гейзинга, Лака и др. В качестве материала для пьезоэлементов, благодаря своей доступности и относительно высокой пьезочувствительности, использовались также кристаллы сегнетовой соли. Но температурный диапазон работы приборов с использованием пьезоэлементов из сегнетовой соли достаточно мал и составляет от минус 15 до + 22,5 °C. Он ограничен нестабильностью свойств сегнетовой соли при температурах вне рабочего диапазона, это требует термостатирования датчиков или их пьезоэлементов [1].

Следует учитывать и взаимное влияние конструктивных элементов, чьи физические и электрические параметры изменяются при изменениях температуры рабочей среды. Например, термоупругие перемещения в корпусе датчика и в сопряженных с ним элементах, отличия в изменениях геометрических размеров из-за разных температурных коэффициентов линейных расширений материалов элементов датчика, напряжения и деформации в материале мембранны, пироэлектрические эффекты в пьезоэлементе датчика – это только немногие следствия воздействия изменений температуры рабочей среды. Общеизвестными вариантами конструктивных решений для уменьшения воздействий температуры на точность измерений динамических давлений являются, например:

- 1) увеличение массы датчика для компенсации воздействия термоудара, недостатком такого решения является увеличение массы датчика;
- 2) покрытие мембранны датчика слоем кремнийорганической резины, керамики или установка перед мембраной асбестовой ткани, пропитанной маслом с малой вязкостью, что оказывается на чувствительности датчика;
- 3) применение мембранны различных модификаций, например:
 - а) при измерении высоких давлений применяется модификация в виде тонкой пластины, которая изготавливаются заодно с корпусом датчика, но при таком решении обычно применяется или крепление без резьбы в точке установки датчика или дополнительный внешний установочный корпус для того, чтобы исключить косвенное влияние момента затяжки на метрологические характеристики датчика;
 - б) при эксплуатации датчиков при воздействии термоударов применяется модификация мембранны в виде тонкой пластины, которая соединяется с корпусом датчика с помощью сварки, но при длительной эксплуатации датчика в ряде агрессивных сред сварное соединение не обеспечивает достаточную надежность;
 - в) для увеличения ресурса датчиков при измерении высоких давлений при температурах до 800 °C применяются мембранны в виде поршней, но еще один силопередающий элемент конструкции снижает чувствительность датчика.

Одним из конструктивных вариантов уменьшения мощности воздействия температуры на датчики динамических давлений также является термостатирование, которое может быть осуществлено, например, путем введения в конструкцию датчика возможности принудительного охлаждения с использованием каналов в корпусе датчика для прохождения охлаждающей жидкости. Термостатирование обеспечивает наилучшую температурную стабильность среди пьезоэлектрических датчиков, но малый диапазон рабочих температур, относительно большие габаритные размеры и энергопотребление ограничивают применение таких датчиков в системах автоматики.

Термокомпенсация также является общепризнанным методом схемной коррекции температурной погрешности. При термокомпенсации, в отличие от термостатирования, используется сформированное компенсирующее воздействие на выходной сигнал датчика при воздействии дестабилизирующего фактора –

температуры, которое воздействует так, что изменения выходного сигнала от изменений температуры стремятся к нулю. Типичная структура термокомпенсированного пьезоэлектрического датчика динамических давлений представлена на рис. 2,а. Подробно применяемость, достоинства, недостатки каждого варианта конструктивных решений рассматриваются в [3, 4, 7–10].

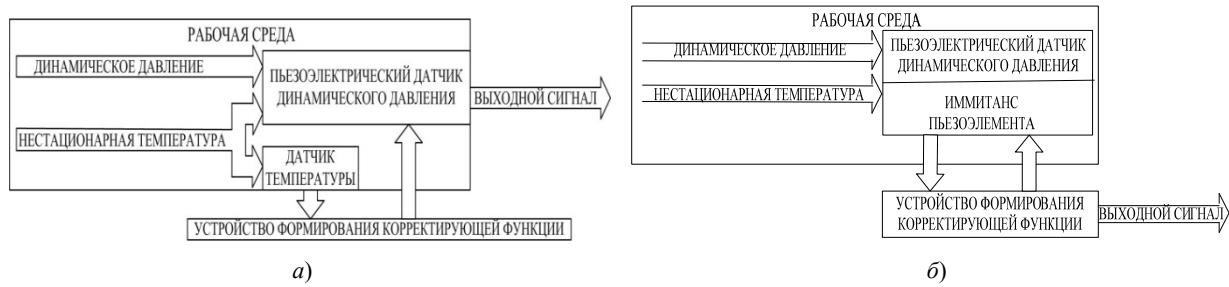


Рис. 2. Структура термокомпенсированного пьезоэлектрического датчика динамических давлений

При измерениях динамических давлений с использованием канала измерения температуры рабочей среды датчик температуры может устанавливаться отдельно от датчика динамических давлений. При использовании такого расположения датчика температуры на точности измерений давлений сказываются отличия температур в точке измерения давлений и в точке измерения температуры, а также отличные скорости изменений температуры чувствительного элемента датчика температуры и чувствительного элемента датчика динамических давлений при термоударе. Быстродействие датчиков температуры определяется их постоянной времени и в зависимости от модели датчика составляет от 0,05 до 20 секунд, в то время как длительность переходных процессов в датчиках динамического давления, в том числе длительность изменения температуры их пьезоэлементов, как было указано выше, может достигать десятков минут. По этим причинам уменьшается точность измерения динамического давления, усложняются определение и схемная реализация корректирующей функции, также увеличиваются трудозатраты на предварительную настройку измерительной системы перед эксплуатацией.

Применение схемных методов уменьшения влияний температурных воздействий в некоторых случаях лишено недостатков, присущих конструктивным и технологическим методам. Анализу этого вопроса посвящены труды Осадчего Е. П., Панича А. Е., Богуша М. В., Доли В. К. и др. [3–10]. Развитие технологий созданияnano- и микроэлектромеханических систем, миниатюризация конструкций чувствительных элементов датчиков, а также электрических цепей вторичных преобразователей сделали возможным совместное применение схемных и конструктивных методов при проектировании датчиков, позволяли создавать принципиально новые конструкции датчиков и систем автоматики. Этому также способствует появление новых пьезоэлектрических материалов, таких как лангатат, лангасит, которые способны выдерживать высокие температурные нагрузки. Например, стало возможным размещение датчиков динамических давлений и температуры, а в необходимых случаях и электрических цепей вторичных преобразователей этих датчиков в одном корпусе. При этом улучшаются габаритно-массовые показатели измерительных систем, в состав которых эти датчики входят. Преимуществом данного варианта расположения датчика температуры является измерение температуры и динамических давлений в одной точке, без пространственного разделения каналов для их измерения. На точности измерения давлений в этом случае сказываются отличия в зависимостях физических параметров материалов датчиков от температуры.

Еще одним перспективным методом коррекции температурной погрешности измерения динамического давления стал метод использования параметров пьезоэлемента для измерения температуры – импедансный анализ пьезоэлементов. Например, зависимость электрической емкости пьезоэлемента датчика динамического давления от температуры используется для формирования сигнала коррекции температурной погрешности. В частности для измерения температуры может быть использована зависимость падения амплитудного значения напряжения высокочастотного токового сигнала на комплексном сопротивлении пьезоэлемента датчика, однозначно зависящем от температуры. При эксплуатации датчика, измеряемые текущие значения однозначно указывают на его температуру и величину поправки на изменение его чувствительности от температуры. Практической реализацией работ в этом направлении стало разработанное авторами устройство коррекции температурной погрешности пьезоэлемента [11], структурная схема которого приведена на рис. 2,б. При использовании этого метода коррекции на основе импедансного анализа пьезоэлемента достигается ряд преимуществ:

- улучшаются габаритно-массовые характеристики систем автоматики из-за использования одного датчика (одного пьезоэлемента) для измерения динамических давлений и температуры;
- увеличивается точность измерения из-за отсутствия пространственного разделения точек измерения динамического давления и температуры в объекте, параметры которого контролируются;
- упрощаются электрические схемы вторичных преобразователей, которые используются также для формирования корректирующего сигнала, из-за отсутствия отличий в физических и электрических параметрах чувствительных элементов для измерения динамических давлений и температуры (используется один пьезоэлемент);

д) улучшаются метрологические характеристики и увеличивается быстродействие за счет снижения постоянной времени габаритов путем расширения диапазона рабочих температур пьезоэлектрических датчиков давления;

г) появляется возможность модернизации существующего технического парка систем автоматики, в состав которых входят пьезоэлектрические датчики динамических давлений.

Применение при проектировании датчиков метода импедансного анализа пьезоэлементов совместно с другими схемными и конструктивными методами, которые направлены на повышение точности измерений динамических давлений и коррекции температурных погрешностей позволит вновь создаваемым датчикам соответствовать все более возрастающим требованиям к надежности систем автоматики.

Список литературы

1. Кэди, У. Пьезоэлектричество и его практические применения / У. Кэди ; пер. с англ. Б. Н. Достовалова, В. П. Константиновой ; под ред. А. В. Шубникова. – М. : Изд-во иностр. лит-ры, 1946. – С. 421–424.
2. Martini, K. R. New range of high-temperature quartz pressure transducers / K. R. Martini // Transducer'77 : conference. – London, 1977. – 29 с.
3. Проектирование датчиков для измерения механических величин / под ред. Е. П. Осадчего. – М. : Машиностроение, 1979. – С. 178–209.
4. Преобразователи. Системы. Каталог ОАО «НИИФИ». – Пенза : Пензенская правда, 2011. – С. 70–98.
5. Богуш, М. В. Проектирование пьезоэлектрических датчиков на основе пространственных электротермоупругих моделей / М. В. Богуш ; под ред. А. Е. Панича. – М. : Техносфера, 2014. – 312 с.
6. Богуш, М. В. Влияние температуры на коэффициент преобразования пьезоэлектрических датчиков / М. В. Богуш // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – М. : Научтехиздат, 2008. – № 2. – С. 26–39.
7. Доля, В. К. Проектирование интеллектуального датчика акустического давления : учеб.-метод. пособие / В. К. Доля. – Ростов н/Д : ЮФУ, 2009. – 21 с.
8. Тихонов, А. И. Пути обеспечения устойчивости датчиков давления к воздействию термоудара / А. И. Тихонов, Е. А. Васильев, Е. А. Мокров, Е. М. Белозубов, В. А. Тихоненков // Проблемы автоматизации и управления в технических системах : тр. Междунар. науч.-техн. конф. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2004. – С. 120–122.
9. Тихоненков, В. А. Теория, расчет и основы проектирования датчиков механических величин / В. А. Тихоненков, А. И. Тихонов. – Ульяновск : Изд-во УлГТУ, 2000. – С. 290–369.
10. Пути обеспечения устойчивости датчиков давления к воздействию термоудара / А. И. Тихонов, Е. А. Васильев, Е. А. Мокров, Е. М. Белозубов, В. А. Тихоненков // Проблемы автоматизации и управления в технических системах : тр. Междунар. науч.-техн. конф. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2004. – С. 120–122.
11. Маланин, В. П. Устройство коррекции температурной погрешности пьезоэлектрических датчиков давления / В. П. Маланин, А. Л. Шамраков, В. В. Кикот // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 3 (9). – С. 71–76.

ИДЕНТИФИКАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ТРЕХЭЛЕМЕНТНОЙ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ ПЕРВИЧНОГО ВИХРЕТОКОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ БЕСКОНТАКТНОГО ИЗМЕРЕНИЯ ПЕРЕМЕЩЕНИЯ

В. П. Маланин

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

С. В. Абрамов

ООО «НИИФИ», г. Пенза, Россия

Актуальной задачей в измерительной технике является синтез эквивалентных схем замещения параметрических датчиков. Выделение в схеме замещения информативных и неинформативных параметров позволяет построить измерительную цепь и осуществить раздельное, независимое измерение только информативных параметров, тем самым улучшить метрологические характеристики датчиков.

Электрическая модель первичного вихревокового преобразователя (ПВП) в большинстве случаев представляется в виде функциональных зависимостей активной и реактивной составляющих полного комплексного сопротивления катушки индуктивности датчика от входной измеряемой величины или в виде эквивалентной схемы замещения, представляющей собой параллельное или последовательное соединение активного сопротивления и индуктивности. Такое представление ПВП позволяет выделить и учесть только общие параметры электрической модели зависящие как от воздействия измеряемой величины, так и от воздействия многих дестабилизирующих факторов.

В работе [1] эквивалентная двухполюсная схема замещения ПВП представлена в виде последовательного соединения собственной начальной индуктивности $L_0 = \text{const}$ с последовательным соединением вносимого комплексного сопротивления, состоящего из последовательного соединения вносимой отрицательной индуктивности $L_{\text{вн}}$ и вносимого активного сопротивления $R_{\text{вн}}$, зависящих от измеряемого перемещения h .

Параметры приведенной в работе [1] схемы замещения, определяются из следующих соотношений:

$$Z_0 = wL_0;$$

$$Z_{\text{полн}} = Z_0 + Z_{\text{вн}}; \quad (1)$$

$$Z_{\text{eh}} = -\frac{6 \cdot 10^{-7} w \cdot W^2 \cdot R}{\beta^2} \exp\left(\frac{-3h}{R}\right) (3 - \sqrt{9 + j4\beta^2})^2 \quad (2)$$

где w – частота питающего катушки тока; W – количество витков; R – радиус катушки; h – измеряемое перемещение; $\beta = R \sqrt{\frac{\mu_0}{\rho}}$ – обобщенный параметр, зависящий от свойств материала, из которого изготовлено токопроводящее тело; ρ – удельное электрическое сопротивление материала; μ_0 – магнитная постоянная $4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$.

Для ПВП диапазон измерения перемещения в значительной мере определяется изменением чувствительности и важную роль играет не сама величина индуктивности обмотки L_0 , а ее изменение от величины перемещения – глубины модуляции $\Delta L/L_0$ индуктивности. Информативными параметрами в такой эквивалентной схеме являются вносимые $L_{\text{вн}}$ и $R_{\text{вн}}$, при этом как показано в [1] максимальное значение модуля вносимой индуктивности $L_{\text{вн}}$ датчика составляет до 30 % от значения модуля L_0 , а значение модуля вносимого сопротивления $R_{\text{вн}}$ датчика составляет до 15 %. Таким образом, при измерении перемещения стоит задача в компенсации в схеме замещения неинформативного параметра L_0 , не зависящего от перемещения, присутствие которой является источником дополнительной погрешности, особенно при воздействии нестационарных температур. Для выявления информативных и неинформативных параметров необходимо представить модель ПВП таким образом, чтобы выделить и определить диапазон изменения как информативных так и неинформативных параметров.

Авторами предлагается методика построения модели в виде эквивалентной схемы замещения по экспериментально снятым логарифмическим амплитудно-частотным и фазо-частотным характеристикам комплексного имmittанса (сопротивления или проводимости) двухполюсника. На рис. 2 приведены экспериментально снятые амплитудно- и фазочастотные характеристики проводимости $Y(\omega)$ двухполюсной цепи ПВП в логарифмическом масштабе для двух предельных значений перемещения: $h = 0$ и $h = \infty$.

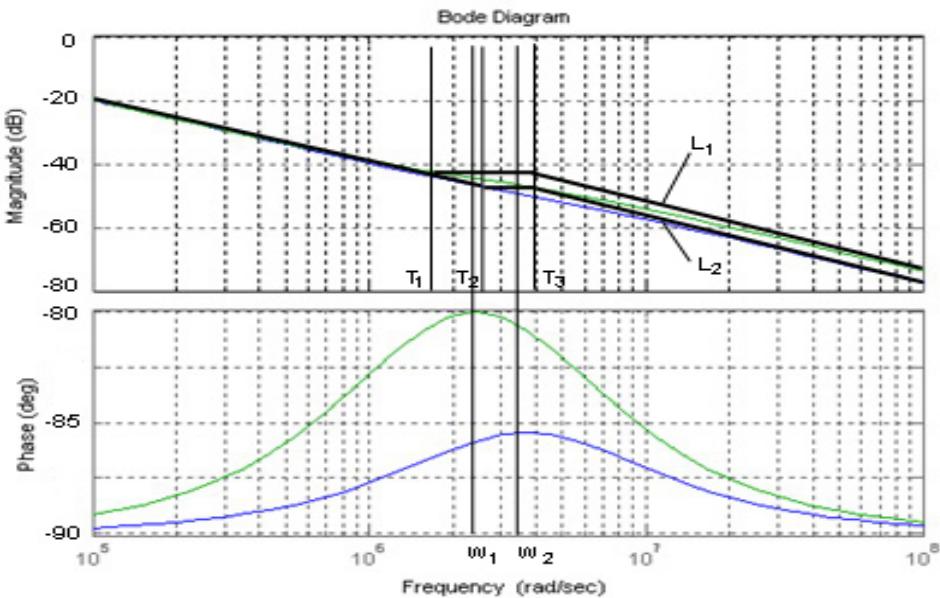


Рис. 2. Логарифмические амплитудно- и фазо-частотные характеристики катушки ПВП

По снятым амплитудно-частотным и фазочастотным характеристикам импеданса в зависимости от перемещения h методом аппроксимации реальных амплитудно- и фазочастотных характеристик были построены логарифмические амплитудно-частотные характеристики (ЛАЧХ) L_1 для $h = 0$ и L_2 для $h = \infty$ виде прямых с наклоном 0дБ/дек , $\pm 20 \text{дБ/дек}$ и фазочастотные характеристики.

По виду аппроксимированной логарифмической амплитудно-частотной характеристики имmittанса комплексную проводимость Y измерительной катушки ВД можно представить в операторном виде:

$$\dot{Y} = \frac{k_o(T_1 p + 1)}{p(T_3 p + 1)} = \frac{\dot{I}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} \quad (3)$$

Анализ этого выражения с позиции теории автоматического управления позволяет синтезировать эквивалентную схему замещения измерительной катушки и этому выражению соответствуют эквивалентные схемы, представленные на рис. 3.

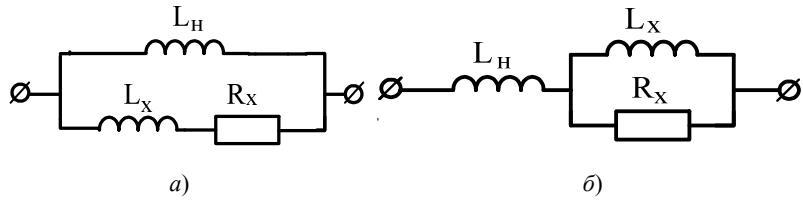


Рис. 3. Эквивалентные схемы замещения катушки ПВП

Постоянные времени T_1 , T_3 и коэффициент K_0 для эквивалентной схемы замещения, представленной на рис. 3, а имеют вид:

$$K_0 = L_H; T_1 = \frac{L_H + L_X}{R_X}; T_3 = \frac{L_X}{R_X}. \quad (4)$$

Постоянные времени T_1 , T_3 и коэффициент K_0 для эквивалентной схемы замещения, представленной на рис. 3, б имеют вид:

$$K_0 = L_H + L_X; T_1 = \frac{L_X}{R_X}; T_3 = \frac{L_X L_H}{R_X (L_H + L_X)}. \quad (5)$$

Как видно из сравнения (4) и (5) для схемы 3, а, величина K_0 не зависит от измеряемого перемещения и является постоянной величиной. Таким образом, эквивалентная схема замещения измерительной катушки ПВП представляет собой параллельное соединение начальной индуктивности и последовательно соединенных активной и реактивной составляющих вносимого сопротивления.

Для устранения влияния неинформативного параметра используют дифференциальный метод построения измерительных цепей, при котором с использованием компенсационной катушки и противофазного напряжения для ее питания, создается компенсационный ток, противофазный току протекающий через измерительную катушку.

В вихревых датчиках широкое применение нашел квазидифференциальный метод, при котором входная измеряемая величина, в данном случае измеряемое перемещение объекта контроля, воздействует только на одну ветвь ПВП. Ток, протекающий через вторую ветвь, является неинформативным и компенсируется током, протекающим через компенсационную катушку. Точность компенсации неинформативного тока обусловлена строгой идентичностью намотки измерительной и компенсационной катушек [4].

Большой интерес представляет определение функциональных зависимостей R_X и L_X для синтезированной схемы замещения от измеряемого перемещения. Зная, как изменяются параметры исходной схемы замещения от перемещения, можно определить как изменяются параметры синтезированной схемы от перемещения. Для этого приравняем полное сопротивление исходной схемы замещения, представленной на рисунке 1, к полному сопротивлению синтезированной схемы, представленной на рисунке 4.

$$Z_{\text{полн}} = Z_0 + Z_{\text{бн}} = \frac{Z_0 \cdot Z_x}{Z_0 + Z_x}, Z_x = \frac{Z_0^2 + Z_0 \cdot Z_{\text{бн}}}{-Z_{\text{бн}}} \quad (6)$$

где Z_x – сопротивление синтезированной схемы замещения, изменяющегося от измеряемого перемещения.

Начальная индуктивность плоской катушки, имеющей W -витков может быть определена по следующей формуле [3]:

$$L_0 = \frac{\mu_0 \cdot W^2 \cdot d \cdot \Psi}{8\pi}$$

где μ_0 – магнитная постоянная; d – средний диаметр катушки индуктивности; Ψ – величина, зависящая от отношения $\rho = \frac{r}{d}$, r – радиальный размер катушки; W – количество витков.

Например, при $d = 0,66$ см, $r = 0,33$ см, $\rho = 0,5$ и $W = 32$ получим:

$$L_0 = \frac{4\pi \cdot 10^{-7}}{8\pi} \cdot 32^2 \cdot 0.66 \cdot 10^{-2} \cdot 20.60 = 6.95 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}.$$

Модуль комплексного сопротивления на частоте 1 МГц:

$$Z_0 = 2\pi \cdot f \cdot L_0 = 43.64 \text{ Ом}.$$

Рассчитаем по формулам (1), (2) и (6) как изменяются активная и реактивная составляющие комплексного сопротивления исходной схемы замещения и синтезированной схемы замещения от перемещения для немагнитной стали марки 12Х18Н10Т ($\rho = 1,4 \text{ Ом}^{-1} \text{м}^{-1} 10^6$).

Результаты расчетов представлены в табл. 1.

Таблица 1

Перемещение h , мм	$\text{Im}(Z_{\text{ном}})$		$\text{Re}(Z_{\text{ном}})$		L_0	
	Im, Ом	Re, Ом	Im, Ом	Re, Ом	Im, Ом	Re, Ом
0	30,40	8,35	0,092	8,51		
1	38,67	4,72	51,32	15,06		
2	40,28	2,594	148,26	27,44		
3	41,44	1,42	324,90	50,06		

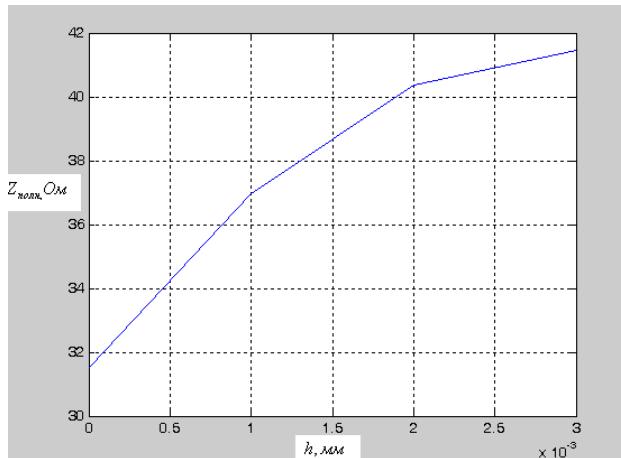


Рис. 4. Зависимость модуля комплексного сопротивления от перемещения для двухэлементной схемы замещения

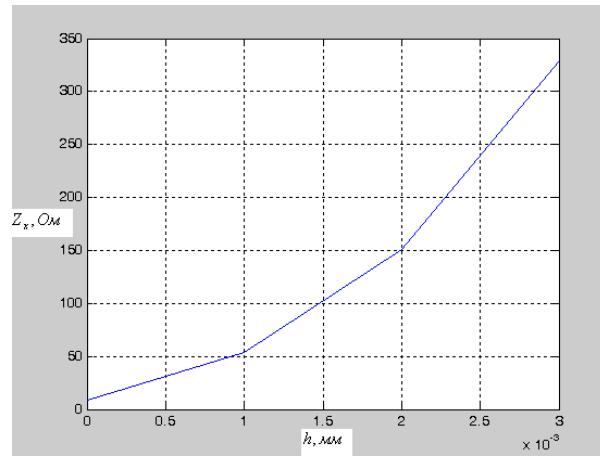


Рис. 5. Зависимость модуля комплексного сопротивления от перемещения для трехэлементной схемы замещения с компенсацией начальной индуктивности

Чувствительность для двухэлементной схемы замещения:

$$S1 = \frac{\Delta Z}{\Delta h} = \frac{(41 - 31) \text{ Ом}}{5 \text{ мм}} = 2 \text{ Ом / мм.}$$

Чувствительность для трехэлементной схемы замещения при компенсации начальной индуктивности:

$$S2 = \frac{\Delta Z}{\Delta h} = \frac{(330 - 30) \text{ Ом}}{5 \text{ мм}} = 60 \text{ Ом / мм.}$$

Чувствительность увеличена в 30 раз при условии полной компенсации начальной индуктивности (идеальный вариант).

Проведенный анализ и синтез схемы замещения ПВП позволил осуществить независимое измерение параметров многоэлементного двухполюсника, при этом выделив информативные и неинформативные параметры. Как видно из полученных значений чувствительности, при представлении модели ПВП в виде трехэлементной схемы замещения и при измерении только информативных параметров R_X и L_X с компенсацией неинформативного параметра L_0 чувствительность увеличена в 30 раз.

Список литературы

- Соболев, В. С. Накладные и экранные датчики / В. С. Соболев, Ю. М. Шкарлет. – Новосибирск : Наука. Сибирское отделение, 1967. – 144 с.
- Неразрушающий контроль : справочник : в 7 т. / под общ. ред. В. В. Клюева. Т. 2 : в 2 кн. – М. : Машиностроение, 2003. – 688 с.
- Калантаров, П. Л. Расчет индуктивностей : справочная книга / П. Л. Калантаров, Л. А. Цейтлин. – 3-е изд., перераб. и доп. – Л. : Энергоатомиздат. Ленингр. отделение, 1986. – 488 с.
- Пат. № 2487314 Российской Федерации. Вихревоковый преобразователь перемещений / Маланин В. П., Колганов В. Н., Пресняков М. Д., Абрамов С. В. – опубл. 10.07.2013.

СИНТЕЗ ЭКВИВАЛЕНТНЫХ СХЕМ ЗАМЕЩЕНИЯ ДАТЧИКА ТЕМПЕРАТУРЫ С ПРИМЕНЕНИЕМ МАТРИЦЫ КОЭФФИЦИЕНТОВ ДРОБНО-ЛИНЕЙНОГО ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ФУНКЦИИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДАТЧИКА

В. П. Маланин, О. Н. Исанбаев, Д. С. Куликов

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Рассматриваются вопросы синтеза эквивалентных схем замещения датчика температуры с применением матрицы коэффициентов дробно-линейного представления функции преобразования датчика.

Реальные преобразования во многих физических системах хорошо описываются функцией дробно-линейных преобразований (ДЛФ), которые используются при построении математических моделей датчиков и их измерительных цепей. Например, сопротивление платиновых терморезисторов в диапазоне температур ($-200\dots+850$) °C может быть представлено дробно-линейной функцией с погрешностью, не превышающей 0,1 %. Ценным при таком представлении функции преобразования датчика является то, что дробно-линейная функция обладает групповым свойством [1]. На основании этого, измерительный канал, состоящий кроме первичного преобразователя датчика из измерительной цепи и последующего вторичного преобразователя, также имеет дробно-линейную функцию преобразования. Усложнения ее вида не происходит, что особенно важно при анализе с использованием такой модели датчика, возникающих в канале погрешностей преобразования [2].

Согласно доказанной в теории цепей теореме вариаций [3] любая электрическая цепь, показанная на рис. 1, а, осуществляет дробно-линейное преобразование изменения сопротивления ΔR_1 в какой-либо ее ветви в соответствующее изменение напряжения ΔU_2 на любом ее участке, т.е. имеет место соотношение вида:

$$\Delta U_2 = \frac{A \cdot R_x + B}{C \cdot R_x + D} = \frac{I_{lk} R_2 g_{21} \Delta R_1}{g_{11} \Delta R_1 + 1}, \quad (1)$$

где A, B, C, D – коэффициенты, которые являются функциями сопротивлений электрической цепи, $I_{lk} = I_1|_{\Delta R_1=0}$, g_{11} и g_{21} – соответственно, входная и выходная проводимости, определенные при $\Delta R_1 = 0$.

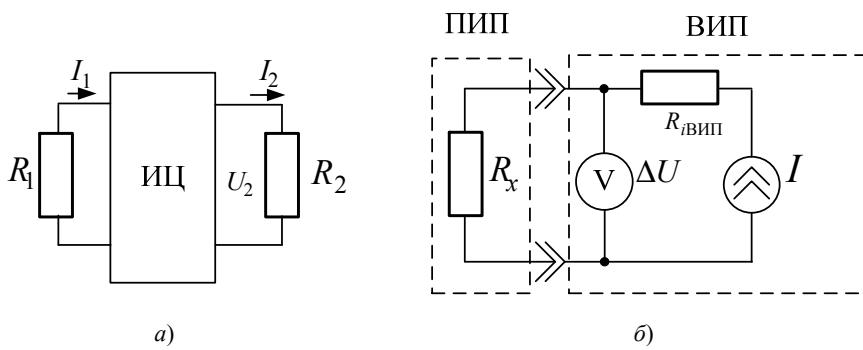


Рис. 1. Измерительная цепь преобразования изменения сопротивления ΔR_1

Аналогичное преобразование можно провести и для измерительной цепи параметрического датчика, представленной на рис. 1, б, причем здесь в виде ДЛФ выступит полное сопротивление цепи эквивалентной схемы замещения первичного измерительного преобразователя (ПИП) датчика:

$$\Delta U = Z_{общ} \cdot I = \frac{A \cdot R_x + B}{C \cdot R_x + D} \cdot I,$$

где A, B, C, D – коэффициенты, которые являются функциями сопротивлений, отображающих влияние параметров сопротивления утечки и сопротивления подводящих проводов, и способа включения этих сопротивлений (значения коэффициентов даны в табл. 1), $Z_{общ}$ – сопротивление терморезистора и цепи эквивалентной схемы замещения терморезистора. Представление полного сопротивления эквивалентной цепи замещения терморезистора в виде ДЛФ удобно тем, что позволяет относительно легко провести математические расчеты. Так как величина приведенной погрешности γ_{norm} пропорциональна величине изменения $Z_{общ}$, то дальнейшее рассмотрение функциональной зависимости приведенной погрешности проводится на основе изменения значения этого сопротивления. Кроме того из коэффициентов, представленных в табл. 1, можно сформировать матрицу размерностью 2×2 вида $\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$, используемую в дальнейшем при анализе погрешностей преобразования измерительной цепью изменения сопротивления ΔR_1 ПИП.

Таблица 1

Коэффициенты ДЛФ эквивалентных схем замещения терморезистора

№ схемы	Схема замещения	A	B	C	D	Вид матрицы
1		1	0	0	1	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
2		1	R_nn	0	1	$\begin{bmatrix} 1 & R_{nn} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
3		R_yt	0	1	R_yt	$\begin{bmatrix} R_{ym} & 0 \\ 1 & R_{ym} \end{bmatrix}$

При построении измерительных цепей датчиков модель первичного преобразователя датчика стремится представить, для более полного рассмотрения происходящих в нем процессов, в виде эквивалентной схемы замещения с количеством элементов достаточным для учета не только влияния входной измеряемой величины, но и влияния всех дестабилизирующих факторов. В качестве исходной выступает схема №1 таблицы 1, учитывающая воздействие только входной измеряемой величины (температуры) на величину сопротивления терморезистора R_x . Схемы 2 и 3 усложняют представление модели датчика учетом влияния для схемы 2 только сопротивления подводящих проводов к терморезистору R_{nn} и для схемы 3 только сопротивления утечки R_{yt} . Учет одновременного влияния сопротивления R_{nn} и сопротивления R_{yt} на результат преобразования измерительной цепью сопротивления терморезистора R_x возможен при усложнении схемы замещения до трехэлементной, где присутствуют оба сопротивления R_{nn} и R_{yt} . Для этого умножим матрицы коэффициентов ДЛФ для схем 2 и 3 друг на друга. Физический смысл такой операции в том, что в первом случае к схеме 3 последовательно подключается сопротивление R_{nn} , а во втором параллельно всей схеме 2 включается сопротивление R_{yt} . Такой подход позволяет получить коэффициенты ДЛФ трехэлементных схем замещения на основе двухэлементных без непосредственного синтеза схемы. Согласно одному из свойств операций над матрицами произведение матриц некоммутативно, т.е. $AB \neq BA$, поэтому умножение выполняется как матрицы схемы замещения 2 (см. табл. 1) на матрицу схемы замещения 1, так и наоборот:

$$\begin{bmatrix} 1 & R_{nn} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} R_{ym} & 0 \\ 1 & R_{ym} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 * R_{ym} + R_{nn} * 1 & 1 * 0 + R_{ym} * R_{nn} \\ 0 * R_{ym} + 1 * 1 & 0 * 0 + 1 * R_{ym} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{ym} + R_{nn} & R_{ym} * R_{nn} \\ 1 & R_{ym} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} R_{ym} & 0 \\ 1 & R_{ym} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} 1 & R_{nn} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{ym} * 1 + 0 * 0 & R_{ym} * R_{nn} + 0 * 1 \\ 1 * 1 + R_{ym} * 0 & 1 * R_{nn} + R_{ym} * 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{ym} & R_{ym} * R_{nn} \\ 1 & R_{ym} + R_{nn} \end{bmatrix} \quad (3)$$

Из свойства некоммутативности умножения матриц следует, что вариантов трехэлементных схем замещения, позволяющих учитывать одновременно R_{nn} и R_{yt} , всего два.

Это свойство можно применить при синтезе эквивалентных схем замещения. Ниже рассмотрены этапы алгоритма синтеза схем замещения ПИП с учетом влияния R_{nn} и R_{yt} по виду матрицы эквивалентных коэффициентов ДЛФ, что позволит в дальнейшем целенаправленно синтезировать измерительную цепь датчика для выделения и преобразования только информативного параметра R_x и его приращения ΔR_1 .

1. Составляется матрица числовых значений $[y_1; y_4]$ коэффициентов ДЛФ трехэлементной эквивалентной схемы замещения с неизвестной топологией $\begin{bmatrix} A = y_1 & B = y_2 \\ C = y_3 & D = y_4 \end{bmatrix}$.

2. Составляется система уравнений с применением элементов матрицы коэффициентов ДЛФ, которая позволяет определить топологию схемы замещения. Рассмотрим матрицу, полученную в выражении (2):

$$\begin{aligned} R_{ym} + R_{nn} &= y_1; \\ R_{ym} * R_{nn} &= y_2; \\ 1 &= y_3 \\ R_{ym} &= y_4 \end{aligned}$$

где, R_{yt} известно, а из второго уравнения можно вычислить R_{nn} . Для проверки правильности решений этой системы уравнений можно подставить значения R_{yt} и R_{nn} в первое уравнение записанной выше системы.

3. Если проверка проходит успешно, то синтез непосредственно схемы замещения можно произвести двумя путями:

а) прямой подстановкой полученных коэффициентов в выражение для полного сопротивления цепи схемы замещения $Z_{общ}$, и преобразовать его к виду, из которого возможно определить включение сопротивлений R_{yt} и R_{nn} . На примере матрицы, полученной в выражении (2), это выглядит так:

$$Z_{общ} = \frac{AR_x + B}{CR_x + D} = \frac{(R_{ym} + R_{nn})R_x + R_{ym}R_{nn}}{R_x + R_{ym}} = \frac{R_{ym}R_x + R_{nn}R_x + R_{ym}R_{nn}}{R_x + R_{ym}} = \frac{R_{ym}R_x + (R_x + R_{ym})R_{nn}}{R_x + R_{ym}} = \frac{R_{ym}R_x}{R_x + R_{ym}} + R_{nn}.$$

Из последнего выражения для полного сопротивления двухполюсника можно видеть, что выражение содержит первое слагаемое для параллельного включения сопротивлений R_x и R_{yt} и второе слагаемое с сопротивлением R_{nn} . Эквивалентная схема замещения для такого вида записи полного сопротивления $Z_{общ}$ в виде суммы двух слагаемых показана на рис.2а и имеет вид последовательного соединения сопротивлений слагаемых.

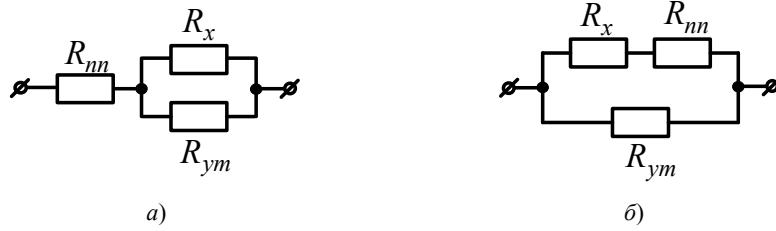


Рис. 2. Вид эквивалентных схем замещения терморезистора
с учетом сопротивления подводящих проводов и сопротивления утечки

б) как видно из табл. 1, главную диагональ матрицы коэффициентов ДЛФ составляет сопротивление $R_{пар}$, подключенное параллельно резистору R_x , следовательно, определитель матрицы $\det \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$ позволяет определить квадрат сопротивления $R_{пар}$. Также из таблицы 1 видно, что отношение элементов $\frac{B}{D}$ позволяет определить величину сопротивления $R_{нос}$, включенного последовательно с R_x . Из этого отношения можно получить величину сопротивления, включенного параллельно с $R_{нос}$.

В качестве примера рассмотрим матрицу коэффициентов ДЛФ, полученную в выражении (3), для которой с целью определения топологии схемы замещения выполнена проверка на этапе 2:

$$\det \begin{bmatrix} R_{ym} & R_{ym} * R_{nn} \\ 1 & R_{ym} + R_{nn} \end{bmatrix} = R_{ym}^2 ; \quad \frac{B}{D} = \frac{R_{ym} * R_{nn}}{R_{ym} + R_{nn}} .$$

Рассматривая полученные выражения можно увидеть, что параллельно и R_x и $R_{пп}$ подключено сопротивление R_{yt} . Общий вид эквивалентной схемы замещения показан на Рис.2б.

Преимущество метода б) перед методом а) состоит в том, что он позволяет синтезировать схему замещения с применением ЭВМ, т.к. ЭВМ гораздо проще работать по алгоритмам, связанным с анализом матриц, чем с анализом аналитических выражений, что приводит к формализации и автоматизации процесса синтеза эквивалентных схем замещения.

4. Если проверка в пункте 3 для выбранной матрицы не выполняется, то пункты 1 – 2 повторяются для другого варианта матрицы коэффициентов ДЛФ трехэлементной схемы замещения.

Матрицы коэффициентов ДЛФ, полученные выше при синтезе схем замещения, можно применить при расчете диапазона изменения величины R_x , в котором приведенная погрешность не превышает допустимого значения приведенной погрешности γ_{don} без непосредственного синтеза схемы замещения. Записывая выражение для приведенной погрешности, и проведя над ним ряд преобразований:

$$\gamma_n = \frac{\frac{AR_x + B}{CR_x + D} - R_x}{R_{xnom} - R_{x0}} ,$$

где R_{x0} – сопротивление терморезистора на нижнем пределе диапазона измерений температуры, Ом, R_{xnom} – сопротивление терморезистора на верхнем пределе диапазона измерений температуры, можно свести его к квадратному уравнению:

$$\begin{aligned} \gamma_n (R_{xnom} - R_{x0}) (CR_x + D) &= AR_x + B - CR_x^2 - DR_x , \\ CR_x^2 - [D + \gamma_n (R_{xnom} - R_{x0}) - A] R_x - [\gamma_n (R_{xnom} - R_{x0}) D - B] &= 0 . \end{aligned} \quad (4)$$

Наиболее полно отражающими поведение датчика в диапазоне измерения температуры с учетом де-стабилизирующих факторов R_{nn} и R_{yt} являются схемы на Рис.2а) и Рис.2б) т.к. функции приведенной погрешности этих схем принимают как положительные, так и отрицательные значения и, следовательно, для них можно найти точку R_{x0} , в которой погрешность равна нулю (γ_{n0}), а также диапазон $[R_{xmin} … R_{xmax}]$, в которых допустимая погрешность не превышает значений $\gamma_n = \gamma_{nmin}$ и $\gamma_n = \gamma_{nmax}$, причем значения приведенной погрешности на отрезке $[\gamma_{nmin}, \gamma_{nmax}] \leq \gamma_p$ (Рис.3). И далее, изменяя значения величин R_{nn} и R_{ym} , можно отследить их влияние на значения $R_{x0}, R_{xmin}, R_{xmax}$.

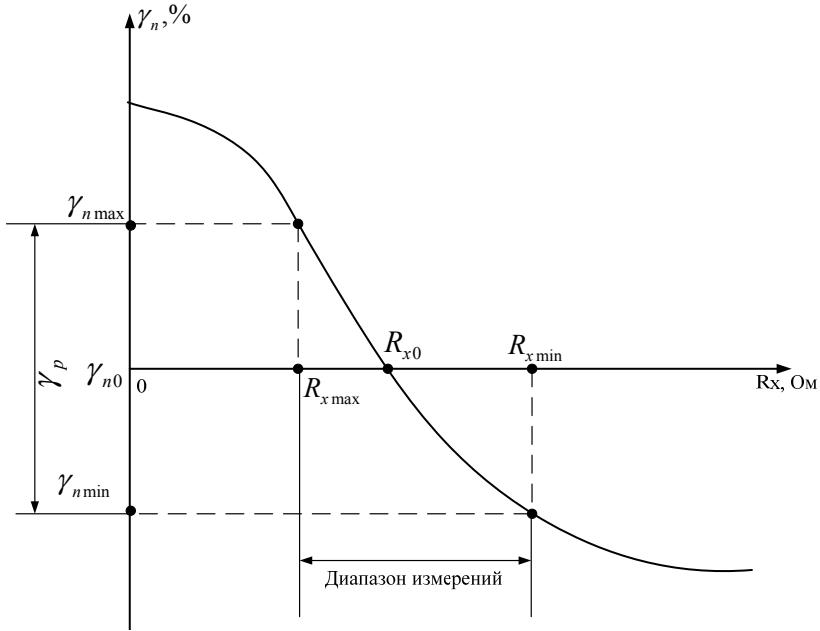


Рис. 3. Зависимость погрешности преобразования от изменения сопротивления R_x

Результаты представлены на рис. 4-5. При расчете использовались следующие значения: $R_{nn} = (0.01; 0.05; 0.1)$ Ом, $R_{yt} = (1*10^6; 10*10^6; 20*10^6)$ Ом, $\gamma_{nmin} = -0.01\%$, $\gamma_{nmax} = 0.01\%$, $\gamma_{n0} = 0$. Расчет проводился для пленочного платинового терморезистора, имеющем сопротивление при 0°C $R_0 = 100$ Ом, температурный коэффициент $\alpha = 0,00391^\circ\text{C}^{-1}$, класс допуска W 0.1, в температурном диапазоне $0\dots100^\circ\text{C}$ [4].

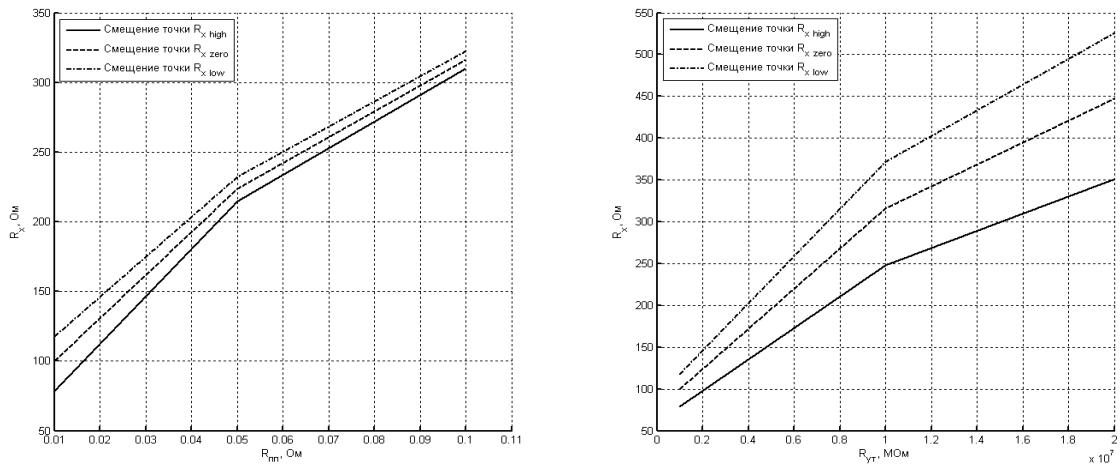


Рис. 4. Смещение точек $R_{x0}, R_{xmin}, R_{xmax}$, соответствующих значениям погрешности γ_{nzero} , γ_{nmin} и γ_{nmax} (схема рис. 2,a)

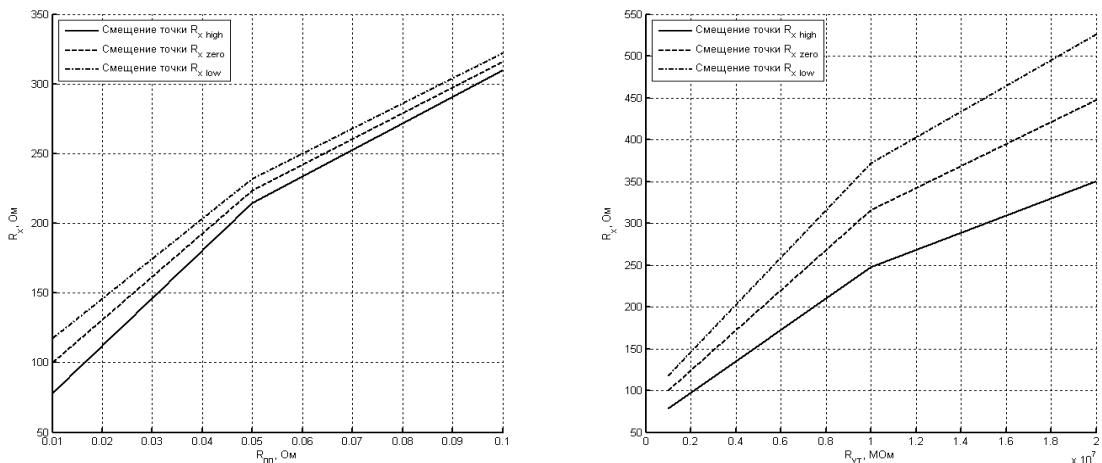


Рис. 5. Смещение точек $R_{x0}, R_{xmin}, R_{xmax}$, соответствующих значениям погрешности γ_{n0} , γ_{nmin} и γ_{nmax} (схема рис. 2,б)

Преимущество метода синтеза эквивалентных схем замещения параметрических датчиков с использованием матрицы коэффициентов ДЛФ по сравнению с синтезом схем замещения по аналитическому выражению полного сопротивления двухполюсника состоит в том, что он позволяет формализовать процесс синтеза с применением ЭВМ. ЭВМ гораздо проще работать по алгоритмам, связанным с анализом матриц, чем с анализом аналитических выражений, что приводит к формализации и автоматизации процесса синтеза эквивалентных схем замещения.

В данной работе рассмотрен метод анализа и синтеза трехэлементных эквивалентных схем замещения на основе матриц коэффициентов ДЛФ преобразования терморезистора для дальнейшего целенаправленного построения измерительной цепи датчика для преобразования только информативного параметра.

На основе метода анализа и синтеза трехэлементных эквивалентных схем замещения на основе матриц коэффициентов ДЛФ преобразования рассмотрено влияние дестабилизирующих факторов, представленных в эквивалентной схеме замещения элементами $R_{\text{пп}}$ и R_{yt} , функционально связанных соответственно с сопротивлением подводящих проводов и сопротивлением утечки, на погрешность измерения температуры с использованием терморезисторов.

Список литературы

1. Использование проективных преобразований в измерительных преобразователях / В. Д. Мазин // Методы и средства измерения механических параметров в системах контроля и управления : тезисы докл. Всесоюз. конф. – Пенза, 1989.
2. Метрологические характеристики датчиков: анализ и оптимизация / В. Г. Кнорринг, В. Д. Мазин // Датчики и Системы : тр. Междунар. конф. – СПб. : Изд-во СПб ГТУ, 2002.
3. Бессонов, Л. А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи / Л. А. Бессонов. – 9-е изд., перераб. и доп. – М. : Высшая школа, 1996. – 638 с.
4. ГОСТ 6651–2009 Термопреобразователи сопротивления из платины, меди, никеля. Общие технические требования и методы испытаний. – М., 2009.

АЛГОРИТМ ТЕМПЕРАТУРНОЙ КОРРЕКЦИИ ПЕРВИЧНОГО ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

В. П. Маланин, О. Н. Исанбаев, Д. С. Куликов

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Рассматривается алгоритм температурной коррекции первичного измерительного преобразователя с использованием микроконтроллера при воздействии температуры на вторичный преобразователь

При работе датчиков для измерения неэлектрических величин в широком температурном диапазоне конструкция такого датчика обычно состоит из первичного преобразователя входной измеряемой величины (ПИП), находящегося в зоне воздействия входной измеряемой величины и зоне воздействия диапазона температур существенно превышающего рабочий диапазон температур электронных компонентов последующего вторичного измерительного преобразователя (ВИП). В таких случаях ПИП соединяют кабельной перемычкой достаточной длины с ВИП, находящимся в более благоприятной зоне воздействия температур, соответствующих рабочим диапазонам его компонентов. Для осуществления температурной коррекции выходного сигнала ПИП очень часто используют получение сигнала о температуре, воздействующей на ПИП, разместив в одном корпусе с ПИП дополнительный датчик температуры. Сигналы измерения входной величины и температуры с ПИП поступают через кабельную перемычку на измерительные цепи и далее на аналоговые входы микроконтроллера, где осуществляется преобразование сигналов и коррекция температурной погрешности ПИП. При воздействии на ВИП температуры окружающей среды измерительные цепи вносят температурную погрешность преобразования сигналов ПИП, что снижает эффективность температурной коррекции ПИП.

Авторами рассматривается алгоритм температурной коррекции сигналов как ПИП, так и ВИП, с использованием датчика температуры, воздействующей на компоненты ВИП. На рис. 1 представлена структурная схема измерения входной неэлектрической величины, содержащая в своем составе ПИП, кабельную перемычку КП связи ПИП с ВИП, с выхода которого измерительная информация в виде двоичных кодов поступает на вход системы управления. В состав ПИП датчика входят первичный преобразователь входной измеряемой величины, например перемещения ДП и первичный преобразователь температуры окружающей среды $t_{\text{пип}} \text{ДТ1}$ использующийся для получения сигнала коррекции от влияния температуры окружающей среды ПИП. Сигналы с ПИП проходят через соответствующие им измерительные цепи входной измеряемой величины ИЦ_h и температуры ИЦ_t и с применением аналого-цифрового преобразователя АЦП микроконтроллера МК преобразуются в коды АЦП входной измеряемой величины $N^t_{\text{пип}}$ и температуры $N^t_{\text{пип}}$. Также блок вторичного измерительного преобразования ВИП имеет собственный датчик температуры ДТ2, данные с которого аналогичным способом преобразуются в код АЦП температуры ВИП $N^t_{\text{вип}}$. При работе датчика проявляется зависимость кода АЦП температуры ПИП ($N^t_{\text{пип}}$) при постоянной температуре

$t_{\text{пип}}$ от температуры окружающей среды ВИП $t_{\text{вип}}$. Следовательно, имеет место зависимость $N_{\text{пип}}^t = f(N_{\text{вип}}^t)$, которая вносит существенную погрешность при дальнейшей обработке кода АЦП входной измеряемой величины $N_{\text{пип}}^h$.

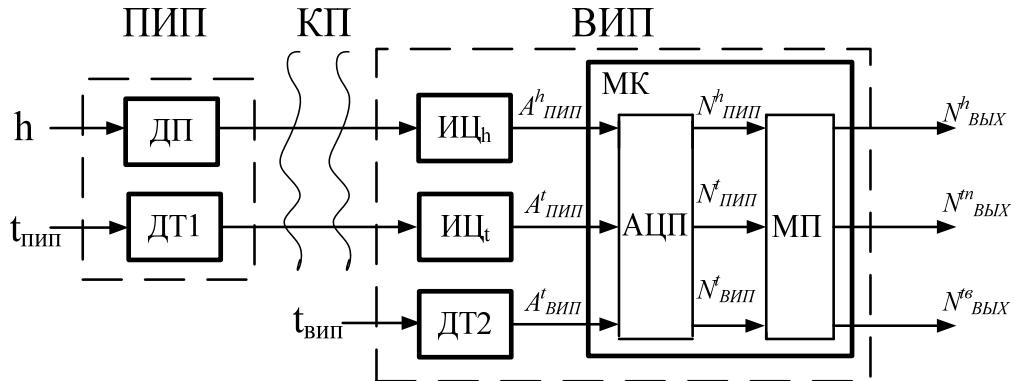


Рис. 1. Структурная схема преобразования сигналов датчика

Рассмотрим описание алгоритма коррекции зависимости $N_{\text{пип}}^t = f(N_{\text{вип}}^t)$. Работа алгоритма основывается на методах полиномиальной и кусочно-линейной аппроксимации (КЛА) [1, 2]. В качестве альтернативы полиномиальной аппроксимации при увеличении числа точек температурной настройки ПИП выступает аппроксимация сплайнами. Данные виды аппроксимации выбраны с учетом особенностей их применения при работе микроконтроллера в режиме реального времени и требованием простоты вычислений. Полиномиальные методы широко используются для аппроксимации, поскольку многочлены можно легко вычислить за конечное число шагов, производить над ними операции дифференцирования и интегрирования с применением основных арифметических операций [3], что позволяет более эффективно использовать ресурсы используемого в датчике микроконтроллера. Кусочно-линейная аппроксимация выбрана из-за простоты реализации алгоритма коррекции.

Алгоритм коррекции предусматривает проведение предварительных температурных испытаний датчика с заданием температур воздействия как на ПИП, так и на ВИП. Количество точек температурной настройки определяется экспериментально и связано с тем, что температурная характеристика ПИП $N_{\text{пип}}^t = f(t_{\text{пип}})$ имеет большую нелинейность, и увеличение числа точек ведет к повышению точности аппроксимации, но и к усложнению алгоритма и как следствие времени вычисления. В качестве входных данных можно сформировать i массивов точек (соответствующих числу точек температурной настройки $t_{\text{пип}}$) по j элементов в массиве, где j – число точек температурной настройки ВИП, показанных на рисунке 2а. Каждую из зависимостей, представленных набором j точек, можно аппроксимировать:

- при $j = 3$ полиномом 2-й степени $N_{\text{пип}}^t = a^2 + b + c$, где a, b, c – коэффициенты полинома, рассчитываемые по набору j точек;
- при $j = 4$ полиномом 3-й степени $N_{\text{пип}}^t = a^3 + b + c + d$, где a, b, c, d – коэффициенты полинома, рассчитываемые по набору j точек;
- при $j > 4$ сплайном (набором полиномов 2-й или 3-й степени описывающими характеристику на каждом из участков).

Коэффициенты полинома будут различными для каждой из i зависимостей $N_{\text{пип}}^t = f(N_{\text{вип}}^t)$ и, следовательно, коэффициенты для каждого полинома следует рассчитывать отдельно. Далее при известном значении кода АЦП температуры окружающей среды ВИП, измеренной для данной температуры $t_{\text{вип}}$ $N_{\text{вип}}^{t_{\text{изм}}}$, становится возможным вычисление кода АЦП температуры ПИП, соответствующего точкам температурной настройки градуировочной характеристики по температуре (ГТХ) для приводимой температурной характеристики (ПТХ) $N_{\text{пип}}^{t_1} \dots N_{\text{пип}}^{t_i}$ с помощью подстановки значения $N_{\text{вип}}^{t_{\text{изм}}}$ в полученную квадратичную функцию для каждой $t_{\text{пип}}$ (рис. 2,а). Также из сформированных массивов можно получить коды АЦП температуры ПИП, соответствующие точкам температурной настройки для построения ГТХ $N_{\text{пип}}^{t_1 \text{ ГТХ}} \dots N_{\text{пип}}^{t_i \text{ ГТХ}}$. ГТХ представляет собой зависимость вида $N_{\text{пип}}^t = f(t)$ при $t_{\text{вип}} = 25^\circ\text{C}$. ПТХ – это зависимость вида $N_{\text{пип}}^t = f(t)$ при $t_{\text{вип}} \neq 25^\circ\text{C}$.

Код АЦП температуры ПИП $N_{\text{пип}}^{t_1} \dots N_{\text{пип}}^{t_i}$ и $N_{\text{пип}}^{t_1 \text{ ГТХ}} \dots N_{\text{пип}}^{t_i \text{ ГТХ}}$, соответствующий точкам температурной настройки, возможно спроектировать в оси координат $(t_{\text{пип}}; N_{\text{пип}}^t)$ для различных температурных участков (рис. 2,б).

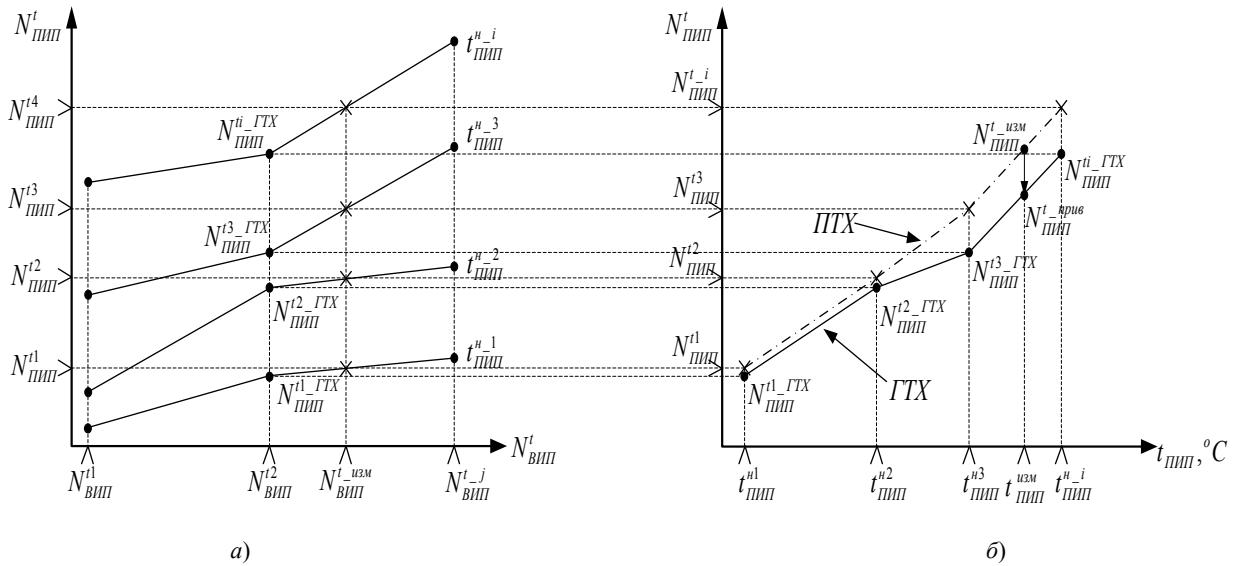


Рис. 2. Проецирование в оси координат t_{PIP} и N_{PIP}^t исходных данных температурной настройки ПИП и ВИП

В результате в данных осях координат имеются две зависимости: ГТХ и ПТХ, обе возможно аппроксимировать линейными зависимостями $N_{\text{PIP}}^t = k t_{\text{PIP}} + b$ на каждом температурном участке. Затем определяется температурный участок ПТХ, которому принадлежит значение кода АЦП температуры окружающей среды ПИП, измеренном для данной t_{PIP} , $N_{\text{PIP}}^{t_{\text{изм}}}$, для того, чтобы определить набор коэффициентов $k^{\text{ПТХ}}$, $b^{\text{ПТХ}}$ и $k^{\text{ГТХ}}$, $b^{\text{ГТХ}}$ для данного температурного участка. Коэффициенты $k^{\text{ПТХ}}$, $b^{\text{ПТХ}}$ и $k^{\text{ГТХ}}$, $b^{\text{ГТХ}}$ возможно получить на основе имеющихся данных – координат опорных точек $N_{\text{PIP}}^{t_1} \dots N_{\text{PIP}}^{t_4}$ и $N_{\text{PIP}}^{t_{\text{изм}}} \dots N_{\text{PIP}}^{t_{\text{ГТХ}}}$ точек:

$$k^{\text{ПТХ}} = \frac{N_{\text{PIP}}^{t_{i+1}} - N_{\text{PIP}}^{t_i}}{t_{i+1} - t_i}, \quad b^{\text{ПТХ}} = N_{\text{PIP}}^{t_i} - k^{\text{ПТХ}} t_i,$$

$$k^{\text{ГТХ}} = \frac{N_{\text{PIP}}^{t_{i+1}} - N_{\text{PIP}}^{t_i}}{t_{i+1} - t_i}; \quad b^{\text{ГТХ}} = N_{\text{PIP}}^{t_i} - k^{\text{ГТХ}} t_i.$$

Далее становится возможным рассчитать значение кода АЦП температуры ПИП, соответствующее точке $N_{\text{PIP}}^{t_{\text{прив}}}$ на ГТХ для последующей температурной коррекции кода перемещения N_{PIP}^h :

$$N_{\text{PIP}}^{t_{\text{прив}}} = k^{\text{ГТХ}} t_i + b^{\text{ГТХ}}, \quad N_{\text{PIP}}^{t_{\text{изм}}} = k^{\text{ПТХ}} t_i + b^{\text{ПТХ}}$$

$$t_i = \frac{N_{\text{PIP}}^{t_{\text{прив}}} - b^{\text{ГТХ}}}{k^{\text{ГТХ}}} = \frac{N_{\text{PIP}}^{t_{\text{изм}}} - b^{\text{ПТХ}}}{k^{\text{ПТХ}}}$$

и отсюда

$$N_{\text{PIP}}^{t_{\text{прив}}} = \left(-b^{\text{ПТХ}} \right) \frac{k^{\text{ГТХ}}}{k^{\text{ПТХ}}} + b^{\text{ГТХ}}.$$

Рассмотренный алгоритм коррекции температурных погрешностей позволяет минимизировать влияние температуры окружающей среды ВИП и повысить точность преобразования сигнала с ПИП. Алгоритм был применен в датчике осевых и радиальных биений, с диапазоном рабочих температур ПИП – от минус 120 до + 100 °C и ВИП – от минус 60 до + 80 °C. В описанном алгоритме применена аппроксимация полиномами 2 порядка и КЛА. Приведенная погрешность $\gamma_{\text{прив}} = \frac{N_{\text{PIP}}^{t_{\text{прив}}} - N_{\text{PIP}}^{t_{\text{изм}}}}{N_{\text{PIP}}^{t_{\text{max}}} - N_{\text{PIP}}^{t_{\text{min}}}} * 100 \%$ после проведения термокоррекции достигает не более 4.29 % от общего диапазона кодов АЦП против 18 % для нескорректированных исходных данных.

Список литературы

1. Волков, Е. А. Численные методы / Е. А. Волков. – 2-е изд. испр. – М. : Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1987. – 248 с.
2. Себер, Дж. Линейный регрессионный анализ / Дж. Себер. – М. : Мир, 1980. – 454 с.
3. Анализ применения методов локальной сплайн-интерполяции для аппроксимации негладких функций/ Л. А. Сорсунова // Экология, мониторинг и рациональное природопользование : научн. тр. – Вып. 307 (II). – М. : Изд-во МГУЛ, 2000.

ЗАДАЧИ ИМПОРТОЗАМЕЩЕНИЯ В ДАТЧИКОСТРОЕНИИ

В. П. Маланин

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

П. Г. Михайлов

МГУТУ (ПФ), г. Пенза, Россия

А. О. Сазонов

Б/ч 36360, Московская обл.

В связи с политикой экономических санкций по отношению к РФ, проводимых зарубежными странами и значительной зависимостью от иностранной компонентной базы, остро встал вопрос о импортозамещении. На примере компонентов полупроводниковых датчиков физических величин, рассмотрим возможности освоения производства отечественных компонентов датчиков.

К компонентам полупроводниковых датчиков принято относить чувствительные элементы (ЧЭ) и измерительные модули (ИМ) [1, 2], которые являются основными структурными единицами, в наибольшей степени определяющими метрологические характеристики датчиков.

В настоящее время новым направлением в сфере создания измерительной аппаратуры является производство датчиков на основе готовых ЧЭ и ИМ, поставляемых по кооперации [3, 4]. Такая методология предполагает использование покупных ЧЭ и ИМ, которые изготавливаются на предприятиях обладающих технологическими и кадровыми компетенциями в сфере микроэлектромеханических систем (МЭМС).

Такая методология позволяет достичь определенных преимуществ, основными из которых являются [5–7]:

- резкое сокращение времени на разработку и модернизацию датчиков, путем использования базовых ЧЭ и ИМ со стандартными посадочными размерами, которые устанавливаются в корпуса датчиков различной конфигурации;
- значительно сократить трудоемкость изготовления датчиков за счет исключения операций настройки ЧЭ и ИМ;
- уменьшить себестоимость датчиков и систем на их основе;
- снизить требования к квалификации рабочих;
- расширить номенклатуру выпускаемых датчиков;
- обеспечить высокую временную и параметрическую стабильность датчиков;
- упростить стыковку первичных преобразователей с электроникой за счет унификации выходных сигналов ЧЭ и ИМ;
- повысить эксплуатационную надежность датчиков за счет высокой, изначально гарантированной, надежности ЧЭ и ИМ;
- провести оптимизацию конструктивного исполнения узлов ИМ для обеспечения автоматизированной сборки датчиков.

ЧЭ и ИМ представляют собой функционально и конструктивно законченные изделия, которые изготавливаются известными на мировом рынке фирмами (*Trafag, Kulite, Kistler, Endevco*), имеющими высокотехнологичное оборудование и значительный опыт в области производства МЭМС – изделий. Для стабилизации характеристик ЧЭ и ИМ, в процессе производства их подвергают длительным и разнообразным технологическим тренировкам, которые, с одной стороны, способствуют отбраковке потенциально ненадежных компонентов, а, с другой, обеспечить высокую временную стабильность за счет ускоренного прохождения периода приработки, характеризующегося высокой интенсивностью отказов [8].

Что касается производителей и номенклатуры ЧЭ и ИМ, то следует отметить, что из отечественных производителей такие компоненты выпускает только технологический центр МИЭТ, но и их качество не совсем удовлетворяет потребителей. Основной объем ЧЭ и ИМ поставляется из-за границы напрямую или через российских посредников. Номенклатура представленных на рынке зарубежных ЧЭ и ИМ позволяет реализовывать все типы датчиков давления: абсолютного, дифференциального, избыточного с выходными сигналами в виде напряжения.

Потребность в надежных, взаимозаменяемых датчиках, созданных на базе стандартных ЧЭ и ИМ, существует во всех областях промышленности, особенно в таких, как:

- ракетно-космической технике и авиации;
- оборонно-промышленном комплексе;
- судостроении;
- топливно-энергетическом комплексе;
- атомной энергетике;

Проведем обзор и анализ ЧЭ и ИМ, представленных отечественными и зарубежными производителями на российском рынке (табл. 1) и выберем базовые [8–11].

Таблица 1

Основные технические характеристики ЧЭ и ИМ отечественного и иностранного производства

Производитель	Основные технические характеристики						
	Тип и диапазон измеряемого давления, МПа	Номинальный выходной сигнал, мВ	Начальный выходной сигнал, мВ/В	Рабочий диапазон температур, °С	Долговременный дрейф, мВ/год	Тип тензоструктуры	Габариты, мм
ЧЭ и ИМ отечественного производства							
НПК «ТЦ» Зеленоград	АД, ИД. 0,06...2,5	100	3	-50 +80	1	p-n	ЧЭ: 4×4; ИМ: 4×4; Ø 13
ЗАО «Орлекс»	ИД. 0,5...25,0	50–100	5	-50 +80	—	КНС	Ø 20
ОАО «Орбита»	АД, 0,06...2,5	100–150	5	-50 +150	2	p-n	кристалл: 4×4
ЧЭ и ИМ иностранного производства							
«Kulite»	АД, ИД. 0,02...60,0	30–100	—	-50 +80	0,5	p-n, КНД	кристалл: 1×1
«Endevco»	ИД. 0,02...25,0	100–250	—	-50... +250	—	p-n	кристалл: Ø 2 – 5
«Edress + Hauser»	АД, ИД. 0,06...100,0	50–100	—	-50 +150	1,0	p-n, поли-Si	ЧЭ: 4×4...6×6; ИМ: 4×4, 6×6; Ø 15

Применительно к полупроводниковым датчикам давления (ПДД), принятными на практике конструктивными исполнениями полупроводниковых ЧЭ (ПЧЭ) являются тонкие плоские или профилированные квадратной, прямоугольной и реже круглой формы. Из них наиболее технологичными для дальнейшей сборки датчика являются квадратные профилированные ЧЭ, хотя с точки зрения минимизации размеров наиболее предпочтительными являются круглые профилированные (рис 1).

Следует отметить, что, так как ЧЭ спроектированы и изготавливаются с применением групповых технологий с довольно высоким процентом выхода годных, то их стоимость довольно низкая, поэтому ПДД являются относительно дешевыми комплектующими изделиями.

Металлические ЧЭ в подавляющем большинстве изготавливаются в виде сложнопрофилированной балки или мембранны (рис. 2). Металлические ЧЭ не предусматривают применения групповых технологий, поэтому цена их на порядок выше, чем у полупроводниковых, а соответственно и металлокленочные датчики давления являются дорогими изделиями и их применение ограничено, в основном ответственными и особо важными объектами (ракеты, авиационные двигатели и проч.).

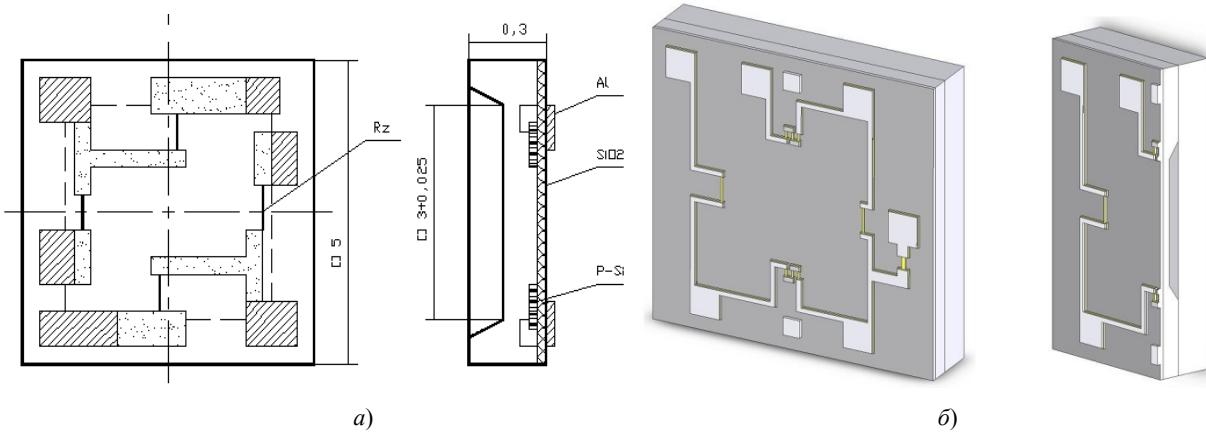


Рис. 1. Полупроводниковый ЧЭ с профилированным упругим кремниевым элементом, тензо-и терморезисторами:
а – топология; б – 3D-модель

Следующими за ЧЭ компонентами для ПДД являются измерительные модули [12, 13], (примеры отечественных ИМ приведены на рис. 3), которыми могут комплектоваться датчики давления с различными конфигурациями корпусов.

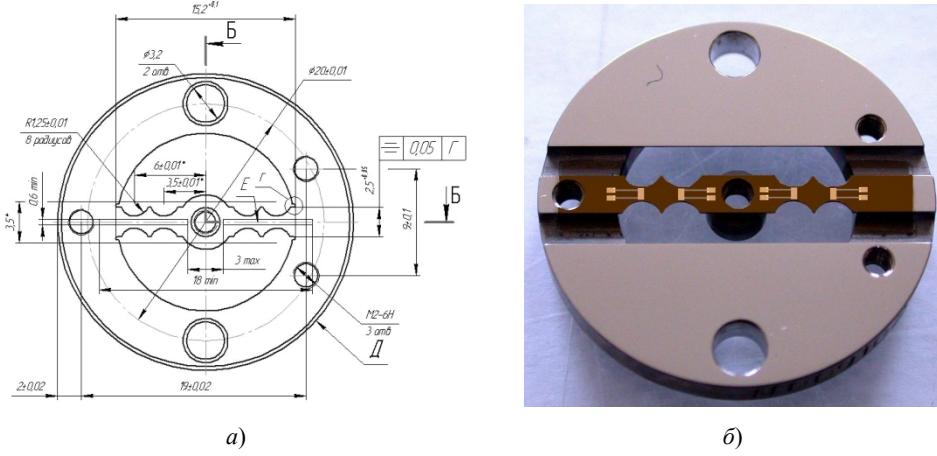


Рис. 2. ЧЭ балочного типа металлопленочного датчика давления: а – чертеж; б – фотография

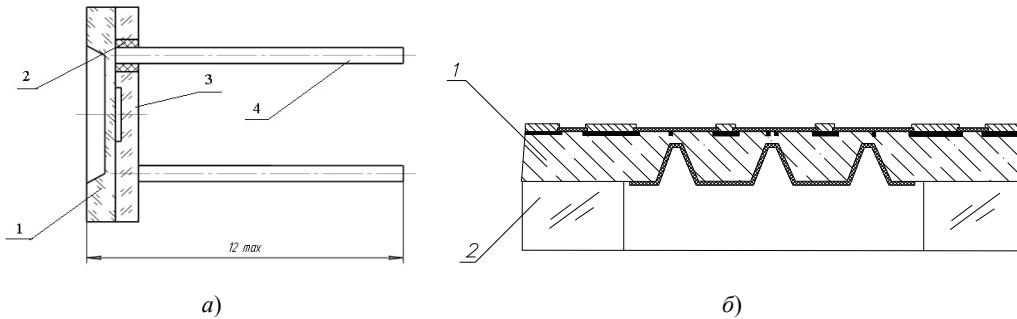


Рис. 3. Измерительные модули высокотемпературных датчиков давления:
а – абсолютного (1 – ЧЭ (кристалл); 2 – стеклоизолятор; 3 – основание; 4 – электрический вывод);
б – относительного (1 – ЧЭ (кристалл); 2 – стеклянное основание)

К общим недостаткам отечественных ЧЭ и ИМ является их недостаточная времененная стабильность технических характеристик, которая обусловлена дефектами структур, а также малым временем стабилизации параметров и щадящими режимами процесса стабилизации.

Но, в связи с политикой развития импортозамещающих технологий, стоит задача создания отечественного производства ЧЭ и ИМ для датчиков физических величин. Данная задача может быть решена при использовании для ЧЭ и ИМ полупроводниковых структур кремний-диэлектрик-кремний (КДК) и кремний на сапфире (КНС) [14, 15] – рис. 5.

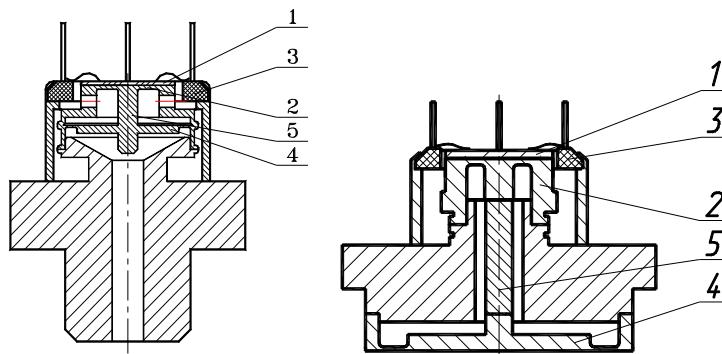


Рис. 6. Измерительные модули тензорезистивных датчиков давления на основе структур КНС:
1 – ЧЭ (КНС); 2 – металлическая измерительная мембрана; 3 – контактная колодка;
4 – разделительная металлическая мембрана; 5 – шток

Таким образом, используя собственные наработки в области МЭМС и привлекая разработчиков датчиков, отечественные приборостроительные предприятия могут в короткие сроки освоить в промышленном масштабе производство ЧЭ и ИМ.

Список литературы

- ГОСТ Р 51086–97 Датчики и преобразователи физических величин электронные. Термины и определения. Госстандарт России ИПК. – М. : Издательство стандартов, 1997.

2. ГОСТ Р 8.673–2009 ГСИ. Датчики интеллектуальные и системы измерительные интеллектуальные. Основные термины и определения. – М., 2009.
3. Микроэлектроника и прецизионные датчики. Обзор фирмы Honeywell. – URL: <http://www.favorit.ru/files/catalog/Honeywell/Honeywellmicroelectronicsoverview.pdf>.
4. Проспекты и каталоги фирм: «PCB Piesotronics, JNG», «Sunstrand Data Control», «DYTRAN», «Hans List», «Kistler Instrumente, AG», «Vibro-meter», «Millard LTD», «Motorolla JNC», «AVL», «Kulite», «Erich Brosa».
5. Михайлов, П. Г. Вопросы применения чувствительных элементов и измерительных модулей в датчиках физических величин / П. Г. Михайлов, А. В. Соколов, Д. А. Сергеев // Информационно-измерительная техника : межвуз. сб. науч. тр. – Вып. 37. – Пенза : Инф.-изд. центр ПГУ, 2012.
6. Михайлов, П. Г. Микроэлектронные датчики. Разработка и проектирование / П. Г. Михайлов, А. В. Варламов // Датчики и системы. – 2007. – № 8. – С. 23–26.
7. Михайлов, П. Г. Микроэлектронные датчики: особенности конструкций и характеристики / П. Г. Михайлов, Е. А. Мокров // Электронные компоненты. – 2006. – № 5. – С. 12–15.
8. Лапшин И. О. Диагностика чувствительных элементов и измерительных модулей датчиков давлений и технологий их изготовления : автореф. дис. – Пенза, 2010. – 20 с.
9. Джексон, Р. Г. Новейшие датчики : справочник : пер. с англ. / Р. Г. Джексон. – М. : Техносфера, 2007. – 380 с.
10. Фрайден, Дж. Современные датчики : справочник : пер. с англ. / Дж. Фрайден. – М. : Техносфера, 2005. – 588 с.
11. Stephen Beeby MEMS Mechanical Sensors / Stephen Beeby, Graham Ensell, Michael Kraft, Neil White. Artech House, Inc. – Boston, London, 2004. – Р. 128.
12. Михайлов, П. Г. Микроэлектронные датчики, особенности конструкций и характеристики / П. Г. Михайлов // Приборы и системы. Управление, Контроль, Диагностика. – 2004. – № 6. – С. 38–42.
13. Михайлов, П. Г. Микромеханика приборных устройств / П. Г. Михайлов // Новые промышленные технологии. – 2003 – № 2. – С. 21–25.
14. Козин, С. А. Микроэлектронные датчики физических величин на основе МЭМС-технологий / С. А. Козин, И. Н. Баринов // Компоненты и технологии. – 2010. – № 1. – С. 24–25.
15. Мартынов, Д. Б. Температурная коррекция тензопреобразователей давления на основе КНС / Д. Б. Мартынов, В. М. Стучебников // Датчики и системы. – 2002. – № 10. – С. 6–12.

КОРРЕКЦИЯ ТЕМПЕРАТУРНОЙ ПОГРЕШНОСТИ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ ДИНАМИЧЕСКОГО ДАВЛЕНИЯ

В. П. Маланин, В. В. Кикот

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Рассматривается структурная схема датчика динамического давления с коррекцией температурной погрешности пьезоэлемента в условиях воздействия на датчик нестационарных температур

При коррекции дополнительных погрешностей от воздействия дестабилизирующих факторов на пьезоэлектрические датчики широкое применение нашел способ, при котором определение значения сигналов для коррекции дополнительных погрешностей от воздействия таких дестабилизирующих факторов как температура и вибрации осуществляется с помощью дополнительных датчиков, измеряющих параметры этих влияющих дестабилизирующих величин. Для этого дополнительно устанавливаются датчик вибраций и датчик температуры рабочей среды, воздействующей на пьезоэлектрический датчик и на основании показаний датчиков вибрации и температуры в канал измерения входной измеряемой величины, например давления, вводится сигнал коррекции указанных выше дополнительных погрешностей [1].

Для достижения наилучших результатов коррекции температурной погрешности, особенно при воздействии нестационарных температур и термоудара на пьезоэлектрический датчик, важным фактором коррекции является выполнение противоречивого требования – измерения входной измеряемой величины – давления и дестабилизирующих величин в одной точке пространства и в одно время. Использование отдельных конструкций датчиков для измерения дестабилизирующих величин приводит из-за их различного пространственного положения к возникновению временного сдвига между полученными с датчиков сигналами измеряемой величины и сигналами коррекции. Это противоречивое требование может быть выполнено при использовании в качестве датчика температуры самого пьезоэлемента датчика переменных давлений, для материала которого известна однозначная, функциональная зависимость параметров импеданса материала пьезоэлемента от температуры [1]. Это позволяет устраниТЬ пространственное разделение первичного измерительного преобразователя датчика переменных давлений и первичного преобразователя датчика температуры, измеряющего температуру самого пьезоэлемента, а не температуру, воздействующую на датчик переменных давлений среды. Зависимость влияющих на параметры импеданса пьезоэлемента электрических параметров материала пьезоэлемента (емкости, диэлектрической проницаемости, удельного объемного сопротивления и др.) от температуры пьезоэлемента является общеизвестной [2] или легко может быть найдена в результате эксперимента. Известны также и зависимости погрешностей преобразования пьезоэлемента от температуры, которые могут быть получены для каждого пьезоэлемента по результатам предварительной настройки датчика.

Использование временного разделения для обработки сигналов по давлению и температуре, которое применяется в подобных устройствах измерения, в этом случае имеет ряд недостатков, так как использование коммутирующих элементов снижает быстродействие и точность. Это следствие влияния переходных процессов, которые возникают в коммутирующих элементах во время их переключения.

Для расширения рабочего температурного диапазона пьезоэлектрических датчиков и улучшения их метрологических характеристик используются методы коррекции температурных погрешностей первичных измерительных преобразователей (ПИП) с использованием в измерительных цепях и последующих вторичных преобразователях микроконтроллеров. Введение микроконтроллера позволяет повысить точность устройства при измерении динамического давления за счет коррекции температурной погрешности измерения динамического давления путем вычисления микроконтроллером значения сигнала температурной коррекции, получаемого с использованием внесенных в память микроконтроллера при предварительной настройке устройства значений температуры, значений динамического давления и соответствующих им значений выходных сигналов устройства о температуре и о динамическом давлении и вычитания значения сигнала температурной коррекции из значения нескорректированного сигнала об измеренном динамическом давлении.

На рис. 1 представлена разработанная авторами структурная схема датчика динамического давления с коррекцией температурной погрешности пьезоэлемента. Структурная схема датчика динамического давления содержит пьезоэлемент и вторичный преобразователь с коррекцией температурной погрешности пьезоэлемента, состоящий из генератора переменного тока ГТС, усилителя сигналов пьезоэлемента УС, полосового фильтра ФП, выпрямителя ВП, фильтра нижних частот ФНЧ и микроконтроллера МК.

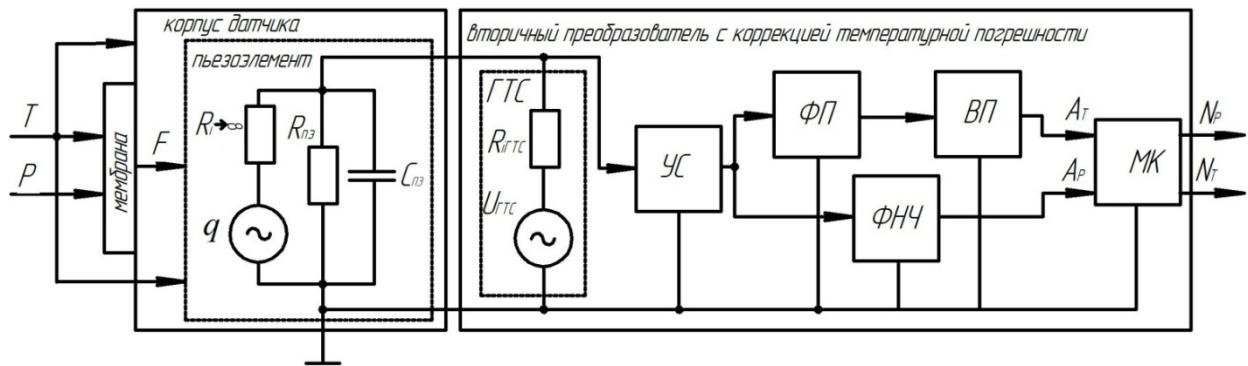


Рис. 1. Структурная схема датчика динамического давления с коррекцией температурной погрешности

Пьезоэлемент, на который действует сила F пропорциональная преобразованному с помощью мембранны динамическому давлению P , показан в виде эквивалентной схемы замещения, которая состоит из источника заряда с внутренним сопротивлением R_i , и комплексного сопротивления пьезоэлемента, которое определяется активным сопротивлением утечки пьезоэлемента R_{pz} и емкостью пьезоэлемента C_{pz} , обусловленной диэлектрической проницаемостью материала пьезоэлемента.

Генератор переменного тока ГТС представлен в виде эквивалентной схемы замещения, содержащей источник синусоидального напряжения U_{GTC} стабильной амплитуды и стабильной частоты f с внутренним сопротивлением R_{GTC} . Значение частоты f синусоидального напряжения генератора ГТС, используемого для получения сигнала измерения температуры, для разделения сигналов динамического давления и температуры должно превышать верхнюю границу рабочего частотного диапазона измерения динамического давления P .

На пьезоэлемент с генератора ГТС подается синусоидальный токовый сигнал стабильной частоты и амплитуды и на основании закона Ома падение напряжения на комплексном сопротивлении пьезоэлемента используется для измерения температуры T , действующей на пьезоэлемент. Комплексное сопротивление пьезоэлемента определяется параллельным соединением активного сопротивления R_{pz} и реактивного сопротивления емкости C_{pz} пьезоэлемента, однозначно зависящих от температуры T . Суммарный сигнал, состоящий из сигналов пропорциональных динамическому давлению и температуре снимается с выходов пьезоэлемента, усиливается усилителем сигнала УС, затем поступает на вход полосового фильтра ФП с нижней границей полосы пропускания, которая превышает максимальное значение частотного диапазона измерения динамического давления P , для выделения из суммарного сигнала, сигнала о температуре T , также поступает на фильтр нижних частот ФНЧ с полосой пропускания, соответствующей максимальному значению рабочего частотного диапазона измерения динамического давления P , для выделения сигнала о давлении P . С выхода полосового фильтра ФП сигнал о температуре T поступает на вход выпрямителя ВП, где амплитуда синусоидального сигнала преобразуется в напряжение постоянного тока и поступает на первый аналоговый вход A_T микроконтроллера МК. Аналоговый сигнал преобразуется микроконтроллером в цифровой код N_T , соответствующий измеренному значению температуры T и поступает на выход микроконтроллера. С выхода фильтра нижних частот ФНЧ нескорректированный сигнал о давлении P поступает на второй аналоговый вход A_P микроконтроллера, преобразуется аналого-цифровым преобразователем микроконтроллера в цифровой код N_{PH} . Температурная погрешность измерения динамического давления P корректируется по заданной программе путем вычисления значения сигнала температурной коррекции, получаемого с использованием внесенных в память микроконтроллера при предварительной настройке устройства кодовых значений температуры T , значений динамического давления P и соответствующих им значений выходных сигналов устройства N_T и N_P и вычитания его из значения нескорректированного сигнала об измеренном динамическом давлении P . Скорректированное значение сигнала об измеренном давлении преобразуется в цифровой код, который поступает на выход N_P микроконтроллера.

Использование такого датчика динамического давления позволяет снизить погрешность измерения динамического давления, расширить диапазон измерения динамического давления, как в условиях стационарных температур, так и в условиях термоударных воздействий рабочей среды на датчик.

Список литературы

1. Доля, В. К. Компенсация температурной зависимости чувствительности / В. К. Доля // Проектирование интеллектуального датчика акустического давления. – Ростов н/Д : Изд-во ЮФУ, 2009.
2. Проектирование датчиков для измерения механических величин / под ред. Е. П. Осадчего. – М. : Машиностроение, 1979. – 480 с.

МЕТОДИКА РАСЧЕТА ВЫХОДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УЛЬТРАЗВУКОВОГО ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

A. В. Мартынов, А. Н. Головяшкин, Е. С. Беспалов, С. С. Карташов

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Пьезоэлектрические преобразователи на сегодняшний день нашли широкое применение в различных отраслях современной науки и промышленности. Это обусловлено тем, что во многих областях народного хозяйства применяются ультразвуковые методы получения информации, воздействия на вещество, обработки сигналов. Что в свою очередь обуславливает применение ультразвуковых приборов и устройств основанных на пьезоэффекте.

Наример, одной из важнейших составных частей контрольно-измерительных систем являются датчики механических величин, от характеристик которых зависит эффективность и надежность работы контролируемых или управляемых технических устройств. Несмотря на разнообразие типов и номенклатуры применяемых датчиков, наибольшее распространение, благодаря своим преимуществам, получили пьезоэлектрические датчики механических величин [1].

Широкое применение в методах технической диагностики нашли пьезоизлучатели малых размеров. Для моделирования сигналов акустической эмиссии с целью определения параметров микротрещин применяют различные методы, в том числе возбуждение квазиэмиссионных сигналов с помощью пьезоизлучателей малых величин [2].

В связи с развитием промышленности и науки в Российской Федерации, применение ультразвуковых технологий будет расти. В связи с этим будет подниматься спрос на ультразвуковую сварку, пайку, дефектоскопию и тд. Абсолютно любая ультразвуковая промышленная установка не может обойтись без мощных излучателей. Но так же важно, что бы эти излучатели имели высокую добродельность и высокую мощность для уменьшения затрат на производство. Отсюда следует, что потребность рынка в отечественных преобразователях будет возрастать. И для того, чтобы обеспечить рынок высококачественными и дешевыми излучателями, необходимо проводить точное проектирование образцов и сокращать издержки производства. С помощью автоматического моделирования ПЭП, будут получены точные исходные характеристики образца и сокращены издержки при начальном этапе производства [3].

Для решения этой задачи необходимо составить общий алгоритм расчета параметров и энергетических характеристик пластинчатого преобразователя.

1. Определение нейтральной плоскости. Нейтральная при изгибе плоскость для однородной пластины или пластины с симметричным относительно средней плоскости расположением слоев из материала с одинаковым модулем упругости совпадает со срединной плоскостью [4]

$$Z_0 = \frac{E^E_1 \cdot t^2_k + E_{IO} \cdot t^2_t (2 \cdot t_k + t_t)}{2 \cdot (E^E_1 \cdot t_k + E_{IO} \cdot t_t)},$$

где E^E_1 , E_{IO} – модули упругости для активного и пассивного материала; t_k , t_t – толщины материалов соответственно.

2. Определить жесткости пластины биморфа при изгибе и приведенного коэффициента Пуассона.

$$\nu_{np} = \frac{\nu_k \cdot E^E_1 \cdot t_k + \nu_T \cdot E_{IO} \cdot t_T}{E^E_1 \cdot t_k + E_{IO} \cdot t_T},$$

$$D_{np} = \frac{1}{3 \cdot (1 - \nu_{np}^2)} \cdot \left[E^E_1 \cdot (Z_0^3 - (Z_0 - t_k)^3) \right] + E_{IO} \cdot \left[(Z_0 - t_k)^3 - (Z_0 - t_k - t_T)^3 \right],$$

где ν_k , ν_T – коэффициенты Пуассона для активного и пассивного материала.

3. Для преобразователей с тонкими биморфами , опретыми по контуру , при работе на низшей форме колебаний, определяются параметры эквивалентной схемы [5].

$$M = \pi a^2 \cdot (\rho_k t_k + \rho_t t_t)$$

$$M_{\text{экв}} = K_1 \cdot M$$

$$C_{\text{экв}} = \frac{a^2}{23D_{pp}}$$

где а – радиус пластины; ρ_k и ρ_t – плотности материалов соответственно; K_1 – коэффициент, определяемый способом крепления биморфа; M – масса биморфного элемента.

4. Рассчитываем коэффициент электромеханической трансформации.

$$n = 6.4 \cdot d_{31} \cdot E_{IOI}^E \cdot (t_k + 2(z_0 - t_k))$$

где d_{31} – пьезомодуль.

5. Эффективность преобразователя целесообразно оценивать коэффициентом электромеханической связи

$$k_{33} = \frac{d_{33}^2}{\epsilon_{33}^{\sigma} \cdot S_{33}^E}$$

где ϵ_{33}^{σ} – диэлектрическая проницаемость.

6. Определяем удельную акустическую мощность, развиваемую приложенным напряжением U .

$$W_{aud} = \frac{U^2 (\rho C_3^E) \cdot (1 - k_{33}^2)}{2 \cdot n^2 (\rho C) \cdot k_{33}^2} \cdot \epsilon_{33}^{\sigma} \cdot C_3^E$$

7. Находим резонансную частоту

$$f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{\alpha^2}{a^2} \cdot \sqrt{\frac{D_{np} \cdot S}{M}},$$

где α – коэффициент, зависящий от способа закрепления пластин.

Проведя расчет параметров по данному алгоритму, можно получить исходные характеристики проектируемого пьезоэлектрического излучателя. В зависимости от технических задач, поставленных перед проектированием, необходимо подбирать активный материал преобразователя и конструкцию его после проведенного анализа характеристик излучателя. Среди активных материалов широко используется пьезокерамика, но в перспективе открываются возможности использования новейших материалов , обладающих уникальными свойствами. Эти свойства обусловлены технологией получения керамики и керамических пленок [6] и вариацией химического состава материалов.

Список литературы

- Янчич, В. В. Перспективы применения интегрированных многофункциональных преобразователей в пьезоэлектрических датчиках механических величин / В. В. Янчич, А. Е. Панич, Вл. В. Янчич // Инженерный вестник Дона. – 2010. – № 3.
- Дюдин, В. Б. К энергетической оценки работы пьезоизлучателей малых размеров / В. Б. Дюдин, Г. Б. Тарасова // Известия ТРТУ. – 2013. – № 3. – С. 154–159.
- URL: <http://www.ntcexpert.ru/uc/ultrazvukovye-piezojelektricheskie-preobrazovateli>
- Богородский, В. В. Подводные электроакустические преобразователи / В. В Богородский. – Л. : Судостроение, 1983.
- Аронов, Б. С. Электромеханические преобразователи из пьезоэлектрической керамики / Б. С. Аронов. – Л. : Энергоатомиздат. Ленинградское отд-ние, 1990. – 272 с.
- Аверин, И. А. Особенности синтеза и исследования нанокомпозиционных пленок, полученных методом золь-гель технологии / И. А. Аверин, А. А. Карманов, Р. М. Печерская, И. А. Пронин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Физико-математические науки. – 2012. – № 2 (22). – С. 155–162.

ДВУХКООРДИНАТНЫЙ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИЙ АКСЕЛЕРОМЕТР

A. B. Motin, T. I. Murashkina

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Разработана конструктивная схема акселерометра, описаны принципы работы акселерометра.

Широкое внедрение волоконно-оптических технологий в ракетно-космической и авиационной технике требует разработки конструктивно-технологических решений волоконно-оптических акселерометров

(ВОА) на основе применения современных технологий, материалов, обеспечивающих их высокие метрологические и эксплуатационные характеристики, низкую себестоимость, высокую технологичность конструкции, работоспособность в жесточайших условиях эксплуатации, минимальные массо-габаритные характеристики. В связи с этим, разработка новой конструкции дифференциального волоконно-оптического акселерометра, удовлетворяющего перечисленным требованиям, является актуальной.

Разрабатываемый волоконно-оптический акселерометр предназначен для измерения ускорения по двум координатам X и Y за счет применения двух чувствительных элементов новой формы в одном корпусе, в которых закреплены четыре цилиндрические линзы. На рисунке 1 приведены конструктивные схемы упругих элементов осей X и Y.

Упругий элемент имеет H-образную форму и состоит из двух плоских пружин соединенных перемычкой. Нижние концы пружин закрепляются сваркой в цилиндр узла юстировки. Верхние концы имеют форму вилочки, для крепления линзы.

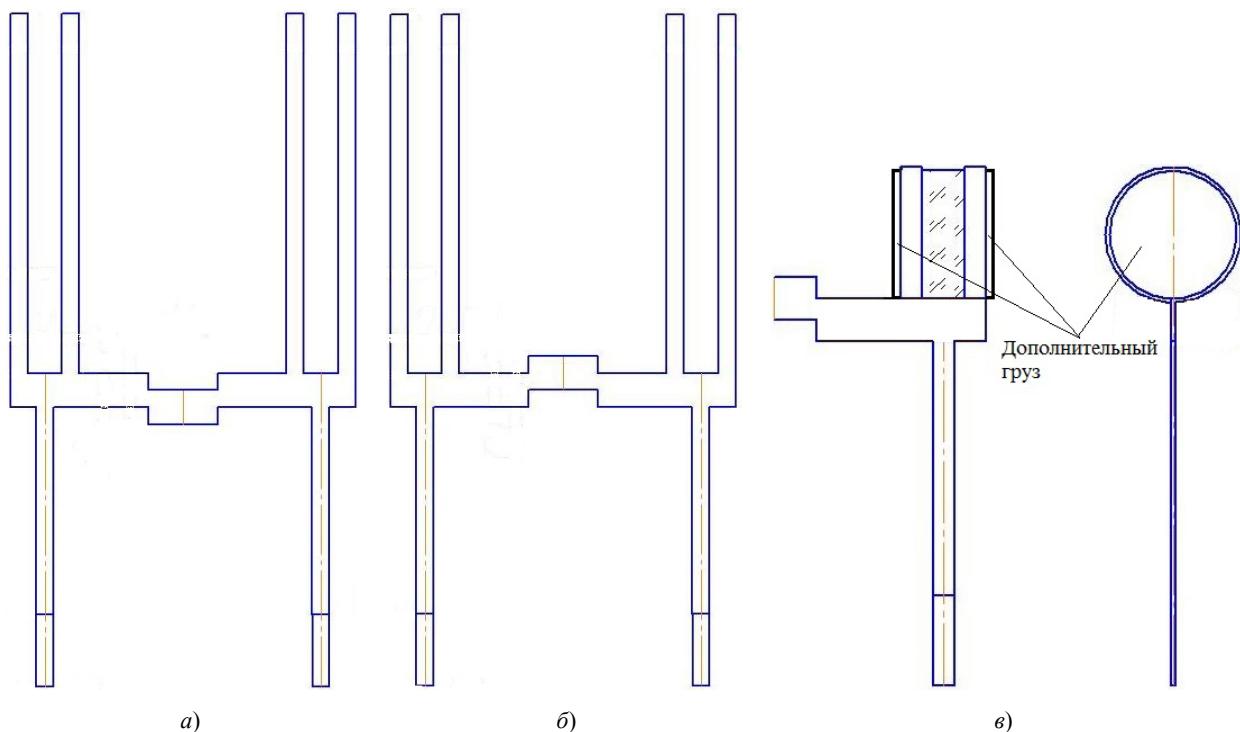


Рис. 1. Конструктивные схемы: а – упругий элемент оси X; б – упругий элемент оси Y;
в – схема крепления линзы и дополнительного груза

Перемычка упругого элемента оси X имеет по центру в верхней части паз для беспрепятственного перемещения упругого элемента оси Y, в свою очередь, перемычка упругого элемента оси Y тоже имеет паз, но расположен он на нижней части. Линза закрепляется на упругом элементе путем оборачивания верхних концов пружины вокруг линзы. Затем верхние концы привариваются к пружине импульсной сваркой. Использование упругого элемента такой конструкции имеет ряд преимуществ перед использованием одной плоской пружины. Так как используются две плоских пружины, то можно уменьшить габаритные размеры, в частности длину и толщину пружины, что ведет к уменьшению габаритов самого акселерометра. Две пружины без использования перемычки могут отклониться на разное расстояние, при равном ускорении, в виду погрешности при изготовлении, как самих пружин, так и линз. Использование перемычки устраняет этот недостаток.

При измерении малых ускорений массы линзы может быть недостаточно, поэтому возникает необходимость в закреплении на упругом элементе дополнительного груза.

Удобнее всего закрепить дополнительный груз непосредственно около линзы. В таком случае груз будет иметь форму диска радиусом равным радиусу линзы. Толщина такого диска подбирается исходя из необходимой массы. Дополнительный груз крепится к верхним концам пружины импульсной сваркой (см. рис. 1).

Варьируя массу груза при неизменных параметрах пружины можно использовать данный чувствительный элемент для широкого диапазона ускорений.

Конструктивная схема нового акселерометра представлена на рис. 2. На конструктивной схеме на виде сверху показаны только отводящие оптические волокна 6, и только один узел юстировки 4 из четырех.

Волоконно-оптический акселерометр состоит из корпуса 1, двух упругих элементов 2 в виде плоской пружиной П-образной формы, на верхних концах которых расположены четыре цилиндрические линзы 3, а нижние концы закреплены в узле юстировки 4, четырех подводящих 5 и четырех отводящих 6 оптических

волокон. Узел юстировки представляет собой цилиндр, который вставляется в отверстие в корпусе. Юстировка осуществляется подкладыванием под цилиндр шайб толщиной 0,01...0,1 мм с шагом 0,01 мм.

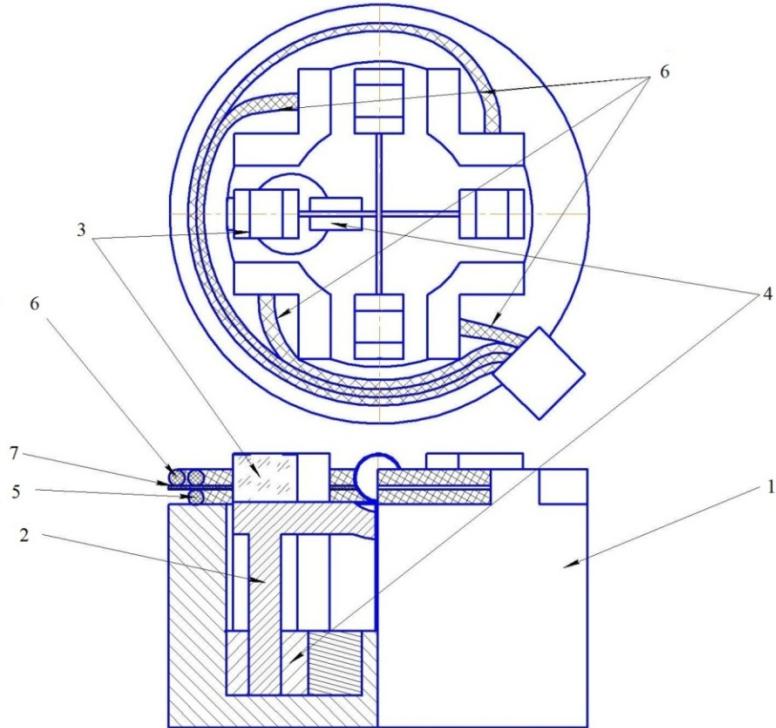


Рис. 2. Конструктивная схема разрабатываемого дифференциального волоконно-оптического акселерометра

Для предотвращения случайных перемещений узла юстировки в корпусе и на цилиндре имеются пазы, в которые вставляется шпонка. После юстировки цилиндр жестко скрепляется с корпусом импульсной сваркой.

Оптические волокна расположены в корпусе по кругу таким образом, чтобы избежать излишних изгибов.

Причем подводящие оптические волокна расположены под отводящими волокнами и разделены прокладкой 7. Главная оптическая ось подводящих волокон совпадает с главной оптической осью линзы. Так как в данном акселерометре реализуется дифференциальная схема, то прокладка между ПОВ и ООВ подбирается таким образом, чтобы в статическом состоянии изображение, формируемое на выходе из цилиндрической линзы, наполовину перекрывало ООВ.

Акселерометр работает следующим образом. При воздействии ускорения, происходит перемещение цилиндрических линз, закрепленных на упругих элементах в корпусе датчика в направлениях оси X и оси Y. Перемещение линз вызывает изменение интенсивности световых потоков. Световые потоки $\Phi_1(x)$, $\Phi_2(x)$, $\Phi_3(y)$ и $\Phi_4(y)$, прошедшие через линзы, по ООВ первого, второго, третьего и четвертого измерительных каналов поступают на приемники излучения ПИ1, ПИ2, ПИ3, ПИ4 первого, второго, третьего и четвертого измерительных каналов соответственно. Приемники излучения ПИ1, ПИ2, ПИ3, ПИ4 преобразуют оптические сигналы $\Phi'_1(x)$, $\Phi'_2(x)$, $\Phi'_3(y)$, $\Phi'_4(y)$ в электрические $I_1(x)$, $I_2(x)$, $I_3(y)$ и $I_4(y)$ соответственно.

При обработке сигнала с дифференциального волоконно-оптического акселерометра целесообразно сформировать отношение разности сигналов на выходе каналов к их сумме:

$$I(x) = \frac{I_1(x) - I_2(x)}{I_1(x) + I_2(x)} \quad (1)$$

$$I(y) = \frac{I_3(y) - I_4(y)}{I_3(y) + I_4(y)} \quad (2)$$

В этом случае снижается влияние на точность измерения неинформативных изгибов волоконно-оптического кабеля, изменения мощности излучения ИИ и чувствительности ПИ, так как данные факторы вызывают пропорциональные изменения сигналов в каналах, которые не влекут изменения отношения

Заключение. Использование дифференциальной схемы преобразования оптических сигналов позволяет измерять ускорение сразу в двух координатах, повысить чувствительность акселерометра за счет применения упругого элемента новой формы и уменьшения потерь света в оптических волокнах., уменьшить массо-габаритные показатели благодаря уменьшению изгибов волокон и улучшенной компоновки их в корпусе акселерометра, повысить надежность акселерометра.

Список литературы

1. Конструктивно-технологическое исполнение дифференциального волоконно-оптического датчика ускорений / А. С. Щевелев, С. Н. Базыкин, Т. И. Мурашкина // Надежность и качество : тр. Междунар. симп. : в 2 т. / под ред. Н. К. Юркова. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2010. – Т. 1. – С. 498–500.

МЕТОДИКА ВЫБОРА ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЫ ДЛЯ РАДИОЛУЧЕВЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ ОХРАНЫ, ИСПОЛЬЗУЮЩИХ ВЕЙВЛЕТ ФРЕНЕЛЯ

A. M. Надобный

В статье рассматриваются критерии выбора элементной базы для радиолучевых технических средств охраны, использующих для детектирования нарушителя алгоритм на базе вейвлет-функции Френеля.

Охранные системы широко используются в современном мире. Территории различных организаций и предприятий, склады, военные объекты – это лишь небольшой список, где может найти применение охранная техника.

Такие системы совершенствуются год от года, повышая надежность, точность, быстродействие. Появляются новые способы уменьшения влияния шумов и помех на работоспособность устройств детектирования нарушителя. Используются различные среды для обнаружения нарушителя, среди которых применение радиолокации.

Двунаправленные однолучевые радиолокационные технические системы охраны (РЛ ТСО) обладают простой структурой, высокой помехоустойчивостью, абсолютно не чувствительны к мелким объектам и климатическим явлениям (дождь, снег и т. п.). Математический аппарат, обеспечивающий работоспособность таких систем основывается на вейвлет-преобразовании сигнала $S(t)$ (1).

$$\Psi(a, b) = \frac{1}{a} \int_{-\infty}^{\infty} \psi\left(\frac{b-t}{a}\right) S(t) dt. \quad (1)$$

Преобразование выполняется с помощью функции Френеля, ограниченной колоколообразной кривой (2). Такая функция отвечает основным требованиям вейвлета: ограниченность во временной и частотной областях.

$$\psi(t) = e^{-\frac{t^2}{2}} \cos(gt^2), \quad (2)$$

Особенности использования этого вейвлет-преобразования были подробно рассмотрены в работе [1], поэтому особого внимания ей уделено не будет.

Стоит отметить, что совершенствуется не только математический аппарат обработки сигналов, но и элементная база устройств. Аналоговые элементы уступают свое место цифровым, повышается тактовая частота микропроцессоров и микроконтроллеров, увеличиваются объемы памяти запоминающих устройств, морально устаревшие микросхемы снимаются с производства. Все это ведет к непрерывному обновлению структуры устройств, их совершенствованию и модернизации.

Вопрос цена-качество до сих пор играет не малую роль при поиске замены элементов. Но при использовании такого сложного математического аппарата, как вейвлет-преобразование, характеристики устройств системы могут оказаться весьма критичными. В данной работе будет предложена методика выбора элементной базы для РЛ ТСО.

Для успешной обработки сигнала нужно обеспечить необходимую точность преобразования аналогового сигнала в цифровой, достаточный объем памяти для хранения отсчетов и возможность обработки сигнала в режиме реального времени.

С этой целью целесообразно определиться с параметрами самой системы: ширина мертвых зон (минимальное расстояние от нарушителя до приемника или передатчика – R_m), ширина охраняемой зоны (R), максимальная скорость перемещения нарушителя (V_{max}), длина волны (λ), формируемая передатчиком. Кроме того следует ограничить временной диапазон длительности вейвлет-образа, на котором можно однозначно детектировать нарушителя. Иными словами, необходимо определить количество осцилляций вейвлет-образа (N_{osc}).

Значение параметра g определяется исходя из требований задачи с учетом ширины охраняемой зоны, минимальной скорости перемещения нарушителя, при которой необходимо выполнять вейвлет-преобразование. Вычисления производятся по следующей формуле:

$$g = \frac{4\pi V_m^2}{AB_m \left(1 - \frac{(N_{osc})^2}{R_m^2}\right)}, \quad (4)$$

где V_n – скорость нарушителя (м/с); x_n – расстояние от нарушителя до центра охраняемой зоны (м); R_m – ширина охраняемой зоны (м).

Значение коэффициента с напрямую зависит от параметра g и количества осцилляций эталонного сигнала, которых будет достаточно для выполнения корреляционного анализа. Расчет выполняется по следующей формуле:

$$c = \sqrt{\frac{4\pi(N-1)}{g}}, \quad (5)$$

где N – количество осцилляций.

После формирования параметров исходного вейвлета необходимо определить разрешающую способность по масштабу, то есть способность системы различать один эталон от другого. Разрешающая способность напрямую зависит от количества осцилляций, используемых в эталоне:

$$da = \frac{1}{\sqrt{N-1}}. \quad (6)$$

Также для корректного построения системы необходимо определить количество вейвлет образов, необходимых для безошибочной работы системы:

$$N_{wave} = \log_{da} \left(\frac{s_{min}}{s_{max}} \right), \quad (7)$$

где N_{wave} – количество вейвлет-образов; s_{max} – максимальное значение коэффициента g , которое может быть достигнуто при вейвлет анализе (рад/с); s_{min} – параметр вейвлета, рассчитанный при минимальных параметрах (рад/с).

Максимальное значение s_{max} определяется по формуле (4), учитывая максимальную скорость перемещения нарушителя и минимальное расстояние от нарушителя до приемника или передатчика.

Последним этапом построения математической модели вейвлет образа является определение временного промежутка, на котором будет проводиться вейвлет-анализ. Ширина этого интервала будет соответствовать N -ному корню (N – количество осцилляций в эталоне) уравнения $v(t) = 0$, при минимальных значениях параметров g и c .

После построения математической модели вейвлет-образа можно приступить к подбору элементной базы, а именно выбору аналогово-цифрового преобразователя (АЦП), обрабатывающего устройства.

При выборе АЦП следует руководствоваться теоремой Котельникова, которая гласит, что, если аналоговый сигнал имеет конечный (ограниченный по ширине) спектр, то он может быть восстановлен однозначно и без потерь по своим отсчетам, взятым с частотой, строго большей удвоенной верхней частоты.

Верхняя частота эталонного вейвлета зависит от количества осцилляций (рис. 5,а) и предельных значений скорости нарушителя (рис. 5,б) и его расстояния до центра охраняемой зоны (рис. 5,в).

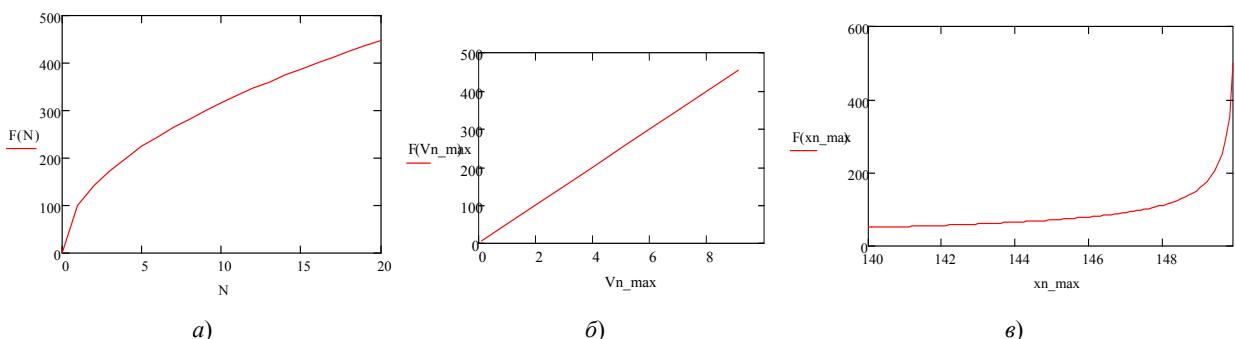


Рис. 5. Зависимость частоты дискретизации от параметров вейвлета

На рис. 5 приняты следующие обозначения: $F(N)$ – функциональная зависимость частоты дискретизации от количества осцилляций эталонного вейвлета (Гц); N – количества осцилляций эталонного вейвлета; $F(Vn_{max})$ – функциональная зависимость частоты дискретизации от максимально допустимой скорости перемещения нарушителя (Гц); Vn_{max} – максимально допустимая скорость перемещения нарушителя (м/с); $F(xn_{max})$ – функциональная зависимость частоты дискретизации от максимально допустимого расстояния между центром охраняемой зоны и нарушителем (Гц); xn_{max} – максимально допустимое расстояние расстояние между нарушителем и центром охраняемой зоны (м).

Устройство обработки, должно выполнять вейвлет анализ сигнала входного сигнала за время, не превышающее двух периодов дискретизации сигнала. Наиболее приемлемыми для выполнения этой задачи являются цифровые сигнальные микропроцессоры, обладающие высоким быстродействием.

За время выполнения вейвлет-преобразования должно быть произведено N операций сложения и N операций умножения, таким образом все преобразование выполняется за время:

$$T_{\text{вн}} = 2Nt_{\text{вн}}. \quad (8)$$

Учитывая, что количество операций N соответствует количеству отсчетов вейвлета, и зная частоту дискретизации и интервал вейвлет-преобразования, выразим значение $t_{\text{вн}}$:

$$t_{\text{вн}} = \frac{1}{f_{\text{диск}} T_{\text{вн}}}. \quad (9)$$

Объем памяти для хранения эталонных сигналов будет определяться по формуле:

$$V_{\text{пам}} = N_{\text{вн}} T_{\text{вн}} F_{\text{диск}}, \quad (10)$$

где $V_{\text{пам}}$ – объем памяти, требуемый для хранения эталонов (байт); $N_{\text{вн}}$ – количество вейвлет-образов; $T_{\text{вн}}$ – длительность вейвлета (с); $F_{\text{диск}}$ – частота дискретизации (Гц).

Исходя из выражений (9) и (10), можно сделать вывод, что аппаратные требования для реализации системы, будут повышаться с увеличением интервала вейвлет-образа и частоты дискретизации.

Для снижения аппаратных требований к системе можно применить одну из следующих мер:

- уменьшение количества осцилляций эталонных вейвлетов;
- повышение нижнего порога скорости перемещения нарушителя;
- понижение нижнего порога скорости перемещения нарушителя;
- увеличение «мертвой зоны» охранной системы.

Последние два метода являются нежелательными, так как снижают эффективность работы РЛСО, и их рекомендуется использовать только в крайних случаях, например при ограниченной частоте дискретизации.

Уменьшение количества осцилляций рекомендуется использовать при недостатке памяти устройства, так как этот параметр определяет количество эталонных образов.

Повышение нижнего порога скорости позволяет значительно снизить длительность вейвлета, что приводит к увеличению быстродействия работы системы.

Таким образом, вейвлет-преобразование можно использовать в системах РЛСО, с целью повышения порога обнаружения нарушителя. Причем использование достаточно сложного алгоритма вейвлет-анализа никак не скажется на производительности системы, с учетом корректно подобранных параметров и технического обеспечения.

Список литературы

1. Сальников, И. И. Анализ пространственно – временных параметров удаленных объектов в информационных технических системах / И. И. Сальников. – М. : Физматлит, 2011.
2. Сальников, И. И. Растворные пространственно-временные сигналы в системах анализа изображений / И. И. Сальников. – М. : Физматлит, 2009.

КОНСТРУКТИВНАЯ СХЕМА И ОЦЕНКА ХАРАКТЕРИСТИК ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ДАТЧИКА ТЕМПЕРАТУРЫ ТОРМОЖЕНИЯ ДЛЯ ДВИГАТЕЛЯ ВЕРТОЛЕТА

A. A. Палладий

ОАО «Казанский завод «Электроприбор», г. Казань, Россия

K. B. Савинов, B. M. Солдаткин

Казанский национальный исследовательский технический университет им. А. Н. Туполева, г. Казань, Россия

Рассматривается конструктивная схема датчика температуры торможения в рабочей камере двигателя вертолета, построенного на основе термокамеры закрытого типа. Приводится оценка тепловой постоянной времени и инструментальной погрешности датчика.

Для контроля режима работы авиационных двигателей широко используются термопары, распределенные по камере сгорания [1].

Повышенные рабочие температуры являются причиной окисления и изменения характеристик чувствительных элементов термопары, непосредственно контактирующих с рабочей средой. Это определяет актуальность разработки термопар с защитными устройствами чувствительных элементов от прямого воздействия температуры газового потока, удовлетворяющих требованиям по динамическим свойствам и инструментальной точности. При этом для повышения надежности датчика температуры практический интерес представляют кабельные термопары в виде комбинации двух и более идентичных термопар с общими рабочими (горячими) спаями и независимыми измерительными каналами.

ОАО «Казанский завод «Электроприбор» совместно с Казанским национальным исследовательским техническим университетом им. А.Н. Туполева-КАИ проводят разработку закрытой кабельной термопары с защитным чехлом, совмещенным с камерой торможения, для двигателя вертолета.

На рис. 1 приведена конструктивная схема закрытой кабельной термопары с камерой торможения.

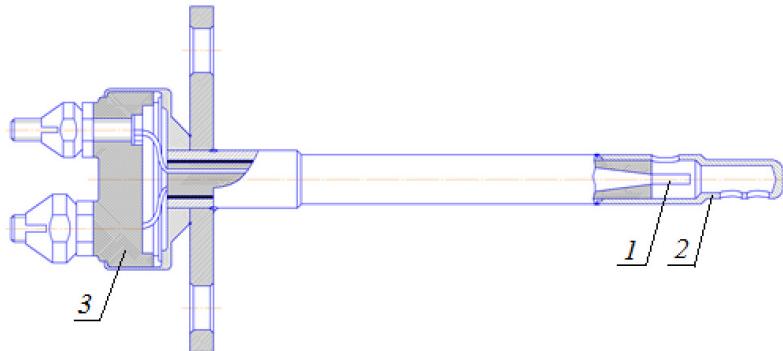


Рис. 1. Конструктивная схема датчика температуры на основе закрытой кабельной термопары с защитным чехлом, совмещенном с камерой торможения

Кабельная термопара в виде комбинаций двух идентичных термопар с общим горячим спаем закрыта тонким герметичным колпачком 1, выполненным из стали марки 12Х18Н10Т, который обеспечивает защиту чувствительных элементов термопары от непосредственного контакта с высокотемпературным газовым потоком.

Для обеспечения надежной работы кабельной термопары в условиях силового воздействия высокотемпературных газовых потоков предусмотрен защитный чехол 2, изготовленный из жаропрочного материала марки RX18Н9Т. В защитном чехле 2 предусмотрены два окна: диаметром 4 мм – для втекания контролируемого газового потока в зону расположения горячего спая кабельной термопары и выходного окна в виде двух отверстий диаметром 5 мм для того, чтобы заторможенный газовый поток вышел наружу.

Изоляция термоэлектродов кабельной термопары осуществляется спрессованным порошком оксида магния. Так как электроды термопар являются весьма тонкими (до 0,2 мм) и с большим погонным сопротивлением, то для повышения прочности и уменьшения сопротивления измерительной цепи во втулке 3 они наращиваются проводниками большего диаметра из того же материала, которые являются выводами термопары.

На рис. 2 приведена структурная схема термоэлектрического датчика температуры торможения, определяющая цепь преобразования контролируемой температуры T газового потока в рабочей камере двигателя вертолета в выходной сигнал, например, в цифровой форме N .

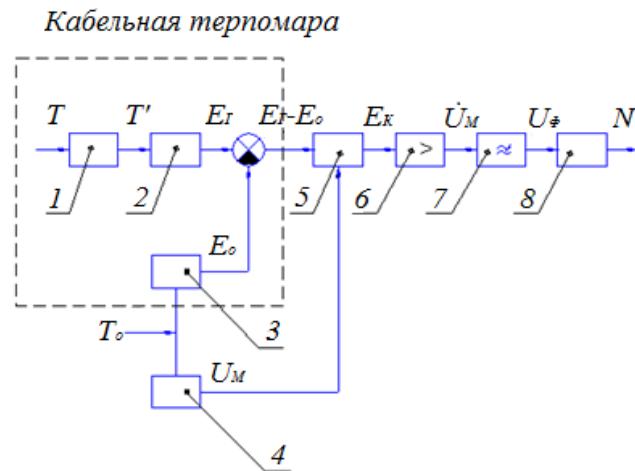


Рис. 2. Структурная схема термоэлектрического датчика температуры газового потока в рабочей камере двигателя вертолета

Вследствие методической погрешности из-за торможения потока газа [2] и инерционных свойств герметичного колпачка 1, горячий спай 2 термопары воспринимает не истинное значение контролируемой температуры T , а ее искаженное значение T' , пропорционально которому возникает термо-эдс рабочего спая E_r . Вынесенный за пределы измеряемой среды холодный спай 3 находится при некоторой постоянной температуре T_0 , вследствие чего возникает термо-эдс холодного спая E_0 , для компенсации которой введен компенсационный мост 4, находящийся также при температуре T_0 . На клеммах термопары будет разность термо-эдс горячего и холодного спаев $E_r - E_0$. Выходной сигнал термопары передается по соединительным компенсационным проводам на вход усилителя 6, а затем – на вход фильтра низких частот 7 и далее на

вход электроизмерительной схемы 8 для линеаризации характеристики и представления выходного сигнала в требуемой форме, например в виде цифрового кода N .

Тепловая постоянная времени термопары, определяющая динамические характеристики термоэлектрического датчика температуры торможения, представляет собой сумму следующих составляющих:

1. Постоянной времени T_1 , нагрева термочувствительного элемента (термоэлектродов) термопары без защитного колпачка, которую без учета отвода тепла вдоль термоэлектродов можно представить как

$$T_1 = \frac{CpM}{kS} = \frac{Cp(\rho_1 + \rho_2)d}{4k},$$

где Cp – удельная теплоемкость термопары, Дж/кг·°С; M – масса термопары, кг; k – коэффициент теплоотдачи термопары, Вт/м·°С; S – площадь поверхности термопары, м²; d – диаметр термоэлектродов, м; ρ_1 и ρ_2 – плотности материалов термоэлектродов, кг/м³.

2. Тепловой постоянной времени T_2 защитного колпачка, которую при допущении, что защитный колпачок – это стальной цилиндр, можно представить в виде

$$T_2 = \frac{Cp \cdot \rho(R_1^2 - R_2^2)}{2 \cdot k \cdot R_1},$$

где R_1 и R_2 – внешний и внутренний радиус чехла; ρ – удельная плотность материала защитного колпачка.

Как показали расчеты, для разрабатываемой кабельной закрытой термопары с защитным чехлом общая тепловая постоянная времени не превышает 2,6 с.

Рассматриваются особенности технологического процесса изготовления закрытой кабельной термопары термоэлектрического датчика температуры для двигателя вертолета, контроля и идентификации характеристик параллельных измерительных каналов.

Среди источников погрешностей термоэлектрического датчика температуры торможения для двигателя вертолета можно выделить [2]:

- температурные методические погрешности, связанные с изменением температуры холодного спая и соединительной линии;
- погрешности, обусловленные влиянием паразитных термо-ЭДС;
- температурные инструментальные погрешности, обусловленные изменением сопротивления измерительной цепи;
- погрешности от влияния посторонних магнитных полей;
- погрешности, связанные с плохим контактом в месте спая и раскалибровкой;
- погрешности шунтирования из-за термопары электроизмерительной схемой и гальванического эффекта.

Проводится анализ и пути уменьшения указанных составляющих погрешности термоэлектрического датчика температуры торможения для двигателя вертолета.

Как показали расчеты, результирующая погрешность разрабатываемого термоэлектрического датчика температуры торможения закрытого типа для двигателя вертолета не превышает 0,2 %.

Полученные оценки динамических свойств и относительной погрешности свидетельствуют о перспективах применения термоэлектрического датчика температуры торможения на основе кабельной термопары закрытого типа в двигателях вертолета различного класса.

Список литературы

1. Авиационные приборы и измерительные системы / под ред. В. Г. Воробьева. – М. : Транспорт, 1981. – 391 с.
2. Боднер, В. А. Приборы первичной информации : учебник для авиационных вузов / В. А. Боднер. – М. : Машиностроение, 1981. – 344 с.

АЛГОРИТМИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ РАБОТЫ МАГНИТОМЕТРИЧЕСКОГО ДАТЧИКА

A. A. Прыщак, B. A. Дудкин

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

C. Ю. Кочергин

ПО «Научно-исследовательский и конструкторский институт», г. Заречный, Россия

Рассмотрены два способа повышения помехоустойчивости работы магнитометрического датчика наземных целей при воздействии грозовых разрядов и приведена их сравнительная оценка.

Магнитометрические датчики (ММД) в настоящее время находят достаточно широкое применение в охранных и разведывательно-сигнализационных приборах и комплексах [1]. Они являются основным эле-

ментом магнитометрических средств обнаружения (МСО), предназначенных для выявления несанкционированного проникновения на охраняемую территорию нарушителя с ферромагнитными предметами (холодное и огнестрельное оружие, элементы одежды и т.д.) или на транспорте.

Основными достоинствами средств обнаружения, основанных на ММД, являются устойчивость ко многим климатическим и природным явлениям, пассивный характер работы, что делает МСО хорошо маскируемыми, а также нечувствительность к перемещению в зоне обнаружения животных, которые являются источниками помех для средств обнаружения других типов.

Несмотря на то, что большинство погодных условий не оказывают влияния на работу МСО, магнитометрические датчики сильно подвержены влиянию грозовых разрядов и ближайших токов. Последние весьма непредсказуемы и маловероятны, в то время как грозовые разряды происходят гораздо чаще, поэтому для борьбы с ними требуются дополнительные методы и средства, о которых пойдет речь в данной статье.

На рис. 1 приведены примеры сигналов магнитометра ДАКЖ. 425129.010 производства ФГУП ФНПЦ «ПО «Старт».

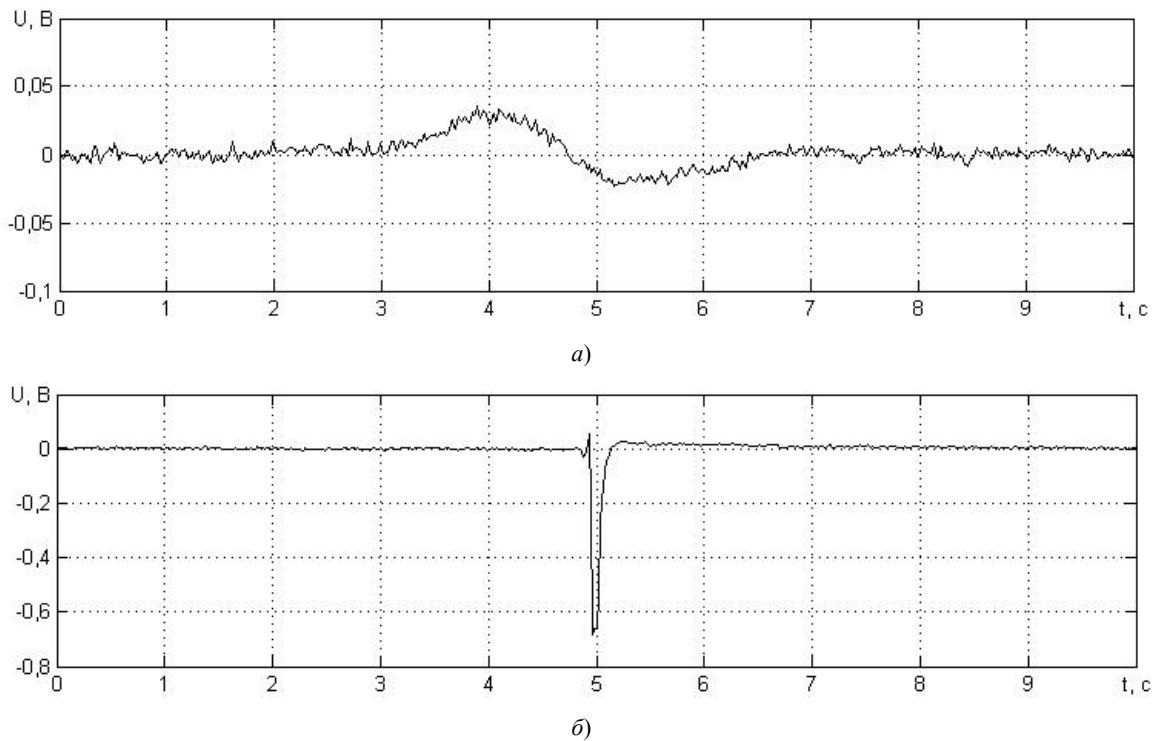


Рис. 1. Сигнал ММД при проезде легкового автомобиля с траверзом 15 м относительно датчика (а) и сигнал от грозового разряда (б)

Из рис. 1 видно, что помеха от грозового разряда по амплитуде существенно превышает уровень сигнала от проезда автомобиля с траверзом 15 м, но имеет существенно меньшую длительность.

Сигналы полезного сигнала и импульсной помехи в частотной области представлены на рис. 2.

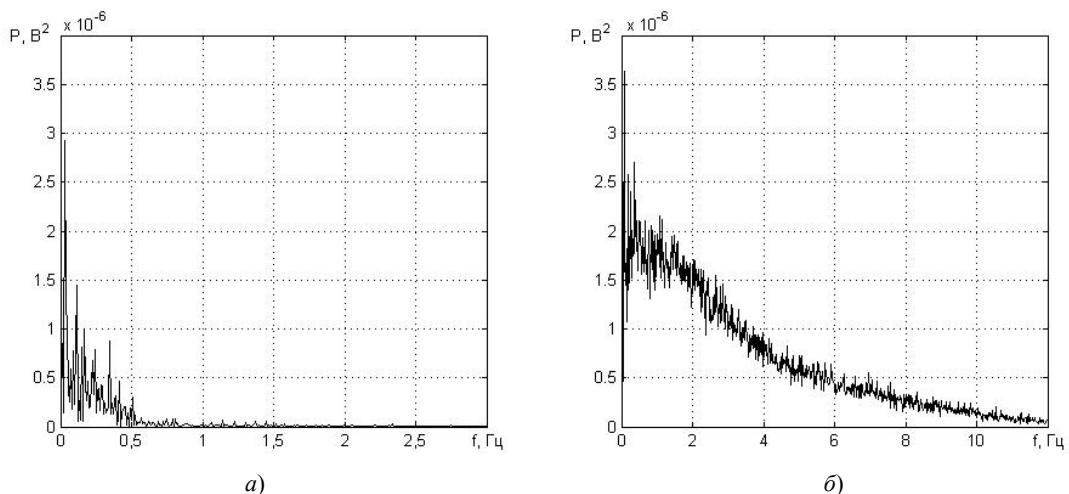


Рис. 2. Спектры мощности полезного сигнала (а) и помехи (б)

Из рис. 2 видно, что ширина спектров рассматриваемых сигналов различна, однако сами спектры лежат в одной частотной области, поэтому применение фильтрации в данном случае не является эффективным методом. В связи с широким развитием вычислительной техники более целесообразным является использование программных методов повышения помехоустойчивости магнитометрических СО.

Один из таких методов основан на анализе скорости нарастания входного сигнала путем вычисления модуля его производной (рис. 3).

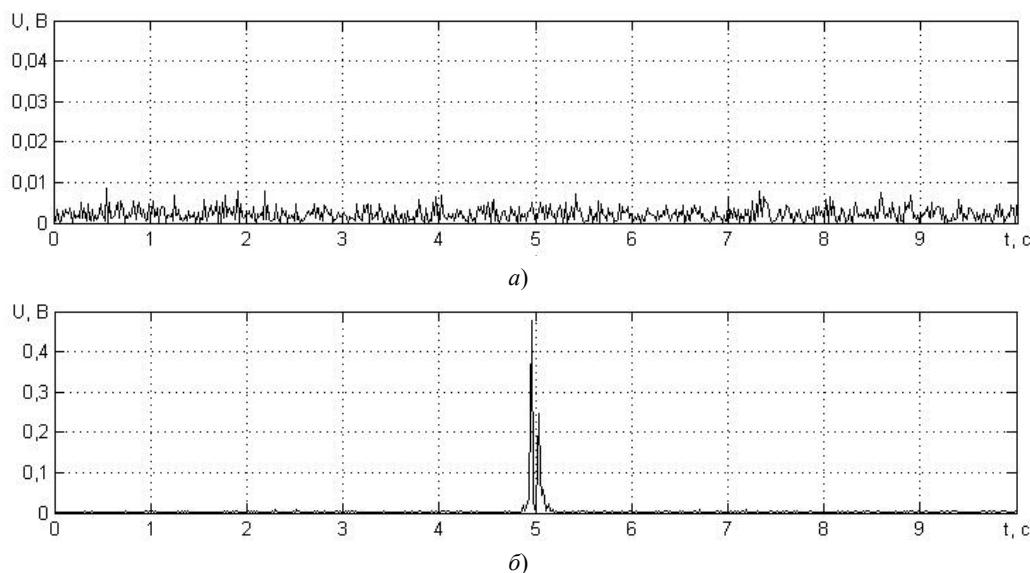


Рис. 3. Графики абсолютных значений производных полезного сигнала (а) и импульсной помехи (б)

Рассмотрим пример использования данного метода в алгоритме обработки сигнала. Пусть характерным признаком полезного сигнала является разница между его максимальным и минимальным значениями в текущем временном окне. Для подавления импульсных помех необходимо выполнить пересчет значения признака в соответствии с выражением:

$$S_{\text{разн}} = \begin{cases} S_{\max} - S_{\min}, & \text{при } \frac{dS}{dt} \leq D \\ K \cdot (S_{\max} - S_{\min}), & \text{при } \frac{dS}{dt} > D \end{cases}, \quad (1)$$

где K – коэффициент, выбираемый в диапазоне 0...1; D – пороговое значение производной.

Выбирая значение коэффициента K , можно регулировать степень подавления импульсной помехи.

На рис. 4 представлены графики изменения информативного признака при наличии на входе импульсной помехи.

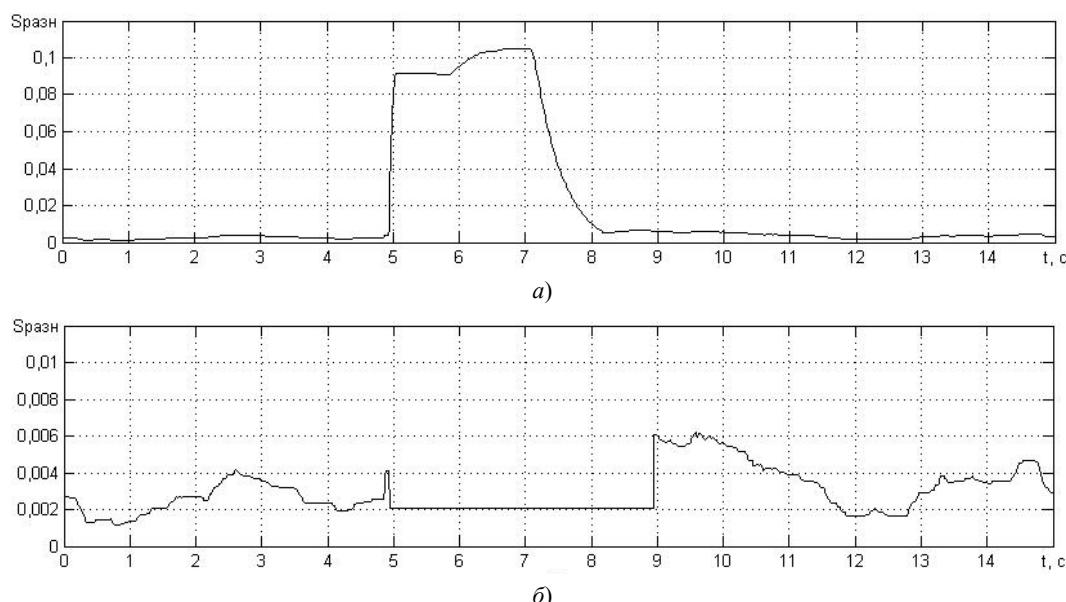


Рис. 4. Графики информативного признака сигнала грозового разряда до (а) и после обработки (б)

Ввиду того, что производная от полезного сигнала не превышает порогового значения D , пересчета информативного признака не происходит (рис. 5).

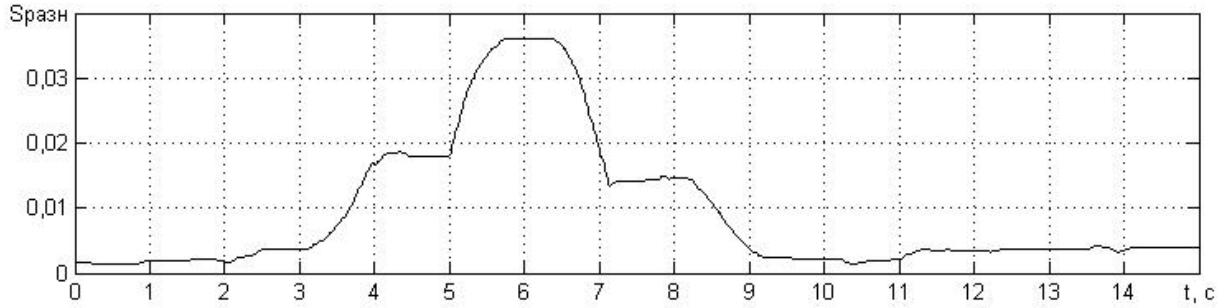


Рис. 5. График информативного признака полезного сигнала

Из рис. 4 и 5 видно, что в результате подавления импульсных помех становится возможным задание такого порогового значения для информативного признака, который позволяет определить наличие полезного сигнала, не реагируя при этом на импульсные помехи или шумы.

Существует другой метод подавления импульсных помех, основанный на анализе так называемого пикфактора сигнала. Пикфактором (ПФ) сигнала называется отношение максимального значения выпрямленного сигнала к его среднему значению

$$pf = S_m / S_{cp} \quad (2)$$

Как было отмечено выше, импульсная помеха характеризуется высокой амплитудой и малой длительностью, поэтому значение ПФ у грозового разряда больше, чем у полезного сигнала (рис. 6).

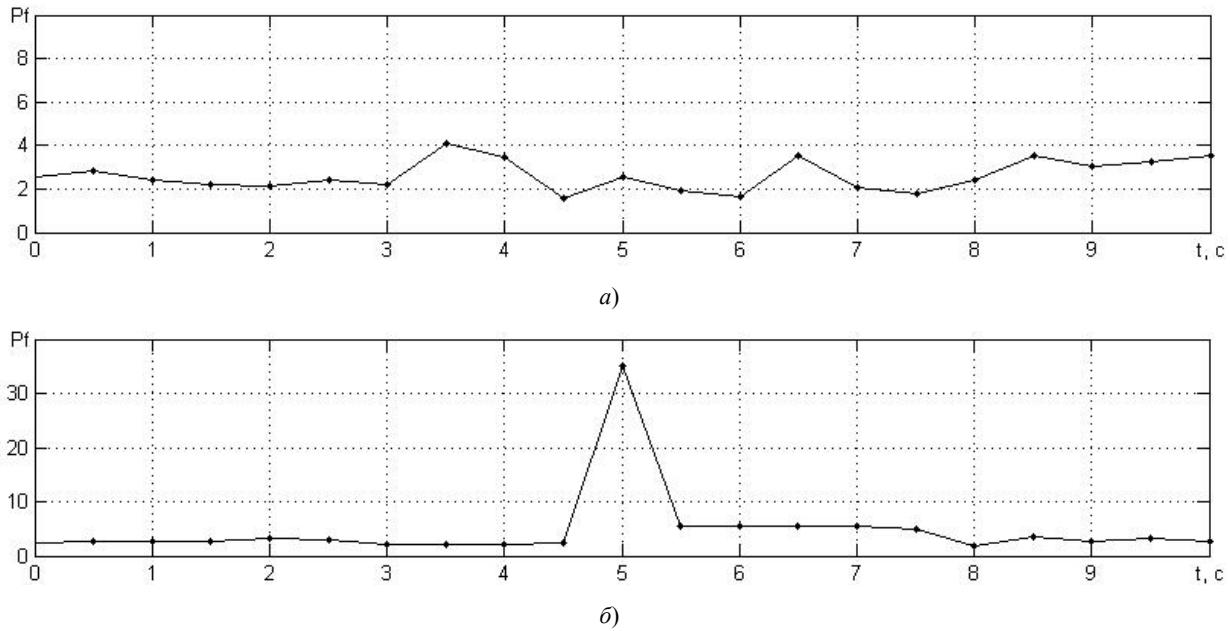


Рис. 6. Пикфактор полезного сигнала (а) и импульсной помехи (б)

Использовать свойство ПФ импульсной помехи можно следующим образом. Пусть характерным признаком полезного сигнала является его средневыпрямленное значение S_{cp} в текущем временном окне и решение об обнаружении принимается при превышении этим признаком выбранного порогового значения. В этом случае нивелирование действия помехи можно осуществлять, корректируя расчетное значение S_{cp} в каждом текущем окне n с использованием правила:

$$(S_{cp})_n = \begin{cases} (S_{cp})_n, & \text{при } pf_n \leq P \\ K \cdot (S_{cp})_{n-1}, & \text{при } pf_n > P \end{cases}, \quad (3)$$

где K – коэффициент подавления импульсной помехи, выбираемый аналогично предыдущему методу; P – порог учета ПФ (pf), который в рассмотренном примере можно принять $P = 4$.

Графики средневыпрямленного значения сигнала с учетом выражения 3 показаны на рис. 7.

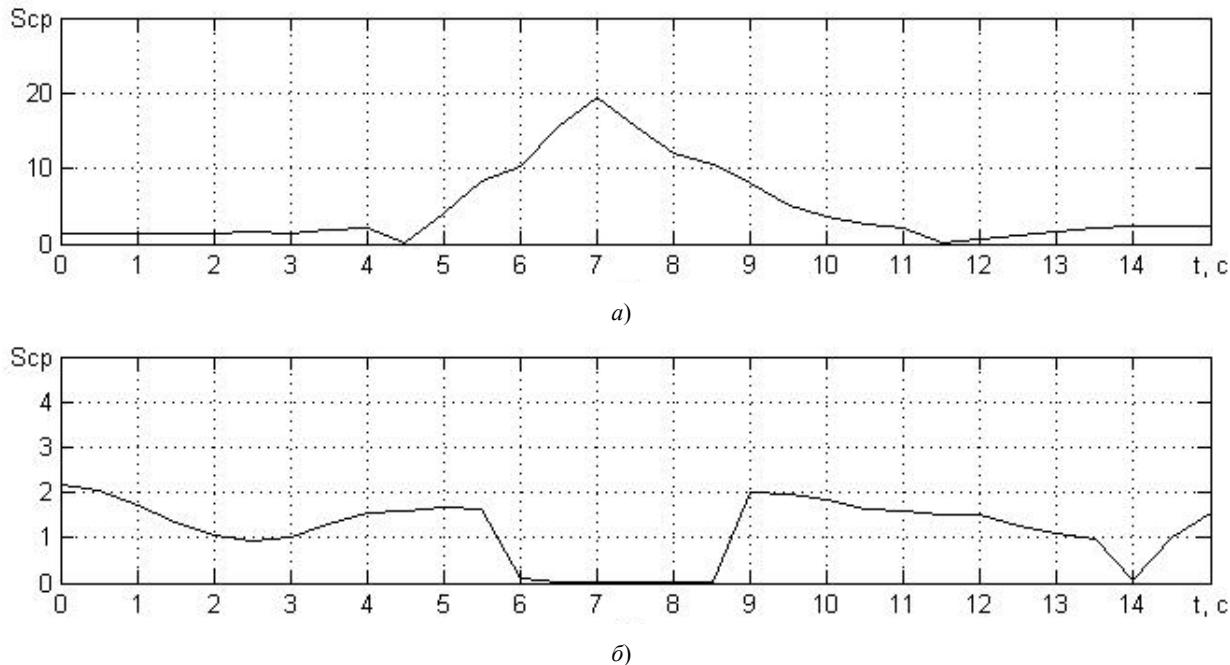


Рис. 7. Средневыпрямленные значения полезного сигнала (а) и импульсной помехи (б)

Рис. 7 показывает, что аналогично предыдущему методу имеется возможность установить порог, при котором происходит обнаружение полезного сигнала и отсутствует реакция на грозовые разряды или шумы.

При выборе одного из представленных выше методов предпочтение стоит отдавать алгоритму с анализом пикфактора, так как он быстрее реагирует на импульсные помехи и своевременно подавляет их. Кроме этого, использование в качестве информативного признака средневыпрямленного значения сигнала позволяет сгладить небольшие выбросы и помехи с другой природой происхождения.

Следует отметить, что в реальных условиях эксплуатации магнитометрических датчиков сигналы помех могут быть несколько иными, так как изменения магнитного поля при грозовых разрядах непредсказуемы. В данной ситуации использование магнитометрических средств обнаружения в качестве самостоятельных устройств становится нецелесообразным. В то же время их работа в комплексе со средствами обнаружения, основанными на других физических принципах [2], позволяет существенно повысить вероятностные характеристики обнаружения.

Список литературы

1. Звежинский, С. С. Средства обнаружения и системы охранной сигнализации : учеб. пособие / С. С. Звежинский, В. А. Иванов ; под общ. ред. проф. А. В. Петракова. – М. : МТУСИ, 2008. – 260 с.
2. Волчихин, В. И. Системный анализ проблем развития быстроразворачиваемых разведывательно-сигнализационных комплексов охраны позиционного района / В. И. Волчихин, В. А. Первунинских // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2008. – Спецвыпуск № 1. – С. 4–16.

МЕТОДИЧЕСКИЕ ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ПОЛЯРИЗОВАННОСТИ АКТИВНЫХ ДИЭЛЕКТРИКОВ В ЗАВИСИМОСТИ ОТ НАПРЯЖЕННОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ

E. A. Печерская, D. B. Рябов, I. M. Гладков

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Проанализированы методические погрешности измерения поляризованности в зависимости от напряженности электрического поля при использовании переменного измерительного сигнала и комбинированного – в виде постоянного смещения и переменной составляющей. Даны рекомендации по снижению методической составляющей погрешности измерений.

На этапах проектирования устройств функциональной электроники на основе активных диэлектриков, в том числе, ячеек памяти запоминающих устройств, малогабаритных конденсаторов, вариоников, а также при контроле параметров в технологических процессах изготовления указанных устройств, проводится измерение диэлектрических параметров сегнетоэлектриков в зависимости от влияющих факторов [1].

Наиболее часто измерению подлежат емкость C , поляризованность P как функции напряженности электрического поля E , поскольку по ним возможно косвенное определение других диэлектрических параметров, таких как относительная диэлектрическая проницаемость ϵ , тангенс угла диэлектрических потерь $\operatorname{tg}\delta$.

Методы и средства измерений параметров активных диэлектриков проанализированы в работе [2], структура автоматизированной системы для измерения параметров активных диэлектриков рассмотрена в статье [3]. Системный подход к разработке и управлению качеством материалов предложен в работе [4]. Необходимо отметить, что на методические погрешности измерений помимо вида измерительного сигнала оказывают влияние погрешности модели активного диэлектрика, которые аналитически установлены в статье [5].

При использовании переменного измерительного сигнала $E(t) = E_m \sin 2\pi ft$, где f – частота, имеет место динамическая погрешность Δ_{din} , обусловленная инерционностью аналоговых и цифровых средств измерений. Ниже получена формула для расчета максимальной динамической погрешности измерения напряженности электрического поля $(\Delta_{din})_m$, возникающая в интервалах времени t от $\frac{n}{2f}$ до $t_1 + \frac{n}{2f}$, где

t_1 – время измерения, следующее за моментом перехода функции $E(t)$ через ноль, t_1 определяется временем установления выходного сигнала и зависит от аппаратной части измерительной системы; $n = 0, 1, 2, \dots$.

Максимальная динамическая погрешность описывается следующим выражением:

$$(\Delta_{din})_m = E_m \sin 2\pi f t_1. \quad (1)$$

Теперь рассмотрим измерения на комбинированном измерительном сигнале: постоянное смещение U_0 служит для задания рабочих точек, то есть дискретных значений напряженности электрического поля E_0 . Амплитуда гармонического сигнала U_{m0} выбирается такой, чтобы на интервале $U \in [U_0 - U_{m0}; U_0 + U_{m0}]$ емкость сегнетоэлектрического образца C можно было принять постоянной. При этом должно выполняться условие:

$$C_i - C(t_k) \leq \Delta C_d,$$

где ΔC_d – предельно допустимое значение погрешности, обусловленное дискретизацией зависимости $C(E)$; C_i – усредненное значение емкости на интервале измерительного сигнала, которое определяется формулой:

$$C_i = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N C_i(t_k), \quad (2)$$

где $C_i(t_k)$ – мгновенное значение емкости в момент времени t_k , N – количество измерений за период переменного сигнала.

В работе исследуется сегнетокерамика на основе титаната бария, зависимость $C(E)$ получена в результате многократных измерений, фрагмент зависимости и форма измерительного сигнала представлены на рис. 1, что необходимо для пояснения аналитического выражения возникающей методической погрешности.

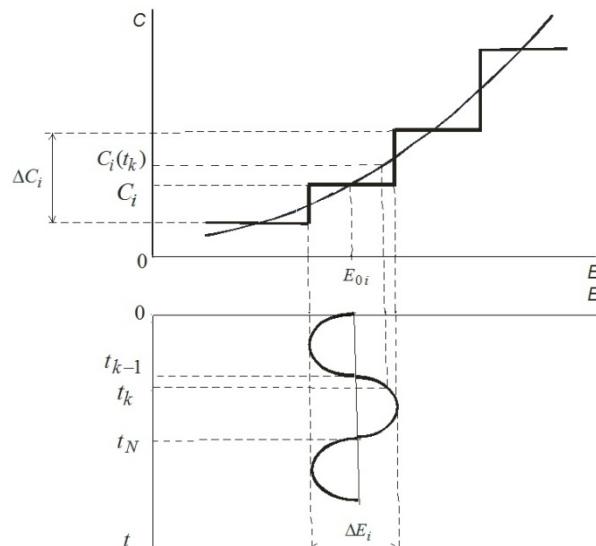


Рис. 1. Дискретизация зависимости $C(E)$ при использовании комбинированного измерительного сигнала

Согласно рис. 1 на интервалах ΔE_i принимается кусочно – линейная аппроксимация зависимости $C(E)$, так что в окрестностях $E_i \in \left[\frac{U_{oi} - U_{m0}}{h}; \frac{U_{oi} + U_{m0}}{h} \right]$ множество значений $\{C_k\}_i$, где $k = 1, 2, \dots, N$ заменяется постоянной величиной C_i , которая согласно (2) представляет собой математическое ожидание результатов многократных измерений емкости. Это является причиной погрешности дискретизации $\Delta_{dis}[C_i(t_k)]$, абсолютное значение которой определяется согласно выражению

$$\Delta_{dis}[C_i(t_k)] = C_i - (C_i)_k, \quad (3)$$

где C_i рассчитывается согласно (2).

Значение $\Delta_{dis}[C_i(t_k)]$ на всем интервале дискретизации изменяется в пределах размаха ΔC_i (см. рисунок 1) и в момент t_k определяется формой функции $C(E)$.

Рассмотрим один из способов нормирования погрешности дискретизации для конкретного интервала. Наиболее простым представляется принятие за погрешность дискретизации $\Delta_{dis}[C_i]$ максимального из множества N значений погрешностей дискретизации, вычисленных согласно выражению (3):

$$\Delta_{dis}[C_i] = \max \{\Delta_{dis}[C_i(t_k)]\}.$$

Недостатком такого способа является завышенный результат $\Delta_{dis}[C_i]$ ввиду того, что результаты измерений емкости имеют не исключенные погрешности, а путем усреднения по периодам удается исключить лишь случайную составляющую. Это указывает на целесообразность вероятностного подхода к оцениванию погрешности дискретизации. Вид закона распределения зависит от формы кривой $C(E)$ на участке дискретизации, например, равномерный закон имеет место, если конкретный участок усредненной зависимости $C(E)$ с некоторой допустимой погрешностью можно считать линейным.

Для выбора вида измерительного сигнала необходимо проанализировать значения динамической погрешности и погрешности дискретизации. До измерений возможно только определение отношения погрешностей $\frac{\Delta_{din}}{\Delta_{dis}}$, поскольку обе погрешности: динамическая Δ_{din} и дискретизации Δ_{dis} зависят от крутизны функции $C(E)$, которую можно установить после измерений.

Динамическая погрешность Δ_{dini} измерения емкости $C_i(E_i)$ определяется по формуле, полученной путем преобразований выражения (1):

$$\Delta_{dini} = E_{mi} \left(1 - \cos 2\pi f t_y\right) \frac{dC(E)}{dE} \Big|_{E_i, C_i}, \quad (4)$$

где E_{mi} – амплитуда напряженности электрического поля; $\frac{dC(E)}{dE} \Big|_{E_i, C_i}$ – производная, которая может быть оценена либо с использованием численных методов, либо по полученной аппроксимирующей функции.

Абсолютная погрешность дискретизации в единицах измерения емкости:

$$\Delta_{disi} = 2E_{mo} \frac{dC(E)}{dE} \Big|_{E_i, C_i}, \quad (5)$$

где E_{m0} – амплитуда напряженности электрического поля, соответствующая амплитудному значению синусоидальной составляющей напряжения U_{m0} .

Найдем соотношение Δ_{din} и Δ_{dis} в конкретной точке зависимости $C(E)$ делением выражения (4) на (5):

$$\left(\frac{\Delta_{din}}{\Delta_{dis}} \right)_i = \frac{E_{mi} \left(1 - \cos 2\pi f t_y\right)}{2E_{m0}}. \quad (6)$$

Например, для конкретной реализации измерительной установки [3] при $f = 50$ Гц, $E_{m0} = 0,05$ кВ/м, $t_y = 1$ мс целесообразно применение комбинированного измерительного сигнала, поскольку погрешность дискретизации меньше динамической погрешности, например, в конце диапазона изменения напряженности выполняется соотношение $\left(\frac{\Delta_{din}}{\Delta_{dis}} \right)_i \approx 20$.

Анализ выражения (6) показывает, что отношение динамической погрешности и погрешности дискретизации определяется следующими факторами: амплитудой синусоидального сигнала E_{mi} ; соотношением времени установления t_y и частоты измерительного сигнала f_i ; амплитудой гармонической составляющей E_{m0} при использовании комбинированного сигнала. Если во всем диапазоне изменения напряженности электрического поля выполняется соотношение $\left(\frac{\Delta_{din}}{\Delta_{dis}}\right)_i < 1$, то для достижения более высокой точности целесообразно использовать измерительный сигнал гармонической формы, если $\left(\frac{\Delta_{din}}{\Delta_{dis}}\right)_i > 1$ – измерительный сигнал в виде комбинации постоянного смещения и гармоники.

Список литературы

- 1 Воротилов, К. А. Сегнетоэлектрические запоминающие устройства: перспективные технологии и материалы / К. А. Воротилов, А. С. Сигов // Нано- и микросистемная техника. – 2008. – № 10. – С. 30-42.
- 2 Печерская, Е. А. Методы и средства исследования активных диэлектриков для наноиндустрии: системный подход: монография / Е. А. Печерская. – Пенза : Инф.-изд. центр ПензГУ, 2008. – 130 с.
- 3 Pecherskaya, E. A. The use of the Sawyer-Tower method and its modifications to measure the electrical parameters of ferroelectric materials / E. A. Pecherskaya // Measurement Techniques. – 2007. – Vol. 50, № 10. – P. 1101–1107.
- 4 Гарькина, И. А. Системный подход к разработке и управлению качеством материалов / И. А. Гарькина // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2008. – № 2. – С. 136–142.
- 5 Pecherskaya, E. A. Метрологические аспекты модели активного диэлектрика. / Е. А. Печерская, Д. В. Рябов, Н. Д. Якушова // Инновации на основе информационных и коммуникационных технологий. – 2012. – № 1. – С. 208–213.

ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ УСТАНОВКА ДЛЯ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ УГЛОВЫХ МИКРОПЕРЕМЕЩЕНИЙ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОГО ДАТЧИКА АЭРОДИНАМИЧЕСКИХ УГЛОВ¹

A. Ю. Удалов, Е. А. Шачнева, О. В. Юрова, Т. И. Мурашкина

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Д. И. Серебряков

ОАО «НИИ физических измерений» г. Пенза, Россия

Дано описание разработанной установки для экспериментальных исследований дифференциального волоконно-оптического преобразователя угловых микроперемещений (ВОПУМП) волоконно-оптического датчика аэродинамических углов (ВОДАУ), в котором используется пластина с двумя отражающими поверхностями, закрепленная на платформе с сильфоном и элементом, воспринимающим давление воздушного потока. Приведены результаты экспериментальных исследований ВОПУМП.

В работе [1] предложено для измерения аэродинамических углов использовать волоконно-оптический принцип преобразования, позволяющий полностью уйти от механической преобразующей системы флюгерных датчиков аэродинамических углов, включающей зубчатые зацепления, подшипниковые соединения и др., что ведет к снижению надежности датчика при воздействии на него различных механических воздействий, возникновению резонансных явлений при колебаниях летательных аппаратов, значительным динамическим погрешностям, большим массо-габаритным характеристикам.

Основным элементом волоконно-оптических датчиков аэродинамических углов является (ВОДАУ) является дифференциальный волоконно-оптический преобразователь угловых микроперемещений (ВОПУМП) отражательного типа с модулирующим элементом (МЭ) в виде металлической пластины с двумя зеркальными отражающими поверхностями (рис. 1, 2) [1, 2].

Для передачи силового воздействия воздушного потока на ВОПУМП в конструкцию датчика введен сильфон, жестко соединенный с платформой, на которой закреплен МЭ и на которую действует некоторая сила F на расстоянии L относительно оси ВОПУМП (см. рис. 1).

С двух сторон МЭ расположены оптические волокна первого и второго измерительных каналов (ИК), причем подводящие оптические волокна (ПОВ1) первого ИК расположены соосно с отводящими оптическими волокнами (ООВ2) второго ИК и, наоборот, ПОВ2 второго ИК расположены соосно с ООВ1 первого ИК (см. рис. 2).

¹ При финансовой поддержке в форме гранта Минобрнауки ведущей научной школы РФ «Волоконно-оптическое приборостроение» и при финансовой поддержке РФФИ.

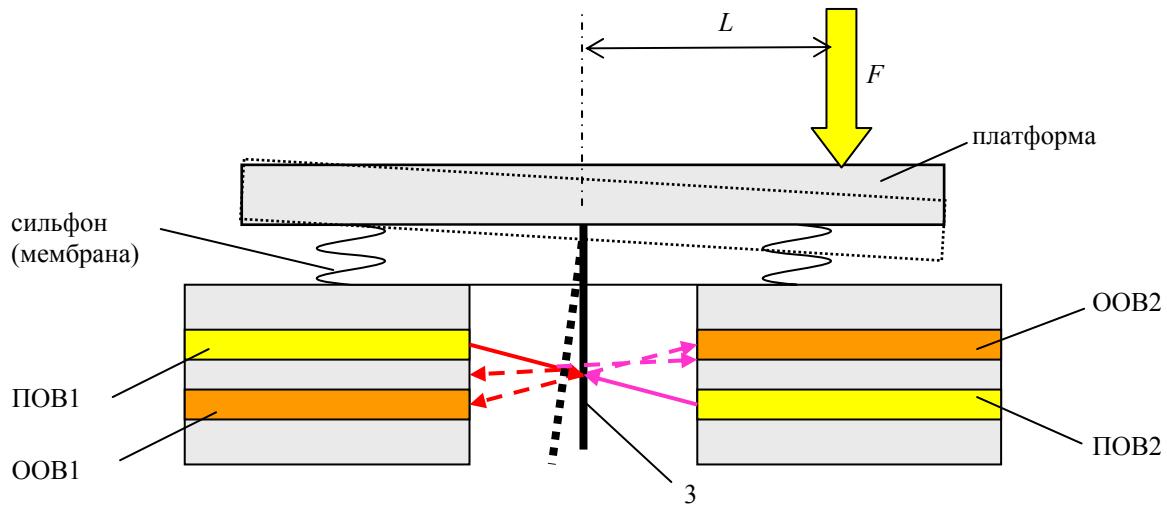


Рис. 1. Дифференциальный ВОПУМП, совмещенный с сильфоном:
ПОВ1, ПОВ2 – подводящие оптические волокна; ОOB1, ОOB2 – отводящие оптические волокна

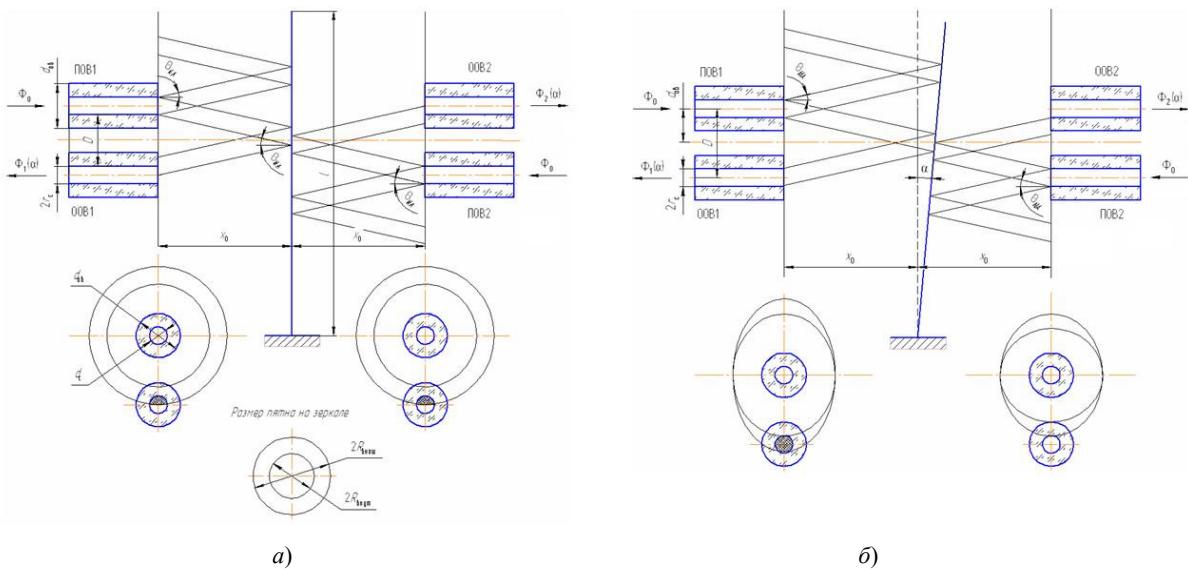


Рис. 2. Расчетно-конструктивная схема дифференциального ВОПУМП: а – при $\alpha = 0^\circ$; б – при $\alpha = 3 \dots 5^\circ$

В ВОПУМП появление силы, вектор которой перпендикулярен плоскости МЭ, приводит к смещению ее на угол α относительно первоначального положения и тем самым к изменению потока излучения, попадающего в приемные торцы ОOB1 и ОOB2. В работах [1, 3] определены функции преобразования первого и второго ИК. Электрические сигналы на выходе приемников излучения первого и второго ИК (ПИ1 и ПИ2) пропорциональны интенсивности световых потоков, поступающих на них. При обработке сигнала с дифференциального ВОПУМП для улучшения точностных характеристик целесообразно сформировать отношение разности сигналов на выходе каналов к их сумме.

Постановка задачи измерительного эксперимента: экспериментальным путем определить вид функции преобразования $I = f(\alpha)$, диапазон изменения угла α , конструктивные параметры узла юстировки подводящих (ПОВ) и отводящих (ООВ) оптических волокон и МЭ: расстояния x_0 между общим торцом ОOB и ПОВ и МЭ, межцентровые расстояния D между оптическими волокнами (OB), жесткость сильфона.

Объект исследований: дифференциальный ВОПУМП отражательного типа, в котором реализуется дифференциальное преобразование сигналов, упрощенная конструктивная схема которого рассмотрена в работе [3] (см. рис. 2).

Ширина и длина МЭ выбираются таким образом, чтобы размеры светового пятна в диапазоне измерения не превышали размеров пластины. Если OB имеют диаметр сердцевины $d_c = 0,2$ мм, внешний диаметр – $d_{ob} = 0,5$ мм, тогда расчетные значения МП: ширина – 3 мм, толщина – 0,2 мм, длина – 20 мм, расстояния $D = 0,7$ мм, $x_0 = 1,5$ мм [3].

Оптическая схема ВОПУМП имеет конструктивные параметры, которые обеспечивают выполнение следующих требований:

– в отсутствие воздействия измеряемой ФВ световое излучение, выходящее из торцов ПОВ1 и ПОВ2, после отражения от зеркальных поверхностей МЭ должно распределяться таким образом, что площадь пе-

перекрытия светового пятна и приемных торцов ООВ1 и ООВ2 равна половине площади приемных торцов волокон (рисунок 2 а);

– при воздействии ФВ на МЭ должно происходить угловое перемещение МЭ на угол α и, соответственно, изменение площади перекрытия светового пятна и приемных торцов ООВ1 и ООВ2;

– отклонение МЭ на максимальный угол ($3\ldots5^\circ$) вправо приводит к полному перекрытию площади приемного торца ООВ1 отраженным от МП световым потоком, а на приемный торец ООВ2 световой поток поступать не будет (рисунок 2 б). Аналогичные процессы происходят при отклонении МЭ на максимальный угол ($3\ldots5^\circ$) влево.

Схема экспериментальных исследований

Измерительная установка для экспериментальных исследований состоит из установки для имитации параметров воздушного потока и измерения силового воздействия на механическую преобразующую систему ВОПУМП, волоконно-оптического кабеля и нестандартизированного оптического тестера (рис. 3, 4).

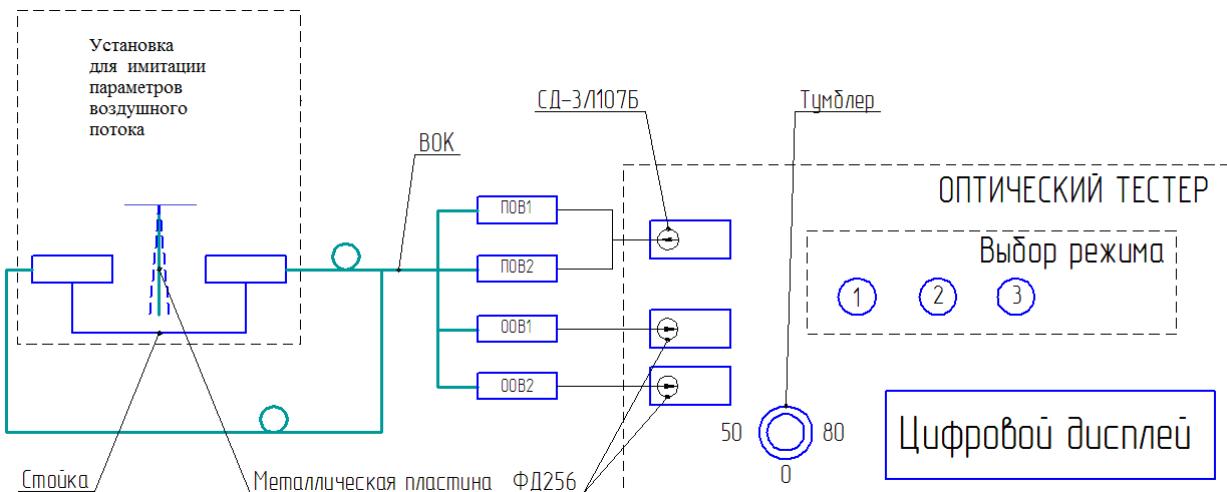


Рис. 3. Схема измерительной установки для экспериментальных исследований ВОПУМП:
ВОК – волоконно-оптический кабель; ПОВ1, ПОВ2 – подводящие оптические волокна;
ООВ1, ООВ2 – отводящие оптические волокна; ФД – фотодиод; СД – светодиод

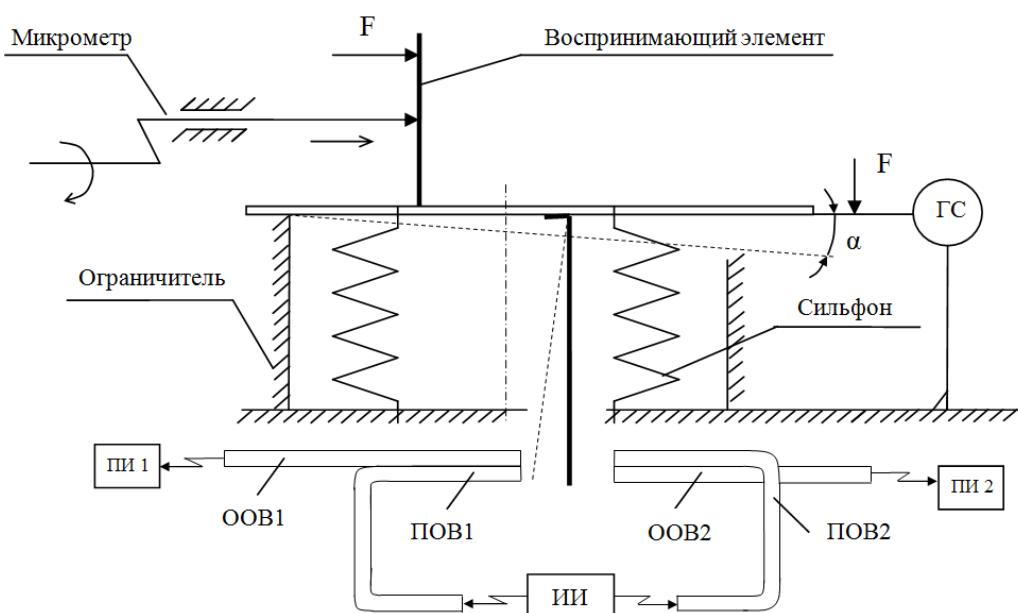


Рис. 4. Схема установки для имитации параметров воздушного потока и измерения силового воздействия на механическую преобразующую систему ВОПУМП

Принцип действия установки для имитации параметров воздушного потока (УИПВП) и измерения силового воздействия на механическую преобразующую систему ВОПУМП

УИПВП предназначена для имитации силового воздействия на воспринимающий элемент ВОДАУ и задания угла наклона платформы и, соответственно, МЭ (смещения от вертикально положения) в диапазоне $0\ldots5^\circ$.

Воспринимающий элемент (ВЭ) расположен на некотором расстоянии L относительно центра платформы и оптической оси ВОПУМП.

Угол α задается с помощью микрометрического винта, имеющего сферический наконечник и оказывающего определенное силовое воздействие на воспринимающий элемент. Значение силового воздействия определяется жесткостью механической преобразующей системы (в первую очередь сильфона) и измеряется с помощью динамометра (ГС), головка чувствительного элемента которого расположена под перемещающимся краем платформы.

Так как используется микрометрический винт необходимо провести сопоставление перемещений в мкм (H) с отклонением от вертикали в градусах (α) (табл. 1).

Таблица 1

Соответствие перемещения угловому перемещению

$H, \text{мкм}$	0	0,261	0,525	0,768	1,047	1,308	1,569	1,83	2,094	2,355	2,616
$\alpha \text{ град}$	0	0,5	1	1,5	2	2,5	3	3,5	4	4,5	5

Конструкция установки обеспечивает воспроизведение угловых перемещений МЭ в диапазоне ± 5 градусов в обе стороны от вертикального положения.

При установке МЭ на платформе необходимо обеспечить: первое – строгую перпендикулярность их плоскостей; второе – параллельность отражающих плоскостей МЭ и рабочих торцов ОВ. Выполнение этих требований достигается перпендикулярностью осей оптических волокон и отражающих плоскостей МЭ. Для этого установка МЭ на платформе выполняется с помощью специально изготовленного приспособления – кондуктора. Чтобы обеспечить начальное расстояние, например $x_0 = 1,5$ мм, необходимо установить с обеих сторон МЭ однозначные меры в виде пластины номиналом 1,5 мм и подвести к ним вплотную наконечники с оптическими волокнами. При этом выходные сигналы фотодиодов, пристыкованных к ООВ, должны быть минимальными (числовое значение определяется экспериментальным путем для конкретного образца ВОПУМП). Если значения сигналов на выходе будут минимальными, то начальное расстояние $x_0 = 1,5$ мм между МЭ и торцами оптических волокон соответствует расчетному значению. Это положение МЭ определяет точку начала отсчета при измерениях.

Установка работает следующим образом. С помощью микрометра задается угловое перемещение МЭ. В нулевом положении при отсутствии угла наклона МЭ лучи света от ПОВ1 и ПОВ2 под апертурным углом Θ_{NA} к оптической оси волокна проходят в прямом направлении путь x_0 до отражающей плоскости МЭ и путь x_0 в обратном направлении к ООВ1 и ООВ2 (см. рис. 2). При этом в плоскости приемных торцов ООВ1 и ООВ2 наблюдается освещенная кольцевая зона шириной $h = r_c$, где r_c – радиус сердцевины оптического волокна.

При перемещении микровинта, он давит на ВЭ, жестко закрепленный на платформе. Создается крутящий момент $M = L \times F$, где F – сила, с которой ВЭ действует на платформу 5. При этом платформа 5 поворачивается на угол α относительно горизонтального положения, соответственно на данный угол перемещается МЭ относительно торцов ОВ, изменяя световые потоки, падающие на плоскости торцов ООВ1 и ООВ2 после отражения зеркальными поверхностями МЭ. Кольцевая зона преобразуется в эллипсоидную, которая смещается относительно ООВ1 и ООВ2 в направлении Z [1]. При этом изменяются площади $S_{\text{пр}1}$ и $S_{\text{пр}2}$ приемных торцов ООВ1 и ООВ2, освещенные отраженными от зеркал световыми потоками. После чего происходит дальнейшее преобразование выходного оптического сигнала в токовый сигнал.

Принцип действия оптического тестера

В схеме оптического тестера предусмотрены два приемника излучения (фотодиода) для обеспечения дифференциальной схемы.

Оптический тестер содержит источник излучения (инфракрасный светодиод типа ЗЛ107Б) с регулируемой мощностью излучения, два фотоприемных канала (фотодиоды с усилителями), блок обработки информации (программируемый микроконтроллер), цифровой индикатор и блок питания (см. рисунок 3). На передней панели тестера расположены три кнопки: первая кнопка позволяет скомпенсировать начальные напряжения смещения фотоприемных каналов («Уст. 0»), вторая кнопка – выбор режима обработки информации, третья кнопка выключает отображение номера выбранного режима обработки информации.

Ток, проходящий через светодиод, может принимать три значения – 0; 50; 80 нА, выбираемые при помощи тумблера: «Уст. 0» – для компенсирования начальных напряжений смещения фотоприемных каналов (установка нуля), «50 нА» и «80 нА» – для проведения измерения. Используемые фотодиоды типа ФД256 работают в фотогальваническом режиме, что обеспечивает низкий уровень собственных шумов. Они подключены к преобразователю «ток-напряжение», обеспечивающему близкое к нулю напряжение смещения (равно U_{cm} операционного усилителя) и малое (близкое к нулю) сопротивление нагрузки фотодиода. Это позволяет получить высокую линейность функции преобразования фотоприемных каналов в диапазоне изменения интенсивности принимаемого оптического сигнала от 0 до 10^6 нА.

Максимальный выходной сигнал фотопреобразователей – 5 В определяется АЦП, встроенным в микроконтроллер типа PIC16F873/SP. В соответствии с программой микроконтроллер обеспечивает три режима обработки информации:

- в первом режиме на цифровом индикаторе отображаются цифровые значения сигналов обоих каналов (I_1 и I_2);

- во втором режиме отображается отношение этих сигналов (I_1/I_2);
- в третьем режиме отображается результат вычислений по формуле $(I_1 - I_2)/(I_1 + I_2)$.

Микроконтроллер при необходимости позволяет скомпенсировать начальные напряжения смещения фотоприемных каналов. При выключенном источнике излучения нажимается кнопка «Уст. 0». Контроллер запоминает значения напряжений, имеющихся в этот момент на выходах фотоприемных каналов, и автоматически учитывает их при дальнейшей работе.

Результаты экспериментальных исследований

В таблице 2 и на рисунках 5 и 6 представлены экспериментально полученные результаты зависимости значения тока фотодиодов от углов отклонения МЭ первого и второго измерительных каналов $I_1 = f_1(\alpha)$ и $I_2 = f_2(\alpha)$, полученные в процессе реальной юстировки и оптической регулировки дифференциального ВОПУМП.

Анализ полученных зависимостей показал, что для достижения высокой линейности функции преобразования необходимо ограничить диапазон изменения угла α значениями $\pm 3^\circ$ (рис. 6).

Кроме того, с помощью дифманометра определяется сила F , с которой микрометр давит на ВЭ (имитация силового воздействия воздушного потока), значение которой позволило определить жесткость k механической преобразующей системы в соответствии с известным выражением $F = k \times z$, где z – перемещение края платформы в точке расположения измерительной головки дифманометра по оси Z . По данному значению жесткости k будет происходить подбор стандартного сильфона для конкретного образца ВОДАУ.

Таблица 2

Результаты эксперимента

α	0	0,5	1	1,5	2	2,5	3	3,5	4	4,5	5
по часовой стрелке											
I_1 , нА	0,21	0,18	0,16	0,14	0,12	0,11	0,1	0,09	0,08	0,07	0,06
I_2 , нА	0,22	0,24	0,25	0,32	0,35	0,38	0,37	0,27	0,13	0,06	0,03
против часовой стрелки											
I_1 , нА	0,21	0,24	0,27	0,3	0,34	0,37	0,4	0,4	0,3	0,19	0,1
I_2 , нА	0,22	0,2	0,17	0,15	0,13	0,11	0,1	0,09	0,08	0,07	0,06

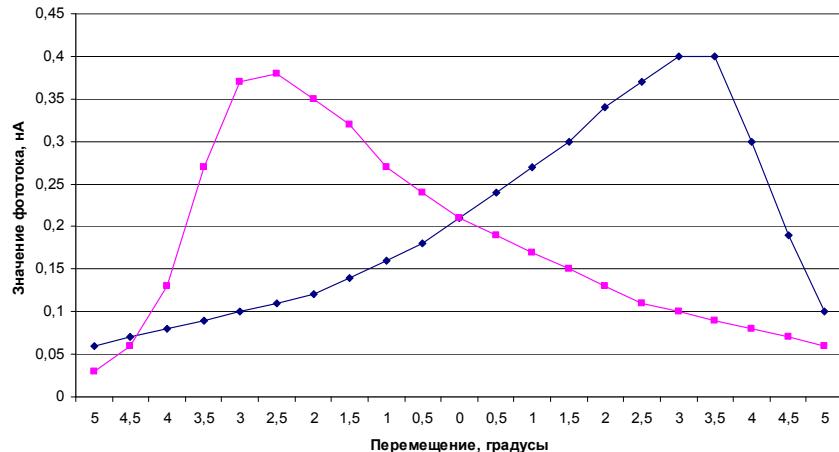


Рис. 5. Графические зависимости фототока от перемещения микровинта ($0^\circ < \alpha < 5^\circ$ в обе стороны от вертикали)

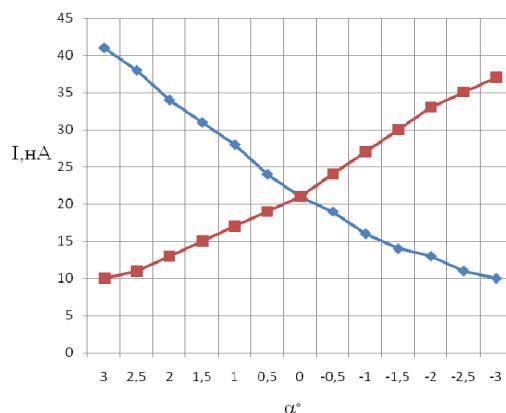


Рис. 6. Зависимости тока фотодиодов первого и второго измерительных каналов от углового перемещения МЭ в диапазоне $\pm 3^\circ$

Список литературы

1. Волоконно-оптический датчик аэродинамических углов / Т. И. Мурашкина, Е. А. Бадеева, И. С. Рубцов // Авиакосмическое приборостроение. – 2015. – № 6.
2. Дифференциальный волоконно-оптический преобразователь угловых перемещений / Е. А. Бадеева, А. С. Щевелев, О. В. Юрова, Ю. Макаров // Современная электроника. – 2010. – № 8.– С. 32–33.
3. Теоретические исследования ВОПУП отражательного типа / О. В. Юрова, А. В. Архипов, И. Т. Назарова, Т. И. Мурашкина // Промышленные АСУ и контроллеры. – 2011. – № 10. – С. 48–51.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИНДУКТИВНОСТИ КАТУШКИ ПРЯМОУГОЛЬНОГО СЕЧЕНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ДВУМЕРНОЙ АППРОКСИМАЦИИ НА БАЗЕ НЕЙРОННОЙ СЕТИ

C. B. Abramov

ООО «НИИФИ», г. Пенза, Россия

При построении квазидифференциальных измерительных цепей (ИЦ) вихревоковых датчиков важное значение имеет точность компенсации неинформативного параметра [1]. Одним из таких неинформативных параметров схемы замещения вихревокового датчика является начальная индуктивность L_h или индуктивность намагничивания.

Схема замещения вихревокового датчика представляет собой параллельное соединение начальной индуктивности L_h и вносимых последовательно соединенных активного R_x и реактивного сопротивления L_x [2]

Точность компенсации неинформативного параметра L_h в ИЦ определяется точностью задания противофазного тока рабочей частоты питания датчика при использовании источника напряжения. Для устранения влияния неинформативного параметра используют дифференциальный метод построения ИЦ, при котором с использованием компенсационной катушки и противофазного напряжения для ее питания, создается компенсационный ток, противофазный току через измерительную катушку.

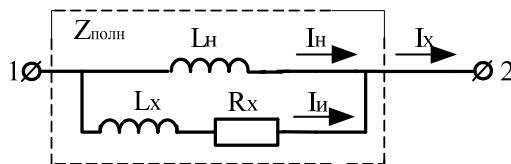


Рис. 1. Эквивалентная схема замещения катушки ПВП

Собственная начальная индуктивность катушки прямоугольного сечения находится по формуле [3]:

$$L_h = \frac{\pi \cdot \mu_0 \cdot w^2}{4} \frac{d}{\alpha} \cdot (K_a - k)$$

где μ_0 – магнитная постоянная; w – количество витков катушки; d – диаметр катушки; α – коэффициент, зависящий от отношения длины катушки к ее диаметру; K_a и k – коэффициенты зависящие параметров ρ, γ, α .

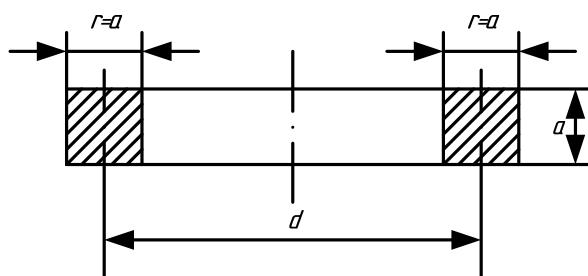


Рис. 2. Сечение прямоугольной катушки

Параметры ρ, γ, α находятся из следующих соотношений:

$$\rho = \frac{r}{d}; \alpha = \frac{a}{d}; \gamma = \frac{r}{a}$$

Таблица 1

Зависимости K_a от параметров ρ и γ

$\gamma = \frac{r}{a}$	$\rho = \frac{r}{d}$					
	0,00	0,05	0,10	0,20	0,30	0,40
0,00	0	0,0325	0,0633	0,1200	0,1700	0,2133
0,20	0	0,0293	0,0581	0,1131	0,1630	0,2071
0,40	0	0,0269	0,0535	0,1051	0,1533	0,1973
0,60	0	0,0250	0,0498	0,0982	0,1442	0,1866
0,80	0	0,0234	0,0467	0,0923	0,1360	0,1770
1,00	0	0,0221	0,0441	0,0872	0,1288	0,1683

Для значений ρ и γ , отличных от табличных рекомендуется использовать номограммы, приведенные в [2], но по ним невозможно определить ρ и γ с высокой точностью.

Для теоретического анализа свойств вихревоковых датчиков необходимо иметь зависимость, отображающую зависимости коэффициента K_a как от ρ , так и от γ .

Для аппроксимации в двухмерных пространствах наиболее часто используется метод двойных разностей [4].

Основной недостаток данного метода состоит в том, что при расчетах должны быть взяты значения отсчетов через равные интервалы (это условие не всегда выполнимо), а также немаловажным недостатком является то, что максимальная относительная погрешность в узловых точках может достигать до 20 %.

Автором предлагается для устранения вышеперечисленных недостатков метода двойных разностей применить двумерную аппроксимацию с использованием двухслойной нейронной сети.

На первом этапе обучения нейронной сети производится выбор начального числа нейронов, на втором этапе производится инициализация сети, заключающаяся в присваивании синаптическим весам и смещениям сети случайных значений из заданного диапазона, на третьем этапе производится обучение сети заданной выборке, и на четвертом этапе завершение в случае успешного обучения. Если сеть обучить не удалось, то число нейронов увеличивается, и повторяются шаги со второго по четвертый. Выбор нейронной сети и определение числа нейронов проводилось опытным путем.

Для оценки числа нейронов в многослойной сети можно воспользоваться формулой приближенной формулой:

$$\frac{m * N}{1 + \log_2 N} \leq L_w \leq m * \left(\frac{N}{m} + 1\right)(n + m + 1) + m \quad (1)$$

где n – размерность входного сигнала; m – размерность выходного сигнала; N – число обучающей выборки; L_w – необходимое число синоптических весов.

Удовлетворительные результаты обучения были достигнуты в 2-х слойной нейронной сети, содержащей 2 нейрона в 1-ом слое с гиперболической функцией активации и 6 нейронов во 2-ом слое с линейной функцией активации. Обучение проводилось с использованием метода Левенберга-Марквардта регуляризованного по Байесу. Данный метод заключается в нахождении весов нейронной сети при условии минимизации ошибки между исходной и обучаемой числовыми выборками по методу наискорейшего спуска.

Входными величинами при обучении нейронной сети являются массивы значений γ и ρ , выходными значениями K_a при определенных значениях γ и ρ .

Результаты обучения нейронной сети представлены в табл. 2.

Таблица 2

$\gamma = \frac{r}{a}$	$\rho = \frac{r}{d}$					
	0,00	0,05	0,10	0,20	0,30	0,40
0,00	0	0,0325	0,0633	0,1200	0,1700	0,2133
0,20	0	0,0293	0,0581	0,1131	0,1630	0,2071
0,40	0	0,0269	0,0535	0,1051	0,1534	0,1973
0,60	0	0,0250	0,0498	0,0982	0,1442	0,1866
0,80	0	0,0234	0,0467	0,0923	0,1360	0,1770
1,00	0	0,0221	0,0441	0,0872	0,1289	0,1683

Относительные погрешности обучения нейронной сети представлены в табл. 3.

Например, при $\gamma=0,1$ и $\rho=0,2$ результатом обучения нейронной сети является коэффициент $K_a = 0,1170$. При среднем диаметре $d = 1$ см, длине катушки $a = 2$ см, радиальном размере сечения обмотки $r = 0,2$ см и 200 витков значение индуктивности $L = 1,41 \cdot 10^{-5}$ Гн.

Таблица 3

$\delta = \frac{K - K_{\text{нед}}}{K} * 100 \%$	0,00	0,05	0,10	0,20	0,30	0,40
0,00	0	0	0	0	0	0
0,20	0	0	0	0	0	0
0,40	0	0	0	0	0.067	0
0,60	0	0	0	0	0	0
0,80	0	0	0	0	0	0
1,00	0	0	0	0	0.071	0

Более точную оценку определения начальной индуктивности проведем по следующей формуле (метод Тейлора) [3]:

$$\begin{aligned} L_{ucm} = & \frac{\mu_0 W^2}{2ar^2} \left(\frac{q^4}{3} - \frac{4}{3} qp^3 + p^4 - \frac{1}{a} (0.2441272q^5 - \frac{2}{3} q^2 p^3 + 0.4277559 p^5 + \frac{p^5}{10} \ln \frac{q}{p}) + \frac{p^5}{a} \right. \\ & \left(0.004464 \frac{p^2}{q^2} + 0.000543 \frac{p^4}{q^4} + 0.000129 \frac{p^6}{q^6} \right) + \frac{1}{9a^2} (q^3 - p^3)^2 - \frac{1}{30a^4} (q^3 - p^3)(q^5 - p^5) + \\ & + \frac{1}{84a^6} (q^3 - p^3)(q^7 - p^7) + \frac{3}{200a^6} (q^5 - p^5)^2 = 1.411 \cdot 10^{-5} \Gamma_H \end{aligned}$$

где $p = r(1-\rho)$ – внутренний радиус катушки; $q = r(1+\rho)$ – внешний радиус катушки.

Относительная погрешность:

$$\delta = \frac{L - L_{ucm}}{L_{ucm}} = \frac{1.41 \cdot 10^{-5} - 1.411 \cdot 10^{-5}}{1.411 \cdot 10^{-5}} \cdot 100\% = 0.07\%$$

Таким образом, двумерная аппроксимация с использованием нейронной сети позволила без проведения трудоемких вычислений получать значения параметров K_a при расчете начальной индуктивности катушки прямоугольного сечения с относительной погрешностью не более 0.07 %. Определив точное значение начальной индуктивности и использовав квазидифференциальную схему включения вихревокового датчика, полностью устраняется возможность недокомпенсации неинформативного параметра, тем самым повышается чувствительность и снижается влияние дестабилизирующих факторов, одним из которых является температура.

Список литературы

- Пат. № 2515216 Российской Федерации. Устройство формирования выходного сигнала индуктивного дифференциального измерительного преобразователя / В. П. Маланин, В. Н. Колганов, С. В. Абрамов. – опубл. 10.05.2014.
- Пат. № 2487314 Вихревоковый преобразователь перемещений / В. П. Маланин, В. Н. Колганов, М. Д. Пресняков, С. В. Абрамов. – опубл. 10.07.2013.
- Калантаров, П. Л. Расчет индуктивностей : справочная книга / П. Л. Калантаров, Л. А. Цейтлин. – 3-е изд., перераб и доп. – Л. : Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1986. – 488с.
- Ордынцев, В. М. Математическое описание объектов автоматизации / В. М. Ордынцев. – М. : Машиностроение, 1965.
- Галушкин, А. И. Теория нейронных сетей : учеб. пособие для вузов / А. И. Галушкин ; под общ. ред. А. И. Галушкина. – М. : ИПРЖР, 2000. – Кн. 1. – 416 с.

ПЕРСПЕКТИВЫ СОЗДАНИЯ ВАКУУММЕТРОВ С ЧУВСТВИТЕЛЬНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ НА ОСНОВЕ ОКСИДНЫХ НАНОМАТЕРИАЛОВ, СИНТЕЗИРУЕМЫХ ЗОЛЬ-ГЕЛЬ-МЕТОДОМ

И. А. Аверин, С. Е. Игошина, А. А. Карманов, А. П. Сигаев

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Попытки создания вакуумметров на основе наноматериалов, в которых проявляются те или иные размерные эффекты, начались относительно недавно, однако свидетельствуют о больших перспективах применения нанотехнологии в данной области. Первый измеритель вакуума, в котором использовались наноматериалы, представлял собой сенсор на основе углеродных нанотруб (УНТ) [1, 2]. Структура предлагаемого вакуумметра включала три слоя: эмиттер, прокладку и анод. В качестве подложек для электронных эмиттеров использовались пластины сильного легированного кремния n -типа проводимости. На подложки осаждались пленки Ti, а затем с помощью электронного пучка на титановый слой наносилась 10-нм пленка железа, служащая катализатором для роста УНТ методом CVD. Прокладка для изоляции представляла собой

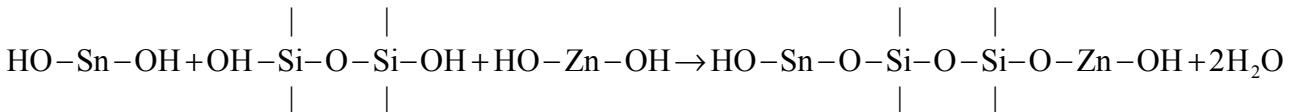
стекло пирекс толщиной 500 мкм, в котором методом «sandblast» осуществлена гравировка для доступа воздуха. Анод изготавливался из сильно легированного *n*-Si. Было показано, что при некотором критическом давлении ($3 \cdot 10^{-2}$ торр при 500 В и $1 \cdot 10^{-2}$ торр при 10 00 В) происходит резкое возрастание эмиттерного тока за счет образования вторичных электронов при столкновениях с молекулами остаточных газов. Необходимо отметить, что предложенный измеритель имеет узкий рабочий диапазон давлений от 10^{-1} до 10^{-3} торр, кроме того для его функционирования необходим высоковольтный (500-1000 В) источник напряжения.

В работе [3] сообщалось о создании вакуумметров на основеnanoструктур оксида цинка с *n*-типов проводимости. Массив нанопроволок из ZnO выращивались из порошка Zn, термически испаренного в кварцевом реакторе горизонтального типа. Показано, что при давлениях $1 \cdot 10^{-3}$, $6,7 \cdot 10^{-3}$, $8,2 \cdot 10^{-4}$, $9,5 \cdot 10^{-5}$ мбар, ток текущий через nanoструктуру составляет 8.71, 28.1, 46.1, 89.6 нА, а ее сопротивление соответственно равно 1150, 356, 217 и 112 МОм. Рабочий диапазон давление предложенного вакуумметра 10^{-5} - 10^{-3} мбар, причем его сопротивление изменяется линейно в логарифмическом масштабе.

На основе результатов работы [3], предложен вакуумметр на основе нанопроволок ZnO с *p*-типов проводимости [4]. Нанопроволоки выращивались электроосаждением из водного раствора в электрохимической ячейке с двумя электродами. Показано, что ток, протекающий через nanoструктуры ZnO с *p*-типов проводимости в изготовленном вакуумметре, с повышением давления линейно возрастает в полулогарифмических координатах. В диапазоне давлений 1-100 кПа величина, протекающего тока, изменяется на один порядок.

В настоящее время активно развивается нанотехнологическое направление, связанное с созданием датчиков вакуума на основе nano- и микроЭлектромеханических систем (НиМЭМС). Так в работе [5] предложен вакуумметр термобатарейного типа на основе мультипроцессорного МЭМС чипа. Изготовление такого вакуумметра осуществлялось по технологии аналогичной созданию датчиков давления пьезорезистивного типа. Две термобатареи, состоящие из 30 пленочных термопар, располагались на кремниевой мембране слева и справа от нагревательного элемента, который изготавливается либо из Al, либо из *p* Si. Горячие концы термопар соответственно нагревались, а холодные контактировали с молекулами остаточных газов. Было показано, что в диапазоне давлений 10^{-3} - 10^{-5} Па ЭДС термобатарей изменяется от 56.5 до 53.5 В.

В данной работе рассматривается методика изготовления и исследуются характеристики вакуумметров с чувствительными элементами на основе оксидных наноматериалов, синтезируемых золь-гель методом [6, 7]. Использовались пленкообразующие золи на основе тетраэтоксисилана (ТЭОС), гидролизованного в кислой среде. В качестве модифицирующей примеси применялось олово двуххлористое двухводное ($\text{SnCl}_2 \cdot 2\text{H}_2\text{O}$) и хлорид цинка (ZnCl_2). При добавлении воды в спиртовой раствор ТЭОС происходит его гидролиз и поликонденсация образовавшихся продуктов. С учетом модифицирующих примесей, присутствующих в золе, продукты их гидролиза претерпевают совместную поликонденсацию по схеме:



В ходе реакции гидролитической поликонденсации ТЭОС формируется ультратонкая кремнеземная сетка (матрица) из диоксида кремния, в которую встроены кластеры диоксида олова и оксида цинка [8]. Пленкообразующий золь наносился на подложки из окисленного монокристаллического кремния методом центрифугирования. Отжиг осуществлялся воздушной среде. Планарные серебряные контактные площадки формировались методом термического испарения в вакууме.

Количественный состав чувствительных элементов вакуумметров на основе оксидных наноматериалов задавался исходя из массовой доли соответствующих легирующих компонентов. Предполагалось, что на этапе отжига его изменения не происходит. Это согласуется с результатами работы [9], в которой на основе данных рентгеновской фотоэлектронной спектроскопии показано, что мольные соотношения диоксида олова и кремния в отожженных пленках соответствуют таковым соотношениям материалов в золе. Изготавливались и исследовались датчики вакуума на основе $(\text{SiO}_2)_{50\%}(\text{SnO}_2)_{50\%}$ и $(\text{SiO}_2)_{40\%}(\text{SnO}_2)_{50\%}(\text{ZnO})_{10\%}$, где % обозначены массовые доли соответствующих модифицирующих примесей.

На рис. 1 представлены ACM-изображения морфоструктуры чувствительных элементов вакуумметров на основе оксидных наноматериалов. Отчетливо видно, что исследуемые образцы имеют развитую пористо-фрактальную поверхность [10].

Поры в исследуемых оксидных наноматериалах возникают на этапе термической обработки, который сопровождается высвобождением растворителя из полимерной сетки геля, приводящим к образованию системы макропор, размер которых составляет свыше 50 нм. Проводящие ветви таких макропористых объектов также не являются сплошными, а представляют собой мезопористый материал, состоящий из проводящих и непроводящих зерен. Размер мезопор в проводящих ветвях составляет 2-50 нм [11]. Анализ ACM-изображений, представленных на рисунке 1, показывает, что введение каталитической добавки оксида цинка (ZnO) в двухкомпонентную систему на основе диоксидов олова и кремния – $(\text{SiO}_2)_{50\%}(\text{SnO}_2)_{50\%}$ приводит к росту концентрации наноразмерных пор, а как следствие этого к увеличению удельной площади поверхности. Это в свою очередь обуславливает большую чувствительность наноматериалов на основе $(\text{SiO}_2)_{40\%}(\text{SnO}_2)_{50\%}(\text{ZnO})_{10\%}$ к изменению уровня вакуума.

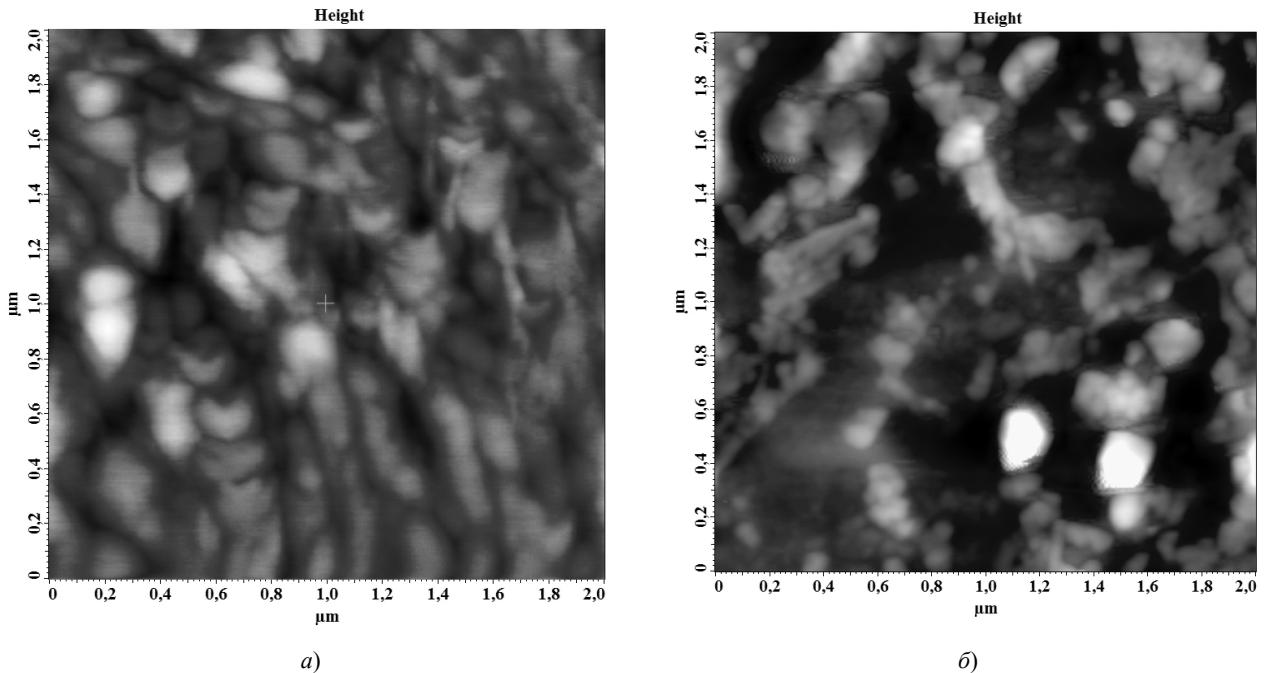


Рис. 1. ACM-изображения морфоструктуры чувствительных элементов вакуумметров на основе оксидных наноматериалов: *a* – $(\text{SiO}_2)_{50\%}(\text{SnO}_2)_{50\%}$; *б* – $(\text{SiO}_2)_{40\%}(\text{SnO}_2)_{50\%}(\text{ZnO})_{10\%}$

На рис. 2 представлено относительное изменение сопротивления чувствительных элементов вакуумметров на основе исследуемых оксидных наноматериалов при уменьшении давления ниже атмосферного (R_0 – начальное сопротивление при $p = 760$ мм.рт.ст.).

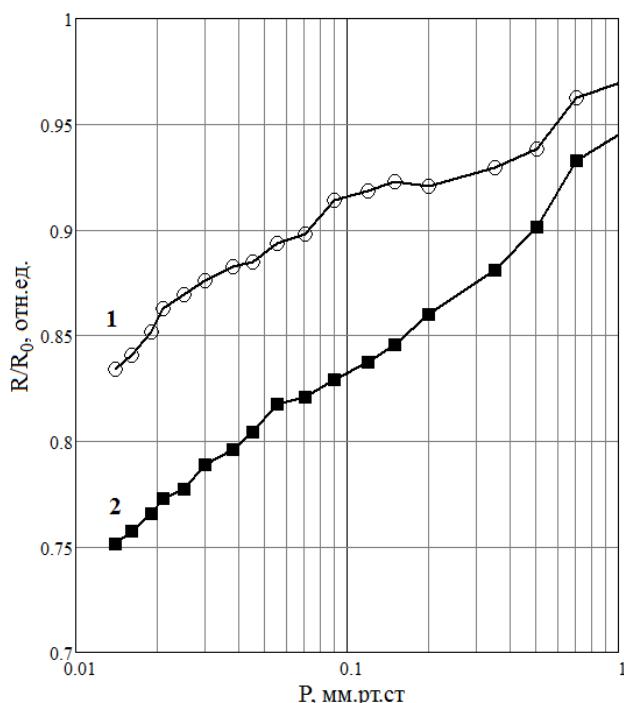


Рис. 2. Относительное изменение сопротивления чувствительных элементов вакуумметров на основе оксидных наноматериалов: *1* – $(\text{SiO}_2)_{50\%}(\text{SnO}_2)_{50\%}$; *2* – на основе $(\text{SiO}_2)_{40\%}(\text{SnO}_2)_{50\%}(\text{ZnO})_{10\%}$

В основе работы предложенных вакуумметров лежит десорбция остаточных газов, а именно CO_2 , O_2 , H_2O [12, 13]. Причем десорбция паров воды приводит к увеличению сопротивления чувствительных элементов датчиков вакуума, а десорбция углекислого газа и кислорода вызывает его уменьшение (рис. 2). Повышенный отклик оксидных наноматериалов на основе $(\text{SiO}_2)_{40\%}(\text{SnO}_2)_{50\%}(\text{ZnO})_{10\%}$ к изменению давления, связан с их более высокой общей пористостью, а как следствие этого и с более высокой концентрацией центров адсорбции/десорбции.

Таким образом, в работе показана возможность использования оксидных наноматериалов, синтезируемых золь-гель методом, в качестве чувствительных элементов датчиков вакуума. Полученные результа-

ты свидетельствуют о возможности создания на основе такого рода материалов высокочувствительных, миниатюрных и энергоэффективных чувствительных элементов вакуумметров нового поколения для нужд аэрокосмической отрасли, химической промышленности, нано- и микроэлектронного производства.

Список литературы

1. Kim, S. J. Измерители вакуума, использующие эмиттеры из углеродных нанотруб / S. J. Kim // Письма в ЖТФ. – 2005. – Т. 31, № 14. – С. 34–39.
2. Богданова, Д. А. Изменение ширины homo-lumo щели одностенных углеродных нанотрубок типа «зигзаг» при хемосорбции водорода / Д. А. Богданова, С. В. Булярский // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Физико-математические науки. – 2014. – № 2. – С. 151–158.
3. Zheng, X. J. A vacuum pressure sensor based on ZnOnanobelt film / X. J. Zheng, X. C. Cao, J. Sun, B. Yuan, Q. H. Li, Z. Zhu, Y. Zhang // Nanotechnology. – 2011. – Vol. 22, № 43. – P. 435501.
4. Нанопроволоки ZnO с *p*-типов проводимости -перспективный материал для создания вакуумметра / В. Б. Капустяньк, М. Р. Панаюк, Б. И. Турков, Ю. Г. Дубов, Р. Я. Сэркиз // Физика и техника полупроводников. – 2014. – Т. 48, № 10. – С. 1430–1433.
5. Intelligent thermal vacuum sensors based on multipurpose thermopile MEMS chips / D. V. Randjelovic, M. P. Frantlovic, B. L. Miljkovic, B. M. Popovic, Z. S. Jakšis // Vacuum. – 2014. – Vol. 101. – P. 118–124.
6. Особенности синтеза и исследования нанокомпозитных пленок, полученных методом золь-гель-технологии / И. А. Аверин, А. А. Карманов, В. А. Мошников, Р. М. Печерская, И. А. Пронин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Физико-математические науки. – 2012. – № 2. – С. 155–162.
7. Пронин, И. А. Особенности структурообразования и модели синтеза нанокомпозитных материалов состава $\text{SiO}_2\text{-Me}_x\text{O}_y$, полученных с помощью золь-гель-технологии / И. А. Пронин, И. А. Аверин, Д. Ц. Димитров, А. А. Карманов // Нано- и микросистемная техника. – 2014. – № 8. – С. 3–7.
8. Игошина, С. Е. Сенсорные свойства и диффузия газов в пористых нанокомпозитных слоях на основе полупроводниковых оксидов металлов / С. Е. Игошина, А. А. Карманов // Молодой ученый. – 2015. – № 3 (83). – С. 43–47.
9. Пономарева, А. А. Использование оптических методов исследования для выявления структурных особенностей пористых нанокомпозитных пленок системы диоксид олова – диоксид кремния / А. А. Пономарева, В. А. Мошников, G. Suchaneck // Письма в Журнал технической физики. – 2011. – Т. 37, № 19. – С. 8–15.
10. Игошина, С. Е. Моделирование газочувствительности пористых пленок на основе полупроводниковых оксидов / С. Е. Игошина, И. А. Аверин, А. А. Карманов // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2014. – № 48. – С. 115–119.
11. Игошина, С. Е. Оценка преобладающего типа диффузии газов в пористых нанокомпозитных слоях на основе смешанных оксидов / С. Е. Игошина, И. А. Аверин, А. А. Карманов // Фундаментальные проблемы современного материаловедения. – 2014. – Т. 11, № 4/2. – С. 567–571.
12. Аверин, И. А. Чувствительные элементы датчиков вакуума на основе пористыхnanostructured пленок $\text{SiO}_2\text{-SnO}_2$, полученных золь-гель методом / И. А. Аверин, С. Е. Игошина, В. А., Мошников А. А. Карманов, И. А. Пронин, Е. И. Теруков // Журнал технической физики. – 2015. – Т. 85, № 6. – С. 143–147.
13. Пат. № 2505885 Российская Федерация. Способ изготовления датчика вакуума с nanostructuredой заданной чувствительности и датчик вакуума на его основе / Аверин И. А., Васильев В. А., Печерская Р. М., Пронин И. А., Карманов А. А. – 27.01.2014.

ПРИМЕНЕНИЕ АЛЬФА-КАРБИДА КРЕМНИЯ (α -SiC) В ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ МОДУЛЯХ

E. С. Беспалов, А. Н. Головяшкин, П. Е. Голубков

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Тема термоэлектричества как источника энергии в связи с растущим энергопотреблением и проблемой рационального использования ресурсов стала чрезвычайно актуальной. Например, даже частичная утилизация тепла с помощью термоэлектрических преобразователей могла бы перекрыть общую мощность всех атомных электростанций [1]. С помощью термоэлектрических модулей возможно получение электрической энергии без загрязнения окружающей среды. Так же с помощью ТЭМ возможна электрификация удаленных и труднодоступных районов нашей страны. В настоящее время среднегодовой спрос мирового рынка электроэнергетики – это несколько миллионов термоэлектрических модулей (десятка миллионов долларов), тогда как в перспективе он может достигать нескольких миллиардов. Экономически показано, что при достижении коэффициента полезного действия ТЭМ 15 % (на сегодняшний день который составляет менее 10 %), они смогут конкурировать со многими традиционными источниками энергии [2]. Все это подчеркивает актуальность научно-исследовательских работ проводимых в области термоэлектричества.

На сегодняшнем этапе развития данного научно-конструкторского направления можно обозначить следующие проблемы:

1. Коэффициент полезного действия ТЭМ слишком низок для того чтобы его применение стало с экономической точки зрения более рентабельным относительно традиционных способов получения электроэнергии;

2. Достаточно высокая стоимость материалов используемых при производстве ТЭМ. Желательно отсутствие в составе редких элементов, и наличие достаточно развитой сырьевой базы в регионе;

3. Необходимость подбора полупроводниковых материалов с как можно более высоким коэффициентом термо-ЭДС;

4. Большое содержание токсичных элементов (например: свинец, висмут, теллур, селен) или их инертное состояние (в составе сплавов). Так сегодня наиболее распространенным полупроводниковым материалом, применяющимся при изготовлении ТЭМ, является *теллурид висмута* (Bi_2Te_3), где присутствует большое количество токсичных элементов;

5. Узкий температурный диапазон работы термоэлектрических преобразователей, обусловленный в первую очередь электрофизическими свойствами используемых полупроводниковых материалов. Желательно как можно более широкий температурный диапазон для использования высокопотенциального тепла и, следовательно, увеличения преобразуемой тепловой мощности.

Для решения этих проблемы целесообразно будет применение более широко зонного полупроводникового материала с достаточно высокой температурой истощения примеси и с высокой температурой плавления. Этим требованиям в полной мере соответствует полупроводниковый карбид кремния SiC. Известно примерно 250 кристаллических форм карбида кремния [3]. Они являются вариациями одного и того же химического соединения, которые идентичны в двух измерениях, но отличаются в третьем. Таким образом, их можно рассматривать как слои, сложенные в стопку в определенной последовательности [4]. Альфа-карбид кремния ($\alpha\text{-SiC}$) является наиболее часто встречающимся политипом. Эта модификация образуется при температуре выше 1700°C и имеет гексагональную решетку, кристаллическая структура типа вюрцита. Ширина запрещенной зоны альфа-карбида кремния ($\alpha\text{-SiC}$) $E_g = 2.86 \text{ эВ}$, а температура плавления $T_{\text{пп}} = 3073 \text{ К}$ [5]. Бета-модификация ($\beta\text{-SiC}$), с кристаллической структурой типа цинковой обманки (аналог структуры алмаза), образуется при температурах ниже 1700°C [6]. Ширина запрещенной зоны Бета-модификация ($\beta\text{-SiC}$) $E_g = 2.4 \text{ эВ}$, а температура плавления $T_{\text{пп}} = 2600 \text{ К}$ [5]. До недавнего времени бета-форма имела сравнительно небольшое коммерческое использование, однако, в настоящее время в связи с использованием его в качестве гетерогенных катализаторов интерес к ней увеличивается. Нагревание бета-формы до температур выше 1700°C способно приводить к постепенному переходу кубической бета формы в гексагональную ($2H, 4H, 6H, 8H$) и ромбическую ($15R$) [7]. При повышении температуры и времени процесса все образующиеся формы переходят в конечном итоге в гексагональный альфа-политип 6Н. Ширина запрещенной зоны гексагонального альфа-политипа 6Н равна $E_g = 3.05 \text{ эВ}$ [8,9]. Карбид кремния весьма инертное химическое вещество, практически не взаимодействует с большинством кислот. Выдерживает нагревание до температур порядка 1500°C , не плавится при любом известном давлении, но сублимирует при высоких температурах более 1700°C [10]. Карбид кремния имеет очень низкий коэффициент теплового расширения ($4,0 \cdot 10^{-6} \text{ K}$) и в достаточно широком температурном диапазоне эксплуатации он не испытывает фазовых переходов (в том числе фазовых переходов второго рода), из-за которых может произойти разрушение монокристаллов [11].

Недостаток карбида кремния при использовании его в качестве полупроводникового материала в термоэлектрическом преобразователе состоит в его высокой теплопроводности порядка $4.9 \frac{\text{Вт}}{\text{см} \cdot \text{К}}$ [8,9].

Но совокупность вышеперечисленных факторов делает его перспективным материалом для использования в термоэлектрических преобразователях. Карбид кремния имеет очень низкий коэффициент теплового расширения ($4,0 \cdot 10^{-6} \text{ K}$) и в достаточно широком температурном диапазоне эксплуатации он не испытывает фазовых переходов (в том числе фазовых переходов второго рода), из-за которых может произойти разрушение монокристаллов [11].

Далее проведем расчет основных электрофизических параметров ТЭМ на основе карбида кремния ($\alpha\text{-SiC}$). В первую очередь это величина генерируемого модулем напряжения при искусственном создании температурного градиента между горячим и холодным спаем ТЭМ. Так же необходимо в динамике изменения градиента температуры оценить стабильность выдаваемого ТЭМ напряжения. Расчет электрофизических параметров термоэлектрического элемента в зависимости от параметров конструкции и параметров выбранных материалов термоэлектрического элемента проводим в трех температурных диапазонах, что диктуется нам температурными свойствами полупроводниковых материалов и позволяет оценить динамику изменения электрофизических параметров полупроводникового термоэлемента в широком диапазоне температур. Разработанный алгоритм позволит автоматизировать моделирование электрофизических параметров ТЭМ, что значительно упростит его дальнейшее проектирование.

Для создания температурного градиента на разных сторонах ТЭМ, к его горячей стороне подводят тепловой поток T_{max} , от холодной стороны следует отводить тепловой поток, температуру холодной стороны обозначим как T_{min} .

Эффективная плотность состояний в валентной зоне и зоне проводимости при средней температуре:

$$N_{c_0} = 2 \times \left(\frac{2\pi * m_n * k * T}{h^2} \right)^{3/2}, N_{v_0} = 2 \times \left(\frac{2\pi * m_p * k * T}{h^2} \right)^{3/2},$$

где m_n и m_p эффективная масса электрона и дырки.

Температура истощения примесей для донорного и акцепторного полупроводника:

$$T_s = \frac{E_a}{k * \ln\left(\frac{N_{c_0}}{N_a}\right)}, T_s = \frac{E_\delta}{k * \ln\left(\frac{N_{v_0}}{N_\delta}\right)},$$

где E_a и E_δ – энергия акцепторного и донорного уровня; N_a и N_δ – концентрация акцепторных и донорных атомов.

Температура перехода к собственной проводимости для n и p типа полупроводников:

$$T_i = \frac{\Delta E_g}{k * \ln\left(\frac{N_{c_0} * N_{v_0}}{N_\delta^2}\right)}, T_i = \frac{\Delta E_g}{k * \ln\left(\frac{N_{c_0} * N_{v_0}}{N_a^2}\right)},$$

где ΔE_g – ширина запрещенной зоны полупроводника.

Дальнейший расчет следует проводить для трех диапазонов температур.

Эффективная плотность состояний в области низких температур:

$$N_c = 2 \times \left(\frac{2\pi * m_n * k * T}{h^2} \right)^{3/2}, N_v = 2 \times \left(\frac{2\pi * m_p * k * T}{h^2} \right)^{3/2}.$$

Концентрация электронов и дырок в области низких температур для n и p типов полупроводников:

$$n = (N_\delta * N_v)^{1/2} * \exp\left(\frac{-E_\delta}{2 * k * T}\right), p = (N_a * N_v)^{1/2} * \exp\left(\frac{-E_a}{2 * k * T}\right).$$

Концентрацию электронов и дырок в области средних температур, принимаем ее численно равной концентрации донорных и акцепторных атомов для n и p полупроводника соответственно:

$$n = N_\delta, p = N_a.$$

Эффективная плотность состояний в валентной зоне в диапазоне области высоких температур для n и p полупроводника:

$$N_c = 2 \times \left(\frac{2\pi * m_n * k * T}{h^2} \right)^{3/2}, N_v = 2 \times \left(\frac{2\pi * m_p * k * T}{h^2} \right)^{3/2};$$

Концентрация электронов и дырок в области высоких температур для n и p полупроводника:

$$n = (N_c * N_v)^{1/2} * \exp\left(\frac{-Eg}{2 * k * T}\right), p = (N_c * N_v)^{1/2} * \exp\left(\frac{-Eg}{2 * k * T}\right).$$

Эффективная плотность состояний в валентной зоне в диапазоне области высоких температур для n и p полупроводника:

$$N_v = 2 \times \left(\frac{2\pi * m_n * k * T}{h^2} \right)^{3/2}, N_c = 2 \times \left(\frac{2\pi * m_p * k * T}{h^2} \right)^{3/2};$$

Зависимость концентрации электронов и дырок от температуры представлена на рис. 1, 2 соответственно.

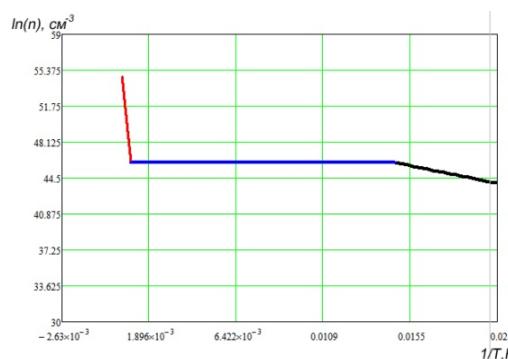


Рис. 1. Зависимость концентрации электронов в донорном полупроводнике от температуры при уровне легирования примеси $N_d = 10^{15} \text{ см}^{-3}$ для 3-х температурных диапазонов полученная в ходе расчетов

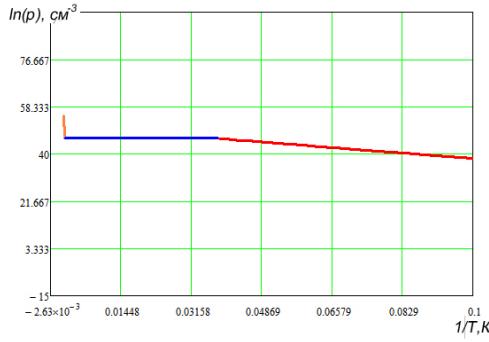


Рис. 2. Зависимость концентрации дырок в акцепторном полупроводнике от температуры при уровне легирования примеси $N_d = 10^{14} \text{ см}^{-3}$ для 3-х температурных диапазонов полученная в ходе расчетов

Проводим расчет проводимости результаты представлены на рис. 3:

$$\delta_n = q * n * \mu_n, \delta_p = q * p * \mu_p,$$

где μ_n и μ_p – подвижность электронов и дырок, q – заряд электрона.

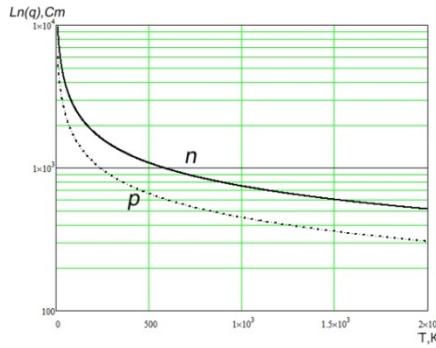


Рис. 3. Зависимость проводимости n и p ветвей ТЭМ на основе (a-SiC) от температуры полученная в ходе расчетов

Удельное сопротивления ветвей:

$$\rho = \frac{1}{\delta}.$$

Удельная теплопроводность ветвей:

$$x_n = \frac{2 * k^2 * T * n * \mu_n}{e}, x_p = \frac{2 * k^2 * T * p * \mu_p}{e}.$$

Для дальнейшего расчета задаем параметры термоэлемента: N – количество элементов в термоэлектрическом модуле; $h_1 = h_2$ – высота термоэлектрического полупроводникового элемента; $B_1 = B_2$ – ширина термоэлектрического полупроводникового элемента; $L_1 = L_2$ – длина термоэлектрического полупроводникового элемента; T_h – температура горячего (*hot*) спая модуля; T_c – температура холодного (*cold*) спая модуля; R_n – электрическое сопротивление нагрузки.

Электрическое сопротивления ветви ТЭМ:

$$R = \frac{\rho_n * h_1}{S_1} + \frac{\rho_p * h_2}{S_2},$$

где $S_1 = B_1 * L_1$, $S_2 = B_2 * L_2$.

Полная теплопроводность ветви ТЭМ:

$$K = \frac{x_n * S_1}{h_1} + \frac{x_p * S_2}{h_2}.$$

Собственная концентрация основных носителей заряда при средней температуре для донорной и акцепторной ветвей термоэлемента:

$$n_i = (N_c * N_v)^{\frac{1}{2}} * \exp\left(\frac{-Eg}{2 * k * T}\right), p_i = (N_c * N_v)^{\frac{1}{2}} * \exp\left(\frac{-Eg}{2 * k * T}\right).$$

Концентрация неосновных носителей заряда для n и p ветвей ТЭМ:

$$p_n = \frac{n_i^2}{n}, n_p = \frac{p_i^2}{p}.$$

Температурный коэффициент термоЭДС полупроводниковой термопары:

$$\alpha = \alpha_p - \alpha_n;$$

Ток в цепи с нагрузкой для одной термоэлектрической пары:

$$I_n = \alpha * \frac{(T_h - T_c)}{R + R_n}.$$

Ток в цепи с нагрузкой для всего ТЭМ:

$$I_{n_{\text{ном}}} = 2 * N * \alpha * \frac{(T_h - T_c)}{R + R_n}.$$

Мощность в нагрузке для термоэлектрического полупроводникового элемента:

$$P_n = I_{n_{\text{ном}}} * R_n.$$

Из анализа полученной зависимости следует, что наибольшая мощность ТЭМ выделяется на нагрузке в температурном диапазоне от 750 К до 850 К. Что в свою очередь свидетельствует о большей целесообразности использования ТЭМ именно в этом температурном диапазоне.

Теплота на поглощающем спае для термоэлектрического элемента:

$$Q_{\text{погл}} = \alpha * I_{n_{\text{ном}}} * T_h.$$

Теплота отдаваемая на тепловыделяющий спай для термоэлектрического элемента:

$$Q_{\text{выд}} = \alpha * I_{n_{\text{ном}}} * T_c.$$

Теперь можно рассчитать полную электрическую мощность ТЭ элемента:

$$P = \alpha^2 * (R + R_n).$$

Полное напряжение на термоэлементе представлено на рис. 4:

$$U = 2 * N * \alpha * \frac{(T_h - T_c)}{R + R_n} * R_n.$$

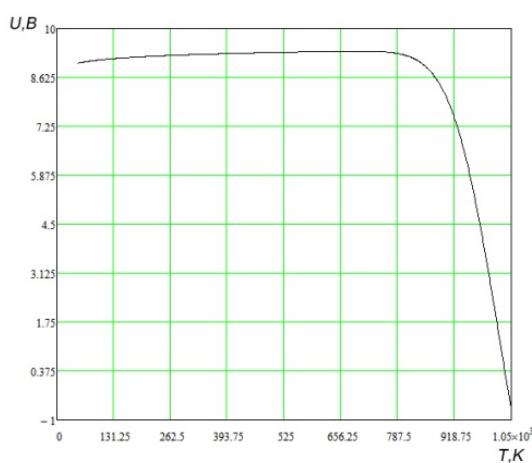


Рис. 4. Зависимость напряжения ТЭМ на основе (α -SiC) от температуры в области истощения примеси полученная в ходе расчетов

Добротность полупроводникового элемента:

$$Z = \frac{\alpha^2}{(\sqrt{x_n * \rho_n} + \sqrt{x_p * \rho_p})^2}.$$

Для качественного и количественного сравнения были получены в ходе выполнения методики расчета аналогичные температурные зависимости напряжения для ТЭМ на основе полупроводникового кремния (Si) представлена на рис. 5.

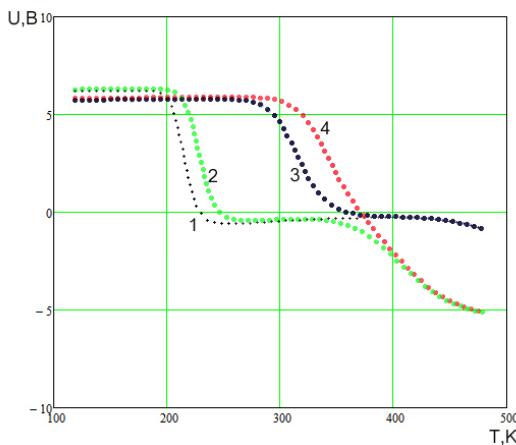


Рис. 5. Зависимость напряжения ТЭМ от температуры для ТЭМ на основе полупроводникового кремния (Si) полученная в ходе расчетов: 1 – $N_d = 10^{15} \text{ см}^{-3}$, $N_a = 10^5 \text{ см}^{-3}$; 2 – $N_d = 10^5 \text{ см}^{-3}$, $N_a = 10^{14} \text{ см}^{-3}$; 3 – $N_d = 10^{15} \text{ см}^{-3}$, $N_a = 10^{14} \text{ см}^{-3}$; 4 – $N_d = 10^{10} \text{ см}^{-3}$, $N_a = 10^{14} \text{ см}^{-3}$

Как видно из анализа полученных идеальных зависимостей напряжения на термоэлектрическом модуле от температуры для полупроводникового кремния (Si) и карбида кремния (α -SiC) величина генерируемого термоэлектрическим модулем напряжения при прочих равных параметрах конструкции выше у ТЭМ на основе (α -SiC). Преимуществом термоэлектрических модулей на основе (α -SiC) также является более широкий диапазон рабочей температуры, на котором величина генерируемого ТЭМ напряжения довольно стабильна. Тогда как у термоэлектрических модулей на основе кремниевых полупроводников сравнительно более узкий температурный диапазон стабильной работы. Стоимость полупроводниковых термоэлектрических материалов составляет наибольшую часть в себестоимости термоэлектрических модулей, поэтому большинство крупных производителей термоэлектрических модулей сами производят термоэлектрические материалы [12]. Для того чтобы успешно конкурировать на рынке, важно получать материалы достаточно высокого качества, но чем лучше качество термоэлектрического материала, тем выше его цена. Таким образом, все технологии, которые используются в настоящее время для получения термоэлектрических материалов, являются компромиссными между качеством и себестоимостью.

Пока в нише силовой электроники карбид кремния отвоевал только самую сложную, самую ответственную и самую дорогостоящую технику. Но по мере того, как разрыв в цене между этими материалами будет сокращаться (для успешной конкуренции с приборами на кремнии себестоимость карбид – кремниевых приборов нужно снизить как минимум вдвое), проникновение карбида кремния в нишу силовой электроники будет увеличиваться. По мере развития производства полупроводникового карбида кремния (α -SiC) его стоимость будет снижаться и его использование в ТЭМ станет более целесообразным и рентабельным.

Список литературы

- Симкин А. В., Бирюков А. В., Репников Н. И., Иванов О. Н. // Термоэлектричество. – 2013. – № 3. – С. 86.
- URL: <http://sk.ru/termogeneratory-iz-skolkovo-budut-v-3-raza-effektivnee>
- Cheung, R. Silicon carbide microelectromechanical systems for harsh environments / Rebecca Cheung. – Imperial College Press, 2006. – С. 3.
- Large-band-gap SiC, III-V nitride, and II-VI ZnSe-based semiconductor device technologies / H. Morkoç, S. Strite, G. B.Gao, M. E. Lin, B. Sverdlov, M. Burns // Journal of Applied Physics. –1994. – С. 1363.
- Григорьева, И. С. Физические величины : справочник / И. С. Григорьева, Е. З. Мейлихова. – М. : Энергоиздат, 1991.
- Muranaka, T. Superconductivity in carrier-doped silicon carbide : free download / T. Muranaka // Sci. Technol. Adv. Mater. – 2008.
- Карбид кремния : пер. с англ. / под ред. Г. Хенита и Р. Рол. – М. : Мир, 1972. – 349 с.
- Bunsell, A. R. A review of the development of three generations of small diameter silicon carbide fibres / A. R. Bunsell, A. Piant // Journal of Materials Science. – 2006. – С. 823.
- Park, Yoon-Soo. SiC materials and devices / Yoon-Soo Park, R.Willardson, Eicke R. Weber. – Academic Press, 1998. – P. 1–18.
- Bhatnagar, M. Comparison of 6H-SiC, 3C-SiC, and Si for power devices / M. Bhatnagar, B. J. Baliga // IEEE Transactions on Electron Devices, – 1993. – March, B. 3. – С. 645–655.
- Ohtani, N. Large high-quality silicon carbide substrates / N. Ohtani, T. Fujimoto, T. Aigo, M. Katsuno, H. Tsuge, H. Yashiro // Nippon Steel Technical Report. – 2001. – № 84.
- Аверин, И. А. Особенности синтеза и исследования нанокомпозиционных пленок, полученных методом золь-гель технологий / И. А. Аверин, А. А. Карманов, Р. М. Печерская, И. А. Пронин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Физико-математические науки. – 2012. – № 2 (22). – С. 155–162.

РАЗРАБОТКА МЕХАНИЧЕСКОГО ГИДРОМАНЖЕТНОГО ТОНОМЕТРА

С. И. Геращенко, К. Н. Мялкина, И. Ф. Овсянникова

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Артериальное давление (АД) является важнейшим параметром состояния здоровья человека. Различают систолическое (максимальное) давление, диастолическое (минимальное) давление, среднее давление и пульсовое давление.

АД прямо пропорционально зависит от величины сердечного выброса, объема циркулирующей крови и сосудистого сопротивления, причем взаимоотношение сердечного выброса и сопротивления в крупных артериях определяет в основном систолическое давление, а взаимоотношение сердечного выброса с периферическим сопротивлением в артериолах – диастолическое давление. Пульсовым давлением является разность между систолическим и диастолическим давлением.

Так как артериальное давление изменчиво и зависит от многих факторов, выделяют основное (базальное) и случайное артериальное давление. Основным является давление, измеренное у человека при условиях основного обмена, практически утром в постели сразу же после пробуждения от сна. Давление, измеренное во всех других условиях, является случайным. Давление, измеренное через 2 часа после приема пищи и 5-минутного покоя называется случайным стандартизованным давлением. Такое давление рекомендовано определять экспертами ВОЗ [1].

Неинвазивные методы измерения артериального давления получили наибольшее распространение в медицинской практике. В последнее время рынок приборов для измерения различных гемодинамических параметров, в том числе и артериального давления, растет. К традиционно применяемым с этой целью тонометрам (ртутным, аускультативным, осциллометрическим) добавляются устройства, использующие фотоплетизмографический принцип регистрации пульсовой волны [2], а также другие варианты манжет, например гидроманжета [3]. Все тонометры можно разделить на две группы: механические и электронные (цифровые). Механические приборы бывают ртутными и анероидными. В настоящее время во многих странах Европы измерять АД ртутным сфигмоманометром не разрешается [4].

Анероидными (мембранными) тонометрами определение АД производится по методу, предложенному в 1905 г. Н. С. Коротковым. Аускультативный метод Н. С. Короткова, основан на регистрации звуковых явлений (тонов Короткова) создаваемых крупной артерии (плечевой, бедренной) при декомпрессии давления в манжете [1]. Именно он в настоящее время признан ВОЗ как референтный метод неинвазивного определения АД.

При разработке методики Коротков выделил следующие 5 фаз звуков, прослушиваемых фонендоскопом, при постепенном уменьшении давления в сдавливающей плечо манжете: 1 фаза – в момент снижения давления в манжете до уровня близкого к систолическому, появляются тоны, которые постепенно нарастают в громкости; 2 фаза – в процессе декомпрессии появляются «шуршащие» звуки; 3 фаза – вновь появляются тоны которые возрастают в интенсивности; 4 фаза – громкие тоны внезапно переходят в тихие тоны; 5 фаза – тихие тоны полностью исчезают.

Н. С. Коротков предложил фиксировать систолическое давление при постепенном стравливании давления в манжете в момент появления первого тона (1 фаза), а диастолическое – в момент перехода громких тонов в тихие (4 фаза) или в момент исчезновения тихих тонов (5 фаза). Причем, при первом варианте определения диастолического давления оно на 5 мм рт.ст. выше давления, определенного прямым путем в артерии, а при втором варианте – на 5 мм рт.ст. ниже истинного.

Пульс генерируется, когда сердце качает и распространяет кровь. Первый компонент колебательного сигнала (системический компонент) является результатом прямого распространения пульса от корня артерии к пальцу. Пока пульс перемещается ниже по руке, прямой пульс прокачивается вдоль аорты в нижнюю часть корпуса. Это приводит к изменению диаметра артерии и бифуркациям, благодаря которым часть пульса отражается обратно. Кульминацией этих отражений является отражение в виде одной волны из нижней части корпуса, которая перемещается вверх по аорте и затем вниз к пальцу (диастолический компонент). Рука служит проводником и для волны прямой передачи [6].

Принято считать, что средняя погрешность метода Короткова составляет 5-10 мм рт. ст. Итоговая погрешность измерения этим методом складывается из погрешности метода погрешности манометра и точности определения момента считывания показаний. Реально эта величина составляет 7-14 мм рт. ст. Таким образом, существует острая потребность в совершенствовании существующих средств измерений АД с целью повышения их точности. В выпускаемых тонометрах, в качестве рабочего тела в манжете, используется воздух. Это также искажает реальную картину оценки максимального давления.

При измерении артериального давления следует учитывать множество параметров:

1. Обстановка. Измерение АД должно проводиться в тихой, спокойной и удобной обстановке при комфортной температуре. Следует избегать внешних воздействий, которые могут увеличить вариабельность АД или помешать аусcultации.

2. Подготовка к измерению АД и продолжительность отдыха. АД следует измерять через 1–2 ч после приема пищи. В течение 1 ч до измерения пациенту не следует курить и употреблять кофе. На пациенте не

должно быть тугой, давящей одеждой. Рука, на которой будет производиться измерение АД, должна быть обнажена. Пациент должен сидеть, опираясь на спинку стула, с расслабленными, нескрещенными ногами.

3. Размер манжетки. Ширина манжетки должна охватывать не менее 40 % окружности плеча и не менее 80 % его длины. АД измеряют на левой руке или на руке с более высоким уровнем АД.

4. Положение манжетки. Середина баллона манжетки должна находиться точно над пальпируемой артерией. Нижний край манжетки должен быть на 2,5 см выше локтевой ямки.

5. Определение максимального уровня нагнетания воздуха в манжетку необходимо для точного определения систолического АД при минимальном дискомфорте для пациента, избежания «аускультативного провала» (период временного отсутствия звука между фазами I и II тонов Короткова).

6. Положение стетоскопа. Мембрана стетоскопа должна полностью плотно прилегать к поверхности плеча. Следует избегать слишком сильного давления стетоскопом, так как оно может вызвать дополнительную компрессию плечевой артерии.

7. Накачивание и сдувание манжетки. Нагнетание воздуха в манжетку до максимального уровня производится быстро. Точность определения АД зависит от скорости декомпрессии: чем выше скорость декомпрессии, тем ниже точность измерения.

8. Систолическое АД. Значение систолического АД определяют при появлении I фазы тонов Короткова по ближайшему делению шкалы (2 мм рт.ст.). При появлении I фазы между двумя минимальными делениями, систолическим считают АД, соответствующее более высокому уровню. При выраженных нарушениях ритма необходимо дополнительное измерение АД.

9. Диастолическое АД. Уровень, при котором слышен последний отчетливый тон, соответствует диастолическому АД. При продолжении тонов Короткова до очень низких значений или до 0 регистрируется уровень АД, соответствующий началу IV фазы. Отсутствие V фазы тонов Короткова может наблюдаться у детей, во время беременности, при состояниях, сопровождающихся высоким сердечным выбросом. В этих случаях за диастолическое АД принимают начало IV фазы тонов Короткова.

Если диастолическое АД выше 90 мм рт.ст., аускультацию следует продолжать на протяжении 40 мм рт.ст., в других случаях – на протяжении 10–20 мм рт.ст. после исчезновения последнего тона.

Различие в уровне АД между руками может составлять более 10 мм рт.ст. Более высокое значение точнее соответствует внутриартериальному АД.

В целом, нормальным артериальное давление считается от 100/60 до 140/90. АД 140/90 и выше – артериальная гипертония, ниже 100/60 – артериальная гипотония.

Однако у метода Короткова имеются определенные недостатки:

1. Недостаточная точность (погрешность 7–8 %)
2. Требование высокой квалификации пользователя.
3. Требование тонкого слуха, быстрой реакции и острого зрения пользователя.
4. Сложность регулирования пережатия артерии фонендоскопом.

Использование механического гидроманжетного тонометра позволяет значительно снизить возникновение данных недостатков при измерении АД [5]. Преимущества использования механического гидроманжетного тонометра:

1. Точность выше на 1–2 %.

2. Упрощение использования в быту. Снижение требования к восприятию тонов Короткова, в связи с ослаблением слуха.

3. Стабилизация давления на артерию при измерениях, что обеспечивает надежность оценки АД.

В качестве рабочего тела в манжете используется жидкость. Поскольку жидкость несжимаема, то появление и исчезновение тонов Короткова, связанных с выравниванием давления в манжете дает возможность существенно увеличить мощность тонов Короткова. Что, в свою очередь способствует более точному определению момента появления первого четвертого тонов Короткова. Это позволяет снизить погрешность оценки значений систолического и диастолического уровней давления.

На оцениваемые значения также, большое влияние оказывают шумы, воспринимаемые датчиком давления. Шумы носят различный характер, это прежде всего шумы сердечных сокращений [3].

Предлагается модернизировать существующий тонометр механического типа, используя в качестве рабочего тела в манжете жидкость, а именно спиртовой раствор. Это дает возможность существенно увеличить мощность тонов Короткова. Что, в свою очередь способствует более точному определению момента появления первого и четвертого тонов Короткова. Это позволяет снизить погрешность оценки значений систолического и диастолического уровней давления.

Список литературы

1. Артериальные гипертонии: признаки и диагностика. Метод Короткова [Электронный ресурс]. – Электрон, текстовые дан. – URL: <http://www.be-health.ru/publ/5-1-0-42>.
2. Пат. № 2099002 Российская Федерация. Способ измерения артериального давления / Волчихин В. И., Мордашев В. К., Гусев О. Л., Буянов А. И. – 1997.
3. Патент на полезную модель № 104437. Тонометр Геращенко / Геращенко М. С. – 2011.
4. Рекомендации по лечению артериальной гипертонии. ESH/ESC 2013 // Российский кардиологический журнал. – 2014. – № 1 (105). – С. 5–92.

5. Артериальные гипертонии: признаки и диагностика. Метод Короткова. – URL: <http://MedPribors.ru/tonometry/informatsiya-tonometr/auscultativnyj-metod-izmereniy-davleniya>
6. Введение в анализ скорости распространения пульсовой волны (СРПВ) [Электронный ресурс]. – Электрон, текстовые дан. – URL: http://www.qhrv.ru/dtr_pwv_overview_ru.htm

МАЛОГАБАРИТНЫЙ ПРИБОР ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ПОРОГОВ ЦВЕТОРАЗЛИЧЕНИЯ И КОЛИЧЕСТВЕННОЙ ОЦЕНКИ АНОМАЛИЙ ЦВЕТОВОГО ЗРЕНИЯ ЧЕЛОВЕКА

М. В. Колокольцев, В. А. Соловьев

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Предложен малогабаритный прибор для исследования порогов цветоразличения и контроля качества цветового зрения человека, в котором синтез излучений осуществляется цифровой системой управления, причем синтез цвета тестового поля можно проводить в любом, предварительно заданном направлении цветового пространства.

Точная диагностика цветового зрения человека необходима как при профессиональном отборе, так и при выявлении приобретенных нарушений, которые являются симптомами таких заболеваний как рассеянный склероз, диабет, сифилис, лейкемия, расстройства зрительного нерва.

Наибольшую популярность в диагностике цветового зрения получили цветовые таблицы и тесты, в силу их простоты и дешевизны. Они позволяют выявлять грубые нарушения цветового зрения врожденного характера. Для более детальной и точной диагностики применяется инструментальный метод, в основе которого лежит использование специальных приборов – аномалоскопов. Принцип их действия подробно описан в работе [1].

Сегодня контроль качества цветового зрения проводится в основном табличным методом. Инструментальный метод практически не используется даже в тех случаях, когда необходимо проводить точную диагностику цветового зрения. Отсутствие специальных приборов в офтальмологических клиниках или их несоответствие современным требованиям приводят к тому, что используются устаревшие методы диагностики.

В данной работе рассматривается малогабаритный прибор для количественной оценки качества цветового зрения человека и исследования порогов цветоразличения в заданных точках цветового пространства на основе импульсной системы синтеза цветов.

В предлагаемом приборе, в качестве основных цветов используются красные, зеленые и синие светодиоды, работающие в импульсном режиме. Воздействие импульсного светового потока на сетчатку глаза наблюдателя с частотой большей критической приводит к тому, что наблюдатель перестает видеть изменение яркости, а видит стабильную эффективную яркость B_s , которая в соответствии с законом Тальбота [2] равна средней яркости за период T :

$$B_s = \frac{1}{T} \int_0^T B(t) dt \quad (1)$$

В работе [2] показано, что суммарная эффективная яркость при изменении скважности трех источников излучения: красного, синего, зеленого, равна:

$$B_s = \frac{t_{uk}}{T} B_k + \frac{t_{uc}}{T} B_c + \frac{t_{uz}}{T} B_z. \quad (2)$$

Координаты цвета связаны с координатами цветности x_i, y_i , соотношениями:

$$X_i = N_i C_{xi} x_i \quad ; \quad Y_i = N_i C_{yi} y_i \quad ; \quad Z_i = N_i C_{zi} z_i, \quad (3)$$

где $N_i = t_{ui} / T$ – коэффициент заполнения импульсов излучения i -го источника, обратный величине скважности импульсов;

C_{xi}, C_{yi}, C_{zi} – коэффициенты пропорциональности, связывающие координаты цветности с соответствующими координатами цвета.

Если при синтезе цвета используются h импульсных источников (основных цветов), на основании закона Грассмана, можно записать:

$$X_c = \sum_{i=1}^h N_i C_{xi} x_i, \quad Y_c = \sum_{i=1}^h N_i C_{yi} y_i, \quad Z_c = \sum_{i=1}^h N_i C_{zi} z_i, \quad (4)$$

Направление синтеза на графике цветности задается прямой линией, проходящей через точку синтезируемого цвета с координатами цветности x_c, y_c и углом α между прямой и осью x . На рис. 1 приведен график цветности, поясняющий последующие выводы.

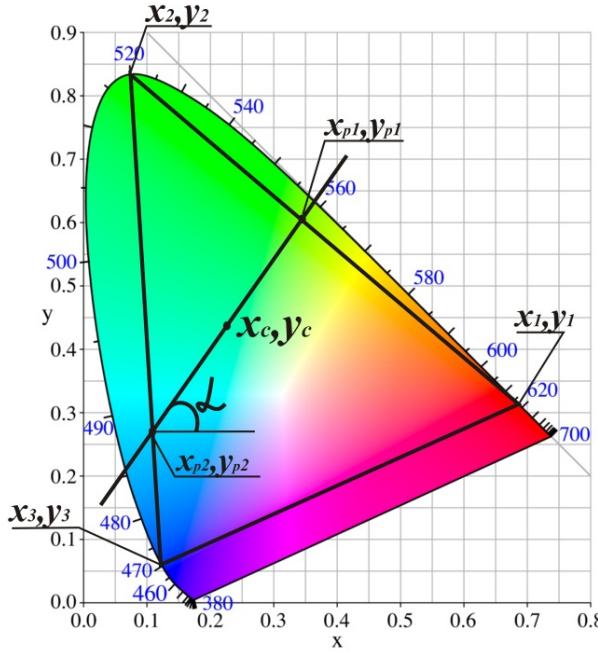


Рис. 1. Графическое пояснение к синтезу цвета в заданном направлении цветового пространства

Уравнение прямой, проходящей через точку с координатами x_c, y_c и углом α будет иметь вид:

$$y - y_c = \operatorname{tg} \alpha (x - x_c) \quad (5)$$

Уравнение прямой, проходящей через две точки с координатами x_2, y_2 и x_3, y_3 будет иметь вид:

$$\frac{y - y_2}{y_3 - y_2} = \frac{x - x_2}{x_3 - x_2} \quad (6)$$

Совместным решением уравнений (5) и (6), получим координаты цветности точки x_{p2}, y_{p2} :

$$x_{p2} = \frac{\operatorname{tg} \alpha x_c x_3 - y_c x_3 - \operatorname{tg} \alpha x_c x_2 - y_c x_2 + y_2 x_3 - y_3 x_2}{y_3 - y_2 + \operatorname{tg} \alpha x_3 + \operatorname{tg} \alpha x_2} \quad (7)$$

$$y_{p2} = \frac{\operatorname{tg} \alpha x_c y_3 - y_c y_3 - \operatorname{tg} \alpha x_c x_2 - y_c y_2 + \operatorname{tg} \alpha y_2 x_3 - \operatorname{tg} \alpha y_3 x_2}{y_3 - y_2 + \operatorname{tg} \alpha x_3 + \operatorname{tg} \alpha x_2} \quad (8)$$

Аналогично определяется точка пересечения с координатами x_{p1}, y_{p1} :

$$x_{p1} = \frac{\operatorname{tg} \alpha x_c x_2 - y_c x_2 - \operatorname{tg} \alpha x_c x_1 - y_c x_1 + y_1 x_2 - y_2 x_1}{y_2 - y_1 + \operatorname{tg} \alpha x_2 + \operatorname{tg} \alpha x_1} \quad (9)$$

$$y_{p1} = \frac{\operatorname{tg} \alpha x_c y_2 - y_c y_2 - \operatorname{tg} \alpha x_c x_1 - y_c y_1 + \operatorname{tg} \alpha y_1 x_2 - \operatorname{tg} \alpha y_2 x_1}{y_2 - y_1 + \operatorname{tg} \alpha x_2 + \operatorname{tg} \alpha x_1} \quad (10)$$

Координата x_{p1}, y_{p1} определяет соотношение между скважностями излучений, которые соответствуют величинам $N1$ и $N2$ основных цветов с координатами цветности $x1, y1$ и $x2, y2$, а координата x_{p2}, y_{p2} определяет соотношение между $N2$ и $N3$ основных цветов с координатами $x2, y2$ и $x3, y3$.

Для определения отношений $m = N2/N1$ и $n = N3/N2$, которые определяют направление синтеза, запишем, используя формулу (4):

$$\begin{aligned} X_{p1} &= N_1 C_{x1} x_1 + N_2 C_{x2} x_2 \\ Y_{p1} &= N_1 C_{y1} y_1 + N_2 C_{y2} y_2 \\ Z_{p1} &= N_1 C_{z1} z_1 + N_2 C_{z2} z_2 \end{aligned} \quad (11)$$

Координаты цветности x_{p1}, y_{p1} найдем из соотношений:

$$x_{p1} = \frac{X_{p1}}{X_{p1} + Y_{p1} + Z_{p1}}, \quad y_{p1} = \frac{Y_{p1}}{X_{p1} + Y_{p1} + Z_{p1}}. \quad (12)$$

Подставляя (11) в (12) получим:

$$\begin{aligned} x_{p1} &= \frac{N_1 C_{x1} x_1 + N_2 C_{x2} x_2}{N_1(C_{x1} x_1 + C_{y1} y_1 + C_{z1} z_1) + N_2(C_{x2} x_2 + C_{y2} y_2 + C_{z2} z_2)} = \\ &= \frac{C_{x1} x_1 + m C_{x2} x_2}{C_{x1} x_1 + C_{y1} y_1 + C_{z1} z_1 + m C_{x2} x_2 + m C_{y2} y_2 + m C_{z2} z_2} \end{aligned} \quad (13)$$

Из соотношения (13) получим значение m :

$$m = \frac{x_{p1} C_{x1} x_1 + x_{p1} C_{y1} y_1 + x_{p1} C_{z1} z_1 - C_{x1} x_1}{C_{x2} x_2 - x_{p1} C_{x2} x_2 - x_{p1} C_{y1} y_2 - x_{p1} C_{z2} z_2} \quad (14)$$

Аналогично можно получить для n :

$$n = \frac{x_{p2} C_{x2} x_2 + x_{p2} C_{y2} y_2 + x_{p2} C_{z2} z_2 - C_{x2} x_2}{C_{x3} x_3 - x_{p2} C_{x3} x_3 - x_{p2} C_{y3} y_3 - x_{p2} C_{z3} z_3} \quad (15)$$

Таким образом, задаваясь координатой цветности xc , yc синтезируемого излучения в тестовом поле и направлением синтеза определяемого углом α , находятся соотношения скважностей m и n источников излучения, которые должны поддерживаться системой управления неизменными в процессе синтеза цветов и установления цветового равенства.

Функциональная схема прибора для исследования порогов цветоразличения и количественной оценки аномалий цветового зрения человека [3] на основе импульсной системы синтеза цветов приведена на рис. 2.

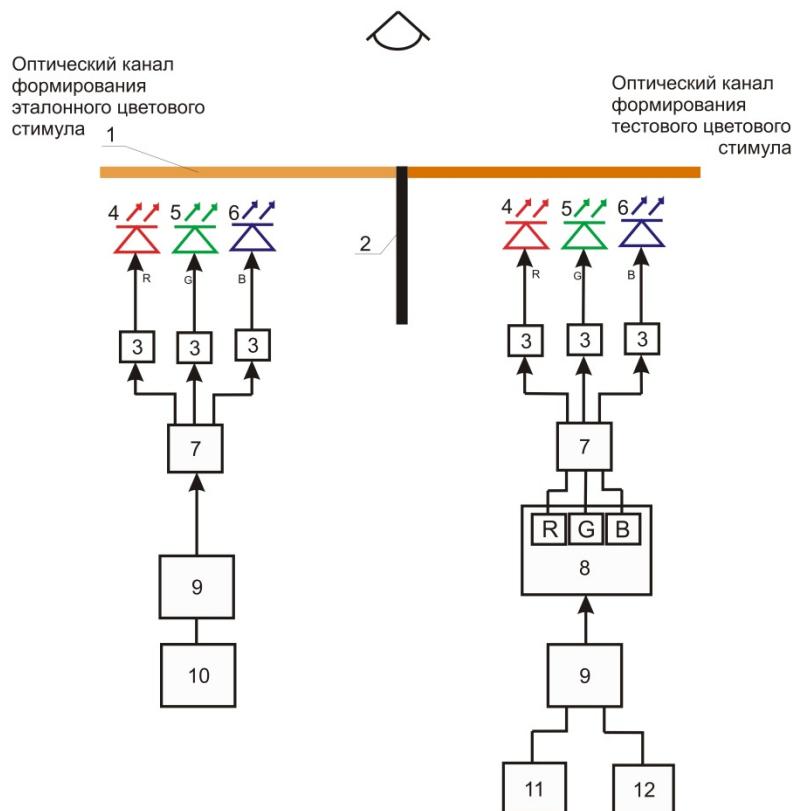


Рис. 2. Функциональная схема прибора для исследования порогов цветоразличения и количественной оценки аномалий цветового зрения человека. Прозрачный матовый экран – 1, непрозрачная перегородка – 2, транзисторные управляемые ключи – 3, спектрозональные светодиоды – 4, 5, 6, контроллеры цвета – 7, регулятор соотношений скважностей импульсов – 8, вычислитель скважности – 9, задатчик координат цвета 10, задатчик координат цветности 11, задатчик направления угла синтеза 12

За прозрачным матовым экраном 1, разделенным непрозрачной перегородкой 2, расположены две триады красных 4, зеленых 5, синих 6 спектрозональных светодиодов. Световой поток от одной триады источников излучения равномерно освещает левую часть экрана, а от второй триады правую часть экрана, образуя эталонное и тестовое поля, которые видит наблюдатель. Красный, зеленый, синий светодиоды через транзисторные управляемые ключи 3 соединены с выходами PWMR, PWMG, PWMB контроллеров цветов,

имеющих в своем составе по три 12-разрядных ШИМ модулятора. ШИМ модулятор эталонного канала соединен с вычислителем скважности 9. Данные о необходимой для синтеза координате цвета задаются задатчиком координат цвета 10, подключенным к вычислителю отношений скважностей, который вычисляет необходимые значения скважностей включения светодиодов, в соответствии с формулами (14, 15) и управляет контроллером эталонного цвета 7. В канале формирования тестового цветового стимула устанавливается направление синтеза цвета, определяемое координатами цветности $x_{ст}$, $y_{ст}$ и углом α (регуляторы 11, 12). На основе заданных координат $x_{ст}$, $y_{ст}$ и угла α вычислитель соотношений скважностей 9 вычисляет значения m и n источников, в соответствии с формулами (14, 15), изменяя которые, при помощи регулятора 8, ведется управление импульсами основных цветов. Данные о скважности поступают в контроллер цвета 7, на ШИМ выходах которого формируются необходимые сигналы.

Обмен данными с контроллерами цвета 7 и вычислителя скважности 9, осуществляется при помощи последовательного интерфейса I2C.

Предусматривается два режима работы прибора: 1 – исследование порогов цветоразличения в заданной точке цветового пространства; 2 – количественная оценка аномалий цветового зрения человека.

При исследовании порогов цветоразличения регулятором 10 задается точка цветового пространства, в которой необходимо оценить пороги цветоразличения. В эталонном поле синтезируется заданный цвет. В тестовом поле задается направление синтеза цвета и производится уравнивание цветов эталонного и тестового полей регулятором 11, при подходе слева и справа по линии к точке. Затем направление синтеза меняется и повторяется процедура уравнивания цветов эталонного и тестового полей. По результатам уравнивания цветов эталонного и тестового полей в различных направлениях строится эллипс или эллипсоид порогов цветоразличения.

При количественной оценке аномалий цветового зрения человека используется коэффициент аномальности, который определяется, как отношение разности координат цветности между эталонным и тестовым полями к координатам цветности эталонного поля. В аномалоскопе Раутиана [4] уравнивание цветов осуществляется вдоль линии, соединяющей красный и зеленый основные цвета на графике цветности, т.е. только в красно-зеленой области, рис. 3.

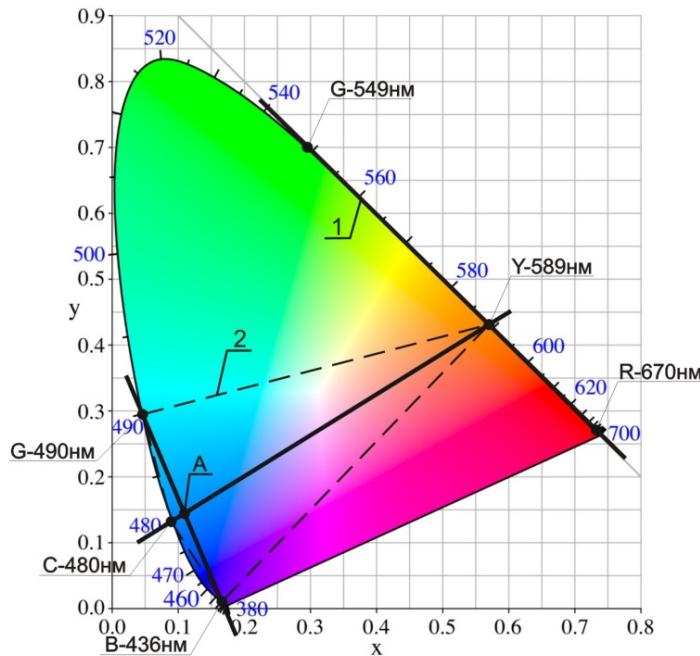


Рис. 3. Графическое пояснение уравнивания цветов в аномалоскопах Раутиана и Хайдельберга:

- 1 – линия равенства Рэлея, относительно которой проводится уравнивание цветов в аномалоскопе Раутиана;
- 2 – область цветового пространства, охватываемая равенством Морелонда, в которой действует аномалоскоп Хайдельберга

Излучение (например, с длиной волны 589 нм) направляется в эталонное поле, а смесь цветов (например, красный с длиной волны 671 нм и зеленый с длиной волны 546 нм) – в тестовое поле. Аддитивная спектральная смесь, которая дает ощущение, идентичное чистому монохроматическому цвету, определяется равенством Рэлея.

В аномалоскопе Хайдельберга [5], кроме равенства Рэлея для проверки нормального зрения, используется равенство Морелонда, которое предусматривает направление синтеза двумя линиями с основными монохроматическими цветами и длинами волн 436 нм (синий цвет), 490 нм (зеленый цвет), 480 нм (голубой цвет) и 589 нм (желтый), соответственно. Точка пересечения этих двух линий и будет являться полным уравниванием двух цветовых полей. Отклонение от заданных пропорций ведет к изменению коэффициента аномальности. На рисунке 3 представлено графическое пояснение. Из графиков на рисунке 3 видно, что ко-

личество того или иного цвета в цветовой смеси непосредственно влияет на конечное уравнивание цветовых полей и объективную количественную оценку цветового зрения.

Преимуществом предлагаемого прибора является то, что устанавливая соотношения скважностей излучений светодиодов, можно синтезировать в эталонном поле любой цвет, а синтез цвета в тестовом поле при уравнивании эталонного и тестового поля осуществлять в любом направлении графика цветности и цветового пространства.

Список литературы

1. Шамшинова, А. М. Функциональные методы исследования в офтальмологии / А. М. Шамшинова, В. В. Волков. – М. : Медицина, 1999. – 416 с.
2. Луизов, А. В. Глаз и свет / А. В. Луизов. – Л. : Энергоатомиздат, 1983. 140 с.
3. Заявка на изобретение № 2013135894/14. Устройство формирования цветового образца в заданном направлении цветового пространства / Соловьев В. А., Колокольцев М. В.
4. Юстова, Е. Н. Цветовые измерения (Колориметрия) / Е. Н. Юстова. – СПб. : Изд-во СПб ун-та, 2000. – 398 с.
5. OCULUS. Instruction Manual HMC Anomaloskop.

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ КОМПОЗИЦИОННОГО МАТЕРИАЛА ДЛЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ДЕТАЛЕЙ УЗЛОВ ТРЕНИЯ РАЗЛИЧНЫХ МАШИН И МЕХАНИЗМОВ, РАБОТАЮЩИХ В УСЛОВИЯХ ОГРАНИЧЕННОЙ СМАЗКИ

A. С. Кузнецов

ООО «Инструментальное предприятие ЮРПАХ», г. Ленза, Россия

Данный доклад посвящен разработке нового композиционного материала, применение данного материала в условиях машиностроительного производства. Проанализированы основные физико-механические свойства нового материала. Выявлены аналогичные материалы и приведен сравнительный анализ по основным параметрам. Указана цель создания материала, состав и к какому виду деятельности относится. Рассматривается новизна и уникальность разрабатываемого материала. Так же продемонстрирован большой интерес к новому композиционному материалу, как со стороны исследования, так и со стороны потребления готового продукта.

Новый композиционный материал разрабатывается с целью использования его для изготовления деталей узлов трения различных машин и механизмов, работающих в условиях ограниченной смазки, а также при повышенных нагрузках, например для высокоскоростных центрифуг очистки авиационного топлива, масел, воды, нефти от механических загрязнений.

Композиционный материал весьма перспективен для подшипниковых пар нефтяных насосов. Предполагается, что коэффициент трения будет снижаться по мере увеличения радиальной нагрузки на подшипники (рис. 1).

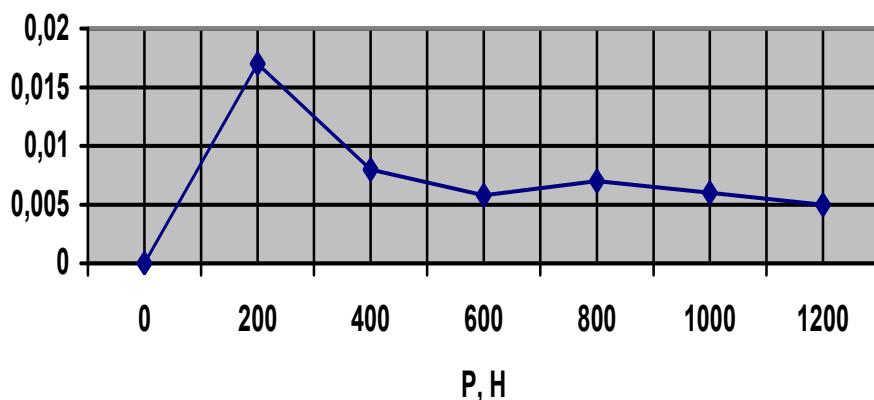


Рис. 1. График зависимости коэффициента трения от радиальной нагрузки на подшипники из композиционного материала

Из предлагаемого материала планируется изготавливать подшипниковые втулки, торцевые уплотнения, подпятники и другие изделия, работающие в агрессивных средах.

Разработка относиться к порошковой металлургии, а именно к спеченным твердым сплавам. Для приготовления смеси будет использоваться высокопроизводительное оборудование – аттриторы и вибра установки. Спекание будет происходить в электровакуумных печах.

Композиционный материал создается с целью замены использующихся на данный момент подшипников из бронзы, салицилого графита и твердого сплава. Новый материал будет превосходить аналоги по основным физико-механическим свойствам, в частности коэффициенту трения (рис. 2).

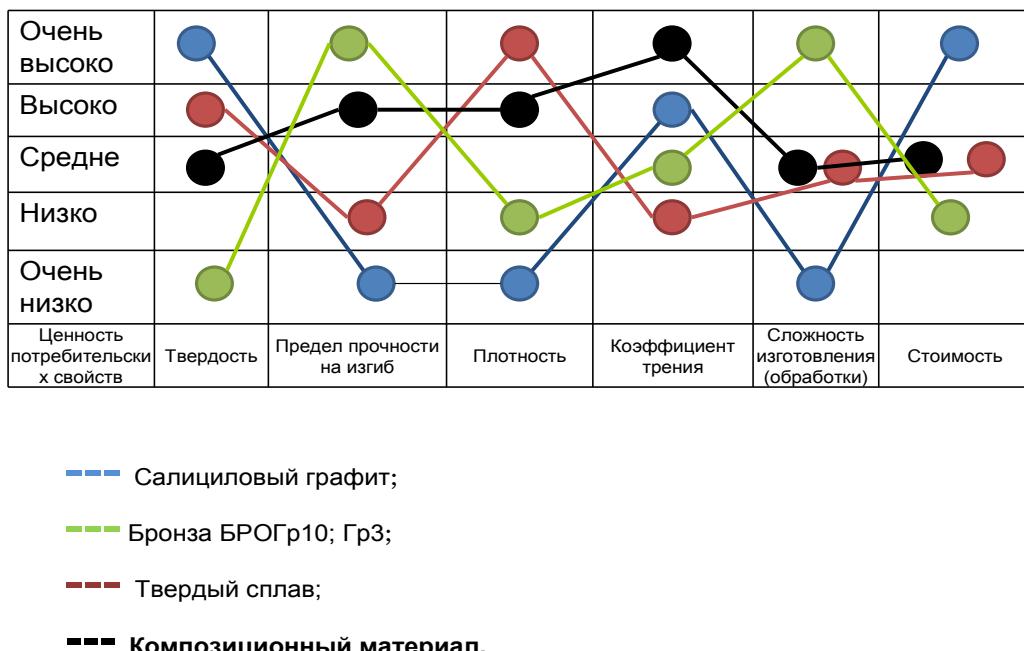


Рис. 2. Сравнение композиционного материала с аналогами (салициловой графит, бронза, твердый сплав) по физико-механическим свойством

Существуют разные разновидности марок твердого сплава, но, ни одно из них не подходит для работы в условиях ограниченной подачи смазки. Так же существуют подшипники из салицилого графита, но он очень хрупкий, что приводит к быстрому выходу из строя деталей и узлов машин.

Основой композиционного материала будет являться карбид вольфрама, кобальт с добавкой, представляющей собой равномерно распределенные микроскопические частицы твердой смазки – графит.

Структура композиционного материала будет представлять собой каркас (рис. 3.) из зерен карбида вольфрама (α – фаза), с тонкими прослойками кобальтовой (β -фазы) и равномерно распределенными глобулами графита.

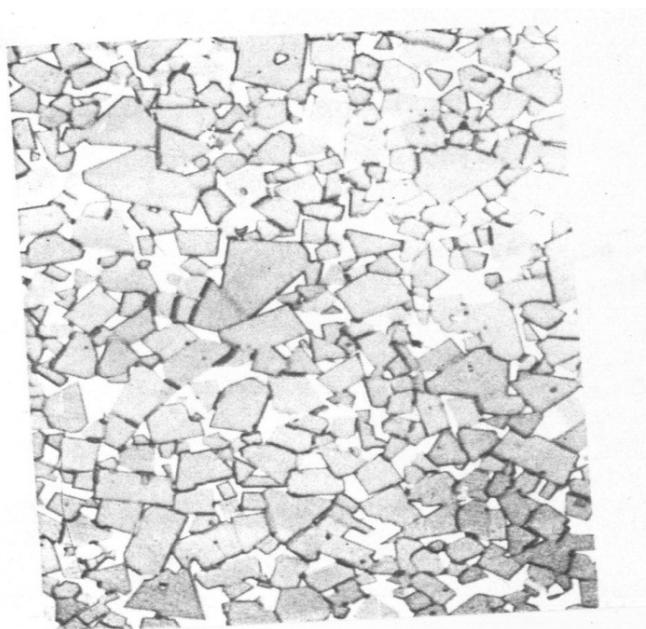


Рис. 3. Каркас из зерен карбида вольфрама (α – фаза), с тонкими прослойками кобальтовой (β -фазы) и равномерно распределенными глобулами графита

Новый композиционный материал будет обладать уникальными антифрикционными свойствами. Кроме того наличию графитовых включений в структуре, материал становится менее чувствительным к

дефектам поверхности. Требования по надежности, эксплуатации, техническому обслуживанию, хранению, упаковке, маркировке и транспортированию соответствуют требованиям, предъявляемым к изделиям из твердого сплава ГОСТ 3882-74.

В рамках поддержки научной работы по теме «Разработка композиционного материала» ООО «Инструментальное предприятие ЮРПАХ» в лице директора Пахалина Юрия Алексеевича готово предоставить оборудование и лабораторию для получения образов и дальнейших исследований.

Выпуск изделия из нового материала организуется непосредственно на предприятие ООО «Инструментальное предприятие ЮРПАХ» Технология получения предлагаемой марки твердого сплава будет защищена в режиме НОУ-ХАУ.

Подшипниковые узлы из композиционного материала уже заинтересованы несколько предприятий выпускающие высокоскоростные центрифуги для очистки различных жидкостей от механических загрязнений.

Список литературы

1. Металлические порошки и порошковые материалы : справочник / под ред. д.т.н. Ю. В. Левинского. – М. : ЭКОМЕТ, 2005.
2. Панов, В. С. Технологии и свойства спеченных твердых сплавов и изделия из них / В. С. Панов, А. М. Чувилин. – М. : МИСИС 2001.
3. Либенсон, Г. А. Процессы порошковой металлургии / Г. А. Либенсон, В. Ю. Лопатин, Г. В. Комарнитский. – М. : МИСИС, 2001.

ПЕРСПЕКТИВЫ ПРИМЕНЕНИЯ ВЫСОКОТЕМПЕРАТУРНЫХ МАТЕРИАЛОВ В ЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТАХ МИКРОМЕХАНИЧЕСКИХ АКСЕЛЕРОМЕТРОВ, ИСПОЛЬЗУЕМЫХ В ЭКСТРЕМАЛЬНЫХ УСЛОВИЯХ ЭКСПЛУАТАЦИИ

Г. В. Петрунин, А. У. Аналиева

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

П. Г. Михайлов

МГУТУ им. К. Г. Разумовского (Пензенский филиал), г. Пенза, Россия

М. Ж. Айтимов

КазНТУ им. К. И. Сатпаева, г. Алматы, Республика Казахстан

В статье рассматриваются вопросы, связанные с перспективами применения высокотемпературных материалов в чувствительных элементах микромеханических акселерометров, используемых в экстремальных условиях эксплуатации. Предложен один из вариантов применения широкозонных монокристаллических полупроводников.

Темпы развития современных технологий разработки и модернизации микроэлектронных устройств определяют новые требования к функциональным материалам, используемым в приборостроении. Во многих задачах традиционные материалы микроэлектронники эксплуатируются на пределе своих характеристик, что существенно снижает рабочие параметры, сокращает ресурс и повышает трудоемкость обслуживания устройств, изготовленных на их основе.

Одним из наиболее важных направлений создания перспективных образцов датчиков физических величин (ДФВ) и компонентов датчиков для систем измерений, контроля, управления и диагностики, предназначенных для экстремальных условий эксплуатации, является использование материалов с улучшенными показателями стойкости к внешним воздействиям, высокими характеристиками по механической прочности и химической стойкости [1].

Акселерометры являются одним из важнейших элементов инерциальных навигационных систем наведения и управления, систем определения параметров траектории и управления движением летательных аппаратов. Наряду с этим акселерометры широко используются на объектах ракетно-космической, авиационной, морской техники для телеметрических и специальных измерений в составе систем контроля различных характеристик.

Современные микроэлектронные технологии создания акселерометров основаны на использовании кремния и его соединений, электрофизические и механические характеристики которых отвечают основным требованиям, предъявляемым к акселерометрам в наиболее распространенных областях бытового и промышленного применения [2, 3].

Однако применение указанных материалов в условиях длительного воздействия критических ускорений и частот, в сочетании с температурной нестабильностью, радиационным или химическим воздействием, приводит к тому, что материалы на основе монокристаллического кремния и его поликристаллов работают на пределе своих возможностей. Это объясняется несколькими причинами, основными из которых являются:

– недостаточная температурная стабильность кремния, которая объясняется в основном сравнительно узкой запрещенной зоной, составляющей 1,1 эВ при 300°К, что не позволяет его использовать при больших температурах и значительных уровнях электромагнитного и радиационного фона.

– рост количества дефектов (термических, радиационных) порожденных термоударами, радиацией и механическими деформациями, что приводит к деградации характеристик датчиков и росту токов утечки.

Указанных явлений можно избежать, используя в качестве функционального материала широкозонные полупроводники и полупроводниковые соединения [4, 5].

Следует отметить, что единственным представителем широкозонных монокристаллических полупроводников является алмаз, у которого ширина запрещенной зоны составляет 5,5 эВ при 300 К [6].

К другой группе относятся двойные и тройные полупроводниковые соединения:

- карбид кремния (β – политип) – β – SiC, $Eg = 2,4$ эВ;
- арсенид галлия (GaAs), $Eg = 1,43$ эВ;
- фосфид галлия (GaP), $Eg = 2,24$ эВ;
- фосфат цинка (ZnP_2), $Eg = 2,05$ эВ (тетрагональная фаза);
- $MgSiP_2$, $Eg = 3,1$ эВ;
- $ZnSiAs_2$, $Eg = 2,15$ эВ;
- $CdSiP_2$, $Eg = 2,2$ эВ.

Из всех вышеперечисленных материалов практический интерес для использования в ВДФВ представляют только алмаз, карбид кремния и арсенид галлия. Остальные материалы представляют для высокотемпературных датчиков физических величин больше научный, чем практический интерес из-за значительных технологических трудностей получения кристаллов достаточной площади, малой технологичности процессов формирования элементов и структур датчиков. Поэтому тройные полупроводниковые соединения в основном используются в качестве функциональных материалов для источников и приемников оптических излучений.

Что касается арсенида галлия, имеющего кроме широкой запрещенной зоны еще и высокую подвижность дырок и электронов, позволяющих получать приборы с высокими граничными частотами и температурами, то следует отметить, что технология формирования GaAs структур в значительной степени отличается от кремниевой: она более сложная, менее управляемая и дорогая. Кроме того, в отличие от монокремния, на поверхности GaAs практически невозможно создать самопассивирующие окисные пленки, а при термообработке он может выделять соединения мышьяка и галлия, которые даже в очень малых дозах крайне ядовиты для человека. Нейтрализация химических отходов, травителей и газов, получаемых в процессе проведения технологических процессов обработки GaAs, является весьма сложной технической задачей и на практике в должной мере пока не решена. Указанные технологические, организационные и иные технические трудности привели к тому, что в настоящее время GaAs используется исключительно для создания быстродействующих полупроводниковых приборов (СВЧ диоды и транзисторы) и интегральных схем.

Акселерометры с использованием алмазных материалов являются достойной альтернативой приборам на основе кремния.

Следует отметить, что идея применения алмаза в твердотельной электронике возникла в середине 60-х годов в связи с достижениями в технологии выращивания монокристаллического алмаза. Кроме того, в дальнейшем были получены алмазные пленки, которые не требовали при синтезе применения сверхвысоких давлений и температур.

Алмазные материалы по своим электрофизическим и механическим свойствам, высочайшим значениям стойкости в условиях воздействия высокотемпературных газовых и жидкых агрессивных сред и радиации, не имеют конкурентов среди природных и искусственных материалов [7].

Достаточно высокая стоимость изделий микроэлектроники на основе алмазных материалов объясняется не столько сложившимися традиционными представлениями о ценности алмаза как драгоценного камня, сколько недостаточным развитием в настоящее время технологий изготовления устройств на основе алмазных материалов.

Использование алмазных материалов в ЧЭ акселерометров обеспечивает целый ряд качественных признаков:

- повышение быстродействия измерений за счет применения уникальных полупроводниковых свойств алмаза;
- расширение диапазонов измерений, вплоть до критических;
- повышение статической и динамической термоустойчивости (длительные нагревы, термоудары, термоциклирование);
- увеличение ресурса;
- повышение надежности;
- обеспечение пожаро- и взрывобезопасности.

В табл. 1 и 2 приводятся основные обобщенные технические требования и прогнозируемые параметры микромеханических акселерометров (ММА) для изделий ракетно – космической и авиационной техники (РК и АТ), составленные на основе анализа материалов по открытым источникам.

Таблица 1

Основные технические требования к акселерометрам для РК и АТ

Диапазон измерений, м·с ⁻²	Приведенная погрешность в условиях эксплуатации, %	Частотный диапазон измерений, Гц	Температура окружающей среды, °C	Потребляемый ток, мА	Масса, не более, кг
От ±3,0 до ±500	0,1	0-512	±100	до 30	0,03

Таблица 2

Прогнозируемые обобщенные параметры алмазных ЧЭ MMA

Прогнозируемые параметры	Значение
Ожидаемые размеры ЧЭ, мм	2 – 5
Ожидаемое значение модуля объемной упругости, Н/м ²	до 1,2·10 ¹²
Ожидаемая термостойкость, °C на воздухе	300
в вакууме	700
Ожидаемая электрическая прочность, В/см	до 10 ⁷

Рекордные показатели механической и электрической прочности, радиационной стойкости и теплопроводности алмаза, его способности работать при высоких температурах изначально позволяют предположить возможность его использования в РК и АТ – в областях, которые характеризуются повышенными требованиями к параметрам и характеристикам используемых устройств.

Синтетический алмаз, использованный в эксперименте был получен в виде поликристаллической пленки, формируемой газофазным осаждением углеродосодержащих газов, в частности, этилена на кремниевую или иную подложку. Толщина сформированной поликристаллической пленки достигала 6 – 10 мкм [8].

Некоторые из основных характеристик алмаза, обеспечивающих его преимущество перед другими материалами микроэлектроники, приведены в табл. 3. Для большей наглядности в ней приведены только механические характеристики сравниваемых материалов, используемых в микромеханических устройствах (ММУ).

Таблица 3

Свойства материалов, используемых для изготовления ММУ

	Предел текучести (10 ⁹ Н/м ²)	Твердость по Кнутупу (кг/мм ²)	Модуль Юнга (ГПа)	Плотность (г/см ³)	Теплопроводность (Вт/см К)	Коэффициент термического расширения (10 ⁻⁶ /К)
Алмаз	53	10000	1050	3,52	20	1,0
SiC	21	2480	700	3,2	3,5	3,3
TiC	20	2470	497	4,9	3,3	6,4
Al ₂ O ₃	15.4	2100	530	4	0,5	5,4
Si ₃ N ₄	14	3486	385	3,1	0,19	0,8
SiO ₂	8.4	820	73	2,5	0,014	0,55
Кремний	7	850	190	2,3	1,57	2,33
Сталь	4,2	1500	210	7,9	0,97	12,0
Вольфрам	4	485	410	19,3	1,78	4,5
Сталь нерж.	2,1	660	200	7,9	0,329	17,3
Молибден	2,1	275	343	10,3	1,38	5,0
Алюминий	0,17	130	70	2,7	2,36	25,0

При разработке любого ДФВ, обязательным этапом процесса проектирования является этап создания математических моделей. При этом зачастую используют сравнительно простые инженерные модели, которые дают достаточно приемлемые числовые результаты [9, 10].

В связи с этим, рассмотрим некоторые аналитические модели ЧЭ MMA, изготовленных из алмазных материалов и сравнение их с ЧЭ из монокремния. Не проводя промежуточные расчеты, достаточно подробно изложенные в соответствующей литературе [11 – 13], приведем в виде графических моделей результаты сравнения для ЧЭ MMA балочного типа.

При расчетах и построении графиков использовали известные модели для прогиба (1) и резонансной частоты (2) консольной балки [14]:

– наибольший прогиб:

$$\delta_{\max} = -\frac{q l^4}{8 E J_x} \text{ при } z = l, \quad (1)$$

– резонансная частота:

$$F_0 = \frac{0,162 h}{l^2} \sqrt{\frac{E}{\rho}}, \quad (2)$$

где l – длина балки; E – модуль упругости материала балки (модуль Юнга); J_x – осевой момент инерции по-перечного сечения; s – ширина балки; h – толщина балки; $q = F l = m a l$ – величина распределенной нагрузки; a – измеряемое ускорение; ρ – удельный вес материала балки; m – масса балки.

Результаты расчета прогиба балки и резонансной частоты балок представлены на рис. 1, 2.

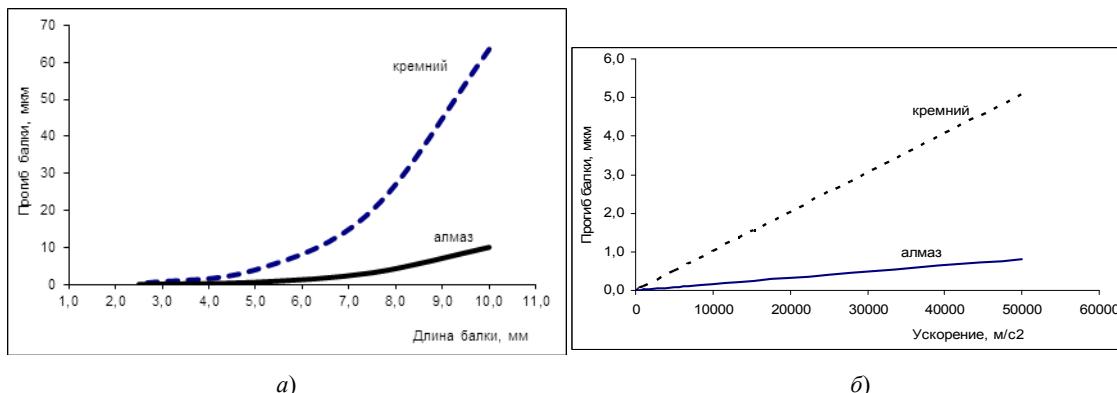


Рис. 1. Графики прогиба алмазной и кремниевой балок толщиной 100 мкм, шириной 100 мкм:
а – при воздействии ускорения 1000 m/s^2 ; б – длиной 2,0 мм в зависимости от ускорения

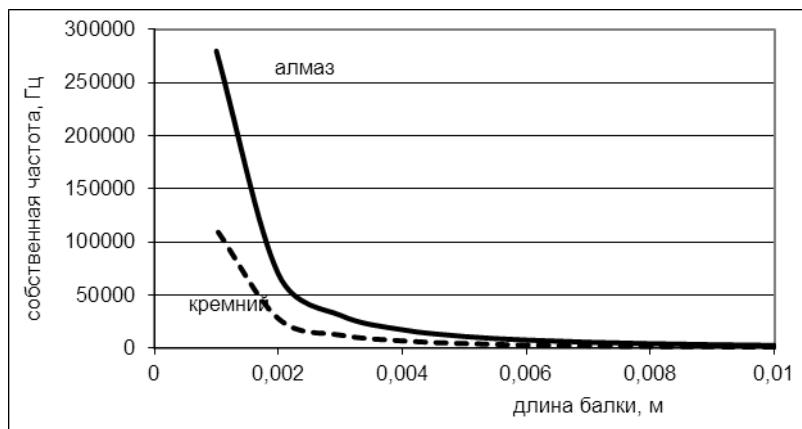


Рис. 2. Расчетная зависимость резонансной частоты от длины упругого подвеса (балки), изготовленного из алмаза и кремния

Выводы: Алмаз, как материал для ЧЭ, является очень перспективным для изготовления ЧЭ ММА, работающих в экстремальных ситуациях. При этом при измерении высоких уровней линейного и вибрационных ускорений прогиб балочных ЧЭ у алмаза гораздо меньше, а резонансная частота выше, чем у кремниевых. Применение концентраторов массы позволяет увеличить прогиб ЧЭ, что ведет к повышению чувствительности ММА, особенно при малых значениях действующего ускорения. По мере развития технологии изготовления подложек из синтетического алмаза, его стоимость будет снижаться, и он будет конкурентоспособным среди других полупроводниковых широкозонных полупроводников.

Список литературы

- Михайлов, П. Г. Микроэлектронные датчики. Разработка и проектирование / П. Г Михайлов. // Датчики и системы. – 2007. – № 8. – С. 23–26.
- Михайлов, П. Г. Датчики для ракетно–космической и авиационной техники / П. Г. Михайлов, В. П. Михайлова, И. О. Лапшин // Авиакосмическое приборостроение. – 2010. – № 3. – С. 16–21.
- Аверин, И. А. Особенности формирования микроэлектромеханических элементов первичных преобразователей информации / И. А. Аверин, В. Е. Паутин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2014. – № 2 (30). – С. 24–32.
- Михайлов, П. Г. Исследования по созданию высокотемпературных сенсорных элементов и структур / П. Г. Михайлов // Микросистемная техника. – 2004. – № 8. – С. 38–44.

5. Чувствительные элементы высокотемпературных датчиков давления. Материалы и технологии изготовления / П. Г. Михайлов, Е. А. Мокров, В. В. Скотников, В. А. Петрин, Д. В. Сергеев, М. А. Чернецов // Известия Южного федерального университета. Технические науки. – 2014. – № 4. – С. 204–213.
6. Алмаз в электронной технике : сб. ст. / под ред. В. Б. Кваскова. – М. : Энергоатомиздат, 1990.
7. Физические свойства алмаза : справочник / под ред. акад. Н. В. Новикова. – Киев : Наукова думка, 1987.
8. Черепанов, В. А. Алмазоподобные гранулированные пленки на кремнии, полученные при горении ацетилена / В. А. Черепанов, А. С. Золкин, Б. А. Колесов. – URL: http://www.nsu.ru/cgi-in/psj?fname=http://src.nsu.ru/win/journals/phys_stud/articles/paper5.htm.
9. Михайлов, П. Г. Микроэлектронные датчики. Разработка и проектирование / П. Г. Михайлов, А. В. Варламов // Датчики и системы. – 2007. – № 8. – С. 23–26.
10. Михайлов, П. Г. Синтез и анализ физико-математических моделей емкостных чувствительных элементов датчиков, используемых в системах мониторинга состояния строительных конструкций / П. Г. Михайлов, А. В. Соколов // Региональная архитектура и строительство. – 2012. – № 3. – С. 102–109.
11. Анурьев, В. И. Справочник конструктора-машиностроителя / В. И. Анурьев. – М. : Машиностроение, 1982. – Т. 1.
12. Распопов, В. Я. Микромеханические приборы : учеб. пособие / В. Я. Распопов. – М. : Машиностроение, 2007. – 400 с.
13. Ваганов, В. И. Интегральные преобразователи / В. И. Ваганов. – М. : Энергоатомиздат, 1983. – 136 с.
14. Тихоненков, В. А. Теория, расчет и основы проектирования датчиков механических величин / В. А. Тихоненков, А. И. Тихонов. – Ульяновск : Изд-во УлГТУ, 2000 – 452 с.

ОПТИМИЗАЦИЯ НЕИНФОРМАТИВНЫХ ТОЧЕК ПРИ ИЗМЕРЕНИИ МАГНИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ ОСНОВНОЙ КРИВОЙ НАМАГНИЧИВАНИЯ И ПЕТЛИ ГИСТЕРЕЗИСА ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ СТАЛЕЙ И ПРЕЦИЗИОННЫХ МАГНИТОМЯГКИХ СПЛАВОВ

P. M. Печерская

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

A. B. Чижов

ФГУП ФНПЦ «ПО «Старт» им. М. В. Проценко, г. Заречный, Россия

Рассмотрена возможность применения индукционно-импульсного метода для измерения статических магнитных характеристик прецизионных магнитомягких сплавов и электротехнических сталей. Установлены направления совершенствования методик измерения, основанные на индукционно-импульсном методе. Предложен алгоритм оптимизации точек на прямолинейных участках и областях перегиба основной кривой намагничивания и петли гистерезиса. Достигнуто сокращение времени измерения основных магнитных параметров до 5 раз.

Индукционно-импульсный метод измерения статических магнитных характеристик нашел широкое применение в измерительно-вычислительных комплексах для исследования статических магнитных характеристик основной кривой намагничивания и петли магнитного гистерезиса электротехнических сталей и прецизионных магнитомягких сплавов [1, 2]. Метод заключается в измерении магнитного потока при скачкообразно изменяющемся магнитном поле в заранее заданных точках основной кривой намагничивания и петли гистерезиса [3, 4]. В связи с этим измерение магнитных параметров возможно осуществить за меньший интервал времени, что достигается оптимизацией параметров режима изменения напряженности поля, к которым относятся время нарастания напряженности поля в образце, время паузы между коммутациями, число предварительных коммутаций для магнитной подготовки и число точек измерения.

Поскольку электротехнические стали и прецизионные магнитомягкие сплавы обладают симметричными петлями гистерезиса, то для поиска прямолинейных участков и областей перегиба петли гистерезиса выполним анализ нисходящей/восходящей ветви, что так же позволит сократить время измерения основных магнитных параметров этих материалов.

Для исключения точек на прямолинейных участках перегиба нисходящей/восходящей ветви петли гистерезиса и основной кривой намагничивания применяют адаптивные алгоритмы оптимизации [5]. В основу такого алгоритма может быть заложен алгоритм Рамера – Дугласа – Пекера [6], суть которого состоит в построении кривой по меньшему числу точек, получение которых осуществляется анализом расхождения измеренного расстояния от линии, соединяющей крайние точки до анализируемой точки кривой.

Рассмотрим работу алгоритма на примере петли гистерезиса и основной кривой намагничивания сплава 49К2ФА. Проведем прямую, соединяющую крайние точки N_1 и N_k нисходящей ветви петли гистерезиса, и определим точку N_i с наибольшим расстоянием d_m до прямой N_1N_k (рис. 1).

$$d_i = \frac{|AH_{N_i} + BB_{N_i} + C|}{\sqrt{A^2 + B^2}}, \quad (1)$$

где A, B, C – коэффициенты уравнения прямой N_1N_k

$$\begin{aligned}
 A &= B_{N_1} - B_{N_2}, \\
 B &= H_{N_2} - H_{N_1}, \\
 C &= H_{N_1}B_{N_2} - H_{N_2}B_{N_1}.
 \end{aligned} \tag{2}$$

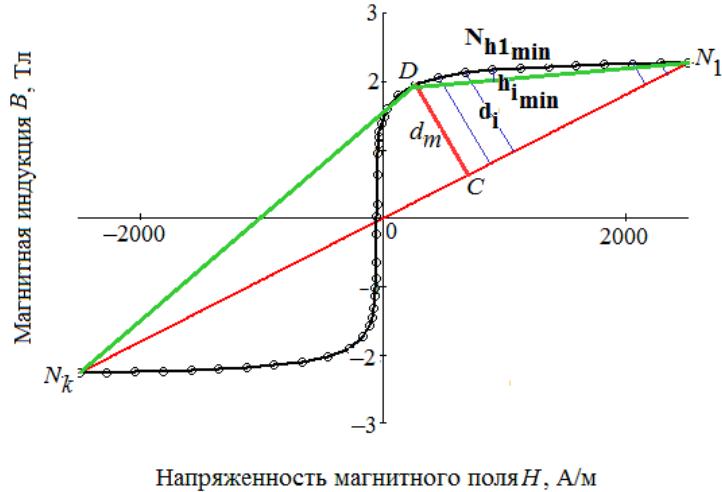


Рис. 1. К исключению неинформативных точек

Проведем две прямые, соединяющие крайние точки N_1 и N_k с точкой D . Задавшись отклонением Δ , выполним поиск расстояния h_{min} от точек N_i , расположенных между точками N_1 и D и между точками N_k и D , до прямых N_1D и N_kD соответственно, которые удовлетворяют условию $d < \Delta$, по достижению которого, считаем что все точки N_i находящиеся в интервалах от точки N_1 до точки $N_{i_{h_{min}}}$ и от точки N_k до точки $N_{i_{h_{min}}}$ могут быть удалены, а точка $N_{i_{h_{min}}}$ считается опорной. После чего интервал поиска сокращается, проводится новая линия через точки $N_{i_{h_{min}}}$ и N_k и процедура повторяется до оптимизации оставшихся точек.

Итогом работы является новая кривая, построенная по точкам $N_{i_{h_{min}}}$, отмеченных цветом (рис. 2).

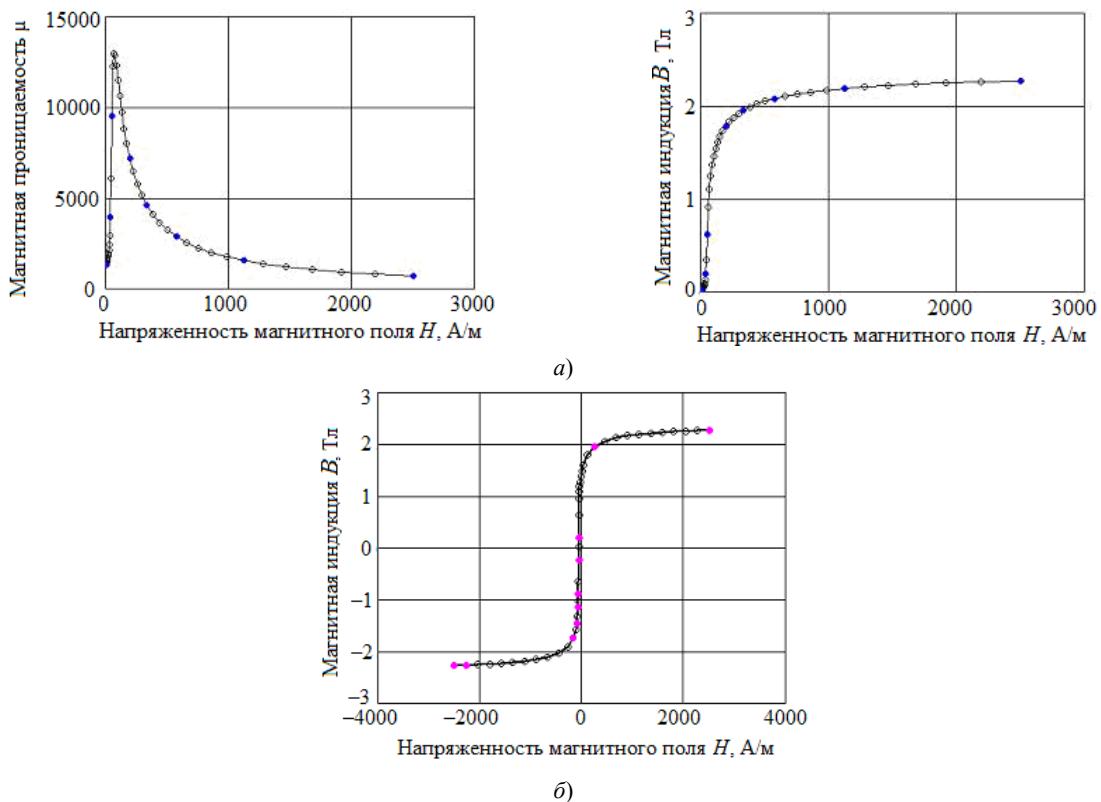


Рис. 2. Оптимизация информативных точек измерения магнитных параметров ленты сплава 49К2ФА по алгоритму Рамера – Дугласа – Пекера: *a* – основной кривой намагничивания; *б* – нисходящая ветвь предельной петли магнитного гистерезиса

Применение алгоритма к нисходящей/восходящей ветви петли гистерезиса и основной кривой намагничивания показало отрицательный результат оптимизации опорных точек вследствие наличия значительных перегибов, что привело к некорректной оптимизации – удалению экстремумов на перегибах. Для решения задачи оптимизации разделим диапазон точек от N_1 до N_k на два по значению точки с наибольшей приближенностью к оси напряженности поля, что позволит проводить линии N_1D и N_kD под более острым углом, и даст возможность исключить ошибочные случаи (рис. 3).

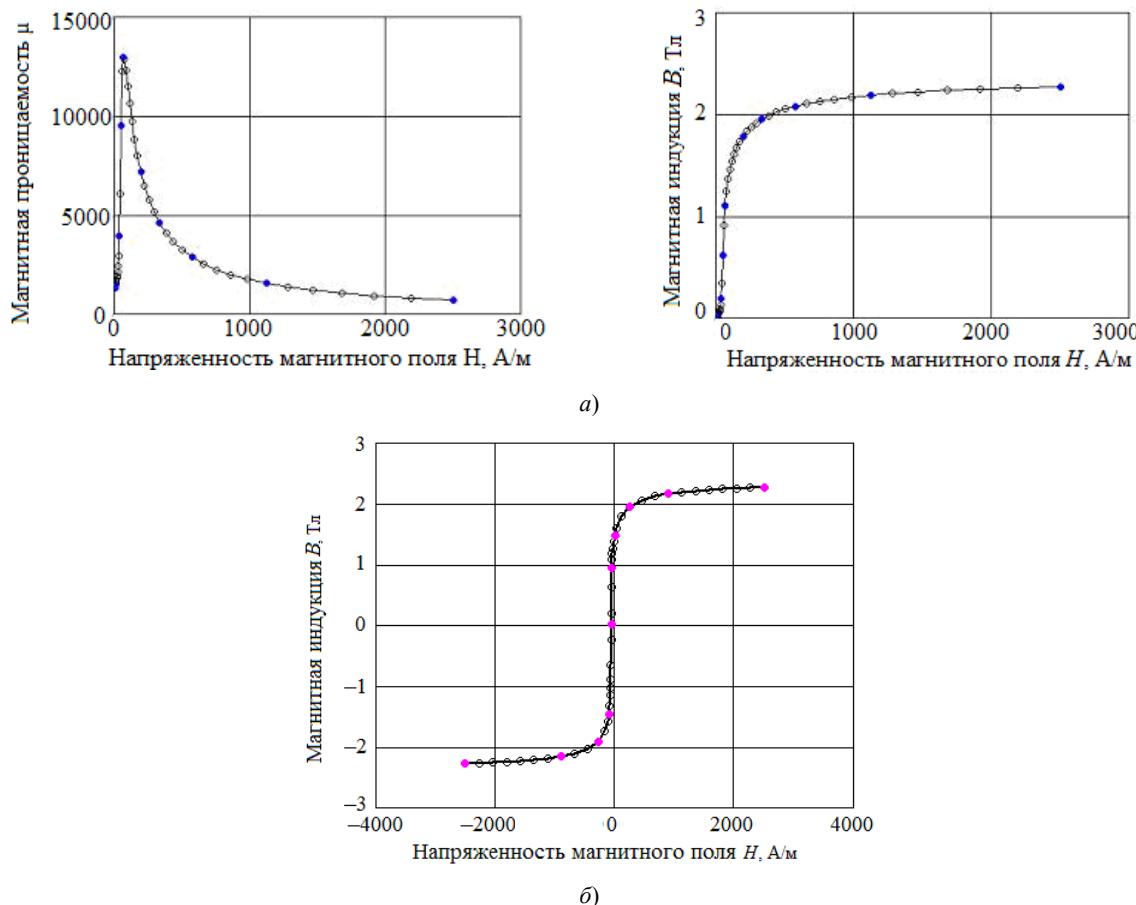


Рис. 3. Оптимизация точек измерения магнитных параметров ленты сплава 49К2ФА по модифицированному алгоритму Рамера – Дугласа – Пекера: *a* – основной кривой намагничивания; *б* – предельной петли магнитного гистерезиса

Изменяя значение Δ , можно регулировать плотность точек на нисходящей/восходящей ветвях петли гистерезиса и основной кривой намагничивания, тем самым сокращая время измерения. Наилучшие результаты оптимизации достигались при $\Delta = (0,025-0,05)B_i$ и в сочетании с методикой измерения [7]. Внедрение разработанного алгоритма в программное обеспечение ИВК «Измеритель параметров магнитомягких материалов ММ50А» [8] позволило сократить время измерения основной кривой намагничивания и петель магнитного гистерезиса электротехнических сталей и прецизионных магнитомягких сплавов до 5 раз.

Выходы

1. Применение усовершенствованного алгоритма оптимизации неинформативных точек при измерении магнитных параметров основной кривой намагничивания и петли гистерезиса электротехнических сталей и прецизионных магнитомягких сплавов позволяет исключить неинформативные точки на прямолинейных участках перегиба.

2. Внедрение разработанного алгоритма в программное обеспечение ИВК «Измеритель параметров магнитомягких материалов ММ50А» позволило сократить время измерения основных магнитных параметров до 5 раз.

Список литературы

1. Преображенский, А. А. Магнитные материалы и элементы : учеб. для студ. вузов по спец. «Полупроводники и диэлектрики» / А. А. Преображенский, Е. Г. Бишард. – 3-е изд., перераб. и доп. – М. : Высш. шк., 1986. – 352 с.
2. ГОСТ 8.377–80. Материалы магнитомягкие. Методика выполнения измерений при определении статических магнитных характеристик. – М. : Изд-во стандартов, 1986. – 21 с.
3. ГОСТ 10160–75. Сплавы прецизионные магнитомягкие. Технические условия. – М. : Изд-во стандартов, 2004. – 47 с.

4. ГОСТ 11036–75. Сталь сортовая электротехническая нелегированная. Технические условия. – М. : Издательство стандартов, 1993. – 10 с.
5. Наракидзе, Н. Д. Адаптивный алгоритм управления магнитным состоянием изделия из магнитомягкого материала при определении основной кривой намагничивания / Н. Д. Наракидзе, А. М. Ланкин, М. В. Ланкин // Современные проблемы науки и образования. – 2014. – № 5. – С. 181–187.
6. Крамер, Г. Математические методы статистики : пер. с англ. / Г. Крамер. – 2-е изд. – М., 1975. – 648 с.
7. Печерская, Р. М. Методика определения максимальной магнитной проницаемости пермаллоев в постоянном магнитном поле / Р. М. Печерская, А. В. Чижов // Научно-технический вестник Поволжья. – 2014. – № 3. – С. 202–206.
8. Печерская, Р. М. Автоматизированный комплекс для исследования статических характеристик магнитомягких материалов / Р. М. Печерская, А. В. Чижов // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2015. – № 1 (33). – С. 78–86.

ВЯЗКОСТЬ НОРМАЛЬНОГО ПЕНТАНА В ШИРОКОЙ ОБЛАСТИ ПАРАМЕТРОВ СОСТОЯНИЯ В ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ЗАДАЧАХ

С. И. Присяжнюк, С. И. Родченко

*Институт сервиса и технологий (филиал в г. Пятигорске Донского государственного технического университета),
г. Пятигорск, Россия*

На установке, реализующей метод стационарного протока вещества через капилляр проведено измерение вязкости жидкого н-пентана. Исследование выполнено в интервале температур 146,15–648,15 К и давлений 0,1–60 МПа. Получено 650 опытных точек. Рассогласование с данными других авторов в разряженной области не превышает 2–3 %, а при околокритических плотностях достигает 10–20 %. Составлено аппроксимационное уравнение для приведенной вязкости от приведенной плотности и температуры со среднеквадратичной погрешностью описания 1 %.

Настоящая работа посвящена экспериментальному исследованию вязкости н-пентана в интервалах температур 146,15–648,15 К и давлений 0,1–60 МПа. Анализ экспериментальных данных о вязкости н-пентана показал, что исследование температурной зависимости носит ограниченный характер. В большинстве работ приведены по нескольким значениям вязкости. Измерения проводились при помощи капиллярных вискозиметров, аналогичным современным типа ВПЖ. Постоянные вискозиметров определялись в опытах по измерению вязкости воды при 293,15 К. Погрешность экспериментальных данных по оценкам авторов составляет $\pm 0,5\%$. Голубев и Агаев [1] провели измерения η при 298,15 К – 548,15 и давлениях до 50 МПа при помощи капиллярного вискозиметра оригинальной конструкции с погрешностью $\pm 1,5\%$. Сравнение данных различных авторов при атмосферном давлении показало, что рассогласование экспериментальных результатов достигает 6–8 %. Из вышеизложенного следует, что существующий экспериментальный материал ограничен и нуждается в уточнении. Отсутствие экспериментальных данных по η в низкотемпературной области сдерживает работы по составлению таблиц стандартных справочных данных.

Реализация экспериментальной программы осуществлена на установке, в основу работы которой положен метод истечения исследуемого вещества через капилляр. Основными узлами установки являются: 1-измерительный капилляр с термостатом; 11-насос-расходомер; 111- ртутный дифференциальный манометр. Установка оснащена системами создания регулирования и измерения температуры и давления, вакуумирования и заполнения. Капилляр с подводящим участком помещался в автоклаве который в свою очередь плотной посадкой устанавливался в медном блоке термостата. На внешней поверхности медного блока намотан регулирующий нагреватель и установлен регулирующий термометр сопротивления. В теле медного блока сделаны продольные сверления для образцового платинового термометра сопротивления и термопар для контроля температурного поля. Медный блок установлен в нержавеющей трубе, на которой намотан змеевик, соединенный с сосудом Дьюара для жидкого азота. На наружной поверхности трубы расположены основной и два торцевых нагревателя. Основой насоса-расходомера являются два цилиндра, установленные в автоклавах высокого давления и наполовину заполненные ртутью. Внутренний диаметр цилиндров колеблется в пределах 0,004мм. Автоклавы в нижней своей части соединены трубкой, а в верхней – с концами капилляра. Один из автоклавов может перемещаться вертикально с помощью специального устройства, а другой – неподвижный. Перепад давления (ΔP) на концах капилляра создается за счет резкого подъема подвижного цилиндра насоса-расходомера. Измерение (ΔP) осуществляется безинерционным ртутным дифференциальным манометром высокого давления. Положение уровня ртути в дифманометре определялось при помощи катетометра КМ-6 с погрешностью 0,01 мм. рт. ст. Анализ результатов расчета определения вязкости показал, максимальная относительная погрешность измерения с учетом ошибок погрешностей отнесения не превышает 1,0 %.

Для проверки работы установки и отработки методики эксперимента выполнены измерения вязкости воды в интервале температур 288,05 – 373,15 К и давлений 0,1–60 МПа. Измерения проводились по изотермам. Воспроизводимость результатов при фиксированных параметрах состояния не превышала 0,2–0,3 %. В опытах использовался кварцевый капилляр, геометрические размеры которого составляли $r_0 = 0,2061\text{мм}$ и

$L = 244,40$ мм. Измерения вязкости проводились при $\Delta P = 10 - 20$ мм рт. ст. Расчеты показали, что во всех опытах число Рейнольдса $Re < 700$.

Таблица 1

Экспериментальные значения вязкости воды ($\eta \cdot 10^6$, Па·с)

P , МПа	T, К						
	288,05	293,15	303,15	313,15	323,15	348,15	373,15
0,13	1146,4	1004,4	798,1	653,3	545,9	377,4	282,4*
0,13	1144,5	—	—	—	—	—	—
50,03	1141,1	1002,9	—	654,7	547,3	378,7	283,9
99,08	1136,5	999,5	797,6	654,6	549,6	380,0	285,2
99,8	1137,7	—	—	655,2	548,8	379,4	—
197,18	1132,2	997,8	797,7	657,3	550,6	382,3	288,2
197,18	1132,4	—	—	—	—	—	—
295,28	1128,2	993,9	798,2	657,4	552,5	384,8	290,2
295,28	—	—	—	—	—	385,7	288,9
393,38	1122,0	992,2	798,1	659,6	556,1	387,5	291,3
393,38	1123,7	993,8	—	659,1	—	—	291,9
491,48	1120,2	994,7	798,8	661,4	557,3	389,3	294,9
491,48	—	992,4	—	—	—	—	—
589,58	1120,7	989,7	800,3	664,2	559,9	391,6	298,9
589,58	1120,5	—	—	—	—	392,6	—

П р и м е ч а н и е: * $P = 1,08$ МПа.

Экспериментальные значения вязкости приведены в табл. 1. Полученные результаты подтверждают уменьшение вязкости воды на изотермах 288,05; 293,15 К с ростом давления. При более высоких температурах вязкость на изотермах увеличивается с ростом давления. Рассогласование стандартных значений вязкости воды при атмосферном давлении и данных МСТ с результатами настоящего исследования не превышает 0,7 %. К аналогичным результатам привело сопоставление наших данных с данными других авторов.

Для исследований использовался н-пентан марки «Ч». После проведения дополнительной очистки на установке четкое ректификации содержание основного компонента по данным хроматографического анализа составляет 99,93 %. Измерение вязкости нормального пентана проводились в двух сериях опытов со смесью используемого капилляра. Первая серия была посвящена низкотемпературным измерениям.

Опыты проводились по изотермам через 25 К с шагом по давлению 10 МПа, при перепадах давления на капилляре от 10 до 70 мм рт. ст. Во всех опытах $Re < 800$. Необходимые значения плотности приняты по данным [2]. Вблизи температуры замерзания ($T_3 = 143,45$ К) с целью предотвращения образования твердой фазы опыты при $T = 146,15$ К проведены при атмосферном давлении, а при $T = 148,15$ К максимальное давление составило $P = 24,63$ МПа. В таблице 2 представлены результаты эксперимента. На девяти изотермах получены 54 опытных значений вязкости н-пентана. Проведенные на изобаре 9,91 МПа измерения η в интервале 148,15 – 298,15 К показали что в пределах 0,5 % полученные результаты совпадают с данными по изотермам.

Вязкость н-пентана измерена также при атмосферном давлении с помощью вискозиметра ВПЖ-1 (ГОСТ 10028-62), который помещался в специальный жидкостный термостат. Он представляет собой стеклянный сосуд Дьюара, снабженный механической мешалкой, холодильником, нагревателем, регулирующим и измерительным термометрами. В качестве термостатирующей жидкости использовали этиловый спирт. Хладоагентом являлся жидкий азот. Для измерения температуры использовали тот же термометр, что и в опытах при повышенном давлении. Измерение вязкости проведено в интервале температур 173,15–298,15 К. Результаты этих экспериментов, сравнение с данными таблицы 2 приведены в таблице 3. Видно, что расхождения не превышают суммарной погрешности эксперимента.

Таблица 2

Экспериментальные значения вязкости н-пентана ($\eta \cdot 10^6$, Па·с)

T , К	P , МПа						
	0,10	9,91	19,72	29,53	39,34	49,15	58,96
146,15	3230	—	—	—	—	—	—
148,15	3021	3472	3907	4190*	—	—	—
154,15	2363	2637	2933	3271	3663	4117	4659
173,15	1262	1398	1554	1774	1937	2153	2376
198,15	730,0	801,3	876,4	951,3	1035	1119	1202
223,15	492,0	537,1	584,1	631,8	678,7	728,6	785,0
248,15	357,4	391,2	426,3	460,8	492,7	530,0	573,3
273,15	275,5	304,1	331,0	358,3	386,2	411,1	442,4
298,15	217,5	241,3	266,5	288,0	310,6	334,0	356,8

П р и м е ч а н и е: * $P = 24,63$ МПа.

Таблица 3

Экспериментальные значения вязкости жидкого н-пентана при атмосферном давлении ($\eta_{\text{впж}} \cdot 10^6$, Па·с) и сравнение с данными первой серии опытов $\delta = \frac{\eta_{\text{впж}} - \eta}{\eta} \cdot 100\%$

	T, K					
	173,15	198,15	223,15	248,15	273,15	298,15
$\eta_{\text{впж}}$	1251	724,6	488,9	356,3	276,4	220,8
δ	-0,83	-0,67	-0,62	-0,29	0,37	1,5

В высокотемпературной области измерения вязкости проводились в интервалах температур 298,15–648,15 К и давлений 0,1–60 МПа. Опыты выполнялись по изотермам через 25 К с шагом по давлению 10 МПа. При измерениях вблизи линии насыщения и критической области шаг по давлению уменьшался до 1 МПа. Перепад давления на капилляре варьировался от 10 до 70 мм рт. ст. Во всех опытах $Re < 800$. Необходимые значения плотности приняты по данным [2]. В табл. 4 представлены результаты эксперимента. На 15 изотермах получены 204 опытных значений вязкости в-пентана.

Таблица 4

Экспериментальные значения вязкости жидкого н-пентана в области повышенных температур и давлений. (I серия опытов)

| P, МПа $\eta \cdot 10^6$, Па·с |
|---------------------------------|---------------------------------|---------------------------------|---------------------------------|---------------------------------|---------------------------------|
| T = 298,15 K | 1,116 | 173,7 | 29,516 | 168,7 | 6,003 |
| 58,919 | 356,1 | 0,578 | 173,1 | 19,718 | 103,4 |
| 49,121 | 333,2 | T = 348,15 K | 9,920 | 151,1 | 5,024 |
| 39,321 | 310,3 | 58,918 | 248,7 | 132,8 | 101,0 |
| 29,534 | 287,3 | 49,119 | 231,4 | 4,043 | 4,047 |
| 19,725 | 263,5 | 214,3 | 3,063 | 122,7 | 98,67 |
| 14,823 | 251,4 | 29,522 | 196,1 | 3,063 | 3,068 |
| 9,917 | 239,8 | 19,725 | 178,7 | 118,8 | 75,84 |
| 5,029 | 228,6 | 14,826 | 169,2 | 1,109 | 96,16 |
| 0,113 | 216,5 | 9,930 | 0,616 | 1,010 | 2,088 |
| T = 323,15 K | 158,6 | T = 398,15 K | 113,0 | 90,91 | 73,00 |
| 5,031 | 148,9 | 58,912 | 106,0 | 48,113 | 1,599 |
| 58,918 | 294,5 | 2,094 | 142,5 | 166,9 | 71,53 |
| 49,119 | 273,5 | 1,018 | 140,2 | 5,026 | 82,33 |
| 39,320 | 253,0 | 0,579 | 139,2 | 1,000 | 4,047 |
| 29,534 | 235,2 | T = 373,15 K | 29,515 | 92,55 | T = 448,15 K |
| 19,725 | 215,2 | 58,911 | 129,5 | 93,26 | 14,823 |
| 9,715 | 193,8 | 215,4 | 14,820 | 88,23 | 87,34 |
| 5,015 | 183,1 | 49,113 | 120,8 | 7,964 | 149,3 |
| T = 448,15 K | 183,6 | 199,7 | 9,922 | 10,905 | 75,03 |
| 6,006 | 6,006 | 183,6 | 111,8 | 10,905 | 72,70 |
| 6,007 | 67,54 | T = 498,15 K | 107,2 | 111,3 | 6,988 |
| 5,028 | 64,35 | 17,759 | 6,006 | 12,863 | 70,25 |
| 4,055 | 60,71 | 58,912 | 5,914 | 127,2 | 5,901 |
| 3,563 | 49,113 | 123,7 | 17,762 | 12,866 | 16,88 |
| 3,071 | 112,4 | 14,820 | 46,40 | 36,31 | 1648,15 |
| 2,581 | 56,38 | 50,45 | T = 548,15 K | 12,866 | 19,719 |
| 2,444 | 54,04 | 39,315 | 10,904 | 39,314 | 5,024 |
| T = 473,15 K | 24,618 | 100,9 | 45,39 | 75,16 | 16,92 |
| 17,758 | 80,19 | 8,946 | 9,924 | 39,314 | 39,296 |
| 14,819 | 75,09 | 42,03 | 42,28 | 64,10 | 64,25 |
| 12,561 | 70,77 | 46,25 | 24,616 | 29,516 | 52,96 |
| 10,903 | 66,62 | 29,515 | 63,62 | 29,516 | 59,36 |
| 9,923 | 64,12 | 113,4 | 55,83 | 19,716 | 19,701 |
| 8,944 | 49,111 | 14,822 | 46,73 | 44,28 | 18,90 |
| 7,965 | 102,3 | 49,111 | 42,19 | 14,820 | 5,903 |
| 6,986 | 58,52 | 12,863 | 10,906 | 36,88 | 17,01 |
| 55,61 | 29,515 | 90,85 | 9,927 | 14,820 | 16,45 |
| 24,616 | 18,71 | 71,83 | 33,83 | 35,66 | 20,41 |
| 71,83 | 7,970 | 7,970 | 9,927 | 24,75 | |
| 7,971 | 26,28 | 26,28 | 24,75 | | |
| 20,41 | 7,971 | 7,971 | 20,41 | | |

Рассогласование данных на изотермах 298,15, 323,15, 348,15, 373,15, полученных на различных капиллярах, не превышала 0,4–0,5 %, что находится в пределах суммарного влияния на общую погрешность погрешности случайных составляющих.

Полученный экспериментальный материал обрабатывали графически путем построения Р, Т сечений. Качественный анализ показал, что при температурах 273,15–298,15 К вязкость линейно зависит от давления. С уменьшением температуры наблюдается искривление изотерм вязкости в сторону увеличения вязкости от давления.

Графоаналитический анализ подтвердил существование прямолинейной зависимости в Р, Т координатах для изолиний вязкости .

Ввиду отсутствия данных о вязкости газообразного н-пентана при низких температурах, в низкотемпературной области проведена обработка данных не в координатах $\Delta\eta$ - p , а в координатах η - p . Результаты исследования выявили отсутствия однозначной зависимости вязкости от плотности. Очевидно, что для аналитического описания вязкости н-пентана в низкотемпературных областях необходимо использовать двухпараметрические выражения вида $\Delta\eta = \Delta\eta(p, T)$.

Общий массив данных составляет 651 значение вязкости на 37 изотермах ($\Delta T = 146,15 \div 648,15$ К; $\Delta p = 0,1 \div 60$ МПа), включая исследования в околоскритической области, на линии насыщения и в разреженном состоянии. Для описания экспериментальных данных анализировались эмпирические зависимости, приведенные в работе [1,3]. Во многих эмпирических уравнениях широко используется факт существования определенной зависимости избыточной вязкости от плотности. Однако, при достаточно больших плотностях происходит расслоение $\Delta\eta$ по изотермам, что говорит о необходимости использования двухпараметрических зависимостей. Наибольшее распространение получили уравнения вида

$$\frac{\eta_{p,T}}{\eta_T} = 1 + \sum_{i=0}^n \sum_{j=0}^m a_{ij} \frac{\varpi^j}{\tau^i} \quad (1)$$

$$\eta_{p,T} - \eta_T = \sum_{i=0}^n \sum_{j=0}^m a_{ij} \frac{\varpi^j}{\tau^i} \quad (2)$$

$$\ln \frac{\eta_{p,T}}{\eta_T} = \sum_{i=0}^n \sum_{j=0}^m a_{ij} \frac{\varpi^j}{\tau^i} \quad (3)$$

где $\eta_{p,T}$ – вязкость вещества при давлении Р и температуре Т, η_T – вязкость в разреженном состоянии, $\varpi = p/p_{kp}$ – приведенная плотность, $\tau = T/T_{kp}$ – приведенная температура. Анализ, проведенный на основе данных о вязкости жидкой и газообразной двуокиси углерода [4] указывает на явное преимущество уравнения (3). При одинаковых средних квадратичных отклонениях для всего массива экспериментальных точек, количество необходимых коэффициентов для уравнения (3) в 2 раза меньше чем для уравнений (1) и (2). Уравнение (3) использовалось нами для описания вязкости нормального пентана во всем исследованном интервале температур и давлений. Для расчета коэффициентов уравнения (3) необходимо иметь данные о вязкости разреженного газа η_T во всем температурном интервале описания. В диапазоне температур 373,15–648,15 К использовались результаты настоящего исследования. Расчет η_T при температурах меньших 373,15 К проводили по уравнению Люстерника, Жданова [4], которое в окончательном числовом варианте имеет вид

$$\eta_T = \frac{0,92297 \cdot T^{3/2}}{T + 407,72} \quad (4)$$

Выбранное уравнение (3) описывает наши значения вязкости с погрешностью не более 0,5 %. Расчет коэффициентов уравнения (3) проводился методом наименьших квадратов. Для описания массива данных потребовалось 16 коэффициентов. Уравнение описывает вязкость нормального пентана в жидким и газообразном состоянии, включая линию насыщения и критическую область. При этом средняя арифметическая погрешность описания составляла 0,8 %, средняя квадратичная – 1,1 %, максимальная – 4,6 %. Аналогичное уравнение составлено для расчета значений $\eta(p, T)$ при $p \leq 300$ кг/м³. Объем выборки определялся из ранее используемого массива и составил 204 точки на 20 изотермах. Для описания потребовалось всего 4 коэффициента. Средняя арифметическая погрешность описания составила 0,15 %, средняя квадратичная – 1,1 % и максимальная 4,0 %.

Список литературы

1. Голубев, И. Ф. Вязкость предельных углеводородов / И. Ф. Голубев, Н. А. Агаев. – Баку : Азернешр, 1964. – 160 с.
2. Васильев, Ю. Л. Исследование плотности нормального пентана в жидкой фазе / Ю. Л. Васильев // Известия вузов. Нефть и газ. – 1984. – № 10. – С. 57–58.
3. Алтутин, В. В. Теплофизические свойства двуокиси углерода / В. В. Алтутин. – М. : Изд-во Стандартов, 1975. – 551 с.
4. Люстерник, В. Е. Вязкость углеводородов метанового, этиленового, ацетиленового ряда в газовой фазе / В. Е. Люстерник, А. Г. Жданов // Теплофизические свойства веществ и материалов. – Вып. 3. – М. : Изд-во Стандартов, 1973. – С. 95–114.

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ СИСТЕМА РЕГИСТРАЦИИ БИОПОТЕНЦИАЛОВ СЕРДЦА

А. Ю. Тычков, П. П. Чураков

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Представлена схемотехническая реализация устройства регистрации биопотенциалов сердца, работа которого основана на современных интеллектуальных микропроцессорных технологиях и системах, на примере MDL-IDM-L35. Система может быть использована как в государственных клиниках для осуществления длительного мониторинга состояния пациента, так и физическими лицами для самодиагностики.

Разработка и внедрение современных информационных технологий в кардиологии способствуют значительному повышению качества диагностики и лечению больных с заболеваниями сердца. Информационные технологии обеспечивают переход на качественно новый уровень работы с медицинскими данными [1].

На сегодняшний день, в мире разработано и производится большое количество разнообразных систем диагностики состояния сердца. Качественным шагом вперед стало появление цифровых систем, которые представляют собой совокупность аппаратных и программных средств обработки ЭКС.

Системы диагностики состояния сердца делятся на четыре большие группы [2]:

1. Системы Холтеровского мониторирования.
2. Системы прикроватного наблюдения.
3. Телеметрические системы контроля состояния сердца.
4. Портативные кардиоанализаторы.

Наглядными представителями современных кардиографических систем являются [2]:

- кардиоанализатор CardioCare;
- портативный компьютерный кардиоанализатор «Facuda denshi»;
- кардиоанализатор «Анкар»;
- кардиоанализатор «Поли-Спектр».

Большинство известных современных устройств, находящихся на страже здоровья и доступные для клинической медицины, относятся к классу прикроватных кардиографов. Другой класс устройств – портативных, мобильных, развит на не достаточном уровне, что свидетельствует о высокой смертности населения и невозможности постоянного мониторинга пациентами состояния своего здоровья. Это обусловлено, прежде всего, ценой и габаритами предлагаемых устройств.

В работе показана принципиальная возможность реализации портативного электрокардиографа. Разрабатываемое устройство будет предназначено для регистрации ЭКС и их цифровой интеллектуальной обработки. На рис. 1 приведена структурная схема предлагаемого устройства, которая состоит из следующих основных блоков: кардиографические электроды, мультиплексор (MUX), усилитель напряжения, модуль интеллектуальной обработки информации (MDL-IDM), персональный компьютер (ПК).

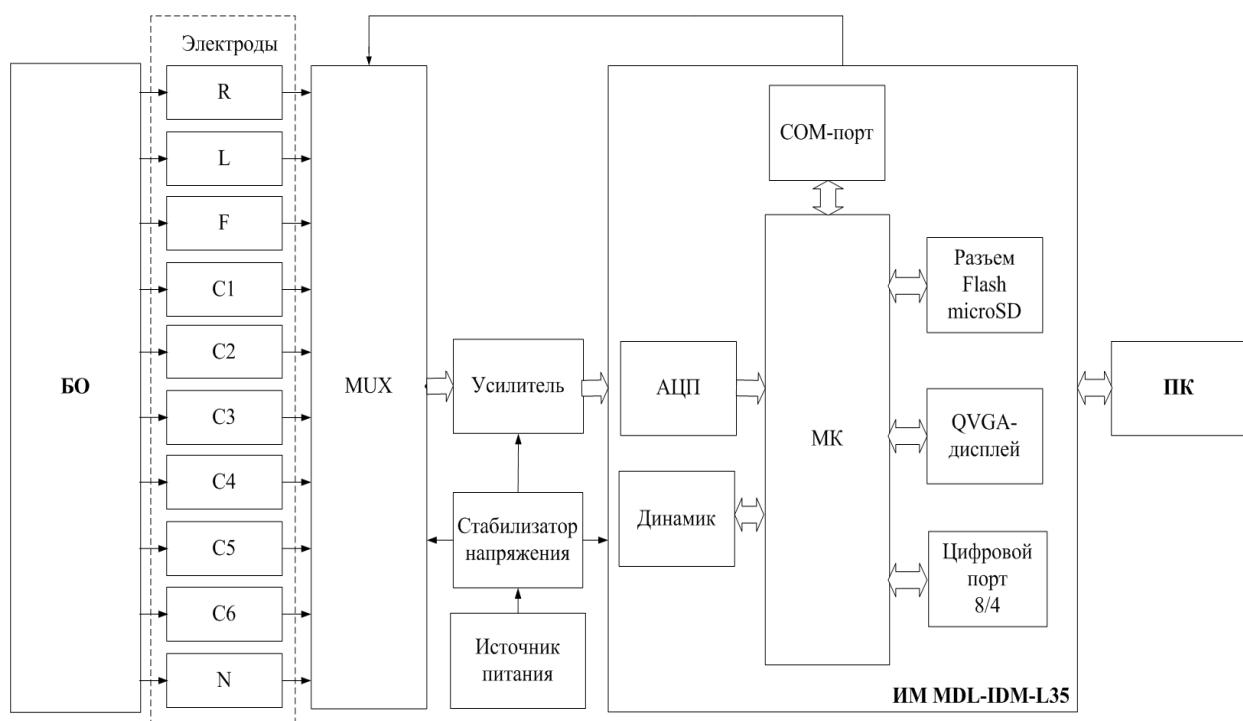


Рис. 1. Структурная схема предлагаемого устройства

Ввод ЭКС в устройство осуществляется двумя способами: посредством ввода сигнала через СОМ-порт или flash micro-SD в цифровом виде, или непосредственно регистрируя ЭКС пациента с помощью кардиографических электродов.

Основным компонентом устройства является интеллектуальный модуль обработки данных. Данный модуль предназначен для ввода, обработки и передачи ЭКС на дисплей или на ПК врача (специалиста), посредством специальных средств сопряжения модуля и ПК. В качестве такого модуля предложено использовать модуль MDL-IDM-L35 [3]. Модуль представляет собой законченный графический интерфейс, обеспечивающий возможность связи по последовательному цифровому и аналоговому интерфейсу для простой реализации человека-машинного интерфейса на базе сенсорной панели. Данный модуль является первым дисплейным модулем, в котором используется высокоеэффективный и надежный микроконтроллер на базе процессора ARM Cortex-M3, позволяющий использовать его в диагностических системах медицинского назначения. Модуль представляет собой программируемый узел системы со следующими элементами: ЖК-дисплей, последовательный интерфейс, МК LM3S1958, разъем карты microSD, 5 В источник питания. На рис. 2 показан модуль MDL-IDM-L35 в виде платы (рис. 2, а) и прикрепленного к нему дисплея (рис. 2, б).

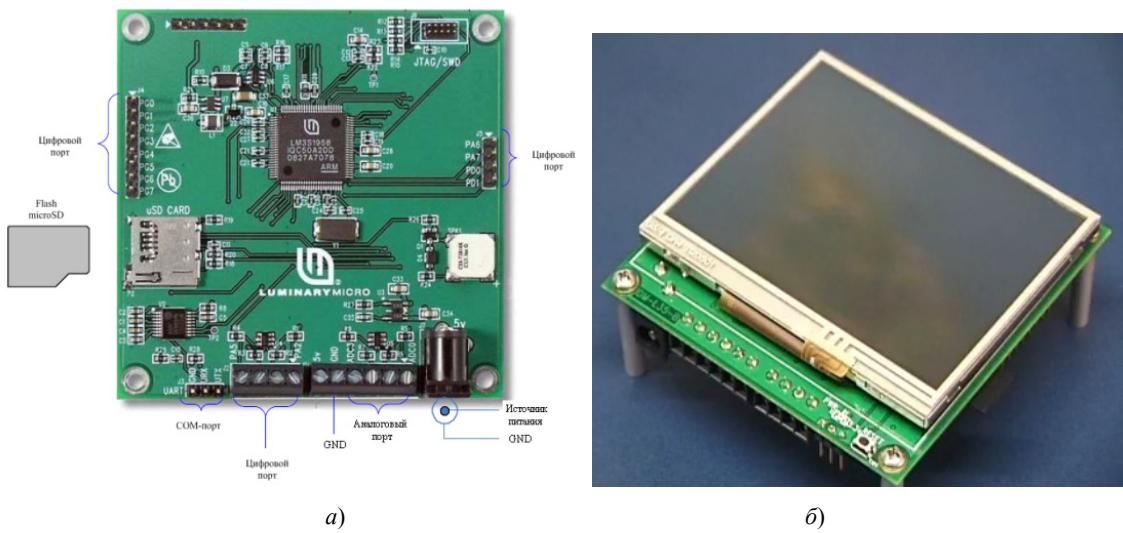


Рис. 2. Модуль MDL-IDM-L35: а – плата модуля; б – плата с дисплеем

Разработка программного обеспечения (ПО) для МК LM3S1958 осуществляется в среде C++. Компанией *Texas Instrument* в комплекте с МК предлагается пакет *StellarisWare*, который включает бесплатные программные библиотеки для поддержки приложений. Библиотека периферийных драйверов *Stellaris Peripheral Driver Library* представляет собой бесплатный набор драйверов для управления периферией МК. USB-библиотека MK *USB Library* – набор типов данных и функций для создания USB-приложений с функциональностью *Device*, *Host* или *On-the-Go*. Предлагается в комплекте графическая библиотека *Stellaris Graphics Library*, которая поддерживает графические примитивы и набор специальных графических элементов для создания пользовательских интерфейсов. МК LM3S1958 поставляются с программой загрузки, записанной во flash-память, что обеспечивает максимальную гибкость при его программировании [3].

МК обеспечивает эффективную производительность и высокую степень интеграции, которые предпочтительны для разработанных алгоритмов и программ регистрации и обработки ЭКС [4-5].

Другим важным элементом портативного электрокардиографа является устройство отображения ЭКС. В качестве такого устройства выбран QVGA дисплей, входящим в комплект интеллектуального модуля MDL-IDM-L35. Свойства данного дисплея удовлетворяют потребностям разработанных алгоритмов и программ [4-6], а именно наглядному представлению ЭКС без искажений на этапах регистрации и обработки.

Другим элементом устройства является последовательный порт RS232. RS232 – широко используемый последовательный интерфейс синхронной и асинхронной передачи данных, определяемый стандартом EIA RS232, рекомендациями V.24 CCITT и ГОСТ 18145-81. RS232 соединяет два устройства. Линия передачи первого устройства соединяется с линией приема второго и наоборот (полный дуплекс).

В разрабатываемом портативном электрокардиографе предложено использовать звуковую сигнализацию, позволяющую подавать звуковой сигнал работы системы на этапах ввода, вывода, обработки и передачи информации, а также в случае появления критических состояния хордовая. Режим работы звуковой сигнализации регулируется МК, соединенного с динамиком и запрограммированного под соответствующие команды.

В качестве источника питания устройства выбран 5В источник с DC-стабилизатором, который формирует напряжение 3,3 В. Данный источник питания также входит в комплект модуля MDL-IDM-L35.

В качестве устройства ввода оцифрованного ЭКС в портативный электрокардиограф используется соединение flash microSD.

В разрабатываемую систему входит узел электрокардиографических электродов, позволяющий регистрировать реальную ЭКС пациента. Для регистрации реальной ЭКС используется аналоговые входы модуля *MDL-IDM-L35*. Однако, в модуле присутствует только 4 аналоговых входа, не позволяющие зарегистрировать ЭКС в 12 стандартных отведений, что является обязательным для эффективной постановки диагностического заключения о состоянии сердца и адекватной работы разработаны алгоритмов [7]. В устройство вводится дополнительно мультиплексор и усилитель напряжения, позволяющие последовательно передавать ЭКС всех отведений через один аналоговый вход и усиливать их.

В разрабатываемой системе предложено использовать мультиплексор *MAXIM DG406* [3], позволяющий существенно снизить затраты на автоматизацию в случае регистрации нескольких ЭКС. Мультиплексор позволяет из 12 аналоговых входных ЭКС генерировать один аналоговый выходной сигнал, что сокращает необходимое количество аналоговых модулей ввода-вывода.

Таким образом, в работе показана возможность разработки и схемотехнической реализации портативного устройства регистрации ЭКС, позволяющего осуществлять беспроводной прием/передачу информации о состоянии сердечно-сосудистой системы, особенно в условиях свободной двигательной активности, когда необходим постоянный контроль и мониторинг состояния здоровья пациента. Проектирование устройства осуществлялось на основе МК *MDL-IDM-L35*.

Список литературы

1. Чернов, В. И. Основы практической информатики в медицине: учебное пособие для вузов / В. И. Чернов, И. Э. Есауленко. – М. : Высшее образование: Феникс, 2007. – 352 с.
2. Барановский, А. Л. Кардиомониторы. Аппаратура непрерывного контроля ЭКГ / А. Л. Барановский, А. И. Калининченко. – М. : Радио и связь, 1993. – 112 с.
3. Староверов, К. С. Микроконтроллеры на основе ядра ARM Cortex M3 / К. С. Староверов // Новости электроники. – 2008. – № 3. – С. 9–15.
4. Тычков, А. Ю. Системы и алгоритмы помехозащищенной обработки кардиографической информации на основе преобразования Гильберта-Хуанга : дис. ... канд. техн. наук: 05.11.17 / А. Ю. Тычков. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2012. – 260 с.
5. Tychkov, A. Yu. Processing photofluorographic images by means of decomposition into empirical modes / A. Yu. Tychkov, P. P. Churakov // Measurement Techniques. – 2011. – № 11. – Р. 34–41.
6. Алимурадов, А. К. Обработка речевых команд в системах голосового управления / А. К. Алимурадов // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2014. – № 1 (7). – С. 50–57.
7. Кривоногов, Л. Ю. Перспективы применения преобразования Гильберта-Хуанга для автоматизированной обработки электрокардиосигналов / Л. Ю. Кривоногов, А. Ю. Тычков // Биотехносфера. – 2011. – № 5. – С. 41–48.

ПРОМЫШЛЕННАЯ СИСТЕМА ИДЕНТИФИКАЦИИ КОМПОНЕНТОВ, ОПРЕДЕЛЕНИЯ СОСТАВА И ОКТАНОВОГО ЧИСЛА БЕНЗИНОВ НА ОСНОВЕ ПЕРЕСТРАИВАЕМОГО ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО ГЕНЕРАТОРА ИЗЛУЧЕНИЯ

A. A. Щербакова, B. A. Соловьев

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Аннотация. Предложена промышленная система идентификации компонентов, определения состава и октанового числа бензинов на основе перестраиваемого параметрического генератора излучения. Работа системы предусматривает прохождение излучения через измерительный канал с кюветой, сравнительный канал, а также учитывает темновой ток фотодиода. По вычисленным спектральным коэффициентам поглощения, система позволит при производстве идентифицировать компоненты и определять детонационную стойкость товарных бензинов в режиме реального времени.

Ключевые слова. Импульсный лазер накачки, параметрический генератор излучения, проточная кювета, волоконно-оптический кабель, темновой ток, спектральный коэффициент поглощения.

При производстве товарных бензинов необходимо проводить непрерывную идентификацию смешиваемых компонентов бензина, контроль и управление составом готовых бензинов. Используемые методы и приборы для решения этих задач представлены в литературе [1–3]. Чтобы уменьшить транспортное запаздывание в импульсных гидравлических линиях, необходимо измерительные кюветы с анализируемыми жидкостями располагать в непосредственной близости к технологическим линиям.

Предлагается промышленная система идентификации компонентов, определения состава и октанового числа бензинов, в которой проточные кюветы соединены волоконно-оптическим кабелем с перестраиваемым диапазоне параметрическим генератором в ближнем ИК.

На рис. 1 представлена функциональная схема промышленной системы контроля и управления на основе параметрического генератора излучения. Система содержит: импульсный лазер накачки, параметрический генератор излучения [4,5], волоконно-оптический кабель, проточную кювету на каждом технологическом потоке, фотодиоды [6], интеграторы, устройства выборки хранения, мультиплексор, АЦП, микроконтроллер (МК) [7], и ПК.

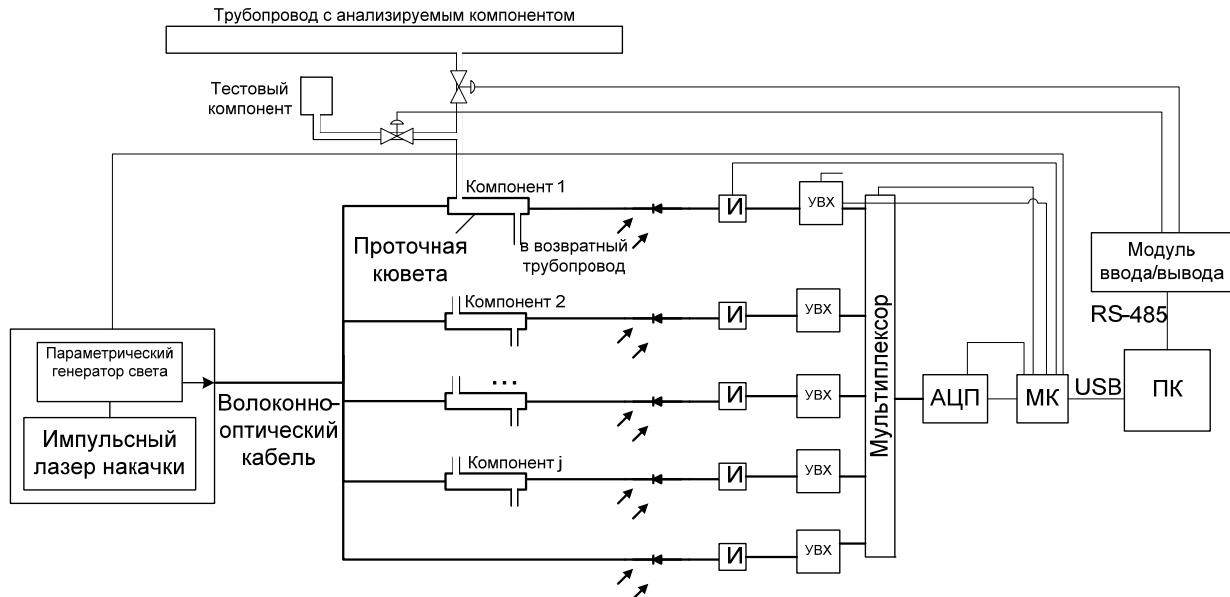


Рис. 1. Функциональная схема промышленной системы контроля и управления на основе параметрического генератора излучения

ПК по USB интерфейсу управляет микроконтроллером (МК). МК в момент времени t_1 дает команду на генерацию импульсного излучения лазера накачки, которое попадая в параметрический генератор, преобразовывается в излучение необходимой длины волны λ_i и через волоконно-оптический кабель направляется в кювету. Далее излучение по волоконно-оптическому кабелю попадает на малоинерционный фотодиод. Ток фотодиода I_u интегрируется интегратором (И) и запоминается устройством выборки и хранения (УВХ).

АЦП по команде с МК преобразовывает аналоговый сигнал в цифровой, который вводится в МК и запоминается в ОЗУ.

Одновременно снимается информация со сравнительного канала измерения, при этом излучение по волоконно-оптическому кабелю направляется на фотодиод, а интегратором (И) интегрируется ток фотодиода I_c . Порядок опроса устанавливается программным образом и осуществляется при помощи мультиплексора.

В момент времени t_2 , излучение с параметрического генератора отсутствует, и интегрируется темновой ток фотодиода I_T , который преобразовывается в цифровое значение и запоминается в ОЗУ.

Далее МК дает команду на шаговый двигатель параметрического генератора излучения для поворота нелинейного кристалла и перехода на следующую длину волны. МК вновь в момент времени t_3 дает команду на генерацию импульсного излучения лазера накачки и все операции, описанные выше, повторяются на длине волны λ_{i+1} , так как это показано на временной диаграмме на рис. 2.

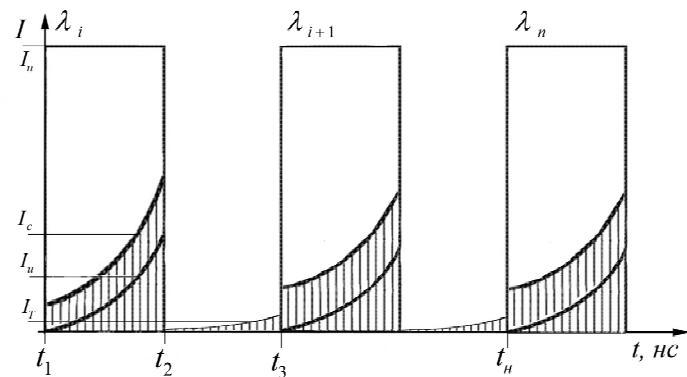


Рис. 2. Временная диаграмма импульсного излучения и интегрирования измерительных, сравнительных и темновых сигналов

Цифровые сигналы с АЦП для различных длин волн при заполнении кюветы анализируемой жидкостью $N_u(\lambda_i)$ можно представить следующей зависимостью:

$$N_u(\lambda_i) = \Phi_0(\lambda_i) \cdot K(\lambda_i) \cdot \tau_u(\lambda_i) \cdot \tau_e(\lambda_i) \cdot \tau_k(\lambda_i) + N_T(\lambda_i) \quad (1)$$

где $\Phi_0(\lambda_i)$ – поток излучения, вошедший в систему; $K(\lambda_i)$ – коэффициент передачи j -го оптического тракта на i -ой длине волн (коэффициент отклонения при измерении спектральных коэффициентов пропускания); $\tau_u(\lambda_i)$ – спектральный коэффициент пропускания анализируемой жидкости; $\tau_e(\lambda_i)$ – спектральный коэффициент пропускания оптических элементов системы; $\tau_k(\lambda_i)$ – спектральный коэффициент пропускания кюветы; $N_T(\lambda_i)$ цифровой сигнал, полученный в режиме измерения темновых токов на i -ой длине волн.

Измеренные цифровые сигналы с интеграторов на различных длинах волн при прохождении излучения через сравнительный канал $N_c(\lambda_i)$ представляют следующий вид:

$$N_c(\lambda_i) = \Phi_0(\lambda_i) \cdot K(\lambda_i) \cdot \tau_e(\lambda_i) + N_T(\lambda_i) \quad (2)$$

где $\Phi_0(\lambda_i)$ – поток излучения, вошедший в систему, $K(\lambda_i)$ - коэффициент передачи j -го оптического тракта на i -ой длине волн (коэффициент отклонения при измерении спектральных коэффициентов пропускания); $\tau_e(\lambda_i)$ – спектральный коэффициент пропускания оптических элементов системы; $N_T(\lambda_i)$ цифровой сигнал, полученный в режиме измерения темновых токов на i -ой длине волн.

В результате соотношений (1) и (2), спектральный коэффициент пропускания анализируемого компонента определяется как:

$$\tau_u(\lambda_i) = \frac{N_u(\lambda_i) - N_T(\lambda_i)}{N_c(\lambda_i) - N_T(\lambda_i)} \cdot \frac{1}{\tau_k(\lambda_i)}.$$

По измеренным спектральным коэффициентам пропускания $\tau_u(\lambda_i)$, рассчитываются соответствующие им спектральные коэффициенты поглощения j -ого компонента по формуле:

$$k_j(\lambda_i) = \frac{-\lg \tau_{uj}(\lambda_i)}{L_j}$$

где $k_j(\lambda_i)$ – коэффициент поглощения j -ого компонента на i -ой длине волн; L_j – длина оптического пути j -ой кюветы.

По найденным спектральным коэффициентам поглощения производится идентификация компонентов, определение состава и октанового числа бензинов при производстве с помощью принципа искусственных нейронных сетей [8].

По измеренным и вычисленным значениям спектральных коэффициентов поглощения компонентов $k_j(\lambda_i)$ и значениям спектральных коэффициентов поглощения товарных бензинов (смесей) $k_{cm}(\lambda_i)$, в соответствии с целевой функцией искусственной нейронной сети B , производится идентификация и определение коэффициентов синаптических связей ω_{ij} :

$$B = \sum_{i=1}^n \left[k_{cm}(\lambda_i) - \sum_{j=1}^m k_j(\lambda_i) \omega_{ij} \right]^2 \rightarrow \min. \quad (3)$$

На рис. 3 представлена структура искусственной нейронной сети [9], используемая при идентификации и вычислении компонентного состава бензиновой смеси, которая состоит из: умножителей \otimes (коэффициентов синаптических связей ω_{ij}), первого сумматора \sum_1 (целевой функции B на i -ой длине волн), второго сумматора \sum_2 (целевой функции B) и нелинейного преобразователя f (функции активации R).

Идентификацию компонентов и определение их концентраций в товарном бензине, производят по минимуму целевой функции B , изменяя при этом коэффициенты синаптических связей ω_{ij} , для чего используют, например, алгоритм обратного распространения ошибки.

Значения функции активации нейронов [10] искусственной нейронной сети состава и идентификации R вычисляют в соответствии с функцией активации, например:

$$R = e^{-B\alpha\varepsilon},$$

где α – коэффициент, учитывающий наклон функций активации; ε – погрешность измерения спектральных коэффициентов поглощения. При активном состоянии нейрона состава принимают значения концентрации компонентов в смеси c_j численно равным значениям коэффициентов синаптических связей ω_{ij} . На рис. 4 приведен график функции активации нейрона, искусственной нейронной сети состава и идентификации компонентов.

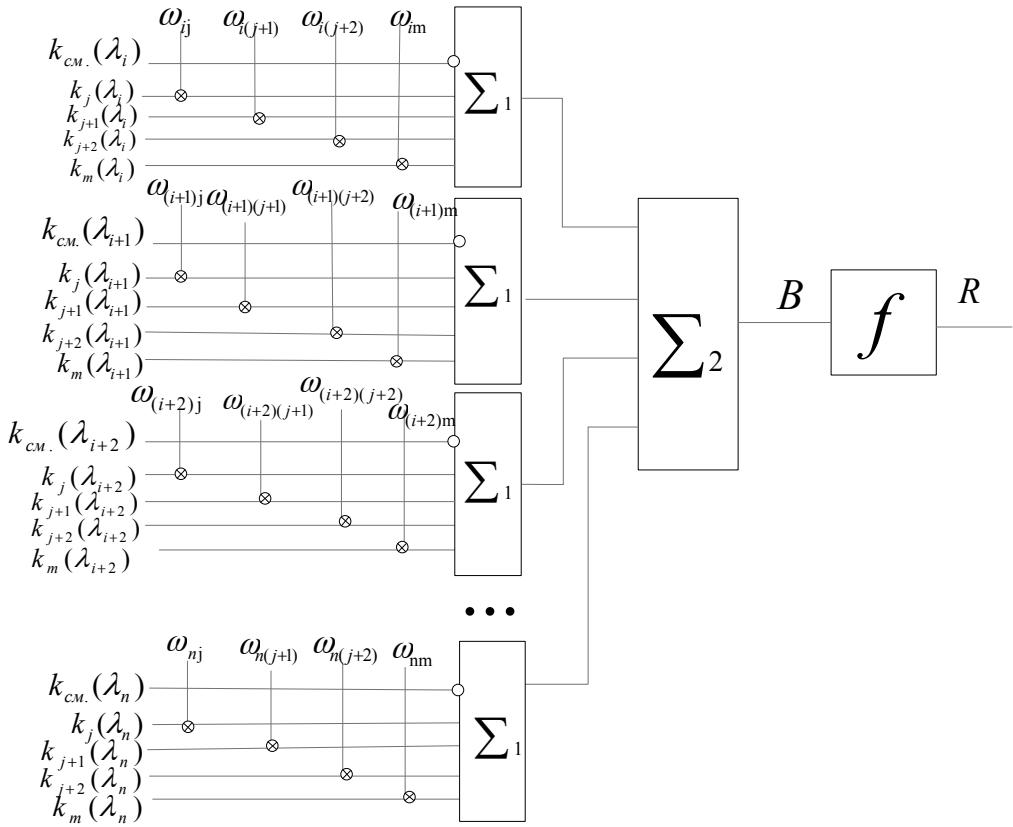


Рис. 3. Искусственная нейронная сеть состава и идентификации компонентов бензиновой смеси

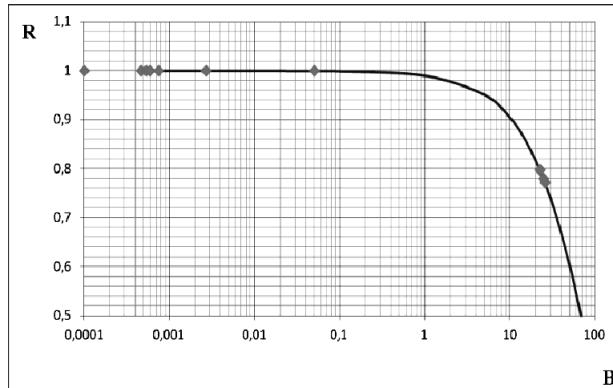


Рис. 4. График функции активации нейрона, искусственной нейронной сети состава и идентификации

При этом значения концентраций компонентов в смеси c_j принимаются равными величинам коэффициентов синаптических связей ω_j , и исключаются из смеси компоненты, для которых значения функции активации $R \leq 0,999$.

После идентификации компонентов и определения состава производится расчет октанового числа топлива Q в соответствии с формулой:

$$Q = \sum_{j=1}^m c_j Q_j + b,$$

где Q_j – октановое число компонента бензина; b – суммарное отклонение октановых чисел от аддитивности, обусловленное межмолекулярными взаимодействиями между компонентами:

$$b = \frac{1}{100} \sum_{j=1}^m b_j c_j,$$

где b_j – интенсивность межмолекулярных взаимодействий компонента [11], и формирование управляющих воздействий для управления расходами компонентов товарного бензина.

Применение параметрического генератора излучения в промышленной системе контроля и управления компонентным составом бензинов позволяет производить одновременное измерение коэффициентов поглощения всех компонентов и готового товарного бензина, что значительно увеличивает быстродействие системы.

Список литературы

1. Астапов, В. Н. Приборы для измерения октанового числа бензинов в технологическом потоке / В. Н. Астапов // Химия и технология топлив и масел. – 2002. – № 2. – С. 49–51.
2. Bakeev, Katherine A. Process Analytical Technology / Katherine A. Bakeev. – Blackwell Publishing Ltd, 2005. – 445 с.
3. Айхлер, Ю. Лазеры. Исполнение, управление, применение / Ю. Айхлер, Г. Айхлер. – М. : Техносфера, 2008. – 440 с.
4. Бломберген, Н. Нелинейная оптика / Н. Бломберген. – М. : Мир, 1966.
5. Гурзадян, Г. Нелинейно-оптические кристаллы. Свойства и применение в электронике / Г. Гурзадян, В. Г. Дмитриев, Д. Н. Никогосян. – М. : Радио и связь, 1991.
6. Шредер, Г. Техническая оптика / Г. Шредер, Х. Трайбер. – М. : Техносфера, 2006. – 424 с.
7. Гоноровский, И. С. Радиотехнические цепи и сигналы / И. С. Гоноровский. – М. : Радио и связь, 1986.
8. Никифоров, И. К. Нейросетевой импедансный метод и устройства идентификации и определения параметров жидких нефтепродуктов : дис. ... канд. техн. наук / И. К. Никифоров. – Чебоксары : ЧГУ им. И. Н. Ульянова, 2005. – 172 с.
9. Хайкин, С. Нейронные сети / С. Хайкин. – М. : ООО «И. Д. Вильямс», 2006. – 1104 с.
10. Веснин, В. Л. Характерные особенности спектров поглощения бинарных смесей углеводородов в области длин волн 1090–1240 нм на примере изооктана, n-гептана, толуола, бензола / В. Л. Веснин, В. Г. Мурадов // Известия Самарского научного центра Российской академии наук. – 2009. – Т. 11, № 3. – С. 29–32
11. Смышляева, Ю. А. Моделирование процесса приготовления высокооктановых бензинов на основе углеводородного сырья в аппаратах циркуляционного типа : дис. ... канд. техн. наук / Ю. А. Смышляева. – Томск : НИТПУ, 2011. – 144 с.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ АБСОРБЦИОННОЙ ОСУШКИ ПРИРОДНОГО ГАЗА КАК ОБЪЕКТОВ УПРАВЛЕНИЯ

C. E. Абрамкин, C. E. Душин

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ», г. Санкт-Петербург, Россия

Представлены нелинейные динамические модели управляемых массо- и теплообменных процессов комплекса технологических систем «АБСОРБЦИЯ–ДЕСОРБЦИЯ» с учетом зависимости скорости газообразной фазы от изменения расхода, давления и температуры. Приведены графики переходных процессов компьютерного моделирования.

Традиционные подходы к управлению объектами газовой промышленности, основанные на представлении моделей с сосредоточенными параметрами, зачастую не дают требуемого качественного результата. Такие модели не в состоянии достоверно отражать физику технологических процессов и не позволяют формализовать изменение внешних факторов (расхода газа, давления, температуры газа и окружающей среды), которые влияют на качество функционирования системы [1–4]. Для решения этих проблем необходимо рассматривать процессы с учетом их пространственной распределенности [5–7], что требует описания в виде дифференциальных уравнений в частных производных (ДУЧП). Примерами объектов с распределенными параметрами являются установки с абсорбционной осушкой природного газа, широко применяемые на газовых месторождениях Крайнего Севера.

Технологический процесс (ТП) абсорбционной осушки природного газа с замкнутым циклом (по жидкой фазе) может быть представлен в виде комплекса технологических систем (КТС) «АБСОРБЦИЯ–ДЕСОРБЦИЯ». В комплекс входят две взаимосвязанные системы – «Абсорбция газа» и «Десорбция абсорбента». При этом система «Абсорбция газа» определяет основные фазовые потоки в замкнутом по жидкой фазе контуре.

В основе процесса физической абсорбции – избирательное поглощение влаги из газовой фазы жидким поглотителем (абсорбентом). Процесс реализуется в колоннах с регулярной насадкой, где фазы движутся по принципу противотока (снизу – газовая фаза, сверху – жидкая). При контакте фаз происходит массообмен и целевой компонент (ЦК) (влага) переходит из газа в жидкость. Течение ТП характеризуется низкой температурой и высоким давлением. Анализ данных реальной установки показал, что теплообменные процессы в колонне не оказывают влияния на качество продукта. В систему «Десорбция абсорбента» входит ряд подсистем, оказывающих влияние на процессы: «Ректификация», «Выпаривание» и «Воздушное охлаждение». Процессы в системе «ДЕСОРБЦИЯ» характеризуются высокой температурой и низким давлением (технический вакуум).

Процесс ректификации псевдобинарной смеси «абсорбент-вода» основан на разделении исходной смеси на две практически чистые фазы. Он реализуется в противоточной ректификационной колонне (РК) за счет многократного двухстороннего массообменного процесса между паром и жидкостью. При этом режим течения жидкой фазы по поверхности насадки – пленочный, а паровая фаза сплошным потоком поднимается вверх через свободный объем насадки. В процессе ректификации низкокипящий компонент (вода) переходит из жидкости в пар, а высококипящий компонент (абсорбент) – из пара в жидкость.

Динамика КТС «АБСОРБЦИЯ–ДЕСОРБЦИЯ» обусловлена следующими причинами:

1) переходными процессами, вызванными пуско-наладочными работами или работами по перестройке оборудования;

2) нестационарными процессами, вызванными изменением внешних факторов (параметров газа в пласте или климатическими изменениями).

Первый тип переходных процессов возникает при настройке КТС на рабочие параметры, пуске в работу или во время нормальной работы установок при переключении с одной технологической линии на другую. Процессы второго типа наблюдаются при изменении отбора природного газа (снижении или увеличении). Это влечет за собой изменение режима работы всего КТС. Соответственно происходит перенастройка локальных систем автоматического регулирования с целью устранения полученного возмущения.

На основе анализа физических закономерностей процессов КТС «АБСОРБЦИЯ–ДЕСОРБЦИЯ» с учетом конструктивных и технологических особенностей аппаратов, а также режимов их работы разработана концептуальная модель комплекса (рис. 1).

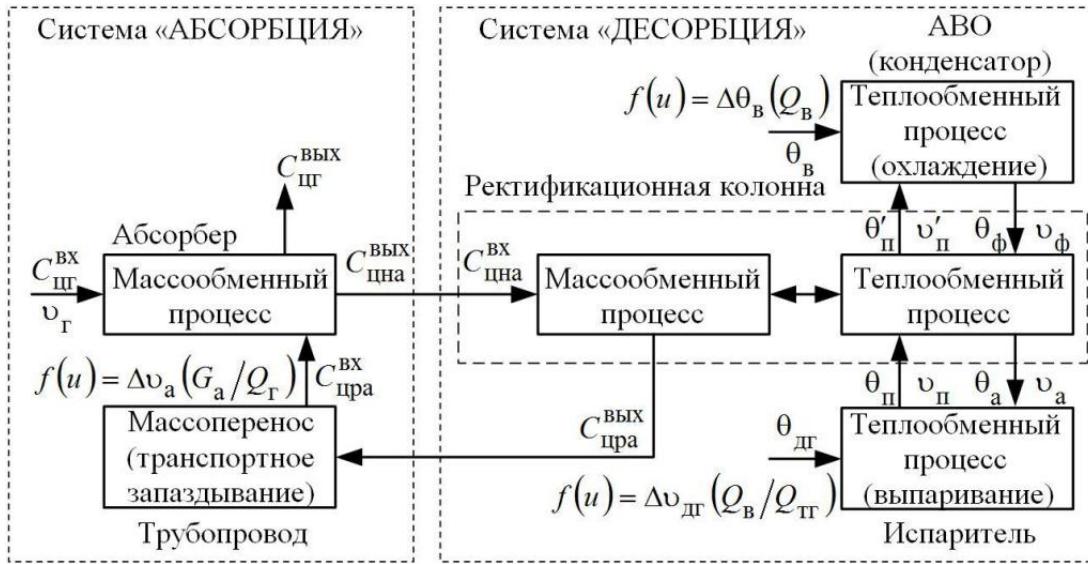


Рис. 1. Структурная схема концептуальной модели тепломассообменных процессов КТС «АБСОРБЦИЯ–ДЕСОРБЦИЯ» как объекта управления

На рис. 1 приняты следующие обозначения: $C_{\text{цг}}^{\text{вх}}, C_{\text{цг}}^{\text{вых}}$ – концентрации ЦК в газе на входе и выходе абсорбера; v_r – скорость газа; $f(u) = \Delta v_a (G_a / Q_r)$ – функция управления скоростью абсорбента в зависимости от соотношения расходов абсорбент/газ, где u – сигнал управления от регулятора; v_a – скорость абсорбента; G_a – расход абсорбента; Q_r – расход газа; $C_{\text{цра}}^{\text{вх}}, C_{\text{цра}}^{\text{вых}}$ – концентрации ЦК на входе абсорбера и выходе РК; $C_{\text{цна}}^{\text{вх}}, C_{\text{цна}}^{\text{вых}}$ – концентрации ЦК на входе РК и выходе абсорбера; θ_p, θ'_p – температура пара на выходе испарителя и РК; v_p, v'_p – скорость пара на выходе испарителя и РК; θ_a – температура абсорбента в испарителе; θ_ϕ – температура флегмы из АВО; v_ϕ – скорость флегмы из АВО; θ_b – температура воздуха; $f(u) = \Delta \theta_b (Q_b / Q_{\text{тр}})$ – функция управления температурой воздуха, подаваемого в АВО, в зависимости от расхода воздуха, где Q_b – расход воздуха; $\theta_{\text{дг}}$ – температура дымовых газов в жаровых трубах испарителя; $f(u) = \Delta v_{\text{дг}} (Q_b / Q_{\text{тр}})$ – функция управления скоростью дымовых газов, в зависимости от соотношения расходов воздух/топливный газ, где $v_{\text{дг}}$ – скорость дымовых газов; $Q_{\text{тр}}$ – расход топливного газа.

Концептуальная модель является основой при составлении динамических ММ управляемых массо- и теплообменных процессов КТС «АБСОРБЦИЯ–ДЕСОРБЦИЯ».

При разработке ММ управляемых массообменных процессов в абсорбере с регулярной насадкой принимались следующие допущения: жидкую фазу в насадках – в режиме идеального перемешивания; продольное перемешивание фаз отсутствует; учитывалась гидродинамическая модель полного вытеснения; неизменность скорости жидкой фазы не меняется при постоянном давлении; концентрации газовой и жидкой фаз одинаковы по сечению аппарата; массопередача на насадке эквимолярная; образование зон простоя и зависание жидкой фазы в насадке исключено. С учетом принятых допущений ММ управляемого массообменного процесса в абсорбере представляется системой ДУЧП [8]:

$$\begin{aligned} \frac{\partial C_{\text{цг}}}{\partial t} &= -v_{\text{зг}} (\partial C_{\text{цг}} / \partial z) - R_r (v_{\text{зг}}) [C_{\text{цг}} - C_{\text{цг}}^p (C_{\text{цж}})]; \\ \frac{\partial C_{\text{цж}}}{\partial t} &= f(u) (\partial C_{\text{цж}} / \partial z) + R_{\text{ж}} [C_{\text{цг}} - C_{\text{цг}}^p (C_{\text{цж}})], \\ 0 < z < l_a, \quad t > 0, \end{aligned} \quad (1)$$

где $C_{\text{цг}}, C_{\text{цж}}$ – концентрации ЦК в газе и жидкости (абсорбенте); $C_{\text{цг}}^p$ – равновесная концентрация ЦК в газе; $v_{\text{зг}} = v_{\text{зг}} (\bar{G}_r, \theta_r, p_r)$ – скорость газа вдоль оси z , которая зависит от внешних факторов; l_a – высота абсорбера; $R_r (v_{\text{зг}})$, $R_{\text{ж}}$ – коэффициенты, определяемые физическими свойствами фаз и геометрическими размерами аппарата; $f(u) = \Delta v_a (G_a / Q_r)$ – функция управления скоростью абсорбента в зависимости от соотношения расходов абсорбент/газ; u – сигнал управления от регулятора.

Зависимость скорости газовой фазы от изменения внешних факторов [9] определяется соотношением

$$v_r (\bar{G}_r, \theta_r, p_r) = (V_m \bar{G}_r (\theta_0 + \theta_r) P_0) / ((\pi/4) \theta_0 P_{\text{тр}} D^2), \quad (2)$$

где $V_m = 22,4$ – объем моля идеального газа при нормальных условиях; \bar{G}_r – расход газовой фазы; $\theta_0 = 273$ – нормальная температура; θ_r – рабочая температура газа; $p_0 = 0,1$ – нормальное давление; p_{rp} – рабочее давление газа; D – диаметр колонны.

Границные и начальные условия для ДУЧП (1) приняты следующими:

$$C_{\text{цг}}(z, t)|_{z=0} = C_{\text{цг}}^{\text{вх}}(t); \quad C_{\text{цж}}(z, t)|_{z=l_a} = C_{\text{цж}}^{\text{вх}}(t),$$

$$C_{\text{цг}}(z, t)|_{t=0} = C_{\text{цг}}(z); \quad C_{\text{цж}}(z, t)|_{t=0} = C_{\text{цж}}(z).$$

Результаты моделирования в управляемой системе при подаче возмущающих воздействий различного типа по скорости газа на входе абсорбера представлены на рис. 2. Графики переходных процессов соответствуют максимальному уровню возмущающих воздействий.

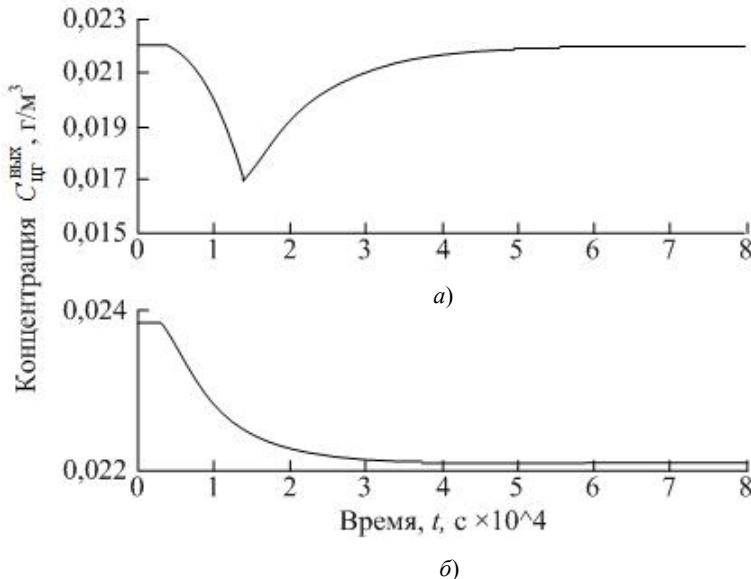


Рис. 2. Графики переходных процессов по концентрации ЦК в газе:
при прямоугольном импульсном (a) и ступенчатом (б) возмущениях

Исследование работы системы «ДЕСОРБЦИЯ» [8] показало, что возможность напрямую управлять тепломассообменными процессами в РК отсутствует. Управление осуществляется в испарителе [10] и аппарате воздушного охлаждения (АВО) [11].

При разработке ММ теплообменного процесса подсистемы «Выпаривание» принимались такие допущения: противоточное движение газового и жидкого потоков – в режиме идеального вытеснения; продольное перемешивание в потоках не учитывается; поперечное перемешивание в потоках идеально; термическое сопротивление стенок испарителя сравнительно мало; удельные теплоемкости потоков и стенок, коэффициенты теплопередачи по всей длине аппарата постоянны; потери тепла вследствие тепловой изоляции испарителя отсутствуют. Тогда модель управляемого теплообменного процесса в испарителе имеет вид:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \theta_{\text{дг}}}{\partial t} &= -f(u)(\partial \theta_{\text{дг}} / \partial x) - R_{\text{дг}}(\theta_{\text{дг}} - \theta_{\text{ст}}); \\ \frac{\partial \theta_{\text{ж}}}{\partial t} &= v_{\text{ж}}(\partial \theta_{\text{ж}} / \partial x) + R_{\text{ж}}(\theta_{\text{ст}} - \theta_{\text{ж}}); \\ \frac{d \theta_{\text{ст}}}{dt} &= R_{\text{дгст}}(\theta_{\text{дг}} - \theta_{\text{ст}}) - R_{\text{жст}}(\theta_{\text{ст}} - \theta_{\text{ж}}), \end{aligned} \quad (3)$$

где $\theta_{\text{дг}}, \theta_{\text{ж}}, \theta_{\text{ст}}$ – температуры дымовых газов, жидкой фазы и стенки; $v_{\text{ж}}$ – скорость жидкой фазы; $R_{\text{дг}}, R_{\text{ж}}, R_{\text{дгст}}, R_{\text{жст}}$ – физико-технологические коэффициенты, зависящие от физических свойств дымовых газов, жидкости и материала стенки жаровой трубы; $f(u) = \Delta v_{\text{дг}}(Q_{\text{в}}/Q_{\text{тр}})$ – функция управления скоростью дымовых газов, в зависимости от соотношения расходов воздух/топливный газ, $Q_{\text{в}}, G_{\text{тр}}$ – расход воздуха и топливного газа.

Границные и начальные условия для ММ (3) следующие:

$$\theta_{\text{дг}}(x)|_{x=l} = \theta_{\text{дг}}^{\text{вх}}(t), \quad \theta_{\text{ж}}(x)|_{x=0} = \theta_{\text{ж}}^{\text{вх}}(t),$$

$$\theta_{\text{дг}0}(x) = \theta_{\text{дг}}(x, t)|_{t=0}, \quad \theta_{\text{ж}0}(x) = \theta_{\text{ж}}(x, t)|_{t=0}.$$

Управление теплообменными ТП в испарителе осуществляется путем прямого регулирования температуры абсорбента $\theta_{ж}$ с помощью изменения соотношения расходов топливного газа G_{tr} и воздуха на входе в горелку испарителя G_b .

Модель управляемых теплообменных ТП в подсистеме «Воздушное охлаждение» получена при следующих допущениях: движение насыщенного пара в АВО при идеальном вытеснении; поперечное перемешивание идеально; происходит конденсация насыщенного пара; учтено накопление теплоты в трубах АВО; давление в АВО постоянное. Тогда:

$$\begin{aligned}\frac{\partial \theta_{пп}}{\partial t} &= -v_{пп} (\partial \theta_{пп} / \partial x) - R_{пп} [\theta_{пп} - \theta_{ст}], \\ \frac{d\theta_{ст}}{dt} &= R_{c1} f(u) + R_{c2} \theta_{пп} - R_c \theta_{ст},\end{aligned}\quad (4)$$

где $\theta_{пп}, \theta_{ст}$ – рабочие температуры насыщенного пара и стенки трубного пучка АВО; $v_{пп} = v_{пп} (\bar{G}_{пп}, \theta_{пп})$, $\bar{G}_{пп}$ – скорость и расход насыщенного пара; $R_{пп}, R_c = R_{c1} + R_{c2}$ – физико-технологические коэффициенты, $f(u) = \Delta \theta_b (Q_b)$ – функция управления температурой воздуха; θ_b – температура окружающего воздуха; Q_b – расход воздуха.

Границные и начальные условия для температурного профиля пара ММ (4) определяются:

$$\theta_{пп}(x)|_{x=0} = \theta_{пп}^{вых}(t); \quad \theta_{пп}(x)|_{x=l_{аво}} = \theta_{пп}^{вых}(t),$$

$$\theta_{пп}(x)|_{t=0} = \theta_{пп}^{вых}(x); \quad \theta_{ст}(x)|_{t=0} = \theta_{ст}^{вых}(x),$$

где $l_{аво}$ – длина трубы теплообменника.

На рис. 3 представлены графики переходных процессов при ступенчатом возмущающем воздействии по температуре жидкости $\theta_{ж}$ на входе испарителя (a) и по температуре пара $\theta_{пп}$ на входе АВО (b). Возмущение по температуре пара на входе АВО подавалось через 100 с.

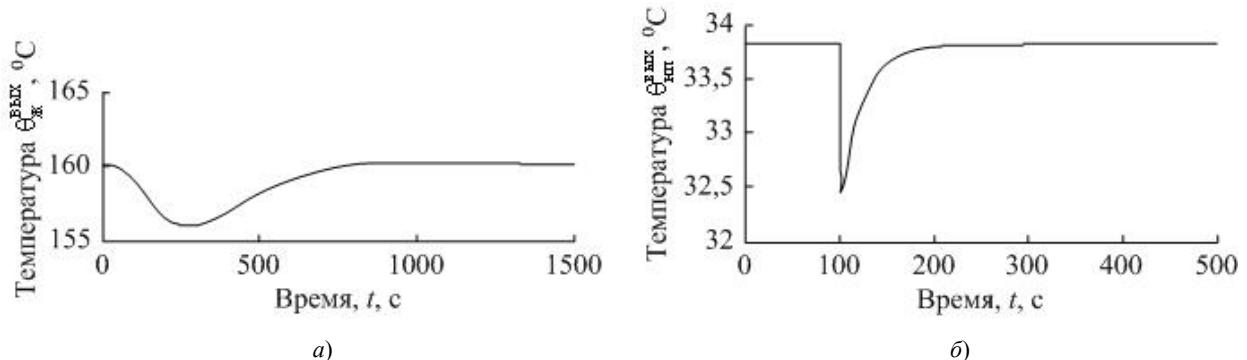


Рис. 3. Графики переходных процессов по температуре:
жидкости на выходе испарителя (a), насыщенного пара на выходе АВО (b)

Графики, приведенные на рис. 3, показывают, что температура жидкости $\theta_{ж}^{вых}$ и температура насыщенного пара $\theta_{пп}^{вых}$ возвращается к заданному значению. Из графиков следует, что теплообменные процессы устанавливаются более чем на порядок быстрее массообменных процессов.

Сравнение результатов моделирования массо- и теплообменных процессов с экспериментальными данными, полученными по результатам измерения параметров ТП на реальной установке комплексной подготовки газа (Песчаная площадь Уренгойского нефтегазоконденсатного месторождения), позволяет сделать заключение о достоверности моделей и возможности их использования при проектировании.

Список литературы

- Кулиев, А. М. Технология и моделирование процессов подготовки природного газа / А. М. Кулиев, Г. З. Алекперов, В. Г. Тагиев. – М. : Недра, 1978.
- Кафаров, В. В. Моделирование химических процессов / В. В. Кафаров. – М. : Знание, 1968.
- Тараненко, Б. Ф. Автоматическое управление газопромысловыми объектами / Б. Ф. Тараненко, В. Т. Герман. – М. : Недра, 1976.
- Протодьяконов, И. О. Динамика процессов химической технологии : учеб. пособие для вузов / И. О. Протодьяконов, О. В. Муратов, И. И. Евлампиев. – Л. : Химия, 1984.
- Першин, И. М. Анализ и синтез систем с распределенными параметрами / И. М. Першин. – Пятигорск : РИА на КМВ, 2007. – 244 с.

6. Рапопорт, Э. Я. Анализ и синтез систем автоматического управления с распределенными параметрами : учеб. пособие / Э. Я. Рапопорт. – М. : Высшая школа, 2005.
7. Рапопорт, Э. Я. Оптимальное управление системами с распределенными параметрами : учеб. пособие / Э. Я. Рапопорт. – М. : Высшая школа, 2009.
8. Абрамкин, С. Е. Математические модели управляемых массо- и теплообменных процессов в комплексе технологических систем «АБСОРБЦИЯ–ДЕСОРБЦИЯ» / С. Е. Абрамкин, С. Е. Душин, Н. Н. Кузьмин // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2011. – № 6. – С. 255–264.
9. Чеботарев, В. В. Расчеты основных показателей технологических процессов при сборке и подготовке скважинной продукции : учеб. пособие / В. В. Чеботарев. – Уфа : Изд-во УГНТУ, 2007.
10. Абрамкин, С. Е. Математическая модель управляемого теплообменного процесса в испарителе / С. Е. Абрамкин, С. Е. Душин, К. А. Полякова // Известия СПбГЭТУ «ЛЭТИ». – 2011. – № 9. – С. 32–36.
11. Абрамкин, С. Е. Система регулирования теплообменного процесса в аппарате воздушного охлаждения / С. Е. Абрамкин, Е. К. Грудяева, С. Е. Душин // Известия СПбГЭТУ «ЛЭТИ». – 2011. – № 6. – С. 35–40.

СХЕМЫ И МОДЕЛИ ЧАСТОТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ ТРЕХФАЗНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Д. А. Авдоныкин, В. В. Пащенко

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Рассмотрены способы частотного управления трехфазным асинхронным двигателем с формированием ШИМ-сигнала на обмотках двигателя.

Трехфазный асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором является одним из самых дешевых и надежных и, поэтому широко применяется в промышленности. Основным способом управления двигателем является частотный. Его реализация долгое время была достаточно сложной, но с появлением силовых транзисторов этот вид двигателя стал, наконец, управляемым. Непрерывное регулирование скорости электронным способом реализуется в преобразователях частоты (ПЧ), на основе автономного инвертора (АИН). Функциональная схема двухзвенного ПЧ, работающего на трехфазный двигатель представлена на рис. 1.

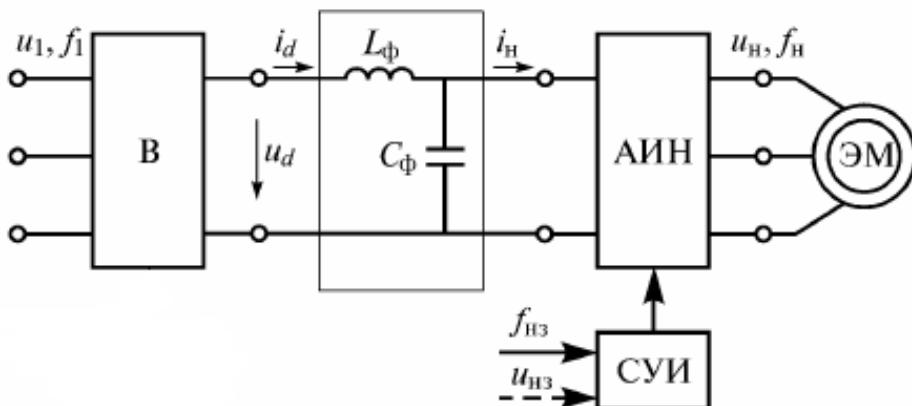


Рис. 1. Функциональная схема двухзвенного преобразователя частоты на основе АИН, работающего на двигатель переменного тока (В – выпрямитель; LC-фильтр; АИН – автономный инвертор напряжения; ЭМ – электрическая машина; СУВ, СУИ – системы управления выпрямителем и автономным инвертором)

Наиболее распространенные ПЧ по построению – двухзвенные преобразователи частоты (ДПЧ). В ДПЧ первое звено представляет собой выпрямитель со сглаживающим фильтром на выходе, а второе – автономный инвертор напряжения (АИН).. Выпрямитель может быть управляемым и неуправляемым, если функции регулирования напряжения возлагаются на АИН. Таким образом, нагрузка связана с сетью через два звена, и происходит двукратное преобразование энергии. Второе звено в ДПЧ может быть выполнено как на основе автономного инвертора напряжения , так и на основе автономного инвертора тока. ДПЧ позволяют получить на выходе частоты как меньшие, так и большие входных. Их недостаток – двойное преобразование энергии, ведущее к увеличению потерь. Для управления АД малой и средней мощности обычно используется структура с неуправляемым выпрямителем, автономным инвертором напряжения при использовании широтно-импульсного регулирования(ШИР), или широтно-импульсной модуляции (ШИМ) при решении задач регулирования скорости или момента в электроприводе. Частота модуляции должна быть хотя бы на порядок выше, чем наибольшая частота выходного напряжения. Частота выходного напряжения задается системой управления.

На рис. 2 приведена схемотехническая модель многоуровневого преобразователя от трехфазной сети в пакете Matlab Simulink. На ней представлены: неуправляемый трехфазный выпрямитель, сглаживающий RC-фильтр, асинхронная машина, а также АИН представляющий собой 6 транзисторов, работающих в ключевом режиме.

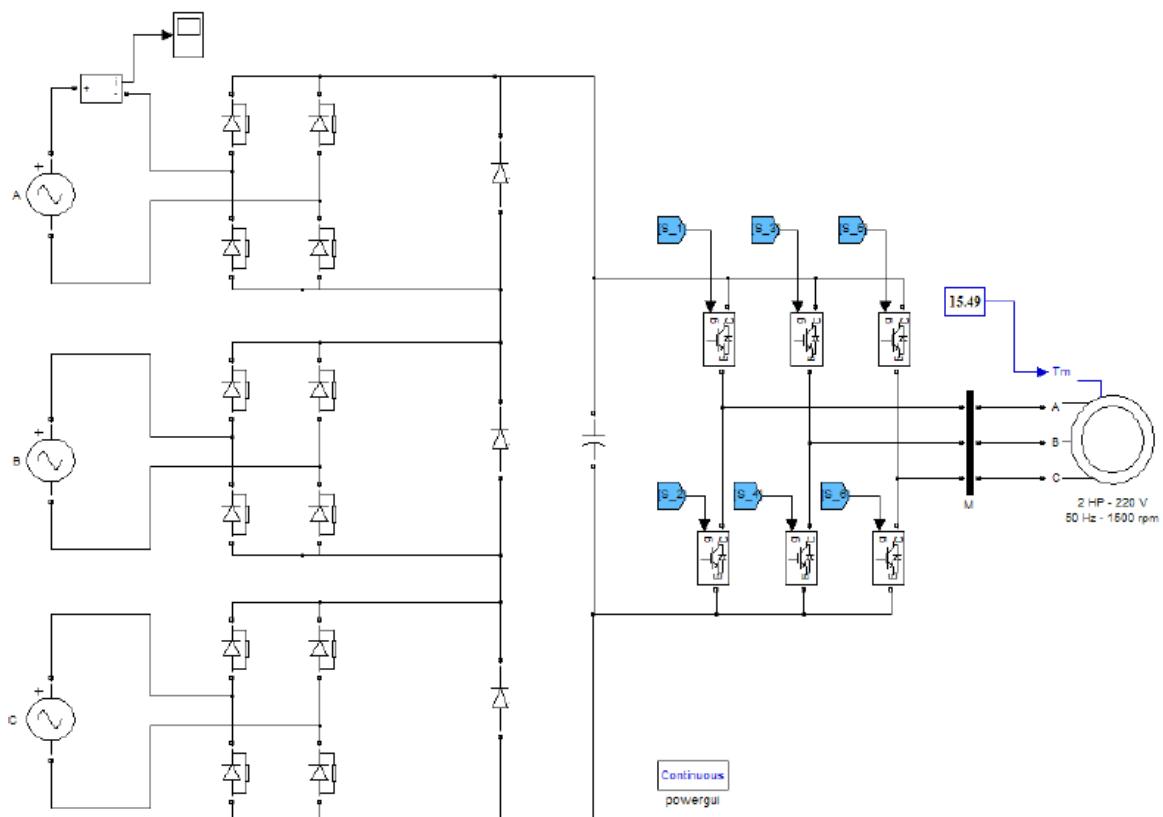


Рис. 2. Схемотехническая модель ПЧ

Управление состоянием ключей происходит с помощью системы управления инвертором, модель которой представлена на рис. 3.

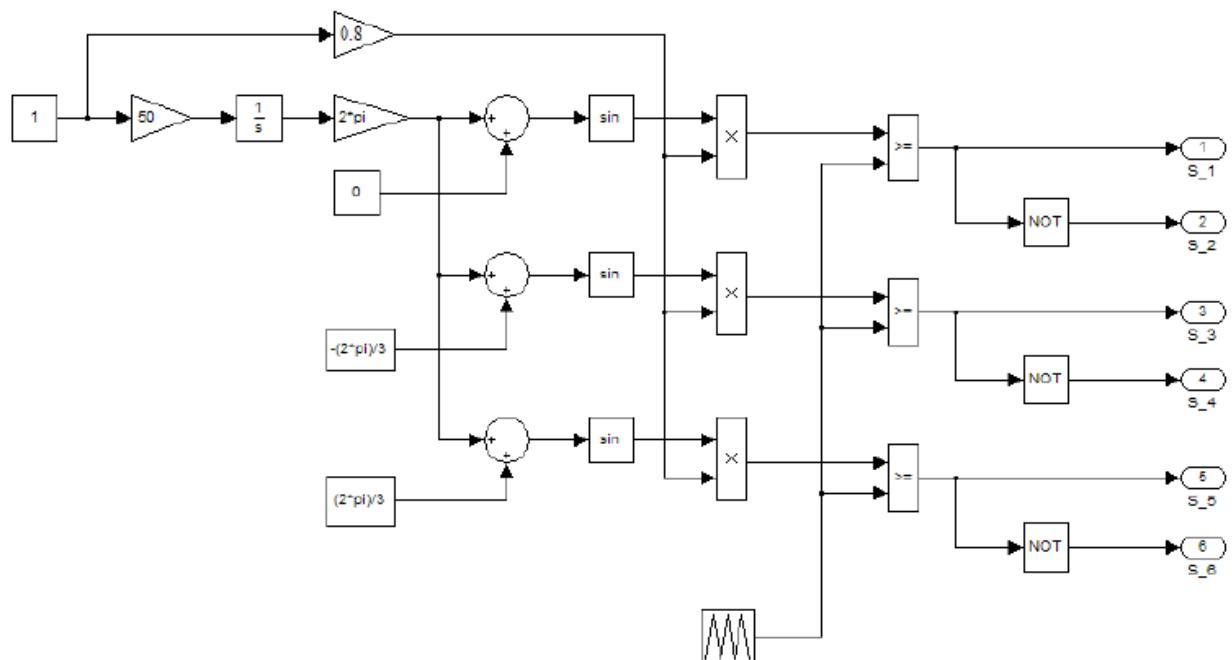


Рис. 3. Модель формирования ШИМ сигнала для управления транзисторами

Если рассматривать принцип работы данной схемы управления транзисторами, то удобнее было бы представить ее в виде функциональной схемы (рис. 4).

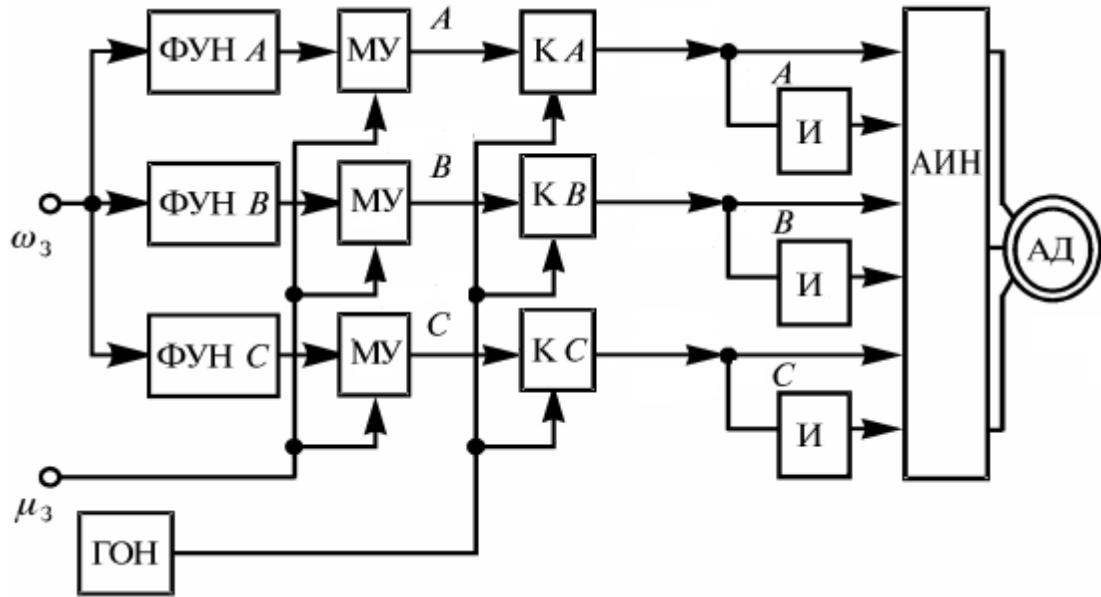


Рис. 4. Функциональная схема системы управления , формирующей напряжения на выводах, по отношению к средней точке источника питания: ФУН – формирователь управляемых напряжений; МУ – множительное устройство; К – компаратор; И – инвертор; АИН – автономный инвертор напряжения; АД – асинхронный двигатель; ГОН – генератор опорного напряжения

Задание по частоте ω_3 подается на вход трех формирователей максимальных управляемых напряжений фаз ФУН А, ФУН В, ФУН С. В множительных устройствах МУ мгновенные значения максимальных управляемых напряжений фаз умножаются на заданный коэффициент модуляции μ_3 и на входах компараторов К сравниваются с опорным треугольным напряжением, подаваемым от генератора опорного напряжения ГОН. Импульсы ШИМ, сформированные на выходе компараторов, подаются на усилители мощности (не показанные на рисунке), а с усилителей мощности на верхние транзисторы (нечетные транзисторы) стоек АИН. Нижние транзисторы, работающие в противофазе, получают управляющие импульсы через инверторы И и соответствующие усилители мощности.. Таким образом с помощью изменения частоты и коэффициента модуляции достигается не только изменение скорости вращения двигателя, но и одновременно изменение амплитуды напряжения на обмотках двигателя

Список литературы

- Гельман, М. В. Курс лекций по преобразовательной технике / М. В. Гельман, М. М. Дудкин, К. А. Преображенский. – Челябинск : Изд. центр ЮУрГУ, 2009.
- Дмитреев, Б. Д. Совершенствование импульсных преобразователей в составе автономных систем электропитания электротехнических комплексов / Б. Д. Дмитреев. – СПб., 2014.
- Электрооборудование промышленности : учебник. – URL: nvtomgtu.ru:280/
- Пащенко, В. В. Управление трехфазным асинхронным двигателем / В. В. Пащенко, А. А. Абакумов, А. Г. Федосеев // Проблемы автоматизации и управления в технических системах. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2013.

МОДЕЛЬ ШУМОВОГО СИГНАЛА ИНФРАКРАСНОГО ДАТЧИКА

E. Ю. Алексеев, В. А. Дудкин

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Предлагается шумовой сигнал инфракрасного датчика формировать из белого шума с использованием цифрового фильтра четвертого порядка. Для проверки адекватности смоделированного сигнала использовано четыре характерных признака.

Инфракрасный датчик (ИК-датчик) является одним из распространенных датчиков, используемых в охранных и разведывательно-сигнализационных приборах [1]. Принцип его действия основан на регистрации изменений потока теплового излучения, возникающего при движении человека или техники в зоне чувствительности датчика. Тепловой поток преобразуется в электрический сигнал высокочувствительными пирометрами.

Получили распространение ИК-датчики с двумя зонами чувствительности, что позволяет определять направление движения объекта обнаружения. В таком датчике используются два пирометра, включенные встречно. Оптическая система формирует диаграмму направленности в виде двух объемных расходящихся лучей (рис. 1).

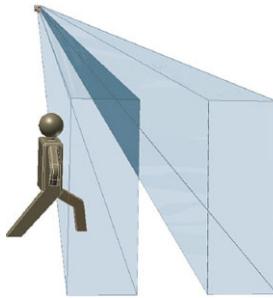


Рис. 1. Диаграмма направленности двухплощадочного ИК-датчика

Типовая форма сигнала с учетом его усиления на выходе датчика имеет вид, показанный на рис. 2.

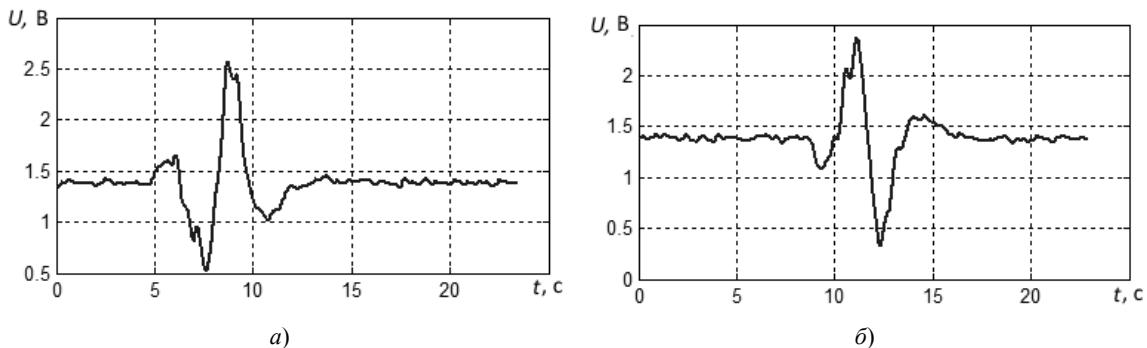


Рис. 2. Сигнал ИК-датчика при движении человека в зоне чувствительности слева направо (а) и справа налево (б)

В общем виде выходной сигнал представляет собой аддитивную сумму:

$$U(t) = s(t) + e_{\text{внеш}}(t) + e_{\text{внут}}(t),$$

где $s(t)$ – полезный сигнал; $e_{\text{внеш}}(t)$ – фоновой внешний шум, обусловленный тепловыми помехами окружающей среды; $e_{\text{внут}}(t)$ – внутренний шум, создаваемый пироэлементами и элементной базой ИК-датчика. Пример сигнала внутреннего шума представлен на рис. 3.

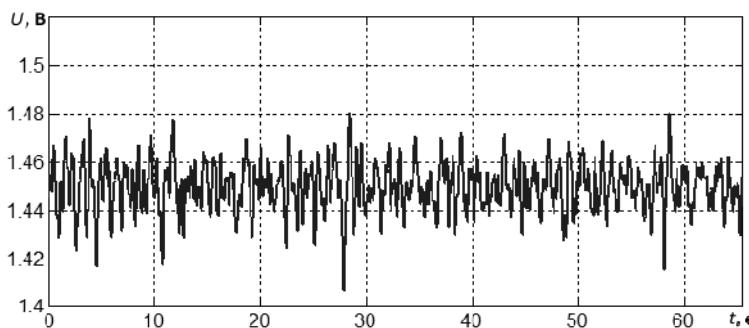


Рис. 3. Внутренний шум ИК-датчика

Рисунок 3 показывает, что внутренний шум представляет собой случайный сигнал со средним значением u_0 , порядка 1,45 В. Это значение является постоянной составляющей сигнала. Внутренний шум имеет сравнительно большой уровень, поэтому его нельзя не учитывать в общей структуре сигнала $U(t)$. Спектр мощности шумового сигнала без его постоянной составляющей показан на рис. 4.

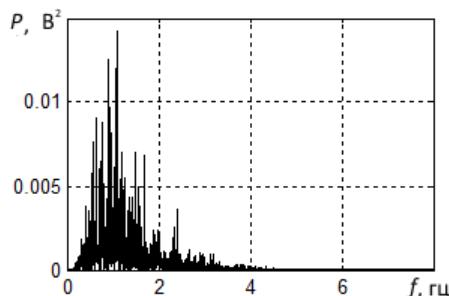


Рис. 4. Спектр мощности внутреннего шума ИК-датчика

Из рис. 4 следует, что внутренний шум является низкочастотным с эффективной полосой частот в пределах 0,2...3 Гц.

В качестве модели формирователя случайной составляющей шумового сигнала с требуемой частотной характеристикой можно рассматривать устройство с передаточной функцией $K(j\omega)$, на вход которого подается нормально распределенный шум $\xi(t)$ с нулевым математическим ожиданием и единичным стандартным отклонением ($M = 0$, $\sigma = 1$). На выходе такого устройства формируется сигнал $e(t) = e_{\text{внут}}(t) - u_0$. Функция $K(j\omega)$ должна обеспечивать спектр выходного шума

$$A(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} e(t) \cdot e^{-j\omega t} \cdot dt,$$

максимально похожий на спектр случайной составляющей реального шума.

Если сигнал $e(t)$ задан, то коэффициент передачи линейной параметрической модели в операторном виде имеет обобщенное выражение

$$K(s) = \frac{E(s)}{\xi(s)} = \frac{b_m \cdot s^m + b_{m-1} \cdot s^{m-1} + \dots + b_0}{a_n \cdot s^n + a_{n-1} \cdot s^{n-1} + \dots + a_0},$$

где $\xi(s)$, $E(s)$ – входной и выходной сигнал в операторном виде; b , a – полиноминальные коэффициенты; n – порядок полинома.

Нахождение $K(s)$ и реализация аналогового устройства с таким коэффициентом передачи является сложной задачей. Наиболее просто данная задача решается, когда выходной и выходной сигналы задаются в дискретном виде. С учетом z -преобразования входного и выходного сигналов передаточная функция устройства преобразования в виде цифрового фильтра в общем случае выражается зависимостью [2]

$$K(z) = \frac{E(z)}{\xi(z)} = \frac{b_0 + b_1 \cdot z^{-1} + \dots + b_m \cdot z^{-m}}{a_0 + a_1 \cdot z^{-1} + \dots + a_n \cdot z^{-n}}.$$

Коэффициенты b и a являются параметрами цифровой модели, формирующей на своем выходе требуемый дискретный сигнал шума. Нахождение этих коэффициентов – задача параметрического моделирования.

Для расчета коэффициентов a и b использовалась программа «Идентификация» из пакета прикладных программ «MatLab». Исходными данными для программы являются временные реализации входного и выходного сигнала и требуемый порядок полинома передаточной функции.

Для определения приемлемого порядка модели воспользуемся оценкой погрешности модели – δ [3]. Результаты расчета сведены в табл. 1.

Таблица 1

Погрешность вычисления коэффициентов модели ($\delta \cdot 10^{-6}$)

Порядок (n)	2	3	4	5	6	7	8
Погрешность (δ)	5,46	4,17	3,82	3,758	3,725	3,709	3,685

С увеличением порядка модели, как и следовало ожидать, погрешность расчета коэффициентов уменьшается, разница погрешности между 4 и 8 порядком модели незначительная, поэтому целесообразно ограничиться моделью четвертого порядка. Передаточная функция цифрового фильтра четвертого порядка, полученная в результате идентификации, имеет выражение

$$K(z) = \frac{-0,0006622 z^{-1} + 0,00124 z^{-2} - 0,002794 z^{-3} + 0,002233 z^{-4}}{1 - 3,061 z^{-1} + 3,645 z^{-2} - 2,04 z^{-3} + 0,4603 z^{-4}}$$

При цифровом представлении исходных сигналов использовалась частота дискретизации 32 Гц. Пример реализации смоделированного шумового сигнала и его спектр мощности представлен на рис. 5.

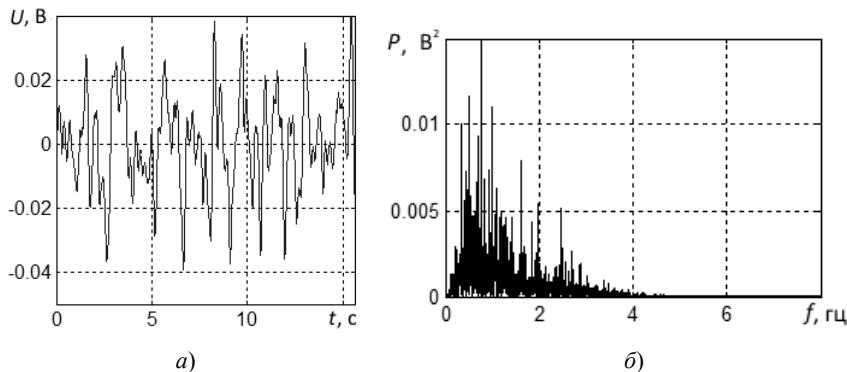


Рис. 5. Смоделированный шумовой сигнал (а) и его спектр (б)

Как видно из рис. 3–5 реальные сигналы качественно схожи по форме и спектру с моделями сигналами. Для количественной оценки адекватности сигналов проанализируем значения характерных признаков сигналов. В качестве статистических значений параметров признаков используем их математическое ожидание (M), среднеквадратичное отклонение (σ) и коэффициент вариации v : $v = \sigma / M$.

В ходе анализа реальных сигналов внутреннего шума ИК-датчика было выявлено четыре характерных для них признаков.

Первый признак (Пр1) – число пересечений сигналом своего нулевого уровня. Признак характеризует «центральную» частоту сигнала.

Второй признак (Пр2) – число пересечений модулем сигнала своей нормы. Под нормой сигнала понимается значение его уровня, вычисляемое по выражению $U_n = \sqrt{P_c}$, где P_c – мощность сигнала.

Третий признак (Пр3) – пик-фактор сигнала. Пик-фактор является безразмерной величиной и находится из выражения $r = |U_{max}| / U_n$, где U_{max} – максимальное значение амплитуды сигнала. Сигналы с большим пик-фактором характеризуются большими амплитудами и малыми длительностями. Чем больше значение пик-фактора, тем более выражен импульсный характер исследуемого сигнала.

Четвертый признак (Пр4) – средняя мощность сигнала.

Достоинство перечисленных признаков заключается в том, что они не требуют предварительных преобразований исследуемых сигналов, например, нормирующих их по каким-либо параметрам, а это не приводит к нежелательным искажениям формы сигналов.

Важно, чтобы признаки были независимыми друг от друга. Исчерпывающей характеристикой для оценки этой независимости служит корреляционная матрица признаков. Она симметрична относительно своей единичной диагонали и включает в себя значения корреляционных коэффициентов, изменяющихся в пределах $-1 \dots +1$. Корреляционная матрица для признаков реальных шумовых сигналов приведена в табл. 2. Учитывая диагональную симметрию матрицы, она представлена в виде верхней полуматрицы.

Таблица 2

Матрица коэффициентов корреляции признаков

Признак	Пр1	Пр2	Пр3	Пр4
Пр1	1	0,2574	-0,019	-0,407
Пр2		1	-0,162	-0,214
Пр3			1	0,08
Пр4				1

В целом полученные результаты являются удовлетворительными. Наименьшая корреляционная связь наблюдается между первым и третьим признаком. Наибольшая связь установлена между первым и четвертым признаком и не превышает 0,407.

Расчеты параметров признаков реальных и смоделированных шумовых сигналов приведены в табл. 3.

Таблица 3

Статистические параметры признаков шума ИК-датчика

№ признака	Пр1	Пр2	Пр3	Пр4
M	26,2 26,35	32,275 32,275	2,7418 2,7288	$2,106 \cdot 10^{-4}$ $2,19 \cdot 10^{-4}$
σ	13,805 15,9	28,6660 28,6147	0,1016 0,0848	$3,581 \cdot 10^{-5}$ $1,426 \cdot 10^{-5}$
v	3,7155 4,04	5,3541 5,3493	0,3187 0,2912	$5,984 \cdot 10^{-5}$ $3,976 \cdot 10^{-5}$

Для удобства сравнения результаты в таблице 3 представлены в виде дроби. В числителе дроби стоит оценка параметра признака для реального сигнала, а в знаменателе – для смоделированных сигналов.

Анализ полученных результатов показывает, что по математическому ожиданию схождение значений признаков реальных и моделируемых шумовых сигналов достаточно высокое. Разброс математического ожидания по всем четырем признакам менее 1 %. Оценки параметров σ и v первых трех признаков удовлетворительны. Для четвертого признака эти оценки несколько расходятся.

В целом, полученные результаты позволяют сделать вывод об адекватности предлагаемой модели внутреннего шумового сигнала ИК-датчика.

Список литературы

1. Волчихин, В. И. Системный анализ проблем развития быстроизвергаемых разведывательно-сигнализационных комплексов охраны позиционного района / В. И. Волчихин, В. А. Первунинских // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2008. – Спецвыпуск № 1. – С. 4–16.
2. Гадзиковский, В. Методы проектирования цифровых фильтров / В. Гадзиковский. – М. : Горячая Линия – Телеком, 2007. – 416 с.
3. Дьяконов, В. MATLAB. Анализ, идентификация и моделирование систем : специальный справочник / В. Дьяконов, В. Круглов. – СПб. : Питер, 2001. – 448 с.

НЕНАДЕЖНОСТЬ СХЕМ ПРИ НЕИСПРАВНОСТЯХ ТИПА 1 НА ВХОДАХ И ВЫХОДАХ ЭЛЕМЕНТОВ¹

М. А. Алехина, О. Ю. Барсукова

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Рассматривается реализация булевых функций схемами из ненадежных функциональных элементов в базисе, содержащем только антиконъюнкцию. Предполагается, что каждый из элементов схемы подвержен неисправностям типа 1 на входах и выходах с различными неисправностями.

Для любой булевой функции предложена реализующая ее схема и получена верхняя оценка ее ненадежности, которая зависит только от вероятностей появления неисправностей на входах и выходах элементов. Доказано также, что для почти любой булевой функции найденная верхняя оценка ненадежности схемы асимптотически (при малых значениях вероятностей) равна нижней оценке ненадежности.

Рассматривается реализация булевых функций схемами из ненадежных элементов [1] в базисе $\{x|y\}$ (где $x|y = \overline{x \& y}$ – штрих Шеффера). Схема из ненадежных функциональных элементов реализует функцию $f(x_1, \dots, x_n)$, если при поступлении на входы схемы набора $\tilde{a}^n = (a_1, \dots, a_n)$ при отсутствии неисправностей в схеме на ее выходе появляется значение $f(\tilde{a}^n)$. Предполагаем, что в каждый такт работы схемы на любом из входов и выходе любого из ее элементов независимым образом могут происходить константные неисправности типа 1 на входах с вероятностью γ_1 , $\gamma_1 \in (0, 1/4)$, или на выходах с вероятностью ε_1 , $\varepsilon_1 \in (0, 1/2)$.

Неисправности типа 1 на входах элементов характеризуются тем, что в исправном состоянии функциональный элемент реализует приписанную ему булеву функцию $x|y$, а в неисправном – поступающая на его вход единица не искажается, а поступающий на его вход нуль с вероятностью γ_1 может превратиться в нуль.

Неисправности типа 1 на выходах элементов характеризуются тем, что в исправном состоянии функциональный элемент реализует приписанную ему булеву функцию $x|y$, а в неисправном – с вероятностью ε_1 константу 1.

Пусть схема S реализует булеву функцию $f(\tilde{x}^n)$. Обозначим через $P_{f(\tilde{a}^n)}(S, \tilde{a}^n)$ вероятность появления значения $\overline{f(\tilde{a}^n)}$ на выходе схемы S при входном наборе \tilde{a}^n . Ненадежность $P(S)$ схемы S определяется как максимальное из чисел $P_{f(\tilde{a}^n)}(S, \tilde{a}^n)$ по всем входным наборам \tilde{a}^n схемы S , т.е. $P(S) = \max\{P_{f(\tilde{a}^n)}(S, \tilde{a}^n)\}$. Надежность схемы S равна $1 - P(S)$.

Учитывая характер рассматриваемых неисправностей, вычислим вероятности появления ошибок на выходе базисного элемента E при всех входных наборах этого элемента:

$$P_0(E, (00)) = \gamma_1^2(1 - \varepsilon_1), \quad P_0(E, (01)) = P_0(E, (10)) = \gamma_1(1 - \varepsilon_1), \quad P_1(E, (11)) = \varepsilon_1.$$

Очевидно, что ненадежность элемента E равна $P(E) = \max\{\gamma_1(1 - \varepsilon_1), \varepsilon_1\}$.

Обозначим через $\varepsilon = \max\{\gamma_1, \varepsilon_1\}$. Очевидно, что $P(E) \leq \varepsilon$.

Пусть f – произвольная булева функция; S – схема, реализующая функцию f . Возьмем два экземпляра схемы S и соединим их выходы со входами базисного элемента. Построенную схему обозначим $\Psi(S)$. Очевидно, что эта схема реализует функцию \bar{f} . Возьмем два экземпляра схемы $\Psi(S)$ и соединим их выходы со входами еще одного базисного элемента. Полученную схему обозначим $\Psi'(S)$. Очевидно, что схема $\Psi'(S)$ реализует исходную функцию f .

Теорема 1 [1]. Пусть f – произвольная булева функция; S – схема, реализующая f с ненадежностью $P(S)$. Тогда схема $\Psi'(S)$ реализует функцию f с ненадежностью

$$P(\Psi'(S)) \leq \max\{2\alpha + \tau + 2(\beta + \delta)P(S) + 2P^2(S), \alpha + (\beta + \delta)(\tau + 2P(S)) + (\tau + 2P(S))^2\},$$

где $\alpha = P_0(E, (00)), \beta = P_0(E, (01)), \delta = P_0(E, (10)), \tau = P_1(E, (11))$.

Из теоремы 1 следует теорема 2, если вместо $\alpha, \beta, \delta, \tau$ подставить вычисленные выше вероятности ошибок на выходе базисного элемента и отбросить отрицательные слагаемые.

¹ Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ, проекты 14-01-00273, 14-01-31360.

Теорема 2. Пусть f – произвольная булева функция; S – схема, реализующая f с ненадежностью $P(S)$. Тогда схема $\Psi(S)$ реализует функцию f с ненадежностью

$$P(\Psi(S)) \leq \max\{\varepsilon_1 + 2\gamma_1^2 + 4\gamma_1 P(S) + 2P^2(S), (\varepsilon_1 + \gamma_1 + 2P(S))^2\}.$$

Поскольку $(\varepsilon_1 + \gamma_1)^2 \leq \varepsilon_1 + 2\gamma_1^2$, $4\gamma_1 P(S) \leq 4(\varepsilon_1 + \gamma_1)P(S)$ и $2P^2(S) \leq 4P^2(S)$, из теоремы 2 получаем следствие.

Следствие 1. Пусть f – произвольная булева функция; S – схема, реализующая f с ненадежностью $P(S)$. Тогда схема $\Psi(S)$ реализует функцию f с ненадежностью

$$P(\Psi(S)) \leq \varepsilon_1 + 2\gamma_1^2 + 4(\varepsilon_1 + \gamma_1)P(S) + 4P^2(S).$$

Теорема 3 справедлива для произвольных неисправностей элементов.

Теорема 3 [1]. Пусть в произвольном полном конечном базисе схема A реализует функцию $x|y$ и $P(A) \leq \mu$. Тогда любую булеву функцию f в этом базисе можно реализовать такой схемой B , что при всех $\mu \in (0, 1/160]$ верно неравенство $P(B) \leq 4\mu$.

Применительно к рассматриваемым базису и неисправностям элементов из теоремы 3 получаем теорему 4, если вместо μ подставим ε .

Теорема 4. В базисе $\{x|y\}$ любую булеву функцию f можно реализовать такой схемой B , что при всех $\varepsilon \in (0, 1/160]$ верно неравенство $P(B) \leq 4\varepsilon$.

Из теорем 2 и 4 следует теорема 5.

Теорема 5. В базисе $\{x|y\}$ любую булеву функцию f можно реализовать такой схемой B , что ее ненадежность при всех $\varepsilon \in (0, 1/160]$ удовлетворяет неравенству

$$P(B) \leq \varepsilon_1 + 2\gamma_1^2 + 8(\varepsilon_1 + 2\gamma_1^2)(\varepsilon_1 + \gamma_1) + 441\varepsilon^3.$$

Доказательство. Пусть f – произвольная булева функция. По теореме 4 функцию f можно реализовать схемой A с ненадежностью $P(A) \leq 4\varepsilon$ при всех $\varepsilon \in (0, 1/160]$. По схеме A построим схему $\Psi(A)$ и оценим ее ненадежность по теореме 2, учитывая условие $\varepsilon \leq 1/160$. Получаем неравенство:

$$\begin{aligned} P(\Psi(A)) &\leq \max\{\varepsilon_1 + 2\gamma_1^2 + 16\varepsilon\gamma_1 + 32\varepsilon^2, (\varepsilon_1 + \gamma_1 + 8\varepsilon)^2\} \leq \max\{\varepsilon + 50\varepsilon^2, 100\varepsilon^2\} \leq \\ &\leq \max\{\varepsilon + 50\varepsilon^2, 100\varepsilon/160\} \leq \varepsilon + 50\varepsilon^2 \leq 1,3125\varepsilon. \end{aligned}$$

По схеме $\Psi(A)$ построим схему $\Psi(\Psi(A))$, которую обозначим через $\Psi^2(A)$. Оценим ее ненадежность, используя следствие 1: $P(\Psi^2(A)) \leq \varepsilon_1 + 2\gamma_1^2 + 10,5\varepsilon^2 + 6,9\varepsilon^2 \leq \varepsilon_1 + 2\gamma_1^2 + 18\varepsilon^2$.

По схеме $\Psi^2(A)$ построим схему $\Psi(\Psi^2(A))$, которую обозначим через $\Psi^3(A)$. Оценим ее ненадежность, используя следствие 1:

$$\begin{aligned} P(\Psi^3(A)) &\leq \varepsilon_1 + 2\gamma_1^2 + 4(\varepsilon_1 + \gamma_1)(\varepsilon_1 + 2\gamma_1^2 + 18\varepsilon^2) + 4(\varepsilon_1 + 2\gamma_1^2 + 18\varepsilon^2)^2 \leq \\ &\leq \varepsilon_1 + 2\gamma_1^2 + 4(\varepsilon_1 + \gamma_1)(\varepsilon_1 + 2\gamma_1^2) + 72\varepsilon^2(\varepsilon_1 + \gamma_1) + 4(\varepsilon_1 + 2\gamma_1^2)^2 + 144\varepsilon^2(\varepsilon_1 + 2\gamma_1^2) + 4 \cdot 18^2 \varepsilon^4 \leq \\ &\leq \varepsilon_1 + 2\gamma_1^2 + 8(\varepsilon_1 + \gamma_1)(\varepsilon_1 + 2\gamma_1^2) + (144 + 288 + 4 \cdot 324/160)\varepsilon^3 \leq \\ &\leq \varepsilon_1 + 2\gamma_1^2 + 8(\varepsilon_1 + \gamma_1)(\varepsilon_1 + 2\gamma_1^2) + 440,1\varepsilon^3. \end{aligned}$$

Схема $\Psi^3(A) = B$ – искомая.

Теорема 5 доказана.

Следствие 2. Любую булеву функцию можно реализовать такой схемой, что ее ненадежность асимптотически не больше, чем $2\gamma_1^2 + \varepsilon_1$ при $\gamma_1, \varepsilon_1 \rightarrow 0$.

Пусть $h(\tilde{x}^n)$ – произвольная булева функция, а $K(n)$ – множество булевых функций вида $f(\tilde{x}^n) = (\bar{x}_i \vee h(\tilde{x}^n))^a$, где $i \in \{1, \dots, n\}$, $a \in \{0, 1\}$.

Нетрудно проверить, что число функций в классе $K(n)$ не больше $2n2^{2^{n-1}}$, что мало по сравнению с общим числом 2^{2^n} булевых функций от n переменных.

Обозначим $K = \bigcup_{n=1}^{\infty} K(n)$.

Теорема 6. Если функция $f \notin K$, а S – любая схема, реализующая f , то $P(S)$ асимптотически не меньше, чем $2\gamma_1^2 + \varepsilon_1$ при $\gamma_1, \varepsilon_1 \rightarrow 0$.

Доказательство. Пусть f – булева функция, удовлетворяющая условиям теоремы 6, а S – любая схема, ее реализующая. Выделим в схеме S функциональный элемент E_1 , содержащий выход S . Поскольку $f \notin K$, возможны два случая.

1. Входы элемента E_1 соединены с выходами разных элементов E_2 и E_3 .

1.1. Выход одного из элементов, например E_2 , соединен со входом элемента E_3 .

Пусть p_0 – вероятность ошибки базисного элемента E_2 на наборах (00), (01) или (10).

Вычислим вероятность P_1 ошибки на выходе подсхемы, состоящей из элементов E_1 , E_2 и E_3 :

$$P_1 = (1 - p_0)[\gamma_1(1 - \varepsilon_1)(1 - \gamma_1(1 - \varepsilon_1)) + (1 - \gamma_1(1 - \varepsilon_1))\varepsilon_1] + p_0[\gamma_1^2(1 - \varepsilon_1)(1 - \gamma_1^2(1 - \varepsilon_1)) + (1 - \gamma_1^2(1 - \varepsilon_1))(1 - \gamma_1(1 - \varepsilon_1))] \gtrsim \gamma_1 + \varepsilon_1 \geq 2\gamma_1^2 + \varepsilon_1 \text{ при } \gamma_1, \varepsilon_1 \rightarrow 0.$$

По теореме 1.2 [1, с. 10] $P(S) \gtrsim 2\gamma_1^2 + \varepsilon_1$.

1.2. Ни выход элемента E_2 не соединен ни с одним из входов элемента E_3 , ни выход элемента E_3 не соединен ни с одним из входов элемента E_2 .

Вычислим вероятность P_1 ошибки на выходе подсхемы, состоящей из элементов E_1 , E_2 и E_3 , при поступлении на ее входы нулевого набора, обозначив через p_0 вероятность появления 0 на выходе базисного элемента:

$$P_1 = (1 - p_0)^2\varepsilon_1 + 2p_0(1 - p_0)(1 - \gamma_1(1 - \varepsilon_0)) + p_0^2(1 - \gamma_1^2(1 - \varepsilon_0)) \gtrsim 2p_0 + \varepsilon_1 \gtrsim 2\gamma_1^2 + \varepsilon_1 \text{ при } \gamma_1, \varepsilon_1 \rightarrow 0. \text{ По теореме 1.2 [1, с. 10] } P(S) \gtrsim 2\gamma_1^2 + \varepsilon_1.$$

2. Входы элемента E_1 соединены с выходом одного элемента E_2 . Возможны два случая.

2.1. Входы элемента E_2 соединены с выходами разных элементов E_3 и E_4 .

Тогда (см. пункт 1 доказательства) вероятность P_1 ошибки на любом нулевом входном наборе подсхемы, состоящей из элементов E_2 , E_3 и E_4 , асимптотически не меньше $2\gamma_1^2 + \varepsilon_1$. Тогда вероятность ошибки P_0 на выходе подсхемы, состоящей из элементов E_1, E_2, E_3 и E_4 , удовлетворяет неравенству:

$$P_0 = (1 - P_1)\gamma_1^2(1 - \varepsilon_1) + P_1(1 - \varepsilon_1) \gtrsim \gamma_1^2 + 2\gamma_1^2 + \varepsilon_1 = 3\gamma_1^2 + \varepsilon_1 \geq 2\gamma_1^2 + \varepsilon \text{ при } \gamma_1, \varepsilon_1 \rightarrow 0. \text{ По теореме 1.2 [1, с. 10] } P(S) \gtrsim 2\gamma_1^2 + \varepsilon_1.$$

2.2. Оба входа элемента E_2 соединены с выходом одного элемента E_3 .

Тогда вероятность ошибки P_0 на любом единичном входном наборе подсхемы, состоящей из элементов E_1 , E_2 и E_3 , равна: $P_0 = (1 - p_1)\gamma_1^2(1 - \varepsilon_1) + p_1(1 - \varepsilon_1)$, где p_1 – вероятность ошибки на выходе схемы из элементов E_2 и E_3 . Вычислим вероятность p_1 :

$$p_1 = (1 - v_0)\varepsilon_1 + v_0(1 - \gamma_1^2(1 - \varepsilon_1)) \gtrsim \varepsilon_1 + v_0 \geq \varepsilon_1 + \gamma_1^2 \text{ (здесь } v_0 \text{ – вероятность появления 0 на выходе базисного элемента). Поэтому } P_0 \gtrsim \gamma_1^2 + p_1 \gtrsim 2\gamma_1^2 + \varepsilon_1 \text{ при } \gamma_1, \varepsilon_1 \rightarrow 0. \text{ По теореме 1.2 [1, с. 10] } P(S) \gtrsim 2\gamma_1^2 + \varepsilon_1.$$

Теорема 6 доказана.

Таким образом, получаем следующий результат: если булева функция $f \notin K$, реализована схемой, ненадежность которой удовлетворяет условиям теоремы 5, то эта схема функционирует с ненадежностью, асимптотически равной $2\gamma_1^2 + \varepsilon_1$ при $\gamma_1, \varepsilon_1 \rightarrow 0$; 2) эту асимптотическую оценку ненадежности нельзя понизить для функций $f \notin K$.

Список литературы

- Алехина, М. А. Синтез асимптотически оптимальных по надежности схем : моногр. / М. А. Алехина. – Пенза : Инф.-изд. центр ПГУ, 2006. – 156 с.

ВЕРХНЯЯ ОЦЕНКА НЕНАДЕЖНОСТИ СХЕМ В БАЗИСЕ РОССЕРА–ТУРКЕТТА В Р₄

М. А. Алехина, С. П. Каргин

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Рассматривается реализация функций четырехзначной логики схемами из ненадежных элементов в базисе Россера-Туркетта. Предполагается, что элементы схемы независимым образом подвержены инверсным неисправностям на выходах. Получена верхняя оценка ненадежности схем.

Многозначная логика с успехом применяется при решении многих задач и во множестве технических разработок. Среди них различные арифметические устройства, системы искусственного интеллекта и обработки данных, обработка сложных цифровых сигналов и т.д. В этой работе рассматривается реализация четырехзначных функций схемами из ненадежных функциональных элементов.

Пусть $n \in \mathbb{N}$, а P_4 – множество всех функций четырехзначной логики, т.е. функций $f(x_1, \dots, x_n) : \{0, 1, 2, 3\}^n \rightarrow \{0, 1, 2, 3\}$. В [1] построен функционально полный в P_4 базис, реализуемый в МОП-структуратах. В отличие от [1] рассмотрим реализацию функций из множества P_4 схемами из ненадежных функциональных элементов в базисе Россера–Туркетта $\{0, 1, 2, 3, J_0(x_1), J_1(x_1), J_2(x_1), J_3(x_1), \min\{x_1, x_2\}, \max\{x_1, x_2\}\}$ ($\min\{x_1, x_2\}$ будем также обозначать через $\&$, а $\max\{x_1, x_2\}$ – через \vee [2]).

Будем считать, что схема из ненадежных элементов реализует функцию $f(\tilde{x}^n)$ ($\tilde{x}^n = (x_1, \dots, x_n)$), если при поступлении на входы схемы набора \tilde{a}^n при отсутствии неисправностей в схеме на ее выходе появляется значение $f(\tilde{a}^n)$.

Пусть схема S реализует функцию $f(\tilde{x}^n)$, \tilde{a}^n – произвольный входной набор схемы S , $f(\tilde{a}^n) = \tau$. Обозначим через $P_i(S, \tilde{a}^n)$ вероятность появления значения i ($i \in \{0, 1, 2, 3\}$) на выходе схемы S при входном наборе \tilde{a}^n , а через $P_{f(\tilde{a}^n) \neq \tau}(S, \tilde{a}^n)$ – вероятность появления ошибки на выходе схемы S при входном наборе \tilde{a}^n . Ясно, что $P_{f(\tilde{a}^n) \neq \tau}(S, \tilde{a}^n) = P_{\tau+1}(S, \tilde{a}^n) + P_{\tau+2}(S, \tilde{a}^n) + P_{\tau+3}(S, \tilde{a}^n)$. (В выражениях $\tau+1$, $\tau+2$ и $\tau+3$ сложение осуществляется по $\text{mod } 4$.)

Например, если входной набор \tilde{a}^n схемы S такой, что $f(\tilde{a}^n) = 0$, то вероятность появления ошибки на этом наборе равна $P_{f(\tilde{a}^n) \neq 0}(S, \tilde{a}^n) = P_1(S, \tilde{a}^n) + P_2(S, \tilde{a}^n) + P_3(S, \tilde{a}^n)$.

Ненадежностью схемы S , реализующей функцию $f(\tilde{x}^n)$, будем называть число $P(S)$, равное наибольшей из вероятностей появления ошибки на выходе схемы S . *Надежность* схемы S равна $1 - P(S)$.

Предполагается, что элементы схемы независимо друг от друга с вероятностью ε ($\varepsilon \in (0, 1/6)$) подвержены инверсным неисправностям на выходах, т.е. каждый базисный элемент с функцией $\varphi(\tilde{x}^k)$ ($k \in \{1, 2\}$) на любом входном наборе \tilde{a}^k таком, что $\varphi(\tilde{a}^k) = \tau$, с вероятностью ε выдает значение $\tau+1(\text{mod } 4)$, с вероятностью ε выдает значение $\tau+2(\text{mod } 4)$ и с вероятностью ε выдает значение $\tau+3(\text{mod } 4)$. Очевидно, что ненадежность любого базисного элемента равна 3ε , а надежность – $1 - 3\varepsilon$.

Пусть $f(\tilde{x}^n)$ – функция из P_4 , а S – любая схема, реализующая функцию $f(\tilde{x}^n)$. Покажем, каким образом по схеме S построить схему, которая реализует ту же функцию f , но, возможно (при некоторых условиях на $P(S)$), более надежно. В работе [3] описаны свойства четырехзначных функций, схемы которых можно использовать для повышения надежности исходных схем, и изложен соответствующий метод синтеза. В базисе Россера–Туркетта для повышения надежности исходных схем можно использовать схему, реализующую, например, функцию $x_1 \& x_2 \vee x_3 \& x_4$. Опишем метод синтеза надежных схем с использованием такой схемы. Для этого сначала возьмем два экземпляра схемы S , реализующей функцию f , и соединим их выходы со входами базисного элемента, реализующего функцию $\&$. Полученную схему назовем схемой D . Теперь возьмем два экземпляра схемы D и соединим их выходы со входами базисного элемента, реализующего функцию \vee . Построенную схему обозначим через $\psi(S)$. Нетрудно проверить, что $\psi(S)$ реализует ту же функцию f .

В теореме 1, которая доказана в [4], найдено рекуррентное соотношение для ненадежностей схем S и $\psi(S)$.

Теорема 1 [4]. Пусть f – произвольная функция из P_4 , S – любая схема, реализующая f , а $P(S)$ – ненадежность схемы S . Тогда схема $\psi(S)$ реализует функцию f с ненадежностью $P(\psi(S))$, удовлетворяющей неравенству $P(\psi(S)) \leq 9\varepsilon + 36\varepsilon P(S) + 6P^2(S)$.

Справедлива лемма 1.

Лемма 1. При $n \in \mathbb{N}$ любую функцию $f(x_1, \dots, x_{n-1}, x_n) \in P_4$ можно представить следующим образом:

$$\begin{aligned} f(x_1, \dots, x_{n-1}, x_n) &= J_0(x_n) \& f(x_1, \dots, x_{n-1}, 0) \vee J_1(x_n) \& f(x_1, \dots, x_{n-1}, 1) \vee \\ &\quad \vee J_2(x_n) \& f(x_1, \dots, x_{n-1}, 2) \vee J_3(x_n) \& f(x_1, \dots, x_{n-1}, 3). \end{aligned}$$

Используя теорему 1 и разложение по последней переменной (см. лемму 1), с помощью метода математической индукции по числу n переменных функции $f(\tilde{x}^n)$ получим верхнюю оценку ненадежности схем (теорема 2).

Теорема 2. Любую функцию $f \in P_4$ можно реализовать такой схемой A , что при всех $\varepsilon \in (0, 1/1000]$ верно неравенство $P(A) \leq 9\varepsilon + 954\varepsilon^2$.

Полное доказательство теоремы 2 можно найти в [5].

Из теоремы 2 следует, что любую функцию из P_4 можно реализовать схемой, ненадежность которой асимптотически (при $\varepsilon \rightarrow 0$) не больше 9ε .

Список литературы

1. Виноградов, Ю. А. О синтезе четырехзначных квазикомплементарных МОП-схем / Ю. А. Виноградов // Математические вопросы кибернетики : сб. ст. – Вып. 8. – М. : Наука, 1999. – С. 298–300.
2. Яблонский, С. В. Введение в дискретную математику / С. В. Яблонский. – М. : Вышш. шк., 2001. – 384 с.
3. Алексина, М. А. О синтезе схем из ненадежных элементов в P_4 / М. А. Алексина, С. П. Каргин // Известия высших учебных заведений. Физико-математические науки. – 2014. – № 4. – С. 3–12.
4. Алексина, М. А. Об одном методе повышения надежности схем в базисе Россера-Туркетта / М. А. Алексина, С. П. Каргин // Дискретные модели в теории управляющих систем : тр. IX Междунар. конф. (Москва и Подмосковье, 20–22 мая 2015 г.), посвященной 90-летию со дня рождения С. В. Яблонского. – М. : Издательский отдел ф-та ВМиК МГУ им. М.В. Ломоносова ; МАКС Пресс, 2015.
5. Алексина, М. А. Асимптотически оптимальные по надежности схемы в базисе Россера – Туркетта в P_4 / М. А. Алексина, Каргин С. П. // Известия высших учебных заведений. Физико-математические науки. – 2015. – № 1.

ВЕРХНЯЯ ОЦЕНКА НЕНАДЕЖНОСТИ СХЕМ В БАЗИСЕ $\{\max(x_1, x_2), x + 1\}$ ¹

О. Ю. Барсукова

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Рассматривается реализация функций трехзначной логики схемами из ненадежных функциональных элементов в базисе $\{\max(x_1, x_2), x_1 + 1 \pmod{3}\}$. Предполагается, что все элементы схемы подвержены неисправностям на выходах и переходят в неисправные состояния независимо друг от друга. В работе предложен метод синтеза надежных схем и получена верхняя оценка ненадежности этих схем.

Пусть $n \geq 1$, а P_3 – множество всех функций трехзначной логики, т.е. функций $f(x_1, \dots, x_n) : \{0, 1, 2\}^n \rightarrow \{0, 1, 2\}$. Обозначим через \tilde{x} набор (x_1, \dots, x_n) .

Рассмотрим реализацию функций из множества P_3 схемами из ненадежных функциональных элементов в базисе $\{\max(x_1, x_2), x_1 + 1 \pmod{3}\}$ (далее в работе будем считать, что все операции берутся по модулю 3). Полнота этого множества в P_3 доказана, например, в [1]. Для краткости обозначим $\max(x_1, x_2)$ через \vee , $\min(x_1, x_2)$ через $\&$.

Будем считать, что схема из ненадежных элементов реализует систему функций $f_1(\tilde{x}), \dots, f_l(\tilde{x}) (l \in \mathbb{N})$, если при поступлении на входы схемы набора \tilde{a} при отсутствии неисправностей в схеме на ее выходах появляются соответственно значения $f_1(\tilde{a}), \dots, f_l(\tilde{a})$. В частности, при $l = 1$ имеем схему из ненадежных элементов, реализующую одну функцию $f_1(\tilde{x})$.

Предположим, что каждый элемент базиса на любом входном наборе $\hat{a} (\hat{a} = (a_1, a_2))$ таком, что $f(\hat{a}) = \tau$, с вероятностью $\varepsilon (\varepsilon \in (0, 1/4])$ выдает значение $\tau + 1$ и с вероятностью ε выдает значение $\tau + 2$. Все элементы схемы переходят в неисправные состояния независимо друг от друга.

Пусть схема S реализует функцию $f(\tilde{x})$. Обозначим через $P_i(S, \tilde{a})$ вероятность появления значения $i (i \in \{0, 1, 2\})$ на выходе схемы S при входном наборе \tilde{a} , а через $P_{f(\tilde{a}) \neq \tau}(S, \tilde{a})$ – вероятность появления ошибки на выходе схемы S при входном наборе \tilde{a} , на котором $f(\tilde{a}) = \tau$. Ясно, что $P_{f(\tilde{a}) \neq \tau}(S, \tilde{a}) = P_{\tau+1}(S, \tilde{a}) + P_{\tau+2}(S, \tilde{a})$.

Например, если входной набор \tilde{a} схемы S такой, что $f(\tilde{a}) = 0$ (т.е. при отсутствии неисправностей в схеме S на ее выходе появляется значение 0), то вероятность ошибки на этом наборе равна $P_{f(\tilde{a}) \neq 0}(S, \tilde{a}) = P_1(S, \tilde{a}) + P_2(S, \tilde{a})$ [2].

Ненадежностью схемы S , реализующей функцию $f(\tilde{x})$, будем называть число $P(S)$, равное наибольшей из вероятностей появления ошибки на выходе схемы S . Надежность схемы S равна $1 - P(S)$.

Обозначим $L(S)$ число элементов в схеме S .

Справедлива теорема 1.

¹ Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ, номера проектов 14-01-00273, 14-01-31360.

Теорема 1. Пусть f – произвольная функция из P_3 , S – любая схема, реализующая f , а $P(S)$ – ненадежность схемы S . Тогда схема $\Psi(S)$ реализует функцию f с ненадежностью

$$P(\Psi(S)) \leq \max\{16\epsilon + 4P^2(S) + 8\epsilon(4\epsilon^2 + 3P(S)) + (6\epsilon + 2P(S))^2, 12\epsilon + 12(5\epsilon + 3P(S))^2, \\ 4\epsilon + 16(3\epsilon + 2P(S))^2\}.$$

Доказательство основано на применении формулы полной вероятности.

В теореме 1 установлено рекуррентное соотношение между ненадежностью схемы $\Psi(S)$ и ненадежностью схемы S . Чтобы получить верхнюю оценку ненадежности, докажем леммы 1-4.

Лемма 1. Константы 0,1,2 можно реализовать такой схемой A , что $L(A) \leq 6$.

Известно [1], что через $J_i(x)$ ($i \in \{0,1,2\}$) обозначается функция, равная 2 при $x = i$ и равная 0 при $x \neq i$.

Лемма 2. Функции $J_0(x), J_1(x), J_2(x)$ можно реализовать схемой, содержащей не более восьми элементов.

Лемма 3. Функцию $\min\{x_1, x_2\}$ можно реализовать такой схемой D , что $L(D) = 43$.

Доказательство лемм 1-3 основано на непосредственном построении схем для заявленных функций и констант.

Поскольку мы обозначили $\max\{x_1, x_2\} = x_1 \vee x_2$, $\min\{x_1, x_2\} = x_1 \& x_2$, схему, реализующую $x_1 \vee x_2$, будем называть дизъюнктором, а схему, реализующую $x_1 \& x_2$, -конъюнктором.

Теорема 2. Любую функцию $f \in P_3$ можно реализовать такой схемой D' , что $P(D') \leq 17\epsilon$ при всех $\epsilon \in (0, 1/10^5]$.

Доказательство. (Индукция по числу n – переменных функции $f(\tilde{x})$.)

1. Докажем утверждение теоремы при $n = 1$, т. е. для всех возможных функций $f(x)$, зависящих от одной переменной x . Представим функцию $f(x)$ в первой форме [1]:

$$f(x) = J_0(x) \& f(0) \vee J_1(x) \& f(1) \vee J_2(x) \& f(2).$$

Промоделируем эту формулу схемой S' , используя схемы из лемм 1-3, и найдем число элементов в ней. По лемме 1 для реализации всех трех констант достаточно 6 элементов. По лемме 2 для реализации функций $J_0(x), J_1(x), J_2(x)$ достаточно 8 элементов. По лемме 3 для реализации трех конъюнкторов достаточно 129 элементов. Наконец, для реализации двух дизъюнкторов достаточно 2 элементов. Поэтому сложность схемы S' равна $L(S') = 145$.

Известно [3], что ненадежность любой схемы не больше произведения числа элементов схемы на максимальную из ненадежностей элементов схемы. Поэтому $P(S') \leq 145 \cdot 2\epsilon = 290\epsilon$.

По схеме S' построим схему $\Psi(S')$. Используя теорему 1 и условие $\epsilon \leq \frac{1}{10^5}$, оценим ненадежность схемы $\Psi(S')$:

$$P(\Psi(S')) \leq \max\{16\epsilon + 4 \cdot 290^2 \epsilon^2 + 8\epsilon(4\epsilon^2 + 3 \cdot 290\epsilon) + (6\epsilon + 2 \cdot 290\epsilon)^2, 12\epsilon + 12(5\epsilon + 3 \cdot 290\epsilon)^2, \\ 4\epsilon + 16(3\epsilon + 2 \cdot 290\epsilon)^2\} \leq \max\{16\epsilon + \frac{686\ 764\epsilon}{10^5}, 12\epsilon + \frac{9\ 187\ 500\epsilon}{10^5}, 2\epsilon + \frac{5\ 438\ 224\epsilon}{10^5}\} \leq \\ \leq \max\{23\epsilon, 104\epsilon, 59\epsilon\} = 104\epsilon.$$

Построим схему $\Psi(\Psi(S')) = \Psi^2(S')$, заменив схему S' схемой $\Psi(S')$. Тогда, учитывая теорему 1 и условие $\epsilon \leq \frac{1}{10^5}$, получим соотношение

$$P(\Psi^2(S')) \leq \max\{16\epsilon + 4 \cdot 104^2 \epsilon^2 + 8\epsilon(4\epsilon^2 + 3 \cdot 104\epsilon) + (6\epsilon + 2 \cdot 104\epsilon)^2, 12\epsilon + 12(5\epsilon + 3 \cdot 104\epsilon)^2, \\ 4\epsilon + 16(3\epsilon + 2 \cdot 104\epsilon)^2\} \leq \max\{16\epsilon + \frac{91\ 564\epsilon}{10^5}, 12\epsilon + \frac{1\ 205\ 868\epsilon}{10^5}, 4\epsilon + \frac{712\ 336\epsilon}{10^5}\} \leq \\ \leq \max\{17\epsilon, 25\epsilon, 12\epsilon\} = 25\epsilon.$$

Построим схему $\Psi(\Psi(\Psi(S'))) = \Psi^3(S')$. Тогда, учитывая теорему 1 и условие $\epsilon \leq \frac{1}{10^5}$, получим соотношение

$$\begin{aligned}
P(\Psi^3(S')) &\leq \max \{16\epsilon + 25^2\epsilon^2 + 8\epsilon(4\epsilon^2 + 3 \cdot 25\epsilon) + (6\epsilon + 2 \cdot 25\epsilon)^2, 12\epsilon + 12(5\epsilon + 3 \cdot 25\epsilon)^2, \\
4\epsilon + 16(3\epsilon + 2 \cdot 25\epsilon)^2\} \leq \max \{16\epsilon + \frac{6244\epsilon}{10^5}, 12\epsilon + \frac{76800\epsilon}{10^5}, 4\epsilon + \frac{44944\epsilon}{10^5}\} \leq \\
&\leq \max \{17\epsilon, 13\epsilon, 5\epsilon\} = 17\epsilon.
\end{aligned}$$

Таким образом, при $n = 1$ теорема верна.

2. Допустим, что утверждение теоремы верно для функций $f(x_1, \dots, x_{n-1})$ ($n \geq 3$). Докажем теорему для функций $f(x_1, \dots, x_n)$, зависящих от n переменных. Разложим функцию $f(\tilde{x})$ по переменной x_n [4]:

$$f(x_1, \dots, x_{n-1}, x_n) = J_0(x_n) \& f(x_1, \dots, x_{n-1}, 0) \vee J_1(x_n) \& f(x_1, \dots, x_{n-1}, 1) \vee J_2(x_n) \& f(x_1, \dots, x_{n-1}, 2)$$

и реализуем схемой C (см. рис. 1).

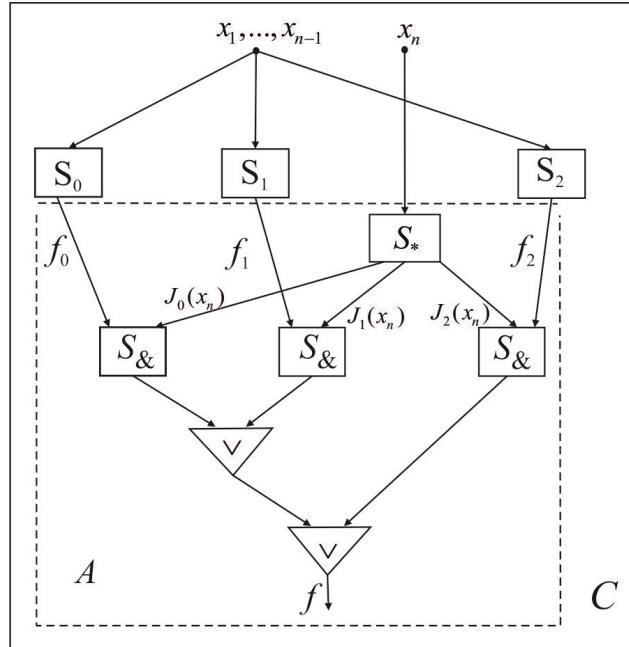


Рис. 1

На рис. 1 схема S_0 реализует функцию $f_0 = f(x_1, \dots, x_{n-1}, 0)$, схема S_1 реализует функцию $f_1 = f(x_1, \dots, x_{n-1}, 1)$, а схема S_2 реализует функцию $f_2 = f(x_1, \dots, x_{n-1}, 2)$. Кроме того, схема S_{12} состоит из 8 элементов и реализует функции $J_0(x_n), J_1(x_n), J_2(x_n)$ (см. лемму 2), схема $S_{\&}$ состоит из 43 элементов и реализует конъюнкцию (см. лемму 3).

В схеме C выделим подсхему A (см. рис. 1), выход которой является выходом схемы C , а на входы подаются f_0, f_1, x_n и f_2 . Сложность схемы A равна $8 + 3 \cdot 43 + 2 = 139$.

Поскольку схема A состоит из 139 элементов, поэтому ее ненадежность $P(A) \leq 2\epsilon \cdot 139 = 278\epsilon$. Функции f_0, f_1 и f_2 согласно индуктивному предположению можно реализовать схемами с ненадежностью не более 17ϵ . Если схема A исправна, то для реализации функции f она использует значение одной из схем S_0, S_1, S_2 , реализующих соответственно функции f_0, f_1, f_2 . Поэтому $P(C) \leq P(A) + 17\epsilon \leq 278\epsilon + 17\epsilon = 295\epsilon$.

По схеме C построим схему $\Psi(C)$ (см. теорема 1). Оценим ненадежность схемы $\Psi(C)$ при условии, что $\epsilon \leq \frac{1}{10^5}$:

$$\begin{aligned}
P(\Psi(C)) &\leq \max \{16\epsilon + 4 \cdot 295^2\epsilon^2 + 8\epsilon(4\epsilon^2 + 3 \cdot 295\epsilon) + (6\epsilon + 2 \cdot 295\epsilon)^2, 12\epsilon + 12(5\epsilon + 3 \cdot 295\epsilon)^2, \\
4\epsilon + 16(3\epsilon + 2 \cdot 295\epsilon)^2\} \leq \max \{16\epsilon + \frac{710404\epsilon}{10^5}, 12\epsilon + \frac{9505200\epsilon}{10^5}, 2\epsilon + \frac{5626384\epsilon}{10^5}\} \leq \\
&\leq \max \{24\epsilon, 108\epsilon, 61\epsilon\} = 108\epsilon.
\end{aligned}$$

Построим схему $\Psi^2(C)$, заменив схему C схемой $\Psi(C)$ (см. теорема 1). Тогда, учитывая теорему 1 и условие $\epsilon \leq \frac{1}{10^5}$, получим

$$\begin{aligned}
P(\Psi^2(C)) &\leq \max \{16\epsilon + 4 \cdot 108^2 \epsilon^2 + 8\epsilon(4\epsilon^2 + 3 \cdot 108\epsilon) + (6\epsilon + 2 \cdot 108\epsilon)^2, 12\epsilon + 12(5\epsilon + 3 \cdot 108\epsilon)^2, \\
&4\epsilon + 16(3\epsilon + 2 \cdot 108\epsilon)^2\} \leq \max \{16\epsilon + \frac{98540\epsilon}{10^5}, 12\epsilon + \frac{1298892\epsilon}{10^5}, 4\epsilon + \frac{767376\epsilon}{10^5}\} \leq \\
&\leq \max \{17\epsilon, 25\epsilon, 12\epsilon\} = 25\epsilon.
\end{aligned}$$

Построим схему $\Psi(\Psi(\Psi(C))) = \Psi^3(S')$. Тогда, учитывая теорему 1 и условие $\epsilon \leq \frac{1}{10^5}$, получим соотношение

$$\begin{aligned}
P(\Psi^3(C)) &\leq \max \{16\epsilon + 25^2 \epsilon^2 + 8\epsilon(4\epsilon^2 + 3 \cdot 25\epsilon) + (6\epsilon + 2 \cdot 25\epsilon)^2, 12\epsilon + 12(5\epsilon + 3 \cdot 25\epsilon)^2, \\
&4\epsilon + 16(3\epsilon + 2 \cdot 25\epsilon)^2\} \leq \max \{16\epsilon + \frac{6244\epsilon}{10^5}, 12\epsilon + \frac{76800\epsilon}{10^5}, 4\epsilon + \frac{44944\epsilon}{10^5}\} \leq \\
&\leq \max \{17\epsilon, 13\epsilon, 5\epsilon\} = 17\epsilon.
\end{aligned}$$

Следовательно, схема $\Psi^3(C)$ – искомая схема D' .

Теорема 2 доказана.

Теорема 3. Любую функцию $f \in P_3$ можно реализовать такой схемой D , что $P(D) \leq 8\epsilon + 3172\epsilon^2$ при всех $\epsilon \in (0, 1/10^5]$.

По теореме 2 любую функцию $f \in P_3$ можно реализовать схемой D' с ненадежностью $P(D') \leq 17\epsilon$. По схеме D' построим схему $\Psi(D')$ и оценим ее ненадежность, используя теорему 1 и учитывая, что $\epsilon \leq \frac{1}{10^5}$:

$$\begin{aligned}
P(\Psi(D')) &\leq \max \{16\epsilon + 4 \cdot 17^2 \epsilon^2 + 8\epsilon(4\epsilon^2 + 3 \cdot 17\epsilon) + (6\epsilon + 2 \cdot 17\epsilon)^2, 12\epsilon + 12(5\epsilon + 3 \cdot 17\epsilon)^2, \\
&4\epsilon + 16(3\epsilon + 2 \cdot 17\epsilon)^2\} \leq 16\epsilon + 3172\epsilon^2
\end{aligned}$$

Схема $\Psi(D')$ – искомая схема D .

Теорема 3 доказана.

Из теоремы 3 следует, что любую функцию из P_3 можно реализовать схемой, ненадежность которой асимптотически (при $\epsilon \rightarrow 0$) не больше 16ϵ .

Список литературы

1. Яблонский, С. В. Введение в дискретную математику : учеб. пособие для вузов / С. В. Яблонский. – М. : Высш. шк., 2001. – 384 с.
2. Алексина, М. А. Оценки ненадежности схем в базисе Россера – Туркетта / М. А. Алексина, О. Ю. Барсукова // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Физико-математические науки. – 2014. – № 1 (29). – С. 5–19.
3. Редькин, Н. П. Надежность и диагностика схем / Н. П. Редькин. – М. : Изд-во МГУ, 1992. – 192 с.
4. Барсукова, О. Ю. Синтез надежных схем, реализующих функции двузначной и трехзначной логик : дис. ... канд. физ.-мат. наук: 01.01.09 / Барсукова Оксана Юрьевна. – Пенза, 2014. – С. 14–15.

МЕТОДЫ ИДЕНТИФИКАЦИИ ДИСКРЕТНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

И. В. Бойков, Н. П. Крибулин

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Предложен метод управления дискретными динамическими системами, основанный на параметрической идентификации систем, математические модели которых описываются разностными уравнениями с переменными коэффициентами.

Одну из важных проблем физики и техники составляют задачи определения параметров систем и физических процессов. Определение параметров систем необходимо при решении ряда важных практических задач, таких как управление объектом; диагностика и контроль состояния работы систем; проектирование информационно – измерительных и управляющих систем. Как правило, состояние систем и физических процессов известны в дискретные моменты времени. Поэтому в качестве математических моделей их описания используют разностные уравнения. В работах [1, 2] предложены методы идентификации параметров

линейных непрерывных систем, описываемых интегральными уравнениями Вольтерра и обыкновенными дифференциальными уравнениями. Применение этих методов к системам, описываемых дифференциальными уравнениями в частных производных и двумерными разностными уравнениями с переменными коэффициентами специального вида рассмотрено в работах [3, 4, 6].

В данной работе предложен метод определения параметров систем, описываемых многомерными разностными уравнениями с переменными коэффициентами. Изложение ведется на примере дискретного аналога уравнения теплопроводности

$$a(k,l)y(k+1,l) + b(k,l)y(k,l+2) = x(k,l), \quad k,l = 0,1,2,\dots \quad (1)$$

с начальными

$$y(0,l) = 0 \quad (2)$$

и граничными

$$y(k,0) = y(k,1) = 0 \quad (3)$$

условиями.

Здесь $y(k,l)$, $k,l = 0,1,2,\dots$ – выходной сигнал системы, $x(k,l)$, $k,l = 0,1,2,\dots$ – входной сигнал.

В качестве параметров системы выступают коэффициенты уравнения (1).

Постановка задачи. Требуется определить параметры системы $a(k,l)$, $b(k,l)$ $k,l = 0,1,2,\dots$ (которые будем рассматривать, как управление системой (1), (2)) так, чтобы для серии входных сигналов $x_k(k_1,k_2)$, $k = 1,2,3$; $k_1,k_2 = 0,1,2,\dots$ система находилась соответственно в состояниях $y_k(k_1,k_2)$, $k = 1,2,3$; $k_1,k_2 = 0,1,2,\dots$.

Решение. Поставленную задачу будем решать в два этапа.

Первый этап. Определение импульсной переходной функции.

Второй этап. Определение параметров системы по известной импульсной переходной функции.

Определение импульсной переходной функции

Представим связь «вход – выход» системы (1) – (3) в виде (см. [5])

$$y(k_1,k_2) = \sum_{m_1=0}^{k_1} \sum_{m_2=0}^{k_2} g(k_1,k_2,m_1,m_2)x(m_1,m_2), \quad k_1,k_2 = 0,1,2,\dots, \quad (4)$$

где $x(k_1,k_2)$, $y(k_1,k_2)$ – входной и выходной сигналы системы; $g(k_1,k_2,m_1,m_2)$, $k_1, k_2 = 0, 1, 2, \dots$; $m_1, m_2 = 0, 1, 2, \dots$ – импульсная переходная функция.

Алгоритм определения импульсной переходной функции системы (4) основан на следующем утверждении.

Теорема. Пусть Z -преобразование импульсной переходной функции $g(k_1,k_2,m_1,m_2)$ по переменным k_1, k_2 удовлетворяет условию

$$\begin{aligned} G(z_1, z_2, m_1, m_2) &= \\ &= \sum_{k_1=0}^{\infty} \sum_{k_2=0}^{\infty} g(k_1, k_2, m_1, m_2) z_1^{-k_1} z_2^{-k_2} = \hat{G}(z_1, z_2) [q_1(z_1)]^{-m_1} [q_2(z_2)]^{-m_2}, \\ &m_1, m_2 = 0, 1, 2, \dots, \end{aligned} \quad (5)$$

где $\hat{G}(z_1, z_2)$, $q_1(z_1)$, $q_2(z_2)$ – функции аналитические в некоторой области Ω .

Тогда Z – преобразование уравнения (4) по переменным k_1, k_2

$$y(k_1, k_2) = \sum_{m_1=0}^{\infty} \sum_{m_2=0}^{\infty} g(k_1, k_2, m_1, m_2) x(m_1, m_2), \quad k_1, k_2 = 0, 1, 2, \dots \quad (6)$$

будет иметь вид

$$Y(z_1, z_2) = \hat{G}(z_1, z_2) X(q_1(z_1), q_2(z_2)), \quad (7)$$

где $Y(z_1, z_2)$ – Z -преобразование последовательности $y(k_1, k_2)$, $k_1, k_2 = 0, 1, 2, \dots$ и $X(z_1, z_2)$ – Z -преобразование последовательности $x(k_1, k_2)$, $k_1, k_2 = 0, 1, 2, \dots$.

Доказательство.

Найдем Z -преобразование уравнения (6) по переменным k_1, k_2 :

$$\sum_{k_1=0}^{\infty} \sum_{k_2=0}^{\infty} y(k_1, k_2) z_1^{-k_1} z_2^{-k_2} = \sum_{k_1=0}^{\infty} \sum_{k_2=0}^{\infty} \left(\sum_{m_1=0}^{\infty} \sum_{m_2=0}^{\infty} g(k_1, k_2, m_1, m_2) x(m_1, m_2) z_1^{-k_1} z_2^{-k_2} \right) \quad (8)$$

Меняя порядок суммирования в правой части равенства (8), получим

$$Y(z_1, z_2) = \sum_{m_1=0}^{\infty} \sum_{m_2=0}^{\infty} x(m_1, m_2) \left(\sum_{k_1=0}^{\infty} \sum_{k_2=0}^{\infty} g(k_1, k_2, m_1, m_2) z_1^{-k_1} z_2^{-k_2} \right). \quad (9)$$

Учитывая условие (5), равенство (9) примет вид

$$Y(z_1, z_2) = \hat{G}(z_1, z_2) \sum_{m_1=0}^{\infty} \sum_{m_2=0}^{\infty} x(m_1, m_2) [q_1(z_1)]^{-m_1} [q_2(z_2)]^{-m_2}.$$

Отсюда следует справедливость утверждения (7)

$$Y(z_1, z_2) = \hat{G}(z_1, z_2) X(q_1(z_1), q_2(z_2)).$$

Данная теорема является аналогом теоремы Бореля [7] для непрерывных систем, применение которой в случае непрерывных систем рассмотрено в работах [1, 2, 4, 6] и для дискретных систем в работе [3].

Следствие. Из данной теоремы и условия физической реализуемости импульсной переходной функции

$$g(k_1, k_2, m_1, m_2) = 0 \quad \text{при } k_1 < m_1 \text{ или } k_2 < m_2 \quad (6)$$

следует, что если импульсная переходная функция удовлетворяет условию (5) и условию физической реализуемости (6), то Z -преобразование уравнения (4) имеет вид

$$Y(z_1, z_2) = \hat{G}(z_1, z_2) X(q_1(z_1), q_2(z_2)). \quad (7)$$

Постановка задачи. Требуется, по известным трем входным сигналам $x_k(k_1, k_2), k = 1, 2, 3, k_1, k_2 = 0, 1, 2, \dots$ и соответствующим трем выходным сигналам $y_k(k_1, k_2), k = 1, 2, 3, k_1, k_2 = 0, 1, 2, \dots$, определить импульсную переходную функцию системы (1).

Решение. При известных входных трех сигналов $x_k(k_1, k_2), k = 1, 2, 3$ и соответствующих трех выходных сигналах $x_k(k_1, k_2), k = 1, 2, 3$ динамической системы (4), получим систему

$$y_k(k_1, k_2) = \sum_{m_1=0}^{k_1} \sum_{m_2=0}^{k_2} g(k_1, k_2, m_1, m_2) x_k(m_1, m_2), \quad k = 1, 2, 3; k_1, k_2 = 0, 1, 2, \dots \quad (10)$$

относительно искомой импульсной переходной функции $g(k_1, k_2, m_1, m_2)$. Пусть функция $g(k_1, k_2, m_1, m_2)$ удовлетворяет условию (5); тогда Z -преобразованием системы уравнений (10), на основании (7) будет система алгебраических уравнений

$$Y_k(z_1, z_2) = \hat{G}(z_1, z_2) X_k(q_1(z_1), q_2(z_2)), \quad k = 1, 2, 3. \quad (11)$$

Решая систему (11) относительно искомых функций $\hat{G}(z_1, z_2), q_1(z_1), q_2(z_2)$, найдем Z -преобразование импульсной переходной функции в виде

$$G(z_1, z_2, m_1, m_2) = \hat{G}(z_1, z_2) [q_1(z_1)]^{-m_1} [q_2(z_2)]^{-m_2}, \quad m_1, m_2 = 0, 1, 2, \dots$$

Импульсную переходную функцию определим, как обратное Z -преобразование по переменным z_1, z_2 :

$$g(k_1, k_2, m_1, m_2) = \frac{1}{(2\pi i)^2} \oint_{C_1} \oint_{C_2} \hat{G}(z_1, z_2) [q_1(z_1)]^{-m_1} [q_2(z_2)]^{-m_2} z_1^{k_1-1} z_2^{k_2-1} dz_1 dz_2,$$

$$k_1, k_2 = 0, 1, 2, \dots; m_1, m_2 = 0, 1, 2, \dots,$$

где каждый интеграл вычисляется по замкнутому контуру, лежащему в области сходимости функции $\hat{G}(z_1, z_2) [q_1(z_1)]^{-m_1} [q_2(z_2)]^{-m_2}$.

Определение параметров системы по известной импульсной переходной функции

Постановка задачи. Требуется, зная импульсную переходную функцию системы (1)–(3) определить ее параметры.

Следуя методу изложенному в работе [2], возьмем две линейно – независимые функции $y_1(k,l)$ и $y_2(k,l)$. Используя соотношение (4), составим два уравнения для определения соответствующих виртуальных входных сигналов $x_1(k,l)$ и $x_2(k,l)$:

$$y_k(k_1, k_2) = \sum_{m_1=0}^{k_1} \sum_{m_2=0}^{k_2} g(k_1, k_2, m_1, m_2) x_k(m_1, m_2), \quad k = 1, 2; k_1, k_2 = 0, 1, 2, \dots \quad (12)$$

Из решения системы уравнений (12) найдем виртуальные сигналы $x_1(k,l)$ и $x_2(k,l)$.

Подставляя $y_1(k,l)$, $y_2(k,l)$. и $x_1(k,l)$, $x_2(k,l)$ в (1), получим систему алгебраических уравнений относительно искомых коэффициентов $a(k,l)$ и $b(k,l)$

$$\begin{cases} a(k,l)y_1(k+1,l) + b(k,l)y_1(k,l+2) = x_1(k,l) \\ a(k,l)y_2(k+1,l) + b(k,l)y_2(k,l+2) = x_2(k,l) \end{cases} \quad (13)$$

Решение системы (13) имеет вид

$$a(k,l) = \frac{\begin{vmatrix} x_1(k,l) & y_1(k,l+2) \\ x_2(k,l) & y_2(k,l+2) \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} y_1(k+1,l) & y_1(k,l+2) \\ y_2(k+1,l) & y_2(k,l+2) \end{vmatrix}}, \quad b(k,l) = \frac{\begin{vmatrix} y_1(k+1,l) & x_1(k,l) \\ y_2(k+1,l) & x_2(k,l) \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} y_1(k+1,l) & y_1(k,l+2) \\ y_2(k+1,l) & y_2(k,l+2) \end{vmatrix}}.$$

Замечание. Рассмотренный метод может быть применен для систем, математические модели которых описываются разностными уравнениями более общего вида

$$\sum_{q=1}^m a_q(k,l)y(k+q,l) + \sum_{q=1}^{m_1} \sum_{v=1}^{n_1} b_{q,v}(k,l)y(k+q,l+v) + \sum_{q=1}^n c_q(k,l)y(k,l+q) + a_0(k,l)y(k,l) = x(k,l), \quad k, l = 0, 1, 2, \dots$$

с начальными $y(k,0) = 0$, $k = 0, \dots, \max(m, m_1) - 1$, и граничными $y(0,l) = 0$, $l = 0, \dots, \max(n, n_1) - 1$ условиями.

Выход

Предложенный метод определения параметров динамических систем позволяет решать следующие задачи:

- расчета систем управления (задачи анализа, синтеза, идентификации);
- диагностики и контроля состояния работы систем;
- проектирования информационно – измерительных и управляемых систем.

Он также может быть использован при цифровой обработке многомерных сигналов.

Список литературы

1. Бойков, И. В. Определение временных характеристик линейных систем с распределенными параметрами / И. В. Бойков, Н. П. Кривулин // Метрология. – 2012. – № 8. – С. 3–14.
2. Бойков, И. В. Восстановление параметров линейных систем, описываемых дифференциальными уравнениями с переменными коэффициентами / И. В. Бойков, Н. П. Кривулин // Измерительная техника. – 2013. – № 4. – С. 6–10.
3. Бойков, И. В. Идентификация дискретных динамических систем с распределенными параметрами / И. В. Бойков, Н. П. Кривулин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Физико-математические науки. – 2014. – № 2 (30). – С. 34–49.
4. Бойков, И. В. Параметрическая идентификация линейных динамических систем с распределенными параметрами / И. В. Бойков, Н. П. Кривулин // Метрология. – 2014. – № 7. – С. 13–24.
5. Даджион, Д. Цифровая обработка многомерных сигналов / Д. Даджион, Р. Мерсеро. – М. : Мир, 1988. – 488 с.
6. Кривулин, Н. П. Определение параметров физических процессов, описываемых дифференциальными уравнениями в частных производных с переменными коэффициентами / Н. П. Кривулин // Математическое и компьютерное моделирование естественнонаучных и социальных проблем : сб. ст. VIII Междунар. науч.-техн. конф. (26–30 мая 2014 г.). – Пенза : Изд-во ПГУ, 2014. – С. 172–178.
7. Эфрос, А. М. Операционное исчисление и контурные интегралы / А. М. Эфрос, А. М. Данилевский. – Харьков : Гос. науч.-техн. изд-во Украины, 1937. – 384 с.

О РЕГУЛЯРИЗАЦИИ НЕКОТОРЫХ МЕТОДОВ АППРОКСИМАЦИИ ВО ВРЕМЕННОЙ И ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТЯХ¹

Л. Н. Бондаренко

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Для получения математических моделей функционирования различных систем во временной области можно использовать методы Прони и Рутисхаузера. В частотной области для этой цели служит метод Кронекера – Чебышева. В статье рассмотрены подходы к регуляризации этих плохо обусловленных методов.

При изучении различных систем значительная роль отводится применению алгоритмов аппроксимации, позволяющих осуществить переход от данных, полученных в результате измерения соответствующих характеристик этих систем, к их математическим моделям.

Так как функционирование системы может рассматриваться во временной или частотной области, то и соответствующие алгоритмы аппроксимации разделяются на алгоритмы, используемые во временной или частотной области.

Многие такие алгоритмы аппроксимации являются плохо обусловленными, т.е. погрешности, появляющиеся в исходных данных из-за неточности аналоговых методов измерений, ограничений аналого-цифрового преобразования и т.п., приводят при решении задачи аппроксимации к недостоверным результатам, что особенно часто проявляется при обработке достаточно больших объемов исходных данных.

Поэтому необходима разработка регуляризирующих методов, позволяющих успешно применять такие алгоритмы при решении соответствующих задач аппроксимации. Как и при рассмотрении решения некорректных задач [1] эти методы могут основываться на дополнительной информации относительно разыскиваемой математической модели, позволяющей сузить класс рассматриваемых моделей, или на некоторой коррекции соответствующих алгоритмов аппроксимации, приводящей к значительному сокращению объема вычислений.

Такая коррекция, например, может базироваться на уменьшении объема исходных данных, обрабатываемых используемым алгоритмом аппроксимации, или на принудительном ограничении числа шагов соответствующего алгоритма. В результате примененной коррекции решение задачи аппроксимации должно приводить к достоверной математической модели исследуемой системы.

Иначе, регуляризирующий метод может основываться на фиксации допустимого уровня сложности модели и приводить к получению приближенной математической модели исследуемой системы с приемлемой несогласованностью [2].

Для пояснения этих принципов рассмотрим задачу аппроксимации во временной области, заключающуюся в построении математической модели в виде экспоненциальной суммы

$$x_n(t) = \sum_{k=1}^n c_k e^{\alpha_k t} \quad (1)$$

где параметры c_k и α_k , в общем случае, являются комплексными числами, и для всех k выполняется условие $\operatorname{Re} \alpha_k \leq 0$, связанное с устойчивостью исследуемых систем.

Модель вида (1) часто используется на практике для адекватного описания функционирования различных систем во временной области. Задача замены характеристики $x(t)$, описывающей систему в промежутке времени $[t_0, T]$, суммой (1) нелинейна и не имеет эффективных методов решения, но существуют мощные алгоритмы Прони [3] и Рутисхаузера [4] экспоненциальной интерполяции на эквидистантных узлах. Эта задача состоит в определении $2n$ параметров в (1) по результатам $N = 2n$ измерений $\{x(t_i)\}_0^{N-1}$ характеристики $x(t)$ в равноотстоящие моменты времени $\{t_i\}_0^{N-1}$, $t_i = t_0 + i\Delta t \in [t_0, T]$, где Δt – шаг дискретизации, определяемый следующим соотношением $\Delta t \leq (T - t_0) / (N - 1)$, и $x(t_i) = x_n(t_i)$, $i = 1, \dots, N$.

Оригинальный алгоритм Г. Прони основан на двойном применении метода наименьших квадратов (МНК) и решении соответствующего характеристического уравнения [3, 5]. Эффективный алгоритм частных и разностей (QD-алгоритм) Г. Рутисхаузера основан на простых правилах ромба

$$\begin{cases} e_j^{(i)} = e_{j-1}^{(i+1)} + q_j^{(i+1)} - q_j^{(i)}, \\ q_{j+1}^{(i)} = q_j^{(i+1)} \frac{e_j^{(i+1)}}{e_j^{(i)}}, \end{cases} \quad (2)$$

применяемых при $i = 0, 1, \dots, N-1$, $j = 1, 2, \dots$ и начальных условиях $e_0^{(i)} = 0$, $q_1^{(i)} = x(t_{i+1}) / x(t_i)$.

¹ Работа поддержана грантом РФФИ № 14-01-00273.

Эти правила успешно решают задачу рациональной интерполяции функции на эквидистантных узлах, к которой с помощью z -преобразования может быть сведена исходная задача, причем для получения окончательного результата также требуется решение соответствующего характеристического уравнения [4, 5].

Алгоритмы Прони и Рутисхаузера сильно отличаются по своим основным вычислительным характеристикам [5], но оба имеют плохую обусловленность. Причем плохая обусловленность этих методов имеет различную природу: в методе Прони она, прежде всего, связана с плохой обусловленностью матриц в уравнениях МНК, а в методе Рутисхаузера – с накоплением ошибок вычислений при многоразовом применении формул схемы (2).

От структурного параметра n зависит сложность решения задачи экспоненциальной интерполяции и согласованность между (1) и реальной функцией $x(t)$, причем для оценки согласованности на практике можно пользоваться максимальной приведенной погрешностью

$$\delta_n = \frac{\max_i |x(t_i) - x_n(t_i)|}{\max_i |x(t_i)|}. \quad (3)$$

Отметим, что параметр n является степенью характеристического уравнения как в алгоритме Прони, так и в алгоритме Рутисхаузера. Поэтому высокая чувствительность корней характеристических уравнений к изменению их коэффициентов при больших значениях n также может привести к недостоверности полученных результатов. В частности, в сумме (1) может быть нарушено исходное условие $\operatorname{Re} \alpha_k \leq 0$ для всех k .

В общем случае, при решении задачи методом Прони количество измерений N за счет использования МНК может превышать $2n$, а в методе Рутисхаузера при $N \geq 2n$ схема QD-алгоритма (2) обрывается на требуемом шаге.

Таким образом, при фиксации уровня сложности системы n требуется от исходных данных, объем которых N может быть довольно большим, перейти к объему данных $2n$ так, чтобы получить допустимую согласованность.

Для простоты будем считать, что $t_{N-1} = T$, число эквидистантных измерений с шагом Δt равно $N > 2n$ и $N-1 = Mm$, где $M = 2n$, а число m велико.

Отсчеты разобьем на M одинаковых по длине блоков $\{t_i\}_0^m, \{t_i\}_m^{2m}, \dots, \{t_i\}_{(M-1)m}^{Mm}$ и проинтегрируем выражение (1) в промежутке $[t_0 + jm\Delta t, t_0 + j(m+1)\Delta t]$, где $j = 0, 1, \dots, M-1$

$$\tilde{x}_n(t_0 + jm\Delta t) = \int_{t_0 + jm\Delta t}^{t_0 + (j+1)m\Delta t} \sum_{k=1}^n c_k e^{\alpha_k t} dt = \sum_{k=1}^n \frac{c_k e^{\alpha_k t_0}}{\alpha_k} (e^{\alpha_k m\Delta t} - 1) e^{\alpha_k jm\Delta t} = \sum_{k=1}^n \tilde{c}_k e^{\alpha_k (t_0 + jm\Delta t)}, \quad (4)$$

$$\text{где } \tilde{c}_k = \frac{e^{\alpha_k m\Delta t} - 1}{\alpha_k} c_k e^{\alpha_k t_0}, \quad j = 0, \dots, M-1.$$

Сравнение выражения (4) с (1) показывает, что функция

$$\tilde{x}_n(s) = \sum_{k=1}^n \tilde{c}_k e^{\alpha_k s} \quad (5)$$

в узлах $s_j = t_0 + jh$, $h = m\Delta t$ принимает значения (4).

Таким образом, нахождение функции (5) решает задачу экспоненциальной интерполяции вспомогательной функции $\tilde{x}(s)$, принимающей в узлах $\{s_j\}_0^{M-1}$ значения $\{\tilde{x}_n(s_j)\}_0^{M-1}$, причем $h = m\Delta t$ – новый шаг дискретизации.

Так как параметры α_k в формулах (1) и (5) одинаковы, то соотношение

$$c_k = \alpha_k e^{-\alpha_k t_0} (e^{\alpha_k m\Delta t} - 1)^{-1} \tilde{c}_k$$

позволяет получить искомые параметры в (1) по известным параметрам выражения (5).

При нахождении экспоненциальной суммы (5) можно также использовать алгоритмы Прони и Рутисхаузера, но при этом исходные данные объемом N заменяются исходными данными с меньшим объемом M , причем разбиение отсчетов на M блоков позволяет в принципе рассматривать внутри каждого блока свой шаг дискретизации, что приводит к решению задачи экспоненциальной интерполяции с различными шагами дискретизации.

Для приближенного вычисления значений $\{\tilde{x}_n(s_j)\}_0^{M-1}$ в соответствии с выражением (4) рекомендуется использовать различные интерполяционные квадратурные формулы, позволяющие численно получать

значения интегралов по известным значениям подынтегральных функций в заданной системе узлов. Очевидно, что предпочтение следует отдавать простейшим формулам с приемлемой оценкой погрешности [6].

Так формула трапеций приводит к следующему результату

$$\tilde{x}_n(s_j) \approx \Delta t \left(\frac{1}{2} x(s_j) + \sum_{i=1}^{m-1} x(s_j + i\Delta t) + \frac{1}{2} x(s_{j+1}) \right), \quad (6)$$

а более точная формула Симпсона, при применении которой m полагается четным числом,

$$\tilde{x}_n(s_j) \approx \frac{\Delta t}{6} \left(x(s_j) + 4 \sum_{i=1}^{\frac{m}{2}} x(s_j + (2i-1)\Delta t) + 2 \sum_{i=1}^{\frac{m}{2}-1} x(s_j + 2i\Delta t) + x(s_{j+1}) \right) \quad (7)$$

с оценками погрешности соответственно $O\left(\frac{m(\Delta t)^3}{12}\right)$ и $O\left(\frac{m(\Delta t)^5}{2880}\right)$, где $\Delta t = \frac{T-t_0}{Mm}$.

Вычисления с помощью формул (6) и (7) легко выполняются на микропроцессорах, что позволяет проводить при моделировании систем предварительную обработку информации, а заключительную обработку информации с использованием достаточно сложных алгоритмов Прони и Рутисхаузера осуществлять позже. Это играет важную роль при необходимости передачи больших объемов информации по каналам связи, так как при предварительной ее обработке происходит сжатие информации.

При применении алгоритмов Прони и Рутисхаузера в практических вычислениях возможно получение корней характеристического уравнения с положительной действительной частью. Это сразу резко ухудшает максимальную приведенную погрешность (3), т. е. приводит к недостоверным результатам. Простейшим приемом устранения этого недостатка указанных алгоритмов является исключение «плохих» корней характеристического уравнения, так как им часто соответствуют малые значения коэффициентов c_k в соотношении (1).

Имитационное моделирование в пакетах Matlab+Simulink и Maple алгоритмов Прони и Рутисхаузера с использованием описанных методов регуляризации дало хорошие значения приведенной погрешности (3). При этом для имитации исходной информации требуемого вида использовались датчики случайных чисел, а также «обрезание» числа верных значащих цифр с последующим округлением результата.

В частотной области для функции $W(p) = L\{x(t)\}$, являющейся преобразованием Лапласа характеристики $x(t)$, задача аппроксимации состоит в нахождении рациональной функции $W_n(p) = A_{n-1}(p)/B_n(p)$, рассматриваемой при $p = j\omega$ в фиксированном диапазоне частот $[\omega_{\min}, \omega_{\max}]$. Многочлены $A_{n-1}(p) = \sum_{k=0}^{n-1} a_{n,k} p^k$ и $B_n(p) = \sum_{k=0}^n b_{n,k} p^k$, $b_{n,n} = 1$ являются, соответственно, числителем и знаменателем функции $W_n(p)$, а их коэффициенты $\{a_{n,k}\}_{k=0}^{n-1}$, $\{b_{n,k}\}_{k=0}^n$ и структурный параметр n подлежат определению, причем диапазон частот $[\omega_{\min}, \omega_{\max}]$ задается а priori или выбирается в процессе решения задачи.

Следует отметить, что нахождение $W_n(p)$ с помощью решения задачи аппроксимации во временной области, а затем использования преобразования Лапласа обычно приводит к неудовлетворительным результатам как по точности результата, так и по объему вычислений. Из соображений устойчивости системы функция $W_n(p)$ также должна иметь полюсы, расположенные в левой полуплоскости комплексного переменного p .

Для случая, когда на различных частотах $\{\omega_k\}_1^N$, $\omega_k \in [\omega_{\min}, \omega_{\max}]$, $N \geq n$ измеряются значения $w_k = u_k + jv_k$ функции $W(p)$, $p = j\omega$, а все u_k и v_k – вещественны, в [7] предложены эффективные методы рациональной интерполяции Кронекера – Чебышева и Кронекера – Чебышева – Ахиезера. Для простоты ограничимся рассмотрением только алгоритма Кронекера – Чебышева, для упрощения работы которого предварительно производится нормировка частоты $\tilde{\omega} = \omega / \omega_{\max}$. При такой нормировке имеют место следующие равенства: $W(p) = \tilde{W}(\tilde{p})$, $W_n(p) = \tilde{W}_n(\tilde{p})$, $\tilde{p} = j\tilde{\omega}$, где $\tilde{\omega} \in [\gamma, 1]$, а $\gamma = \omega_{\min} / \omega_{\max}$.

По исходным данным $\{\tilde{\omega}_k\}_1^N$ и $\{(u_k, v_k)\}_1^N$ строится интерполяционный полином

$$H_{2N-1}(\tilde{p}) = \sum_{k=0}^{2N-1} h_k C_k(\tilde{p}), \quad (8)$$

где $\{C_k(\tilde{p})\}_0^\infty$, $\tilde{p} \in [-j, j]$ – многочлены Чебышева комплексного переменного, задаваемые параметрическими соотношениями $C_k(\tilde{p}) = \cos k\theta$, $\tilde{p} = j \cos \theta$. Полином (8) принимает $2N$ значений $\{u_k \pm jv_k\}_1^N$ в соответствующих интерполяционных узлах $\{\pm j\tilde{\omega}_k\}_1^N$ множества $[-j, -j\gamma] \cup [j\gamma, j]$, состоящего из двух от-

резков мнимой оси. Он удовлетворяет равенствам $\operatorname{Re} H_{2N-1}(\tilde{p}_k) = u_k$, $\operatorname{Im} H_{2N-1}(\tilde{p}_k) = v_k$, $k = 1, \dots, N$, при чём коэффициенты $\{h_k\}_0^{2N-1}$ в выражении (8) легко вычисляются, если интерполяционные узлы $\{\pm j\tilde{\omega}_k\}_1^N$ являются нулями многочлена $C_{2N}(\tilde{p})$, где $\tilde{\omega}_k = \cos((2N-2k+1)\pi/4N)$ и $\gamma \leq \cos((2N-1)\pi/(4N))$.

Рекуррентная процедура построения функции $\tilde{W}_n(\tilde{p}) = \tilde{A}_{n-1}(\tilde{p}) / \tilde{B}_n(\tilde{p})$ состоит в нахождении последовательности многочленов $\{\tilde{A}_{2N-k}(\tilde{p})\}_0^{N+1}$ по базису $\{C_k(\tilde{p})\}_0^\infty$ и $\{\tilde{B}_k(\tilde{p})\}_{-1}^N$ по степенному базису $\{\tilde{p}^k\}_0^\infty$, где $\tilde{B}_{-1}(\tilde{p}) = 0$, $\tilde{B}_0(\tilde{p}) = 1$, $\tilde{A}_{2N-1}(\tilde{p}) = H_{2N-1}(\tilde{p})$, $\tilde{A}_{2N}(\tilde{p}) = C_{2N}(\tilde{p})$, и вспомогательных параметров $\{\alpha_k, \beta_k\}_0^{N-1}$ по формулам

$$\tilde{A}_{2N-k-2}(\tilde{p}) = (\alpha_k \tilde{p} + \beta_k) \tilde{A}_{2N-k-1}(\tilde{p}) - \tilde{A}_{2N-k}(\tilde{p}), \quad k = 0, 1, \dots, N-1, \quad (9)$$

$$\tilde{B}_{k+1}(\tilde{p}) = (\alpha_k \tilde{p} + \beta_k) \tilde{B}_k(\tilde{p}) - \tilde{B}_{k-1}(\tilde{p}), \quad k = 0, 1, \dots, N-1. \quad (10)$$

При $k = 0$ многочлен $\tilde{A}_{2N}(\tilde{p})$ в равенстве (9) делится на $\tilde{A}_{2N-1}(\tilde{p})$, и находятся α_0, β_0 , а также многочлен $\tilde{A}_{2N-2}(\tilde{p})$. Затем с помощью выражения (10) определяется $\tilde{B}_1(\tilde{p})$. При $k = 1, 2, \dots, N-1$ выполняется аналогичная последовательность действий. Отметим, что испытательные частоты $\{\omega_k\}_1^N$ используются при проведении измерений, а нормированные частоты $\{\tilde{\omega}_k\}_1^N$ применяются для обработки полученных при измерениях результатов.

При делении в (9) возможно вырождение процесса, которое в компьютерных вычислениях практически не встречается. Так как алгоритм Кронекера – Чебышева плохо обусловлен, то возможность вырождения можно использовать для остановки алгоритма Кронекера – Чебышева на некотором шаге, в результате чего определяется структурный параметр n , и находятся оценки $\{a_{n,k}\}_{k=0}^{n-1}$, $\{b_{n,k}\}_{k=0}^{n-1}$ коэффициентов функции $W_n(p) = A_{n-1}(p) / B_n(p)$.

Для этого в методе Кронекера – Чебышева вводится дополнительный параметр tol , определяющий допуск на старшие коэффициенты $\{\tilde{a}_{2N-k-2,i}\}_{i=k+1}^{2N-k-2}$ многочлена $\tilde{A}_{2N-k-2}(\tilde{p})$, получаемого на k -шаге алгоритма Кронекера – Чебышева. С помощью этого параметра, например, по знаку суммы

$$\sum_{i=k+1}^{2N-k-2} \operatorname{sgn}\left(\frac{|\tilde{a}_{2N-k-2,i}|}{S_k} - tol\right),$$

где $\operatorname{sgn}(\cdot)$ означает функцию знака, а $S_k = \sum_{i=0}^{2N-k-2} |\tilde{a}_{2N-k-2,i}|$, можно судить о необходимости прекращения работы алгоритма [8].

Принудительная остановка алгоритма Кронекера – Чебышева за счет применения параметра tol понижает сложность модели, получаемой в результате работы алгоритма Кронекера – Чебышева, а использование имитационного моделирования также позволяет получить приемлемую согласованность. При этом исследователь выбирает параметр tol на основе метода проб и ошибок при наличии соответствующего программного обеспечения, содержащего процедуру полиномиальной интерполяции, построенную на основе базиса из многочленов Чебышева по выражению (8), и процедуру, реализующую метод Кронекера – Чебышева по формулам (9) – (10). Соответствующее программное обеспечение также включает аналогичные процедуры для алгоритма Кронекера – Чебышева – Ахиезера.

Эти процедуры реализованы в пакете аналитических вычислений Maple, который позволяет за счет использования аналитических вычислений по-новому подходить к решению ряда некорректных задач. Применение этих процедур дает возможность просто находить требуемые математические модели в частотной области, что подтверждается большим числом рассмотренных на основе имитационного моделирования примеров.

Список литературы

1. Тихонов, А. Н. Методы решения некорректных задач / А. Н. Тихонов, В. Я. Арсенин. – М. : Наука, 1974. – 224 с.
2. Виллемс, Я. К. От временного ряда к линейной системе / Я. К. Виллемс // Теория систем. Математические методы и моделирование : сб. статей. – М. : Мир, 1989. – С. 8–191.
3. Марпл.-мл., С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / С. Л. Марпл.-мл. – М. : Мир, 1990. – 584 с.
4. Рутисхаузер, Г. Алгоритм частных и разностей / Г. Рутисхаузер. – М. : Изд-во иностр. лит., 1960. – 94 с.
5. Бондаренко, Л. Н. Методы аппроксимации сигналов экспоненциальными суммами / Л. Н. Бондаренко, А. Г. Дмитриенко, М. Г. Мясникова, Б. В. Цыпин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2011. – Спецвыпуск № 3. – С. 145–155.

6. Бондаренко, Л. Н. О сжатии телеметрической информации для ее обработки методами Прони и Рутисхаузера / Л. Н. Бондаренко // Новые информационные технологии и системы (НИТиС-2014) : тр. XI Междунар. науч.-тех. конф. (Пенза, ПГУ, 15–7 ноября 2014 г.) – Пенза : Изд-во ПГУ, 2014. – С. 74–78.
7. Бондаренко, Л. Н. Определение параметров передаточной функции средств измерений по значениям амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик / Л. Н. Бондаренко // Датчики и системы. – 2004. – № 7. – С. 18–20.
8. Бондаренко, Л. Н. Методы идентификации в частотной области при наличии шума / Л. Н. Бондаренко // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2009. – № 2. – С. 113–123.

МОДЕЛЬ ДВИЖЕНИЯ МАЛОГАБАРИТНОГО БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА В ПРОСТРАНСТВЕ

A. И. Годунов

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

C. В. Шишков

Пензенский артиллерийский инженерный институт, г. Пенза, Россия

P. Р. Бикеев

Военный институт Сил воздушной обороны Республики Казахстан им. Т. Я. Бегельдинова, г. Актобе, Казахстан

На основе анализа классификации беспилотных летательных аппаратов и особенности их применения разработана модель движения малогабаритного беспилотного летательного аппарата в пространстве.

В мире на настоящий момент насчитывается порядка 170 фирм более чем в 50 государствах, занимающихся производством беспилотных авиационных систем (БАС), беспилотных летательных аппаратов (БЛА) и многочисленных комплектующих к ним. Поэтому возникает необходимость классифицировать БЛА для использования этих сведений при разработке средств борьбы с ними [1–3].

За последние годы в мире выпущено свыше 350 моделей БЛА различного назначения, конструкций и тактико-технических характеристик. В настоящее время в разных странах сложилась классификация БЛА на основе основных классификационных признаков. К числу важнейших параметров относятся: целевое предназначение, область применения, дальность действия, скорость, высота и продолжительность полета, конструктивное исполнение, способы старта и посадки, кратность применения и др.

Для военных БЛА шкалой их классификации по предназначению является выполнение основных существующих и перспективных задач [1–3]:

1. Разведывательные задачи: разведка наземных целей, разведка воздушных целей и как разновидность – разведка баллистических целей (боеголовок баллистических ракет), при применении в составе систем противоракетной обороны; разведка морских целей; разведка местности (как разновидность – разведка мин и минных полей); разведка радиационная, химическая и биологическая разведка; разведка погоды (метеоразведка); радио- и радиотехническая разведка.

2. Огневые (ударные) задачи: нанесение ударов по наземным целям; нанесение ударов по морским целям; поражение элементов систем противовоздушной обороны (ПВО) (в первую очередь радиолокационных станций); борьба с воздушными целями; уничтожение боеголовок баллистических ракет.

3. Обеспечивающие задачи: постановка помех радио- и радиотехническим средствам противника, выполнение других задач радиоэлектронной борьбы; управление огнем и целеуказание наземным, воздушным и морским огневым средствам; оценка результатов нанесенных по противнику ударов; ретрансляция сообщений и данных; транспортные задачи.

К первоочередным объектам разведки и поражения БЛА относятся: пусковые установки тактического ядерного оружия; командные пункты ПВО; средства ПВО, развернутые на позициях; аэродромы, мосты и туннели; зенитно-ракетные комплексы и зенитные самоходные установки на марше; танки и т.д.

Исследование вопросов классификации показывает, что, несмотря на некоторую очевидность признаков и классов, вопрос классификации БЛА является достаточно принципиальным. Классификация различных БЛА учеными приведена в табл. 1 [1–3].

Важность классификации состоит в том, что каждый класс БАС и малогабаритные беспилотные летательные аппараты (МБЛА) сам по себе определяет и уровень технологического совершенства, и область решаемых задач, а также все то, что определяет его технический облик и тактико-технические возможности для определения возможного применения в бою.

Проведенный обзор состояния и перспектив развития БАС и летательных аппаратов, их тактико-технических параметров, способов и результатов применения, в первую очередь, в военных приложениях, а также, пока достаточно мало, для гражданского применения, а также выполненные исследования по классификации БАС и МБЛА различных поколений позволили выявить некоторые тенденции в разработке и применении подобной техники.

Таблица 1

Классификация различных БЛА

Класс		Предназначение БЛА
1. Миниатюрные БЛА	М Б Л А	Практически полная невидимость в различных спектрах волн и бесшумность. Применяются для ведения разведки в условиях, требующих максимальной скрытности (включая возможность проникновения в помещения, занятые противником). Это очень актуально при ведении боевых действий в городе и в ходе антитеррористических операций.
2. Сверхмалые (переносные) БЛА		Обеспечение разведывательной информацией небольших подразделений – до батальона включительно, групп специального назначения, других подразделений, выполняющих боевые задачи автономно. Их принадлежность определяется взлетная масса – 2-10 кг, полезная нагрузка – 0,5-2 кг, продолжительность полета – до 1 часа.
3. Малые БЛА		Ведение разведки в интересах звена бригады, наведение (целеуказание) огневых средств, корректирование их огня, патрулирование местности, выполнение ударных задач, борьба с БЛА противника. БЛА данного класса имеют массу 10-60 кг, полезная нагрузка 05-20 кг, радиус действия – до 60 км, продолжительность полета 4-5 часов. На БЛА этого класса можно устанавливать РЛС мм диапазона. Запуск БЛА требует наличия пусковой установки.
4. Средние БЛА		Применение в интересах сухопутных войск, ВВС, ВМС, других силовых ведомств, способность комплектоваться различным оборудованием. Помимо задач, присущих БЛА более легких классов, средние «беспилотники» должны вести разведку в интересах звена «бригада» и «корпус» на глубину до 100 км, выполнять задачи РЭБ, борьбы с ПВО противника, поиска экипажей сбитых летательных аппаратов, ретрансляции связи, доставки грузов, вести борьбу с наземными целями, применяя управляемые ракеты, а также с вертолетами противника. Их масса может достигать 250 кг, полезная нагрузка – до 60 кг, скорость не менее 200 км/ч, продолжительность полета – до 6 часов.
5. Большие БЛА		БЛА данного класса необходимы, прежде всего, для ведения стратегической разведки, когда нужны большая дальность и продолжительность полета, а также, в ряде случаев, и высота.

Как показывает анализ тенденций в развитии современной авиации, прогресс в создании БАС и МБЛА различного назначения обусловлен, прежде всего, двумя факторами – экономическим и научно-технологическим:

– значительный рост стоимости и затрат на эксплуатацию в мирное и военное время пилотируемой авиационной техники;

– общий научно-технологический прогресс и развитие компьютерных технологий.

С другой стороны, в последние годы сложились научно-технические и технологические предпосылки в различных областях техники, позволяющие перевести разработки в области создания беспилотных авиационных систем и самих беспилотных аппаратов на новый технический и технологический уровень.

При выборе модели движения МБЛА будем полагать, что конструкция самолета является абсолютно жесткой, полет происходит при углах тангажа, не равных $\pm 90^\circ$, справедлива гипотеза стационарности, массовые и инерционные характеристики объекта на рассматриваемых интервалах времени постоянны. Тогда модель движения МБЛА с использованием общепринятых обозначений имеет вид [4, 5]

$$\left\{ \begin{array}{l} I_x \dot{\omega}_x - (I_y - I_z) \omega_y \omega_z - I_{xy} (\dot{\omega}_y - \omega_x \omega_z) = M_x; \\ I_y \dot{\omega}_y - (I_z - I_x) \omega_z \omega_x - I_{xy} (\dot{\omega}_x + \omega_y \omega_z) = M_y; \\ I_z \dot{\omega}_z - (I_x - I_y) \omega_x \omega_y - I_{xy} (\omega_x^2 - \omega_y^2) = M_z - P \cos \phi_P \cos \theta; \\ m(\dot{V}_x + \omega_y V_z - \omega_z V_y) = P \cos \phi_P - X_a \cos \alpha \cos \beta + Y_a \sin \alpha - Z_a \cos \alpha \sin \beta - G \sin \theta; \\ m(\dot{V}_z + \omega_x V_y - \omega_y V_x) = -X_a \sin \beta + Z_a + G \cos \theta \sin \gamma; \\ \omega_x = \psi \sin \theta + \dot{\gamma}; \\ \omega_y = \psi \cos \theta \cos \gamma + \dot{\theta} \sin \gamma; \\ \omega_z = -\psi \cos \theta \sin \gamma + \dot{\theta} \cos \gamma; \\ \dot{x}_c = V_x \cos x \hat{x}_g + V_y \cos y \hat{x}_g + V_z \cos z \hat{x}_g; \\ \dot{y}_c = V_x \cos x \hat{y}_g + V_y \cos y \hat{y}_g + V_z \cos z \hat{y}_g; \\ \dot{z}_c = V_x \cos x \hat{z}_g + V_y \cos y \hat{z}_g + V_z \cos z \hat{z}_g. \end{array} \right.$$

Исходя из выбранной модели движения МБЛА средняя относительная погрешность параметров движения в математическом моделировании и в полете находится в пределах 10%, что свидетельствует о соответствии модели МБЛА реальному МБЛА в летных испытаниях и, в целом, об эффективности примененных методик [4].

Полет МБЛА из начального состояния с координатами (x_0, y_0, z_0) в заданную точку пространства с координатами $(x_{3Д}, y_{3Д}, z_{3Д})$, с заданной путевой скоростью $V_{п3Д}$ за фиксированное время $t_{3Д} = t_k - t_0$. Траек-

тория полета МБЛА в системе координат может быть априори сформирована как последовательность известных координат промежуточных пунктов маршрута (ППМ) (рисунок) и представлять собой совокупность кусочно-ломанных прямолинейных траекторий общей длиной $L_{3Д}$.

Из-за малой массы МБЛА не устойчив в полете к ветровым возмущениям. Воздушная масса, в которой осуществляется полет МБЛА, всегда находится в непрерывном движении, которая вызвана неравномерным распределением температур, плотностей и давлений воздуха в атмосфере. Вследствие этого движение воздуха в общем случае носит хаотический случайный характер. Потоки, имеющие постоянную скорость воздуха, получили название струйных течений. Струйные течения распространяются горизонтально земной поверхности и имеют максимум скорости на определенной высоте. При этом отмечается, что средние направления таких течений в вертикальной плоскости практически совпадают в каждой точке с горизонтальным направлением. Длина и ширина струйных течений составляет величины порядка нескольких сотен километров. Кроме таких потоков в атмосфере присутствуют турбулентные течения, которые характеризуются наличием в определенной области пространства случайных по величине и направлению порывов ветра, протяженностью несколько километров и меньше. Под турбулентной атмосферой понимается состояние неспокойной атмосферы при наличии в ней вертикальных потоков воздуха. Турбулентность воздушных масс на малых высотах в основном возникает в теплое время года вследствие неравномерного нагрева земной поверхности (пашни, леса, водоемы и т.п.). На средних высотах турбулентность появляется на границах холодных и теплых фронтов воздуха, а также в кучевых облаках [5,6].

Изменение путевой скорости V_n полета системы МБЛА определяется системой нелинейных дифференциальных уравнений [5, 6]

$$\dot{V}_n(t) = \frac{1}{m} \left[P - c_x \frac{\rho V^2}{2} S - G \sin \theta \right]; \quad \dot{P}(t) = \frac{1}{T} \left[K(V, n) n_{3Д} - P \right],$$

где T – постоянная времени, характеризующая динамические свойства силовой установки; $n, n_{3Д}$ – текущая и заданная частота вращения вала силовой установки; $K(V, n)$ – коэффициент связи n и V с тягой P .

При заданном времени $t_{3Д}$ выхода МБЛА в заданную точку «ЗТ» (ППМ_N) требуемая средняя путевая скорость полета без учета времени разворотов

$$\bar{V}_{n\text{ПРЕБ}}(t) = L_{3Д} / t_{3Д}.$$

Расчет временных границ прибытия t_{min} и t_{max} в заданную точку пространства с заданной скоростью при допущении, что МБЛА способен выполнять равноускоренный разгон и торможение с предельными ускорениями a_{\max}^P и a_{\max}^T соответственно, может быть выполнен следующим образом

$$t_{min} = L_{3Д} / V_{n\max} + (V_{n\max} - V_{nO}) / a_{\max}^P;$$

$$t_{max} = L_{3Д} / V_{n\min} + (V_{n\min} - V_{nO}) / a_{\max}^T.$$

Вторые слагаемые характеризуют время для выхода с начальной скорости V_{nO} либо на максимальную $V_{n\max}$, либо на минимальную $V_{n\min}$.

После идентификации параметров ветра W_i и ψ_{W_i} и при заданных ППМ известно направление ветра относительно каждого i -го участка пути – угол ϕ_i (рис. 1).

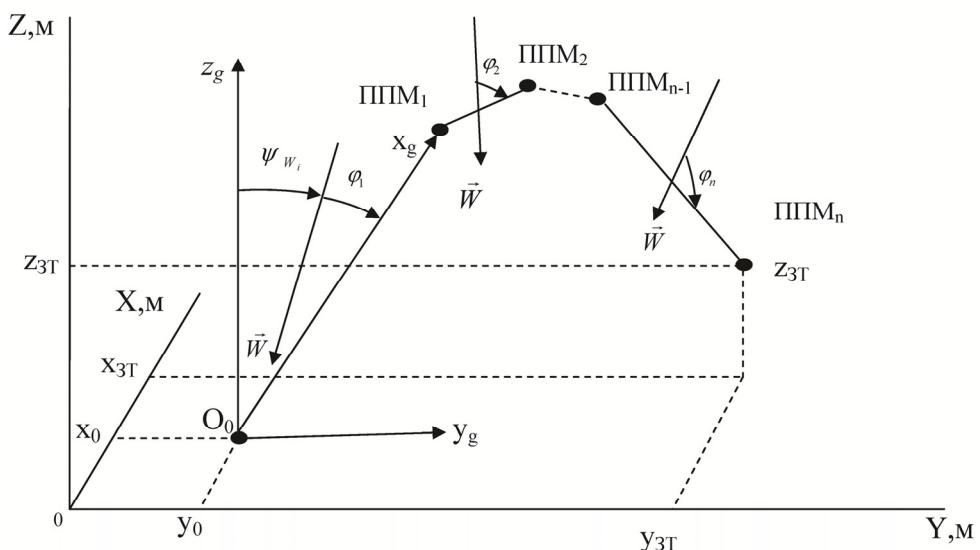


Рис. 1. Траектория полета МБЛА

Воздушная скорость V на каждом участке определяется как $\vec{V} = \vec{W} + \vec{V}_n$, тогда в скалярном виде для требуемых скоростей справедливо

$$V_{TPEB} = W_i + V_{nTPEB},$$

где $W_i = |\vec{W}| \cos \phi_i$ – проекция вектора скорости ветра на заданной линии i -го участка пути.

При программировании на интервале времени некоторых составных траекторий полета МБЛА необходимо дополнительно к начальным условиям обеспечить выполнение конечных условий вида

$$V(t_K) = V_K; \theta(t_K) = \theta_K; \psi(t_K) = \psi_K,$$

где $V_K \theta_K \psi_K$ – заданные числа.

Приведенная траектория движения МБЛА может состоять из траектории набора высоты МБЛА после его старта и траектории полета в зону выполнения целевого задания или заданную точку «ЗТ». При этом для второй траектории приведенные выше выражения выступают в качестве начальных условий.

Влияние ветра на траекторию полета МБЛА определяется путем интегрирования кинематических уравнений

$$\begin{aligned}\dot{x}_n &= V_n(t) \cos \theta_n(t) \cos \psi_n(t); \\ \dot{y}_n &= V_n(t) \cos \theta_n(t) \sin \psi_n(t); \\ \dot{z}_n &= V_n(t) \sin \theta_n(t).\end{aligned}$$

с начальными условиями $x_n(t_0) = x_0; y_n(t_0) = y_0; z_n(t_0) = z_0$.

Таким образом, разработанная модель МБЛА способна решать задачи по своевременному преодолению заданного расстояния за установленное время, с учетом поправки на ветер, что позволит спрогнозировать возможное расположение МБЛА и определить их пространственные координаты для принятия решения по выбору средств борьбы с ними или скрытия объектов военной техники от них.

Список литературы

1. Зайцев, А. В. Особенности борьбы с тактическими беспилотными летательными аппаратами / А. В. Зайцев // Военная мысль. – 2013. – № 5. – С. 37–43.
2. Беспилотные авиационные комплексы. Классификация, основные принципы создания и применения / В. С. Моисеев, Д. С. Гущина, Г. В. Моисеев, А. Б. Салеев // Авиационная техника. – 2006. – № 3. – С. 2–5.
3. Современные информационные технологии в задачах навигации и наведения беспилотных маневренных летательных аппаратов / К. К. Веремеенко, С. Ю. Желтов, Н. В. Ким, Г. Г. Себряков, М. Н. Красильщиков. – М. : Физматлит, 2009. – С. 555.
4. Построение автоматической навигационной системы для малогабаритного беспилотного летательного аппарата / Д. А. Братанов и др. // Вопросы оборонной техники. Сер. 9 «Специальные системы управления, следящие приводы и их элементы». – 2009. – Вып. 1 (236) – 2 (237). – С. 10–16.
5. Братанов, Д. А. Исследования и испытания алгоритмов автоматической пилотажно-навигационной системы малогабаритного беспилотного летательного аппарата / Д. А. Братанов // Вопросы оборонной техники. Сер. 9 «Специальные системы управления, следящие приводы и их элементы». – 2010. – Вып. 3(244) – 4(245). – С. 116–126.
6. Куликовский, К. Л. Математическая модель движения планирующего зонда / К. Л. Куликовский // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2012. – № 1(21). – С. 185–192.

МОДЕЛЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ИЗМЕНЕНИЙ НА КАДРАХ ВИДЕОПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ МАЛОГАБАРИТНЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

A. И. Годунов

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

C. В. Шишков

Пензенский артиллерийский инженерный институт, г. Пенза, Россия

E. С. Каракулов

Военный институт Сил воздушной обороны Республики Казахстан им. Т. Я. Бегельдинова, г. Актобе, Казахстан

Разработана модель геометрических изменений на кадрах видеопоследовательности для обнаружения малогабаритных беспилотных летательных аппаратов.

В настоящее время существуют разные модели обнаружения малогабаритных беспилотных летательных аппаратов, основанные на сопоставлении текущего (ТИ) и эталонного изображений (ЭИ) на основе сравнения «характерных черт» и яркости [1, 2].

Для сравнительно небольших участков сцены, когда угол наблюдения и дальность можно считать постоянными, изменения наблюдаемой на входе приемного устройства яркости текущего изображения F_H можно описать моделью вида

$$F_H(x, y) = aF_0(x, y) + b, \quad (1)$$

где $F_0(x, y)$ – зависимость яркости эталонного изображения от координат x, y ; a и b – коэффициенты, опи- сывающие изменение наблюданной яркости.

При этом всегда $a > 0$, b может быть больше или меньше 0, в зависимости от условий наблюдения.

Определение наиболее устойчивых информативных участков изображения путем локального статистического анализа. При конструировании алгоритмов обработки изображений часто возникает задача выбора участков эталонного изображения с точки зрения их информативности. Критерием при этом, естественно, являются показатели точности и вероятности правильной привязки. Наиболее полным показателем информативности может служить коэффициент корреляции между ЭИ и ТИ (значения коэффициента от 0 до 1 преобразованы в диапазон яркости от 0 до 255). При этом роль ТИ и ЭИ играют левое и правое изображения стереопары. Недостаток этого показателя в том, что он вычисляется, как правило, в процессе сравнения ТИ и ЭИ, в то время как показатель информативности должен вычисляться априорно, указывая на те участки ЭИ, которые будут иметь наиболее надежную метрику сходства [1].

Эталонный участок может быть выбран в любом месте области перекрытия изображений. Неудачный выбор эталона может существенно ухудшить результат меры сходства. Это бывает, если поместить эталон в области, загороженной на другом изображении, в области с линиями разрыва, в области с периодической текстурой или в области с низким уровнем сигнала (с низкой информативностью). Последний случай встречается наиболее часто [1].

Используя функцию информативности фрагмента $I(x_0, y_0, N)$, для вычисления которого используются координаты фрагмента, его размеры и распределение яркости внутри фрагмента, решаем задачу улучшения результата сходства эталонного и текущего изображений. Если $I < T$, то фрагмент считается неинформативным (информативность I с числовым порогом T). В этом случае размер фрагмента увеличивается на некоторую константу n до тех пор, пока либо не выполнится обратное условие, либо размер фрагмента не достигнет некоторого максимального значения N_{max}

$$N < N_{max}, \quad (2)$$

пока $I(x_0, y_0, N) < T$ и $N < N_{max}$ увеличивать N на n , если $I(x_0, y_0, N) < T$ и $N > N_{max}$, то фрагмент неинформативный, иначе – фрагмент информативный.

Трудность данного подхода состоит в выборе порога T . Как показано далее, порог зависит как от размера фрагмента, так и от среднего значения яркости внутри фрагмента.

Для разработки модели рассмотрим дисперсию сигнала. Точность привязки к эталонному изображению тем выше, чем более неоднородным являются соответствующие фрагменты изображения. Одним из вычислительно простых и эффективных показателей неоднородности фрагмента является дисперсия яркости внутри фрагмента, которая определяется выражением

$$\begin{aligned} \sigma^2(x_0, y_0, N) = & \frac{1}{(2N+1)^2} \sum_{x=-N}^N \sum_{y=-N}^N (f(x+x_0, y+y_0))^2 - \\ & - \left(\frac{1}{(2N+1)^2} \sum_{x=-N}^N \sum_{y=-N}^N f(x+x_0, y+y_0) \right)^2, \end{aligned} \quad (3)$$

где (x_0, y_0) – точка изображения, для которой определяется информативность, N – выбранный размер окрестности точки x_0, y_0 .

Очевидно, чем выше дисперсия, тем более неоднородным является фрагмент. Это соображение иллюстрирует рис. 1, на котором показаны значения СКО σ для фрагментов размером 15 x 15 пикселов. Центры фрагментов расположены на регулярной сетке.

Отношение сигнал/шум. Другим важным показателем информативности является отношение сигнал – шум (signal-to-noise ratio, SNR), которое определяется следующим образом [1]

$$SNR(x_0, y_0, N) = \frac{\sigma_s(x_0, y_0, N)}{\sigma_n(x_0, y_0, N)}, \quad (4)$$

где σ_s СКО сигнала, σ_n – СКО шума на фрагменте.

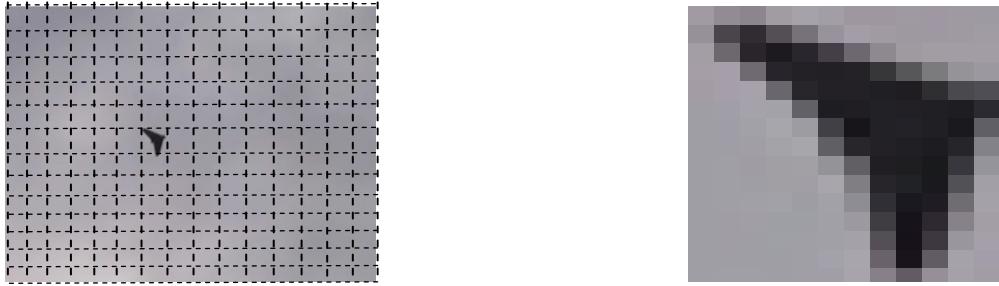


Рис. 1. Значение СКО яркости внутри фрагмента размером 15 x 15 пикселов для изображения МБЛА на фоне

Смысл рассмотрения SNR в качестве показателя информативности фрагмента состоит в следующем. Если фрагмент однородный, то есть вариации сигнала в нем малы, то значение SNR тоже мало. Если на фрагменте присутствуют сильные колебания яркости, то дисперсия сигнала, как видно из предыдущего пункта, большая, следовательно, и значение SNR большое.

Учитывая результаты моделирования, порог T зависит как от объема выборки, так и от статистических свойств сигнала внутри фрагмента.

Если используется функция информативности

$$I(x_0, y_0, N) = \sigma(x_0, y_0, N),$$

то порог T находится по формуле

$$T = \left(1 + \frac{C}{\sqrt{N}}\right)\sigma(u). \quad (5)$$

Алгоритм, основанный на выражении (2) начинает работу с минимального размера $N_{min} = 9$ пикселов. Если на каком-либо шаге удовлетворяется критерий $\sigma(u) \geq T$, то считается, что необходимый размер фрагмента найден. Если размер фрагмента увеличился до размеров $N_{max} = 45$ пикселов, то считается, что фрагмент не содержит сигнала.

Каждый пиксель исходного изображения является центром фрагмента размером 15x15 пикселов. Для каждого фрагмента проверяется критерий информативности. Бинарное изображение МБЛА получено следующим образом: $b(x, y) = 255$, если $I(x, y, 15) \geq T$; $b(x, y) = 0$, $I(x, y, 15) < T$.

Изображение сцены может быть представлено в различных пространственных масштабах. При этом крупные детали сцены лучше видны на изображениях с мелким (грубым) разрешением. Мелкие детали сцены проявляются только на изображениях с высоким разрешением. Информативность участков изображения также зависит от разрешения.

Другой моделью обнаружения МБЛА является поиск областей с большой дисперсией цветов (выбираются те области, средний квадрат разности яркости пикселов в соседних точках больше порогового значения) [2].

Этот метод хорошо работает только для контрастных МБЛА на равномерном фоне – например, при съемке МБЛА на фоне неба. Для поиска контура МБЛА можно пользоваться стандартными методами – например, хорошо известным методом Канни [3]. Следует заметить, что данный метод находит не границы МБЛА, а фактически все области на кадре, которые могут быть трактованы как линии. Это означает что: во-первых, если фон имеет большое количество линий, то данный метод не позволит отделить МБЛА от фона; во-вторых, если у МБЛА присутствуют внутренние линии, то определенный этим методом контур не будет контуром МБЛА, а будет содержать большее количество деталей видеозображения [4].

Для поиска контура МБЛА можно использовать тот факт, что движение его пикселов связано простым законом (в простейшем случае – у всех пикселов одинаковый линейный сдвиг), в то время как закон движения пикселов фона существенно отличается [2,4].

Решение задачи основано на использовании метода максимального правдоподобия. Используя сдвиг МБЛА (\tilde{dx}, \tilde{dy}) вычислим кадр разности значений яркости

$$\|D\| = \|F(t) - F_{i+dx, i+dy}\| \quad (6)$$

Выбирая из этого кадра значения меньшие порога, получаем кадр контура МБЛА. Данный метод работает в широком классе условий – когда сдвиг МБЛА определяется достаточно надежно и когда он больше пикселя.

Для учета специфики применения МБЛА на разных фонах разработана модель определения геометрических изменений на кадрах видеопоследовательности для обнаружения МБЛА, основанная на разности отношений между основными цветами и средним их значением, а также фильтрации по площади МБЛА.

Если яркость пикселя МБЛА отличается меньше чем на Δe (=25) единиц по всем трем цветам, то мы отмечаем его правдой в матрице boole, иначе отмечаем ложью.

$$\text{Если } \begin{cases} r(x,y) - r_f(x,y) < \Delta_e \\ b(x,y) - b_f(x,y) < \Delta_e \\ g(x,y) - g_f(x,y) < \Delta_e \end{cases}, \text{ тогда } \text{boole}(x,y) = \text{True}, \text{ иначе } \text{boole}(x,y) = \text{False}, \quad (7)$$

где $r(x,y), g(x,y), b(x,y)$ – яркость пикселя с МБЛА, разложенная на RGB; $r_f(x,y), g_f(x,y), b_f(x,y)$ – яркость пикселя с фоном, разложенная на RGB.

Если разность отношений между основными цветами и средним значением цветов отличаются меньше чем на $\Delta_c (=0,038)$, то мы отмечаем пиксель в матрице boole правдой, иначе отмечаем ложью. При сильном затемнении цвета начинают сливаться, может произойти неправильная фильтрация, поэтому с яркостью по любому цвету меньше α пиксель пропускается.

$$\text{При } \begin{cases} r(x,y) < \alpha \\ g(x,y) < \alpha \\ b(x,y) < \alpha \\ r_f(x,y) < \alpha \end{cases}, \text{ пиксели пропускаются.} \quad (8)$$

$$\text{Если } \begin{cases} \frac{r(x,y)}{r_f(x,y)} - \frac{c(x,y)}{c_f(x,y)} < \Delta_c \\ \frac{b(x,y)}{b_f(x,y)} - \frac{c(x,y)}{c_f(x,y)} < \Delta_c \\ \frac{g(x,y)}{g_f(x,y)} - \frac{c(x,y)}{c_f(x,y)} < \Delta_c \end{cases}, \text{ тогда } \text{boole}(x,y) = \text{True}, \text{ иначе } \text{boole}(x,y) = \text{False}, \quad (9)$$

где $go(x,y), go_f(x,y), bo(x,y)$ – яркость пикселя с МБЛА.

После двойной фильтрации на изображении остаются шумы, они убираются третьим фильтром (по площади).

Если площадь соседних пикселов со значением правда занимают меньше $\Delta_s (=180)$, то они отмечаются в матрице boole как ложь. Пиксели ложь, не занимающие площадь больше Δ_s , отмечаются в матрице boole как правда. В этом фильтре используется алгоритм рекурсии.

На основе приведенной методики разработана программа. Программа предназначена для обнаружения МБЛА путем определения геометрических изменений на кадрах видеопоследовательности, получаемых с камер кругового обзора с высоким разрешением матриц ПЗС. Существо решения заключается в сравнении двух последовательных кадров, один из которых является фоном для другого. С помощью фильтрации фон вырезается, что позволяет на отдельном кадре получить изображение МБЛА и определить его тип. Возможность работы с видеопотоком позволяет непрерывно наблюдать за воздушным пространством. Выходные данные могут быть сохранены как в обработанном виде после использования всех фильтров, так и после использования каждого фильтра в отдельности.

Разработанная модель обеспечивает:

- обнаружение МБЛА различных типов;
- слежение за воздушным пространством;
- автоматическое сравнение двух последовательных кадров видеопотока;
- сохранение полученных изображений после различной степени фильтрации.

Разработанная модель позволяет:

- непрерывно следить за воздушным пространством;
- производить автоматический анализ двух последовательных кадров видеопотока;
- сохранять полученные изображения после различной степени фильтрации.

На основе разработанной модели создана программа с характеристиками для ЭВМ:

1. Тип ЭВМ: Pentium IV.

2. Язык: VisualBasic, Action Script.

3. Среда разработки: VisualBasic, Macromedia Flash MX.

4. ОС: Windows 98/2000/XP/Vista/7.

5. Объем программы: 1,6 Мб.

При загрузке программы создается три матрицы формата TBitmap, в которые будут помещаться два загруженных изображения пространства одного формата, в третью загружаются изображения, выводимые на монитор ЭВМ (рис. 2).

После фильтрации первым фильтром небольшие затемнения могут распознаваться как инородные участки. Поэтому проводится фильтрация вторым и третьим фильтрами, которые позволяют частично убрать затемнения.

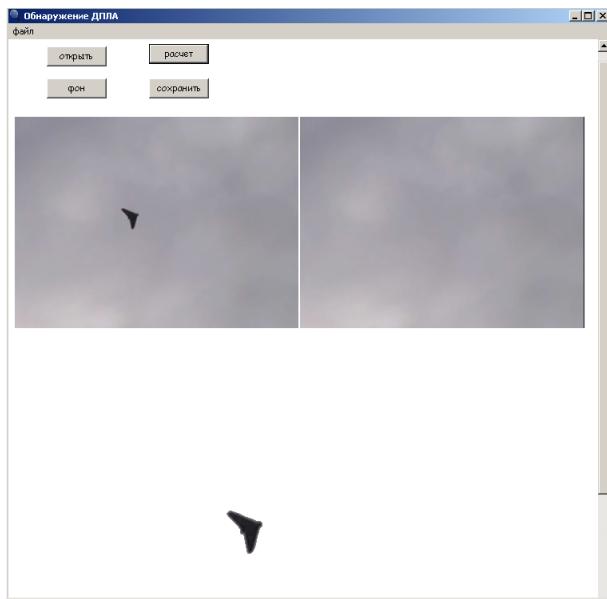


Рис. 2. Общий вид изображений на мониторе ЭВМ

Выводится отфильтрованное изображение. Пиксели со значением ложь выведены черным цветом, со значением правда – со своим цветом.

При нажатии «сохранить» правой клавиши мыши, у этой кнопки появляются дополнительные возможности, такие как сохранение промежуточных стадий фильтрации по трем фильтрам. При выборе из раскрывающегося меню вызывается диалоговое окно с предложением выбрать каталог и название файла.

В диалоговом окне, предлагается выбрать каталог для сохранения получившегося изображения и название файла.

Таким образом, разработана модель геометрических изменений на кадрах видеопоследовательности для обнаружения МБЛА. Проведены исследования на основе модельных и реальных видеопоследовательностей, которые показали хорошие результаты, в том числе на нестационарных фонах в условиях существенной априорной неопределенности. Дальнейшие исследования по данной проблеме связаны с разработкой методического аппарата, позволяющего обнаружить и распознать МБЛА по пространственным координатам поверхности с использованием 3D – моделирования.

Список литературы

1. Современные информационные технологии в задачах навигации и наведения беспилотных маневренных летательных аппаратов / К. К. Веремеенко, С. Ю. Желтов, Н. В. Ким, Г. Г. Себряков, М. Н. Красильщиков. – М. : Физматлит, 2009. – С. 555.
2. Слынько, Ю. В. Разработка и исследование робастных алгоритмов реального времени оценивания параметров геометрических преобразований кадров видеопоследовательностей / Ю. В. Слынько, В. Н. Лагуткин, А. П. Лукьянов // Радиотехника и электроника. – 2007. – Т. 52, вып. 3.
3. Canny, J. A Computational Approach to Edge Detection / J. Canny // IEEE Trans. on Pattern Analysis and Machine Intelligence. – 1986. – № 8 (6).
4. Куликовский, К. Л. Математическая модель движения планирующего зонда / К. Л. Куликовский // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2012. – № 1 (21). – С. 185–192.

ВЕРОЯТНОСТНАЯ ОЦЕНКА АДЕКВАТНОСТИ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ В ТРЕНАЖЕРОСТРОЕНИИ

A. И. Годунов, В. И. Мандриков

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Б. Ж. Куатов

Военный институт Сил воздушной обороны Республики Казахстан им. Т. Я. Бегельдинова, г. Актобе, Казахстан

Предложен метод оценки вероятности адекватности результатов имитационного моделирования по обобщенному критерию. Метод позволяет по обобщенному критерию определять с заданной точностью его показания при рациональном использовании средств испытания и сертификации тренажеров за счет последовательного уточнения требуемого количества экспериментальных данных.

Математическое моделирование любого реального процесса сопровождается, как правило, преобразованием и упрощением описывающих его уравнений и поэтому не укладывается в рамки классической теории подобия, в которой предполагается тождество уравнений модели и оригинала. Таким образом, математическая модель тренажера может рассматриваться как совокупность ограничений, определенным образом наложенных на связи, характеризующие процесс. Поэтому при построении математической модели встает вопрос о корректном выборе критерия адекватности подмножества переменных, выделенных для моделирования, и системы ограничений [2].

Математическая задача оценки адекватности имитационного моделирования в тренажерах формулируется как задача оценки вероятности предположения о том, что значения имитируемых выходных информационных параметров $\Xi_s(x)$ тренажера отличаются от значений реальных выходных информационных параметров $\Xi(x)$ штатной техники при решении единых задач не более чем на $\{0.1\dots0.15\}\Xi(x)$.

Необходимо отметить, что выходные информационные параметры $\Xi(x)$ информационной системы штатной техники представляют собой N -ю совокупность j -ых откликов $W_j(x)$ ($j = \overline{1, N}$), которые определенным образом связаны между собой через функционал

$$\Xi(x) = F(W_1(x), W_2(x), \dots, W_i(x), \dots, W_N(x)).$$

Поэтому, для оценки адекватности имитационного моделирования в тренажере, с учетом взаимосвязей откликов информационной системы, необходимо производить оценку адекватности каждого отклика [1].

Полученные в результате физического и имитационного экспериментов [3] отклик $W'(x)$ штатной техники в силу неконтролируемого дрейфа объекта, разброса характеристик его элементов, ошибок измерения и отклик $W'_m(x)$ тренажера в силу ошибок реализации имитационных моделей на ЭВМ, ошибок вычисления, ошибок измерения и пр., представляют собой случайные величины, соответственно, отличающиеся от $W(x)$ и $W_m(x)$. Поэтому при сравнении результатов i -ых экспериментов $W_i(x)$ и $W_{mi}(x)$ будет получена совокупность случайных величин $\{\varepsilon_i(x)\}_n$:

$$|W_i(x) - W_{mi}(x)| = \varepsilon_i,$$

среди которых могут оказаться как величины, удовлетворяющие $\varepsilon_i \leq \varepsilon^* = (0.1\dots0.15)W_i(x)$, так и неудовлетворяющие ($\varepsilon_i > \varepsilon^*$) условию годности тренажера.

Обычно при оценке адекватности имитационного моделирования осуществляется проверка выполнения условия:

$$|W_i(x) - W_{mi}(x)| = \varepsilon_i \leq \varepsilon^*. \quad (1)$$

Как правило, при ограниченном числе экспериментальных данных для оценки адекватности имитационного моделирования пользуются аппаратом статистики [4]. А оценка адекватности результатов моделирования сводится к тому, можно ли считать, что полученные значительные отклонения ($\varepsilon_i > \varepsilon^*$) объясняются случайными причинами или наличие этих отклонений должно быть призвано существенным и, в конечном счете, привести к отказу от проверяемой модели.

Для решения этого вопроса, на основе выборки случайных величин $\{\varepsilon_i(x)\}_n$ по статистическим критериям, проводится сравнение по соответствующим характеристикам теоретических распределений случайных величин.

Оценка адекватности результатов имитационного моделирования объектов исследования осуществляется на основе изучения совокупности $\{\varepsilon_i(x)\}_n$ и доказательстве тех или иных предположений относительно ε^* . На основании такой проверки можно проверить одну из двух возможных гипотез: нулевую гипотезу H_0 , которая состоит в том, что экспериментальные данные не противоречат предположению об адекватности модели, или альтернативную гипотезу H_1 , которая состоит в том, что экспериментальные данные противоречат этому условию.

Выбор между двумя альтернативными гипотезами H_0 и H_1 осуществляется на основе случайной ограниченной выборки $\{\varepsilon_i(x)\}_n$ и поэтому может быть ошибочным. В связи с этим возможны ошибки первого и второго рода.

Ошибка первого рода (риск совершить эту ошибку называют, как правило, риском разработчика и ее вероятность обозначают α) заключается в ошибочном отказе от правильной модели (принимается H_1 , когда верна H_0)

$$\alpha = P(H_1/H_0).$$

Ошибка второго рода (риск совершить эту ошибку называют, как правило, риском потребителя и ее вероятность обозначают β) заключается в принятии неправильной модели (принимается H_0 , когда верна H_1)

$$\beta = P(H_0/H_1)$$

Конечно, желательно минимизировать как и α , так и β . Однако при заданном объеме экспериментальной выборки и принятом правиле выбора уменьшение α связано с увеличением β и наоборот.

На практике величину α задают определенным уровнем $\alpha = \text{const}$ (используют различные уровни риска $\alpha : \alpha = 0.1, 0.05, 0.01, 0.005, \dots$). Это значит, что при случайной выборке в 100 α % случаях будет ошибочно забракована правильная модель.

Выбор между двумя гипотезами H_0 и H_1 осуществляется на основе решающих правил, получивших название статистических критериев.

Использование статистических критериев обычно предполагает вычисление на основе совокупности случайных величин $\{\varepsilon_i(x)\}_n$ некоторого числа – статистики и сравнения его с табличным распределением того или иного теоретического распределения случайных величин. На основании такого сравнения делается вывод об адекватности имитационной модели [1].

Так, например, при использовании критерия Фишера проверяется только предположение о несмещенности выборочного среднего

$$M(\varepsilon) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \varepsilon_i, \quad (2)$$

и приемлемом разбросе между выборочной дисперсией

$$S^2(\varepsilon) = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (\varepsilon_i - M(\varepsilon))^2 \quad (3)$$

и дисперсией ошибки эксперимента $\sigma^2(W)$. Для корректной модели $M(\varepsilon)=0$, и соотношение (3) принимает вид

$$S^2 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (W_i(x) - W_{mi}(x))^2. \quad (4)$$

Задача оценки адекватности при этом формулируется следующим образом: если дисперсия, характеризующая ошибку эксперимента $\sigma^2(W)$ известна, то величина $S^2(\varepsilon)$ может быть использована для оценки адекватности модели действительности с помощью F -отношения

$$F_{f_s, \infty} = \frac{S^2(x)}{\sigma^2(W)}, \quad (5)$$

где $f_s = n - 1$ – число степеней свободы.

Число степеней точной величины $\sigma^2(W)$ принимается равным ∞ .

Полученную величину F -отношения сравнивают с критическим (пороговым) значением Фишера $F_{f_s, \infty}$, при соответствующих числах степеней свободы и уровня значимости α :

$$\alpha = \frac{(f_s/2)}{\Gamma(f_s/2)} \int_0^{F_{f_s, \infty}} y^{f_s/2-1} e^{-y f_s/2} dy, \quad (6)$$

где $\Gamma(f_s/2)$ – значение гаммы-функции.

При

$$F_{f_s, \infty} \leq F_{f_s, \alpha, \infty}, \quad (7)$$

полученная величина $S^2(\varepsilon)$ может быть объяснена случаем разбросом экспериментальных данных и, следовательно, нет оснований для отказа от проверяемой модели. Если

$$F_{f_s, \infty} > F_{f_s, \alpha, \infty},$$

то полученное расхождение результатов моделирования и экспериментальных данных значимо, следовательно, модель должна быть отвергнута.

При использовании критерия χ^2 как правило, проверке подлежит гипотеза о том, что оцениваемая имитационная модель адекватна исследуемому реальному объекту с заданной вероятностью и заданной точностью ε^* , т.е. с заданной вероятностью адекватности (например $\gamma=0.95$). Это значит, что для n независимых испытаний yn должно удовлетворять условию (1) ($\varepsilon_i \leq \varepsilon^*$) и лишь в $(1-\gamma)n$ случаях это условие может быть нарушено. В результате случайного эксперимента для этих событий будут получены частоты v_1, v_2 :

$$v_1 \approx \gamma n; \quad v_2 \approx (1-\gamma)n; \quad v_1 + v_2 = n.$$

Для оценки предположения о том, что отклонения v_1 и v_2 от соответствующих вероятностей случайны, строится функция

$$U^* = \frac{(v_1 - \gamma n)^2}{\gamma n} + \frac{(v_2 - (1-\gamma)n)^2}{(1-\gamma)n}. \quad (8)$$

Полученную величину U^* сравнивают с критическим (пороговым) значением $\chi^2_{1,\alpha}$ критерия χ^2 , которое зависит от уровня значимости α :

$$\alpha = (2\pi)^{-1/2} \int_0^{\chi^2_{1,\alpha}} y^{1/2} e^{-y/2} dy. \quad (9)$$

Если выполняется условие

$$U > \chi^2_{1,\alpha}, \quad (10)$$

то модель должна быть отвергнута.

А если

$$U \leq \chi^2_{1,\alpha}, \quad (11)$$

то экспериментальные данные не противоречат гипотезе об адекватности модели.

Критерии Фишера и χ^2 имеют один и тот же недостаток, а именно – оценка адекватности носит размытый характер. Однако в отличие от критерия Фишера критерий χ^2 в представленном виде может определить не только факт адекватности или неадекватности имитационной модели объекту, но и факт того, что модель адекватна или неадекватна при заданной вероятности адекватности. Но использовать критерий χ^2 в непосредственной форме (8)...(11) для оценки вероятности адекватности имитационного моделирования в тренажерах представляется невозможным.

Для оценки вероятности адекватности критерий χ^2 можно привести к необходимому для этого виду. Воспользуемся равенством (8) и условием (11) о том, что оцениваемая модель адекватна объекту

$$\frac{(v_1 - \gamma n)^n}{\gamma n} + \frac{(v_2 - (1-\gamma)n)^2}{(1-\gamma)n} \leq \chi^2_{1,\alpha}. \quad (12)$$

Учитывая, что $v_1 + v_2 = n$, решением неравенства (12) являются граничные значения вероятности адекватности [2]:

$$\gamma_1 = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{n - 2v_1}{n + \chi^2_{1,\alpha}} \right) - \sqrt{\frac{1}{4} \left(\frac{n - 2v_1}{n + \chi^2_{1,\alpha}} - 1 \right)^2 - \frac{v_1^2}{n(n + \chi^2_{1,\alpha})}}; \quad (13)$$

$$\gamma_2 = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{n - 2v_1}{n + \chi^2_{1,\alpha}} \right) + \sqrt{\frac{1}{4} \left(\frac{n - 2v_1}{n + \chi^2_{1,\alpha}} - 1 \right)^2 - \frac{v_1^2}{n(n + \chi^2_{1,\alpha})}}. \quad (14)$$

А вероятность адекватности может принимать значения

$$\gamma_1 \leq \gamma \leq \gamma_2$$

Вероятность адекватности имитационной модели объекту можно представить в виде:

$$\gamma = \gamma^* \pm \beta, \quad (15)$$

где

$$\gamma^* = \frac{\gamma_1 + \gamma_2}{2} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{n - 2v_1}{n + \chi^2_{1,\alpha}} \right); \quad (16)$$

$$\beta = \frac{\gamma_1 - \gamma_2}{2} = \sqrt{\frac{1}{4} \left(\frac{n - 2v_1}{n + \chi^2_{1,\alpha}} - 1 \right)^2 - \frac{v_1^2}{n(n + \chi^2_{1,\alpha})}} \quad (17)$$

Критерий согласия χ^2 в несколько преобразованном виде позволяет произвести вероятностно-метрическую оценку адекватности результатов имитационного моделирования действительности. Однако как для критерия χ^2 , так и для критерия Фишера имеется основной недостаток, заключающийся в правильности выбора уровня значимости α . Как правило, выбор уровня значимости α производится экспертным путем и не всегда обоснован (носит субъективный характер). А от выбора α , в свою очередь, зависит конечный результат оценки адекватности. Поэтому возникает необходимость в объективной оценке α , а на основании этого и оценки адекватности проверяемой модели [5].

Так как пороговые значения $F_{fs,\alpha,\infty}$ (6) и $\chi^2_{1,\alpha}$ (9), как для критерия Фишера, так и для критерия χ^2 , зависят от уровня значимости α , то эти критерии можно объединить по общему для них параметру α . Объ-

единение критериев Фишера и χ^2 способствует совместной оценке вероятности адекватности результатов имитационного моделирования действительности. Совместная оценка заключается в том, что критерий Фишера в качестве «предварительной» оценки модели позволяет получить уточненное значение уровня значимости α^* , а критерий χ^2 (на основании α^*) в качестве «детальной» оценки – значение вероятности γ .

Метод оценки вероятности ε -адекватности результатов имитационного моделирования по обобщенному критерию «Фишера – χ^2 » заключается в следующем:

- для заданных значений $\beta_{\text{зад}}$ и $\alpha_{\text{зад}}$ определяется $n_{pr} = n_{min}$ (pr – априорное);
- на основании n_{pr} экспериментальных данных определяется по соотношению (4) выборочная дисперсия $S^2(\varepsilon)$, а также значение частоты v_{1sp} (sp -апостериорное) выполнения условия (1);
- по выражению (5) определяется отношение $F_{f_s, \infty}$ выборочной дисперсии $S^2(\varepsilon)$ к дисперсии ошибки эксперимента $\sigma^2(W)$ и оно сравнивается с критическим значением $F_{f_s, \alpha, \infty}$ (6);
- если $F_{f_s, \infty} \leq F_{f_s, \alpha, \infty}$, то полученная величина $S^2(\varepsilon)$ может быть объяснена случайным разбросом экспериментальных данных, следовательно, нет оснований для отказа от оцениваемой модели (в противном случае модель забраковывается);
- принимая, что $F_{f_s, \alpha, \infty} = F_{f_s, \alpha^*, \infty} = F_{f_s, \infty}$, по соотношению (6) вычисляется уточненное значение уровня значимости α^* , а на основании его по соотношению (9) определяется критическое значение χ^2_{l, α^*} критерия χ^2 ;
- для ранее определенных значений v_{1sp} и χ^2_{l, α^*} по соотношениям (16) и (17) определяется, соответственно, оценка вероятности адекватности γ^* и ее погрешность β_{sp} ;
- если $\beta_{sp} \geq \beta_{\text{зад}}$, то в качестве оценки адекватности принимается: $\gamma = \gamma^* \pm \beta_{sp}$;
- если $\beta_{sp} < \beta_{\text{зад}}$ и заданная рациональная вероятность ε -адекватности $\gamma_{\text{рац}}$ (вероятность, при которой имитационная модель имеет еще практическую ценность) находится в пределах: $\gamma = \gamma^* \pm \beta_{sp}$, то по соотношению (16) рассчитывается дополнительное количество испытаний для значений v_{1sp} , $\beta_{\text{зад}}$ и α^* , до тех пор, пока $\beta_{sp} < \beta_{\text{зад}}$.

Так как вероятностная оценка степени адекватности имитационного моделирования в тренажерах является индикатором сопутствующего признака конфликта их применения, то представленный метод позволяет по обобщенному критерию «Фишера – χ^2 » определять с заданной точностью его показания при рациональном использовании средств испытания и сертификации тренажеров за счет последовательного уточнения требуемого количества экспериментальных данных.

Изложенный подход использован при разработке комплекса технических средств обеспечения тренажерной подготовки курсантов в период теоретического обучения и научно обоснованной методики его использования в летных учебных заведениях.

Список литературы

1. Годунов, А. И. Оценка качества имитируемой модели в технических средствах подготовки и обучения авиационных специалистов / А. И. Годунов, В. И. Мандриков, Б. Ж. Куатов // Надежность и качество – 2014 : тр. Междунар. симп. : в 2 т. / под ред. Н. К. Юркова. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2014. – 1 т. – С. 296–300.
2. Городецкий, В. И. Элементы теории испытаний и контроля технических систем / В. И. Городецкий. – Л. : Энергия, 1978. – 191 с.
3. Неклассические функционалы и принцип минимума функционала обобщенной работы / А. А. Гущина, Б. К. Кемалов // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2009. – № 1(9). – С. 142–150.
4. Джонсон, Н. Статистика и планирование эксперимента в технике и науке. Методы обработки данных / Н. Джонсон, Ф. Лион. – М. : Мир, 1980. – 610 с.
5. Дикарев, В. А. Автоматизация тренажерной подготовки операторов радиоэлектронных объектов : моногр. / В. А. Дикарев ; под общ. науч. ред. В. В. Сысоева. – М. : Радиотехника, 2002. – 168 с.

О МЕТОДАХ ПОВЫШЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ НЕВЕТВЯЩИХСЯ ПРОГРАММ С ОПЕРАТОРОМ УСЛОВНОЙ ОСТАНОВКИ¹

С. М. Грабовская

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Рассматривается реализация булевых функций неветвящимися программами с оператором условной остановки в произвольном полном конечном базисе. Предполагается, что вычислительные операторы с вероятностью ε ($\varepsilon \in (0, 1/2)$) подвержены однотипным константным неисправностям на выходах. А для операторов условной остановки рассматриваются два типа неисправностей: первого и второго рода. Исследуется метод повышения надежности неветвящихся программ с помощью программы, реализующей функцию вида $(x_1^{\sigma_1} x_2^{\sigma_2} \vee x_3^{\sigma_3} x_4^{\sigma_4})^{\sigma_5}$ ($\sigma_i \in \{0, 1\}$, $i \in \{1, 2, 3, 4, 5\}$). Найдена верхняя оценка ненадежности неветвящихся программ в произвольном полном конечном базисе.

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (номер проекта 14-01-00273).

Впервые задачу синтеза надежных схем из ненадежных функциональных элементов (ФЭ) рассматривал Дж. фон Нейман [1]. Он предполагал, что все элементы схемы независимо друг от друга с вероятностью $\varepsilon \in (0, 1/2]$ подвержены инверсным неисправностям на выходах. Эти неисправности характеризуются тем, что в исправном состоянии функциональный элемент реализует приписанную ему булеву функцию φ , а в неисправном – функцию $\bar{\varphi}$. Для повышения надежности исходных схем Дж. Фон Нейман использовал дублирование исходной схемы (3 экземпляра) и схему, реализующую функцию голосования (медиану) $x_1x_2 \vee x_1x_3 \vee x_2x_3$. Позднее для повышения надежности схем использовались схемы, реализующие обобщенную функцию голосования $x_1^{\sigma_1}x_2^{\sigma_2} \vee x_1^{\sigma_1}x_3^{\sigma_3} \vee x_2^{\sigma_2}x_3^{\sigma_3}$ [2] и функцию вида $(x_1^{\sigma_1}x_2^{\sigma_2} \vee x_3^{\sigma_3}x_4^{\sigma_4})^{\sigma_5}$ ($\sigma_i \in \{0, 1\}$, $i \in \{1, 2, 3, 4, 5\}$).

В этой работе будем рассматривать реализацию булевых функций неветвящимися программами с оператором условной остановки в произвольном полном конечном базисе B . Неветвящиеся программы с оператором условной остановки [3] отличаются от схем из ФЭ наличием управляющей команды – команды условной остановки, дающей возможность досрочного прекращения работы при выполнении определенного условия. Считаем, что оператор условной остановки срабатывает, когда на его вход поступает единица.

Замечание 1. Схему из функциональных элементов (ФЭ) можно считать частным случаем неветвящихся программ, а именно, неветвящейся программой, в которой нет стоп-операторов.

Будем считать, что все вычислительные операторы независимо друг от друга с вероятностью ε ($\varepsilon \in (0, 1/2)$) подвержены константным неисправностям либо типа 0, либо типа 1 на выходах. Константные неисправности типа 0 характеризуются тем, что в исправном состоянии вычислительный оператор реализует приписанную ему булеву функцию φ , а в неисправном – функцию 0. Константные неисправности типа 1 на выходах вычислительных операторов определяются аналогично.

Предполагается, что операторы условной остановки ненадежны и независимо друг от друга подвержены неисправностям двух типов: первого и второго рода. Неисправность первого рода характеризуется тем, что при поступлении единицы на вход стоп-оператора он с вероятностью δ ($\delta \in (0, 1/2)$) не срабатывает, и, следовательно, работа программы продолжается. Неисправность второго рода такова, что при поступлении нуля на вход стоп-оператора он с вероятностью η ($\eta \in (0, 1/2)$) срабатывает, и, следовательно, работа программы прекращается. Обозначим $\mu = \max\{\varepsilon, \delta, \eta\}$.

Ненадежностью $N_\mu(Pr)$ программы Pr назовем максимальную вероятность ошибки на выходе программы Pr при всевозможных входных наборах. Надежность программы Pr равна $1 - N_\mu(Pr)$.

В частности, в обозначениях ненадежности программы вместо символа μ будем использовать символ ε :
1) если в неветвящейся программе все операторы условной остановки абсолютно надежны (т.е. $\delta=0, \eta=0$);
2) если $\mu=\varepsilon$; 3) если неветвящаяся программа не содержит операторов условной остановки.

Теорема 1. [4] В произвольном полном конечном базисе B любую булеву функцию f можно реализовать схемой S , ненадежность которой при всех $\varepsilon \in (0, 1/960]$ удовлетворяет неравенству $N_\varepsilon(S) \leq 3,11\varepsilon$.

Ранее было доказано [5], что для повышения надежности исходных программ можно использовать программы, реализующие функции вида $x_1^{\sigma_1}x_2^{\sigma_2} \vee x_1^{\sigma_1}x_3^{\sigma_3} \vee x_2^{\sigma_2}x_3^{\sigma_3}$ ($\sigma_i \in \{0, 1\}$, $i \in \{1, 2, 3\}$).

Теорема 2. [6] Пусть B – полный конечный базис; пусть существует такое N , что любую булеву функцию f можно реализовать неветвящейся программой R_f с ненадежностью $N_\mu(R_f) \leq N$. Пусть $g(x_1, x_2, x_3)$ – функция вида $x_1^{\sigma_1}x_2^{\sigma_2} \vee x_1^{\sigma_1}x_3^{\sigma_3} \vee x_2^{\sigma_2}x_3^{\sigma_3}$ ($\sigma_i \in \{0, 1\}$, $i \in \{1, 2, 3\}$), Pr_g – программа, реализующая функцию $g(x_1, x_2, x_3)$, а $N_\mu(Pr_g)$ – ненадежность программы Pr_g . Тогда любую булеву функцию f в этом базисе можно реализовать такой программой Pr_f , что справедливы неравенства

$$N_\mu(Pr_f) \leq N_\mu(Pr_g) + 3N^2, \quad (1)$$

$$N_\mu(Pr_f) \leq \max\{v^1, v^0\} + 3N \cdot N_\mu(Pr_g) + 3N^2, \quad (2)$$

где v^1 и v^0 – вероятности ошибок программы Pr_g на наборах $(\bar{\sigma}_1, \bar{\sigma}_2, \bar{\sigma}_3)$ и $(\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3)$ соответственно.

Далее покажем, что для повышения надежности исходных программ можно использовать программы, реализующие функции вида $(x_1^{\sigma_1}x_2^{\sigma_2} \vee x_3^{\sigma_3}x_4^{\sigma_4})^{\sigma_5}$ ($\sigma_i \in \{0, 1\}$, $i \in \{1, 2, 3, 4, 5\}$).

Теорема 3. Пусть B – полный конечный базис; пусть существует такое N , что любую булеву функцию f можно реализовать неветвящейся программой R_f с ненадежностью $N_\mu(R_f) \leq N$. Пусть $g(x_1, x_2, x_3, x_4)$ – функция вида $(x_1^{\sigma_1}x_2^{\sigma_2} \vee x_3^{\sigma_3}x_4^{\sigma_4})^{\sigma_5}$ ($\sigma_i \in \{0, 1\}$, $i \in \{1, 2, 3, 4, 5\}$), Pr_g – программа, реализующая функцию $g(x_1, x_2, x_3, x_4)$, а $N_\mu(Pr_g)$ – ненадежность программы Pr_g . Тогда любую булеву функцию f в этом базисе можно реализовать такой программой Pr_f , что справедливо неравенство

$$N_\mu(Pr_f) \leq \max\{v^1, v^0\} + 4N \cdot N_\mu(Pr_g) + 4N^2, \quad (3)$$

где v^1 и v^0 – вероятности ошибок программы Pr_g на наборах $(\bar{\sigma}_1, \bar{\sigma}_2, \bar{\sigma}_3, \bar{\sigma}_4)$ и $(\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3, \sigma_4)$ соответственно.

Доказательство. Пусть B – полный конечный базис, $g(x_1, x_2, x_3, x_4)$ – функция вида $(x_1^{\sigma_1}x_2^{\sigma_2} \vee x_3^{\sigma_3}x_4^{\sigma_4})^{\sigma_5}$ ($\sigma_i \in \{0, 1\}$, $i \in \{1, 2, 3, 4, 5\}$), Pr_g – программа, реализующая функцию g , а $N_\mu(Pr_g)$ – не-

надежность программы Pr_g , причем v^1 и v^0 – вероятности ошибок программы Pr_g на наборах $(\bar{\sigma}_1, \bar{\sigma}_2, \bar{\sigma}_3, \bar{\sigma}_4)$ и $(\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3, \sigma_4)$ соответственно.

Пусть $f(x)$ – произвольная булева функция. Обозначим через f^σ функцию f , если $\sigma=1$, и функцию \bar{f} , если $\sigma=0$. Согласно условию существует такое N , что функции $f^{\sigma_1}, f^{\sigma_2}, f^{\sigma_3}, f^{\sigma_4}$ можно реализовать такими программами R_1, R_2, R_3, R_4 соответственно, что $N_\mu(R_i) \leq N$ ($i \in \{1, 2, 3, 4\}$).

Используя программы R_1, R_2, R_3 и R_4 и программу $Pr_g(x_1, x_2, x_3, x_4)$, построим для функции f неветвящуюся программу Pr_f :

$$\begin{aligned} y_1 &= f^{\sigma_1}[R_1] \\ y_2 &= f^{\sigma_2}[R_2] \\ y_3 &= f^{\sigma_3}[R_3] \\ y_4 &= f^{\sigma_4}[R_4] \\ Pr_f(y_1, y_2, y_3, y_4) & \end{aligned}$$

Возможны 2 случая: $\sigma_5=1$ или $\sigma_5=0$. В первом случае $g(x_1, x_2, x_3, x_4) = x_1^{\sigma_1}x_2^{\sigma_2} \vee x_3^{\sigma_3}x_4^{\sigma_4}$, а во втором $g(x_1, x_2, x_3, x_4) = (x_1^{\sigma_1} \vee x_2^{\sigma_2})(x_3^{\sigma_3} \vee x_4^{\sigma_4})$.

Положим $\sigma_5=1$. Докажем неравенство (3).

Пусть \mathbf{a} – произвольный входной набор программы Pr_f , а $P_i=P(R_i, \mathbf{a})$ – вероятность ошибок на выходе программы R_i ($i \in \{1, 2, 3, 4\}$) при входном наборе \mathbf{a} . Очевидно, что $\max\{P_1, P_2, P_3, P_4\} \leq \max\{N_\mu(R_1), N_\mu(R_2), N_\mu(R_3), N_\mu(R_4)\} \leq N$. Пусть входной набор \mathbf{a} , такой, что $f(\mathbf{a})=0$. На наборе \mathbf{a} оценим вероятность ошибки $P(Pr_f, \mathbf{a})$ (т.е. вероятность появления единицы) на выходе программы Pr_f .

$$\begin{aligned} P(Pr_f, \mathbf{a}) &\leq (1-P_1)(1-P_2)(1-P_3)(1-P_4)v^1 + [P_1(1-P_2)(1-P_3)(1-P_4) + \\ &+ (1-P_1)P_2(1-P_3)(1-P_4) + (1-P_1)(1-P_2)P_3(1-P_4) + (1-P_1)(1-P_2)(1-P_3)P_4]N_\mu(Pr_g) + \\ &+ [P_1(1-P_2)P_3(1-P_4) + P_1(1-P_2)(1-P_3)P_4 + (1-P_1)P_2P_3(1-P_4) + (1-P_1)P_2(1-P_3)P_4]N_\mu(Pr_g) + \\ &+ [P_1P_2(1-P_3)(1-P_4) + (1-P_1)(1-P_2)P_3P_4] + \\ &+ [P_1P_2P_3(1-P_4) + P_1P_2(1-P_3)P_4 + P_1(1-P_2)P_3P_4 + (1-P_1)P_2P_3P_4] + P_1P_2P_3P_4 \leq \\ &\leq v^1 + 4N \cdot N_\mu(Pr_g) + 2N^2. \end{aligned}$$

Пусть входной набор \mathbf{a} , такой, что $f(\mathbf{a})=1$. На наборе \mathbf{a} оценим вероятность ошибки $P(Pr_f, \mathbf{a})$ (т.е. вероятность появления нуля) на выходе программы Pr_f .

$$\begin{aligned} P(Pr_f, \mathbf{a}) &\leq (1-P_1)(1-P_2)(1-P_3)(1-P_4)v^0 + [P_1(1-P_2)(1-P_3)(1-P_4) + \\ &+ (1-P_1)P_2(1-P_3)(1-P_4) + (1-P_1)(1-P_2)P_3(1-P_4) + (1-P_1)(1-P_2)(1-P_3)P_4]N_\mu(Pr_g) + \\ &+ [P_1P_2(1-P_3)(1-P_4) + (1-P_1)(1-P_2)P_3P_4]N_\mu(Pr_g) + \\ &+ [P_1(1-P_2)P_3(1-P_4) + P_1(1-P_2)(1-P_3)P_4 + (1-P_1)P_2P_3(1-P_4) + (1-P_1)P_2(1-P_3)P_4] + \\ &+ [P_1P_2P_3(1-P_4) + P_1P_2(1-P_3)P_4 + P_1(1-P_2)P_3P_4 + (1-P_1)P_2P_3P_4] + P_1P_2P_3P_4 \leq \\ &\leq v^0 + 4N \cdot N_\mu(Pr_g) + 4N^2. \end{aligned}$$

Поскольку $N_\mu(Pr_f) = \max_{\mathbf{a}} P(Pr_f, \mathbf{a})$, получаем неравенство (3).

Пусть теперь $\sigma_5=0$. Функция $g(x_1, x_2, x_3, x_4) = (x_1^{\sigma_1} \vee x_2^{\sigma_2})(x_3^{\sigma_3} \vee x_4^{\sigma_4})$ является двойственной к функции вида $x_1^{\sigma_1}x_2^{\sigma_2} \vee x_3^{\sigma_3}x_4^{\sigma_4}$. Пусть входной набор \mathbf{a} , такой, что $f(\mathbf{a})=0$. На наборе \mathbf{a} для вероятности ошибки $P(Pr_f, \mathbf{a})$ на выходе программы Pr_f в силу двойственности справедливо неравенство $P(Pr_f, \mathbf{a}) \leq v^1 + 4N \cdot N_\mu(Pr_g) + 4N^2$. Пусть входной набор \mathbf{a} , такой, что $f(\mathbf{a})=1$. Вероятность появления нуля на выходе программы $P(Pr_f, \mathbf{a}) \leq v^0 + 4N \cdot N_\mu(Pr_g) + 2N^2$.

Таким образом, $N_\mu(Pr_f) = \max_{\mathbf{a}} P(Pr_f, \mathbf{a}) \leq \max\{v^1, v^0\} + 4N \cdot N_\mu(Pr_g) + 4N^2$. \square

Теорема 4. Пусть B – полный конечный базис, $g(x_1, x_2, x_3, x_4)$ – функция вида $(x_1^{\sigma_1}x_2^{\sigma_2} \vee x_3^{\sigma_3}x_4^{\sigma_4})^{\sigma_5}$ ($\sigma_i \in \{0, 1\}$, $i \in \{1, 2, 3, 4, 5\}$), Pr_g – программа, реализующая функцию $g(x_1, x_2, x_3, x_4)$, а $N_\mu(Pr_g)$ – ненадежность программы Pr_g . Тогда любую булеву функцию f в этом базисе можно реализовать такой программой Pr_f , что при всех $\varepsilon \in (0, 1/960]$ справедливо неравенство

$$N_\mu(Pr_f) \leq \max\{v^1, v^0\} + 13\varepsilon \cdot N_\mu(Pr_g) + 39\varepsilon^2, \quad (4)$$

где v^1 и v^0 – вероятности ошибок программы Pr_g на наборах $(\bar{\sigma}_1, \bar{\sigma}_2, \bar{\sigma}_3, \bar{\sigma}_4)$ и $(\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3, \sigma_4)$ соответственно.

Доказательство. По теореме 1, учитывая замечание 1, функцию f^{σ_i} ($i \in \{1, 2, 3\}$) можно реализовать неветвящейся программой S_i без стоп-операторов, которая при всех $\varepsilon \in (0, 1/960]$ функционирует с ненадежностью $N_\varepsilon(S_i) \leq 3,11\varepsilon$. Обозначим $3,11\varepsilon$ через N .

Используя по одному экземпляру программ S_1, S_2, S_3 и S_4 и программу $Pr_g(x_1, x_2, x_3, x_4)$, построим для функции f неветвящуюся программу Pr_f :

$$\begin{aligned} y_1 &= f^{\sigma_1} [S_1] \\ y_2 &= f^{\sigma_2} [S_2] \\ y_3 &= f^{\sigma_3} [S_3] \\ y_4 &= f^{\sigma_4} [S_4] \\ Pr_g(y_1, y_2, y_3, y_4) \end{aligned}$$

Нетрудно видеть, что неравенство (4) получается из неравенства (3), если учесть, что $N = 3,11\varepsilon$.

Таким образом, в произвольном полном конечном базисе B любую булеву функцию f можно реализовать неветвящейся программой с ненадежным оператором условной остановки при однотипных константных неисправностях на выходах вычислительных операторов с ненадежностью не больше $N_\mu(Pr_f) \leq \max\{v^1, v^0\} + 13\varepsilon \cdot N_\mu(Pr_g) + 39\varepsilon^2$ при всех $\varepsilon \in (0, 1/960]$ и $\mu = \max\{\varepsilon, \delta, \eta\}$.

Список литературы

1. Von Neuman, J. Probabilistic logics and the synthesis of reliable organisms from unreliable components / J. von Neuman // Automata studies / ed. by C. Shannon, Mc. Carthy J. – Princeton University Press, 1956. (Русский перевод: Автоматы. – М. : ИЛ, 1956. – С. 68–139).
2. Алешина, М. А. Синтез асимптотически оптимальных схем / М. А. Алешина, А. В. Васин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2009. – № 2 (10). – С. 48–62.
3. Чашкин, А. В. О среднем времени вычисления значений булевых функций / А. В. Чашкин // Дискретный анализ и исследование операций. – 1997. – Т. 4, № 1. – Январь–март. – С. 60–78.
4. Алешина, М. А. Синтез асимптотически оптимальных по надежности схем из ненадежных элементов : моногр. / М. А. Алешина. – Пенза : ИИЦ ПГУ, 2006. – 156 с.
5. Грабовска, С. М. О надежности неветвящихся программ с ненадежным оператором условной остановки в произвольном полном конечном базисе / С. М. Грабовская // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Физико-математические науки. – 2011. – № 3 (19). – С. 52–60.
6. Грабовская, С. М. Асимптотически оптимальные по надежности неветвящиеся программы с оператором условной остановки : моногр. / С. М. Грабовская. – Пенза : ИИЦ ПГУ, 2012. – 93 с.

О НАДЕЖНОСТИ НЕВЕТВЯЩИХСЯ ПРОГРАММ В БАЗИСАХ, СОДЕРЖАЩИХ ОБОБЩЕННУЮ КОНЬЮНКЦИЮ¹

С. М. Грабовская

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Рассматривается реализация булевых функций неветвящимися программами с оператором условной остановки [1] в полном конечном базисе, содержащем обобщенную конъюнкцию, т.е. некоторую функцию вида $x_1^{\alpha_1} \& x_2^{\alpha_2}$ ($\alpha_1, \alpha_2 \in \{0, 1\}$). Предполагается, что вычислительные операторы программы независимо друг от друга с вероятностью ε ($\varepsilon \in (0, 1/2)$) подвержены однотипным константным неисправностям на выходах, а операторы условной остановки абсолютно надежны. Найдена верхняя оценка ненадежности неветвящихся программ в рассматриваемом базисе при указанных типах неисправностей операторов. Доказано, что любую булеву функцию f можно реализовать неветвящейся программой при константных неисправностях типа 0 на выходах вычислительных операторов с ненадежностью не больше ε^2 и при константных неисправностях типа 1 на выходах вычислительных операторов с ненадежностью не больше $\varepsilon + 13\varepsilon^2$ при всех $\varepsilon \in (0, 1/960]$.

Программы с оператором условной остановки характеризуются наличием управляющей команды – команды условной остановки, дающей возможность досрочного прекращения работы программы при выполнении определенного условия, а именно, при поступлении единицы на вход оператора условной остановки (который еще называют стоп-оператором).

Будем считать, что все вычислительные операторы независимо друг от друга с вероятностью ε ($\varepsilon \in (0, 1/2)$) подвержены константным неисправностям либо типа 0, либо типа 1 на выходах [2]. Константные неисправ-

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (номер проекта 14-01-31360).

ности типа 0 характеризуются тем, что в исправном состоянии вычислительный оператор реализует приписанную ему булеву функцию φ , а в неисправном – функцию 0. Константные неисправности типа 1 на выходах вычислительных операторов характеризуются тем, что в исправном состоянии вычислительный оператор реализует приписанную ему булеву функцию φ , а в неисправном – функцию 1. Предполагается, что операторы условной остановки абсолютно надежны.

Заметим, что схему из функциональных элементов (ФЭ) [3] можно считать частным случаем неветвящихся программ, а именно, неветвящейся программой, в которой нет стоп-операторов.

Ненадежностью $N_e(Pr)$ программы Pr [4] назовем максимальную вероятность ошибки на выходе программы Pr при всевозможных входных наборах.

Для повышения надежности исходных схем [5] (программ) будем использовать функцию вида $(x_1^{\sigma_1} x_2^{\sigma_2} \vee x_3^{\sigma_3} x_4^{\sigma_4})^{\sigma_5}$ ($\sigma_i \in \{0, 1\}$, $i \in \{1, 2, 3, 4, 5\}$). Получен следующий результат.

ТЕОРЕМА 1. Пусть B – полный конечный базис; пусть существует такое N , что любую булеву функцию f можно реализовать неветвящейся программой Pr_f с ненадежностью $N_e(Pr_f) \leq N$. Пусть $g(x_1, x_2, x_3, x_4)$ – функция вида $(x_1^{\sigma_1} x_2^{\sigma_2} \vee x_3^{\sigma_3} x_4^{\sigma_4})^{\sigma_5}$ ($\sigma_i \in \{0, 1\}$, $i \in \{1, 2, 3, 4, 5\}$), Pr_g – программа, реализующая функцию $g(x_1, x_2, x_3, x_4)$, а $N_e(Pr_g)$ – ненадежность программы Pr_g . Тогда любую булеву функцию f в этом базисе можно реализовать такой программой Pr_f , что справедливы неравенства

$$N_e(Pr_f) \leq \max\{v^1, v^0\} + 4N \cdot N_e(Pr_g) + 4N^2, \quad (1)$$

$$N_e(Pr_f) \leq \max\{v^1, v^0\} + 13\varepsilon \cdot N_e(Pr_g) + 39\varepsilon^2, \quad (2)$$

где v^1 и v^0 – вероятности ошибок программы Pr_g на наборах $(\bar{\sigma}_1, \bar{\sigma}_2, \bar{\sigma}_3, \bar{\sigma}_4)$ и $(\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3, \sigma_4)$ соответственно.

Рассмотрим 2 случая:

- 1) вычислительные операторы подвержены константным неисправностям типа 0 на выходах;
- 2) вычислительные операторы подвержены неисправностям типа 1 на выходах.

Константные неисправности типа 0 на выходах вычислительных операторов

Положим, что вычислительные операторы подвержены константным неисправностям типа 0 на выходах.

ТЕОРЕМА 2. В полном конечном базисе, содержащем функцию вида $x_1^{\alpha_1} \& x_2^{\alpha_2}$ ($\alpha_1, \alpha_2 \in \{0, 1\}$), любую булеву функцию f можно реализовать такой неветвящейся программой Pr_f при константных неисправностях типа 0 на выходах вычислительных операторов, что при всех $\varepsilon \in (0, 1/960]$ справедливо неравенство $N_e(Pr_f) \leq 65\varepsilon^2$.

Доказательству теоремы 2 предпошлем лемму 1.

ЛЕММА 1. Если полный конечный базис содержит функцию вида $x_1^{\alpha_1} \& x_2^{\alpha_2}$, то в этом базисе функцию $g(x_1, x_2, x_3, x_4) = x_1^{\alpha_1} x_2^{\alpha_2} \vee \bar{x}_3 x_4$ можно реализовать такой неветвящейся программой Pr_g , что справедливы соотношения $\max\{v^1, v^0\} = 0$ и $N_e(Pr_g) \leq 2\varepsilon$, где v^1 и v^0 – вероятности ошибок программы Pr_g на наборах $(\bar{\alpha}_1, \bar{\alpha}_2, 1, 0)$ и $(\alpha_1, \alpha_2, 0, 1)$ соответственно.

Доказательство. Пусть полный конечный базис B содержит функцию вида $x_1^{\alpha_1} \& x_2^{\alpha_2}$ ($\alpha_1, \alpha_2 \in \{0, 1\}$).

Построим в этом базисе неветвящуюся программу Pr_g , реализующую функцию $g(x_1, x_2, x_3, x_4) = x_1^{\alpha_1} x_2^{\alpha_2} \vee \bar{x}_3 x_4$.

```

 $Pr_g :$ 
 $z = x_1^{\alpha_1} \& x_2^{\alpha_2}$ 
 $stop(x_3)$ 
 $z = x_4$ 
 $stop(x_4)$ 
 $z = x_1^{\alpha_1} \& x_2^{\alpha_2}$ 

```

Найдем вероятности v^1 и v^0 ошибок программы Pr_g на наборах $(\bar{\alpha}_1, \bar{\alpha}_2, 1, 0)$ и $(\alpha_1, \alpha_2, 0, 1)$ соответственно. Пусть набор $b = (\bar{\alpha}_1, \bar{\alpha}_2, 1, 0)$, тогда $v^1 = 0$. Пусть теперь набор $b = (\alpha_1, \alpha_2, 0, 1)$, тогда $v^0 = 0$. Таким образом, $\max\{v^1, v^0\} = 0$.

Очевидно, что ненадежность программы Pr_g не превосходит 2ε , поскольку программа Pr_g содержит только два ненадежных вычислительных оператора.

Доказательство теоремы 2. Пусть B – полный конечный базис, содержащий обобщенную конъюнкцию, т.е. функцию вида $x_1^{\alpha_1} \& x_2^{\alpha_2}$ ($\alpha_1, \alpha_2 \in \{0, 1\}$). По лемме 1 функцию $g(x_1, x_2, x_3, x_4) = x_1^{\alpha_1} x_2^{\alpha_2} \vee \bar{x}_3 x_4$ можно реализовать программой Pr_g , для которой справедливы соотношения $\max\{v^1, v^0\} = 0$ и $N_e(Pr_g) \leq 2\varepsilon$.

Пусть f – произвольная булева функция. Воспользуемся теоремой 1 (неравенство (2)), полагая $\sigma_5=1$, $\sigma_1=\alpha_1$, $\sigma_2=\alpha_2$, $\sigma_3=0$, $\sigma_4=1$. Тогда функцию f можно реализовать неветвящейся программой, которая при всех $\varepsilon \in (0, 1/960]$ функционирует с ненадежностью не больше $65\varepsilon^2$.

СЛЕДСТВИЕ 1. В полном конечном базисе, содержащем обобщенную конъюнкцию, любую булеву функцию f можно реализовать такой программой Pr_f , что при всех $\varepsilon \in (0, 1/960]$ справедливо неравенство $N_\varepsilon(Pr_f) \leq \varepsilon^2$.

Доказательство. Пусть B – полный конечный базис, содержащий обобщенную конъюнкцию. По лемме 1 некоторую функцию $g(x_1, x_2, x_3, x_4)=x_1^{\alpha_1}x_2^{\alpha_2} \vee \bar{x}_3x_4$ можно реализовать программой Pr_g , ненадежность которой $N_\varepsilon(Pr_g) \leq 2\varepsilon$ и $\max\{v^1, v^0\}=0$.

Пусть f – любая булева функция. По теореме 2 в базисе B функцию f можно реализовать неветвящейся программой R_f , ненадежность которой удовлетворяет неравенству $N_\varepsilon(Pr_f) \leq 65\varepsilon^2 \leq 0,07\varepsilon$ при всех $\varepsilon \in (0, 1/960]$.

Пусть $N=0,07\varepsilon$. Воспользуемся неравенством (1), учитывая, что $\max\{v^1, v^0\}=0$, $N_\varepsilon(Pr_g) \leq 2\varepsilon$. Тогда функцию f можно реализовать такой неветвящейся программой Pr_f , что при всех $\varepsilon \in (0, 1/960]$ верно неравенство $N_\varepsilon(Pr_f) \leq \max\{v^1, v^0\} + 4N \cdot N_\varepsilon(Pr_g) + 4N^2 \leq 4 \cdot 0,07\varepsilon \cdot 2\varepsilon + 4 \cdot (0,07\varepsilon)^2 \leq \varepsilon^2$.

Константные неисправности типа 1 на выходах вычислительных операторов

Положим теперь, что вычислительные операторы подвержены константным неисправностям типа 1 на выходах.

ТЕОРЕМА 3. В полном конечном базисе, содержащем функцию вида $x_1^{\alpha_1} \& x_2^{\alpha_2}$ ($\alpha_1, \alpha_2 \in \{0, 1\}$), любую булеву функцию f можно реализовать такой неветвящейся программой Pr_f при константных неисправностях типа 1 на выходах вычислительных операторов, что для всех $\varepsilon \in (0, 1/960]$ справедливо неравенство $N_\varepsilon(Pr_f) \leq \varepsilon + 65\varepsilon^2$.

Доказательству теоремы 3 предположим лемму 2.

ЛЕММА 2. Если полный конечный базис содержит функцию вида $x_1^{\alpha_1} \& x_2^{\alpha_2}$, то в этом базисе функцию $g(x_1, x_2, x_3, x_4)=x_1^{\alpha_1}x_2^{\alpha_2} \vee \bar{x}_3x_4$ можно реализовать такой неветвящейся программой Pr_g , что справедливы соотношения $\max\{v^1, v^0\}=\varepsilon$ и $N_\varepsilon(Pr_g) \leq 2\varepsilon$, где v^1 и v^0 – вероятности ошибок программы Pr_g на наборах $(\bar{\alpha}_1, \bar{\alpha}_2, 1, 0)$ и $(\alpha_1, \alpha_2, 0, 1)$ соответственно.

Доказательство. Пусть полный конечный базис B содержит функцию вида $x_1^{\alpha_1} \& x_2^{\alpha_2}$ ($\alpha_1, \alpha_2 \in \{0, 1\}$). Построим в этом базисе неветвящуюся программу Pr_g , реализующую функцию $g(x_1, x_2, x_3, x_4)=x_1^{\alpha_1}x_2^{\alpha_2} \vee \bar{x}_3x_4$ (см. Лемма 1).

Найдем вероятности v^1 и v^0 ошибок программы Pr_g на наборах $(\bar{\alpha}_1, \bar{\alpha}_2, 1, 0)$ и $(\alpha_1, \alpha_2, 0, 1)$ соответственно. Пусть набор $b=(\bar{\alpha}_1, \bar{\alpha}_2, 1, 0)$, тогда $v^1=\varepsilon$. Пусть теперь набор $b=(\alpha_1, \alpha_2, 0, 1)$, тогда $v^0=0$. Таким образом, $\max\{v^1, v^0\}=\varepsilon$.

Очевидно, что ненадежность программы Pr_g не превосходит 2ε , поскольку программа Pr_g содержит только два ненадежных вычислительных оператора.

Доказательство теоремы 2. Пусть B – полный конечный базис, содержащий обобщенную конъюнкцию, т.е. функцию вида $x_1^{\alpha_1} \& x_2^{\alpha_2}$ ($\alpha_1, \alpha_2 \in \{0, 1\}$). По лемме 2 функцию $g(x_1, x_2, x_3, x_4)=x_1^{\alpha_1}x_2^{\alpha_2} \vee \bar{x}_3x_4$ можно реализовать программой Pr_g , для которой справедливы соотношения $\max\{v^1, v^0\}=\varepsilon$ и $N_\varepsilon(Pr_g) \leq 2\varepsilon$.

Пусть f – произвольная булева функция. Воспользуемся теоремой 1 (неравенство (2)), полагая $\sigma_5=1$, $\sigma_1=\alpha_1$, $\sigma_2=\alpha_2$, $\sigma_3=0$, $\sigma_4=1$. Тогда функцию f можно реализовать неветвящейся программой, которая при всех $\varepsilon \in (0, 1/960]$ функционирует с ненадежностью не больше $\varepsilon + 65\varepsilon^2$.

СЛЕДСТВИЕ 1. В полном конечном базисе, содержащем обобщенную конъюнкцию, любую булеву функцию f можно реализовать такой программой Pr_f , что при всех $\varepsilon \in (0, 1/960]$ справедливо неравенство $N_\varepsilon(Pr_f) \leq \varepsilon + 13\varepsilon^2$.

Доказательство. Пусть B – полный конечный базис, содержащий обобщенную конъюнкцию. По лемме 2 некоторую функцию $g(x_1, x_2, x_3, x_4)=x_1^{\alpha_1}x_2^{\alpha_2} \vee \bar{x}_3x_4$ можно реализовать программой Pr_g , ненадежность которой $N_\varepsilon(Pr_g) \leq 2\varepsilon$ и $\max\{v^1, v^0\}=\varepsilon$.

Пусть f – любая булева функция. По теореме 3 в базисе B функцию f можно реализовать неветвящейся программой R_f , ненадежность которой удовлетворяет неравенству $N_\varepsilon(Pr_f) \leq \varepsilon + 65\varepsilon^2 \leq 1,07\varepsilon$ при всех $\varepsilon \in (0, 1/960]$.

Пусть $N=1,07\varepsilon$. Воспользуемся неравенством (1), учитывая, что $\max\{v^1, v^0\}=\varepsilon$, $N_\varepsilon(Pr_g) \leq 2\varepsilon$. Тогда функцию f можно реализовать такой неветвящейся программой Pr_f , что при всех $\varepsilon \in (0, 1/960]$ верно неравенство $N_\varepsilon(Pr_f) \leq \max\{v^1, v^0\} + 4N \cdot N_\varepsilon(Pr_g) + 4N^2 \leq \varepsilon + 4 \cdot 1,07\varepsilon \cdot 2\varepsilon + 4 \cdot (1,07\varepsilon)^2 \leq \varepsilon + 13\varepsilon^2$.

В качестве сравнения для схем из ФЭ известно [2], что в произвольном полном базисе любую булеву функцию f можно реализовать схемой из ФЭ при тех же типах неисправностей с ненадежностью не больше $3\varepsilon + 100\varepsilon^2$ при всех $\varepsilon \in (0, 1/960]$. Однако в некоторых базисах данную верхнюю оценку можно улучшить.

Например, в базисе $\{x_1 \& x_2, \bar{x}_1\}$ она составляет $3\varepsilon + 27\varepsilon^2$ при всех $\varepsilon \in (0, 1/480]$; для базиса $\{x_1 \sim x_2, x_1 \& x_2, 0\}$ верхняя оценка ненадежности равна $\varepsilon + 11\varepsilon^2$ при всех $\varepsilon \in (0, 1/480]$; в базисах $\{x_1 \sim x_2, x_1 \& x_2, x_1 \oplus x_2\}$ и $\{x_1 \oplus x_2, x_1 \& x_2, 1\}$ имеем $\varepsilon + 9\varepsilon^2$ при всех $\varepsilon \in (0, 1/480]$; в базисе $\{x_1 \& x_2, x_1 \vee x_2, \bar{x}_1\}$ получено $\varepsilon + \varepsilon^2 + 10\varepsilon^3$ при всех $\varepsilon \in (0, 1/11]$. Тогда как для неветвящихся программ при константных неисправностях типа 0 на выходах вычислительных операторов верхняя оценка ненадежности составляет ε^2 , а при константных неисправностях типа 1 она составляет $\varepsilon + 13\varepsilon^2$ для всех $\varepsilon \in (0, 1/960]$, что в общем случае значительно лучше, чем для схем.

Список литературы

- Чашкин, А. В. О среднем времени вычисления значений булевых функций / А. В. Чашкин // Дискретный анализ и исследование операций. – 1997. – Т. 4, № 1. – Январь–март. – С. 60–78.
- Алексина, М. А. Синтез асимптотически оптимальных по надежности схем из ненадежных элементов : моногр. / М. А. Алексина. – Пенза : ИИЦ ПГУ, 2006. – 156 с.
- Васин, А. В. Об асимптотически оптимальных схемах в базисе $\{x_1 \& x_2, x_1 \vee x_2, \bar{x}_1\}$ при инверсных неисправностях на выходах элементов / А. В. Васин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Физико-математические науки. – 2008. – № 4. – С. 3–17.
- Грабовская, С. М. О надежности неветвящихся программ с ненадежным оператором условной остановки в произвольном полном конечном базисе / С. М. Грабовская // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Физико-математические науки. – 2011. – № 3 (19). – С. 52–60.
- Алексина, М. А. Синтез асимптотически оптимальных схем / М. А. Алексина, А. В. Васин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2009. – № 2(10). – С. 48–62.

АЛГОРИТМ И УСТРОЙСТВО ИДЕНТИФИКАЦИИ ТРЕХЭЛЕМЕНТНЫХ НЕРЕЗОНАНСНЫХ ДВУХПОЛОСНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

А. В. Грачев, П. П. Чураков

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Рассмотрены особенности построения компьютерной модели для определения параметров нерезонансных трехэлементных двухполюсных цепей.

Правильное определение эквивалентной схемы замещения объекта исследования особенно актуально при проведении исследований физико-химических и физико-технических процессов, измерении влажности, при проведении медико-биологических исследований и т.п.

Адекватный выбор эквивалентной электрической схемы замещения (ЭЭСЗ) объекта исследования во многом определяют метрологические характеристики проводимого измерения. Для определения конфигурации и структуры ЭЭСЗ требуется получить оценку параметров выходного сигнала измерительной схемы (ИС)[1].

Таким образом, число вариантов двухполюсных электрических цепей (ДЭЦ) можно определить выражением:

$$N = \sum_{j=1}^g \left[\prod_{i=1}^{h_j} \left(C_{m_i}^{n_i} \right) \right], \quad (1)$$

где g – число конфигураций двухполюсных ДЭЦ ($g = 4$ для трехэлементных и 8 для четырехэлементных ДЭЦ); n – число элементарных участков ЭЦ; i – номер ветви/плеча j -ой конфигурации; n_i – число элементов в i -ой ветви/плече; m_i – число элементов ДЭЦ.

Для трехэлементной ДЭЦ число вариантов равно 20, а для четырехэлементной возрастет до 90. Пример трехэлементной нерезонансной ДЭЦ дан на рис. 1.

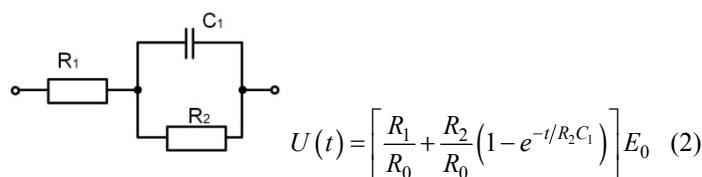


Рис. 1. Вариант конфигурации ЭЦ и описание выходного напряжения.

Модель для определения параметров трехэлементных двухполюсных ДЭЦ строится на следующих положениях:

- Определение элементов ДЭЦ происходит при импульсном входном воздействии;
- Из-за низкой добротности катушек индуктивности в качестве опорного элемента используются резисторы или конденсаторы;

- Анализ выходных сигналов ИС основывается на принципах построения устройств измерения параметров электрических цепей с селективными методами обеспечения инвариантности.

В данной модели заложены следующие этапы идентификации ДЭЦ (рис.2):

1. Выбор опорного воздействия, места включения ДЭЦ в ИС, выбор опорного элемента;
2. Определение формы выходного сигнала ИС;
3. Идентификация ДЭЦ.

Выбор ИС удобно рассматривать, используя унифицированную форму записи оператора ИС через вспомогательные коэффициенты: $a = \pm 1$ – коэффициент, определяющий конфигурацию ДЭЦ и место ее включения в ИС ($a = +1$ последовательная или последовательно-параллельная ДЭЦ включена в цепь ООС ОУ; $a = -1$ параллельная или параллельно-последовательная ДЭЦ включена во входную цепь ОУ); b – коэффициент, определяющий характер сопротивления элемента ЭЦ ($b = 0$ для элемента с активным резистивным сопротивлением R , $b = 1$ для элемента с реактивным сопротивлением); c - коэффициент, определяющий характер сопротивления реактивного элемента ($c = +1$ для индуктивного L и активного R сопротивлений, $c = -1$ для емкостного сопротивления C) [2].

Считая все параметры ДЭЦ информативными, оператор ИС можно представить в операторной форме следующим образом:

– для последовательных или последовательно-параллельных ЭЦ:

$$\Phi(p; \Pi[X]; \Pi_0) = \left[\sum_{i=0}^m p^{abc} x_i^{ac} + \sum_{j=0}^{n-m} p^{-abc} x_i^{-ac} \right] p^{-abc} x_0^{-ac}, \quad (3)$$

– для параллельных или параллельно-последовательных ДЭЦ:

$$\Phi(p; \Pi[X]; \Pi_0) = \left[\sum_{i=0}^m p^{-abc} x_i^{-ac} + \sum_{j=0}^{n-m} p^{abc} x_i^{ac} \right] p^{abc} x_0^{ac}, \quad (4)$$

В этих выражениях параметр x соответствует сопротивлению элемента ДЭЦ [3].

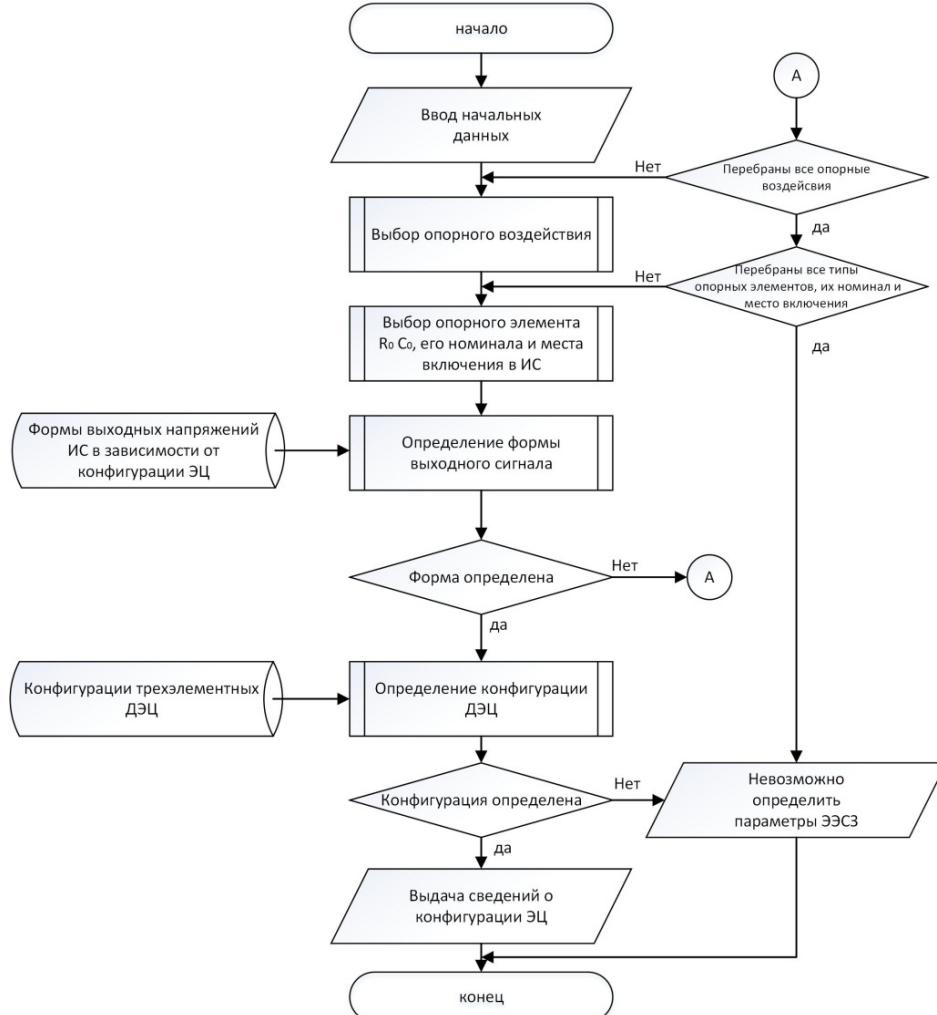


Рис. 2. Алгоритм идентификации ЭЦ

Если все параметры ДЭЦ являются информативными, то синтез оптимальной ИС необходимо производить на основе следующих критериев:

1. Критерий полной информативности выходного сигнала ИС (в выходном сигнале ИС должны быть представлены все составляющие, определяемые параметрами ЭЦ и отсутствовать составляющие в виде дельта-функций);

2. Критерий разделяемости составляющих выходного сигнала ИС (выходной сигнал ИС должен быть представлен суммой ортогональных сигналов, разделяемых без увеличения погрешности).

Для идентификации нерезонансных ДЭЦ (рис.3) в формирователе опорных сигналов ФОС формируются сигналы для воздействия на измерительную схему ИС в виде перепада напряжения $\pm E_0$ и линейно изменяющегося напряжения $\pm E_0 t/\tau$ и для идентификации ЭЦ в узле детектирования УД пятью видами сигналов U_{op} : перепадом напряжения $\pm E_0$, линейно изменяющимся напряжением $\pm E_0 t/\tau$, квадратично изменяющимся $\pm E_0 t^2/2\tau^2$, экспоненциально нарастающим $\pm E_0 [1 - \exp(-t/\tau)]$, экспоненциально уменьшающимся $\pm E_0 \exp(-t/\tau)$. УД содержит многоканальный коррелятор. При наличии определенного сигнала, увеличивается сигнал на одном из выходов коррелятора и эта информация поступает на один из входов узла обработки и принятия решений УОПР. Используя схему управления ФОС и УД, а также базу данных выходных напряжений различных конфигураций ДЭЦ, УОПР определяет состав ЭЭСЗ.

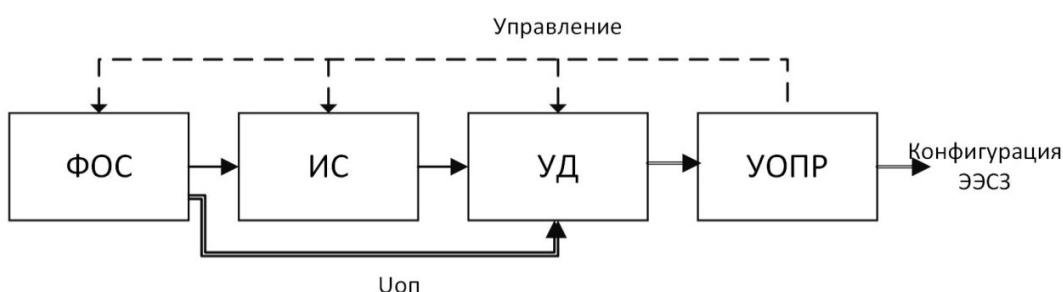


Рис. 3. Функциональная схема устройства идентификации

Если параметры не определены (рис. 2) это означает, что ДЭЦ может быть четырехэлементной, резонансной или нелинейной.

К преимуществам вычислительных схем определения параметров ЭЭСЗ можно отнести удобство задания управляемых напряжений и определение типа ЭЭСЗ по базе заранее рассчитанных параметров.

Список литературы

- Светлов, А. В. Принципы построения преобразователей параметров многоэлементных двухполюсных электрических цепей / А. В. Светлов. – Пенза : Изд-во Пенз. гос. ун-та, 1999. – 144 с.
- Чураков, П. П. Измерители параметров катушек индуктивности / П. П. Чураков, Б. Л. Свищунов. – Пенза : Изд-во Пенз. гос. ун-та, 1998. – 180 с.
- Грачев, А. В. Передаточные функции измерительных схем преобразователей параметров многополюсных электрических цепей / А. В. Грачев, П. П. Чураков // Информационные технологии в науке и производстве (ИТПН-2013) : материалы Всерос. науч.-техн. конф. – Самара : Самар. гос. техн. ун-т, 2013. – С. 25–28.
- Маркелов, М. К. Технология проектирования накладных вихревых преобразователей / М. К. Маркелов // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2013. – Спецвыпуск № 1. – С. 245–254.
- Пат. 2483313 RU МКП G01R27/22. Преобразователь параметров кондуктометрического датчика в напряжение / Грачев А. В., Гудожников Е. С., Чураков П. П. // Бюл. № 15 от 27.05.2013.
- Черных, И. В. Моделирование электротехнических устройств в MATLAB, SimPowerSystems и Simulink / И. В. Черных. – М. : ДМК Пресс ; СПб. : Питер, 2008. – 288 с.

МОДЕЛИРОВАНИЕ НАПРЯЖЕННОГО СОСТОЯНИЯ МАГНИТОЖИДКОСТНОГО СЕНСОРА В ПОТОКЕ ЖИДКОСТИ

C. Н. Грицюк

*Балаковский институт техники, технологии и управления (филиал
Саратовского государственного технического университета им. Ю. А. Гагарина), г. Балаково, Россия*

В работе проведено моделирование деформации упругооболочечного сенсора цилиндрической формы под действием распределенной нагрузки. Приведена конструкция гидроэлектрического преобразователя расхода, роль чувствительного элемента в котором выполняет магнитная жидкость, заключенная в упругую

оболочку. Получена математическая модель, представляющая собой зависимость тока на выходе преобразователя от расхода рабочей среды. Приведены расчетные соотношения, позволяющие вывести математическую модель деформации упругооболочечного сенсора.

Моделирование является одним из наиболее распространенных методов исследования систем. Модели создаются для изучения механизма функционирования объекта, для прогнозирования реакции объекта на внешние воздействия, для оптимизации объекта. Преимущество модели – возможность изменять ее параметры, вводить некоторые воздействия с целью изучения реакции системы. Моделирование является главенствующим направлением в проектировании и исследовании новых систем, анализе свойств существующих систем, выборе и обосновании оптимальных условий их функционирования.

При разработке систем автоматического управления важным является вопрос выбора первичных измерительных устройств, которые могут быть использованы в качестве элементов обратной связи. Особое значение имеют точные и надежные измерения расхода диэлектрических жидкостей в напорных потоках. Актуальное направление – разработка устройств для измерения параметров диэлектрических сред с использованием магнитной жидкости в качестве управляемого элемента конструкции. Применение магнитной жидкости обуславливается малой энергоемкостью узлов с ее использованием, возможностью подавать ее в малые зазоры и удерживать в необходимых местах конструкции электромагнитным полем. На рисунке 1 представлена конструкция гидроэлектрического преобразователя расхода (ГЭПР). [1]

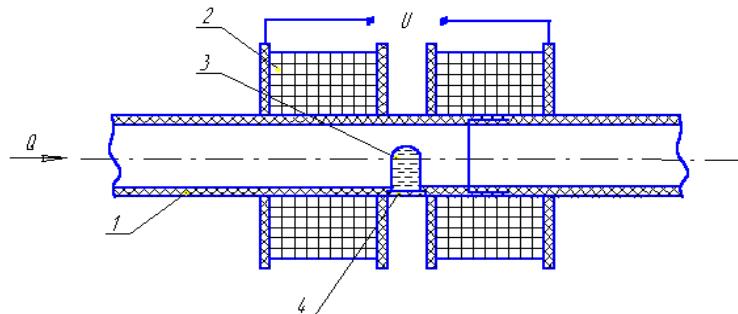


Рис. 1. Конструкция ГЭПР: 1 – корпус; 2 – электромагнитные катушки; 3 – магнитожидкостный сенсор; 4 – крышка

Принцип действия гидроэлектрического преобразователя расхода основан на использовании закономерностей, определяющих зависимость энергии потока, а значит и его скорости, от физического состояния среды. Под действием напора рабочей жидкости под определенным давлением происходит смещение магнитной массы, фиксируемое индуктивным датчиком (магнитное поле катушек влияет на форму сердечника – тонкостенной оболочки, заполненной магнитной жидкостью). По диапазону смещения и деформации магнитожидкостного сенсора можно судить о расходе измеряемой жидкости. Магнитная жидкость (МЖ), заключенная в упругую оболочку, используемая в качестве чувствительного элемента конструкции, является динамически управляемым элементом, что обеспечивает достаточно высокое быстродействие ГЭПР. [1]

При разработке математической модели ГЭПР решены задачи определения величины воздействия со стороны потока жидкости, набегающей на магнитожидкостный сенсор, и взаимодействия механических сил с силами, действующими при приложении электромагнитного поля. Теоретической базой при исследовании физических явлений, происходящих в гидроэлектрическом преобразователе расхода, служат уравнения Навье-Стокса, уравнение неразрывности потока, а также уравнения Maxwella, описывающие характер электромагнитного поля. [4]

В результате анализа действия сил, влияющих на смещение чувствительного элемента со стороны измеряемой среды (внешняя нагрузка) и внутренней нагрузки (давление МЖ), представляющей собой осесимметричное нагружение, получено разрешающее уравнение краевого эффекта, параметры деформации, усилия и моменты. Общее решение получено суммированием результатов расчета по безмоментной теории и краевого эффекта. Математическая модель ГЭПР с МЖ сенсором представляет собой зависимость тока на выходе преобразователя от расхода рабочей среды $I(Q)$ [2].

$$I = \frac{\pi \cdot \rho \cdot \sqrt{(r_0 + \rho)^2 + z^2} \cdot ((r_0 - \rho)^2 + z^2) \cdot (20 \cdot 10^{-5} \cdot \Delta p \cdot a_1^3 \cdot 10^{-9} \cdot + 3 \cdot l \cdot Q \cdot \mu \cdot d^2 \cdot a^2)}{4 \cdot 10^4 \cdot k \cdot l \cdot \mu_a \cdot a_1^3 \cdot \Delta \cdot \sqrt{z^2 T^2 + \rho^2 R^2}}$$

$$T = -K \cdot ((r_0 - \rho)^2 + z^2) + N \cdot (r_0^2 + \rho^2 + z^2); \quad R = K \cdot ((r_0 - \rho)^2 + z^2) + N \cdot (r_0^2 - \rho^2 - z^2); \quad (1)$$

$$K = \frac{\pi}{2} \cdot \left(1 + 2 \cdot \frac{4 \cdot \rho \cdot r_0}{8(z^2 + (r_0 + \rho)^2)} + 9 \cdot \frac{(4 \cdot \rho \cdot r_0)^2}{64(z^2 + (r_0 + \rho)^2)^2} + \dots \right)$$

$$N = \frac{\pi}{2} \cdot \left(1 - 2 \cdot \frac{4 \cdot \rho \cdot r_0}{8(z^2 + (r_0 + \rho)^2)} - 3 \cdot \frac{(4 \cdot \rho \cdot r_0)^2}{64(z^2 + (r_0 + \rho)^2)^2} + \dots \right); k = \frac{2UwL_0}{\delta_0(r^2 + w^2 L_0^2)}$$

где a_1, d, l – радиус, диаметр, длина проточной части, м; r_0 – радиус витка с током, м; η – динамическая вязкость рабочей среды, кг/(м·с); a – радиус оболочки, м; Δp – перепад давления, Па; μ – магнитная проницаемость среды, Гн/м; $\mu - \mu_a \approx \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$, Гн/м.

Для моделирования смещения цилиндрической оболочки, закрепленной в корпусе ГЭПР, применяется безмоментная теория, так как соблюдаются все условия существования безмоментного напряженного состояния: оболочка имеет плавно изменяющуюся непрерывную поверхность с постоянной толщиной; нагрузка на оболочку является непрерывной; закрепление оболочки обеспечивает свободное перемещение края по нормали. Используем приближенное представление величины давления рабочей среды и закона изменения его во времени. Замкнутая цилиндрическая оболочка имеет радиус R , длину образующей L и толщину h .

Давление, возникающее на поверхности оболочки при набегании фронта волны (рисунок 2):

$$q(\phi, t) = p e^{-\eta(V_\phi t - \xi)} \cos^2 \phi H(V_\phi t - \xi) H\left(\frac{\pi}{2} - |\phi|\right), \quad (2)$$

где ϕ – полярный угол; V_ϕ - скорость движения фронта волны; H – функция Хевисайда [3].

$$\xi = R(1 - \cos \phi) \quad (3)$$

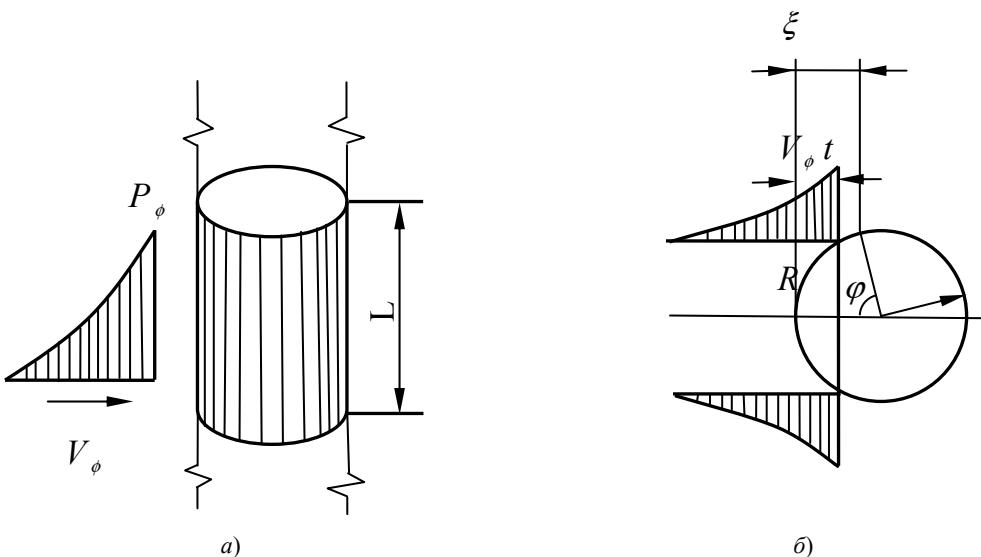


Рис. 2. Схема взаимодействия оболочки с волной: а – процесс набегания волны; б – продолжение фронта волны

В уравнении (2) коэффициент $p = q(\phi, t)$ при $\phi = t = 0$ – представляет собой давление в точках критической образующей цилиндра (на линии встречи с фронтом) в момент прихода волны. Множителем $H(V_\phi t - \xi)$ учитывается подвижность нагрузки: в фиксированной точке поверхности избыточное давление $q(\phi, t)$ возникает только с приходом волны. Параметр η характеризует интенсивность спада давления в точках поверхности после прихода в них фронта. При известной величине импульса давления J , сообщающего волной единице поверхности, ориентированной перпендикулярно направлению движения фронта, значение η [3]:

$$J = \int_0^\infty q(0, t) dt, \eta = \frac{p}{V_\phi J}. \quad (4)$$

Приведенные расчетные соотношения позволяют вывести математическую модель деформации упругооболочечного сенсора цилиндрической формы.

От характера воздействия потока жидкости на магнитожидкостный сенсор, то есть распределения сил по его поверхности, зависят многие факторы, влияющие на качество работы электрогидравлических устройств с магнитожидкостным сенсором: долговечность оболочки магнитожидкостного сенсора; чувствительность МЖС к изменению скорости потока; сопротивление магнитожидкостного сенсора к потоку жидкости при регулировании расхода [2].

Магнитожидкостный сенсор находится под действием внешней нагрузки – давления исследуемой среды и внутренней нагрузки – давления магнитной жидкости. Давление магнитной жидкости на стенки сенсора представляет собой осесимметричное нагружение, при котором все усилия, действующие на оболочку, будут постоянны по окружности. Гидростатическая нагрузка:

$$p_3 = P_{y\theta} \cdot (L - x), \quad (5)$$

где $P_{y\theta}$ – удельный вес магнитной жидкости, Н/м³; L – длина магнитожидкостного сенсора, м.

Внешняя нагрузка определяется путем решения уравнений устойчивости [3]:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + \frac{1-v}{2a^2} \cdot \frac{\partial^2 u}{\partial \theta^2} + \frac{1+v}{2R} \cdot \frac{\partial^2 v}{\partial x \partial \theta} + \frac{v}{a} \cdot \frac{\partial \omega}{\partial x} &= -\frac{1-v^2}{Eh} p_1; \\ \frac{1+v}{2a} \cdot \frac{\partial^2 u}{\partial x \partial \theta} + \frac{1}{a^2} \cdot \frac{\partial^2 v}{\partial \theta^2} + \frac{1-v}{2} \cdot \frac{\partial^2 v}{\partial x^2} + \frac{1}{a^2} \cdot \frac{\partial \omega}{\partial \theta} &= k \cdot \\ \left[\frac{1}{a^2} \cdot \frac{\partial^3 \omega}{\partial \theta^3} + \frac{\partial^3 \omega}{\partial x^2 \partial \theta} - \frac{1-v}{2} \cdot \frac{\partial^2 v}{\partial x^2} - \frac{1}{a^2} \cdot \frac{\partial^2 v}{\partial \theta^2} \right] &= -\frac{1-v^2}{Eh} p_2; \\ v \frac{\partial u}{\partial x} + \frac{1}{a} \frac{\partial v}{\partial \theta} + \frac{\omega}{R} + k \left[R^3 \frac{\partial^4 \omega}{\partial x^4} + 2R \frac{\partial^4 \omega}{\partial x^2 \partial \theta^2} + \frac{1}{a} \frac{\partial^4 \omega}{\partial \theta^4} - \frac{1}{a} \frac{\partial^3 v}{\partial \theta^3} - R \frac{\partial^3 v}{\partial x \partial \theta} \right] &= \frac{a(1-v^2)}{Eh} p_3 \end{aligned} \quad (6)$$

где $k = \frac{h^2}{12a^2}$; $p_1 = p_2 = p_3 = 0$.

Перемещения оболочки в момент потери устойчивости:

$$\begin{aligned} u &= A \sin m\theta \cdot \sin \frac{\pi x}{l}, \\ v &= B \cos m\theta \cdot \cos \frac{\pi x}{l}, \\ \omega &= C \sin m\theta \cdot \cos \frac{\pi x}{l} \end{aligned} \quad (7)$$

Число полуволн, образующихся при потере устойчивости оболочки:

$$m = \frac{1}{\pi} \sqrt[4]{\frac{Eh}{a^2 D}}, \quad (8)$$

где E – модуль продольной упругости, Нм; h – толщина оболочки, м; a – радиус оболочки, м; D – жесткость оболочки.

Равномерно распределенная нагрузка на оболочку:

$$q \frac{(1-v^2)a}{Eh} = \frac{1-v^2}{(m^2-1)(1+\frac{m^2 l^2}{\pi R^2})^2} + \frac{h^2}{12a^2} \left(m^2 - 1 + \frac{2m^2 - 1 - v}{1 + \frac{m^2 l^2}{\pi^2 a^2}} \right). \quad (9)$$

Проведено моделирование поведения упругооболочечного сенсора под действием распределенной нагрузки. Рассчитывая оболочку по безмоментной теории, пренебрегаем крутящими и изгибающими моментами и поперечными силами, возникающими в сечениях оболочки. Общее решение задачи получено суммированием результатов расчета по безмоментной теории и краевого эффекта [3]. Чем большая величина нагрузки действует на магнитожидкостный сенсор, тем существеннее его деформация.

Прогиб оболочки:

$$\omega = \frac{P}{8\beta^2 D} \quad (10)$$

По результатам проведенного моделирования можно сделать вывод о наиболее предпочтительных параметрах магнитожидкостного сенсора и ГЭПР, о необходимом режиме течения жидкости для использования полученных решений в гидроэлектрических устройствах.

Список литературы

- Грицюк, С. Н. Магнитожидкостный измеритель расхода диэлектрических жидкостей / С. Н. Грицюк // Современные проблемы электрофизики и электродинамики жидкостей : сб. докладов 8-й Междунар. науч. конф. – СПб. : СПбГТУ, 2006. – С. 263–266.

2. Грицюк, С. Н. Измерение расхода диэлектрических сред с помощью магнитожидкостных преобразователей / С. Н. Грицюк // 12-я Международная Плесская конференция по магнитным жидкостям : сб. научн. тр. – Плес, 2006.
3. Колкунов, Н. В. Основы расчета упругих оболочек / Н. В. Колкунов. – М. : Высшая школа, 1972. – 188 с.
4. Лойцинский Л. Г. Механика жидкости и газа / Л. Г. Лойцинский. – М. : Наука, 1973. – 902 с.

МОДЕЛИРОВАНИЕ УПРАВЛЯЕМЫХ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ НИТРИФИКАЦИИ И ДЕНИТРИФИКАЦИИ В БИОЛОГИЧЕСКОЙ ОЧИСТКЕ СТОЧНЫХ ВОД

E. K. Грудяева, С. Е. Душин

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ», г. Санкт-Петербург, Россия

Представлены нелинейные динамические модели управляемых процессов нитрификации и денитрификации в двухзонном биореакторе с контуром рециркуляции. Модели базируются на модели Хенце ASM1 и описывают микробиологические процессы удаления соединений азота из сточных вод, изменение щелочности, концентраций растворимого субстрата, инертных соединений, а также популяций бактерий. Приведены графики переходных процессов компьютерного моделирования.

Использование математических моделей является необходимой частью современного проектирования сооружений биологической очистки сточных вод. Потребность в них обусловлена требованиями высокого качества управления технологическим процессом, ограниченным набором приборов измерения, а также временными задержками при использовании лабораторных анализов и сложностью качественного анализа проб иловой массы.

К числу моделей, представляющих основные процессы в активном иле, относится ASM1, разработанная группой исследователей во главе с М. Хенце [1, 2]. Модель описывает процессы удаления доминирующих загрязнителей в сточной воде – соединений азота. В результате нитрификации аммонийный азот окисляется до нитратного, а денитрификация преобразует нитратный азот в газообразный, уходящий в атмосферу. Данные процессы проходят в результате жизнедеятельности специальных групп бактерий – нитрификаторов, которые нуждаются в обеспечении кислородом. Денитрификаторы предпочитают бескислородные условия; именно в этом случае удаление нитратов происходит наиболее эффективно.

В большинстве очистных сооружений используется схема очистки с предвключенной денитрификацией, после которой расположена зона нитрификации (рис. 1). Предусмотрен также нитратный рецикл из второй зоны в первую.

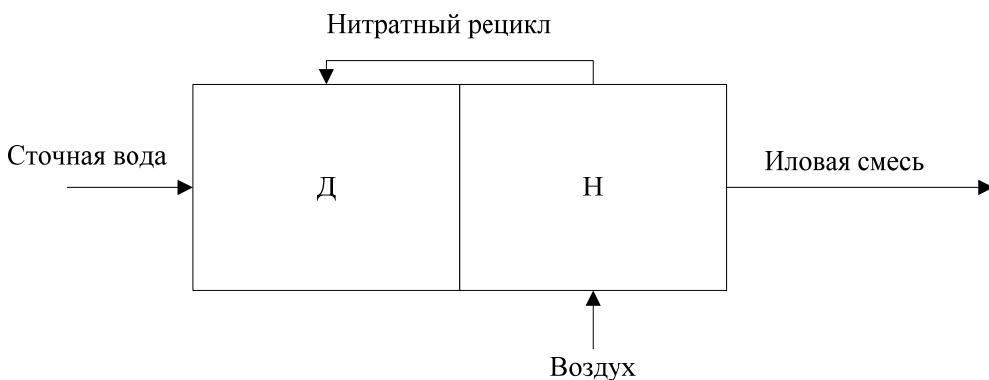


Рис. 1

С целью выявления собственных динамических свойств анализ поведения моделей нитрификации и денитрификации производился в отдельности.

В результате аналитических исследований [3] обнаружилось, что система нитрификации характеризуется тремя состояниями равновесия. Были определены границы входных параметров, при которых система переходит в состояние равновесия 1 (точка вымывания) или 3 (точка роста). Переходные процессы в окрестности равновесного состояния 2 не соответствуют физическим процессам, поскольку координаты принимают отрицательные значения. Также найдены соотношения входных концентраций аммония и кислорода, времени реакции и установившегося значения концентрации бактерий, при которых система переходит в состояние 3, то есть осуществляется удаление аммония из сточной воды.

Из перечисленных величин управляемыми являются время биохимической реакции и концентрация кислорода в ограниченном диапазоне. Управление позволяет в случае обедненных стоков сохранить популяцию бактерий без вымывания из реактора.

Анализ устойчивости особых точек показал, что состояния равновесия 2 и 3 устойчивы, а состояние 1 – не устойчиво. При любой ненулевой концентрации бактерий система переходит в устойчивое состояние 3.

Поскольку нитрификация проходит с участием кислорода, его увеличение должно обеспечивать лучшую очистку. В результате компьютерных экспериментов был определен характер зависимости установленногося значения концентрации аммония от входной концентрации кислорода. Установлено, что при низких концентрациях аммония на входе (менее 3 мг/л) зависимость его установленногося значения на выходе от входной концентрации кислорода нелинейная, и при увеличении подачи кислорода удаление аммония возрастает. При увеличении входной концентрации загрязнителя (более 3 мг/л) скорость удаления аммония можно считать линейной. Однако стоит отметить, что даже в случае аэрации реактора чистым кислородом сложно достичь концентрации выше 10 мг/л, поскольку растворимость кислорода зависит от температуры воды. Например, при температуре воды 20°C растворимость кислорода составляет 9,02 мг/л. Для более высокой растворимости необходимо снижать температуру в биореакторе, что отрицательно скажется на процессе биологической очистки.

Для изучения особенностей модели денитрификации рассматривались процессы в биореакторе-денитрификаторе. Как показали исследования, система денитрификации также характеризуется тремя особыми точками. Результаты анализа их устойчивости совпадают с ранее полученными для модели нитрификации. Выявлены условия физической осуществимости равновесных состояний, определены значения входных концентраций субстрата и времени нахождения в реакторе для обеспечения очистки без вымывания культуры. Кроме того, определены наиболее эффективные с точки зрения очистки интервалы времени реакции и уровня входных субстратов, а также установлено, при каких значениях субстрата на входе денитрификация прекращается.

В зависимости от времени реакции и входных значений субстрата для модели денитрификации численно определены области существования типов особых точек, а также найдены интервалы указанных величин (времени реакции и входных значений субстрата), при которых точка равновесия 3 перерождается из устойчивого узла в устойчивый фокус. Качество процессов системы с фокусом ухудшается.

В результате исследования влияния кислорода на процесс денитрификации установлено максимальное значение концентрации кислорода, при котором происходит удаление нитратов. Выход из указанного интервала означает прекращение процесса удаления нитратов.

В связи с тем, что получаемая концентрация аммония на выходе реактора при заданных технологических и конструктивных параметрах выше установленных в России норм, требуется регулирование процесса его удаления из системы. Управляющей величиной является расход рецикла, входная концентрация растворенного кислорода, а также расход стоков на входе биореактора. На базе модели ASM1 разработана модель биореактора с управляемым рециклом.

При разработке модели принимались следующие ограничения и допущения:

- зоны биореактора с идеальным перемешиванием;
- состав активного ила образован бактериями нитрификаторов и денитрификаторов;
- температура в аппарате фиксирована и равна 20°C;
- на вход биореактора поступают: аммонийный азот, нитратный азот, растворенное биологически разлагаемое органическое вещество; входные стоки также характеризуются щелочностью.

Модель зоны 1, денитрификации:

$$\begin{aligned} \frac{dX_{ba1}}{dt} &= \frac{Q^r}{V_1} X_{ba2} - \frac{Q^{bx} + Q^r}{V_1} X_{ba1} + r_{ba1}; \\ \frac{dX_{bh1}}{dt} &= \frac{Q^r}{V_1} X_{bh2} - \frac{Q^{bx} + Q^r}{V_1} X_{bh1} + r_{bh1}; \\ \frac{dS_{nh1}}{dt} &= \frac{Q^{bx}}{V_1} S_{nh}^{bx} + \frac{Q^r}{V_1} S_{nh2} - \frac{Q^{bx} + Q^r}{V_1} S_{nh1} + r_{nh1}; \\ \frac{dS_{no1}}{dt} &= \frac{Q^{bx}}{V_1} S_{no}^{bx} + \frac{Q^r}{V_1} S_{no2} - \frac{Q^{bx} + Q^r}{V_1} S_{no1} + r_{no1}; \\ \frac{dS_{s1}}{dt} &= \frac{Q^{bx}}{V_1} S_s^{bx} + \frac{Q^r}{V_1} S_{s2} - \frac{Q^{bx} + Q^r}{V_1} S_{s1} + r_{ss1}; \\ \frac{dX_{s1}}{dt} &= \frac{Q^r}{V_1} X_{s2} - \frac{Q^{bx} + Q^r}{V_1} X_{s1} + r_{xs1}; \\ \frac{dS_{o1}}{dt} &= \frac{Q^r}{V_1} S_{o2} - \frac{Q^{bx} + Q^r}{V_1} S_{o1} + r_{o1}; \\ \frac{dS_{nd1}}{dt} &= \frac{Q^r}{V_1} S_{nd2} - \frac{Q^{bx} + Q^r}{V_1} S_{nd1} + r_{snd1}; \end{aligned}$$

$$\frac{dX_{nd1}}{dt} = \frac{Q^r}{V_1} X_{nd2} - \frac{Q^{bx} + Q^r}{V_1} X_{nd1} + r_{xnd1};$$

$$\frac{dS_{alk1}}{dt} = \frac{Q^{bx}}{V_1} S_{alk}^{bx} + \frac{Q^r}{V_1} S_{alk2} - \frac{Q^{bx} + Q^r}{V_1} S_{alk1} + r_{alk1};$$

$$\frac{dX_{p1}}{dt} = \frac{Q^r}{V_1} X_{p2} - \frac{Q^{bx} + Q^r}{V_1} X_{p1} + r_{p1}.$$

Модель зоны 2, нитрификации:

$$\frac{dX_{ba2}}{dt} = \frac{Q^{bx} + Q^r}{V_2} (X_{ba1} - X_{ba2}) + r_{ba2};$$

$$\frac{dX_{bh2}}{dt} = \frac{Q^{bx} + Q^r}{V_2} (X_{bh1} - X_{bh2}) + r_{bh2};$$

$$\frac{dS_{nh2}}{dt} = \frac{Q^{bx} + Q^r}{V_2} (S_{nh1} - S_{nh2}) + r_{nh2};$$

$$\frac{dS_{no2}}{dt} = \frac{Q^{bx} + Q^r}{V_2} (S_{no1} - S_{no2}) + r_{no2};$$

$$\frac{dS_{s2}}{dt} = \frac{Q^{bx} + Q^r}{V_2} (S_{s1} - S_{s2}) + r_{ss2};$$

$$\frac{dX_{s2}}{dt} = \frac{Q^{bx} + Q^r}{V_2} (X_{s1} - X_{s2}) + r_{xs2};$$

$$\frac{dS_{o2}}{dt} = \frac{Q^{bx} + Q^r}{V_2} (S_o^{bx} - S_{o2}) + r_{o2};$$

$$\frac{dS_{nd2}}{dt} = \frac{Q^{bx} + Q^r}{V_2} (S_{nd1} - S_{nd2}) + r_{snd2};$$

$$\frac{dX_{nd2}}{dt} = \frac{Q^{bx} + Q^r}{V_2} (X_{nd1} - X_{nd2}) + r_{xnd2};$$

$$\frac{dS_{alk2}}{dt} = \frac{Q^{bx} + Q^r}{V_2} (S_{alk1} - S_{alk2}) + r_{alk2};$$

$$\frac{dX_{p2}}{dt} = \frac{Q^{bx} + Q^r}{V_2} (X_{p1} - X_{p2}) + r_{p2},$$

где X – концентрации взвешенных веществ, $\text{г}/\text{м}^3$; S – концентрации растворенных веществ, $\text{г}/\text{м}^3$; r – скорости изменения концентраций в результате химических реакций, $\text{г}/\text{м}^3 \cdot \text{сут}$; Q – расход, $\text{м}^3/\text{сут}$; V – объемы зон реагатора, м^3 . Нижние индексы компонентов модели означают: ba – нитрификаторы (автотрофы); bh – денитрификаторы (гетеротрофы); nh – аммоний; no – нитраты; o – кислород; s – легко разлагаемое вещество; nd – медленно разлагаемый азот; p – инертное вещество; alk – щелочность. Индексы 1 и 2 соответствуют зоне 1 денитрификации и зоне 2 нитрификации. Верхние индексы « bx » и « r » означают принадлежность величины к входному потоку и рециклируемому потоку соответственно. Управляющими величинами являются расход рецикла Q^r и входная концентрация растворенного кислорода S_o^{bx} .

Уравнения скоростей изменения концентраций в результате химических реакций приводятся без привязки к зонам:

$$r_{ba} = \left(\mu_{ma} \frac{S_{nh}}{S_{nh} + K_{nh}} \frac{S_o}{S_o + K_{oa}} - b_a \right) X_{ba};$$

$$\begin{aligned}
r_{bh} &= \left[\left(\mu_{bh} \frac{S_s}{S_s + K_s} \right) \left(\frac{S_o}{S_o + K_{oh}} + \eta_g \frac{K_{oh}}{S_o + K_{oh}} \frac{S_{no}}{S_{no} + K_{no}} \right) - b_h \right] X_{bh}; \\
r_{no} &= -\frac{1 - Y_h}{2,86Y_h} \mu_{bh} \frac{S_s}{S_s + K_s} \eta_g \frac{K_{oh}}{S_o + K_{oh}} \frac{S_{no}}{S_{no} + K_{no}} X_{bh} + \frac{1}{Y_a} \mu_{ma} \frac{S_{nh}}{S_{nh} + K_{nh}} \frac{S_o}{S_o + K_{oa}} X_{ba}; \\
r_{nh} &= -i_{xb} \left(\mu_{bh} \frac{S_s}{S_s + K_s} \right) \left(\frac{S_o}{S_o + K_{oh}} + \eta_g \frac{K_{oh}}{S_o + K_{oh}} \frac{S_{no}}{S_{no} + K_{no}} \right) X_{bh} - \\
&\quad - \left(\frac{1}{Y_a} + i_{xb} \right) \mu_{ma} \frac{S_{nh}}{S_{nh} + K_{nh}} \frac{S_o}{S_o + K_{oa}} X_{ba} + k_a S_{nd} X_{bh}; \\
r_{ss} &= -\frac{1}{Y_h} \left(\mu_{bh} \frac{S_s}{S_s + K_s} \right) \left(\frac{S_o}{S_o + K_{oh}} + \eta_g \frac{K_{oh}}{S_o + K_{oh}} \frac{S_{no}}{S_{no} + K_{no}} \right) X_{bh} +; \\
&\quad + k_h \frac{X_s / X_{bh}}{K_x + X_s / X_{bh}} \left(\frac{S_o}{S_o + K_{oh}} + \eta_h \frac{K_{oh}}{S_o + K_{oh}} \frac{S_{no}}{S_{no} + K_{no}} \right) X_{bh}; \\
r_{xs} &= (1 - f_p) (b_h X_{bh} + b_a X_{ba}) - k_h \frac{X_s / X_{bh}}{K_x + X_s / X_{bh}} \left(\frac{S_o}{S_o + K_{oh}} + \eta_h \frac{K_{oh}}{S_o + K_{oh}} \frac{S_{no}}{S_{no} + K_{no}} \right) X_{bh}; \\
r_o &= -\frac{1 - Y_h}{Y_h} \mu_{bh} \frac{S_s}{S_s + K_s} \frac{S_o}{S_o + K_{oh}} X_{bh} - \frac{4,57 - Y_a}{Y_a} \mu_{ma} \frac{S_{nh}}{S_{nh} + K_{nh}} \frac{S_o}{S_o + K_{oa}} X_{ba}; \\
r_{snd} &= \left[k_h \frac{X_{nd} / X_{bh}}{K_x + X_s / X_{bh}} \left(\frac{S_o}{S_o + K_{oh}} + \eta_h \frac{K_{oh}}{S_o + K_{oh}} \frac{S_{no}}{S_{no} + K_{no}} \right) - k_a S_{nd} \right] X_{bh}; \\
r_{xnd} &= (i_{xb} - f_p i_{xp}) (b_h X_{bh} + b_a X_{ba}) - k_h \cdot \frac{X_{nd} / X_{bh}}{K_x + X_s / X_{bh}} \left(\frac{S_o}{S_o + K_{oh}} + \eta_h \frac{K_{oh}}{S_o + K_{oh}} \frac{S_{no}}{S_{no} + K_{no}} \right) X_{bh}; \\
r_{alk} &= \left(\frac{1 - Y_h}{14 \cdot 2.86Y_h} - \frac{i_{xb}}{14} \right) \mu_{bh} \eta_g \frac{S_s}{S_s + K_s} \frac{K_{oh}}{S_o + K_{oh}} \frac{S_{no}}{S_{no} + K_{no}} X_{bh} - \\
&\quad - \frac{i_{xb}}{14} \mu_{bh} \frac{S_s}{S_s + K_s} \frac{S_o}{S_o + K_{oh}} X_{bh} + \frac{1}{14} k_a S_{nd} X_{bh} - \left(\frac{i_{xb}}{14} + \frac{1}{7Y_a} \right) \mu_{ma} \frac{S_{nh}}{S_{nh} + K_{nh}} \frac{S_o}{S_o + K_{oa}} X_{ba}; \\
r_p &= f_p (b_h X_{bh} - b_a X_{ba}).
\end{aligned}$$

где μ_{ma} , μ_{bh} – максимальные удельные скорости роста автотрофов и гетеротрофов, сут⁻¹; b_a , b_h – константы распада автотрофов и гетеротрофов, сут⁻¹; K_{nh} , K_{no} , K_{oa} , K_{oh} , K_s , K_x – константы полунасыщения по аммонию при нитрификации, по нитрату при денитрификации, по кислороду для автотрофов и гетеротрофов, по легко разложимому субстрату при денитрификации, для гидролиза медленно разлагаемого вещества, г/м³; Y_a , Y_h – максимальные коэффициенты прироста биомассы для автотрофов и гетеротрофов, г/г ХПК; η_g , η_h – корректирующие факторы скорости роста гетеротрофов и гидролиза в бескислородных условиях; i_{xb} – фракция азота в биомассе активного ила; k_a – скорость аммонификации; f_p – доля частиц биомассы, получаемых в результате процессов распада и восстановления; k_h – максимальная скорость гидролиза; k_h – константа гидролиза в реакции первого порядка, сут⁻¹; i_{xp} – фракция азота в массе продуктов распада, г/г ХПК.

Моделирование проводилось при входных значениях загрязнений, усредненных по 28 объектам очистки в России и ближнего зарубежья. В системе предусмотрено включение ПИ-регулятора расхода потока иловой смеси в рециклике, составного регулятора с установленными весовыми коэффициентами для одновременного снижения относительных ошибок регулирования по концентрациям аммония и нитратов, а также регулятора концентрации кислорода. На рис. 2 представлены графики концентраций на выходе реактора при фиксированном расходе рециклика и постоянной концентрации растворенного кислорода на входе нитрификатора (прерывистые графики) и с регулированием расхода в рециклике и концентрации кислорода (сплошные графики). Установившиеся значения концентраций аммония и нитратов превышают установ-

ленные нормы. Однако снижение входного расхода на 70% обеспечивает нулевые ошибки регулирования. При заданном объеме биореактора уровень загрязнений на выходе соответствует норме тогда, когда входной расход не превышает $2 \text{ м}^3/\text{сут}$, в противном случае концентрации загрязнений превышают допустимые в несколько раз.

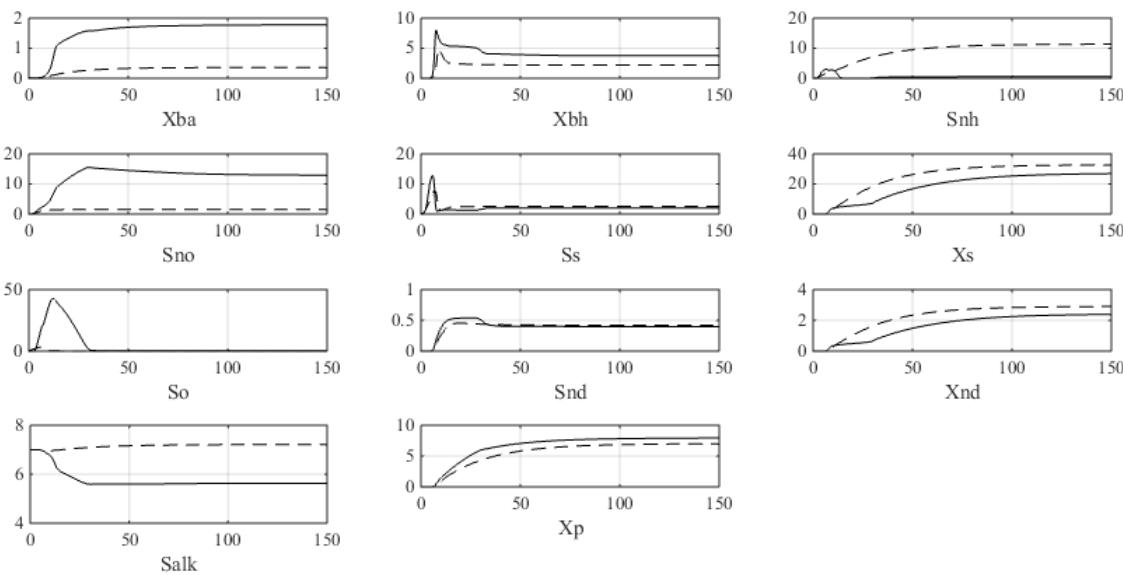


Рис. 2

Таким образом, проведенное исследование поведения моделей управляемых процессов нитрификации и денитрификации позволило определить эффективные для очистки соотношения входных потоков. Показано, что система управления двухзонного реактора с рециркуляцией и управляемой подачей кислорода способна обеспечивать максимально допустимые концентрации загрязнений на выходе при «средних» концентрациях на входе. Введение регулирования по входному потоку должно гарантировать нулевые ошибки регулирования по концентрациям аммония и нитратов.

Рассмотренная типовая структура реактора не является совершенной, поскольку поток рециркуляции в многозонном биореакторе направлен из зоны нитрификации, насыщенной кислородом, в зону денитрификации, где кислород препятствует очистке. Поэтому необходимо исследование такой структуры, где после зоны нитрификации следует бескислородная зона, из которой осуществляется нитратный рецикл.

Список литературы

1. Activated Sludge Model No. 1. Scientific and Technical Report No. 1 / M. Henze, C. P. L. Grady, W. Gujer, G. V. R. Marais, T. Matsuo. – London : IAWPRC, 1987.
2. Очистка сточных вод / М. Хенце, П. Армоэс, Й. Ля-Кур-Янсен, Э. Арван. – М. : Мир, 2004. – 480 с.
3. Грудяева, Е. К. Анализ динамики процесса нитрификации в модели биологической очистки сточных вод ASM1 / Е. К. Грудяева, С. Е. Душин // Известия СПбГЭТУ «ЛЭТИ». – 2015. – Вып. 1. – С. 12–17.

МОДЕЛИРОВАНИЕ УПРАВЛЯЕМЫХ ПРОЦЕССОВ СЛИВА СЖИЖЕННЫХ УГЛЕВОДОРОДНЫХ ГАЗОВ

К. М. Жеронкин, М. А. Уткин, М. С. Федоров

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ», г. Санкт-Петербург, Россия

Перевалка сжиженных углеводородных газов (СУГ) через морские терминалы осуществляется морским и железнодорожным транспортом. В данной работе приведены результаты разработки математической модели процесса слива СУГ из железнодорожных цистерн и результаты исследования динамических процессов в зависимости от начальных условий, свойств перекачиваемых продуктов, параметров технологических агрегатов и алгоритмов управления.

Сжиженные углеводородные газы (СУГ), такие как пропан и бутан, широко используются в различных тепловых приборах, холодильных установках, химической промышленности при производстве полипропилена, бутена и растворителей. Углеводородные газы хранят и транспортируют в сжиженном состоянии. Разработка математических моделей технологических процессов транспортировки, приема, хранения и отгрузки СУГ [4–6] позволяет исследовать динамические процессы в зависимости от начальных условий, свойств перекачиваемых продуктов, возмущений внешней среды, параметров технологических агрегатов и

алгоритмов управления. Результаты разработки математических моделей и исследований динамических процессов могут использоваться при синтезе законов управления, создании тренажеров, модернизации и отладке алгоритмов управления на объекте.

В данной работе рассматривается технологическая операция управляемого слива сжиженных углеводородных газов (СУГ) под давлением из железнодорожного транспорта в емкости резервуарного парка Комплекса по перегрузке СУГ в морском торговом порту Усть-Луга Ленинградской области. Функциональная схема технологической операции слива СУГ представлена на рис. 1. Газовая фаза ($\Gamma\Phi$) СУГ из емкостей E-4 – E-6 резервуарного парка поступает на вход компрессора K, который повышает ее плотность и давление на величину Δp и Δp соответственно. С выхода компрессора $\Gamma\Phi$ продукта поступает в железнодорожные цистерны E-1 – E-3, в которых создается повышенное давление. Разность давлений $\Gamma\Phi$ продукта между емкостями и железнодорожными цистернами вынуждает перемещаться жидкую фазу (ЖФ) продукта из железнодорожных цистерн в емкости резервуарного парка.

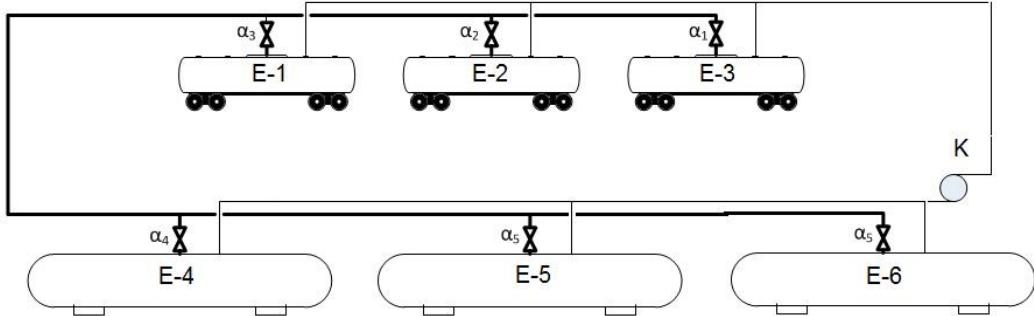


Рис. 1. Технологическая схема слива СУГ

По окончанию слива производится отсос и компримирование избыточного количества паров СУГ из железнодорожных цистерн в емкости резервуарного парка. Для этого на вход компрессора подключается трубопровод $\Gamma\Phi$ железнодорожных цистерн, а на выход компрессора – трубопровод $\Gamma\Phi$ резервуарного парка. Движение $\Gamma\Phi$ СУГ при отсосе паров имеет направление противоположное движению $\Gamma\Phi$ СУГ при сливе. Отсос паров осуществляется до тех пор, пока давление в цистернах не станет близким к атмосферному.

Уравнения слива жидкой фазы СУГ. Основным компонентом математической модели ЖФ является уравнение изменения уровня в горизонтально лежащей цилиндрической емкости или цистерне [6]:

$$\frac{dh_i}{dt} = \frac{\alpha_i \sum_{j=1}^k \alpha_j q_{ij}}{2l_i \sqrt{-h_i(h_i - 2r_i)}}, \quad (1)$$

где l_i и r_i – длина и радиус емкости, h_i – уровень продукта в емкости; $\sum q_{ij}$ – сумма расходов продукта на входе и выходе из емкости; α_i – состояние задвижки или клапана на трубопроводе. Соотношения для расходов q_{ij} при условии, что жидкую фазу продукта не сжимаема, находятся из уравнений Бернулли [1]:

$$\frac{p_i}{\gamma} + \frac{v_{ij}^2}{2g} + h_i + z_i = \frac{p_j}{\gamma} + \frac{v_{ij}^2}{2g} + h_j + z_j + \lambda_{ij} \frac{l_{ij}}{d} \frac{v_{ij}^2}{2g},$$

где p_i , h_i , z_i – давление $\Gamma\Phi$, уровень ЖФ и высота установки i -той емкости, p_j , h_j , z_j – давление $\Gamma\Phi$, уровень ЖФ и высота установки j -той цистерны, v_{ij} – средние скорости потока между i -той емкостью и j -той цистерной, λ_{ij} – коэффициент гидравлического сопротивления, d и l_{ij} – диаметр и длина трубопровода. При условии, что диаметр d трубопровода и удельный вес γ ЖФ в системе постоянны, средние скорости по длине трубопровода будут постоянны. Выразим квадрат средней скорости через расход $v_{ij}^2 = (q_{ij} / s)^2$, где q_{ij} – объемный расход, s – площадь сечения трубопровода. Тогда выражение расхода будет иметь вид:

$$q_{ij} = \text{signum}\left(\frac{1}{\gamma}(p_i - p_j) + h_i - h_j + z_i - z_j\right) \sqrt{\left|\frac{1}{\gamma}(p_i - p_j) + h_i - h_j + z_i - z_j\right| / \mu_{ij}}, \quad (2)$$

где $\mu_{ij} = \lambda_{ij} \frac{l_{ij}}{2g d s^2}$. Из последнего соотношения следует, что направление движения ЖФ СУГ зависит от знака разности давлений и уровней в i -той емкости и j -той цистерне, при этом $q_{ij} = -q_{ji}$.

Уравнения газовой фазы при сливе СУГ. При выводе уравнений газовой фазы рассматриваются суммарные объемы и массы газового пространства всех цистерн и суммарные объемы и массы газового пространства всех емкостей для выбранного продукта (пропана или бутана):

$$V_c = \sum_{i=1}^k V_i, \quad V_e = \sum_{i=k+1}^n V_i, \quad m_c = \sum_{i=1}^k m_i, \quad m_e = \sum_{i=k+1}^n m_i,$$

где V_c , V_e и m_c , m_e – объемы и массы ГФ СУГ в цистернах и емкостях соответственно, k – количество цистерн, $n = k + k$ – количество емкостей. Тогда плотности газовых фаз в цистернах и емкостях будут равны $\rho_c = m_c / V_c$, $\rho_e = m_e / V_e$. Вычислив температуру ГФ $t = f^{-1}(\rho)$ из обратной функции зависимости плотности насыщенных паров от температуры $\rho = f(t)$ [3], можно найти давление насыщенных паров [3]:

$$p = g(t),$$

где t – температура.

При составлении уравнений массопереноса ГФ используем статические характеристики компрессора «расход-давление» и уравнения удельной энергии движения газовой фаз СУГ, выраженные уравнениями Бернулли. Характеристика «расход-давление» для компрессора описывается квадратным уравнением вида:

$$\Delta p = n(aq_n^2 + bq_n + c), \quad (3)$$

где Δp – разность давлений на входе и выходе компрессора, q_n – расход на выходе компрессора, n – производительность компрессора в относительных единицах. Производительность компрессора задается дифференциальным уравнением:

$$\frac{dn}{dt} = -\frac{1}{T}n + \frac{1}{T}u, \quad (4)$$

где u – управляющее воздействие, T – постоянная времени.

Составим уравнения Бернулли для плеч трубопровода ГФ на входе и выходе компрессора:

$$p_h = p_c + \lambda_h \frac{l_h \rho_h}{2d_h s_h^2} q_h^2, \quad p_{ex} = p_e - \lambda_{ex} \frac{l_{ex} \rho_{ex}}{2d_{ex} s_{ex}^2} q_{ex}^2, \quad (5)$$

где p_h , q_h , ρ_h – давление, расход и плотность на выходе компрессора соответственно, p_{ex} , q_{ex} , ρ_{ex} – давление, расход и плотность на входе компрессора соответственно, p_c – давление в железнодорожной цистерне, p_e – давление в емкостях резервуарного парка, d_h , s_h и l_h – диаметр, площадь и длина трубопровода «компрессор – железнодорожная цистерна», d_{ex} , s_{ex} и l_{ex} – диаметр, площадь и длина трубопровода «компрессор – резервуарный парк».

Соотношения (5) справедливы, если плотность ГФ СУГ при движении от емкости до компрессора и от компрессора до цистерны меняются незначительно. Так как массовые расходы ГФ на входе и выходе компрессора равны:

$$\frac{dm_h}{dt} = q_h \rho_h = \frac{dm_{ex}}{dt} = q_{ex} \rho_{ex},$$

то, выразив объемный расход на входе через объемный расход на выходе компрессора,

$$q_{ex} = \frac{q_h \rho_h}{\rho_{ex}},$$

найдем из соотношений (5) значение перепада давлений между выходом и входом компрессора:

$$\Delta p = p_h - p_{ex} = p_c - p_e + \lambda_h \frac{l_h \rho_h}{2d_h s_h^2} q_h^2 + \lambda_{ex} \frac{l_{ex} \rho_{ex}}{2d_{ex} s_{ex}^2} \frac{\rho_h^2}{\rho_{ex}} q_h^2. \quad (6)$$

Приравняв соотношение (3) для компрессора с уравнением перепада давлений (6), получим квадратное уравнение относительно расхода на выходе компрессора q_h :

$$(nc - p_c + p_e) + nbq_h + (na - \lambda_h \frac{l_h \rho_h}{2d_h s_h^2} - \lambda_{ex} \frac{l_{ex} \rho_{ex}}{2d_{ex} s_{ex}^2} \frac{\rho_h^2}{\rho_{ex}})q_h^2 = 0. \quad (7)$$

Введя обозначения

$$a_1 = na - \lambda_h \frac{l_h \rho_h}{2d_h s_h^2} - \lambda_{ex} \frac{l_{ex}}{2d_{ex} s_{ex}^2} \frac{\rho_p^2}{\rho_c}, \quad b_1 = nb, \quad c_1 = nc - p_c + p_e,$$

разрешим уравнения (7) относительно расхода

$$q_h = \frac{-b_1 + \sqrt{b_1^2 - 4a_1 c_1}}{2a_1} = q_h(n). \quad (8)$$

Зная расход на выходе компрессора (8), составим дифференциальные уравнения изменения массы парогазовой фазы в емкостях и железнодорожных цистернах в зависимости от управления u :

$$\begin{cases} \frac{dm_c}{dt} = \rho_h q_h(n) \\ \frac{dm_e}{dt} = -\rho_h q_h(n), \\ \frac{dn}{dt} = -\frac{1}{T} n + \frac{1}{T} u \end{cases} \quad (9)$$

Совместное решение уравнений ЖФ (1, 2) и ГФ (4, 8, 9) продукта определяет временные процессы слива СУГ из железнодорожных цистерн в зависимости от начальных условий, количества цистерн и емкостей, температуры продукта, состояния запорно-регулирующей арматуры.

Уравнения отсоса паров СУГ. Вывод уравнений ГФ СУГ при отсосе паров аналогичен выводу уравнений при сливе за исключением того, что при отсосе паров ГФ СУГ с выхода компрессора проходит через воздушный холодильник и линейный ресивер, в котором собирается конденсат паров СУГ. Пространство ГФ СУГ линейного ресивера связано с пространством ГФ емкостей резервуарного парка. С учетом перечисленных особенностей уравнения ГФ имеют вид:

$$\begin{cases} \frac{dm_c}{dt} = -\rho_c q_{ex}(n) \\ \frac{dm_p}{dt} = -q_p \rho_p + (1-\phi) \rho_p q_h(n) \\ \frac{dm_e}{dt} = q_p \rho_p = q_e \rho_e \\ \frac{dn}{dt} = -\frac{1}{T} n + \frac{1}{T} u \end{cases} \quad (10)$$

где m_c , m_e , m_p и ρ_c , ρ_e , ρ_p – массы и плотности ГФ СУГ в цистернах, емкостях и ресивере; $q_{ex}(n)$, $q_h(n)$, q_p – расходы на входе компрессора, выходе компрессора и между ресивером и емкостями; ϕ – относительная доля превращения расхода $q_h(n)$ в ЖФ СУГ на выходе холодильника, $(1-\phi)\rho_p q_h$ – массовый расход ГФ после холодильника.

Объемные расходы ГФ СУГ в (10) вычисляются из следующих соотношений:

$$q_{ex} = \frac{q_h \rho_p}{\rho_c}, \quad q_h(n) = \frac{-b_2 + \sqrt{b_2^2 - 4a_2 c_2}}{2a_2}, \quad q_p = sign(\frac{p_p - p_e}{\rho_p - \rho_e}) \sqrt{abs((\frac{p_p - p_e}{\rho_p - \rho_e}) / \mu)},$$

$$\text{где } a_2 = na - \lambda_h \frac{l_h \rho_p}{2d_h s_h^2} - \lambda_{ex} \frac{l_{ex}}{2d_{ex} s_{ex}^2} \frac{\rho_p^2}{\rho_c}, \quad b_2 = nb, \quad c_2 = nc + p_c - p_p, \quad \mu = \frac{1}{2s^2} (-1 + (1 + \lambda \frac{l}{2d}) \frac{\rho_p^2}{\rho_e^2})$$

Давления на входе и выходе компрессора определяются соотношениями:

$$p_h = p_p + \lambda_h \frac{l_h \rho_h}{2d_h s_h^2} q_h^2, \quad p_{ex} = p_c - \lambda_{ex} \frac{l_{ex} \rho_{ex}}{2d_{ex} s_{ex}^2} q_{ex}^2.$$

Относительная доля превращения расхода ГФ в ЖФ СУГ и температура конденсата паров СУГ на выходе воздушного холодильника задаются статическими характеристиками:

$$\phi = f(\Delta t, n_x) \text{ и } t_x = g(\Delta t, n_x),$$

в которых $\Delta t = t_g - t_h$ – разность температур окружающего воздуха и ГФ СУГ на выходе компрессора, n_x – относительная производительность холодильной машины. Уравнение относительной производительности воздушного холодильника имеет вид:

$$\frac{dn_x}{dt} = -\frac{1}{T}n_x + \frac{1}{T}u_x, \quad (11)$$

где u_x – управляющее воздействие, T – постоянная времени.

Уравнения ЖФ СУГ в линейном ресивере является уравнением изменения уровня в горизонтально лежащей цилиндрической емкости:

$$\frac{dh_p}{dt} = \frac{q - q_H}{2l_p \sqrt{-h_p(h_p - 2r_p)}} \quad (12)$$

где $q = \phi q_h(n) \rho_p / \rho$ – расход ЖФ на выходе холодильной установки, q_H – расход насоса слива ЖФ из ресивера.

Совместное решение дифференциальных уравнений ГФ (10, 11) и ЖФ (12) продукта определяет временные процессы отсоса паров СУГ из железнодорожных цистерн в зависимости от начальных условий и управляющих воздействий.

Исследование временных процессов слива и отсоса паров производилось при следующих исходных данных:

- продукт – пропан при температуре $t = 20$ град;
- количество цистерн – 10, емкостей – 10;
- элемент регулирования производительности компрессора – преобразователь частоты;
- принцип регулирования основан на поддержании постоянного перепада давления Δp между цистернами и емкостями, закон регулирования ПИД.

Заключение

Регулирование давления и расхода в процессе слива производится изменением относительной производительности компрессора n и относительной производительности холодильной установки n_x .

Скорость протекания временных процессов относительно изменения уровня ЖФ, массы, плотности и давления ГФ в системе зависят от выбранного продукта и его начальной температуры. Время переходных процессов увеличивается с увеличением температуры продукта.

В зимние периоды времени при низких температурах окружающего воздуха плотности и давления насыщенных паров в емкостях резервуарного парка имеют низкие значения, что вызывает необходимость запуска процесса генерации паров СУГ.

Результаты разработки математических моделей и исследований динамических процессов используются при синтезе и отладке алгоритмов управления, создании тренажера для обучения персонала безопасному ведению технологических операций на Комплексе по перегрузке СУГ в морском торговом порту Усть-Луга.

Список литературы

1. Басниев, К. С. Нефтегазовая гидромеханика : учеб. пособие для вузов / К. С. Басниев, Н. М. Дмитриев, Г. Д. Розенберг. – М. ; Ижевск : Институт компьютерных исследований, 2005. – 444 с.
2. Абиев, Р. Ш. Вычислительная гидродинамика и тепломассообмен / Р. Ш. Абиев. – СПб. : Изд-во НИИХимии СПбГУ, 2012. – 576 с.
3. Рид, Р. Свойства газов и жидкостей / Р. Рид, Дж. Праустниц, Т. Шервуд. – Л. : Химия, 1982. – 592 с.
4. Уткин, М. А. Управляемая математическая модель налива сжиженных углеводородных газов в танкеры / М. А. Уткин, С. А. Иванов, М. И. Исаков // Проблемы автоматизации технологических процессов добычи, транспорта и переработки нефти и газа : материалы Всерос. науч.-практ. интернет-конф. – Уфа : Изд-во УГНТУ, 2013. – С. 13–17.
5. Математическая модель процесса управления сливом сжиженных углеводородных газов / М. А. Уткин, М. С. Федоров, С. А. Иванов, М. И. Исаков // Системный синтез и прикладная синергетика : материалы V Междунар. науч. конф. – Пятигорск : ФГАОУ ВПО «СКФУ» (филиал) в г. Пятигорск, 2013. – Т. 3. – С. 151–156.
6. Уткин, М. А. Математические модели управляемых технологических процессов перевалки сжиженных углеводородных газов / М. А. Уткин, С. А. Иванов, М. И. Исаков // XII Всероссийское совещание по проблемам управления (ВСПУ-2014) : тр. – М. : ИПУ РАН им. В. А. Трапезникова, 2014. – С. 4499–4509.

ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ СИСТЕМЫ «СКРЕМБЛЕР – ДЕСКРЕМБЛЕР» НА ОСНОВЕ РЕКУРРЕНТНОЙ ЛИНИИ ЗАДЕРЖКИ

А. П. Иванов, К. А. Ратников, П. А. Тихомиров

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Рассмотрена программная реализация системы «скремблер – дескремблер» на основе рекуррентной линии задержки. Приведены зависимости вероятности неприема битов в зависимости от вероятности ошибок в канале.

Скремблирование – это преобразование потока данных, в результате которого он выглядит как поток случайных битов. В телекоммуникационных системах скремблирование повышает надежность синхронизации устройств [1], подключенных к противоположенным сторонам линии связи. Скремблеры могут быть реализованы на основе рекуррентных линий задержек.

Рекуррентная линия задержки (РЛЗ) представляет собой регистр сдвига, в котором определенным образом вводится обратная связь на основе сумматоров по модулю два. Структурные схемы РЛЗ, заданная полиномом $g(x)=x^5+x^2+1$, представлены на рис. 1.

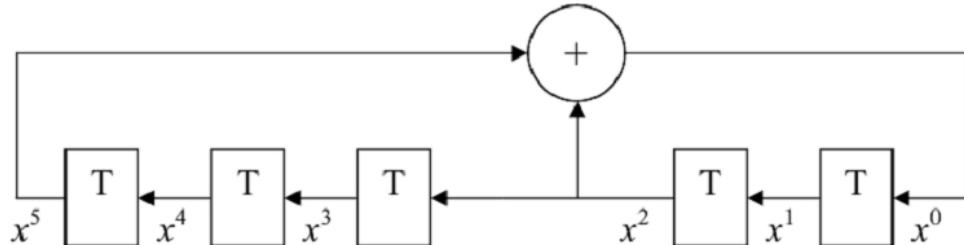


Рис. 1

Наиболее распространены два вида систем «скремблер – дескремблер»: с изолированными и неизолированными (от линии связи) генераторами псевдослучайных последовательностей бит [1]. В работе для реализации была выбрана система с неизолированными генераторами, приведенная на рис. 2 [1].

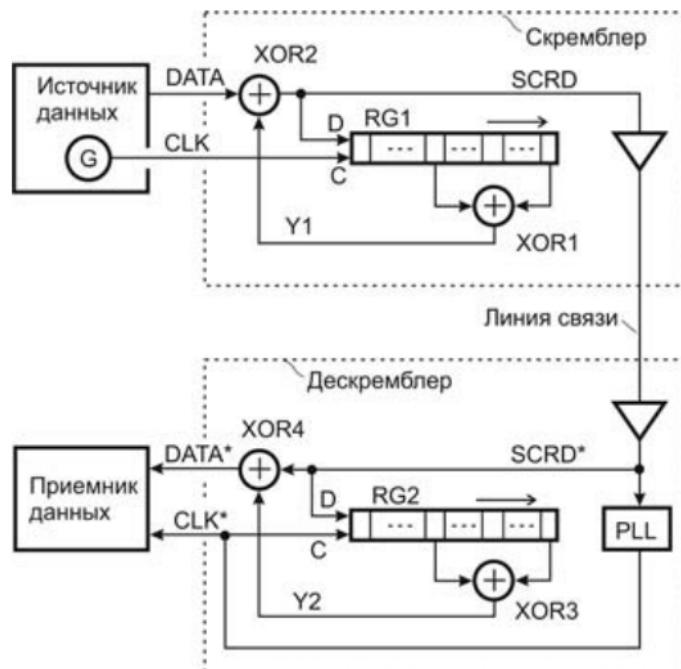


Рис. 2

В системе скремблер и дескремблер содержат фрагменты РЛЗ (см. рис. 1). В скремблере цепь обратной связи РЛЗ на основе регистра сдвига RG1 дополнительно содержит элемент по модулю два XOR2. В дескремблере применена аналогичная РЛЗ на основе регистра сдвига RG2 с разомкнутой цепью обратной связи. Все процессы, протекающие в системе, синхронизируются от тактового генератора G, размещенного в источнике данных. Данный способ построения системы «скремблер – дескремблер» не требует применения какой-либо специальной процедуры начальной синхронизации содержимого RG1 и RG2. Синхронизация достигается автоматически после заполнения регистров сдвига одинаковыми данными.

Была осуществлена программная реализация системы «скремблер – дескремблер» на языке Си. Интерфейс разработанной программы приведен на рис. 3.

Программа разработана для использования в лабораторном практикуме по дисциплине «Сети и системы передачи информации» для студентов специальностей 10.05.02 и 10.05.03. Программа позволяет выполнять исследование работы системы «скремблер – дескремблер» в статическом (пошаговом) и динамическом режимах. При выполнении лабораторного практикума студенты будут исследовать вероятность неприема битов в зависимости от вероятности ошибок в канале связи для различных полиномов $g(x)$. Полученная с использованием программы зависимость вероятности неприема от вероятности ошибок в канале приведены на рис. 4.

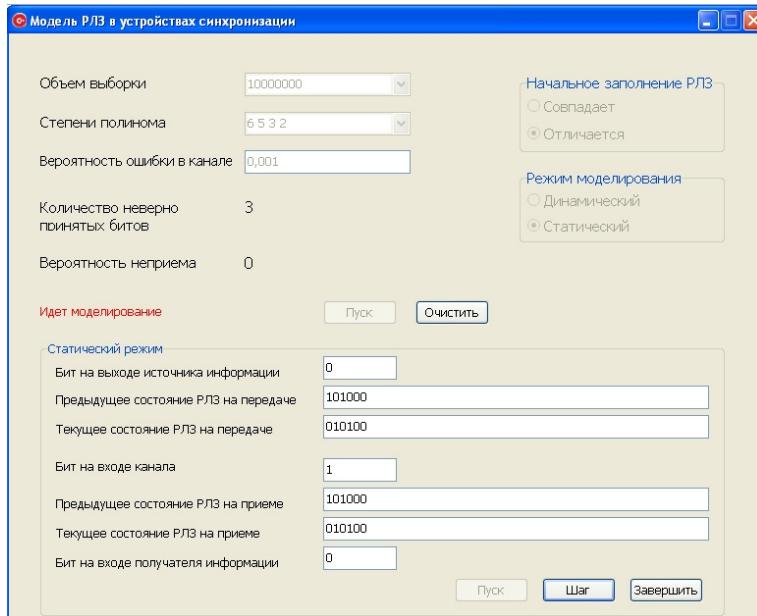


Рис. 3

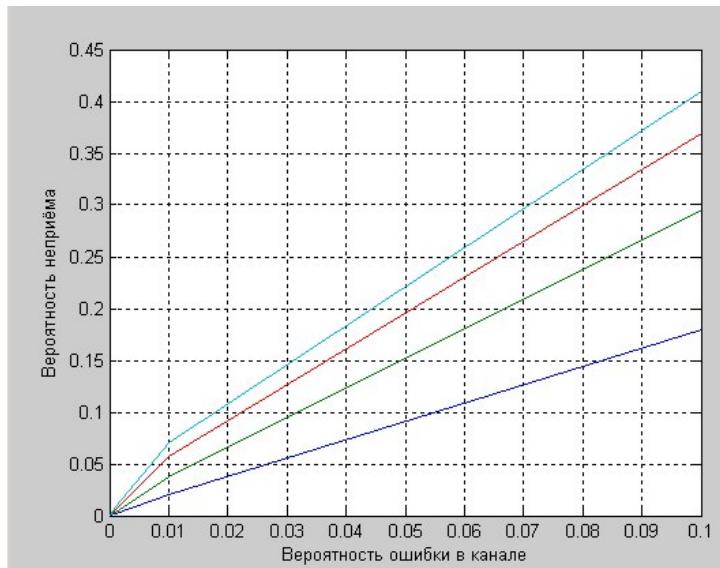


Рис. 4

На рисунке 4 представлены графики вероятности неприема для полиномов $x^{11}+x^9+1$, $x^{11}+x^{10}+x^9+x^7+1$, $x^{11}+x^9+x^8+x^6+x^4+x^3+1$ и $x^{11}+x^{10}+x^7+x^6+x^5+x^4+x^2+x^1+1$. Как видно из рисунка 4 происходит размножение ошибок. При появлении одиночной ошибки в линии связи идентичность содержимого регистров сдвига RG1 и RG2 временно нарушается, но затем автоматически восстанавливается, как только правильные данные вновь заполняют регистр сдвига RG2. Однако в процессе продвижения ошибочного бита по регистру сдвига RG2, а именно, в периоды его попадания сначала на один, а затем на другой вход элемента XOR3 сигнал Y2 дважды принимает неправильное значение. Это приводит к размножению одиночной ошибки. Таким образом, чем больше точек съема будет использовано в регистре сдвига, тем больше будет коэффициент размножения ошибки. Это видно из зависимостей приведенных на рисунке 4. На рисунке 5 приведена зависимость вероятности неприема от количества точек съема в регистре сдвига РЛЗ для тех же полиномов, что и на рис. 4. При этом вероятность ошибок в канале была задана равной 0,001.

Кроме того, система с неизолированными генераторами плохо устойчива по отношению к некоторым неблагоприятным кодовым комбинациям, которые могут возникнуть как при нормальной работе системы, так и в результате преднамеренных действий злоумышленника. Эти ситуации также позволяет смоделировать разработанная программа.

Таким образом, в ходе выполнения лабораторного практикума с использованием разработанной программы студенты должны провести исследование помехоустойчивости системы «скремблер – дескремблер» к воздействию дестабилизирующих факторов [2], построить графики зависимости вероятности неприема битов от этих факторов по результатам исследований, выявить наиболее значимые среди них и выработать рекомендации по устранению их воздействия.

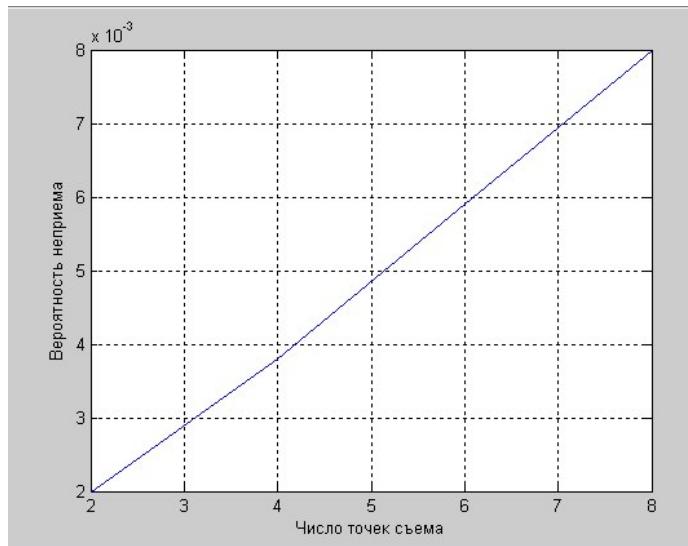


Рис. 5

Использование студентами разработанной программы при выполнении лабораторного практикума по дисциплине «Сети и системы передачи информации» существенно повысит уровень их знаний, а также готовность их разрабатывать устройства систем синхронизации.

Список литературы

1. Шевкопляс, Б. В. Вероятностная синхронизация в телекоммуникационных системах : учеб. пособие / Б. В. Шевкопляс. – М. : БИНОМ. Лаборатория знаний, 2008. – 168 с.
2. Иванов, А. П. Учебный стенд для исследования помехоустойчивости аппаратуры передачи данных / Иванов А. П. // Университетское образование (МКУО–2014) : сб. ст. XVIII Междунар. науч.-метод. конф., посвящ. 200-летию со дня рождения М. Ю. Лермонтова (г. Пенза, 10–11 апреля 2014 г.) / под ред. А. Д. Гулякова, Р. М. Печерской. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2014. – С. 180–181.

СРЕДСТВА МОДЕЛИРОВАНИЯ РЕАЛИСТИЧНЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ЭНДОВАСКУЛЯРНЫХ СИМУЛЯТОРОВ

А. В. Иващенко, А. С. Черепанов

*Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С. П. Королева
(национальный исследовательский университет), г. Самара, Россия*

А. В. Колсанов, А. К. Назарян

Самарский государственный медицинский университет, г. Самара, Россия

Статья посвящена результатам разработки эндоваскулярного тренажера с использованием современных симуляционных технологий. Описываются алгоритмы моделирования хирургической сцены, соответствующей реальным изображениям, наблюдаемым при проведении эндоваскулярных операций. Работа поддержана грантом Минобрнауки России 2014-14-579-0003 (Соглашение 14.607.21.0007).

Одной из актуальных областей применения симуляционных технологий в учебном процессе медицинских вузов является отработка навыков эндоваскулярной хирургии. Эндоваскулярные операции отличаются уникальностью решаемых хирургических задач при малой травматичности. Существует крайне ограниченный перечень доступных для использования виртуальных тренажеров для симуляционного обучения эндоваскулярной хирургии [1]. При этом существующие тренажеры отличаются крайне высокой стоимостью, ограниченным набором доступных операций, закрытой архитектурой, не допускающей возможностей расширения функциональности. Для устранения этих недостатков в рамках аппаратно-программного комплекса «Виртуальный хирург» [2, 3] был разработан оригинальный тренажер эндоваскулярной хирургии, обеспечивающий реалистичную симуляцию проведения операций. Программное обеспечение тренажера позволяет получать и обрабатывать управляющие воздействия от обучаемого через специализированный интерфейс, формировать визуальную и силовую реакцию на воздействия пользователя.

В данной статье описываются технические решения по разработке программного обеспечения симулятора, позволившие обеспечить требуемую реалистичность изображений на экране эндоваскулярного тренажера.

При проведении эндоваскулярной операции используется так называемая С-дуга – интраоперационная хирургическая рентгеновская система. Изображение, получаемое на приемнике С-дуги содержит в себе результат прохождения рентгеновских лучей через ткани человека, а также эндоваскулярных инструментов, участвующих в операции. Ткани человека имеют различную плотность, поэтому на изображении мы можем различать контуры органов и костей. В то же время кровеносные сосуды сливаются с фоном и практически не различимы. В процессе проведения эндоваскулярной операции хирург может выбирать интенсивность рентгеновского излучения, что также влияет на результирующее изображение. Так, импульсы рентгеновской лампы низкой мощности дают изображение со значительной долей шума.

Для качественного моделирования изображений, получаемых С-дугой, необходимо учесть, что лучи рентгеновского излучения поглощаются тем сильнее, чем больший путь проходят в тканях и материалах. Поглощение при этом носит экспоненциальный характер. Для построения изображения делим сцену на области (объекты), для которых считаем плотность постоянной. Далее определяется для каждого луча (считая, что интенсивность постоянна для всех лучей) степень поглощения, вносимая всеми объектами, пересекаемыми данным лучом.

Отметим, что объекты могут пересекаться. В таком случае область пересечения даст суммарное поглощение для пересекающихся объектов. Такой подход позволяет нам получать изображение объектов с отрицательной плотностью. Так, например, можно моделировать изображение газовых пузырей внутри жидкости.

Для построения изображений в реальном времени используется аппаратное ускорение трехмерной графики. Объекты сцены состоят вершин, формирующих треугольники. Треугольники в свою очередь формируют поверхность объектов. Объекты для корректного отображения должны быть замкнуты. Объекты могут быть анимированными, для имитации сердцебиения, дыхания, движения газовых пузырей в кишечнике, движения пациента и т. п. Поскольку реальный источник излучения в составе С-дуги близок к точечному, а приемник излучения представляет собой матрицу чувствительных элементов, мы можем получить изображение, аналогичное по геометрическим характеристикам реальным изображениям, расположив виртуальную камеру в точке излучения, а картинную плоскость задав совпадающей с плоскостью приемника С-дуги.

Ранее отмечалось, что для правильного расчета поглощения луча необходимо учесть путь, проходимый лучом в каждом органе. Если рассматривать объекты из виртуальной камеры, то расстояние, проходимое лучом внутри объекта есть дистанция между передней и задней поверхностью объекта, пересекаемого лучом (для выпуклых тел) или, другими словами, разница между глубиной точек лицевой и нелицевой поверхности. Используя возможности трехмерных ускорителей, можно написать фрагментный шейдер, который будет рассчитывать и записывать глубину изображаемой точки поверхности.

Следует настроить режим смешивания (blending) таким образом, чтобы значения фрагментов складывались. Далее в шейдере необходимо проверить, какой грани принадлежит текущий фрагмент – лицевой или нелицевой. Если грань лицевая, то знак значения глубины меняется. Таким образом, значения глубины нелицевых граней прибавляются к текущему значению для пикселя, а значения глубины лицевых граней вычитаются из текущего значения для пикселя. Легко заметить, что, используя данный подход, мы можем обрабатывать не только выпуклые объекты, а также корректно обрабатывать невыпуклые. Однако, здесь появляется требование на замкнутость объектов – количество лицевых и нелицевых фрагментов для пикселя должно быть одинаковым. Для незамкнутых объектов могут существовать пиксели, у которых это требование не выполняется и полученная пиксельная толщина объекта будет неправильной, что приведет к артефактам на изображении. Результаты моделирования черепа и печени представлены на рис. 1.

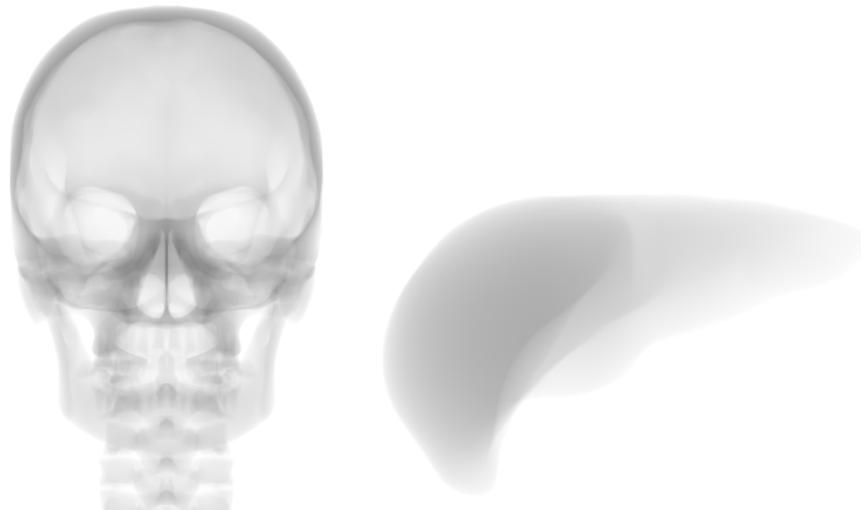


Рис. 1. Формирование изображения для черепа и печени человека

Предложенный способ подходит также для отображения эндоваскулярных инструментов. Эндоваскулярные инструменты, как и органы человека на сцене, представляют собой замкнутые объемные объекты, состоящие из треугольников. Форма эндоваскулярных инструментов рассчитывается средствами ядра физической симуляции. Эндоваскулярные инструменты в основной своей массе представляют из себя деформированные тонкие пруты (проволоки) или полые трубы, имеющие в сечении форму, соответственно круга или кольца, сформированного окружностями. Используя данное свойство, можно выбирать степень детализации инструментов, задавая количество граней, формирующих форму окружности и передавать на видеокарту лишь координаты узловых точек (точек на центральной линии) и значения внутренних и внешних радиусов, тем самым разгружая центральный процессор.

Рассмотренная методика хорошо подходит для изображения объектов с постоянной плотностью. Немного дополнив ее можно использовать для изображения объектов с переменной в пространстве плотностью. Эндоваскулярный симулятор был бы неполным, без корректного изображения движения рентгеноконтрастной жидкости по сосудам человека. Жидкость, смешиваясь с кровью, движется с потоком крови по сосудам. Используя подход, изложенный в работе [2], можно наложить на объект, составляющий кровеносные сосуды, динамическую текстуру в которой содержатся значения плотности рентгеноконтрастного вещества. На этапе построения попиксельной толщины объектов записываем в отдельный канал изображения значение из текстуры. Таким образом, после отрисовки объекта кровеносных сосудов получаем значение толщины в одном канале и динамическое значение плотности в другом канале. После этого необходимо сделать отдельный проход, объединяющий полученные значения толщины и плотности. К сожалению данный подход имеет недостаток в виде артефактов изображения, присутствующих в случае, когда пиксель экрана покрывает несколько ветвей кровеносных сосудов с сильно различающимися значениями плотности. Однако на реальных изображениях это малозаметно (см. рис. 2).



Рис. 2. Результаты моделирования рентгеновского изображения: органов человека, эндоваскулярного инструмента (катетера) и рентген контрастного вещества с динамически изменяющейся плотностью

Заключительным этапом в формировании изображения выступает наложение экранных эффектов – размытие и шум. Поскольку источник рентгеновского излучения в реальной С-дуге близок к точечному, но все же не является таковым, а также из-за рассеивания излучения внутри тканей, изображение, получаемое на приемнике, немного размыто. Для воссоздания данного эффекта мы искусственно размыываем полученное изображение, используя свертку с ядром в виде функции Гаусса.

Шум, видимый на изображении с реальной С-дуги, имеет сложную природу, включающую в себя как эффекты электромагнитного взаимодействия с элементами приемника (включая квантовые эффекты), шум в электронных цепях усиления и другие. Для наших целей используем простой аддитивный шум, накладываемый на изображение после размытия. Для этого используется текстура с заранее сгенерированным шумом, которая складывается итоговым изображением. Текстура смещается на случайное расстояние каждый кадр по обоим координатам, тем самым создавая визуальный эффект случайности процесса.

Получаемые изображения имеют высокую реалистичность и соответствуют требованиям, предъявляемым к эндоваскулярным симуляторам для обучения хирургии.

Список литературы

1. Симуляционное обучение в медицине / науч. ред. А. А. Свистунов, сост. М. Д. Горшков. – М. : Изд-во И МГМУ им. И. М. Сеченова, 2013. – 288 с.
2. Колсанов, А. В. Программное обеспечение тренажера эндоваскулярной хирургии / А. В. Колсанов, Б. И. Яремин, А. С. Воронин, А. С. Черепанов, А. В. Иващенко, Н. В. Сапчин // Программные продукты и системы, 2013. – № 2. – С. 262–267.
3. Колсанов, А. В. Комплекс «Виртуальный хирург» для симуляционного обучения хирургии / А. В. Колсанов, А. В. Иващенко, А. В. Кузьмин, А. С. Черепанов // Медицинская техника. – 2013. – № 6. – С. 7–10.

ИССЛЕДОВАНИЕ ФУНКЦИЙ ПОРОГОВОЙ ОБРАБОТКИ НА МОДЕЛЯХ ДАННЫХ

P. H. Исянов, Е. В. Климова

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

В работе приведен сравнительный анализ результатов шумоподавления сейсмоакустических сигналов, полученных при использовании классических алгоритмов шумоподавления

Рассмотрим действие функций пороговой обработки на примере трешолдинга синусоиды, изображенной на рисунке 1а, и порога, равного половине ее амплитуды ($\tau = 0.5$).

Простейшим примером пороговой обработки является жесткий трешолдинг [1] (см. рисунок 1в), в котором случайный индикатор I сохраняет неизменными все коэффициенты $\gamma_{j,l}$ уровня j , большие или равные порогу τ , и обращает прочие коэффициенты, не удовлетворяющие данному условию, в ноль:

$$T_h = \gamma_l I(|\gamma_l| \geq \tau).$$

Как видно, жесткий трешолдинг является действительно бескомпромиссной процедурой и поэтому с успехом может применяться, например, для сжатия сигналов. Однако жесткому трешолдингу присущи два недостатка, которые снижают его ценность для задачи шумоподавления. Первый из них состоит в том, что сохранение коэффициентов детализации, превышающих некоторое наперед заданное значение порога, подразумевает сохранение также шума, присутствующего в них. Второй недостаток связан с возникновением в результате паразитных гармоник за счет искусственно вызванного появления лакун из обращенных в ноль коэффициентов детализации.

Синусоида, прошедшая процедуру мягкой пороговой обработки [1], показана на рисунке 1б. Здесь наряду с обращением в ноль коэффициентов $\gamma_{j,l}$, содержащих лишь шумовую компоненту, происходит уменьшение коэффициентов детализации на значение τ , что соответствует шумоподавлению также в информативных коэффициентах:

$$T_s = \text{sign}(\gamma_l)(|\gamma_l| - \tau)I(|\gamma_l| \geq \tau).$$

Функция Видаковича [1] представляет собой разновидность функции мягкого трешолдинга (см. рис. 1,2).

$$T_v = \text{sign}(\gamma_l)\sqrt{\gamma_l^2 - \tau^2}I(|\gamma_l| \geq \tau).$$

Свойства данной функции и эффект ее применения в задаче шумоподавления, впрочем как и функции трешолдинга Брюса-Гао [1] (см. рис. 1,д)

$$T_{bg} = \gamma_l I(|\gamma_l| \geq \tau) + 2\left(|\gamma_l| - \frac{\tau}{2}\right)\text{sign}(\gamma_l)I(|\gamma_l| < \tau),$$

до конца остаются невыясненными, в связи с чем требуют проведения дополнительных исследований.

Проиллюстрируем возможности данных функций на примере полигармонического сигнала, взвешенного аддитивным гауссовым шумом. В качестве такого полигармонического сигнала возьмем модель [2, 3], состоящую из 3 гармоник с частотами 7, 10, 16 Гц и шума, дисперсия которого равна 0.1 (спектр данного сигнала показан на рис. 1,а).

На рисунке отчетливо видны 3 спектральных лепестка, соответствующие частотам исходного сигнала, а также изрезанное плато, соответствующее на уровне -40dB шумовой компоненте.

Применяя последовательно к тестовому сигналу процедуру шумоподавления с использованием мягкого, жесткого трешолдингов, а также процедур пороговой обработки Видаковича и Брюса-Гао при условии определения оптимального значения порога по критерию Стейна, получены следующие результаты.

Спектр сигнала, прошедшего процедуру шумоподавления с использованием мягкого трешолдинга, показан на рис. 2,б. По сравнению со спектром исходного сигнала спектр сигнала, прошедшего процедуру шумоподавления с использованием мягкого трешолдинга, практически не изменился: в спектре по-прежнему присутствует спектральное плато шума той же мощности.

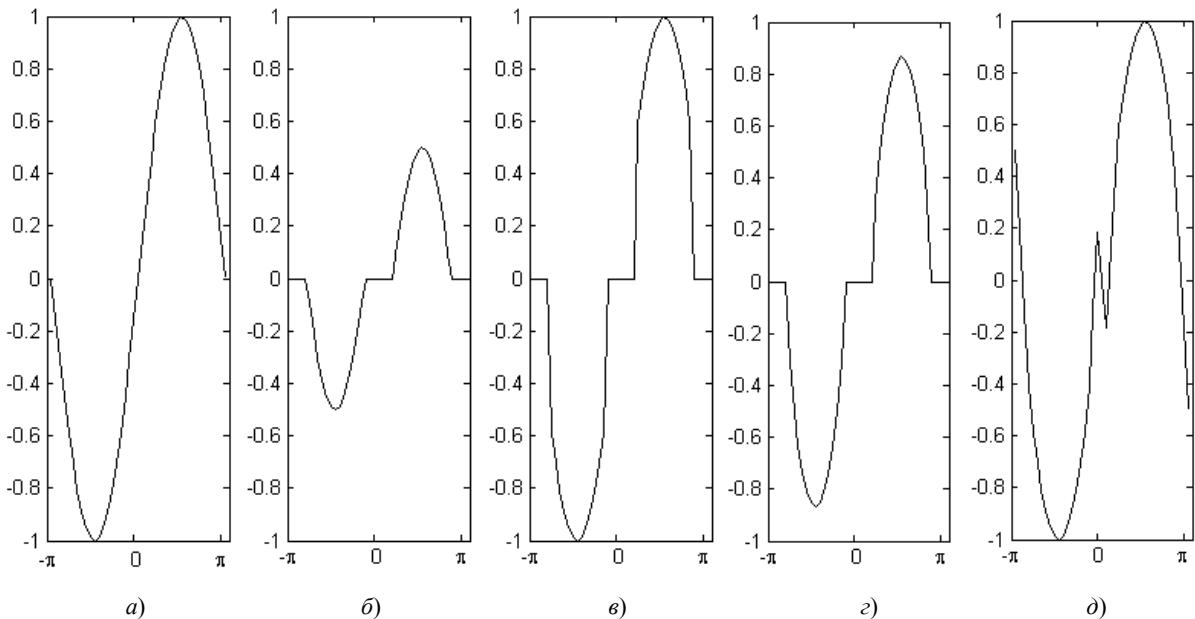


Рис. 1: *a* – тестовая функция; *б* – результат применения мягкого трешолдинга; *в* – результат применения жесткого трешолдинга; *г* – результат трешолдинга по Видаковичу; *д* – результат трешолдинга по Брюсу-Гао

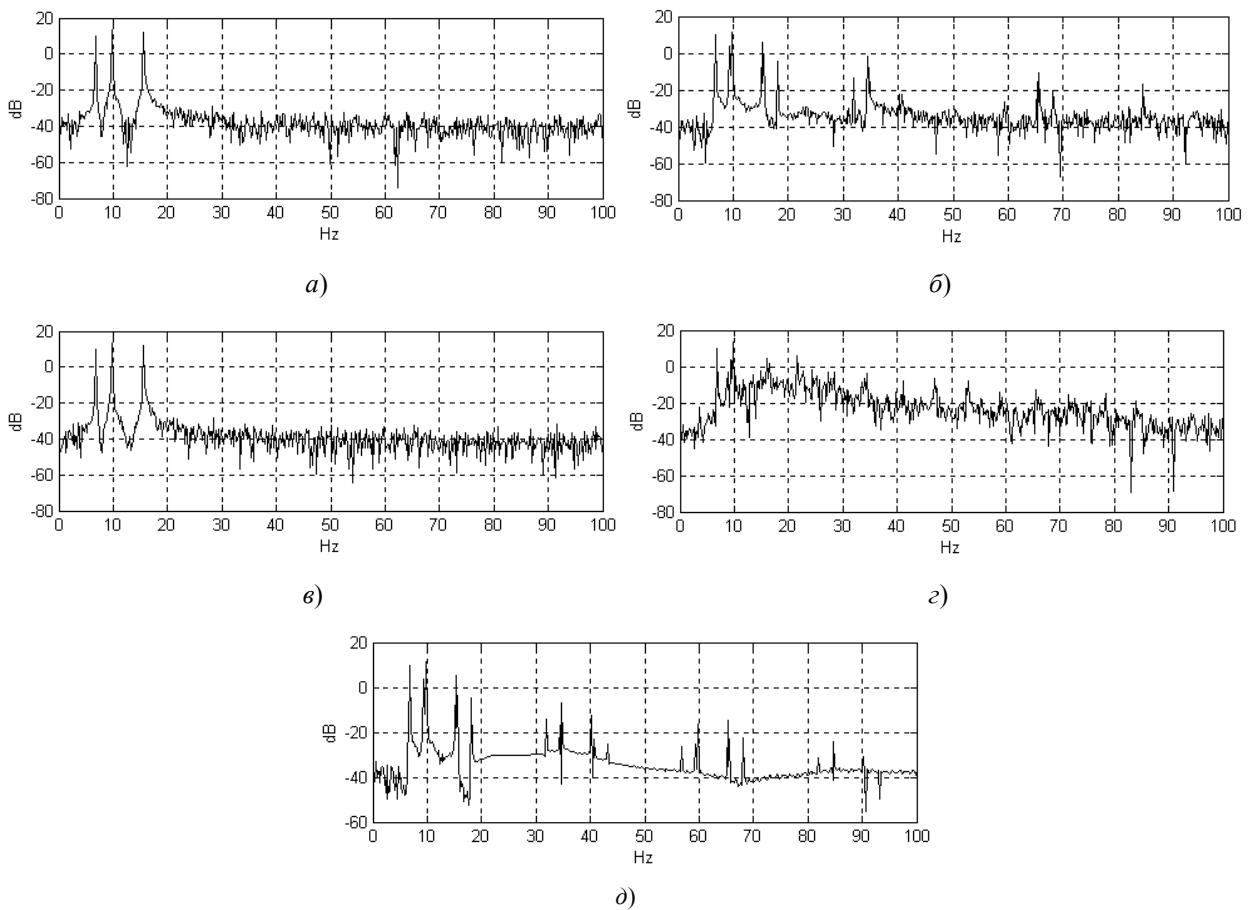


Рис. 2: *a* – спектр исходного сигнала; *б* – спектр сигнала, обработанного с применением мягкого трешолдинга; *в* – спектр сигнала, обработанного с применением жесткого трешолдинга; *г* – спектр сигнала, обработанного с применением трешолдинга Брюса-Гао; *д* – спектр сигнала, обработанного с применением трешолдинга Видаковича

Неудовлетворительные результаты шумоподавления наблюдаются также при пользовании жестким трешолдингом (см. рис. 2,*в*).

Трешолдинг Брюса-Гао, как следует из рис. 2,*г*, приводит, напротив, к появлению новых гармоник в сигнале и, таким образом, увеличению мощности шума: объяснением возникающего здесь эффекта может служить факт появления в чистом тоне сингулярности (высокочастотной составляющей) в результате применения к нему трешолдинга (см. рис. 2,*д*).

Удовлетворительные результаты шумоподавления, как следует из рис. 2, д, присущи лишь трешолдингу Видаковича. Нетрудно видеть, что здесь, в спектре обработанного сигнала, наблюдаются абсолютно плоские плато, отражающие результат подавления большинства гармоник белого шума, а также редкие спектральные лепестки, свидетельствующие о наличии в полученном сигнале некоторых гармоник шума.

Список литературы

1. Härdle, W. Wavelets, approximation and statistical applications / W. Härdle, G. Kerkyacharian, D. Picard, A. Tsybakov. – Paris – Berlin: Seminaire, 1997.
2. Дудкин, В. А. Математические и имитационные модели сейсмических сигналов / В. А. Дудкин, Ю. А. Оленин // Проблемы объектовой охраны : сб. науч. тр. – Вып. 2. – Пенза, 2001. – С. 74–79.
3. Дудкин, С. В. Моделирование сигналов идущего человека для разработки сейсмических систем обнаружения / С. В. Дудкин // Проблемы автоматизации и управления в технических системах : сб. тр. Междунар. науч.-техн. конф. – Пенза : Инф.-изд. центр ПГУ, 2008. – С. 272–278.

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

A. Ю. Каренкова, О. В. Авдеева

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

H. K. Пакулова

Пензенский государственный технологический университет, г. Пенза, Россия

Производится моделирование асинхронного двигателя с целью анализа работы и формулирования оптимальной задачи управления.

Современное промышленное производство характеризуется использованием высокопроизводительных технологических машин и механизмов, оснащенных электрическим приводом системами автоматического управления. Практически все промышленные технологии, основанные на механическом движении, используют электрическую энергию как энергетическую основу для выполнения технологических операций и процессов. За прошедшие годы асинхронные двигатели нашли очень широкое применение в различных отраслях промышленности и сельского хозяйства. Их используют в электроприводе металлорежущих станков, подъемно-транспортных машин, транспортеров, насосов, вентиляторов. Маломощные двигатели используются в устройствах автоматики. Широкое применение асинхронных двигателей объясняется их достоинствами по сравнению с другими двигателями: высокая надежность, возможность работы непосредственно от сети переменного тока, простота обслуживания.

Для асинхронного двигателя (АД) применимо следующее описание в системе синхронных врачающихся координат U, V :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Psi_{sui}}{dt} + L_k \sum_{j=1}^N \frac{1}{L_{sj}} \cdot \frac{d\Psi_{suj}}{dt} = U_u + item_iNu, \\ \frac{d\Psi_{svi}}{dt} + L_k \sum_{j=1}^N \frac{1}{L_{sj}} \cdot \frac{d\Psi_{svj}}{dt} = U_u + item_iNv, \\ \frac{d\Psi_{rui}}{dt} = -R_{ri} i_{rui} + (\omega_n \alpha - p_i \omega_i) \Psi_{rvi} = f_i^3, \\ \frac{d\Psi_{rvi}}{dt} = -R_{ri} i_{rvi} + (\omega_n \alpha - p_i \omega_i) \Psi_{rui} = f_i^3. \end{array} \right.$$

где

$$\left\{ \begin{array}{l} item_iNu = L_k \sum_{j=1}^N \frac{k_{rj}}{L_{sj}} f_j^3 - R_k \sum_{j=1}^N i_{suj} - R_{si} i_{sui} + \omega_n \alpha \Psi_{svi}, \\ item_iNv = L_k \sum_{j=1}^N \frac{k_{rj}}{L_{sj}} f_j^3 - R_k \sum_{j=1}^N i_{svj} - R_{si} i_{svi} + \omega_n \alpha \Psi_{sui}, \end{array} \right.$$

Ψ_{su} , Ψ_{sv} , Ψ_{ru} , Ψ_{rv} имеющие индексы i или j , составляющие потокосцеплений статоров и роторов АД по осям синхронной системы координат u, v (фазовые координаты); R_k, L_k – активное сопротивление и индуктивность общего участка кабельной сети; R_{si}, R_{ri} – активные сопротивления статоров и роторов АД;

ω_n – синхронная угловая частота вращения поля статора АД; ω_i – геометрические частоты вращения роторов АД; pi – числа пар полюсов; k_{rj} – коэффициенты электромагнитной связи роторов; L_{sj} – переходные индуктивности статоров; $i_{sui}, i_{svi}, i_{rui}, i_{rvi}$ – составляющие токов статоров и роторов АД по осям синхронной системы координат u, v ; U_u, U_v – составляющие напряжения питания по осям u, v (управляющие воздействия) на выходе преобразователя частоты; $\alpha = f / f_n$ – управляющее воздействие;

$$i_{suj} = \frac{\Psi_{suj}}{L_{sj}} - \frac{k_{rj}}{L_{sj}} \Psi_{ruj}, \quad i_{svj} = \frac{\Psi_{svj}}{L_{sj}} - \frac{k_{rj}}{L_{sj}} \Psi_{rvj},$$

$$i_{rui} = \frac{\Psi_{ruj}}{L_{sj}} - \frac{k_{rj}}{L_{sj}} \Psi_{suj}, \quad i_{rvi} = \frac{\Psi_{rvj}}{L_{rj}} - \frac{k_{sj}}{L_{rj}} \Psi_{svi}.$$

Приведение к канонической форме записи этой системы обыкновенных дифференциальных уравнений относительно производных по времени от составляющих потокосцеплений статора и ротора по осям u, v базируется на решении этой системы как линейной алгебраической относительно упомянутых производных.

На рис. 1 изображена Simulink-модель АД.

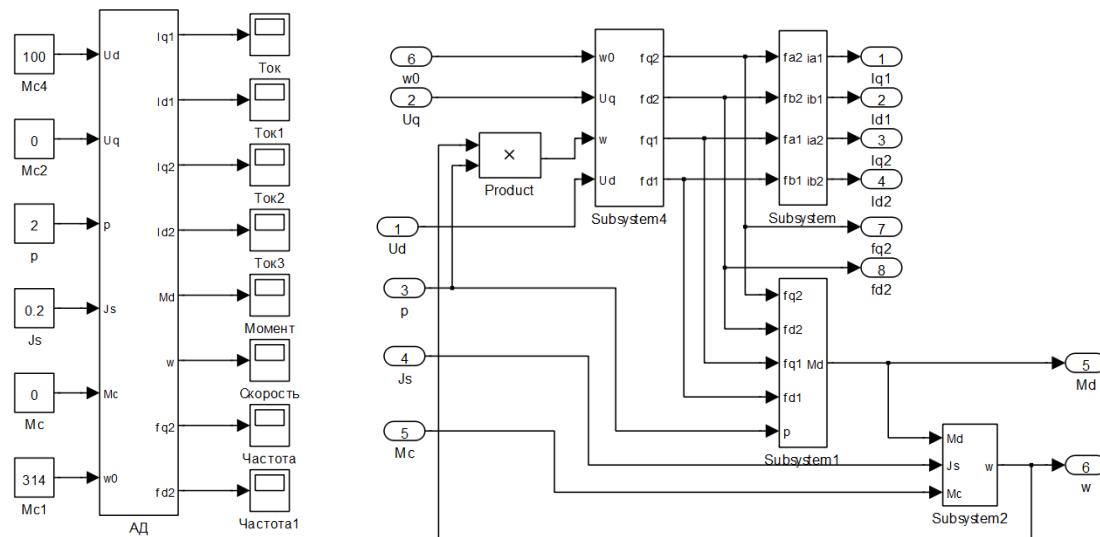


Рис. 1. Simulink-модель АД

Общий принцип моделирования и построения системы управления АД заключается в том, что для этого используется система координат, постоянно ориентированная по направлению какого-либо вектора, определяющего электромагнитный момент. Тогда проекция этого вектора на другую ось координат и соответствующее ей слагаемое в выражении для электромагнитного момента будут равны нулю, и формально оно принимает вид, идентичный выражению для электромагнитного момента двигателя постоянного тока, который пропорционален по величине току якоря и основному магнитному потоку. Выбор вектора, по направлению которого ориентируется координатная система, произволен и определяется только простотой и возможностью реализации модели АД.

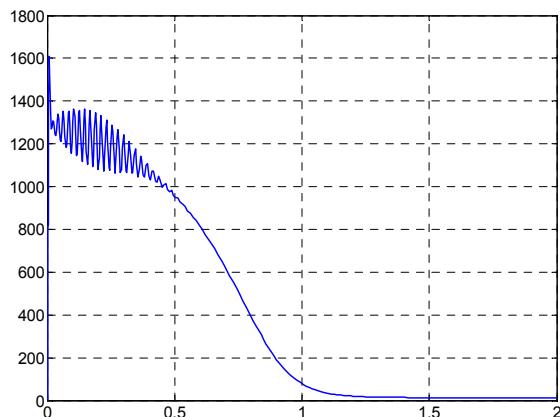


Рис. 2. Момент двигателя

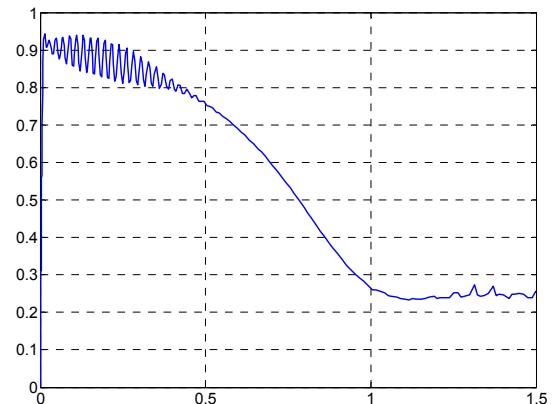


Рис. 3. Модуль амплитуды тока

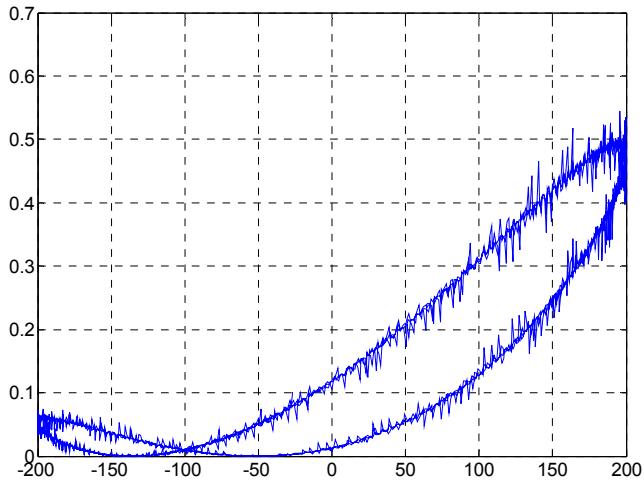


Рис. 4. Зависимость значения модуля тока от входного напряжения

Выбор уравнения для построения системы управления играет большую роль, т.к. многие величины, в особенности у короткозамкнутых АД, не могут быть измерены. Кроме того, этот выбор существенно влияет на сложность передаточных функций системы, иногда в несколько раз увеличивая порядок уравнений. Однако при любом выборе структура выражения электромагнитного момента будет аналогичной.

В результате моделирования получены динамические характеристики АД. Для эффективной работы АД необходимо, чтобы снижался пусковой ток, уменьшался рабочий момент. Все это благоприятно скажется на энергопотреблении и приведет к его снижению. Также, возможно, увеличится срок службы электрооборудования, в частности обмотки двигателя не будут перегреваться из-за большого пускового тока и долгого его действия.

Список литературы

1. Ключев, В. И. Теория электропривода : учеб. для вузов / В. И. Ключев. – 2-е изд. перераб. и доп. – М. : Энергоатомиздат, 2001. – 573 с.
2. Копылов, И. П. Математическое моделирование электрических машин : учеб. для вузов / И. П. Копылов. – 2-е изд. – М. : Высш. шк., 1994. – 318 с.
3. Постников, И. М. Обобщенная теория и переходные процессы электрических машин : учебник для вузов / И. М. Постников. – Изд. 2-е. – М. : Высш. школа, 1975. – 319 с.

ВЕРОЯТНОСТНАЯ И ВРЕМЕННАЯ ОЦЕНКА ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ ПОДСИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ БОЕВОЙ СИСТЕМЫ

A. Ю. Козлов

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

P. A. Стройков

3 ЦНИИ МО РФ, г. Москва, Россия

Оценить вероятностные и временные показатели функционирования k-ого элемента подсистемы управления (ЭПУ) боевой системы возможно на основе исследования переходного полумарковского процесса. В статье представлены результаты расчетов, проведенных на основе разработанных авторами математических моделей.

В качестве исходных данных для проведения оценки выступают независимые функции распределения $Q_{ij}(t)$ со своими числовыми характеристиками. Функции распределения $Q_{ij}(t)$ для проведения исследований примем в виде следующих аналитических зависимостей:

– экспоненциальный (показательный) закон:

$$Q_{ij}(t) = \exp_{ij}\left(\frac{1}{m_t}\right) = \begin{cases} 1 - e^{-\frac{1}{m_t}t}, & t \geq 0; \\ 0, & t < 0, \end{cases} \quad (1)$$

где m_t – математическое ожидание времени t ;

– нормальный закон:

$$Q_{ij}(t) = N_{ij}(m_t, \sigma_t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_t} \int_{-\infty}^t e^{-\frac{(t-m_t)^2}{2\sigma_t^2}} dt, \quad (2)$$

где σ_t – среднее квадратическое отклонение (СКО) времени t ;

– логнормальный закон:

$$Q_{ij}(t) = LN_{ij}(m_t, \sigma_t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sqrt{\lg\left(\frac{\sigma_t^2}{m_t^2} + 1\right)}} \int_0^t \frac{1}{e^{-\frac{(\ln t - \lg\left(\frac{m_t^2}{\sqrt{\sigma_t^2 + m_t^2}}\right))^2}{2\lg\left(\frac{\sigma_t^2}{m_t^2} + 1\right)}}} dt. \quad (3)$$

Временной интервал, на котором будем проводить исследование, ограничим значением 10 мин.

Исследование переходного процесса функционирования k -ого элемента подсистемы управления боевой системы проведем с помощью реализованного в Matlab алгоритма.

Исходя из анализа литературы, тактических нормативов и физических соображений, сформулируем исходные данные по функциям $Q_{ij}(t)$ (гипотетическим) (табл. 1).

Таблица 1

Независимые функции распределения времени пребывания k -ого ЭПУ
в i -м состоянии перед переходом в j -е состояние

№ перехода ($i \rightarrow j$)	Закон распределения	Вид функции распределения	№ перехода ($i \rightarrow j$)	Закон распределения	Вид функции распределения
1–2	Экспоненциальный	$Q_{12}(t) = \exp_{12}\left(\frac{1}{5}\right)$	4–6	Нормальный	$Q_{46}(t) = N_{46}(0.75, 0.04)$
1–5	Экспоненциальный	$Q_{15}(t) = \exp_{15}\left(\frac{1}{5}\right)$	4–8	Нормальный	$Q_{48}(t) = N_{48}(0.75, 0.04)$
1–6	Экспоненциальный	$Q_{16}(t) = \exp_{16}\left(\frac{1}{5}\right)$	5–3	Логнормальный	$Q_{53}(t) = LN_{53}(2.5, 0.2)$
1–8	Экспоненциальный	$Q_{18}(t) = \exp_{18}\left(\frac{1}{5}\right)$	5–6	Логнормальный	$Q_{56}(t) = LN_{56}(2.5, 0.2)$
2–1	Нормальный	$Q_{21}(t) = N_{21}(0.45, 0.1)$	5–8	Логнормальный	$Q_{58}(t) = LN_{58}(2.5, 0.2)$
2–3	Нормальный	$Q_{23}(t) = N_{23}(0.45, 0.1)$	6–7	Нормальный	$Q_{67}(t) = N_{67}(10, 0.5)$
2–4	Нормальный	$Q_{24}(t) = N_{24}(0.45, 0.1)$	7–3	Экспоненциальный	$Q_{73}(t) = \exp_{73}\left(\frac{1}{10}\right)$
2–5	Нормальный	$Q_{25}(t) = N_{25}(0.45, 0.1)$	7–5	Экспоненциальный	$Q_{75}(t) = \exp_{75}\left(\frac{1}{10}\right)$
2–6	Нормальный	$Q_{26}(t) = N_{26}(0.45, 0.1)$	7–8	Экспоненциальный	$Q_{78}(t) = \exp_{78}\left(\frac{1}{10}\right)$
2–8	Нормальный	$Q_{28}(t) = N_{28}(0.45, 0.1)$	8–9	Нормальный	$Q_{89}(t) = N_{89}[70, 15]$
3–1	Экспоненциальный	$Q_{31}(t) = \exp_{31}\left(\frac{1}{4}\right)$	9–1	Нормальный	$Q_{91}(t) = N_{91}(100, 15)$
3–2	Экспоненциальный	$Q_{32}(t) = \exp_{32}\left(\frac{1}{4}\right)$	9–2	Нормальный	$Q_{92}(t) = N_{92}(100, 15)$
3–4	Экспоненциальный	$Q_{34}(t) = \exp_{34}\left(\frac{1}{4}\right)$	9–3	Нормальный	$Q_{93}(t) = N_{93}(100, 15)$
3–6	Экспоненциальный	$Q_{36}(t) = \exp_{36}\left(\frac{1}{4}\right)$	9–4	Нормальный	$Q_{94}(t) = N_{94}(100, 15)$
3–8	Экспоненциальный	$Q_{38}(t) = \exp_{38}\left(\frac{1}{4}\right)$	9–5	Нормальный	$Q_{95}(t) = N_{95}(100, 15)$
4–5	Нормальный	$Q_{45}(t) = N_{45}(0.75, 0.04)$	9–6	Нормальный	$Q_{96}(t) = N_{96}(100, 15)$

Результаты вероятностной оценки функционирования ЭПУ представлены в виде графиков интервально-переходных вероятностей (рис. 2...10).

На представленных ниже графиках приняты следующие обозначения (рис. 1).

- Вероятность перехода в состояние 1
- +— Вероятность перехода в состояние 2
- *--- Вероятность перехода в состояние 3
- ×— Вероятность перехода в состояние 4
- Вероятность перехода в состояние 5
- ◆— Вероятность перехода в состояние 6
- ★··· Вероятность перехода в состояние 7
- Вероятность перехода в состояние 8
- ▲— Вероятность перехода в состояние 9

Рис. 1. Обозначения на графиках

Анализ представленных графиков позволяет сделать следующие выводы:

- за рассматриваемый интервал времени ЭПУ не перешел в стационарный режим функционирования;
- если начальным состоянием ЭПУ было состояние 8 или 9, то элемент не вышел бы из этих состояний;
- если начальным состоянием ЭПУ было состояние 6, то вероятность того, что элемент останется в исходном состоянии, начиная с 9-й минуты падает до значения 0,6;

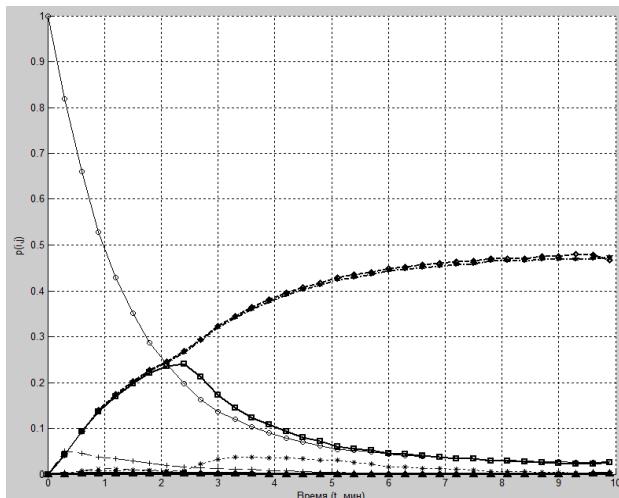


Рис. 2. Интервально-переходные вероятности из состояния 1

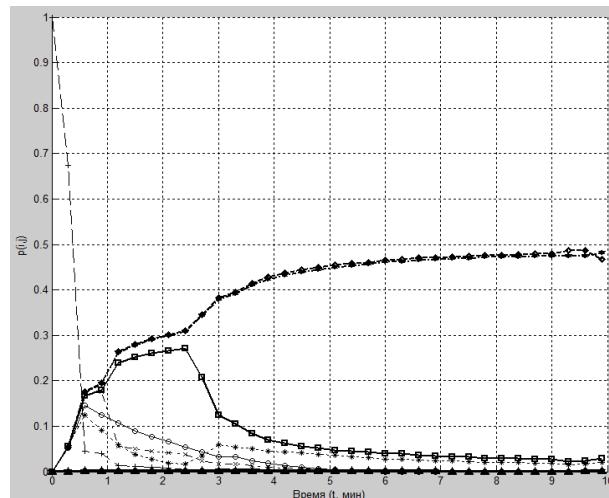


Рис. 3. Интервально-переходные вероятности из состояния 2

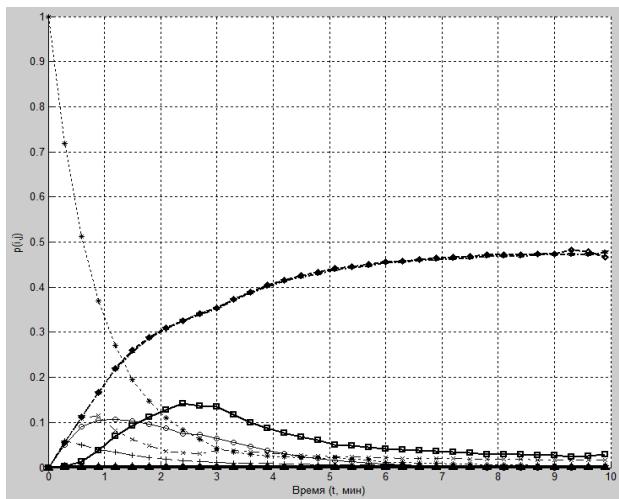


Рис. 4. Интервально-переходные вероятности из состояния 3

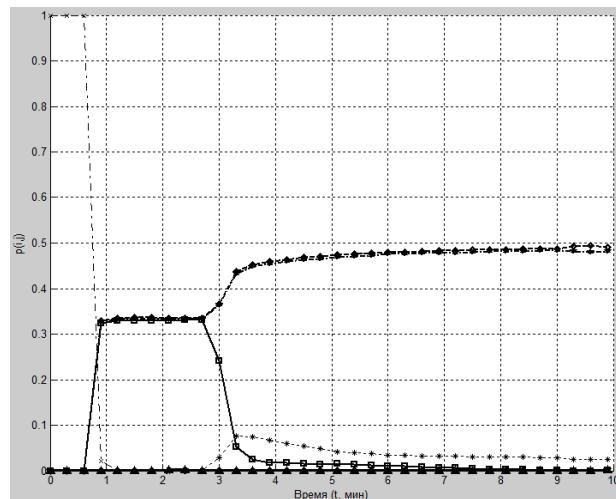


Рис. 5. Интервально-переходные вероятности из состояния 4

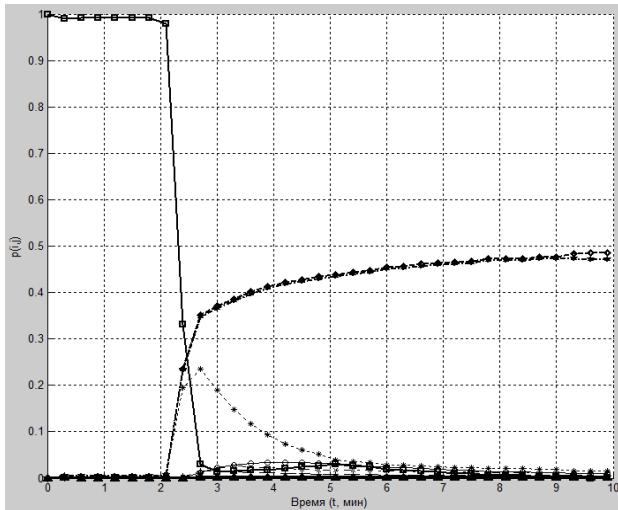


Рис. 6. Интервально-переходные вероятности из состояния 5

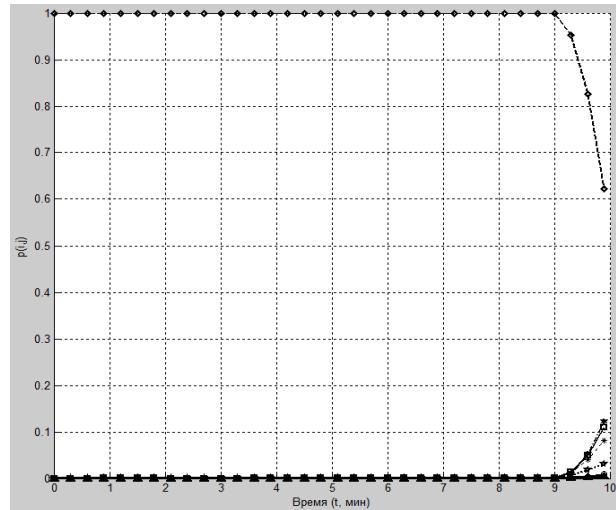


Рис. 7. Интервально-переходные вероятности из состояния 6

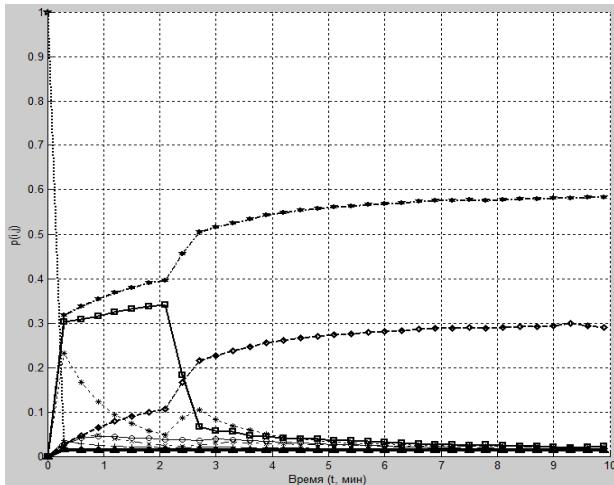


Рис. 8. Интервально-переходные вероятности из состояния 7

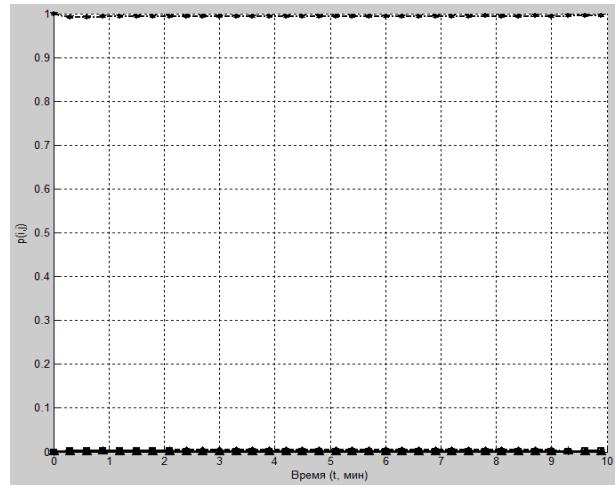


Рис. 9. Интервально-переходные вероятности из состояния 8

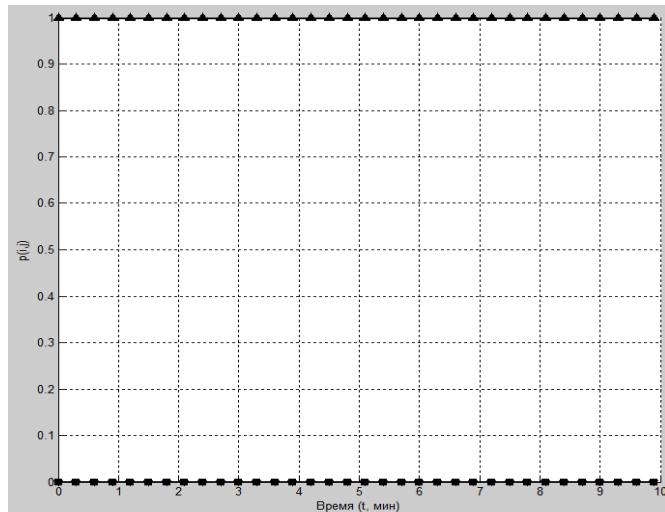


Рис. 10. Интервально-переходные вероятности из состояния 9

– если начальными состояниями ЭПУ были состояния 1...5, то вероятность перехода в состояния 6 и 8 практически увеличивается к концу рассматриваемого интервала времени до 0,5;

– если начальным состоянием ЭПУ было состояние 7, то вероятность перехода в состояние 8 увеличивается к концу рассматриваемого интервала времени до 0,6, а вероятность перехода в состояние 6 увеличивается до 0,3.

Т.к. стационарный режим не достигнут, то рассчитаем финальные вероятности вложенной Марковской цепи и стационарные полумарковские вероятности состояний. Результаты расчетов представлены на графиках (рис. 11, 12).

Анализ представленных графиков позволяет сделать следующие выводы:

– финальные вероятности вложенной Марковской цепи и стационарные полумарковские вероятности состояний не равны между собой, т.к. функции распределения времен нахождения ЭПУ в состояниях отличны от экспоненциальных;

– максимальные значения стационарных полумарковских вероятностей состояний достигают 0,4...0,5 для состояний 8 и 9, что говорит о том, что с увеличением времени функционирования до перехода в стационарный режим ЭПУ наиболее вероятно будет находиться в этих состояниях.

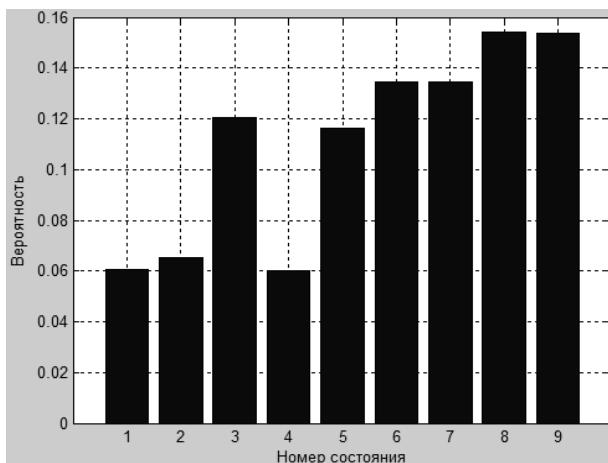


Рис. 11. Финальные вероятности состояний вложенной Марковской цепи

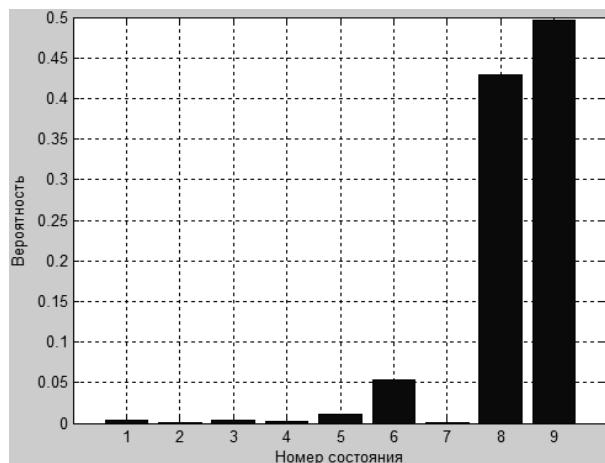


Рис. 12. Стационарные полумарковские вероятности состояний

Кроме вероятностной оценки проведена временная оценка функционирования ЭПУ. Результаты расчетов представлены на рис. 13.

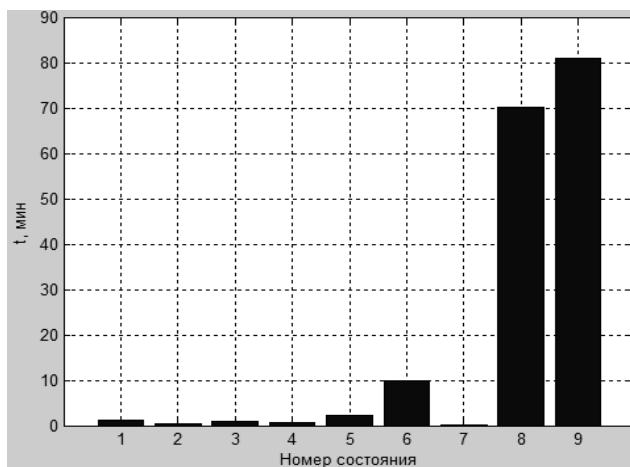


Рис. 13. Безусловные МОЖ времени пребывания ЭПУ в каждом состоянии

Как видно из рисунка, в стационарном режиме ЭПУ будет находиться в состояниях 8 и 9 с безусловным МОЖ времени пребывания 70 мин. и 80 мин. соответственно.

Таким образом, зная исходное состояние ЭПУ, независимые функции распределения времен нахождения элемента в каждом состоянии, можно провести вероятностную и временную оценку его поведения за заданный интервал времени.

Список литературы

- Мхитарян, В. С. Теория вероятностей и математическая статистика : учебник для студ. учреждений высш. проф. образования / В. С. Мхитарян, В. Ф. Шишов, А. Ю. Козлов. – М. : Академия, 2012. – 416 с.
- Адерихин, И. В. Алгоритм оценивания и исследования готовности системы управления судном морского транспорта / И. В. Адерихин, М. Г. Воротынцева // Вестник АГТУ. – 2005. – № 2 (25). – С. 194–198.
- Жеребцова, О. В. Единый параллельный алгоритм методов приведенных направлений для решения задачи нелинейной оптимизации с ограничениями-неравенствами / О. В. Жеребцова / Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2008. – № 3. – С. 15–24.

ПОЛУМАРКОВСКАЯ МОДЕЛЬ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ТЕХНИЧЕСКОГО ЭЛЕМЕНТА БОЕВОЙ СИСТЕМЫ

А. Ю. Козлов

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Д. И. Стулов

ОАО «Радиозавод», г. Пенза, Россия

При создании решеток различных типов в рамках концепции «сетецентрической» войны возникает необходимость оценивания готовности технических элементов (ТЭ) разнородных боевых систем (БС). При исследовании готовности сложных систем наиболее приемлемым является метод пространства состояний на основе полумарковских процессов (ПМП). В статье предлагается полумарковская математическая модель функционирования ТЭ БС.

Для решения теоретических и прикладных задач оценивания готовности ТЭ наиболее адекватным является такое представление ПМП, когда фазовый портрет исследуемого процесса функционирования элемента задан графом состояний $G(P, Q)$ (рис. 1), возможными переходами $\{i, j\}$, матрицей независимых функций распределения времени пребывания элемента в i -м состоянии перед переходом в j -е состояние $Q(t) = \|Q_{ij}(t)\|$, т.е. таких функций, которые имели бы место, если бы данный переход из состояния i был единственным, начальным состоянием процесса в момент времени $t = 0$.

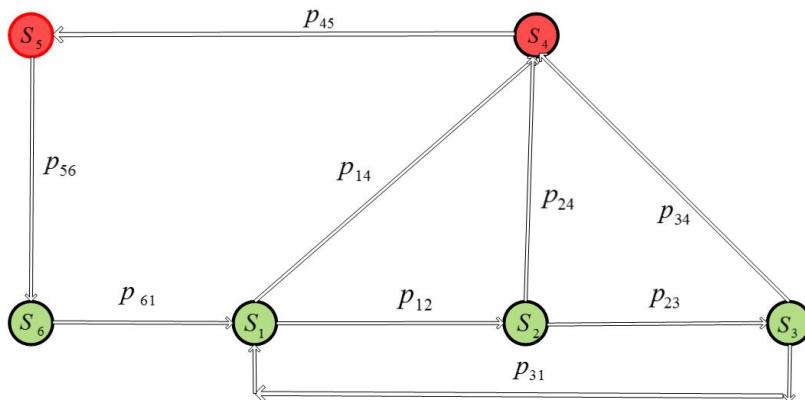


Рис. 1. Граф $G(P, Q)$ состояний ТЭ БС

Состояния ТЭ БС могут быть следующими: S_1 – элемент занимает позицию и развертывается для целевого функционирования; S_2 – элемент функционирует по целевому назначению; S_3 – элемент свертывается и производит смену позиции; S_4 – элемент обнаружен противником; S_5 – элемент обстрелян противником; S_6 – элемент поражен и восстанавливается.

Каждое из состояний элемента характеризуется временными параметрами, представленными в табл. 1.

Таблица 1

Состояния ТЭ БС и их характеристики

Состояния элемента	Характеристики состояний элемента	
	Наименование	Обозначение
Занятие позиции и развертывание для целевого функционирования	Среднее время занятия позиции и развертывания	t_p
Функционирование по целевому назначению	Среднее время функционирования	t_ϕ
Свертывание и смена позиции	Среднее время свертывания и смены позиции	t_c
Обнаружен противником	Среднее время обнаружения	$t_{обн}$
Обстрелян противником	Среднее время обстрела	$t_{обс}$
Поражен и восстанавливается	Среднее время нахождения в пораженном состоянии и восстановления	t_e

При определении состояний ТЭ БС следует также определить независимые функции $Q_{ij}(t)$. Анализический вид независимых функций распределения можно определить статистическим путем, на основе выдвижения и проверки статистических гипотез о видах законов распределений [1].

В итоге получим матрицу функций $Q_{ij}(t)$:

$$Q(t) = \begin{vmatrix} 0 & Q_{12}(t) & 0 & Q_{14}(t) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Q_{23}(t) & Q_{24}(t) & 0 & 0 \\ Q_{31}(t) & 0 & 0 & Q_{34}(t) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Q_{45}(t) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Q_{56}(t) \\ Q_{61}(t) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}. \quad (1)$$

Тогда при наличии смежных состояний вероятность перехода $p_{ij}(t)$ из состояния i в состояние j вычисляется по формулам:

$$p_{ij}(t) = \int_0^t \prod_{k \neq j} (1 - Q_{ik}(t)) dQ_{ij}(t), \quad (2)$$

где $\prod_{k \neq j} (1 - Q_{ik}(t))$ – вероятность невыхода из i -го состояния за время t по направлению $k \neq j$; $dQ_{ij}(t)$ – вероятность перехода по направлению j в окрестности t .

Для представленного графа матрица нестационарных вероятностей перехода будет иметь вид:

$$p(t) = \begin{vmatrix} 0 & p_{12}(t) & 0 & p_{14}(t) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & p_{23}(t) & p_{24}(t) & 0 & 0 \\ p_{31}(t) & 0 & 0 & p_{34}(t) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & p_{45}(t) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{56}(t) \\ p_{61}(t) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}. \quad (3)$$

Установившееся (стационарное) значение переходной вероятности p_{ij} получим из выражения:

$$p_{ij} = p_{ij}(t \rightarrow \infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} p_{ij}(t) = \int_0^\infty p_{ij}(t) dt = \int_0^\infty \prod_{k \neq j} (1 - Q_{ik}(t)) dQ_{ij}(t). \quad (4)$$

Полученная матрица стационарных значений переходных вероятностей имеет вид:

$$p = \begin{vmatrix} 0 & p_{12} & 0 & p_{14} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & p_{23} & p_{24} & 0 & 0 \\ p_{31} & 0 & 0 & p_{34} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & p_{45} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{56} \\ p_{61} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}. \quad (5)$$

Вероятность (2) есть вероятность сложного события: p_{ij} - перехода в состояние j и $F_{ij}(t)$ - пребывания в i -м состоянии в течение времени t , т.е. $p_{ij}(t) = p_{ij}F_{ij}(t)$, откуда можно определить условную функцию распределения времени ожидания перехода

$$F_{ij}(t) = \frac{p_{ij}(t)}{p_{ij}}. \quad (6)$$

В итоге получим следующую матрицу:

$$F(t) = \begin{vmatrix} 0 & F_{12}(t) & 0 & F_{14}(t) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{23}(t) & F_{24}(t) & 0 & 0 \\ F_{31}(t) & 0 & 0 & F_{34}(t) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{45}(t) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{56}(t) \\ F_{61}(t) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}. \quad (7)$$

Следовательно, исходная матрица независимых функций распределения времени ожидания переходов $Q(t)$ трансформируется в две матрицы: переходную матрицу $p = \|dQ_{ij}(t)\|$, $i, j = 1, \dots, k$, и матрицу условных функций распределения времени ожидания перехода $F(t) = \|F_{ij}(t)\|$, $i, j = 1, \dots, k$, определяющих функционирование полумарковской модели элемента подсистемы поражения.

Если все $F_{ij}(t) = 0$ при $t < 1$ и $F_{ij}(t) = 1$ при $t > 1$ (скачки происходят через каждую единицу времени), то ПМП превращается в марковскую цепь с дискретным временем. Если же $F_{ij}(t)$ экспоненциальные, то ПМП превращается в МП с непрерывным временем.

Показатель готовности ТЭ БС в переходный период определим как вероятность $P_{ij}(t)$ того, что в момент времени t элемент находится в состоянии j , если в момент $t=0$ он был в состоянии i . Элемент, выйдя из состояния i , может попасть в состояние j в момент времени t разными путями. Во-первых, если $i=j$, то он может не покидать состояния в течение промежутка времени, или, выйдя из состояния i , он все-таки возвращается в состояние i к моменту времени t . Во-вторых, элемент может попасть в произвольное состояние j , занимая в момент времени τ некоторое промежуточное состояние n . Вероятности этих двух взаимно исключающих возможностей должны суммироваться. Следовательно, получаем уравнение для вероятности $P_{ij}(t)$:

$$P_{ij}(t) = V_i(t) + \sum_{n=1}^k p_{in} \int_0^t P_{nj}(1-\tau) dF_{in}(\tau). \quad (8)$$

После дифференцирования подынтегральное выражение примет вид

$$P_{ij}(t) = V_i(t) + \sum_{n=1}^k p_{in} \int_0^t f_{in}(\tau) P_{nj}(t-\tau) d\tau, \quad (9)$$

где $f_{in}(\tau)$ – функция плотности вероятности времени пребывания ТЭ в состоянии i в направлении n .

Первый член в (9) $V_i(t)$ – вероятность того, что элемент не покинет состояние i в момент времени t

$$V_i(t) = (1 - F_i(t)) \delta_{ij}, \quad (10)$$

где $\delta_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{при } i = j, \\ 0, & \text{при } i \neq j, \end{cases}$ – символ Кронекера; $F_i(t)$ – безусловная функция распределения времени пребывания ПМП в состоянии i , она может быть получена непосредственно через Q_{ij} по формуле

$$F_i(t) = 1 - \prod_j (1 - Q_{ij}(t)). \quad (11)$$

Тогда выражение (10) будет иметь вид

$$V_i(t) = \delta_{ij} \prod_j (1 - Q_{ij}(t)), \quad (12)$$

где $\prod_j (1 - Q_{ij}(t))$ – вероятность того, что ПМП за время t не перейдет из i -го состояния ни в какое j -е состояние; $1 - \delta_{ij} \prod_j (1 - Q_{ij}(t))$ – вероятность перехода за время t хотя бы в одно j -е состояние.

Второй член выражения (9) – вероятность последовательных событий, когда элемент совершает переход из состояния i в состояние n к моменту τ и затем переходит из состояния n в состояние j за оставшееся время $(t - \tau)$. Вероятности частных переходов суммируются по всем промежуточным состояниям n , в которые возможны переходы из начального состояния i , и интегрируются по возможному времени перехода τ между 0 и t .

Система линейных интегральных уравнений (9) является основной. Она позволяет получать выражения для вероятностей состояний исследуемого процесса, в частности, и для показателей готовности ТЭ БС через основные характеристики ПМП.

Традиционный подход к решению таких систем состоит в использовании преобразования Лапласа. Однако, получить точное решение в явном виде удается только в самых простых ситуациях, т.е. при числе состояний, не превышающем трех. Трудности, возникающие при исследовании реальных систем, содержащих большее число состояний, связаны не только с быстро растущим объемом вычислений, но, главным образом, с тем, что получающиеся при этом лапласовы изображения функций, описывающих переходной процесс, оказываются настолько сложными, что отыскание их оригиналов не представляется возможным.

Для отыскания приближенного решения целесообразно применить итерационные методы, сформулировав задачу в виде оптимизационной.

Кроме вероятностных параметров полумарковская модель позволяет определить временные параметры: безусловные математические ожидания времени пребывания элемента в каждом состоянии, условные математические ожидания времени пребывания элемента в состоянии.

Безусловные математические ожидания времени пребывания ТЭ БС в i -м состоянии перед переходом в любое другое состояние определяются выражением:

$$t_i = \int_0^{\infty} [1 - F_i(t)] dt = \int_0^{\infty} \prod_{j \neq i} [1 - Q_{ij}(t)] dt . \quad (13)$$

Условные математические ожидания времени пребывания элемента в состоянии i при условии, что из состояния i процесс переходит в состояние j , определяются по зависимости:

$$t_{ij} = \int_0^t (1 - F_{ij}(t)) dt . \quad (14)$$

Таким образом, представленная полумарковская модель функционирования ТЭ БС может использоваться при оценивании готовности элемента к включению в решетку определенного типа в рамках концепции «сетецентрической» войны.

Список литературы

1. Мхитарян, В. С. Теория вероятностей и математическая статистика : учебник для студ. учреждений высш. проф. образования / В. С. Мхитарян, В. Ф. Шишов, А. Ю. Козлов. – М. : Академия, 2012. – 416 с.
2. Адерихин, И. В. Алгоритм оценивания и исследования готовности системы управления судном морского транспорта / И. В. Адерихин, М. Г. Воротынцева // Вестник АГТУ. – 2005. – № 2 (25). – С. 194–198.
3. Супрун, В. Н. Применение полумарковского процесса к обобщению одной модели боевого функционирования артиллерийского комплекса / В. Н. Супрун, А. А. Вакал // Артиллерийское и стрелковое вооружение. – 2009. – № 3. – С. 9–11.
4. Королюк, В. С. Полумарковские процессы и их приложения / В. С. Королюк, А. Ф. Турбин. – Киев : Наук. думка, 1976. – 182 с.
5. Бойков, И. В. Об одном итерационном методе решения интегральных уравнений Вольтерра / И. В. Бойков, Е. В. Кучумов // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Физико-математические науки. – 2009. – № 2 (10). – С. 25–38.

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ ГЕНЕРАТОРОМ АППАРАТА ЦИРКУЛЯЦИИ БИОЛОГИЧЕСКИХ ЖИДКОСТЕЙ

H. B. Корнилова

*Балаковский институт техники, технологии и управления (филиал
Саратовского государственного технического университета им. Ю. А. Гагарина), г. Балаково, Россия*

Представлена система управления электромагнитным генератором аппарата циркуляции биологических жидкостей. Проведен расчет передаточных функций динамических звеньев. Определена математическая модель системы.

Систему управления электромагнитным генератором можно рассматривать как комбинацию динамических звеньев. Функциональная схема генератора представлена на рис. 1.

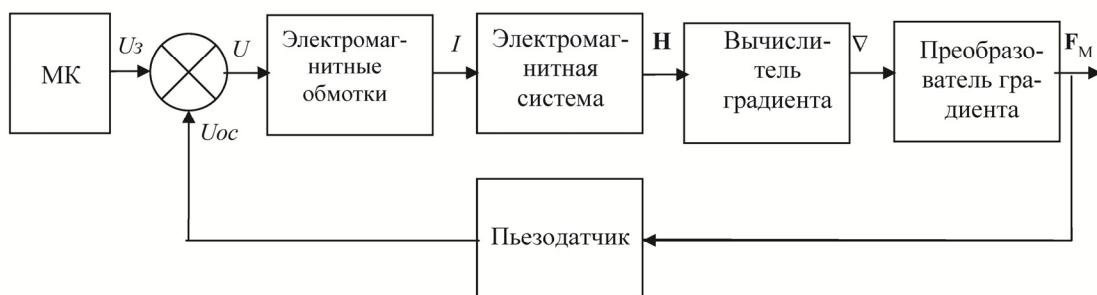


Рис. 1. Функциональная схема генератора электромагнитных полей

Каждое звено имеет определенное математическое описание, выраженное в виде передаточной функции $W(p)$. Зная математическое описание звеньев и связи между ними, всегда можно получить математическое описание всей системы в целом. Для представления системы управления с помощью динамических звеньев используется структурная схема.

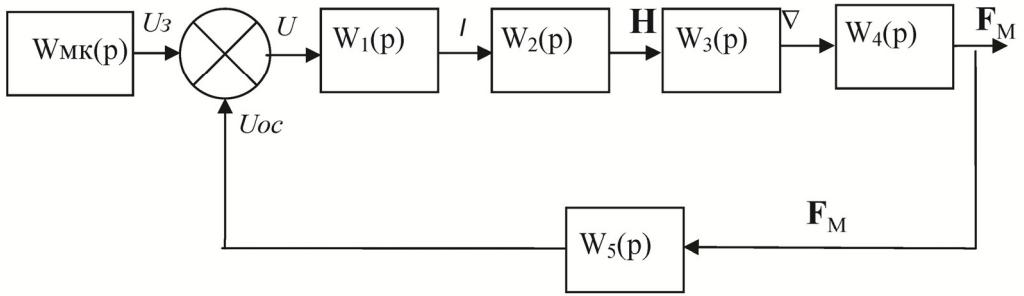


Рис. 2. Структурная схема генератора электромагнитных полей

Центральным узлом системы является микроконтроллер, управляющий всеми функциональными частями блока, а также выполняющий функцию предварительной обработки сигнала. Передаточная функция микроконтроллера: $W_{MK}(p) = 1$.

Преобразование поступающего на вход электромагнитных обмоток напряжения в ток на выходе происходит не мгновенно, а с определенной задержкой. Исходя из этого, можно сделать вывод об инерционности. Тогда передаточная функция данного звена имеет вид:

$$W_1(p) = \frac{k_1}{T_1 p + 1}, \quad k_1 = \frac{\Delta U}{\Delta I},$$

где ΔU – приращение напряжений на входе; ΔI – приращение токов на выходе.

Постоянная времени обмотки определяется как отношение индуктивности к сопротивлению:

$$T_1 = \frac{L}{R}.$$

Сопротивление катушки определяется выражением:

$$R = \frac{\rho l_{cp}}{q} N,$$

где ρ – удельное электрическое сопротивление меди, Ом $\text{мм}^2/\text{м}$; l_{cp} – средняя длина витка катушки, м; q – площадь сечения провода, м^2 .

Средняя длина витка катушки находится по формуле:

$$l_{cp} = \pi D_{cp}$$

где D_{cp} – средний диаметр катушки, м

Передаточная функция электромагнитных обмоток будет иметь вид:

$$W_1(p) = \frac{0,08}{0,075 p + 1}.$$

Конструкция электромагнитной системы представляет собой многослойную цилиндическую катушку, имеющую длину, существенно меньшую по сравнению с диаметром. Значение максимальной индукции B на оси в центре катушки со средним радиусом r находится из выражения:

$$B = \mu \mu_0 N I \frac{1}{2r},$$

где B – магнитная индукция, Тл; μ – магнитная проницаемость вакуума, Гн/м; μ_0 – магнитная проницаемость среды, Гн/м; N – количество витков; I – ток в катушке, А; r – средний радиус катушки, м.

Магнитная индукция B и напряженность H связаны формулой:

$$H = \frac{B}{\mu \mu_0}, \quad H = NI \frac{1}{2r}.$$

Таким образом, получена зависимость напряженности поля от тока, причем она линейная, а значит передаточную функцию преобразования электромагнитной системы можно представить:

$$W_2(p) = k_2 .$$

$$k_2 = \frac{\Delta H}{\Delta I} ,$$

$$\text{где } \Delta H = \frac{H_1 - H_2}{H_1}$$

С учетом того, что экспериментально полученная напряженность на выходе электромагнитной системы составляет 10^5 A/m , передаточная функция данного звена примет вид:

$$W_2(p) = 5,2 .$$

Аналогично блоку электромагнитной системы, передаточная функция вычислителя имеет вид:

$$W_3(p) = k_3 ,$$

$$k_3 = \frac{\Delta(\nabla H)}{\Delta H} , \text{ где } \Delta(\nabla H) = \frac{\nabla H_1 - \nabla H_2}{\nabla H_1}$$

$$W_3(p) = 0,8$$

Передаточная функция преобразователя градиента:

$$W_4(p) = \frac{k_4}{T_4 p + 1} , \quad k_4 = \frac{\Delta F}{\Delta(\nabla H)} ,$$

$$\text{где } \Delta F = \frac{F_1 - F_2}{F_1}$$

$$k_4 = 0,09$$

$$T_4 = \frac{1}{3}\tau ,$$

где $\tau = 0,279 \text{ с}$, тогда

$$T_4 = \frac{1}{3} \cdot 0,279 = 0,093 \text{ с}$$

Передаточная функция преобразователя градиента напряженности магнитного поля в объемную силу вокруг обмотки управления примет вид:

$$W_4(p) = \frac{0,09}{0,093 p + 1} ,$$

Передаточная функция датчика обратной связи (пьезодатчика):

$$W_5(p) = \frac{k_5}{T_5 p + 1} ,$$

$$\text{где } k_5 = \frac{\Delta U_{OC}}{\Delta F} , \quad T_5 = RC$$

$$W_5(p) = \frac{0,96}{0,005 p + 1} ,$$

Математическая модель разомкнутой системы определяется как произведение передаточных функций элементов прямой цепи, после разрыва отрицательной обратной связи.

$$W_{pas}(p) = W_{M\pi}(p) \cdot W_1(p) \cdot W_2(p) \cdot W_3(p) \cdot W_4(p) \cdot W_5(p)$$

$$W_{pas}(p) = \frac{0,29}{(0,075 p + 1)(0,093 \cdot p + 1)(0,005 \cdot p + 1)}$$

Блок-схема данной системы и график переходного процесса в программе Simulink представлена на рис. 3 и 4 соответственно.

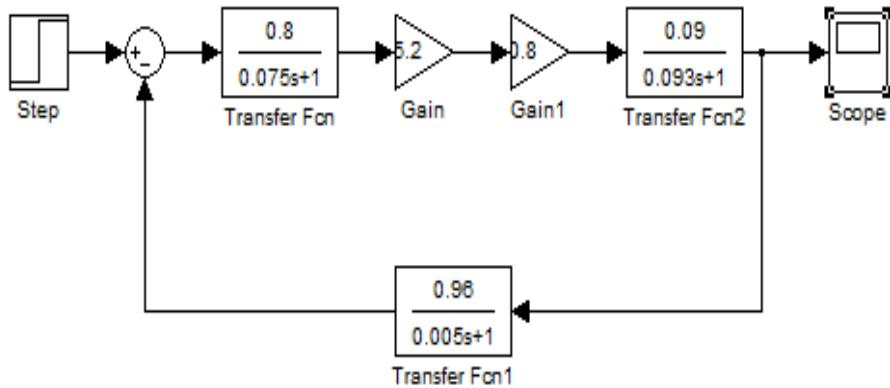


Рис. 3. Блок-схема реальной системы в программе Simulink

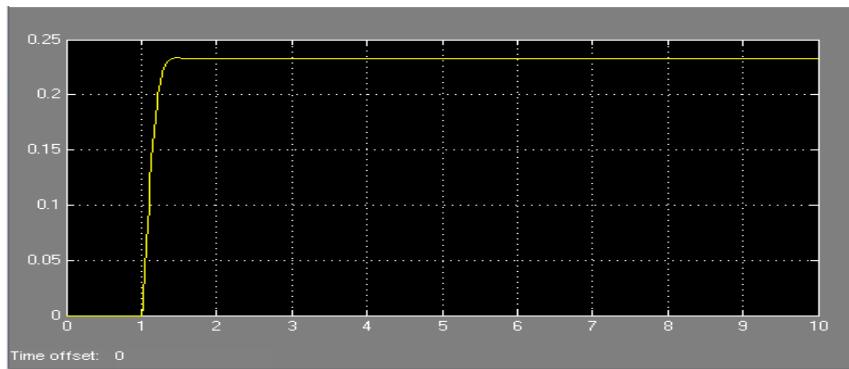


Рис. 4. График переходного процесса системы управления генератором электромагнитных полей

По полученной математической модели можно провести моделирование системы, путем изменения одного параметра (К или Т) какого-либо звена.

Моделирование динамических характеристик показало, что при изменении K_1 от 0,8 до 1,6 выходной сигнал (усиление) увеличивается от 0,2 до 0,37. При изменении K_2 от 5,2 до 9,2 выходной сигнал возрастает от 0,23 до 0,35. При изменении K_3 от 0,8 до 4,8 выходной сигнал увеличивается от 0,2 до 0,75. При изменении K_4 от 0,09 до 0,49 выходной сигнал возрастет от 0,18 до 0,25. При уменьшении T_1 от 0,75 до 0,475 выходной сигнал растет от 0,18 до 0,25 с появлением тенденции на перерегулирование. При уменьшении T_4 от 0,493 до 0,093 выходной сигнал изменяется от 0,18 до 0,24 с появлением тенденции на перерегулирование.

Наибольшим коэффициентом крутизны обладают статические характеристики, когда в качестве возмущения или управления используется вариация параметров электромагнитной обмотки (индуктивность, диаметр провода, ток намотки и так далее). Наибольшую чувствительность к изменению усилия на выходе системы обеспечивает изменение коэффициента K_3 , то есть наибольшую управляемость в системе обеспечивает изменение градиента электромагнитного поля. Наименьшую чувствительность проявляет электромагнитная система (преобразование тока в напряженность магнитного поля) это говорит о том, что для управляющей обмотки не столь важны параметры, сколько ток протекающей по ней.

При рассмотрении многосекционных обмоток при воздействии секций друг на друга моделирование необходимо будет проводить с учетом межсекционной индуктивности обмоток управления, которая в настоящем исследовании не рассматривалась.

Список литературы

1. Корнилова, Н. В. Схема управления электромагнитной генерирующей оболочкой аппарата «Искусственное сердце» / Н. В. Корнилова // Современные технологии в машиностроении : сб. ст. XIV Междунар. науч.-практ. конф. – Пенза : Поволжский Дом знаний, 2010. – С. 361–363.
2. Корнилова, Н. В. Математические методы при синтезе электромагнитной оболочки на основе двух катушек управления / Н. В. Корнилова // Математические методы в технике и технологиях : сб. докл. XXIV Междунар. науч. конф. ММТТ-24 ШМУ-16 и программы У.М.Н.И.К. – Саратов : СГТУ, 2011. – С. 50–52.
3. Корнилова, Н. В. Электромагнитная управляющая оболочка для магнитожидкостных сенсоров аппарата «Искусственное сердце» / Н. В. Корнилова // Современные проблемы электрофизики и электродинамики жидкостей : сб. докл. X Междунар. конф. – СПб. : СОЛО, 2012. – С. 225–227.
4. Топчев, Ю. И. Атлас для проектирования систем автоматического регулирования / Ю. И. Топчев. – М. : Машиностроение, 1989. – 840 с.

МЕТОДИКА РАСЧЕТА ДЛИТЕЛЬНОСТИ ПРОХОЖДЕНИЯ ДАННЫХ ПРИ ФОРМИРОВАНИИ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ КОНТУРОВ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ

A. V. Лобачев

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

В статье приведена методика расчета длительности прохождения данных в функциональных контурах реального времени, учитывающая наличие сложных циклов, различные распределения длительностей работ, позволяющая получать более точные результаты по сравнению с известным сетевым методом.

При создании и формировании функциональных контуров для выбора схемы обработки данных необходимо иметь возможность оценивать время ее выполнения [1]. Время прохождения данных является случайной величиной из-за итеративности выполнения операций при обработке, связанной с обнаружением и исправлением ошибок в решениях, принятых на предыдущих уровнях управления. Наиболее распространеными ошибками, приводящими к недостоверной работе системы, являются те, которые происходят при осуществлении операций человеком (при вводе информации, принятии решений, установлении связей между явлениями и т.п.). Причина этого кроется в психофизиологических возможностях человека, в силу которых при продолжительной работе в условиях значительной информационной напряженности нельзя избежать ошибок [2]. Если синтаксические ошибки устраняются с помощью автоматических средств, то семантические ошибки обнаруживаются при визуальном контроле и исправляются после согласования с исполнителем.

Основной особенностью иерархической обработки данных является то, что часть работ выполняется в параллельных ветвях, которые для получения согласованного результата объединяются на одном из следующих уровней иерархии. Высокая сложность схемы обработки данных в иерархической системе требует ее поэтапного упрощения путем определения параметров обработки, выполняемой должностными лицами (ДЛ) в отдельных подсистемах при использовании информационно-расчетных задач (ИРЗ) и модулей с учетом итеративного характера их решения.

Для расчета длительности прохождения данных с учетом их цикличности введем следующие допущения:

- осуществляется обработка данных одного типа без приоритетов;
- вероятности разветвлений процесса обработки данных постоянны;
- очередь на обработку входных данных отсутствует;
- ИРЗ и модули имеют жесткий алгоритм, не допускающий частичного выполнения.

В каждой из подсистем иерархической системы обработка информации осуществляется последовательно, что соответствует выполнению ДЛ сложных заданий при решении ИРЗ по выбранной схеме обработки. Особенностью этой деятельности ДЛ является первоначальное выполнение расчетов на ЭВМ с последующим анализом полученных результатов, корректировкой или исправлением допущенных ошибок и повторение расчетов с возможными возвратами на предыдущие этапы обработки.

В общем случае схема обработки информации в иерархической системе представляет собой ориентированный граф, описывающий последовательность действий и вероятностей переходов к их выполнению. Схема имеет фазы работы, контроля и исправления ошибок, которые характеризуются набором показателей: временем выполнения, вероятностью внесения ошибок q_i , вероятностью обнаружения ошибок f_i , заданным или предельным числом циклов контроля k и др. Контроль проводится дискретно по типу «годен – негоден». Вероятности разветвления графа (q , $1-q$) не зависят ни от других элементов, ни от пути, по которому развивался технологический процесс до рассматриваемого элемента графа. При выявлении ошибочной работы она полностью переделывается. Это связано с тем, что выполнение работы с участием ДЛ не допускает частичного решения какой-либо ИРЗ.

Такое схематическое описание случайного процесса обработки данных наиболее полно соответствует частному случаю биномиального распределения случайных величин – распределению Бернулли [2].

Процесс обработки единицы входных данных характеризуется вероятностью возникновения ошибки q и вероятностью правильной обработки единичного объема данных $p=1-q$, а процесс контроля – вероятностью обнаружения ошибки в единичном объеме данных f и вероятностью пропуска ошибки $e=1-f$. Под единицей объема информации понимается отдельный семантический элемент (элементарное решение или сообщение о состоянии системы) из общего объема информации N .

Число циклов обработки единицы данных также является случайной. Попытка обработки считается успешной, если в фазе обработки не произошло ошибки или ошибка произошла, но не была обнаружена в фазе контроля, и неуспешной – если в фазе обработки произошла ошибка, которая была обнаружена при контроле.

Рассмотрим схему Бернулли, в качестве случайной величины примем число попыток ξ , которые необходимо провести прежде, чем будут получены удовлетворительные результаты обработки единицы данных. Процесс обработки единицы данных может завершиться успехом на $(k+1)$ -ой попытке, если с вероятностью $(qf)^k p$ на k -ой попытке не произошло ошибок, либо с вероятностью $(qf)^k q(1-f)$ на k -ой попытке не

обнаружены ошибки. В противном случае процесс обработки единичных данных не заканчивается и они должны будут обработаны по меньшей мере еще один раз. Вероятность этого события равна $(qf)^{k+1}$, что соответствует геометрическому распределению случайной величины ξ [3], т.е.

$$P(\xi = i) = (qf)^{i-1} (p + qe), \quad i \geq 1.$$

Параметрами такого распределения являются математическое ожидание M и дисперсия D :

$$M = (1 - p) / p = qf / (1 - qf); \quad D = (1 - p) / p^2 = qf / (1 - qf)^2.$$

Схема обработки может включать в себя и сложные циклы (рисунок 1).

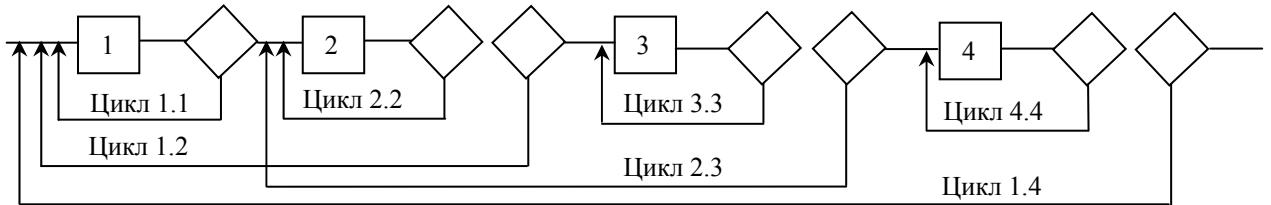


Рис. 1. Фрагмент сложного цикла обработки данных

Циклом обработки (i,j) является множество подэтапов, заключенных между j -ой фазой контроля и i -ой фазой обработки, к которой направлена обратная связь от j -ой фазы контроля. Причиной возникновения сложных циклов являются повторные обработки данных при возникновении ошибок. Число подэтапов обработки в цикле (i,j) определяет его длину $d(i,j)$.

Математическое ожидание $T(i,j)$ и дисперсию $D(i,j)$ времени обработки единицы данных для сложного цикла (i,j) можно определять по следующему алгоритму:

1 шаг. Определяется перечень циклов и их вложенность построением графа $Q(i,j)$.

2 шаг. Задается длина цикла $d = 1$, $T^{(d)}(k,m) = 0$.

3 шаг. Для всех циклов длиной d из графа $Q(i,j)$ рассчитываются значения математического ожидания и дисперсии длительности обработки единицы данных:

$$T(k,m) = \left(T^{(<d)}(k,m) + \tau(k,m) + \Theta(k,m) \right) / (1 - q_{km} f_{km}) - T \cap(k,m);$$

$$D(k,m) = D^{(<d)}(k,m) / (1 - q_{km} f_{km}) + q_{km} f_{km} / (1 - q_{km} f_{km})^2 - D \cap(k,m),$$

где $T^{(<d)}(k,m)$ – длительность обработки для цикла длиной меньше $d(k,m)$, входящего в цикл (k,m) ; $D^{(<d)}(k,m)$ – дисперсия длительности обработки для цикла длиной меньше $d(k,m)$, входящего в цикл (k,m) ; $T \cap(k,m)$ – длительность обработки для элементов подциклов, входящих $n > 1$ раз в цикл (k,m) ; $D \cap(k,m)$ – дисперсия для элементов, входящих в подциклы, составляющие цикл (k,m) , $n > 1$ раз; $\tau(k,m)$ – длительность фазы обработки последовательных участков цикла (k,m) ; $\Theta(k,m)$ – длительность фазы контроля цикла (k,m) ; q_{km} – вероятность ошибки в единице данных на выходе фазы обработки; f_{km} – вероятность обнаружения ошибки в единице данных.

4 шаг. Задается $d = d + 1$. Если $d \leq d(i,j)$, то осуществляется переход к шагу 3, иначе $T(k,m)$, $D(k,m)$ и есть искомые значения $T(i,j)$, $D(i,j)$.

В отличие от известных [4], рассмотренный алгоритм обеспечивает расчет параметров с учетом пересекающихся циклов (подциклы (1,2) и (2,3) на рисунке 1). С его помощью сложный цикл может быть заменен одним эквивалентным с соответствующими параметрами. Он также может быть применен для получения исходных данных по отдельным ветвям обработки при определении длительности в системе в целом методом критического пути.

Оценка критического пути для совокупности параллельных работ на основе выбора наибольшей из длительностей их выполнения, используемая в методах PERT (Programm Evaluation and Review Technique), не всегда приводит к приемлемому результату в разветвленной схеме обработки. Метод критического пути может давать заниженную оценку по сравнению с имитационным моделированием [5], т.к. не учитываются стохастичность и возможность возникновения события повторной обработки в каждой из ветвей.

Для устранения отмеченных недостатков схему обработки информации в функциональном контуре будем описывать стохастической сетью, представляющей собой конечный ориентированный граф $G(\Omega, A)$ с множеством вершин Ω , дуг (i,j) ($i, j \in \Omega$) и матрицей смежности $A = \{p_{ij}\}$, где p_{ij} – вероятность того, что операция (i,j) будет выполнена при условии, что выполнена операция i . Стохастическая сеть, моделирующая обработку данных в трехуровневой иерархической системе, представлена на рисунке 2. Каждой дуге графа приписывается некоторая функция W_{ij} , описывающая закон распределения длительности обработки в

данной ветви. Для определения длительности обработки данных в системе в целом вводится условная вершина t , в которой сходятся все вершины нижнего уровня.

Длительность обработки данных в системе определяется комбинацией случайных величин, их совместным распределением. Задача анализа совместных распределений случайных величин связана со сверткой функций [6]. Для упрощения вычислений при этом применимы методы операционного исчисления [7], сущность которых основывается на том, что исходные функции-оригиналы $f(t)$ преобразуются в функции-изображения $F(s)$, для которых, например, операция свертки заменяется произведением.

Известно, что случайная величина с плотностью распределения $f(t)$ полностью характеризуется ее характеристической функцией [3, 11, 12]:

$$\psi(s) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{ist} f(t) dt .$$

Она является функцией-изображением и может быть получена из функции Лапласа $\phi(s) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{st} f(t) dt$ формальной заменой переменной s в функции $\psi(s)$ на is , где i – мнимая единица, т.е. $\phi(is) = \psi(s)$ [6, 8]. Удобство такой замены при расчете длительности обработки данных заключается в том, что вычисляя j -ю частную производную по s результирующей характеристической функции $\psi_E(s)$ и полагая $s = 0$, находим j -й момент, в частности, M и D :

$$M = d\Psi^{sys}(s)/ids, \quad D = -d^2\Psi^{sys}(s)/ds^2 - M^2.$$

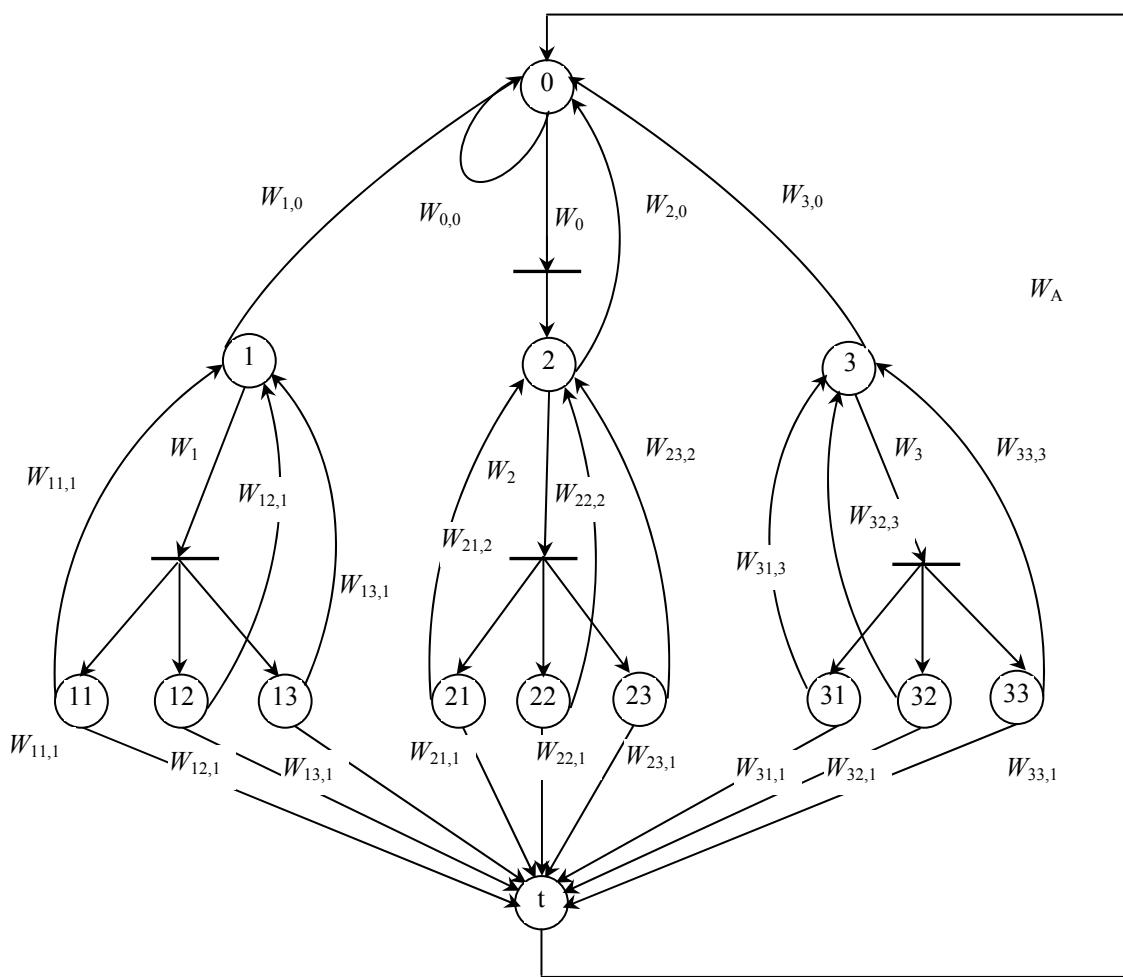


Рис. 2. Граф обработки данных в трехуровневой иерархической системе

Предположим, что каждой дуге графа $G(\mathcal{Q}, A)$ соответствует постоянная вероятность p_{ij} ее выполнения при выходе из состояния, определяемого начальной вершиной дуги, а $\sum_j p_{ij} = 1$. Умножив вероятность

p_{ij} на характеристическую функцию, соответствующую закону распределения длительности выполнения операции (i,j) , получим W -функцию $W_{ij}(s) = -p_{ij}\psi_{ij}(s)$ – условную характеристическую функцию этой дуги. Ее можно интерпретировать как ожидаемое отнесение функции-изображения сигналов на выходе дуги (i,j) к сигналу на входе (в состоянии i) или как передаточную функцию дуги.

Обработка единицы входной информации может быть промоделирована сигналом дельта-функции, имеющей единичное изображение. Тогда сигнал Y на выходе системы будет полностью определяться условной характеристической функцией системы $W_E(s)$:

$$Y = 1 \times W_E(s) = W_E(s).$$

Характеристическая функция закона распределения длительности обработки в системе (выходного сигнала системы) $\psi^{\text{sys}}(s)$ определяется следующим образом [7]: т.к. $\psi_E(s) = 1$ при $s = 0$, то $W_E(0) = \psi_E(0) p_E = 1 \times p_E$, откуда $\psi^{\text{sys}} = \psi_E = W_E(s) / p_E = W_E(s) / W_E(0)$.

Используя W – функцию методами эквивалентного преобразования схем, развитых в теории автоматического регулирования [9], можно определить результирующую передаточную функцию исследуемой системы. Наименее трудоемким является метод, основанный на правиле не касающихся контуров, впервые предложенный С.Д. Мейсоном [10]. Совместное применение характеристических функций и правила не касающихся контуров предусмотрено в методе GERT (Graphical Evaluation and Review Technique) [7]. Здесь связанная последовательность ориентированных ветвей, каждый узел которых является общим для двух ветвей, считается петлей 1-го порядка, а петлей порядка n – множество n не связанных между собой петель 1-го порядка.

Эквивалентная W – функция для петли L_n порядка n равна произведению W – функций петель 1-го порядка: $W_{L_n} = \prod_{k=1}^n W_k$.

Топологическое уравнение для замкнутых графов (правило Мейсона) имеет следующий вид:

$$H = 1 - \sum W_{L1} + \sum W_{L2} + \dots + (-1)^n W_{Ln} = 0,$$

где $\sum W_{Li}$ – сумма W -функций всех возможных петель i -го порядка.

Для получения топологического уравнения открытой сети необходимо ввести дополнительную дугу с функцией W_A , соединяющую сток с источником. В качестве стока может быть выбрана произвольная выходная вершина, что позволяет определить время окончания обработки в данной вершине. Функция W_A эквивалентна функции для исследуемой части графа: $W_A = 1 / W_E$. Затем для модифицированного графа находятся все петли (до максимально возможного порядка) и получается топологическое уравнение для нахождения передаточной функции системы.

Топологическое уравнение рассматриваемой трехуровневой иерархической системы, полученное с использованием правила Мейсона, имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} H = & 1 - W_{0,0} - \sum_{i=1}^{i \leq 3} W_{0,i} W_{i,0} - \sum_{i,j=1}^{i,j \leq 3} W_{i,j} W_{ij,j} - \sum_{i,j=1}^{i,j \leq 3} W_{0,i} W_{ij} W_{ij,j} / W_E + \sum_{\substack{i \neq j \\ i,j,k=1}}^{i,j,k \leq 3} W_{0,i} W_{i,0} W_{i,jk} W_{jk,jk} + \\ & + \sum_{\substack{i,j,k,l \leq 3 \\ i,j,l=1 \\ k=2}} W_{i,j} W_{ij,j} W_{k,kl} W_{kl,l} - \sum_{\substack{i,j,k,l,m \leq 3 \\ i \neq j, j \neq l, i \neq l \\ i,j,k,l,m=1}} W_{0,i} W_{i,0} W_{j,jk} W_{jk,j} W_{l,lm} W_{lm,m} - \\ & - \sum_{\substack{i,j,k,l,m,n \leq 3 \\ i < k, k < m \\ i,j,l,n=1 \\ k=2, m=3}} W_{i,ij} W_{ij,j} W_{k,kl} W_{kl,k} W_{m,mn} W_{mn,m} + 1 / W_E \sum_{\substack{i < k \\ i,j,l=1 \\ k=2}}^{i,j,k,l \leq 3} W_{0,i} W_{i,ij} W_{ij,i} W_{k,kl} W_{kl,k} - \\ & - 1 / W_E \sum_{\substack{i < k, k < m \\ i,j,l,n=1 \\ k=2, m=3}}^{i,j,k,l,m,n \leq 3} W_{0,i} W_{i,ij} W_{ij,i} W_{k,kl} W_{kl,l} W_{m,mn} W_{mn,m} + \sum_{i,j=1}^{i,j \leq 3} W_{0,0} W_{i,ij} W_{ij,i} - \sum_{\substack{i \neq j \\ i,j,k=1}}^{i,j,k \leq 3} W_{0,0} W_{0,i} W_{i,0} W_{i,jk} W_{jk,j} + \\ & + \sum_{\substack{i < k, k < m \\ i,j,l,n=1 \\ k=2, m=3}}^{i,j,k,l,m,n \leq 3} W_{0,0} W_{i,ij} W_{ij,i} W_{k,kl} W_{kl,k} W_{m,mn} W_{mn,m}, \end{aligned}$$

где W_{ij} – условная характеристическая функция дуги, связывающей i -ую подсистему с j -ой.

В результате преобразований топологического уравнения получается следующее выражение для передаточной функции системы:

$$W_E = \frac{9W_{0,i}W_{i,ij}W_{ij,i}}{1 - W_{0,0} - 3W_{0,i}W_{i,0} - 3W_{i,ij} + 3W_{0,0}W_{i,ij}W_{ij,i}}.$$

Аналитически математическое ожидание и среднеквадратическое отклонение длительности обработки данных вычисляются по зависимостям:

$$M = \frac{\delta W_E(S)}{i\delta s W_E(0)}|_{s=0}, \sigma = \sqrt{D} = \sqrt{-\frac{\delta^2 W_E(S)}{\delta s^2 W_E(0)} - (M)^2}|_{s=0}.$$

Характеристики длительности обработки данных в функциональном контуре можно получить и имитационным моделированием путем нахождения характеристических функций законов распределения обработки всех подсистем, составляющих контур.

Список литературы

1. Староселец, В. Г. Основы математического моделирования : учеб. пособие / В. Г. Староселец. – СПб. : ВАА, 1994.
2. Гмурман, В. Е. Теория вероятностей и математическая статистика / В. Е. Гмурман. – М. : Высшая школа, 1977. – 480 с.
3. Боровков, А. А. Теория вероятностей / А. А. Боровков. – М. : Наука, 1986. – 432 с.
4. Мамиконов, А. Г. Достоверность, защита и резервирование информации в АСУ / А. Г. Мамиконов, В. В. Кульба, А. Б. Шелков. – М. : Энергоатомиздат, 1986. – 304 с.
5. Сетевое планирование и управление : сб. ст. – М. : Высш. шк., 2004. – 616 с.
6. Саати, Т. Теория систем массового обслуживания / Т. Саати. – М. : Наука, 1974. – 280 с.
7. Филлипс, Д. Методы анализа сетей : пер. с англ. / Д. Филлипс, А. Гарсиа-Диас. – М. : Мир, 1984. – 496 с.
8. Деч, Г. Руководство к практическому применению преобразования Лапласа и Z-преобразования / Г. Деч. – М. : Наука, 1971. – 288 с.
9. Основы теории автоматического регулирования / В. В. Казакевич, А. А. Красовский, А. М. Летов и др. ; под ред. В. В. Соловникова. – М. : Машгиз, 1954. – 1117 с.
10. Свами, М. Графы, сети и алгоритмы / М. Свами, К. Тхуласираман. – М. : Мир, 1984. – 455 с.
11. Шестаков, А. В. Теория вероятностей / А. В. Шестаков. – Пенза : ПВАИУ, 1968. – Ч. 1. – 224 с.
12. Пугачев, В. С. Теория случайных функций и ее применение к задачам автоматического управления / В. С. Пугачев. – М. : Физматгиз, 1960. – 884 с.
13. Мхитарян, В. С. Теория вероятностей и математическая статистика : учебник для студ. учреждений высш. проф. образования / В. С. Мхитарян, В. Ф. Шишов, А. Ю. Козлов. – М. : Академия, 2012. – 416 с.

БЕСПРОВОДНЫЕ СЕНСОРНЫЕ СЕТИ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ

H. Н. Макарев, С. В. Боряк

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Статья представляет из себя краткую аннотацию беспроводных сенсорных сетей и их прикладное использование в различных отраслях.

Беспроводные сенсорные сети получили большое развитие в последнее время. Такие сети, состоящие из множества миниатюрных узлов, оснащенных маломощным приемо-передатчиком, микропроцессором и сенсором, могут связать воедино глобальные компьютерные сети и физический мир. Концепция беспроводных сенсорных сетей привлекает внимание многих ученых, исследовательских институтов и коммерческих организаций, что обеспечило большой поток научных работ по данной тематике.

Технология MeshLogic – это аппаратно-программная платформа, предназначенная для создания распределенных беспроводных систем передачи данных в области промышленной, коммерческой и домашней автоматизации [1, 2].

Платформа MeshLogic соответствует идеологии построения многоячейковых беспроводных сенсорных сетей, что позволяет разрабатывать самоорганизующиеся и самовосстанавливающиеся системы из низкопотребляющих и дешевых устройств.

MeshLogic представляет собой комплекс аппаратного и программного обеспечения, реализующего набор сетевых протоколов для пакетной передачи данных между любыми устройствами сети, представлена на рис. 1. Платформа является универсальной базой для создания маломощных беспроводных сетей в различных областях применения, при этом особенности конкретного приложения отражаются прикладным уровнем встроенного программного обеспечения узлов и настройками сетевого стека.

До настоящего времени широкое использование беспроводной связи в области промышленной автоматизации содержалось низкой надежностью радиоканалов по сравнению с проводными соединениями в тяжелых условиях промышленной эксплуатации, при этом беспроводные сенсорные сети кардинальным образом изменяют сложившуюся ситуацию, т. к. по своей природе устойчивы к различного рода возмущениям, например, физическое повреждение узла, появление помехи, изменение препятствий. Более того, в некоторых условиях беспроводная сенсорная сеть может обеспечить даже большую надежность, чем проводная система связи.

Решения на основе беспроводных сенсорных сетей в полной мере отвечают предъявляемым со стороны промышленности требованиям:

- отказоустойчивость;
- масштабируемость;
- адаптируемость к условиям эксплуатации;
- энергетическая эффективность;
- учет специфики прикладной задачи;
- экономическая рентабельность.

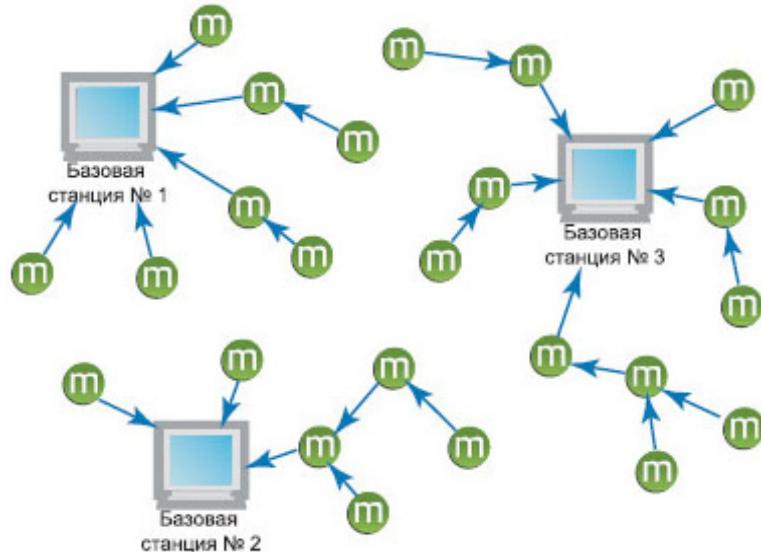


Рис. 1. Принцип построения MeshLogic

Технологии беспроводных сенсорных сетей могут найти применение в следующих задачах промышленной автоматизации:

- дистанционный контроль и диагностика промышленного оборудования;
- техническое обслуживание оборудования по текущему состоянию (прогнозирование запаса надежности);
- мониторинг производственных процессов;
- телеметрия для исследований и испытаний

Также беспроводные сенсорные сети широко используются при автоматизации различных зданий и сооружений для осуществления следующих функций:

- мониторинг температуры, расхода воздуха, присутствия людей и управление ОВК-оборудованием для поддержания микроклимата;
- управление освещением;
- управление энергоснабжением;
- сбор показаний квартирных счетчиков газа, воды, электроэнергии и т. д.;
- охранно-пожарная сигнализация;
- мониторинг состояния несущих конструкций зданий и сооружений.

Беспроводные сенсорные сети в разделе безопасности и обороны позволяют обеспечить:

- контроль за перемещением людей и техники;
- контроль периметра и удаленное наблюдение;
- помочь в проведении спасательных операций;
- мониторинг имущества и ценностей;

Из-за отсутствия четкой стандартизации в сенсорных сетях, существует несколько различных платформ. Все платформы отвечают основным базовым требованиям к сенсорным сетям: малая потребляемая мощность, длительное время работы, маломощные приемо-передатчики и наличие сенсоров. К основным платформам можно отнести MicaZ, TelosB, Intel Mote 2.

MicaZ

- Микропроцессор: Atmel ATmega128L
- 7.3728 МГц частота
- 128 Кб флеш-памяти для программ
- 4 Кб SRAM для данных
- 2 UART's
- SPI шина

- I2C шина
- Радио: ChipCon CC2420
- Внешняя флеш-память: 512 Кб
- 51-pin дополнительный коннектор
- восемь 10-битовых аналоговых I/O
- 21 цифровых I/O
- Три программируемых LEDs
- JTAG порт
- Питание от двух батарей AA

TelosB

- Микропроцессор: MSP430 F1611
- 8 МГц частота
- 48 Кб флеш-памяти для программ
- 10 Кб RAM для данных
- UART
- SPI шина
- Встроенный 12-битовый ADC/DAC
- DMA контроллер
- Радио: ChipCon CC2420
- Внешняя флеш-память: 1024 Кб
- 16-pin дополнительный коннектор
- Три программируемых LEDs
- JTAG порт
- Опционально: Сенсоры освещенности, влажности, температуры.
- Питание от двух батарей AA

Intel Mote 2

- 320/416/520 МГц PXA271 XScale микропроцессор
- 32 Мбайта Флеш-памяти
- 32 Мбайта ОЗУ
- Mini-USB интерфейс
- I-Mote2 коннектор для внешних устройств (31 + 21 pin)
- Radio: ChipCon CC2420
- Светодиодные индикаторы
- Питание от трех батарей AAA

Список литературы

1. Hu Fei. Wireless sensor networks : principles and practice / Fei Hu, Xiaojun Cao. – Boca Raton, FL [etc.] : CRC press, cop. 2010. – Vol. XXVII. – 503 c.
2. McCabe, J. D. Network Analysis, Architecture and Design / J. D. McCabe // Morgan Kaufmann 3rd Ed. – 2007. – URL: <http://www.sciencedirect.com>
3. Восков, Л. С. Универсальная платформа для мониторинга эффективности использования ресурсов на основе технологии беспроводных сенсорных сетей / Л. С. Восков, М. М. Комаров, С. Г. Ефремов // Автоматизация и ИТ в энергетике. – 2009. – № 1. – С. 41–43.
4. Восков, Л. С. Беспроводные сенсорные сети и прикладные проекты / Л. С. Восков // Автоматизация и ИТ в энергетике. – 2009. – № 2–3. – С. 44–49.

МОДЕЛИ РАЗМЕРНЫХ ЦЕПЕЙ ДАТЧИКОВ ДАВЛЕНИЯ

Г. В. Петрунин, А. У. Аналиева, Д. М. Суханов

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

П. Г. Михайлов

МГУТУ им. К. Г. Разумовского (Пензенский филиал), г. Пенза, Россия

М. Ж. Айтимов

КазНТУ им. К. И. Сатпаева, г. Алматы, Республика Казахстан

Статья посвящена разработке моделей размерных цепей датчиков. Размерные цепи позволяют корректно провести сборку датчиков с минимальными доработками и подгонками деталей. Приведены основные понятия и уравнения теории размерных цепей. Определены задачи автоматизации расчетов размерных цепей и намечены пути их решения.

Для нормального функционирования узлов и всего датчика в целом необходимо, чтобы составляющие их детали и поверхности занимали одна относительно другой определенное положение, что диктует необходимость учета взаимосвязанных размеров, их допусков, отклонений, взаимовлияния друг на друга [1, 2].

Для описания этого процесса используется теория расчета размерных цепей (РЦ), широко применяемая в машино – и приборостроении [3, 4]. При разработке РЦ, применительно к ДФВ, введем следующие классификационные понятия:

Размерная цепь—совокупность размеров, образующих замкнутый контур.

Схема размерной цепи – графическое изображение РЦ, которое вычерчивается отдельно от чертежа детали. При этом различаются увеличивающие, уменьшающие и замыкающие размеры. Размеры в РЦ называются звеньями (ЗВ) и обозначаются прописными буквами русского алфавита или строчными буквами греческого алфавита. Звено РЦ является исходным при постановке задачи или получающееся последним в результате его решения называется замыкающим звеном и обозначается с индексом Δ , например H_Δ , a_Δ и т.д. Звенья РЦ могут выполнять роль компенсирующих звеньев, которые служат для обеспечения необходимой точности замыкания ЗВ (рис. 1).

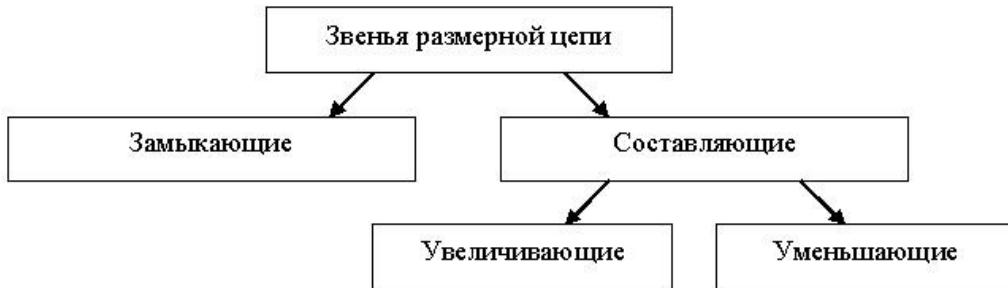


Рис. 1. Классификационная модель звеньев размерной цепи

Представим в общем виде порядок расчета РЦ, используя рекомендации, изложенные в нормативных документах и специальной технической литературе [3, 4].

Предварительно следует отметить, что важнейшим необходимым условием для составления и анализа графической модели РЦ является условие ее замкнутости.

При расчетах будем использовать следующие обозначения: $A_j (j = 1, 2, \dots, m-1)$ – номинальный размер произвольного звена размерной цепи; A_0 – номинальный размер замыкающего звена размерной цепи; TA_j , TA_0 – допуски описанных выше размеров; A_j^{max} , A_j^{min} , $\Delta_{j\epsilon}$ – соответственно предельные и средние размеры звеньев цепи; $ES(A_j)$, $EJ(A_j)$, $Ec(A_j)$ – предельные и среднее отклонение размеров размерной цепи (рис. 2).

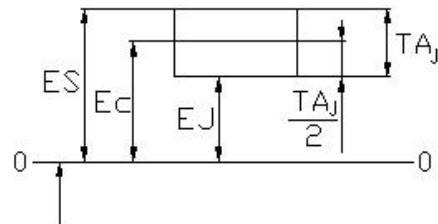


Рис. 2. Графическая модель расположения допусков и размеров

Число звеньев РЦ: m – полное число звеньев; n – число увеличивающих звеньев; p – число уменьшающих звеньев; $n + p = m - 1$ – замыкающее звено.

Решение производится по формулам:

$$A_0 = \sum_{j=1}^n \vec{A}_j - \sum_{j=n+1}^p \overleftarrow{A}_j \quad (1)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} ESA_0 = \sum_{j=1}^n ES \vec{A}_j - \sum_{j=n+1}^p EJ \overleftarrow{A}_j \\ EJA_0 = \sum_{j=1}^n EJ \vec{A}_j - \sum_{j=n+1}^p ES \overleftarrow{A}_j \end{array} \right. \quad (2)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} EJA_0 = \sum_{j=1}^n EJ \vec{A}_j - \sum_{j=n+1}^p ES \overleftarrow{A}_j \end{array} \right. \quad (3)$$

$$TA_0 = \sum_{j=1}^{m-1} TA_j ; \quad TA_j = TA_0 - \sum_{j=1}^{m-2} TA_j \quad (4)$$

$$EcA_0 = \sum_{j=1}^n Ec \vec{A}_j - \sum_{n+1}^p Ec \overset{\leftarrow}{A}_j \quad (5)$$

$$ESA_0 = EcA_0 + \frac{TA_0}{2} \quad (6)$$

$$EJA_0 = EcA_0 - \frac{TA_0}{2} \quad (7)$$

В рамках расчетного метода max-min расчет может быть проведен двумя способами:

1. Способ равных допусков.

Применяется, когда составляющие РЦ близки по величине или принадлежат одному интервалу размеров в таблице допусков.

$$TA_1 = TA_2 = \dots = TA_{m-1} = T_{cp} A_j \quad (8)$$

$$TA_0 = (m-1) \cdot T_{cp} A_j \quad (9)$$

$$T_{cp} A_j = \frac{TA_0}{m-1} \quad (10)$$

2. Способ допусков одного квалитета (равноточных допусков).

Все составляющие звенья изготавливают по одному квалитету точности. Требуемый квалитет определяется следующим образом.

Допуск составляющего размера:

$$TA_j = a_j i \quad (11)$$

$$i = 0,45 \cdot \sqrt[3]{D} + 0,001 \cdot D \quad (12)$$

где D – среднегеометрический размер для интервала

$$TA_0 = a_1 i_1 + a_2 i_2 + \dots + a_{m-1} i_{m-1} \quad (13)$$

по условию: $a_1 = a_2 = \dots = a_{m-1} = a_{cp}$

$$TA_0 = a_{cp} \sum_{j=1}^{m-1} (0,45 \cdot \sqrt[3]{D} + 0,001 \cdot D) \quad (14)$$

$$a_{cp} = \frac{TA_0}{\sum_{j=1}^{m-1} (0,45 \cdot \sqrt[3]{D} + 0,001 \cdot D)}, \quad (15)$$

где T выражено в мкм, а D – в мм.

Алгоритм расчета РЦ

1. По $a_{расч}$ определяем квалитет ($a_{расч} \sim a_{табл}$).
2. По этому квалитету назначаем допуски на составляющие размеры РЦ.

$$TA_1 = \dots, \quad TA_2 = \dots, \quad TA_3 = \dots$$

3. Скорректировать допуски на составляющие размеры РЦ так, чтобы сумма Ta_j была равна TA_0 (т.к. $a_{расч} \neq a_{табл}$, то $\sum TA_j \neq TA_0$).

4. Назначить предельные отклонения на составляющие размеры (на охватывающие размеры по « H » (+), на охватываемые размеры по « h » (-), в трудноопределяемых случаях допуск назначается симметрично (\pm)).

Предельное отклонение одного размера определяется по формулам:

$$ESA_0 = \sum ES \vec{A}_j - \sum EJ \overset{\leftarrow}{A}_j \quad (16)$$

$$EJA_0 = \sum EJ \vec{A}_j - \sum ES \overset{\leftarrow}{A}_j, \quad (17)$$

при этом следует соблюдать условие: $TA_0 \geq \sum_{j=1}^{m-1} TA_j$

Методы автоматизации расчетов РЦ

Следует отметить, что в настоящее время алгоритмы расчетов РЦ носят рекомендательный характер. При расчете используют значительное число параметров: коэффициент риска, коэффициент относительного рассеяния, экономическая точность обработки, стандартные значения допусков и др. Это осложняет выполнение расчетов с требуемой точностью.

Как было показано ранее, любая РЦ представляет собой совокупность составляющих звеньев, размеры которых определяют фактическое значение замыкающего звена РЦ. Размеры составляющих звеньев являются случайными величинами. Следовательно, замыкающее звено РЦ также является случайной величиной. Это дает возможность использовать в расчетах РЦ методы статистического моделирования. Одним из таких методов является метод статистических испытаний (метод Монте-Карло) [5]. Его в настоящее время применяют в соответствующих модулях современных CAD/CAM/CAE систем, таких как Proingeneer, Solid Works, Catia и др. [6, 7].

Сущность применения метода Монте-Карло для размерных расчетов заключается в многократном моделировании совокупности известных по условиям расчета звеньев с определенными законами распределения, в получении массива значений искомого звена и в последующей статистической обработке этого массива для получения характеристик искомого звена РЦ. Укрупненная схема применения метода Монте-Карло для решения обратной задачи расчета РЦ приведена на рисунке. При каждом испытании $k = 1 \dots N$ производят моделирование одной совокупности составляющих звеньев и для нее находят значение замыкающего звена $A_{\Delta k}$.

$$A_{\Delta_k} = \sum_{i=1}^{m-1} A_{i_k} \xi_i \quad (18)$$

где A_{ik} — номинальное значение i -го составляющего звена при k -м испытании; ξ_i — передаточный коэффициент i -го составляющего звена.

Из полученного при этом одномерного массива A_{ik} – звеньев размерностью N проводят определение размерных характеристик замыкающего звена (рис. 2).



Рис. 2. Схема применения метода Монте-Карло для решения обратной задачи расчета РЦ: m – число звеньев РЦ; N – число испытаний; i – номер звена; k – номер испытания

Основное преимущество метода Монте-Карло – наиболее естественное отображение процессов образования погрешности замыкающего звена РЦ. Это позволяет отказаться от разделения методов расчета РЦ на расчеты методом «максимум–минимум» и вероятностный. Кроме того, отпадает необходимость в эмпирических коэффициентах относительного рассеяния i , характеризующих отклонение законов распределения составляющих звеньев от нормального. Таким образом, метод Монте-Карло является наиболее универсальным, позволяющим упростить методику расчета РЦ. Для реализации этого метода требуется обязательное использование средств вычислительной техники. Применение метода Монте-Карло позволяет реализовать целенаправленный перебор вариантов решений и учет взаимного влияния составляющих звеньев. Достоверность получаемых результатов существенно зависит от способа моделирования случайных величин и от числа испытаний N . При увеличении числа испытаний точность и воспроизводимость результатов возрастают, но одновременно возрастает трудоемкость расчетов, и повышаются требования к применяемым аппаратным средствам.

Алгоритм расчета РЦ в общем виде представлен на рис. 3. В алгоритме на рис. 3 приняты следующие обозначения: M – массив элементов размерной цепи; ES – массив верхних предельных отклонений $[E_s(A_j)]$; $EI(K)$ – массив нижних предельных отклонений $[E_i(A_j)]$; $AK(K)$ – массив коэффициентов относительного рассеяния $[k_j]$; $AO[A'_\Delta]$ – расчетный номинальный размер; TAO [TA'_Δ] – расчетный допуск; $ESAO$ и $EIAO$ – расчетные верхнее $[E_s(A'_\Delta)]$ и нижнее $[E_i(A'_\Delta)]$ предельные отклонения; $EC[E_c(A'_\Delta)]$ – расчетная координата середины поля допуска замыкающего звена; TA – промежуточная расчетная сумма: $TA = \sum_{j=1}^{m-1} k_j^2 \xi_j^2 (TA_j)^2$;

AA – заданное значение номинального размера исходного звена $[A_\Delta]$; ESA и EIA – заданные значения верхнего $[E_s(A_\Delta)]$ и нижнего $[E_i(A_\Delta)]$ предельных отклонений исходного размера; TA_Δ – заданное значение допуска исходного (замыкающего) размера $[TA_\Delta]$; AAK – номинальный размер компенсирующего звена $[A_K]$; $ECAK$ – координата середины поля допуска компенсирующего звена $[E_0(A_K)]$.

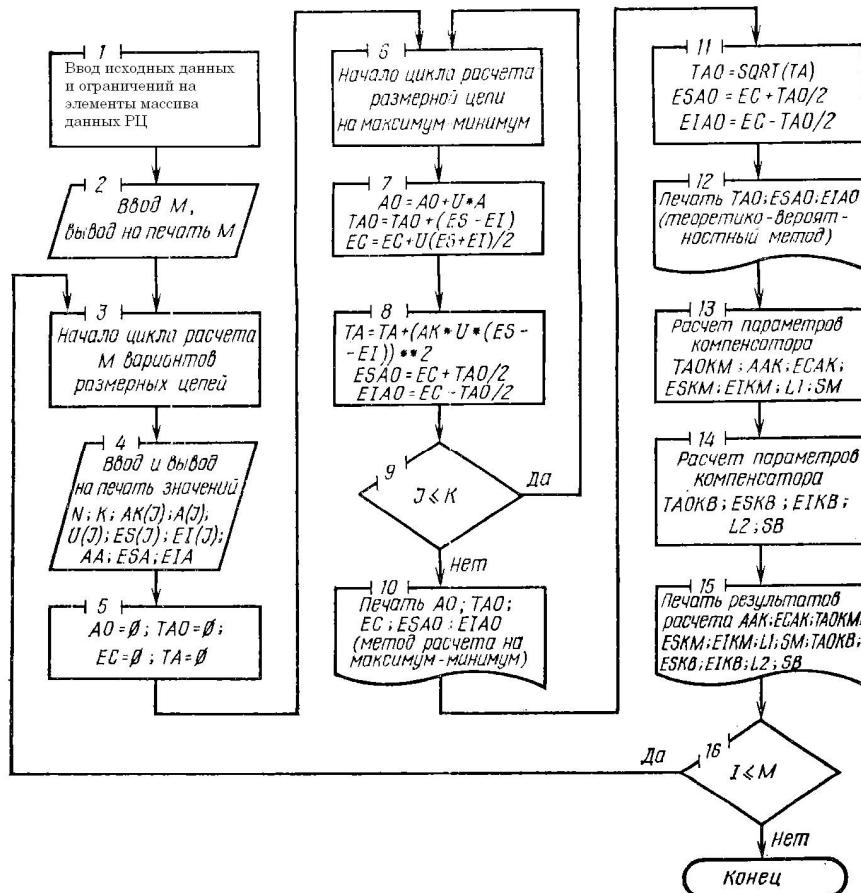


Рис. 3. Алгоритм расчета размерных цепей

На рис. 4, 5 и в табл. 1 и 2 приведены примеры реализации моделирования РЦ на конкретном металлопленочном датчике давления [8]. При этом задачами моделирования являются определение соответствия фактической длины датчика требованиям КД (рис. 4) и определение наличия зазора между втулкой и мембраной, который должен удовлетворять условиям сборки измерительного модуля (рис. 5).

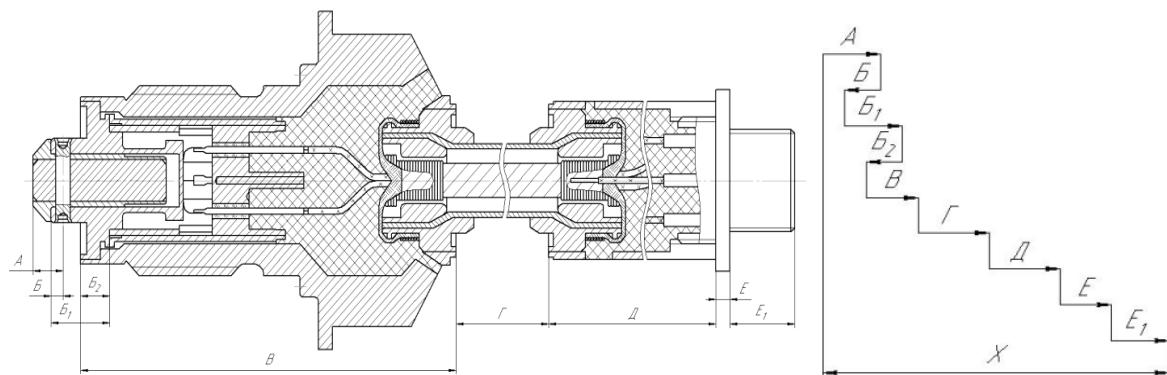


Рис. 4. Сборочный чертеж металлопленочного датчика и его размерная цепь

Таблица 1

Параметры размерной цепи датчика давления

Наименование	Условное обозначение	Номинальный размер, мм	Верхнее отклонение, мм	Нижнее отклонение, мм
Втулка	А	2,3	0,05	0,05
Измерительный модуль	Б	2,3	0,05	0,05
	Б ₁	6,2	—	0,09
Корпус	В	41	—	0,25
Перемычка кабельная	Г	470	30	30
Втулка	Д	33	—	0,25
Разъем электрический (вилка)	Е	1,4	—	—
	Е ₁	7	0,2	—
	Х	556,7	30,34	30,69

$$X = 556,7^{+30,34}_{-30,69}; X_{\text{ном}}=556,7; X_{\text{max}}=587,04; X_{\text{min}}=526,01$$

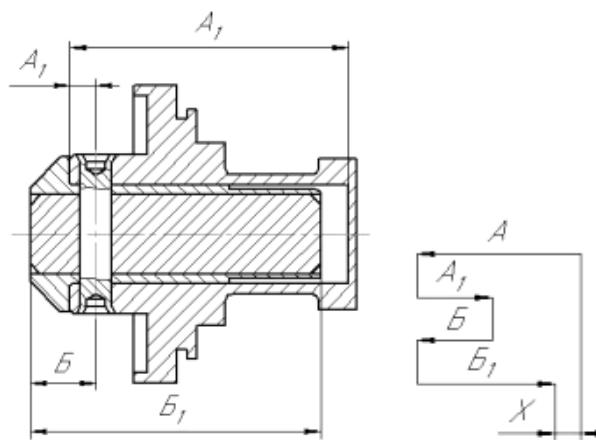


Рис. 5. Сборочный чертеж измерительного модуля датчика и его размерная цепь

Таблица 2

Параметры размерной цепи измерительного модуля

Наименование	Условное обозначение	Номинальный размер, мм	Верхнее отклонение, мм	Нижнее отклонение, мм
Измерительный модуль	А	13,7	—	0,11
	А ₁	-1,2	0,05	0,05
Втулка	Б	2,3	0,05	0,05
	Б ₁	-13,7	0,18	—
	Х	1,1	0,28	0,21

$$X = 1,1^{+0,28}_{-0,21}; X_{\text{ном}}=1,1; X_{\text{max}}=1,38; X_{\text{min}}=0,89$$

Заключение

Полученные результаты численного моделирования РЦ датчика и измерительного модуля, отвечают требованиям конструкторской и технологической документации, и обеспечить собираемость датчика.

Список литературы

- Ганевский, Г. М. Допуски, посадки и технические измерения в машиностроении / Г. М. Ганевский, И. И. Гольдин. – М. : Высшая школа, 1993.
- Чернецов, А. В. Чувствительные элементы и измерительные модули датчиков давления. Вопросы стандартизации и унификации / А. В. Чернецов, М. А. Соколов // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2013. – № 3 (27). – С. 148–155.
- ГОСТ 16319–84 Размерные цепи. Термины, определения и обозначения. – М., 1984.
- ГОСТ 16320–84 Методы расчета размерных цепей. – М., 1984.
- Соболь И.М. Численные методы Монте-Карло. / М.: Наука, 1973.
- Компас 3D для Windows. Руководство пользователя. – М. : АО АСКОН, 2000.
- SigmundWorks. Расчет и оптимизация размерных цепей SolidWorks. – URL: <http://www.solidworks.ru/products/sigmundworks/>.
- Каталог продукции ОАО «НИИФИ». – Пенза, 2011.

ОБЗОР И СИСТЕМАТИЗАЦИЯ МЕТОДОВ МОДЕЛИРОВАНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ АКТИВНЫХ ДИЭЛЕКТРИКОВ

E. A. Печерская, Д. В. Рябов, И. М. Гладков

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Систематизированы методы моделирования диэлектрических параметров активных диэлектриков в зависимости от температуры и напряженности электрического поля, что может быть использовано на этапах проектирования электронной компонентной базы на основе указанных материалов, при разработке алгоритмов и методик функционирования интеллектуальных стем для исследования активных диэлектриков.

Моделирование диэлектрических параметров активных диэлектриков в зависимости от напряженности электрического поля, температуры, частоты переменного электрического поля целесообразно использовать на различных этапах проектирования и изготовления электронных компонентов:

– на этапах проектирования теоретическое моделирование, основанное на априорных данных, позволяет спрогнозировать возможные диапазоны изменения параметров под воздействием управляющих факторов; выявить материалы, перспективные с точки зрения их использования в элементах функциональной электроники, у которых параметры способны изменяться требуемым образом; избежать проведения дорогостоящих экспериментов;

– при планировании эксперимента, в том числе, при контроле параметров в технологических процессах изготовления электронной компонентной базы на основе активных диэлектриков, моделирование дает возможность выбрать средства измерений по диапазону и метрологическим характеристикам;

– после проведения измерений путем эмпирико – теоретического и эмпирического моделирования возможно планирование коррекции свойств материалов.

В результате обзора и анализа современных методов моделирования диэлектрических параметров материалов, обладающих сегнетоэлектрическими свойствами, методы систематизированы, что отображено на рис. 1.



Рис. 1. Классификация методов моделирования температурных и полевых зависимостей параметров активных диэлектриков

Рассмотрим указанные методы моделирования подробнее. Моделирование зависимостей на основе аппроксимирующих моделей $\epsilon(T)$ является эмпирико-теоретическим, его суть заключается в моделировании температурных зависимостей диэлектрических параметров (например, емкости) в паразелектрической фазе по результатам экспериментального определения $\epsilon(T)$ в сегнетоэлектрической фазе на основании закона Кюри – Вейса [1, 23].

Многие известные методы моделирования полевых и температурных зависимостей диэлектрических параметров сегнетоэлектриков базируются на термодинамической теории Ландау – Гинзбурга – Девоншира. В работах [2, 3] предложено моделирование диэлектрического отклика сегнетоэлектрической пленки, входящей в состав планарного конденсатора, основанное на феноменологическом описании. При этом емкость планарного конденсатора рассчитывается методом частичных емкостей, для определения вещественной части функции Грина (соответствует сегнетоэлектрику без потерь) получены модели, справедливые для паразелектрической фазы [3]:

$$G(T, E, x, \xi_s) = \frac{1}{\left(a(T, E, x, \xi_s)^{1/2} + \xi(E, x, \xi_s) \right)^{2/3} + \left(a(T, E, x, \xi_s)^{1/2} - \xi(E, x, \xi_s) \right)^{2/3} - \eta(T, x)}, \quad (1)$$

где $G(T, E, x, \xi_s)$ – вещественная часть функции Грина, которая зависит от температуры T , напряженности электрического поля E , параметра структурного качества образца ξ_s , функции содержания бария x (в слу-

чае сегнетоэлектрика переменного состава типа BSTO); параметр $a(T, E, x, \xi_s) = \xi(E, x, \xi_s)^2 \eta(T, x)^3$, в параэлектрической фазе $a(T, E, x, \xi_s) \geq 0$; $\xi(E, x, \xi_s) = \frac{\sqrt{[\xi_s E_N(0)]^2 + E^2}}{E_N(x)}$, где Θ_F – эффективная температура Дебая для подрешеток кристалла, ответственных за сегнетоэлектрическую поляризацию; $E_N(x)$ – нормирующая напряженность поля, $E_N(x) = \frac{2D_N}{\epsilon_0 (3\epsilon_{00}(x))^{3/2}}$; $\epsilon_{00}(x) = \frac{C}{T_C(x)}$, где C – константа Кюри – Вейса, $T_C(x)$ – температура Кюри, для образцов $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$: $T_C(x) = 42 + 439x - 96x^2$; $\eta(T, x) = \frac{\Theta_F}{T_C(x)} \sqrt{\frac{1}{16} + \left(\frac{T}{\Theta_F}\right)^2} - 1$; ξ_s – коэффициент меры дефектности образца (для монокристаллов $\xi_s = 0,01 - 0,05$, для пленочных образцов $\xi_s = 0,1 - 1,5$).

Для сегнетоэлектрической фазы [3]:

$$G(T, E, x, \xi_s) = \frac{1}{\frac{1}{4} (a(T, E, x, \xi_s) \xi(E, x, \xi_s))^{2/3} + (\xi(E, x, \xi_s))^{2/3} - 2\eta(T, x)}, \quad (2)$$

где $a(T, E, x, \xi_s) < 0$.

В статьях [2, 4] расчет емкости учитывает размерный эффект для различных видов граничных условий: металл, высокотемпературный сверхпроводник, диэлектрик.

В труде [5] аналитически описано смещение температуры фазового перехода нанокомпозита $NaNO_2$ – опал относительно объемной фазы материала, согласно феноменологической теории получено выражение для размерной зависимости среднеквадратических флуктуаций поляризации в ячейке от радиуса наночастицы.

Приложение термодинамической теории к моделированию распределения поляризации по толщине тонкой пленки сегнетоэлектрического материала с учетом влияния поверхностных зарядов детально рассмотрено в статье [6].

В Институте проблем машиноведения РАН (Санкт-Петербург) предложены термодинамическая и кинетическая теории переключения одноосных и многоосных сегнетоэлектриков во внешних электрических полях и метод нахождения констант сегнетоэлектрических кристаллов на основе исследования эволюции тока переключения [7].

В Физико – техническом институте им. А. Ф. Иоффе РАН проводятся работы по моделированию процессов поляризации в структурах, содержащих сегнетоэлектрический слой. Например, в работах [8, 9] представлены результаты анализа деполяризации и гистерезиса в структуре металл – сегнетоэлектрик – полупроводник, осуществленные путем решения уравнения Пуассона, когда контакт к сегнетоэлектрику образует барьер Шоттки, рассмотрен омический контакт с полупроводником, сегнетоэлектрик и полупроводник легированы мелкими акцепторами. В статье [10] исследованы структурные дефекты на границе раздела полупроводник – сегнетоэлектрик. В работе [11] на основе уравнения Пуассона моделированы вольт – фарадьевые характеристики сегнетоэлектрика, легированного мелкими донорами, что позволило рассчитать изменение напряженности электрического поля, потенциала, поляризации и диэлектрической проницаемости по толщине области объемного заряда. Исходными данными для моделирования являются значения спонтанной поляризации, остаточной поляризации, коэрцитивного поля, взятые из экспериментальной петли гистерезиса. В указанных выше статьях [8 – 11] использована аппроксимация зависимости поляризации от напряженности электрического поля гиперболическим тангенсом для восходящей ветви:

$$P^+(E) = P_s th\left(\frac{E - E_c}{2d}\right) + P_r(1-a), \quad (3)$$

для нисходящей ветви применено выражение:

$$P^-(E) = -P_s th\left(\frac{-E - E_c}{2d}\right) - P_r(1-a), \quad (4)$$

где P_s – поляризация насыщения, P_r – остаточная поляризация, E_c – коэрцитивное поле; $0 \leq a \leq 1$, при $a = 1$ формулы (3) и (4) моделируют насыщенную петлю гистерезиса [12], для вычисления параметра a используется следующая формула:

$$2P_r(1-a) = -P_s th\left(\frac{E_{max} - E_c}{2d}\right) - P_s th\left(\frac{-E_{max} - E_c}{2d}\right),$$

где параметр d задается формулой:

$$d = E_c \left[\ln \left(\frac{1 + \frac{P_r}{P_s}}{\frac{P_r}{1 - \frac{P_r}{P_s}}} \right) \right]^{-1}. \quad (5)$$

Для основной кривой поляризации справедливо выражение [12]:

$$P(E) = P_s \operatorname{th} \left(\frac{E}{2d} \right). \quad (6)$$

Ряд работ отечественных [13–15] и зарубежных ученых [24, 25], посвящен моделированию петель гистерезиса и кривых поляризации $P(E)$ на основе модели Прейзаха. В перечисленных трудах представлены модификации метода, предложенного Ф. Прейзахом для изучения гистерезисных явлений в ферромагнетиках, который ввел статистическое распределение доменов по коэрцитивным и внутренним полям и считал функцию распределения в слабых полях постоянной величиной [18]. В последствии этот метод доработал Н. С. Акулов, который рассмотрел несколько первых членов разложения функции распределения в ряд Маклорена. Одними из первых метод Прейзаха – Акулова распространяли на изучение кривых поляризации и гистерезисных петель ученые государственного университета Ростова-на-Дону [13, 14]. Статьи [19, 24] обосновывают динамическую модель Прейзаха с учетом времени задержки, которое связано с временем переключения диполей, определяемым как функция напряженности внешнего электрического поля.

Анализ амплитудно – частотных зависимостей действительной и мнимой составляющих комплексной диэлектрической проницаемости является одним из основных направлений научной работы коллектива кафедры физики ВолгГАСУ. В статье [20] впервые проанализированы диэлектрические спектры, рассчитанные по петлям поляризации в полях различной амплитуды на примере дейтерированного триглицинсульфата. Это позволило выявить различия диэлектрических спектров, форм петель поляризации и амплитудных зависимостей диэлектрической проницаемости в ультраслабых, слабых, средних и сильных полях. Научные исследования, посвященные изучению частотных зависимостей диэлектрической проницаемости проводятся в МГУ им. М. В. Ломоносова, например, закономерности появления дисперсии в радиочастотном диапазоне непосредственно при переходе точки Кюри в полярную fazу, проанализированы в работе [27].

На кафедре нано – и микроэлектроники ФГБОУ ВПО «Пензенский государственный университет» предложена методика расчета спектра релаксоров по экспериментальным частотным зависимостям действительной части комплексной диэлектрической проницаемости [22]. Также проведены исследования по влиянию состава твердых растворов цирконата – титаната свинца на их электропроводность, моделирование электропроводности гетерогенных структур сегнетоэлектрик – полупроводник, моделирование электропроводности сегнетокерамики с различным составом x вблизи морфотропной границы в зависимости от величины поглощенной дозы однократного [20], многократного рентгеновского излучения. В статьях [16–17] исследована временная стабильность диэлектрических параметров активных диэлектриков, что позволило предложить метод моделирования остаточной поляризованности, коэрцитивной силы в зависимости от количества циклов переключения. Усовершенствованная технология получения сегнетоэлектрических покрытий газодинамическим напылением предложена в [26].

Методы моделирования диэлектрических параметров активных диэлектриков, систематизированные в данной работе, могут быть использованы практически при разработке электронных компонентов на основе указанных материалов. На основе рассмотренного моделирования могут быть разработаны автоматизированные методики моделирования параметров, которые могут быть положены в основу интеллектуальной системы сопровождения исследований материалов микро- и наноэлектроники, например, рассмотренной в статье [21].

Список литературы

1. Методы и средства исследования активных диэлектриков для наноиндустрии: системный подход: монография / Е. А. Печерская. – Пенза : Инф.-изд. центр ПензГУ, 2008. – 130 с.
2. Вендиk, О. Г. Моделирование и расчет емкости планарного конденсатора, содержащего тонкий слой сегнетоэлектрика / О. Г. Вендиk, С. П. Зубко, М. А. Никольский // Журнал технической физики. – 1999. – Т. 69, № 4. – С. 1–7.
3. Юдин, П. Н. Применение метода Монте–Карло для моделирования диэлектрического отклика сегнетоэлектрика / П. Н. Юдин, М. А. Никольский, С. П. Зубко // Журнал технической физики. – 2003. – Т. 73, № 8. – С. 56–61.
4. Вендиk, О. Г. Размерный эффект в тонком сегнетоэлектрическом слое / О. Г. Вендиk, Л. Т. Тер – Мартиросян // Журнал технической физики. – 1996. – Т. 66, № 4. – С. 92–98.
5. Алексеева, Н. О. Температурная зависимость диэлектрической проницаемости нанокомпозита NaNO_2 – опал / Н. О. Алексеева, А. И. Ванин, С. В. Панькова, В. Г. Соловьев // XVIII Всероссийская конференция по физике сегнетоэлектриков : сб. тр. – СПб., 2008. – С. 117.
6. Tianguan, L. Generalized continuum theory for ferroelectric thin films / L. Tianguan, C. Wenwu // Physical review B. – 2002. – Vol. 66. – P. 024102.
7. Кукушкин, С. А. Теория переключения в сегнетоэлектриках / С. А. Кукушкин, А. В. Осипов // XVIII Всероссийская конференция по физике сегнетоэлектриков : сб. тр. (Санкт-Петербург, 9–14 июня 2008). – СПб., 2008. – С. 64.

8. Берман, Л. С. Деполяризация в структуре металл – p -сегнетоэлектрик – n - полупроводник / Л. С. Берман // Физика и техника полупроводников. – 2005. – Т. 39, № 3. – С. 332–335.
9. Берман, Л. С. Моделирование гистерезиса структуры металл – сегнетоэлектрик – полупроводник / Л. С. Берман // Физика и техника полупроводников. – 2001. – Т. 35, № 2. – С. 200–202.
10. Берман, Л. С. Структурные дефекты на границе раздела сегнетоэлектрик – полупроводник / Л. С. Берман, И. Е. Титков // Физика и техника полупроводников. – 2004. – Т. 38, № 6. – С. 710–715.
11. Берман, Л. С. Моделирование вольт – амперных характеристик полевого транзистора с сегнетоэлектрическим изолятором / Л. С. Берман // Физика и техника полупроводников. – 2001. – Т. 35, № 11. – С. 1391–1395.
12. Miller, S. L. Modeling ferroelectric capacitor switching with asymmetric nonperiodic input signals and arbitrary initial conditions / S. L. Miller, J. R. Schwank, R. D. Nasby, M. S. Rodgers // J. Appl. Phys. – 1991. – Vol. 70. – P. 2849.
13. Турик, А. В. К теории поляризации и гистерезиса сегнетоэлектриков / А. В. Турик // Физика твердого тела. – 1963. – Т. 5, № 4. – С. 1213–1215.
14. Турик, А. В. Экспериментальное исследование статистического распределения доменов в сегнетокерамике / А. В. Турик // Физика твердого тела. – 1963. – Т. 5, № 10. – С. 2922–2925.
15. Иванов, В. Н. Переключаемая часть поляризации сегнетокерамики при импульсной эмиссии электронов / В. Н. Иванов, Л. М. Рабкин // Журнал технической физики. – 2000. – Т. 70, № 12. – С. 43–46.
16. Контроль временной нестабильности диэлектрических параметров сегнетоэлектриков / Е. А. Печерская, В. А. Соловьев, А. М. Метальников, Ю. А. Вареник, И. М. Гладков, Д. В. Рябов // Известия высших учебных заведений. Электроника. – 2013. – № 2 (100). – С. 84–88.
17. Controlling the temporal instability of the dielectric parameters of ferroelectrics / E. A. Pecherskaya, V. A. Solov'ev, A. M. Metal'nikov, Y. A. Varenik, I. M. Gladkov, D. V. Ryabov // Semiconductors. – 2013. – Т. 47, № 13. – С. 1720–1722.
18. Zs. F. Phys. – 1935. – Vol. 94. – P. 277.
19. Акулов, Н. С. Дислокация и пластичность / Н. С. Акулов. – Минск : Изд-во АН БССР, 1961. – 110 с.
20. Аверин, И. А. Взаимосвязь состав – свойства сегнетокерамики типа ЦТС / И. А. Аверин, Р. М. Печерская // сб. тр. XVII Всерос. конф. по физике сегнетоэлектриков (Пенза, 26 июня – 1 июля 2005 г.). – Пенза, 2005. – С. 216.
21. Печерская, Е. А. Структура интеллектуальной системы поддержки исследований параметров сегнетоэлектрических материалов / Е. А. Печерская, А. М. Метальников, А. В. Бобошко // Нано- и микросистемная техника. – 2011. – № 6. – С. 21–24.
22. Тиллес, В. Ф. Метод α -регуляции А. Н. Тихонова в диэлектрической спектроскопии сегнетоэлектриков / В. Ф. Тиллес, Е. С. Соловьева // Физика твердого тела. – 2006. – Т. 48, № 6. – С. 978–980.
23. Печерская, Е. А. Методы исследования температурных зависимостей диэлектрических параметров сегнетоэлектриков / Е. А. Печерская, В. А. Соловьев, А. М. Метальников, А. В. Бобошко // Известия высших учебных заведений. Электроника. – 2012. – № 2 (94). – С. 77–81.
24. A dynamic ferroelectric capacitance model for circuit simulators / C. Kuhn, H. Honigschmid, O. Kowarik, E. Gondro, K. Hoffmann // Proceedings of the 12th IEEE International Symposium on Applications of Ferroelectrics. – 2000. – Vol. 2. – P. 695–698.
25. A model for the polarizashion hysteresis loop of the perovskite – type ferroelectric thin films / Feng Yang, Y. C. Zhou, X. J. Zheng, F. Liu, J. X. Tang, J. J. Zhang, J. Zhang // Applied Physics Letters. – 2007. – Vol. 91. – P. 14902.
26. Совершенствование технологий получения сегнетоэлектрических покрытий газодинамическим напылением / А. Е. Розен, И. А. Казанцев, С. Г. Усатый, С. Н. Чугунов, И. Б. Мурадов, А. О. Кривенков // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2009. – № 4. – С. 150–159.
27. Лотонов, А. М. Диэлектрическая дисперсия как признак появления полярной фазы в сегнетоэлектриках / А. М. Лотонов, В. К. Новик, Н. Д. Гаврилова // Физика твердого тела. – 2006. – Т. 48, № 6.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ С ЗАКОНОМ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ВЕЙБУЛЛА

С. А. Прохоров, М. С. Даниленко

Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С. П. Королева, г. Самара, Россия

Для исследования сложных систем методом имитационного моделирования часто возникает необходимость использования входных последовательностей, распределенных по закону Вейбулла. Распределение Вейбулла используется для описания времени отказов технических систем, времени жизни электронных устройств, финансовых задач, социальных процессов, в том числе международных конфликтов [1].

Для решения задачи генерирования псевдослучайной последовательности (ПСП) с заданным законом распределения, как правило, применяется метод инверсного преобразования, параметры которого определяются по методу моментов [2].

Проблема генерирования ПСП с законом распределения Вейбулла заключается в том, что моментные характеристики для этого закона не выражаются через элементарные функции [2]:

$$\begin{cases} m_x = \Gamma(1+1/a)b^{-1/a}; \\ \sigma_x^2 = [\Gamma(1+2/a) - \Gamma^2(1+1/a)]b^{-2/a}. \end{cases} \quad (1)$$

Таким образом, для генерирования ПСП с заданными m_x и σ_x^2 необходимо решить систему уравнений (1), т.е. определить параметры распределения Вейбулла a и b , выраженные через математическое ожидание и дисперсию.

В основу решения были положены следующие условия:
при $m_x \geq 0,05$

$$b = 16000 \cdot 16000^{-m_x}, \quad a = \frac{2,4 \cdot m_x}{0,7 \cdot \sigma_x^2} \cdot \frac{1}{34} + \sin\left(0,9 \cdot m_x \cdot \frac{\pi}{3}\right) - 1,4 \cdot \ln(m_x) + 3,5;$$

при $0,01 \leq m_x < 0,98$

$$0,0001 < \sigma_x^2 < 0,027, \quad b = \frac{\left(-\ln\left(\frac{m_x}{1,085}\right)\right)^{\frac{1}{8}} - 0,8 + \frac{e^{\frac{m_x}{3}}}{3} + e^{\frac{-5 \cdot m_x}{4}}}{\sigma_x^2}.$$

Если $1 \leq m_x < 1,8$, то

$$a = \frac{3,2 \cdot m_x}{0,7 \cdot \sigma_x^2} \cdot \frac{1}{34} + \sin\left(1,4 \cdot m_x \cdot \frac{\pi}{4}\right) - 1,4 \cdot \ln(m_x) + 1,$$

иначе

$$a = \frac{2,4 \cdot m_x}{\sigma_x^2} \cdot \frac{1}{34} + 9 \cdot \sin\left(0,5 \cdot m_x \cdot \frac{\pi}{9}\right) + 1,5 \cdot \ln(m_x) + 3.$$

при $0,009 \leq m_x < 0,96$

$$0,0001 < \sigma_x^2 < 0,007$$

k – коэффициент

$$k = \frac{-\ln(\sigma_x^2)}{4}$$

Если $k \leq 0,65$ то

$$b = \frac{k \cdot \sin(1,142857 \cdot 3,14 \cdot m_x)}{\sigma_x^2}$$

Иначе

$$b = \frac{0,65 \cdot \sin(1,142857 \cdot 3,14 \cdot m_x)}{\sigma_x^2}, \quad a = \frac{2,14 \cdot m_x}{\sigma_x^2} \cdot \frac{1}{34} + 9 \cdot \sin\left(0,5 \cdot m_x \cdot \frac{\pi}{9}\right) + 1,5 \cdot \ln(m_x) + 3.$$

Для решения этой задачи была разработана автоматизированная информационная система, содержащая две подсистемы:

1) определение математического ожидания и дисперсии по заданным параметрам закона распределения Вейбулла с последующей генерацией ПСП (см. рис. 1);

2) определение параметров закона распределения закона Вейбулла по заданным значениям математического ожидания и дисперсии (см. рис. 2).

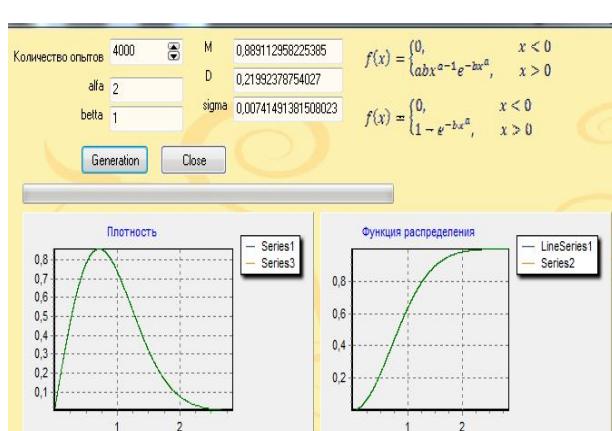


Рис. 1

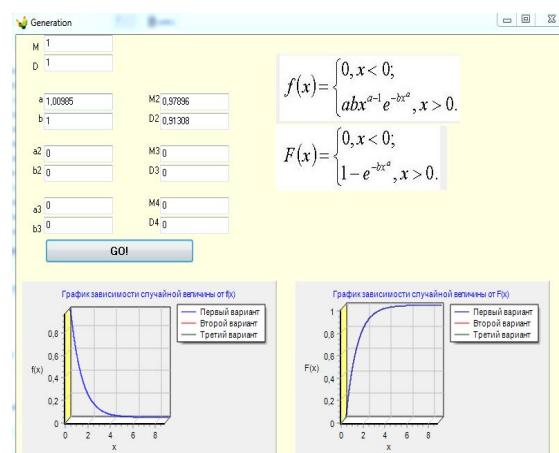


Рис. 2

Список литературы

1. Прохоров, С. А. Математическое описание и моделирование случайных процессов / С. А. Прохоров. – Самара : Самарский научный центр Российской академии наук, 2001. – 209.
2. Прохоров, С. А. Моделирование и анализ случайных процессов / С. А. Прохоров. – Самара : Самарский научный центр Российской академии наук, 2002. – 277 с.
3. Кибзун, А. И. Теория вероятностей и математическая статистика / А. И. Кибзун, Е. Р. Горяинова, А. В. Наумов, А. Н. Сиротин. – М. : ФИЗМАТЛИТ, 2002. – 224 с.
4. Рыжиков, Ю. И. Имитационное моделирование / Ю. И. Рыжиков. – СПб. : Питер, 2004. – 529 с.
5. Ефимов, М. В. Идентификация и диагностика систем : учеб. пособие для вузов / М. В. Ефимов. – М. : МГУП, 2002. – 319 с.

АЛГОРИТМ ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ ЭКСПОНЕНЦИАЛЬНОЙ УСТОЙЧИВОСТИ ДЛЯ КЛАССА ПОЛИНОМИАЛЬНЫХ СИСТЕМ ТРЕТЬЕЙ СТЕПЕНИ

C. A. Романов

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ», г. Санкт-Петербург, Россия

Рассматривается задача определения качества переходных процессов в нелинейных полиномиальных системах третьего порядка без квадратичных членов, не используя моделирование. Предложен алгоритм оценивания параметров экспоненциальной устойчивости в области, задаваемой эллипсоидом на основе квадратичных функций Ляпунова.

Введение

В последнее время широкое распространение для решения различных задач управления получили методы, использующие SOS-оптимизацию [1]. SOS-оптимизация позволяет эффективно проверять положительность полиномов, а также искать коэффициенты, при которых полином положительный на некотором множестве [2]. Большое количество работ посвящено оценке области асимптотической устойчивости. В то же время практически отсутствуют работы, посвященные оценке параметров экспоненциальной устойчивости. В имеющихся же работах [3] их оценка является побочной задачей и не рассматривается эффективные алгоритмы ее построения. В то же время знание этих параметров позволяет оценивать качество переходных процессов, например время регулирования и перерегулирование, без использования моделирования.

В работе предлагается алгоритм оценивания параметров экспоненциальной устойчивости для полиномиальных систем третьей степени в области, задаваемой эллипсоидом, на основе квадратичных функций Ляпунова.

Оставшаяся часть статьи организована следующим образом. Во втором разделе напоминаются сведения из SOS-оптимизации, используемые в дальнейшем. В третьем излагается основной результат – метод оценки параметров. Далее следуют пример и заключение.

SOS-разложение

Рассмотрим полином $p(x)$ векторного аргумента $x \in \mathbb{R}^n$. Полином называется положительным (положительно-полуопределенным), если $p(x) \geq 0$ для всех $x \in \mathbb{R}^n$. Проверка этого свойства является NP-трудной задачей, поэтому рассматривают следующую релаксацию. Полином $p(x)$ называется SOS-полиномом, если он представим в виде суммы квадратов некоторого числа полиномов: $p(x) = \sum_{i=1}^m p_i^2(x)$.

Очевидно, что если полином представим в виде суммы квадратов, то он положительный, обратное неверно. Проверить, является ли полином SOS-полиномом можно, сведя эту задачу к полуопределенному программированию [2]. Существуют программы, решающие эту и другие задачи [4].

Другой важной задачей является определение положительности полинома на некотором множестве. В случае, когда множество задается набором полиномов, можно воспользоваться полиномиальной S-процедурой, являющейся частным случаем Positivstellensatz'a:

Задан набор полиномов $\{p_i\}_{i=0}^m$. Если существуют $\{s_k\}_{k=1}^m \in \mathbb{R}$ такие что $p_0 - \sum_{i=1}^m s_i p_i \geq 0$, то

$$\bigcap_{i=1}^m \{x \in \mathbb{R}^n \mid p_i(x) \geq 0\} \subseteq \{x \in \mathbb{R}^n \mid p_0(x) \geq 0\}.$$

Использование этой теоремы требует поиска дополнительных полиномов s_k , однако если ограничить область устойчивости, то возможно использование другого результата [1].

Требуется определить положительность полинома $p(x)$ на эллипсоиде $x^T Qx = \gamma$. Для этого вводится вспомогательный полином $p(x)p(-x)$, который можно представить в виде суммы однородных полиномов четной степени: $p(x)p(-x) = \sum_{i=0}^d \bar{p}_{2i}(x)$, и полином $h(x) = \sum_{i=0}^d \bar{p}_{2i}(x) \left(x^T Qx / \gamma \right)^{d-i}$. Тогда $p(x)$ положителен на эллипсоиде $x^T Qx = \gamma$ если, и только если $h(x)$ положительный и $p(x) \geq 0$ для какой-нибудь точки эллипса [1].

Оценка параметров

Пусть задана нелинейная система $\dot{x} = f(x)$, где $x \in \mathbb{R}^n$, $f(x)$ – полином, $x = 0$ – локально асимптотически устойчивое положение равновесия. Рассмотрим следующую задачу. Задан шар $B = \{x \in \mathbb{R}^n : \|x\| \leq \gamma\}$, принадлежащий области асимптотической устойчивости, требуется найти такие максимальное λ и минимальное c , что $\|x(t)\| \leq \|x_0\| c e^{\lambda t}$ для всех $x_0 \in B$.

Решение основано на использовании следующей теоремы [5]:

Если существуют положительные $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ такие, что для любых $\|x\| \leq \gamma$ выполняется $\alpha_1 \|x\|^2 \leq V(x) \leq \alpha_2 \|x\|^2$ и $\dot{V}(x) \leq -\alpha_3 \|x\|^2$, то $\|x(t)\| \leq c e^{-\lambda t} \|x_0\|$, где $c \leq \sqrt{\alpha_2 / \alpha_1}$, $\lambda \geq \alpha_3 / 2\alpha_2$, $V(x)$ – функция Ляпунова.

Ограничим рассматриваемые системы классом систем, где $f(x)$ – полином третьего порядка от переменной $x \in \mathbb{R}^n$ без квадратичных членов. Будем искать функцию Ляпунова второй степени. Тогда необходимо найти такие $V(x), \alpha_1, \alpha_2$ и α_3 , что полиномы $p_1(x) = V(x) - \alpha_1 x^T x$, $p_2(x) = \alpha_2 x^T x - V(x)$ и $p_3(x) = -\dot{V}(x) - \alpha_3 x^T x$ положительны на эллипсоиде $x^T x = r^2$ для всех $r \in [0, \gamma]$.

Заметим, что $p_1(x)$ и $p_2(x)$ – однородные полиномы степени два, т.е. $p(rx) = r^2 p(x)$, откуда достаточно проверить $p_1(x) \geq 0$ и $p_2(x) \geq 0$ для всех $x \in \mathbb{R}^n$. При заданных ограничениях полином $p_3(x) = z_2(x) + z_4(x)$, где $z_2(x)$ – слагаемые второго порядка, $z_4(x)$ – слагаемые четвертого порядка. Таким образом $h_3(x) = \gamma z_2(x) \left(y x^T Q x \right) + z_4(x)$, где $y = 1/r \in [1/\gamma; \infty]$. Введя новую переменную $u \in \mathbb{R}$, получим $y = u^2 + 1/\gamma$ и $h_3(x, u) = z_2(x) x^T Q x \left(u^2 + 1/\gamma \right) + z_4(x)$.

Таким образом, исходная задача может быть сформулирована как задача максимизации λ и минимизации c при ограничениях $p_1(x) \geq 0$, $p_2(x) \geq 0$, $h_3(x, u) \geq 0$ для всех $x \in \mathbb{R}^n$, $u \in \mathbb{R}$. Решение состоит из двух этапов. На первом максимизируем $\alpha_3 - 2\alpha_2$:

$$\begin{cases} \alpha_3 - 2\alpha_2 \rightarrow \max \\ V(x) - \alpha_1 x^T x \in \Sigma \\ \alpha_2 x^T x - V(x) \in \Sigma \\ h_3(x, u, \alpha_3) \in \Sigma \\ \alpha_i \geq \varepsilon \end{cases}$$

где Σ – множество SOS-полиномов. Ограничения $\alpha_i \geq \varepsilon$ введены для того, чтобы при решении не возникало функций Ляпунова с малыми коэффициентами, что приводит к ошибкам и неустойчивости решений задачи оптимизации.

На втором этапе максимизируем α_1 :

$$\begin{cases} \alpha_1 \rightarrow \max \\ V(x) - \alpha_1 x^T x \in \Sigma \end{cases}$$

Полученные оценки определяются как $c = \sqrt{\alpha_2 / \alpha_1}$, $\lambda = \alpha_3 / 2\alpha_2$. Заметим, что в полученных задачах оптимизации не требуется искать дополнительные полиномы, однако порядок ограничения $h_3(x, u)$ увеличивается на 2.

Пример

В качестве примера рассмотрим следующую систему [6]:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 \\ \dot{x}_3 = -4x_1 - 3x_2 - 3x_3 + x_1^2 x_2 + x_1^2 x_3 \end{cases}$$

Положим $\gamma=1$. Тогда в результате работы алгоритма получим $\lambda = 0,048$, $c = 3,22$. Графики переходных процессов для различных начальных значений и найденная мажоранта представлены на рис. 1.

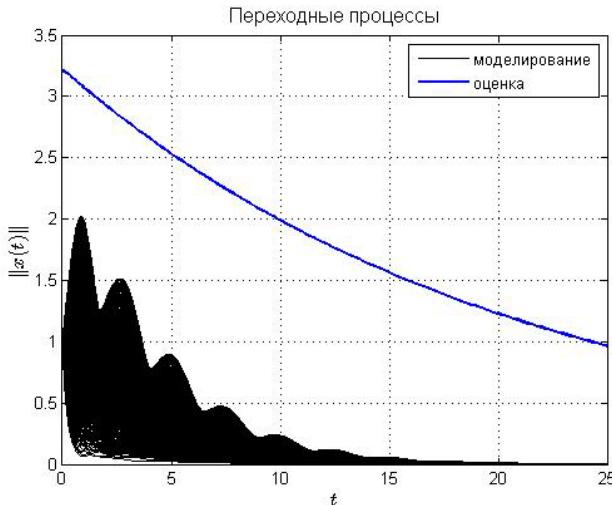


Рис. 1. Переходные процессы

Заключение

Предложенный алгоритм значительно ограничивает класс рассматриваемых систем и функций Ляпунова, однако не использует дополнительных множителей и может применяться для быстрого построения грубой оценки сверху времени регулирования, либо в случае систем большой размерности. Возможно его обобщение на класс четных полиномиальных систем произвольной степени. Также интерес представляет выявление случаев, в которых из положительности $h_3(x, \gamma_{\max})$ следует положительность $h_3(x, \gamma)$ для всех $\gamma \in [0, \gamma_{\max}]$. Это позволит значительно снизить вычислительные затраты.

Список литературы

- Chesi, G. LMI Techniques for Optimization over Polynomials in Control: a Survey / G. Chesi // IEEE Transaction on Automatic control. – 2010. – Vol. 55 (11). – P. 2500–2510.
- Parillo, P. A. Structured Semidefinite Programs and Semialgebraic Geometry Methods in Robustness and Optimization / P. A. Parillo // Ph. D. thesis. – California Institute of Technology, 2000.
- Topcu, U. Local Stability Analysis for Uncertain Nonlinear Systems / U. Topcu, A. Packard // IEEE Transaction on Automatic control. – 2009. – Vol. 54 (5). – P. 1042–1047.
- Löfberg, J. Pre- and post-processing sum-of-squares programs in practice / J. Löfberg // IEEE Transactions on Automatic Control. – 2009. – Vol. 54 (5). – P. 1007–1011.
- Khalil, H. Nonlinear systems / H. Khalil. – New Jersey : Prentice Hall, 2002.
- Stability Region Analysis Using Simulations and Sum-of-Squares Programming / U. Topcu, A. Packard, P. Seiler, T. P. Wheeler // American Control Conference. – New York, 2007. – P. 6009–6014.

О СЛОЖНОСТИ НАДЕЖНЫХ КЛЕТОЧНЫХ СХЕМ С НЕНАДЕЖНЫМИ ФУНКЦИОНАЛЬНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ¹

A. B. Рыбаков

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

В данной статье рассматривается реализация булевых функций клеточными схемами с ненадежными функциональными элементами, подверженными инверсным неисправностям на выходах. Коммутационные элементы абсолютно надежны. Известная оценка сложности таких схем была улучшена в 7 раз.

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ (проект №14-01-31360).

Впервые задачу синтеза надежных схем, реализующих булевы функции и состоящих из ненадежных функциональных элементов (ФЭ), рассматривал Дж. фон Нейман [1]. Он предполагал, что все элементы схемы независимо друг от друга с вероятностью ε ($\varepsilon \in (0; 1/2)$) подвержены инверсным неисправностям на выходах. Эти неисправности характеризуются тем, что в исправном состоянии функциональный элемент реализует приписанную ему булеву функцию ϕ , а в неисправном – функцию $\bar{\phi}$. С помощью итерационного метода Дж. фон Нейман установил, что в произвольном полном базисе при $\varepsilon \in (0; 1/6)$ любую булеву функцию можно реализовать схемой, вероятность ошибки на выходе которой при любом входном наборе значений переменных не превосходит $c_1\varepsilon$ (c_1 – некоторая константа, зависящая от базиса). Затем схемы с инверсными неисправностями на выходах элементов исследовались в работах С. И. Ортикова [2], Д. Улига [3] и некоторых других авторов, причем главное внимание уделялось сложности надежных схем.

Асимптотически оптимальные по надежности схемы, реализующие булевые функции, в базисе $\{x \& y, x \vee y, \bar{x}\}$ при инверсных неисправностях на выходах элементов построены А. В. Васиным [4], а в работе М. А. Алешиной и С. И. Аксенова [5] доказано, что сложность таких схем превышает сложность схем, построенных из абсолютно надежных элементов, асимптотически не более чем в 3 раза.

В работе С.С. Кравцова [6] был впервые предложен класс клеточных схем (еще их называют плоскими схемами). В [7] получены оценки сложности КС в предположении, что все элементы схемы абсолютно надежны, а в [8] рассматривается задача построения клеточных схем из надежных и ненадежных элементов и оценивается ненадежность и сложность таких схем.

Как и в [6] предполагается, что базис содержит два типа элементов: функциональные (рис. 1, a–б) и коммутационные (рис. 1, г–е). Каждый из этих элементов может быть повернут на плоскости на угол $\frac{k\pi}{2}$ ($k = 0, 1, 2, 3$)

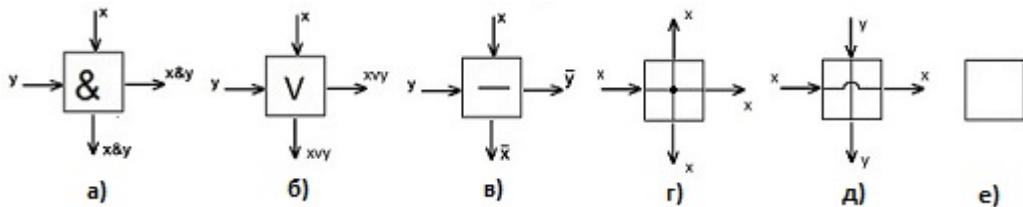


Рис. 1

Предполагается, что коммутационные элементы абсолютно надежны, а на любом из двух выходов каждого из функциональных элементов с вероятностью ε ($\varepsilon \in (0; 1/2)$) независимым образом появляются инверсные неисправности.

Считаем, что КС, содержащая ненадежные элементы, реализует булеву функцию $f(\tilde{x}^n)$ ($\tilde{x}^n = (x_1, \dots, x_n)$), если она реализует $f(\tilde{x}^n)$ при отсутствии неисправностей.

Пусть КС S реализует функцию $f(\tilde{x}^n)$. Обозначим через $P_{f(\tilde{a}^n)}(S, \tilde{a}^n)$ вероятность появления ошибки на входном наборе \tilde{a}^n схемы S . *Ненадежность* $P(S)$ клеточной схемы S определяется как максимальная вероятность ошибки на выходе схемы при всевозможных входных наборах схемы (т.е. так же, как и для схем из функциональных элементов). *Надежность* схемы S равна $1 - P(S)$.

Сложность КС, которая, напомним, имеет вид прямоугольника, определяется как площадь этого прямоугольника. Определим две функции Шеннона для площади схем этой модели. Обозначим высоту клеточной схемы S через $h(S)$, длину через $l(S)$ и будем считать, что $h(S) \leq l(S)$.

Пусть f – произвольная булева функция. Обозначим через $L(f)$ наименьшую из площадей $L(S) = h(S)l(S)$, где минимум берется по всем КС S , реализующим функцию f , а через $L(n)$ – функцию Шеннона, которая равна $L(n) = \max L(f)$, где максимум берется по всем функциям f от n переменных.

Аналогично определяется функция Шеннона $L^h(n)$ для случая, когда высота h клеточных схем фиксирована.

Для клеточных схем из абсолютно надежных элементов в работе [7] получена асимптотика функции Шеннона (в произвольном базисе при $h \geq 4$, а в рассматриваемом базисе при $h \geq 3$), которая имеет вид $L^h(n) \sim \frac{h2^n}{\log n}$.

В работе [9] описан метод построения оптимальных по надежности КС, доказаны верхняя и нижняя оценки ненадежности, а также получена оценка сложности. Позже в работе [10] оценка сложности была улучшена. Сформулируем известный на сегодняшний момент результат.

Теорема 1[10]. Любую булеву функцию $f(x_1, x_2, \dots, x_n)$ можно реализовать такой клеточной схемой S такой, что $P(S) \leq 3\epsilon + 1185\epsilon^2$, $L(S) \lesssim \frac{192 \cdot 4^n}{n^2}$ при всех $\epsilon \in (0, 1/2000]$.

В данной работе оценка сложности асимптотически оптимальных по надежности КС была улучшена.

Теорема 2. Любую булеву функцию $f(x_1, x_2, \dots, x_n)$ можно реализовать такой клеточной схемой S такой, что $P(S) \leq 3\epsilon + 1202\epsilon^2$, $L(S) \lesssim \frac{28 \cdot 4^n}{n^2}$ при всех $\epsilon \in (0, 1/2000]$.

Список литературы

- Probabilistic logics and the synthesis of reliable organisms from unreliable components / J. von Neuman // Automata studies / edited by Shannon C., Mc. Carthy J. – Princeton University Press, 1956.
- Ортиков, С. И. Об избыточности реализации булевых функций схемами из ненадежных элементов / С. И. Ортиков // Труды семинара по дискретной математике и ее приложениям (Москва, 27–29 января 1987 г.). – М.: Изд-во Моск. ун-та, 1989. – С. 166–168.
- Uhlig, D. Reliable networks from unreliable gates with almost minimal complexity / D. Uhlig // Fundamentals of Computation Theory : Intern. conf. FCT'87 (Kazan, June 1987). – Proc. Berlin : Springer-Verl., 1987. – Р. 462–469.
- Васин, А. В. Об асимптотически оптимальных схемах в базисе $\{x \& y, x \vee y, \bar{x}\}$ при инверсных неисправностях на выходах элементов / А. В. Васин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Физико-математические науки. – 2008. – № 4. – С. 3–17.
- Алехина, М. А. О сложности надежных схем при инверсных неисправностях / М. А. Алехина, С. И. Аксенов // Дискретная математика и ее приложения : материалы IX Междунар. семинара, посвящ. 75-летию со дня рождения О. Б. Лупанова (Москва, 18–23 июня 2007 г.). – М.: Изд-во мех.-мат. фак-та МГУ, 2007. – С. 56–59.
- Кравцов, С. С. О реализации функций алгебры логики в одном классе схем из функциональных и коммутационных элементов / С. С. Кравцов // Проблемы кибернетики. – Вып. 19. – М. : Наука, 1967. – С. 285–292.
- Улесова, А. Ю. Сложность реализации булевых функций в некоторых моделях клеточных схем : дипломная работа / А. Ю. Улесова. – М. : МГУ им. Ломоносова, факультет ВМиК, кафедра математической кибернетики, 2010. – 25 с.
- Рыбаков, А. В. Сложность асимптотически оптимальных по надежности клеточных схем / А. В. Рыбаков // Университетское образование (МКУО-2014) : сб. ст. XVIII Междунар. науч.-метод. конф. (г. Пенза, 10–11 апреля 2014 г.). – Пенза : Изд-во ПГУ, 2014. – С. 310–311.
- Алехина, М. А. Синтез и сложность асимптотически оптимальных по надежности клеточных схем / М. А. Алехина, А. В. Рыбаков // Известия высших учебных заведений. Физико-математические науки. – 2014. – № 4. – С. 3–12.
- Рыбаков, А. В. Об одной оценке сложности клеточных схем из ненадежных элементов / А. В. Рыбаков // Дискретные модели в теории управляющих схем : материалы 9-й Междунар. конф. (г. Москва, 20–22 мая 2015 г.). – М., 2015.

ПРОГРАММНЫЕ СРЕДСТВА МОДЕЛИРОВАНИЯ СЕЙСМИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ В ПЕРИМЕТРОВЫХ ОХРАННЫХ СИСТЕМАХ

Ю. С. Семиков, М. П. Берестень

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Описывается программная среда, позволяющая моделировать сейсмические сигналы идущего человека-нарушителя. Программа используется для интерактивного моделирования различных ситуаций на периметре охраняемого объекта с целью дальнейшего использования полученных сигналов при исследовании эффективности методов обнаружения.

При разработке современных сейсмических комплексов охраны является актуальной задача создания адекватной математической модели сейсмических сигналов, отражающих основные свойства реальных сигналов [1–3]. Для проведения исследований по оценке качества работы методов и алгоритмов обнаружения, с использованием среды EmbarcaderoRADStudio 2010 разработана программа моделирования сейсмических сигналов. Она позволяет проводить гибкую настройку параметров модели и обеспечивает экспорт полученных массивов данных в память системы.

В основе реализованной в программе математической модели лежит импульс Берлаге (рис. 1,*a*) [4]:

$$S(t) = a \cdot t^l \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot t),$$

где a – амплитуда колебаний; f – частота колебаний; l и τ – параметры, определяющие конкретный вид огибающей функции.

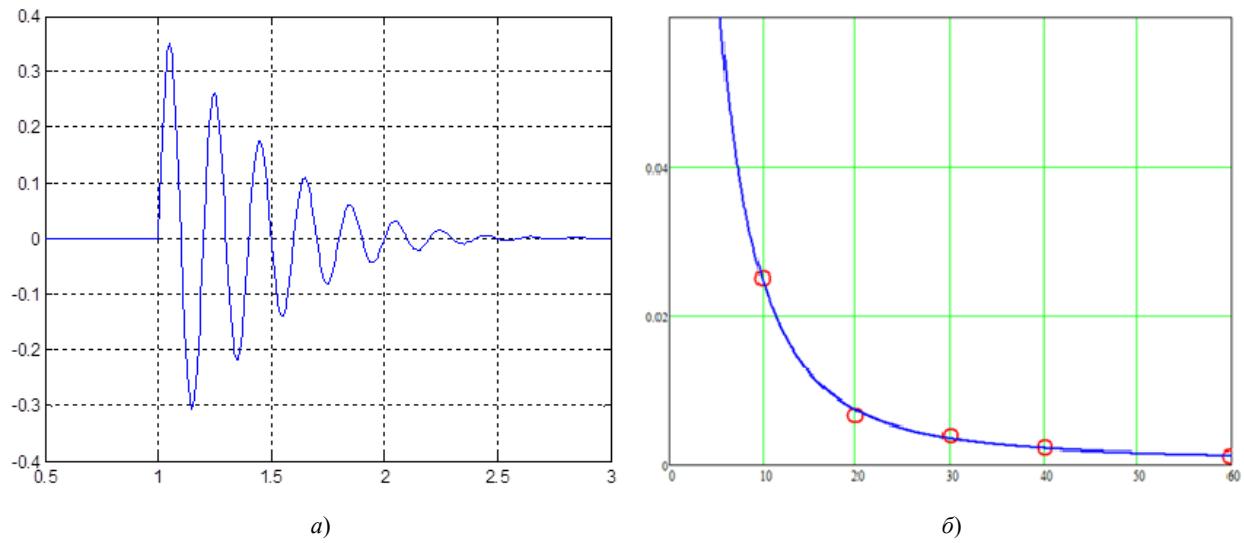


Рис. 1: a – Импульс Берлаге при $l = 1$ и $\tau = 1$; δ – зависимость амплитуды сигнала от расстояния

Для того, что бы учесть в модели ослабление сигнала с увеличением расстояния между нарушителем и СП, была аппроксимирована полученная экспериментально зависимость между мощностью сигнала и расстоянием (рис. 1,б)

$$A(R) = 0,405 \cdot \frac{e^{-0,005R} + 0,074}{R}.$$

Общий вид программной среды представлен на рис. 2.

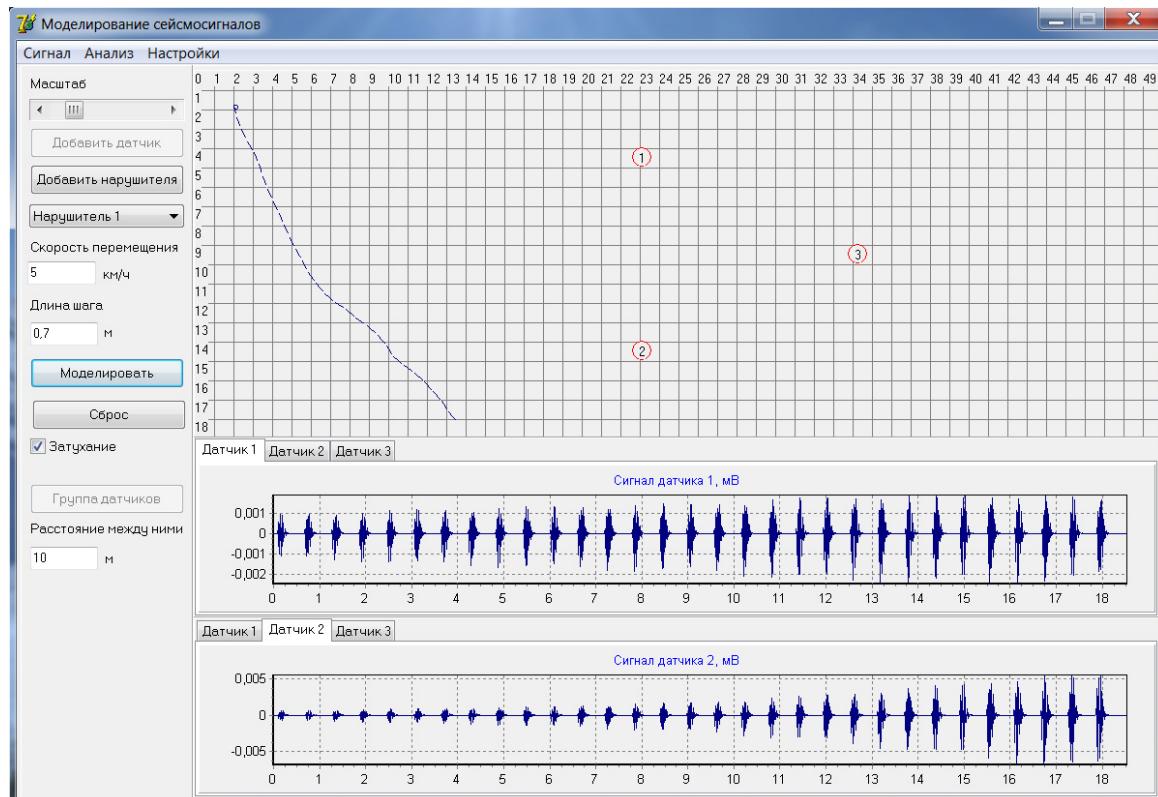


Рис. 2. Окно среды «Моделирование сейсмосигналов»

Главное окно программы состоит из четырех основных областей:

- главное меню, предоставляющее доступ к функциям анализа сигналов, а так же к параметрам модели сигналов.
- макет охраняемого участка с координатными осями. На нем пользователь указывает положения сейсмоприемников и рисует траектории движения нарушителей;
- блок управления позволяет пользователю менять масштаб моделируемого участка, добавлять датчики и нарушителей, задавать скорость перемещения и длину шага индивидуально для каждого нарушителя;

– блок смоделированных сигналов для каждого датчика.

Параметры модели задаются на отдельной форме (рис. 3). Для доступа к редактированию необходимо выбрать пункт главного меню Настройки -> Модель. Имеется возможность задания количества составляющих колебания и частот, постоянных времени, амплитуд для каждого колебания. В этом же окне задается частота дискретизации, чувствительность датчиков и коэффициент поглощения колебаний грунтом.

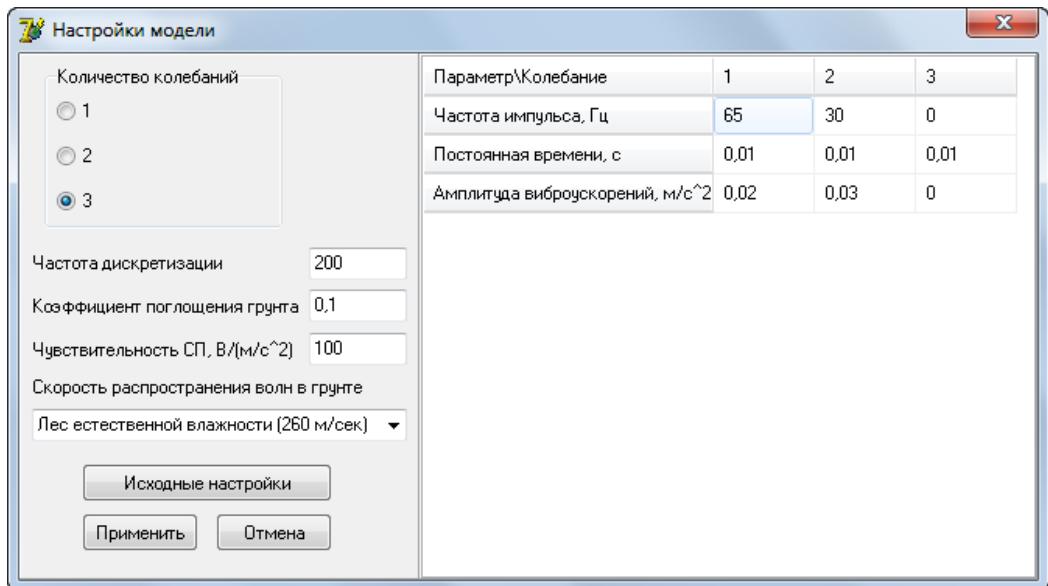


Рис. 3. Форма настройки параметров модели

Значение коэффициента поглощения колебаний имеет большое значение для моделирования различных состояний грунта. Меньшее значение коэффициента соответствует более твердому грунту, в котором колебания распространяются на большие расстояния.

Анализ спектра производится в отдельном окне (рис. 4). Для доступа к функциям необходимо выбрать пункт меню Анализ -> Спектр.

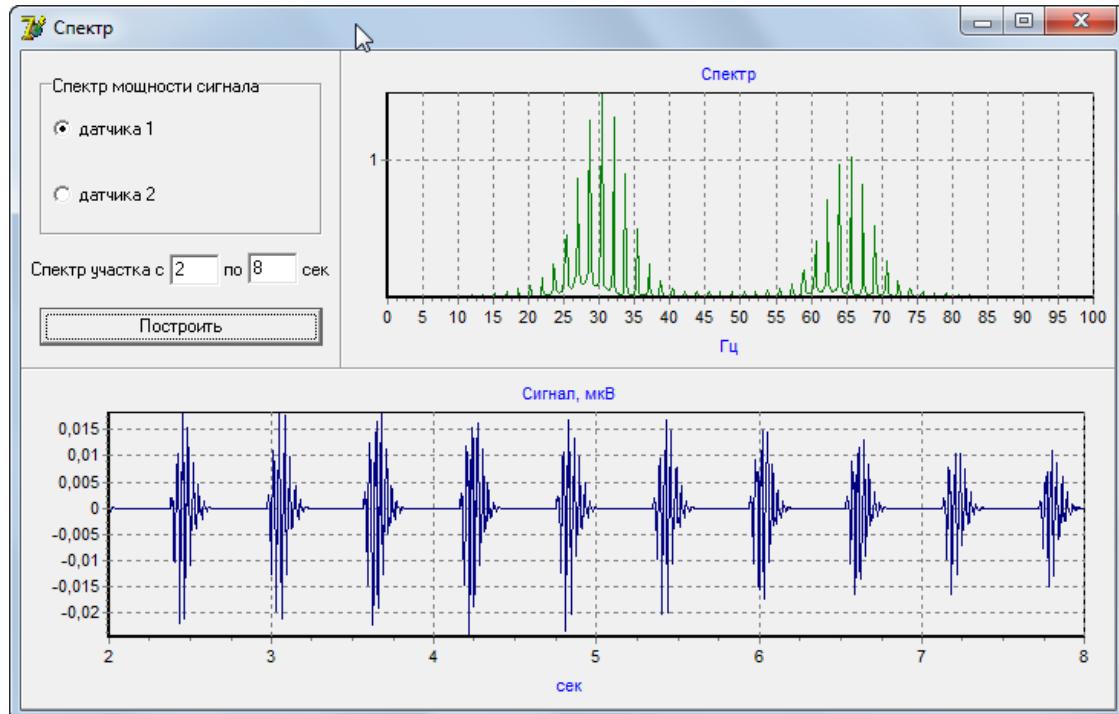


Рис. 4. Окно анализа спектра

Имеется возможность проанализировать спектр сигнала каждого из датчиков, а так же спектр указанного пользователем участка сигнала.

Оценка достоверности полученной модели сейсмических сигналов проводилась путем сравнения сгенерированных сигналов с реальными сейсмическими сигналами идущего человека (рис. 5).

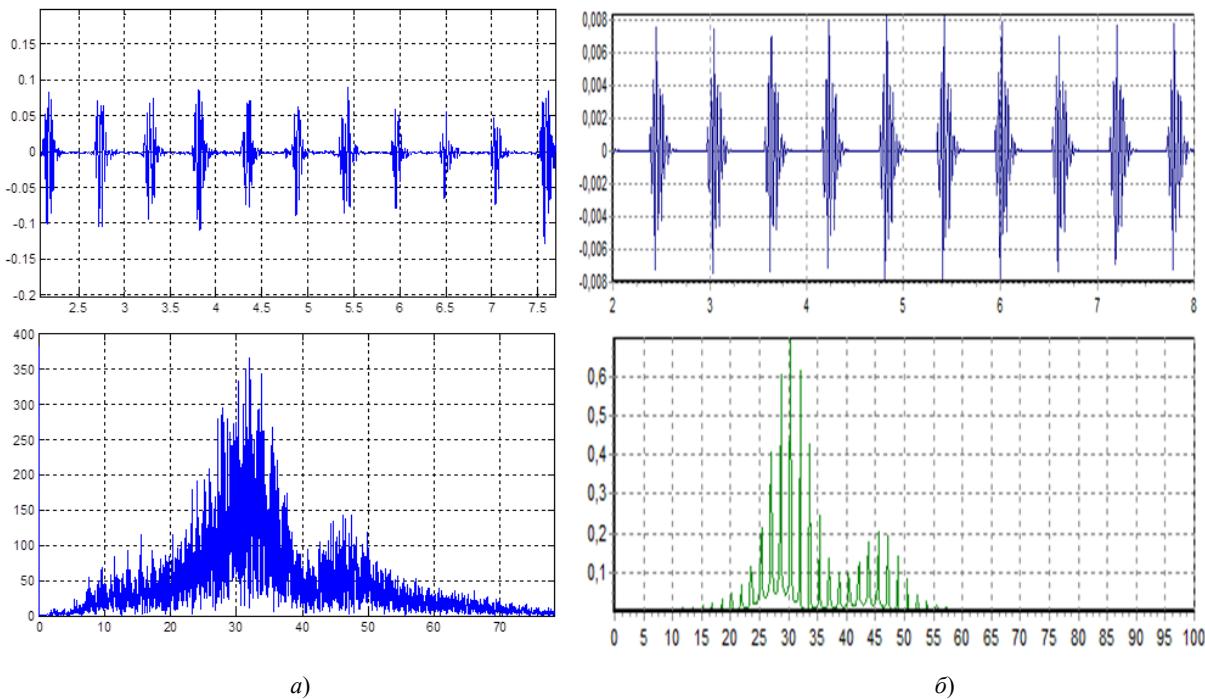


Рис. 5. Реальный сигнал (а) и модель сигнала (б)

Полученная модель в достаточной мере отражает основные свойства реальных сейсмических сигналов.

Список литературы

1. Берестень, М. П. Математическое моделирование сейсмосигналов / М. П. Берестень, Ю. С. Семиков // Современные технологии в задачах управления, автоматики и обработки информации : сб. тр. XXII Междунар. науч.-техн. семинара (Алушта, 18–24 сентября 2013 г.). – М. : Изд-во МГУПИ, 2013. – С. 229–230.
2. Дудкин, В. А. Математические имитационные модели сейсмических сигналов / В. А. Дудкин, Ю. А. Оленин // Проблемы объектовой охраны : сб. науч. тр. – Вып. 2. – Пенза : НИКИРЭТ, 2001. – С. 74–89.
3. Семиков, Ю.С. Способ решения задачи локации объекта для сейсмических систем обнаружения на основе корреляционного анализа / Ю. С. Семиков // Современные технологии в задачах управления, автоматики и обработки информации : сб. тр. XXIII Междунар. науч.-техн. семинара (Алушта, 14–20 сентября 2014 г.). – М. : Зерцало-М. – С. 163.
4. Семиков, Ю. С. Моделирование сейсмического сигнала идущего человека с учетом скорости распространения сейсмических волн в грунте/ Ю. С. Семиков, М. П. Берестень // Актуальные проблемы науки и образования : сб. науч. ст. XXV науч. практ. конф. (Пенза, 22–26 апреля 2014 г.). – Пенза : Изд-во ПГУ, 2014. – С. 286–288.

ПРИМЕНЕНИЕ ФРЕЙМВОРКА OGRE 3D ДЛЯ ОТБРАЖЕНИЯ МОДЕЛИ ТОРСА И СЕРДЦА ПАЦИЕНТА

A. С. Сергеенков, А. В. Кузьмин, О. Н. Бодин

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

В статье описано применение объектно-ориентированного фреймворка OGRE 3D для проектирования компьютерной модели торса и сердца пациента, рассмотрены: уровни подобия компьютерных моделей реальному объекту; состав дополнительных библиотек для фреймворка OGRE 3D и назначение каждой библиотеки; этапы проектирования компьютерной модели торса и сердца с использованием фреймворка OGRE 3D.

Предлагаемая система на основе фреймворка OGRE 3D позволит решить задачу визуализации сложных анатомических объектов с требуемой реалистичностью, а также позволит использовать нестандартные алгоритмы анимации для визуализации модели сердца пациента.

Введение

Основную проблему для современного здравоохранения представляют сердечнососудистые заболевания, занимающие первое место в мире по причинам смертности [1]. Профилактика и своевременная диагностика подобного рода заболеваний является важной задачей, а разработка соответствующих средств – актуальной научно-технической проблемой.

Возможность визуализации состояния сердца является одним из важных аспектов использования современных информационных технологий для повышения эффективности функциональной диагностики.

Решение данной задачи позволит повысить наглядность диагноза, исключить грубые ошибки, обеспечить правильный процесс наблюдения и лечения пациента.

Компьютерные модели представляют собой сущности модельного мира, отражающие реальные объекты. Как правило, реальные объекты обладают сложной структурой, требующей максимальной детализации при проектировании компьютерной модели. К подобным моделям можно отнести модель сердца пациента, для визуализации которой может потребоваться от 5000 полигонов [2].

Для профессиональной разработки сложнополигональной модели торса и сердца пациента необходима объектно-ориентированная графическая библиотека, позволяющая проектировать модель, манипулируя не отдельными вершинами полигонов, а наглядным объектным представлением.

Фреймворк OGRE 3D

К такой библиотеке можно отнести OGRE (Object-Oriented Graphics Rendering Engine) 3D – графический объектно-ориентированный фреймворк с открытым исходным кодом для рендеринга трехмерной графики [3].

OGRE 3D имеет обширные возможности, такие как полная поддержка OpenGL и Direct3D, полная совместимость с платформами Windows, Linux, Mac OS X и iOS, поддержка широкого выбора файловых форматов, продвинутая система частиц, программирования GPU и всех шейдерных языков высокого уровня.

Для реализации графического интерфейса пользователя могут применяться как стандартные функции графического интерфейса OGRE 3D, так и импортироваться сторонние библиотеки (OpenGUI, MyGUI, CEGUI) [3].

При построении компьютерной модели торса и сердца пациента необходимо учитывать уровень подобия модели реальному объекту. Различают три уровня подобия [4]:

1. Физическое подобие – геометрические, характеристики модели должны полностью соответствовать аналогичным характеристикам реального объекта.
2. Физиологическое подобие – соответствие модели и реального объекта устанавливается на уровне зрительных ощущений.
3. Психологическое подобие – модель по своим характеристикам существенно отличается от реальной картины, но создает у наблюдателя адекватное восприятие.

Для построения компьютерной модели торса и сердца пациента используется физиологическое подобие синтезированной модели реальному объекту. Оно позволяет построить модель, верно отражая закономерности трехмерного мира, и в то же время реализовать их с разумными затратами на основе допустимого упрощения этих закономерностей.

Важнейшим понятием фреймворка OGRE 3D является граф сцены. Граф сцены используется для изображения связи различных частей сцены между собой в 3D-пространстве в виде древовидной структуры: отношение «родитель-ребенок». Главным элементом сцены является корневой узел. Он является родителем для всех остальных элементов. Для вызова корневого узла сцены используется команда `getRootSceneNode()` [3].

Добавлять в сцену можно несколько типов объектов:

- другие узлы сцены, которые могут быть использованы в качестве потомков. Для этого используется команда `addChild(node)`;
- сущности, которые необходимо визуализировать. Они не являются потомками и не могут сами иметь потомков. Это объекты данных, связанные с узлом, которые можно представить как листья дерева.

Структура сцены

В предлагаемой системе дочерними элементами корневого узла сцены являются узлы «Торс» и «Сердце» (рис. 1). Эти узлы в свою очередь содержат сущности «вершины» и «полигоны», которые необходимо визуализировать.



Рис. 1. Граф сцены

К каждому дочернему элементу корневого узла сцены возможно применение аффинных преобразований, таких как: поворот на заданный угол, перемещение относительно одной из осей координат (X, Y, Z), масштабирование. При этом изменения будут относиться и ко всем вложенным элементам, представляющим дочерние элементы изменяемой сущности (в данном случае вершины и полигоны модели). Подобные преобразования применяются для корректирования положения сердца в грудной клетке пациента, при этом изменяется угол наклона к горизонтали длинника сердечной тени.

Архитектура системы визуализации компьютерной модели торса и сердца пациента

Модель сердца пациента является сложным анатомическим объектом, требующим максимальной детализации и нестандартных алгоритмов анимации, поэтому предлагается использовать, помимо стандартных библиотек, дополнительные модули, позволяющие реалистично выполнить визуализацию и анимацию компьютерной модели торса и сердца пациента (рис. 2).

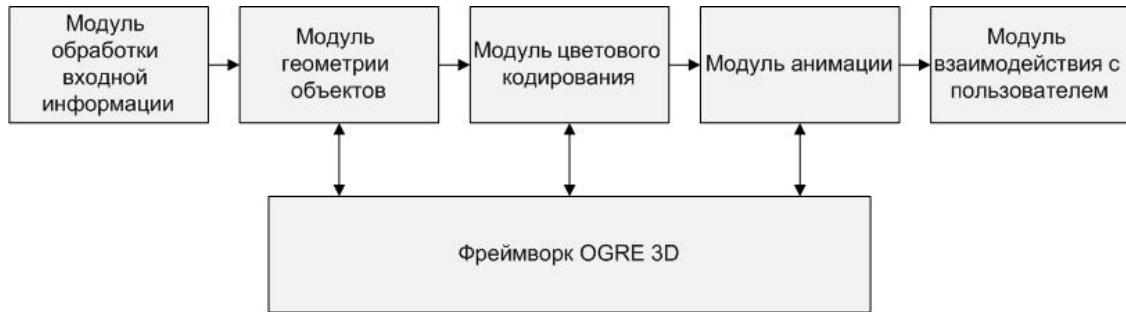


Рис. 2. Состав дополнительных модулей для фреймворка OGRE 3D

Рассмотрим подробнее дополнительные модули для фреймворка OGRE 3D.

1. Модуль обработки входной информации.

В модуль обработки входной информации поступает необходимые сведения для построения компьютерной модели торса и сердца пациента. В качестве первичной информации могут рассматриваться [2]:

- флюорографические снимки, анализ которых предоставляет информацию о геометрической структуре сердца;
- электрокардиосигнал для визуализации электрической активности сердца;
- антропометрические данные пациента, необходимые для построения компьютерной модели торса пациента.

После обработки данные в виде многомерного массива поступают на вход модуля геометрии объектов.

2. Модуль геометрии объектов.

Модуль геометрии объектов предназначен для выполнения аффинных преобразований над компьютерной моделью торса и сердца. Выполняются следующие виды операций [5]:

- поворот модели на заданный угол;
- перемещение модели относительно одной из осей координат (X, Y, Z);
- масштабирование модели.

3. Модуль цветового кодирования.

Модуль цветового кодирования предназначен для наглядного представления информации электрической активности сердца пациента.

Электрическая активность сердца представляет собой сложный физиологический процесс, при визуализации которого необходима обработка и отображение большого объема информации. Чем больше информации предоставляется пользователю, тем она сложнее воспринимается, структурируется и понимается [6].

Использование цветового кодирования позволяет устранить данное ограничение и визуализировать большие массивы данных, полученные при анализе электрической активности сердца пациента.

4. Модуль анимации.

Компьютерная модель сердца пациента представляет собой сложный анатомический объект, обладающий высокой степенью детализации и индивидуальной анимацией для каждого участка. Стандартные средства OGRE 3D не позволяют выполнить подобную анимацию.

Модуль анимации, позволяет расширить стандартные возможности фреймворка OGRE 3D и визуализировать анимацию сложного анатомического объекта, такого как сердце пациента.

5. Модуль взаимодействия с пользователем.

В данном модуле реализуется графический интерфейс пользователя. Медицинские данные и компьютерные модели торса и сердца отображаются в наглядном образном представлении.

Важнейшим требованием графического интерфейса пользователя являются [7]:

- эргономичность (удобство использования);
- отсутствие избыточных данных;
- простая и очевидная работа приложения.

Таким образом, дополнительные модули позволяют адаптировать стандартные средства фреймворка OGRE 3D для построения компьютерной модели торса и сердца пациента.

Проектирование компьютерной модели торса и сердца в фреймворке OGRE 3D включает следующие этапы:

1. Построение полигональной модели торса и сердца пациента (моделирование и создание геометрии модели без учета физических свойств объекта).
2. Настройка источников света и материалов объектов (направление, мощность, степень освещенности).
3. Загрузка текстурной карты (текстурирование).
4. Настройка точки зрения наблюдателя (камеры), выбор точки и угла построения проекции.
5. Рендеринг (визуализация).

Рендеринг обеспечивает вывод конечного изображения на экран пользователя и является завершающим этапом проектирования компьютерной модели торса и сердца пациента (рис. 3). Для рендеринга используются стандартные методы фреймворка OGRE 3D.

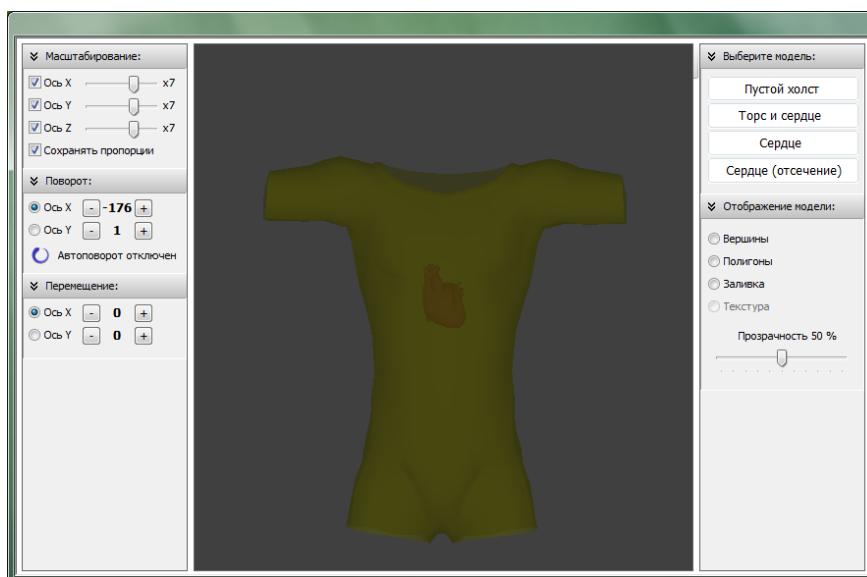


Рис. 3. Компьютерная модель торса и сердца пациента

Выходы

В результате разработан прототип системы визуализации, предоставляющий врачу новые инновационные возможности для диагностики и планирования лечения, повышающий качество оказания медицинской помощи за счет наглядного представления диагностической информации.

Данный прототип позволит решить задачу визуализации сложных анатомических объектов с требуемой реалистичностью, а также позволит использовать нестандартные алгоритмы анимации для визуализации модели сердца пациента.

Для реализации прототипа был использован объектно-ориентированный фреймворк OGRE 3D, позволяющий значительно ускорить процесс проектирования и обеспечивающий требуемый уровень реалистичности компьютерных моделей.

Список литературы

1. Бодин, О. Н. Способ оказания медицинской помощи в компьютерной диагностической системе «Кардиовид» / О. Н. Бодин, Ю. С. Квитка, А. С. Сергеенков // Автоматизация обработки первичной информации : межвуз. сб. науч. тр. – Пенза, 2012. – С.79.
2. Бодин, О.Н. Построение компьютерной модели торса и сердца пациента / О. Н. Бодин, А. С. Сергеенков, П. С. Царев, М. А. Целикин // Университетское образование» (МКУО – 2013) : сб. ст. XVII Междунар. науч.-метод. конф. / под ред. В. И. Волчихина, Р. М. Печерской. – Вып. 17. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2013. – С.169–171.
3. Ли, Дж. Трехмерная графика и анимация / Дж. Ли, Б. Уэр. – 2-е изд. – М. : Вильямс, 2002. – С. 201.
4. OpenGL Programming Guide – The Redbook – Официальное руководство по программированию с использованием OpenGL. – С. 112.
5. Косников, Ю. Н. Геометрическое моделирование и отображение пространственных форм в режиме реального времени / Ю. Н. Косников // Современные проблемы информатизации в моделировании и социальных технологиях : сб. тр. / под ред. д.т.н., проф. О. Я. Кравца. – Вып. 13. – Воронеж : Научная книга, 2008. – С. 231.
6. Энджел, Э. Интерактивная компьютерная графика. Вводный курс на базе OpenGL / Э. Энджел. – 2-е изд. – М. : Вильямс, 2001. – С. 101.
7. Косников, Ю. Н. Построение интерфейса человек–компьютер для системы автоматизированного управления сложными объектами / Ю. Н. Косников // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2014. – № 4. – С. 82–92.

ОБЩИЙ ПОДХОД К ОПРЕДЕЛЕНИЮ ВЕРОЯТНОСТИ НАХОЖДЕНИЯ ОРГАНИЗАЦИОННО-ТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ В РАБОТОСПОСОБНОМ СОСТОЯНИИ

A. И. Сидоров

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

П. Е. Майоров, Д. И. Стулов

ОАО «Радиозавод», г. Пенза, Россия

Для корректной оценки эффективности функционирования организационно-технической системы специального (ОТС СН) назначения необходимо рассмотреть все возможные состояния элементов ее подсистем (информационной, управления, исполнительной) с целью определения вероятности P_s , интегрально характеризующей ее работоспособность в течение заданного периода ее функционирования или в момент времени t .

Работоспособность ОТС СН в целом зависит от работоспособности ее подсистем на протяжении заданного промежутка времени (или в рассматриваемый момент времени t) в определенных условиях применения.

Так как подсистемы ОТС СН могут терять работоспособность независимо друг от друга, то работоспособность ОТС СН в целом в определенных условиях применения можно определить по формуле:

$$P_s = P_1^b P_2^b P_3^b = \prod_{k=1}^3 P_k^b, \quad (1)$$

где P_1^b – вероятность работоспособности информационной подсистемы; P_2^b – вероятность работоспособности подсистемы управления; P_3^b – вероятность работоспособности исполнительной подсистемы.

Для определения вероятностей P_1^b, P_2^b, P_3^b необходимо рассмотреть все возможные состояния каждого элемента подсистем ОТС СН в период всего времени ее функционирования.

Рассмотрим произвольный элемент какой-либо подсистемы ОТС СН. В период функционирования ОТС СН данный элемент может находиться в различных состояниях, совокупность которых определяется условиями его применения. Для общности рассуждений введем следующие обозначения: k – номер подсистемы, $k = 1, 2, \dots, K$, где K – число подсистем ОТС СН; m – номер элемента подсистемы, $m = 1, 2, \dots, M_k$, где M_k – число элементов k -ой подсистемы; q – номер состояния элемента, $q = 1, 2, \dots, Q_k$, где Q_k – число состояний элемента k -ой подсистемы.

Совокупность состояний m -го элемента k -ой подсистемы в каждый момент времени целесообразно представить в виде графа, вершины которого соответствуют его состояниям, а дуги – функциональным связям между ними. Вид данного графа определяется выражением:

$$G_{km} = \{V_{km}, U_{km}\}, \quad (2)$$

где V_{km} – множество вершин графа, соответствующих тому или иному состоянию рассматриваемого элемента в момент времени t ; U_{km} – множество дуг графа, соответствующих функциональным связям между состояниями элемента в момент времени t .

Каждой вершине графа $v_{kmq} \in V_{km}$ поставим в соответствие вероятность нахождения элемента в q -ом состоянии, отвечающем этой вершине. Следовательно, совокупность вероятностей P_{km} состояний m -го элемента k -ой подсистемы можно представить в виде вектора:

$$P_{km} = \{P_{km1}, P_{km2}, \dots, P_{kmq}, \dots, P_{kmQ_k}\}, \quad (3)$$

где P_{kmq} – вероятность нахождения m -го элемента k -ой подсистемы в q -ом состоянии в момент времени t .

Совокупность функциональных связей между состояниями элемента в момент времени t можно представить в виде квадратной матрицы, составленной из плотностей вероятностей перехода элемента из одного состояния в другое, которая в общем случае имеет вид:

$$L_{km} = \left\| \lambda_{gq}^{km} \right\| = \begin{vmatrix} \lambda_{11}^{km} & \lambda_{12}^{km} & \dots & \lambda_{1Q_k}^{km} \\ \lambda_{21}^{km} & \lambda_{22}^{km} & \dots & \lambda_{2Q_k}^{km} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \lambda_{Q_k 1}^{km} & \lambda_{Q_k 2}^{km} & \dots & \lambda_{Q_k Q_k}^{km} \end{vmatrix}, \quad (4)$$

где λ_{gq}^{km} – плотность вероятности перехода m -го элемента k -ой подсистемы из g -го состояния в q -е состояние в момент времени t .

Плотность вероятности перехода m -го элемента k -ой подсистемы из g -го состояния в q -е состояние определяются формулой [1]:

$$\lambda_{gq}^{km} = \tilde{\lambda}_{gq}^{km} p_{gq}^{km}, \quad (5)$$

где $\tilde{\lambda}_{gq}^{km}$ – интенсивность перехода m -го элемента k -ой подсистемы из g -го состояния в q -е состояние; p_{gq}^{km} – условная вероятность перехода m -го элемента k -ой подсистемы из g -го состояния в q -е состояние.

При определении условных вероятностей p_{gq}^{km} будем исходить из того, что m -ый элемента k -ой подсистемы из g -го состояния в общем случае может перейти либо в q -е состояние, либо в s -е состояние (рис. 1).

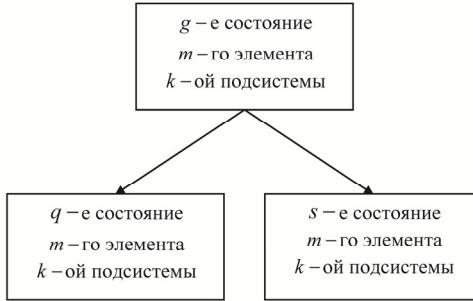


Рис. 1. Схема перехода m -го элемента k -ой подсистемы в q -е и в s -е состояния

Обозначим через t_g^{km} время функционирования m -го элемента k -ой подсистемы, а через τ_g^{km} – некоторое время, при достижении которого m -ый элемента k -ой подсистемы может перейти либо в q -е состояние, либо в s -е состояние. Для определенности примем, что при выполнении условия $t_g^{km} < \tau_g^{km}$ m -ый элемента k -ой подсистемы переходит в q -е состояние, а при выполнении условия $t_g^{km} \geq \tau_g^{km}$ – в s -е состояние. Величины t_g^{km} и τ_g^{km} будем считать случайными.

Вероятности данных переходов обозначим соответственно через $P(t_g^{km} < \tau_g^{km})$ и $P(t_g^{km} \geq \tau_g^{km})$. Следовательно $p_{gq}^{km} = P(t_g^{km} < \tau_g^{km})$, а $p_{gs}^{km} = P(t_g^{km} \geq \tau_g^{km})$. События $t_g^{km} < \tau_g^{km}$ и $t_g^{km} \geq \tau_g^{km}$ образуют полную группу несовместимых событий (являются противоположными), поэтому для вероятностей p_{gq}^{km} и p_{gs}^{km} должно выполняться условие: $p_{gq}^{km} + p_{gs}^{km} = 1$. Принимая данное обстоятельство во внимание, условные вероятности перехода m -го элемента k -ой подсистемы из g -го состояния в q -е состояние и s -е состояние можно представить в виде:

$$p_{gq}^{km} = P(t_g^{km} < \tau_g^{km}); \quad p_{gs}^{km} = 1 - P(t_g^{km} < \tau_g^{km}). \quad (6)$$

Если m -ый элемента k -ой подсистемы может перейти только в одно, например, в q -е состояние, то вероятность такого перехода $p_{gq}^{km} = 1$. Поэтому в данном частном случае согласно зависимости (5) имеет место равенство: $\lambda_{gq}^{km} = \tilde{\lambda}_{gq}^{km}$, т.е. плотность вероятности перехода m -го элемента k -ой подсистемы из g -го состояния в q -е состояние равна интенсивности данного перехода.

Анализ выражений (6) показывает, что определение искомых вероятностей p_{gq}^{km} и p_{gs}^{km} сводится к определению вероятности вида: $P(t_g^{km} < \tau_g^{km})$. Эту вероятность можно определить следующим образом. Пусть $f(t_g^{km})$ и $f(\tau_g^{km})$ – плотности распределения вероятностей случайных величин t_g^{km} и τ_g^{km} соответственно. Тогда вероятность того, что случайная величина t_g^{km} не превысит случайную величину τ_g^{km} , определяется выражением:

$$P(t_g^{km} < \tau_g^{km}) = \int_0^{\infty} f(t_g^{km}) \left\{ \int_{t_g^{km}}^{\infty} f(\tau_g^{km}) d\tau_g^{km} \right\} dt_g^{km}. \quad (7)$$

Каждая из случайных величин t_g^{km} и τ_g^{km} является суммой большого числа независимых случайных величин – времен выполнения различных мероприятий. По этой причине в соответствии с центральной предельной теоремой Ляпунова является правдоподобным допущение о нормальном законе распределения этих случайных величин с плотностями распределения вероятностей вида:

$$f(t_g^{km}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi D[t_g^{km}]}} \exp\left[-\frac{(t_g^{km} - M[t_g^{km}])^2}{2D[t_g^{km}]}\right]; \quad (8)$$

$$f(\tau_g^{km}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi D[\tau_g^{km}]}} \exp\left[-\frac{(\tau_g^{km} - M[\tau_g^{km}])^2}{2D[\tau_g^{km}]}\right], \quad (9)$$

где $M[t_g^{km}]$, $M[\tau_g^{km}]$ и $D[t_g^{km}]$, $D[\tau_g^{km}]$ – математические ожидания и дисперсии случайных величин t_g^{km} и τ_g^{km} .

Недостаток моделей (8) и (9) очевиден и связан с тем, что функции плотностей распределений (8) и (9) не являются односторонними, т.е. они отличны от нуля при отрицательных значениях времени, в то время, как $t_g^{km} \geq 0$ и $\tau_g^{km} \geq 0$. Этот недостаток несущественен, если $M[t_g^{km}] \gg \sqrt{D[t_g^{km}]}$ и $M[\tau_g^{km}] \gg \sqrt{D[\tau_g^{km}]}$, так как в этом случае значения функций плотностей распределения вероятностей $f(t_g^{km})$ и $f(\tau_g^{km})$ при $t_g^{km} < 0$ и $\tau_g^{km} < 0$ малы и кривыми распределения при отрицательных значениях t_g^{km} и τ_g^{km} можно пренебречь. Однако если условия $M[t_g^{km}] \gg \sqrt{D[t_g^{km}]}$ и $M[\tau_g^{km}] \gg \sqrt{D[\tau_g^{km}]}$ не выполняются, то использование нормального распределения может привести к заметным погрешностям. Поэтому эти модели целесообразно модифицировать, сдвинув кривые распределения несколько вправо, а оставшуюся левую часть кривых распределения при $t_g^{km} < 0$ и $\tau_g^{km} < 0$ отсечь. Однако при этом будут нарушены условия нормирования плотностей распределения вероятностей:

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(t_g^{km}) dt = 1; \quad \int_{-\infty}^{\infty} f(\tau_g^{km}) dt = 1. \quad (10)$$

Так как $t_g^{km} \geq 0$ и $\tau_g^{km} \geq 0$, то при $t_g^{km} < 0$ и $\tau_g^{km} < 0$ должны выполняться условия $f(t_g^{km}) \equiv 0$ и $f(\tau_g^{km}) \equiv 0$, которые приводят к условиям нормирования вида:

$$c_t \int_0^{\infty} f(t_g^{km}) dt = 1; \quad c_{\tau} \int_0^{\infty} f(\tau_g^{km}) dt = 1. \quad (11)$$

где c_t и c_{τ} – нормирующие множители для сохранения условий нормирования (10).

Решая уравнения (11), находим следующие выражения для определения нормирующих множителей c_t и c_{τ} :

$$c_t = \left[F\left(\frac{M[t_g^{km}]}{\sqrt{D[t_g^{km}]}}\right) \right]^{-1}; \quad c_{\tau} = \left[F\left(\frac{M[\tau_g^{km}]}{\sqrt{D[\tau_g^{km}]}}\right) \right]^{-1}, \quad (12)$$

где $F(x)$ – интеграл Лапласа,

$$F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{u^2}{2}} du, \quad F(-x) = 1 - F(x). \quad (13)$$

Таким образом, приходим к моделям усеченных нормальных распределений:

$$f(t_g^{km}) = \begin{cases} \frac{c_t}{\sqrt{2\pi D[t_g^{km}]}} \exp\left[-\frac{(t_g^{km} - M[t_g^{km}])^2}{2D[t_g^{km}]}\right], & \text{npu } t_g^{km} \geq 0; \\ 0, & \text{npu } t_g^{km} < 0; \end{cases} \quad (14)$$

$$f(\tau_g^{km}) = \begin{cases} \frac{c_\tau}{\sqrt{2\pi D[\tau_g^{km}]}} \exp\left[-\frac{(\tau_g^{km} - M[\tau_g^{km}])^2}{2D[\tau_g^{km}]}\right], & \text{npu } \tau_g^{km} \geq 0; \\ 0, & \text{npu } \tau_g^{km} < 0. \end{cases} \quad (15)$$

Если плотности распределения вероятностей случайных величин t_g^{km} и τ_g^{km} следуют усеченным нормальным законам вида (14) и (15), то выражение (7) после преобразований можно представить в виде:

$$P(t_g^{km} < \tau_g^{km}) = \frac{c_t c_\tau}{2} \left\{ 1 - \Phi\left(\frac{M[t_g^{km}] - M[\tau_g^{km}]}{\sqrt{2(D[t_g^{km}] + D[\tau_g^{km}])}} \right) \right\}, \quad (16)$$

где $\Phi(x)$ – функция Лапласа,

$$\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp(-t^2) dt, \quad \Phi(-x) = -\Phi(x). \quad (17)$$

Если принять во внимание интеграл Лапласа (13), то учитывая, что

$$\Phi(x) = 2F(x\sqrt{2}) - 1, \quad (18)$$

выражение (16) можно преобразовать к виду:

$$P(t_g^{km} < \tau_g^{km}) = c_t c_\tau \left\{ 1 - F\left(\frac{M[t_g^{km}] - M[\tau_g^{km}]}{\sqrt{D[t_g^{km}] + D[\tau_g^{km}]}} \right) \right\}. \quad (19)$$

Если обозначить через Δt_g^{km} время нахождения m -го элемента k -ой подсистемы в g -м состоянии, то интенсивность его перехода из данного состояния в какое-либо другое, например, в q -е состояние можно представить в виде:

$$\tilde{\lambda}_{gq}^{km} = \frac{1}{M[\Delta t_g^{km}]}, \quad (20)$$

где $M[\Delta t_g^{km}]$ – математическое ожидание времени нахождения m -го элемента k -ой подсистемы в g -м состоянии.

Принимая во внимание зависимости (5), (6), (19) и (20), выражения для определения плотностей вероятностей перехода m -го элемента k -ой подсистемы из g -го состояния в q -е и s -е состояния можно записать в виде:

$$\lambda_{gq}^{km} = \frac{P(t_g^{km} < \tau_g^{km})}{M[\Delta t_g^{km}]}; \quad \lambda_{gs}^{km} = \frac{1 - P(t_g^{km} < \tau_g^{km})}{M[\Delta t_g^{km}]} \quad (21)$$

или

$$\begin{aligned} \lambda_{gq}^{km} &= \frac{c_t c_\tau}{M[\Delta t_g^{km}]} \left\{ 1 - F\left(\frac{M[t_g^{km}] - M[\tau_g^{km}]}{\sqrt{D[t_g^{km}] + D[\tau_g^{km}]}} \right) \right\}; \\ \lambda_{gs}^{km} &= \frac{1}{M[\Delta t_g^{km}]} - \frac{c_t c_\tau}{M[\Delta t_g^{km}]} \left\{ 1 - F\left(\frac{M[t_g^{km}] - M[\tau_g^{km}]}{\sqrt{D[t_g^{km}] + D[\tau_g^{km}]}} \right) \right\} = \frac{1}{M[\Delta t_g^{km}]} - \lambda_{gq}^{km} \end{aligned} \quad (22)$$

Зная плотности вероятностей перехода m -го элемента k -ой подсистемы в различные состояния, для определения вероятности работоспособности m -го элемента k -ой подсистемы можно воспользоваться уравнениями Колмогорова, которые позволяют определить вероятности нахождения элемента в различных состояниях и в том числе в работоспособном состоянии.

Обозначим вероятность работоспособности m -го элемента k -ой подсистемы через P_{km}^b , а вероятность работоспособности k -ой подсистемы – через P_k^b . Так как k -я подсистема включает в свой состав M_k элементов, то вероятность P_k^b будет являться некоторой функцией от вероятностей P_{km}^b , т.е

$$P_k^b = \Psi(P_{k1}^b, P_{k2}^b, \dots, P_{kM_k}^b). \quad (23)$$

Конкретный вид данной функции определяется структурой функциональных связей между элементами k -ой подсистемы, которые могут быть последовательными, параллельными и смешанными (последовательно-параллельными).

Список литературы

1. Коваленко, И. Н. Теория вероятностей и математическая статистика : учеб. пособие для втузов / И. Н. Коваленко, А. А. Филиппова. – М. : Высшая школа, 1973. – 368 с.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВЕРОЯТНОСТИ НАХОЖДЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННОЙ ПОДСИСТЕМЫ ОРГАНИЗАЦИОННО-ТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ В РАБОТОСПОСОБНОМ СОСТОЯНИИ

A. И. Сидоров

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

П. Е. Майоров, Д. И. Стулов

ОАО «Радиозавод», г. Пенза, Россия

Элементы информационной подсистемы с точки зрения функциональных связей между ними могут дублировать друг друга, поэтому для них характерна параллельная функциональная связь. Следовательно, вероятность нахождения информационной подсистемы организационно-технической системы специального назначения ОТС СН определится как вероятность работоспособности хотя бы одного из элементов данной подсистемы в каждый момент времени t , поэтому вероятность их нахождения в работоспособном состоянии можно представить в виде:

$$P_1^b = 1 - \prod_{m=1}^{M_1} (1 - P_{1m}^b). \quad (1)$$

Если вероятности P_{1m}^b для $m = 1, 2, \dots, M_1$ равны между собой, то формула принимает вид:

$$P_1^b = 1 - (1 - P_{1m}^b)^{M_1}. \quad (2)$$

Анализ процессов функционирования элементов информационной подсистемы позволил выделить следующие их состояния: Z_1 – развертывание в заданном районе; Z_2 – выполнение функций в соответствии со своим назначением; Z_3 – свертывание и покидание района; Z_4 – совершение перемещения; Z_5 – нахождение под внешним воздействием; Z_6 – восстановление работоспособности после внешнего воздействия.

Каждое из состояний характеризуется временными параметрами, приведенными в табл. 1.

Граф состояний произвольного m -го элемента представлен на рис. 1. Вершины графа описывают состояния, в которых может находиться элемент, а множество дуг – возможные переходы из одного состояния в другое.

Размеченному графу, представленному на рис. 1, соответствует следующая система уравнений Колмогорова:

$$\begin{aligned} \frac{dP_{1m1}(t)}{dt} &= \lambda_{41}^{1m} P_{1m4}(t) - (\lambda_{12}^{1m} + \lambda_{15}^{1m}) P_{1m1}(t); \\ \frac{dP_{1m2}(t)}{dt} &= \lambda_{12}^{1m} P_{1m1}(t) - (\lambda_{23}^{1m} + \lambda_{25}^{1m}) P_{1m2}(t); \\ \frac{dP_{1m3}(t)}{dt} &= \lambda_{23}^{1m} P_{1m2}(t) + \lambda_{53}^{1m} P_{1m5}(t) + \lambda_{63}^{1m} P_{1m6}(t) - \lambda_{34}^{1m} P_{1m3}(t); \\ \frac{dP_{1m4}(t)}{dt} &= \lambda_{34}^{1m} P_{1m3}(t) - \lambda_{41}^{1m} P_{1m4}(t); \end{aligned} \quad (3)$$

$$\frac{dP_{lm5}(t)}{dt} = \lambda_{25}^{1m} P_{lm2}(t) - (\lambda_{53}^{1m} + \lambda_{56}^{1m}) P_{lm5}(t);$$

$$\frac{dP_{lm6}(t)}{dt} = \lambda_{56}^{1m} P_{lm5}(t) - \lambda_{63}^{1m} P_{lm6}(t),$$

где $P_{lmq}(t)$ – вероятность нахождения m -го элемента в q -м состоянии в момент времени t ; λ_{gq}^{1m} – плотность вероятности перехода m -го элемента из g -го состояния в q -е состояние в момент времени t .

Таблица 1

Характеристики состояний

№ п/п	Состояние	Временной параметр	Обозначение
1	Развертывание в заданном районе	Время развертывания	$t_{p_3}^{1m}$
2	Выполнение функций в соответствии со своим назначением	Время выполнения функций	t_{ep}^{1m}
3	Свертывание и покидание района	Время свертывания	t_{ce}^{1m}
4	Совершение перемещения	Время перемещения	t_{cn}^{1m}
5	Нхождение под внешним воздействием	Время выполнения воздействия	t_{on}^{1m}
		Время начала воздействия	t_{nn}^{1m}
6	Восстановление работоспособности	Время восстановления работоспособности	t_{eo}^{1m}

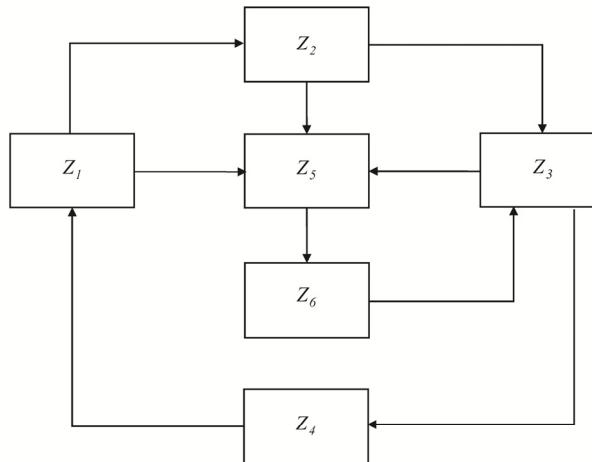


Рис. 1. Граф состояний

Начальные условия решения уравнений Колмогорова (3) следующие: при $t = 0$

$$P_{lm1}(0) = 1, P_{lm2}(0) = 0, P_{lm3}(0) = 0; \quad (4)$$

$$P_{lm4}(0) = 0, P_{lm5}(0) = 0, P_{lm6}(0) = 0.$$

В результате решения уравнений Колмогорова (3) при начальных условиях (4) определяется вероятность $P_{lm}^b(t) = P_{lm2}(t)$.

Для контроля правильности решения уравнений (3) при начальных условиях (4) можно использовать выражение:

$$\sum_{j=1}^6 P_{lj}(t) = 1. \quad (5)$$

Система уравнений (3)...(5) позволяет рассчитать вероятности нахождения m -го элемента в том или ином состоянии в процессе его функционирования при наличии внешнего воздействия на него в зависимости от числовых значений математических ожиданий и дисперсий пребывания его в этих состояниях.

Список литературы

1. Волгин, Н. С. Исследование операций / Н. С. Волгин. – СПб. : Военно-морская академия, 1999. – Ч. 1. – 366 с.

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС МИКРОДУГОВОГО ОКСИДИРОВАНИЯ

С. В. Степанов, О. В. Карпанин, А. М. Метальников

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Повышение качества эксплуатационных свойств изделий за счет модификации поверхности металлов и сплавов с применением технологии микродугового оксидирования (МДО) является одним из приоритетных направлений металлообрабатывающей промышленности.

На основе проведенных исследований предложена структура автоматизированного измерительного комплекса, использование которого позволит разрабатывать и проводить отладку новых технологических режимов получения покрытий МДО с требуемыми характеристиками.

Введение

В настоящее время все большее внимание уделяется способам улучшения или модификации свойств материалов, таким как поверхностная обработка, поскольку параметры поверхности часто определяют уровень эксплуатационных свойств изделия. Среди методов воздействия на поверхность металла для придания ей требуемых свойств МДО является одним из наиболее перспективных видов обработки, используемых для создания многофункциональных покрытий на металлах вентильной группы [1, 2].

Технология получения МДО покрытий требует применения специализированного оборудования. Анализ измерительной составляющей в существующем технологическом оборудовании показал, что, как правило, регистрируются следующие параметры процесса: амплитудные и средние значения анодных и катодных составляющих выходного напряжения, действующее и среднее значение выходных токов. Для оценки формы выходных импульсов тока и напряжения используется осциллограф. Такого количества регистрируемой информации о МДО недостаточно для реализации режимов с высокой степенью повторяемости свойств получаемых покрытий.

Детальное исследование закономерностей протекания МДО, разработку и отладку новых технологических режимов можно осуществить путем регистрации формовочных кривых напряжения; измерения динамических вольтамперных характеристик; измерения импеданса структуры электрод-покрытие-электролит; контроля выработки и температуры электролита; контроля характеристик электрических рядов.

Автоматизация процесса расширенной регистрации параметров МДО во время получения покрытия позволяет добиваться высокой степени повторяемости свойств покрытий.

Аппаратное обеспечение комплекса

Автоматизированный измерительный комплекс для МДО включает в себя источник технологического тока (ИТТ), гальваническую ванну, систему перемешивания и охлаждения электролита, измерительные преобразователи и персональный компьютер (рис. 1).

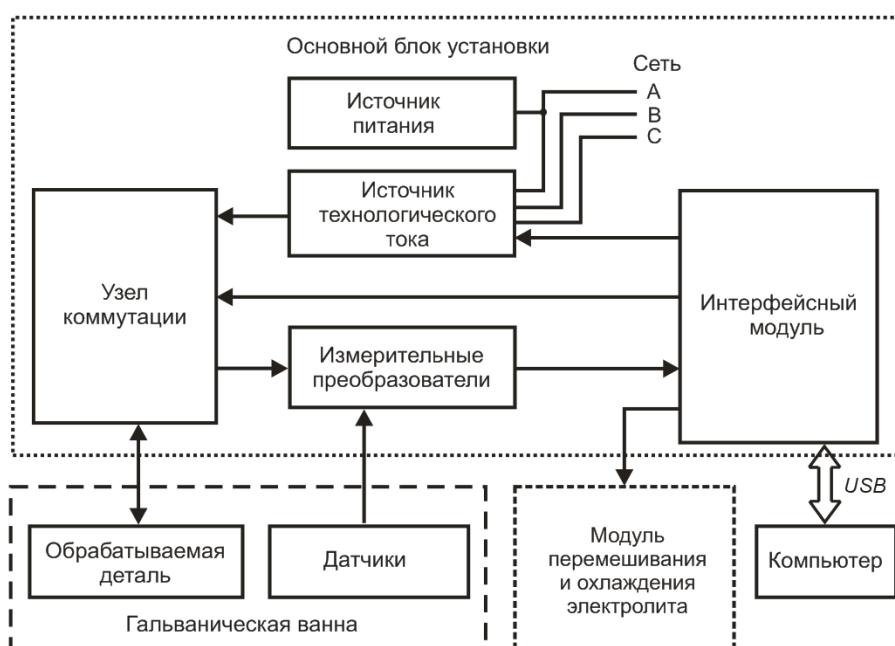


Рис. 1. Структурная схема измерительного комплекса

Источник питания предназначен для организации внутреннего питания измерительных преобразователей и низковольтных элементов схем.

Источник технологического тока необходим для обеспечения требуемого технологического воздействия на обрабатываемую деталь в процессе микродугового оксидирования.

Узел коммутации обеспечивает коммутацию обрабатываемой детали с измерительными преобразователями и источником технологического тока.

Измерительные преобразователи служат для преобразования и передачи сигналов с измерительных датчиков в микропроцессорный интерфейсный модуль.

Основные технические характеристики комплекса представлены в табл. 1.

Таблица 1

Основные технические характеристики узлов установки

<i>Источник технологического тока</i>	
Питание от трехфазной сети переменного тока	220 В
Диапазон напряжений на образце	-200 .. + 600 В
Максимальный средний ток через образец	10 А
Максимальный импульсный ток через образец	50 А
Диапазон частот следования импульсов тока	0 .. 1 кГц
Форма сигнала тока	программируется
<i>Измеритель импеданса</i>	
Диапазон частот переменного сигнала	10 Гц .. 10 кГц
Диапазон амплитуды переменного сигнала	0,01 .. 1 В
Пределы измерения емкости	1 и 10 мкФ
Основная погрешность измерения емкости	не более 0,5 %
<i>Измеритель ВАХ</i>	
Пределы измерения тока	10 и 50 А
Предел измерения напряжения	600 В
Количество точек ВАХ	до 64
Суммарное время одного измерения	не более 1 сек
Основная погрешность измерения напряжения и тока	не более 0,5 %

Получение покрытий осуществляется при согласованном управлении силовой и измерительной составляющими комплекса на базе ПК. Взаимосвязь ПК с аппаратными частями технологического оборудования производится микропроцессорным модулем со специальным набором функциональных узлов, обеспечивающих высокое быстродействие регистрации измерительной информации за счет использования современных микроконтроллеров Analog Device ADUC841.

Микропроцессорный модуль выполняет функции формирования, сбора и обработки аналоговых и цифровых сигналов, связи силовых и измерительных модулей с ПК посредством гальванически развязанного USB- порта (рис. 2).

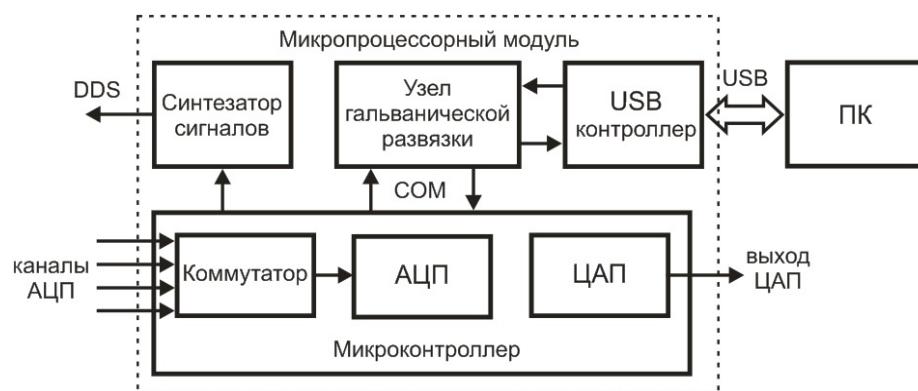


Рис. 2. Структурная схема микропроцессорного модуля

Автоматизированный измерительный комплекс реализует измерения параметров процесса непосредственно во время получения покрытия. Использование силовой части комплекса, реализованной по принципу широтно-импульсной модуляции (ШИМ), позволяет программировать режимы работы, обеспечивать взаимосвязь с контрольно-измерительной составляющей для оперативного управления и осуществлять расширенную регистрацию параметров МДО.

Источники технологического тока

Анализ [3] показал, что источники технологического тока, реализующие режимы с регулировкой параметров действующих импульсов, позволяют добиваться более широких функциональных свойств по-

крытий, таких как высокая микротвердость, низкая пористость, толщина покрытия. Большинство серийно производимых ШИМ ИТТ для МДО являются источниками напряжения.

Программирование параметров воздействующих импульсов тока позволяет более точно управлять энергетическим воздействием на объект.

В описываемой измерительном комплексе ШИМ ИТТ – источник тока (рис. 3).

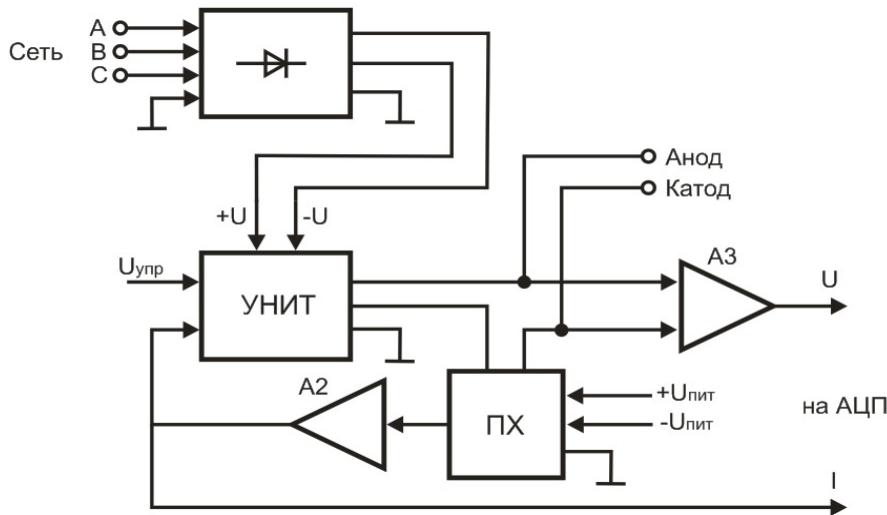


Рис. 3. Структурная схема источника тока

Трехфазный выпрямитель реализован по схеме «звезда Ларионова». Применение данной схемы позволяет получить среднее значение ЭДС в $\sqrt{3}$ раз больше, чем в схемах «треугольник Ларионова» и «три параллельных полных моста» и вдвое больше, чем в схеме Миткевича [4].

Управляемый напряжением источник тока (УНИТ) реализован по принципу широтно-импульсной модуляции и собран по мостовой схеме. Реализация источника по выбранной схеме позволяет получать диапазон выходных напряжений ± 600 В.

Преобразователь Холла (ПХ) выполнен на базе датчика ACS758, позволяющего определять силу протекающего через него тока. Данный преобразователь может быть использован для измерения значений переменного и постоянного тока силой до 50 А. Благодаря низкому собственному сопротивлению (100 мкОм) потери энергии в измеряемой цепи минимальны. Выходной сигнал ПХ – аналоговый сигнал с уровнем напряжения, прямо пропорциональным силе тока с шагом 40 мВ/А. Операционный усилитель A2 служит для организации обратной связи по току в УНИТ. Данный усилитель работает в двух режимах с коэффициентами усиления 1 и 10.

Дифференциальный усилитель A3 преобразует разницу напряжений между анодом и катодом и передает полученное значение напряжения на аналого-цифровой преобразователь с коэффициентом $K = 1/600$.

Сигналы U и I , используемые для построения динамических вольт-амперных характеристик, являются напряжением и током на электролитической ванне соответственно.

Управляемый напряжением источник тока

УНИТ состоит из усилителя с гальванической развязкой (рисунок 4) и высоковольтного преобразователя (рис. 5).

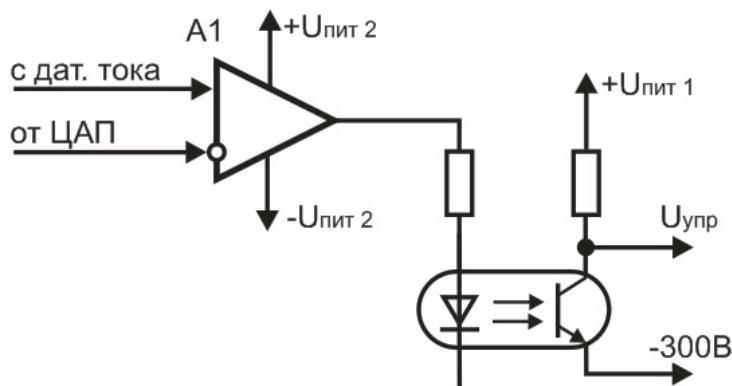


Рис. 4. Функциональная схема усилителя с гальванической развязкой

Усилитель с гальванической развязкой задает форму тока и организует обратную связь по току с ПХ. Какой формы сигнал задается в виде напряжения и передается на усилитель А1 с ЦАП, такой формы ток будет протекать через ванну после фильтра низких частот.

Высоковольтный преобразователь состоит из ШИМ контроллера, драйверов МОП и *IGBT*-транзисторов, оконечных усилителей и фильтра низких частот (ФНЧ). ШИМ контроллер включает в себя встроенный регулируемый генератор, усилитель ошибки, триггер управления, компаратор регулировки мертвого времени, прецизионный источник опорного напряжения (ИОН) на 5 В и схему управления выходным каскадом. Оконечные усилители выполнены по мостовой схеме на силовых полевых транзисторах с индуцированным каналом *n*- типа. К данным транзисторам предъявляются следующие требования: высокое быстродействие (время включения 0,2–0,4 мкс, время выключения 0,2–1,5 мкс), максимальное напряжение 1200 В, максимальный ток 100 А, сопротивление канала менее 1 Ом.

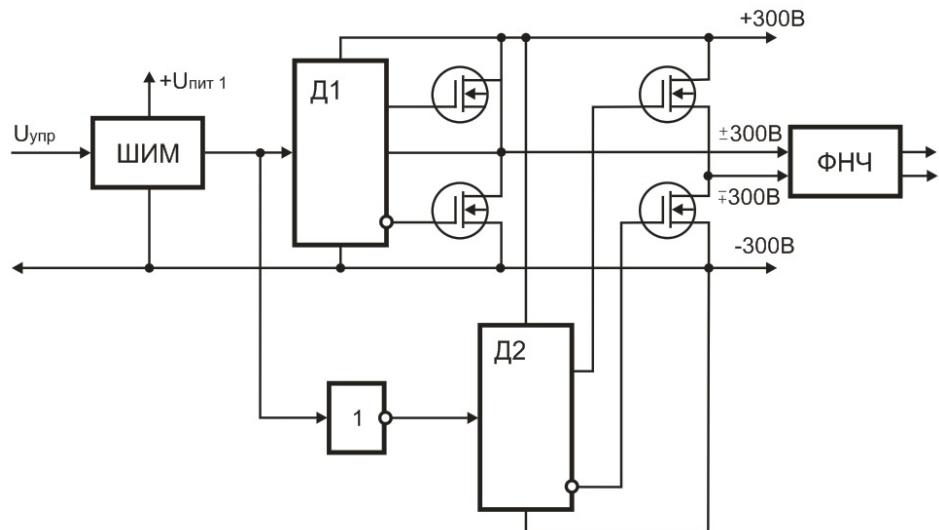


Рис. 5. Структурная схема высоковольтного преобразователя

Ввиду высокого значения затворной емкости выбранных силовых транзисторов их управление невозможно реализовать непосредственно с помощью выходных сигналов ШИМ контроллера. Для обеспечения управления работой силовых транзисторов используются высоковольтные, высокоскоростные драйверы МОП и *IGBT*-транзисторов с тремя раздельными выходными каналами управления ключами верхнего и нижнего уровней ($D1$, $D2$ на рисунке 5). Выходное напряжение силового каскада транзисторов составляет ± 600 В. ФНЧ выделяет среднее значение тока из ШИМ-сигнала, и снижает уровень высокочастотной составляющей с частотой модуляции.

Измерительные преобразователи

Измерения динамических вольтамперных характеристик и оценка их кинетики изменения являются весьма информативными. По мгновенным значениям выходного тока и напряжения производится расчет средних, амплитудных, действующих значений, как для анодной, так и для катодной составляющих.

Мониторинг качества электролита в измерительном комплексе осуществляется с помощью измерения его температуры и выработки (путем учета удельного количества электричества, прошедшего через него; измерения импеданса; измерения мутности оптическим способом). Данный параметр процесса существенно оказывает влияние на качество формируемого покрытия и необходимую продолжительность.

Измерение составляющих комплексной проводимости системы электрод-оксид-электролит производится непосредственно в процессе получения покрытия. Измерение импеданса покрытия возможно осуществлять по схеме (рис. 6).

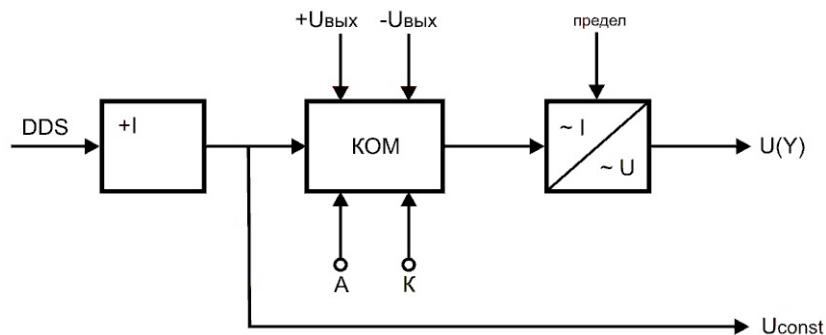


Рис. 6. Структурная схема измерителя импеданса покрытия

Сигнал DDS поступает от генератора микроконтроллера с частотами в диапазоне (10 Гц...10 кГц). Данный сигнал имеет синусоидальную форму с амплитудой 1 В. Далее он поступает на усилитель тока: на высокой частоте в связи с емкостным характером сопротивления измеряемого объекта (покрытия) наблюдается возрастание тока. Коммутатор (КОМ) подключает гальваническую ванну либо к источнику тока, либо к измерителю импеданса.

Сигнал с генератора после прохождения через измеряемый объект подается на преобразователь тока в напряжение. Зная значения U и I , можно рассчитать комплексное сопротивление Z . По экспериментальным данным выполняется расчет средней толщины и пористости покрытия, а также удельной проводимости электролита.

При контроле электрических разрядов предлагается регистрация интегральной яркости свечения поверхности образца, динамических характеристик отдельных разрядов и спектральной характеристики излучения (рис. 7).

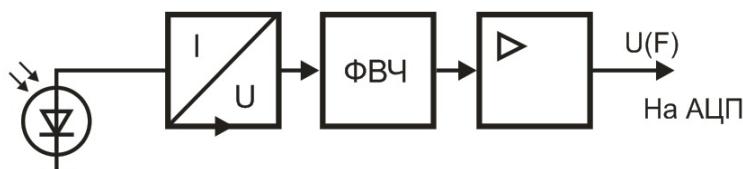


Рис. 7. Структурная схема измерителя оптических параметров разрядов

Фоточувствительный элемент – фототранзистор КТФ-104А обладает высокой чувствительностью и малой инерционностью.

Сигнал в виде тока поступает на преобразователь тока в напряжение, далее в фильтре верхних частот происходит усреднение полученного сигнала и передача его на усилитель. Усиленный сигнал передается на соответствующий вход канала АЦП.

Заключение

Предлагаемый измерительный комплекс для МДО непосредственно в процессе получения покрытий позволяет автоматизировать расширенную регистрацию параметров процесса, исследовать закономерности протекания МДО, разрабатывать и отлаживать новые технологические режимы.

Особенностью разработанного комплекса является возможность регистрации формовых кривых напряжения, измерения динамических вольтамперных характеристик, измерения импеданса структуры электрод-покрытие-электролит, контроля выработки и температуры электролита, контроля характеристик электрических разрядов.

Условия проведения исследований, экспериментальные данные, параметры исходных материалов и электролитов, режимы получения покрытий сохраняются в базе данных с целью последующей обработки и анализа.

Автоматизированный измерительный комплекс позволяет на высоком уровне проводить мониторинг технологического процесса МДО для получения покрытий с требуемыми эксплуатационными характеристиками.

Список литературы

- Суминов, И. В. Микродуговое оксидирование (теория, технология, оборудование) / И. В. Суминов, А. В. Эпельфельд, В. Б. Людин. – М. : Национальный институт Нефти и Газа, 2005. – 352 с.
- Малышев, В. Н. Оценка упрочнения алюминиевых сплавов микродуговой обработкой по результатам статических и динамических испытаний / В. Н. Малышев // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2007. – № 3. – С. 131–137.
- Пат. 2181392 Российская Федерация, МПК С 25 D 11/00, С 25 D 11/02. Устройство для микродугового оксидирования металлов и их сплавов / Колганов В. Ю., Хромов В. Н., Коровин А. Я., Абашев Н. Г.; заявитель и патентообладатель Орловский государственный аграрный университет; заявл. 21.02.2001; опубл. 20.04.2002, Бюл. № 3. – 7 с.
- Закс, М. И. Сварочные выпрямители / М. И. Закс. – Л. : Энергоатомиздат, 1983. – 312 с.

КЛАСТЕРНОЕ ПРОСТРАНСТВО ВРЕМЕННЫХ РЯДОВ: ОБОБЩЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ОСНОВЕ АППАРАТА КОМБИНАТОРИКИ СЛОВ¹

M. В. Ульянов

Институт проблем управления РАН, Московский государственный университет, г. Москва, Россия

Основные задачи исследования временных рядов связаны, прежде всего, с построением адекватных прогностических моделей и повышением точности прогнозирования их поведения. В этом аспекте исследуются структуры временных рядов, вводятся различные классификации, отражающие особенности про-

¹ Исследование поддержано грантом РФФИ № 13-07-00516.

цессов, порождающих эти ряды, предлагаются разнообразные методы прогнозирования и математические аппараты, например, такие как локально-полиномиальные тренды, ортогональные вейвлет-разложения, спектральные разложения, мультифрактальный анализ [1]. Тем не менее, предлагаемые классификации временных рядов, как правило, являются классификациями с качественным, а не количественным классификатором. Одной из альтернатив является построение специального метрического пространства, координатами которого являются обобщенные универсальные характеристики временных рядов. Кластерный анализ в таком пространстве может привести к выделению кластеров, элементами которых являются временные ряды, близкие по особенностям в метрике данного пространства. Дальнейшее исследование особенностей полученных кластеров в аспекте выбора рациональных методов прогнозирования может способствовать повышению точности прогнозов за счет выбора метода, учитывающего специфику временных рядов в данном кластере.

Для построения кластерного пространства необходимо ввести ряд обобщенных, обладающих определенной универсальностью характеристик временных рядов, значения которых интерпретируются как координаты этих рядов в пространстве классификации. Тем самым предлагается построение специального метрического пространства на основе обобщенных универсальных характеристик временных рядов. Очевидно, что наиболее интересной и научно значимой задачей является построение координатных осей самого пространства кластеризации, равно как и введение функции расстояния для определения в этом координатном пространстве структуры метрического пространства. Среди предполагаемых координат такого пространства в докладе рассматриваются характеристики, полученные на основе применения аппарата комбинаторики слов к описанию временных рядов, а именно сложность временного ряда по Колмогорову и характеристика символьного разнообразия.

Объектом исследования является временной ряд (произвольной природы)

$$V = \left\{ (f_i, t_i), f_i \in R^1, i=1, \dots, n \right\},$$

где f_i – значение характеристики наблюдаемого процесса в момент t_i , n – число наблюдений (отсчетов).

Поскольку предметом исследования в комбинаторики слов являются слова над определенным алфавитом, то, прежде всего, рассмотрим переход от временного ряда к его символьному описанию.

Символьное кодирование временного ряда по значениям. Требование универсальности пространства кластеризации налагает, очевидно, и требования к обобщенным характеристикам временных рядов, конкретные значения которых интерпретируются как координаты точки, представляющей данный временный ряд в осях этого пространства. Проблема универсализации связана с тем, что различные временные ряды имеют различную точность измерений (число значащих цифр в значении f_i) и различный масштаб по значениям. Проблема может быть решена за счет единого масштабирования значений наблюдаемой функции процесса и построении на этой основе строки символов, отражающей динамику числовых значений исследуемого ряда.

В целях такого масштабирования мы вводим разбиение $(x_1, \dots, x_i, \dots, x_m)$, $i = 1, \dots, m$ диапазона размаха варьирования значений временного ряда, где

$$x_1 = \min_{i=1, n} f_i, \quad x_m = \max_{i=1, n} f_i.$$

Поскольку значения временного ряда могут попасть в точки разбиения, мы рассматриваем множества $[x_i, x_{i+1}] = \{x | x_i \leq x < x_{i+1}\}$, которые далее будем называть полусегментами. Определение числа и границ полусегментов доставляется бикритериальным методом построения гистограмм [2]. Подробное изложение этого метода по отношению к символьному кодированию приведено в [3]. Число полученных этим методом полусегментов определяет мощность алфавита кодирования. Заметим, что последний элемент разбиения является, очевидно, сегментом. Выбор символов алфавита, по сути, не принципиален, но мы в дальнейшем будем использовать прописные символы латинского алфавита. Далее каждый полусегмент кодируется соответствующим символом алфавита, и мы получаем представление временного ряда в виде строки символов, например (для алфавита $\Sigma = \{A, B, C, D\}$): «BABCDEEEDDCCCBAABB.....» При этом числовое значение ряда кодируется символом полусегмента, в котором оно находится. Для временного ряда, содержащего n наблюдений, мы получаем его представление в виде строки из n символов над алфавитом Σ .

Отметим еще одно преимущество предлагаемого подхода символьного кодирования. За редким исключением значения в отсчетах временных рядов не являются точными. Одними из таких исключений являются, например, ряды курсов валют. Для значений, имеющих погрешность измерений, в математической статистике принято строить доверительные интервалы. Используемый авторами бикритериальный метод построения гистограмм как раз и определяет ширину полусегмента гистограммы, а, следовательно, и «ширину» значений для кодирующего этот полусегмент символа, на основе доверительной вероятности для среднего значения [2]. Таким образом, подход символьного кодирования более достоверно отражает исследуемый процесс с точки зрения математической статистики.

Сложность временного ряда по Колмогорову. Содержательно колмогоровская сложность есть характеристика строки символов, отражающая сложность (в смысле длины записи) алгоритма и его входа, генерирующих данную строку, иными словами длину формального описания строки. В теории колмогоровской сложности такой алгоритм носит название декомпрессора, а сама сложность определяется как минимальная длина оптимального способа описания строки, где минимум берется по всем описаниям [4]. Отметим, что колмогоровская сложность определена с точностью до константы [4]. При фиксированном алгоритме сжатия строк и при фиксированной длине исходных строк, оценка верхней границы колмогоровской сложности может быть получена через измерение длин сжатых строк. В теории сложности строк по Колмогорову известно, что существуют строки «не скимаемые на 1» [4] – в аспекте временных рядов это означает существенную случайность значений и значительные трудности при их прогнозировании. Если длины полученных сжатых строк существенно меньше исходной длины, то можно говорить о возможности хорошего прогноза, например, такая ситуация характерна для чисто периодических временных рядов, наблюдавшихся на протяжении многих периодов.

Описание временного ряда, полученное на основе символического кодирования полусегментов, или кодирования тенденций и представляет собой то слово, для которого путем вычисления коэффициента сжатия будет определяться оценка верхней границы колмогоровской сложности временного ряда. Отметим, что речь идет именно об оценке колмогоровской сложности, поскольку мы предполагаем использование любого широко распространенного алгоритма сжатия, а точнее – некоторой его программной реализации.

Таким образом, пусть $S(T, \Sigma)$ есть функция кодирования временного ряда T символами алфавита Σ , значением которой является строка s :

$$s = S(T, \Sigma),$$

пусть также $C(\cdot)$ есть оператор сжатия строки, которая является его аргументом, реализуемый любым, но фиксированным, алгоритмом сжатия. Результатом применения оператора $C(\cdot)$ к строке s является строка w :

$$w = C(s).$$

Именно длина этой строки и является классически [4] оценкой колмогоровской сложности. Отметим, что в теории колмогоровской сложности обратный оператор $s = C^{-1}(w)$ называется декомпрессором [4]. Переход к относительным единицам очевиден: в этих обозначениях коэффициент сжатия строки s определяется как:

$$\mu(s, C) = \frac{l(s)}{l(w)} = \frac{l(S(T, \Sigma))}{l(C(S(T, \Sigma)))},$$

где $l(\cdot)$ – длина строки.

Именно значение $\mu(s, C)$ и может использоваться для построения характеристик колмогоровской сложности временного ряда. Например, в целях нормировки можно взять обратное значение

$$\mu_v(V) = \frac{1}{\mu(s, C)}.$$

Тогда малые (близкие к нулю) значения $\mu_v(V)$ говорят о больших коэффициентах сжатия, и, следовательно о относительной простоте исходного ряда, например о его ярко выраженной периодичности.

Характеристика символьного разнообразия. В этой части предметом исследования является построение обобщенной характеристики ряда, отражающей разнообразие наблюдаемых значений. Как и в случае с колмогоровской сложностью будет предложен функционал с областью определения на множестве слов фиксированного алфавита и областью значений в неотрицательных действительных числах.

Полученная символьным кодированием временного ряда строка подвергается обработке, первым этапом которой является оценка энтропии слов – метод, используемый в биоинформатике для оценки сложности нуклеотидных геномных последовательностей [5]. В соответствии с этим методом рассматриваются под слова длины m над алфавитом Σ ; очевидно, что всего таких различных слов – $M = k^m$. Для фиксированного значения m вводится произвольная нумерация подслов $i = 1, M$ и обнуляются счетчики подслов c_i . Окно длины m ($1 \leq m \leq n$) сдвигается по исходному слову длины n – всего таких позиций $n - m + 1$, и для каждого положения для полученного в окне под слова происходит увеличение соответствующего счетчика под слов. Если мы наблюдаем в окне длины m под слово, которое имеет номер i в принятой нумерации, то значение c_i увеличивается на единицу. По полученным данным и рассчитывается оценка энтропии слов $C(m)$ по следующей формуле [5]:

$$C(m) = - \sum_{i=1}^M \left(\frac{c_i}{n-m+1} \right) \log_M \left(\frac{c_i}{n-m+1} \right).$$

Применение основания M у логарифма приводит автоматически к нормировке значений $C(m)$ – значение 0 означает, что все подслова длины m таковы, что все они состоят из одинаковых символов (отсутствие разнообразия). Просто показать, что значение 1 функция $C(m)$ принимает при равночастотном разнообразии подслов.

Для дальнейшего построения предлагаемой характеристики временного ряда рассмотрим поведение оценки энтропии слов $C(m)$ как функции длины подслова m . Очевидно, что при $m=n$ мы наблюдаем всего одно подслово, совпадающее с исходным словом, и $C(n)=0$. При $m=1$ максимум $C(m)$ будет равен единице в случае, если частота символов алфавита в символном представлении временного ряда одинакова. Таким образом, $C(m)$ как функция целочисленного аргумента является невозрастающей функцией от m , и $C(n)=0$.

Интерес представляет изучение характера убывания значений $C(m)$ с ростом аргумента. Рассмотрим инверсную конечную разность функции $C(m)$:

$$\Delta C(m) = C(m) - C(m-1), m = \overline{2, n}.$$

По определению $C(m)$ значения $\Delta C(m)$ ограничены, и $0 \leq \Delta C(m) \leq 1$, но поведение $\Delta C(m)$ может быть достаточно сложным. Предположим, что начальное значение $C(1) \approx 1$, т.е. символы алфавита кодирования временного ряда имеют слабо отличающуюся частотную встречаемость. Тогда близкие к нулю начальные значения $\Delta C(m)$, характеризует нашу символическую последовательность как последовательность, обладающую достаточно богатым разнообразием подслов. Однако функция $C(m)$ не может долго «держать единицу». Определим пороговое значение \hat{m} , при котором теоретически функция оценки энтропии сдвигов еще может быть равной единице. Поскольку в сдвигающемся окне ширины m при мощности алфавита кодирования $k = |\Sigma|$ может наблюдаться максимально $M = |\Sigma^m| = k^m$ различных подслов, а всего в слове длины n мы имеем $n-m+1$ позиций окна, то максимально возможная длина подслова при котором еще можно наблюдать полное разнообразие подслов, определяется из уравнения $M = k^{\hat{m}} = n - \hat{m} + 1$, что с учетом целочисленности \hat{m} приводит к уравнению $\hat{m} = \lfloor \log_k (n - \hat{m} + 1) \rfloor$. В предположении, что $m \ll n$, значение $\hat{m} \approx \lfloor \log_k n \rfloor$. В окне ширины $\hat{m} + 1$ максимально наблюдаемое разнообразие слов в k раз меньше полного разнообразия в алфавите мощности k . Поэтому мы ожидаем резкого падения значения функции $C(m)$ при $m = \hat{m} + 1$, и, следовательно, резкого скачка $\Delta C(m)$ даже для псевдослучайной последовательности символов исходного слова, обладающего конечной длиной. Таким образом, наличие ярко выраженного максимума у функции $\Delta C(m)$ при $m < \hat{m}$ означает, что начиная с данного значения m разнообразие подслов резко уменьшилось, и исходное слово обладает определенной регулярностью или периодичностью.

На основе этих рассуждений и вводится характеристика символного разнообразия временного ряда $\mu_s(V)$ в виде отношения значения аргумента функции $\Delta C(m)$, доставляющего ее максимум к максимально возможной ширине окна, сохраняющей полное разнообразие подслов. В этих целях определим максимум функции $\Delta C(m)$, и обозначим через m^* аргумент этого максимума

$$m^* = \arg \max_{1 \leq m \leq n} \Delta C(m).$$

Тем самым значение m^* определяет положение скачка конечной разности. Рассмотрим отношение $\mu_s(V) = m^*/\hat{m}$. Оно нормировано в $[0, 1]$, и малые значения свидетельствуют о раннем наступлении потери разнообразия и большей «простоте» исследуемого слова. Учитывая желательность нормировки характеристик, мы окончательно получаем меру символного разнообразия временного ряда $\mu_s(V)$ в виде

$$\mu_s(V) = \frac{m^*}{\hat{m}} = \frac{\arg \max \Delta C(m)}{\lfloor \log_k n \rfloor}.$$

Заметим, что в соответствии с формулой для $\mu_s(V)$ для периодических слов с малым периодом с ростом длины слова (числа отсчетов исходного временного ряда) значение $\mu_s(V)$ будет уменьшаться, что соответствует логике введенной меры – для длинного периодического слова с малым периодом символное разнообразие очевидно мало.

Список литературы

1. Любушин, А. А. Анализ данных систем геофизического и экологического мониторинга / А. А. Любушин. – М. : Наука, 2007. – 228 с.
2. Петрушин, В. Н. Бикритериальный метод построения гистограмм / В. Н. Петрушин, М. В. Ульянов // Информационные технологии и вычислительные системы. – 2012. – № 4. – С. 22–31.
3. Ульянов, М. В. Подход к определению характеристик колмогоровской сложности временных рядов на основе символьных описаний / М. В. Ульянов, Ю. Г. Сметанин // Бизнес Информатика. – 2013. – № 2. – С. 49–54.
4. Верещагин, Н. К. Колмогоровская сложность и алгоритмическая случайность / Н. К. Верещагин, В. А. Успенский, А. Шень. – М. : МЦНМО, 2013. – 576 с.
5. Орлов, Ю. Л. Анализ регуляторных геномных последовательностей с помощью компьютерных методов оценок сложности генетических текстов : дис. ... канд. биол. наук / Ю. Л. Орлов. – Новосибирск, 2004. – 148 с.

УЧЕБНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ КОМПЛЕКС МАКЕТИРОВАНИЯ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

И. И. Акинина, Ю. А. Вареник

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

В настоящее время бурно развиваются персональные компьютеры, сотовая и мобильная связь, высокоскоростные устройства передачи данных. Поэтому важной задачей системы образования страны является подготовка специалистов для отраслей промышленности данных направлений. Университеты России участвуют во множестве проектов, связанных с привлечением молодежи к научно-техническому творчеству. Реализация действующих макетов и опытных образцов электронных устройств требует широкой компонентной и инструментальной базы, а также специальных знаний в области электроники. Изготовление опытных электронных конструкций из дискретных элементов и интегральных микросхем требует много времени у исследователя. В настоящее время существуют промышленно выпускаемые отладочные комплексы на основе микропроцессоров (МП) и ПЛИС (Development Kit), позволяющие строить макеты сложных устройств. Однако, во-первых, данные наборы в основном рассчитаны на профессиональных пользователей, способных не допускать ошибок проектирования фатальных для отладочного комплекта, во-вторых, для окончательной реализации проекта все равно требуется изготовление электронных модулей [1], управляющих исполнительными устройствами, что требует времени и опыта у исследователя.

Разработанный универсальный учебно-исследовательский комплекс макетирования (рис. 1) на базе МП и ПЛИС позволяет макетировать электронную начинку широкого круга устройств: 3D-принтеров, станков с программным управлением, роботов, элементов персональной электроники, интеллектуальных узлов энергосберегающих устройств, информационно-измерительных систем различного назначения, прочих автоматических устройств сложной структуры.

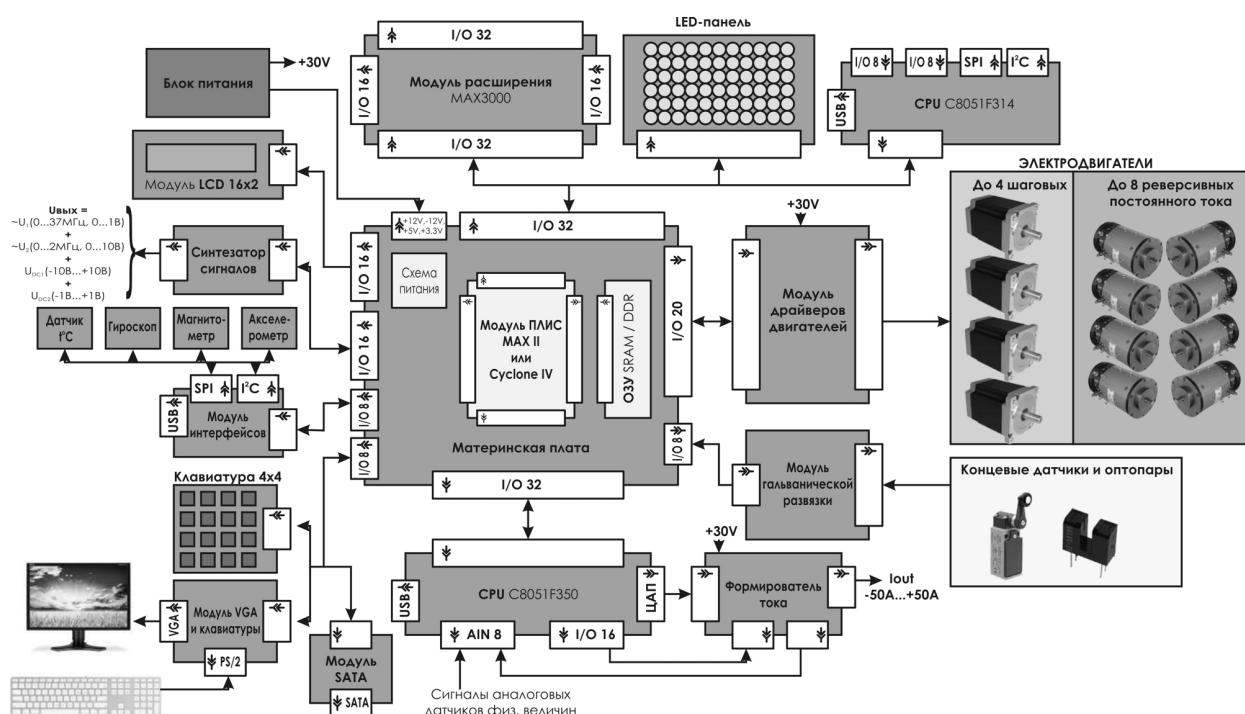


Рис. 1. Схема учебно-исследовательского комплекса ПЛИС

Основу разработанного комплекса составляет материнская кросс-плата, в которую устанавливается модуль ПЛИС различной сложности (рис. 2). К кросс-плате с модулем ПЛИС подключаются различные модули расширения среди которых: светодиодная панель до 1024x768 точек, 8-клавишная клавиатура, знако-

и графо-ситезирующий ЖК-индикатор, модуль подключения LCD-монитора и компьютерной клавиатуры, модуль интерфейса SATA для высокоскоростной передачи данных, 4-х канальный драйвер шаговых двигателей, модуль оперативной памяти, три различных модуля микропроцессоров, модуль последовательных интерфейсов USB, SPI, I2C, модули микромеханического 3D- акселерометра, микромеханического магнитометра, синтезатора сигналов специальной формы и модуль формирователя электрического тока большой силы (например, для реализации проектов связанных с электрохимическими процессами).

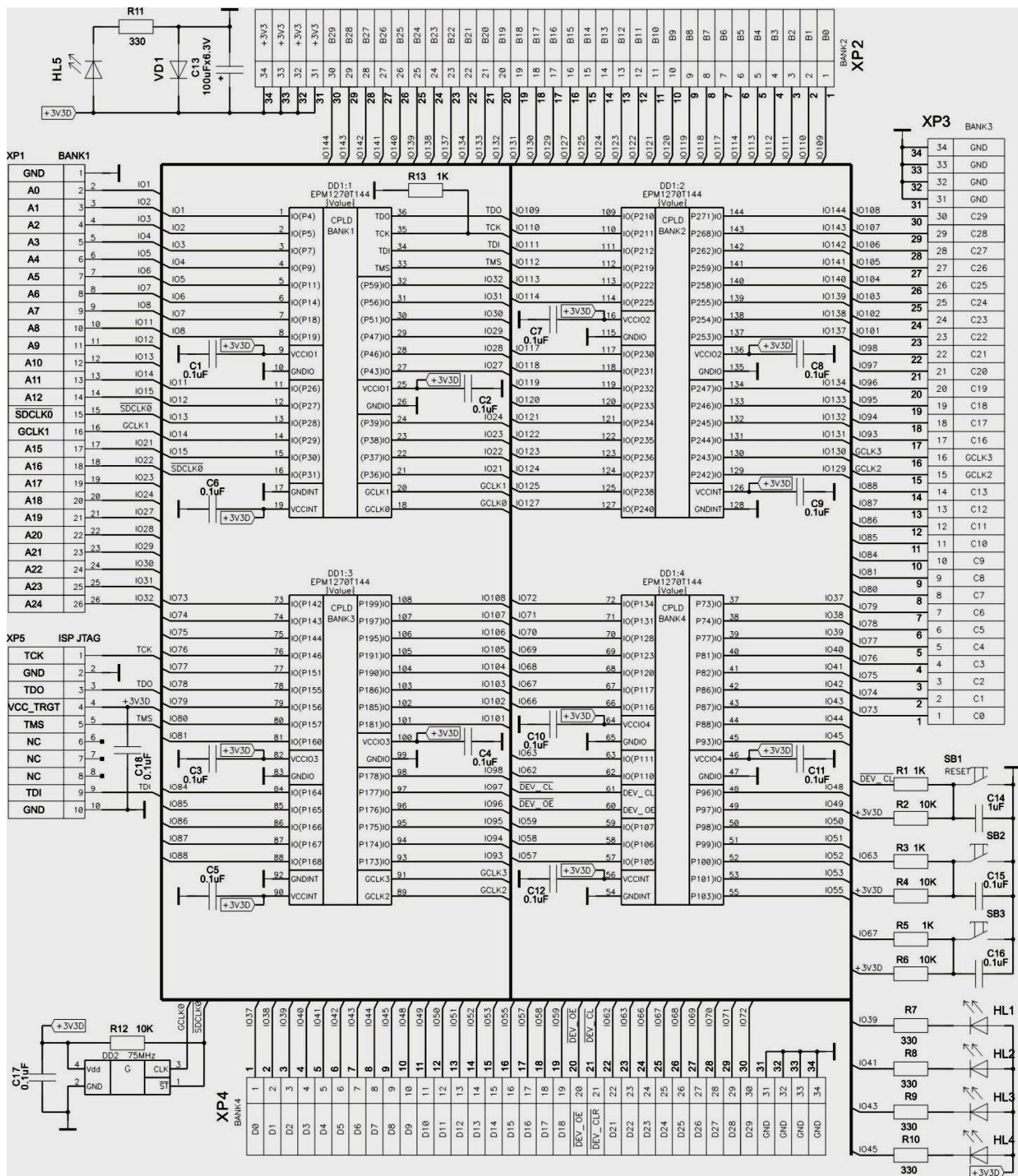


Рис. 2. Схема электрическая принципиальная центрального модуля ПЛИС серии MAX II EPM1270T144.

Измерения, проводимые в процессе исследований и производства современных микроэлектронных приборов, осуществляются, как правило, с применением многокомпонентных тестовых сигналов [1]. Так для получения вольт-фарадных характеристик полупроводниковых приборов и структур часто требуется тестовое напряжение, представляющее собой сумму переменной составляющей с малой амплитудой и постоянной составляющей, уровень которой может превышать амплитуду переменной на несколько порядков. Исследования нано- и микроэлектромеханических устройств зачастую требуют еще более сложных тестовых сигналов, представляющих собой сумму нескольких переменных напряжений, имеющих существенные различия в диапазонах частот и амплитуде, и постоянного напряжения.

Разработанный формирователь предназначен для работы в вакуумной камере при исследованиях микроэлектромеханических структур. Формирователь тестового сигнала основан на двух цифровых DDS-синтезаторах (рис. 2). Оба синтезатора имеют общий источник синхросигнала – это генератор тактовых импульсов ГТИ, работающий с частотой 75 МГц, что позволяет формировать ВЧ составляющую тест-сигнала с частотой до 37,5 МГц.

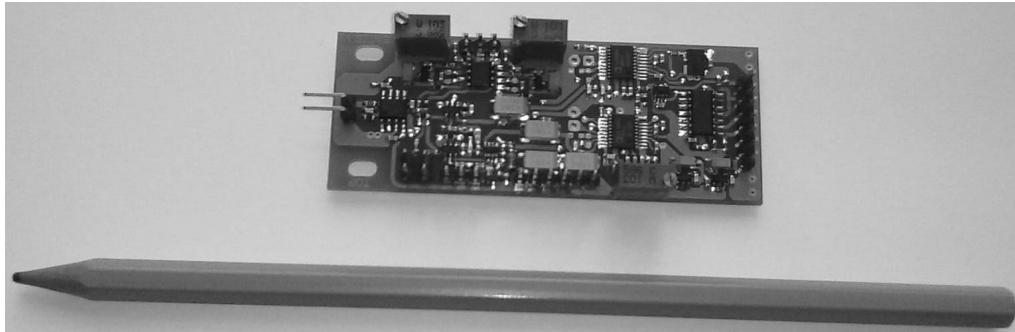


Рис. 2. Синтезатор сигналов специальной формы

Амплитуды переменных составляющих тестового сигнала задаются при помощи цифровых потенциометров ЦП1 и ЦП2 для ВЧ и НЧ составляющих соответственно. Низкочастотная составляющая тестового напряжения проходит непосредственно через ЦП2, что позволяет регулировать ее амплитуду положением движка потенциометра.

Задание амплитуды ВЧ составляющей аналогичным способом не представляется возможным, поскольку частотная полоса пропускания ЦП1 ограничена 10 МГц. Однако синтезатор DDS1 имеет специальный вывод для задания опорного постоянного тока ЦАП, регулирование его значения с помощью ЦП1 дает возможность изменять амплитуду высокочастотного выходного сигнала DDS1 (рисунок 3). Обе переменные составляющие, сформированные синтезаторами DDS1 и DDS2, проходят на входы широкополосного сумматора СУМ через соответствующие буферные усилители БУ1 и БУ2. Сигналами SDH и SDL, воздействующими на буферные усилители, можно отключать и включать подачу соответствующих переменных составляющих тестового напряжения на сумматор. Управление параметрами переменных составляющих тестового сигнала производится кодами последовательной шины, образованной сигналами SDA (линия данных) и SCL (линия синхронизации). Сигналами FSH и FSL производится адресация кодов последовательной шины синтезаторам DDS1 и DDS2 соответственно. Для адресации кодов цифровым потенциометрам используется схема адресации CA, которая коммутирует линию синхронизации в цепь SCLP при неактивных состояниях сигналов FSH и FSL.

Формирователь тестового сигнала, построенный по такой схеме способен обеспечить следующие технические характеристики: диапазон частот ВЧ составляющей тест-сигнала от 0,14 Гц до 37,5 МГц, амплитуда ВЧ составляющей имеет 256 значений из диапазона от 0 до 1В, диапазон частот НЧ составляющей от 0,14 Гц до 2 МГц, амплитуда НЧ составляющей имеет 256 значений из диапазона от 0 до 10В, диапазон постоянного напряжения смещения $U_{\Pi 1}$ от -1В до 1В, диапазон постоянного напряжения смещения $U_{\Pi 2}$ от -10В до 10В.

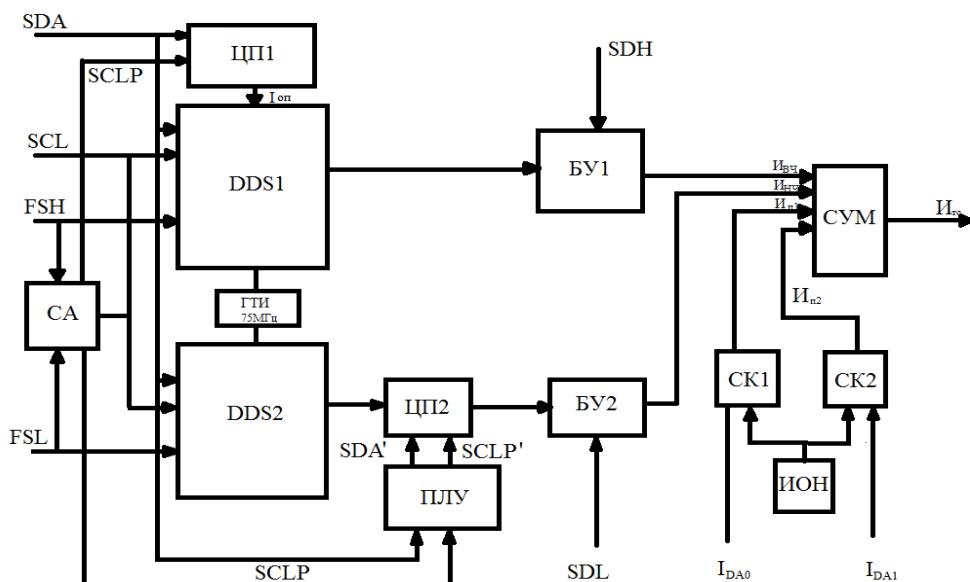


Рис. 3. Структурная схема формирователя тестового воздействия

Отличительными чертами конструкции и схемотехники комплекса являются гибкость структурного наполнения макета (макет строится только из необходимых для проекта функциональных устройств из широкого ряда модулей, разработанных коллективом, исследователь только дополняет комплекс механической частью), устойчивость к ошибкам макетирования схемотехнического и программного характера, наличие прозрачных защитных кожухов и щитков, предотвращающих механическое повреждение элементов комплекса, при неосторожном обращении, защита от повреждения статическим электричеством.

Применение данного комплекса для решения проектно-конструкторских задач позволяет существенно повысить технический уровень и ускорить выполнение исследований молодых ученых ВУЗов. Данный комплекс позволяет организовывать множественные образовательные и научно-исследовательские работы в области микроэлектроники, электронной техники и автоматики: технические факультативы и кружки для учеников школ, подготовка и переподготовка специалистов, повышение квалификации специалистов предприятий, ускорение опытно-конструкторских работ молодых ученых Пензенского государственного университета.

Список литературы

1. Кащеев, Н. А. Формирование комплексного подхода к разработке прецизионных аналого-цифровых преобразователей для информационно-измерительных систем ракетно-космической техники / Н. А. Кащеев, Ю. Л. Кузнецов, К. Ю. Пискаев, Ю. А. Цуриков // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2012. – № 1 (21). – С. 151–159.

ИССЛЕДОВАНИЕ УСИЛИВАЮЩИХ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ АКТОЯТОРОВ¹

В. А. Бардин, А. А. Вавакин, В. А. Васильев, С. В. Капезин

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Проведены исследования с помощью изготовленного лабораторного стенда передаточных характеристик разработанного усиливающего пьезоактоатора. Установлено, что введение изгибных перемычек в конструкцию упругого элемента пьезоактоатора уменьшает погрешность гистерезиса.

Разработка и исследование новых более совершенных приборов для систем управления является весьма актуальной проблемой [1–5]. Перспективным направлением является создание исполнительных механизмов – пьезоэлектрических актоаторов (пьезоактоаторов) с улучшенными техническими характеристиками.

Пьезоактоатор – прибор, преобразующий электрическую энергию в механическую (напряжение и заряд в силу и движение) [1–3]. В пьезоактоаторах используется обратный пьезоэлектрический эффект. Известны различные конструкции пьезоактоаторов [5], одними из эффективных являются изгибо-натяжные актоаторы, которые сочетают в себе достоинства многослойных и двухслойных актоаторов. Такие конструкции обычно содержат металлический упругий элемент и пьезоэлектрические элементы, объединенные в многослойный пакет, который охватывает упругий элемент (например, в виде рамки). Причем пьезоэлектрические элементы электрически соединены параллельно, а механически – последовательно. Благодаря этому перемещения пьезоэлектрических элементов при приложении управляющего электрического напряжения складываются. В направлении перпендикулярном направлению расширения пьезоэлектрических элементов происходит сжатие металлического упругого элемента, уменьшается расстояние между его рабочими поверхностями. Одновременно происходит увеличение силы, действующей на объект управления. На рис. 1 показан так называемый усиливающий пьезоактоатор APA1000XL (фирмы Cedrat Technologies, Франция).



Рис. 1. Усиливающий пьезоактоатор APA1000XL

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации (Госзадание, код проекта 1267).

Разработан более компактный усиливающий пьезоактуатор, представленный на рис. 2, который содержит основание, упругий элемент в форме прямоугольной рамки, четыре пакета из пьезоэлементов, крышку. Отличительной особенностью этого пьезоактуатора является то, что все пьезоэлементы механически соединены последовательно, при этом все четыре пакета из пьезоэлементов расположены параллельно, как видно из рис. 3. Это позволяет увеличить перемещение рабочей поверхности (по ширине) без увеличения длины упругого элемента. Изначально упругий элемент не имел изгибных перемычек поз. 1–4 на рис. 3.

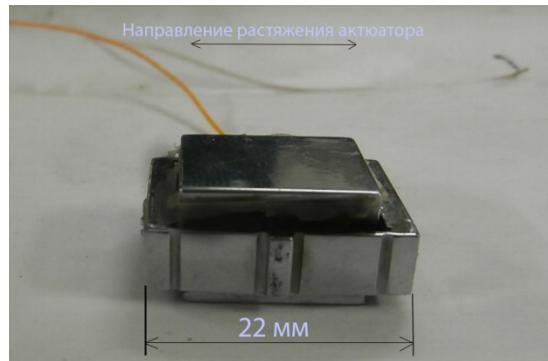


Рис. 2. Фотография разработанного усиливающего пьезоактуатора

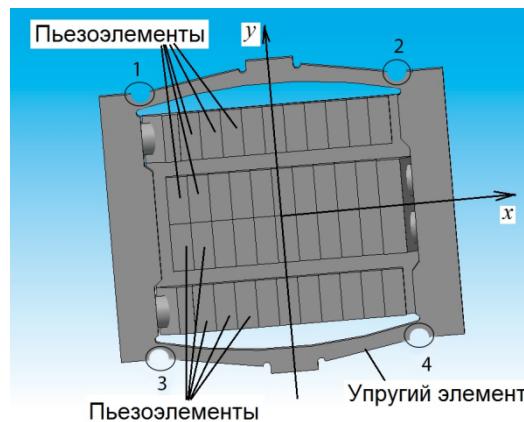


Рис. 3. Конструкция разработанного усиливающего пьезоактуатора

Одной из основных характеристик прибора является его передаточная характеристика (зависимость выходного параметра от входного). Для установления зависимостей перемещения пьезоактуатора (на выходе) от электрического напряжения (на входе) возникла необходимость создания лабораторного стенда для исследования пьезоэлектрических актиоаторов. Такой лабораторный стенд был разработан и изготовлен. Он состоит из высоковольтного регулируемого блока питания (РБП) с выходным напряжением 0÷300 В и током до 20 А, мультиметра цифрового типа (G890), измерительной прецизионной головки (ИГП). На рис. 4 представлена кинематическая схема лабораторного стенда.

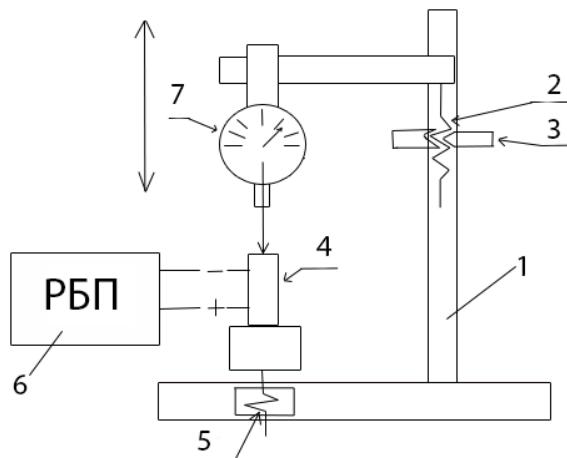


Рис. 4. Кинематическая схема стенда: 1 – стойка; 2 – ходовой винт; 3 – зажимная гайка; 4 – исследуемый пьезоэлектрический актиоатор; 5 – подвижный столик; 6 – регулируемый блок питания (РБП); 7 – измерительная прецизионная головка (ИГП).

ИГП (цена деления 1 мкм) размещена на стойке 1 (рис. 4) с возможностью перемещения и закрепления в вертикальном положении. Измерительный шток ИГП имеет механический контакт с рабочей поверхностью пьезоэлектрического актиоатора 4, который закреплен на подвижном столике 5. Подвижный столик 5 позволяет за счет перемещения его по вертикали устанавливать исходное положение стрелки по шкале ИГП.

Лабораторный стенд позволяет исследовать зависимости перемещения рабочей поверхности пьезоактиоатора от электрического напряжения, подаваемого на его вход, при прямом и обратном ходе. Так с помощью описанного лабораторного стендса исследовались усиливающие пьезоэлектрические актиоаторы (рис. 2, 3), наблюдался свойственный им гистерезис.

На рис. 5 представлена статическая характеристика: зависимость перемещения рабочей поверхности по оси y от электрического напряжения для разработанного усиливающего пьезоактиоатора (без изгибных перемычек).

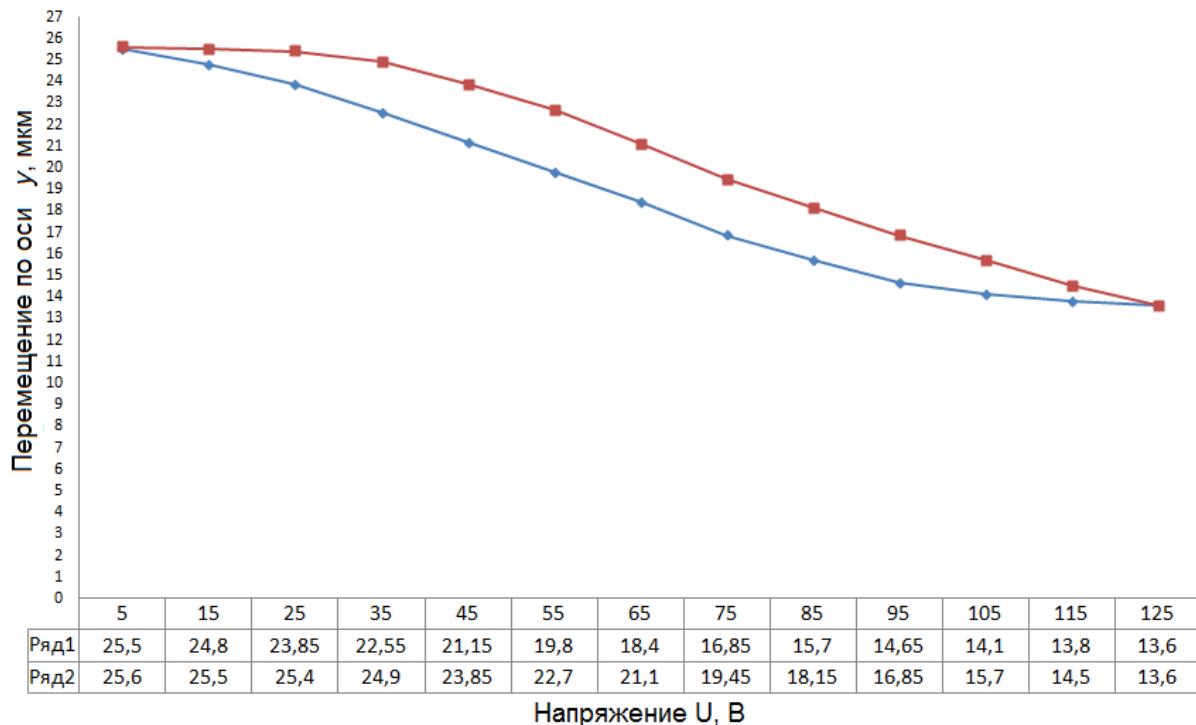


Рис. 5. Зависимость перемещения рабочей поверхности по оси y от электрического напряжения U для пьезоактиоатора без изгибных перемычек

На рис. 6 показана другая статическая характеристика: зависимость перемещения рабочей поверхности по оси y от электрического напряжения для доработанного усиливающего пьезоактиоатора с изгибными перемычками (см. рис. 3, поз. 1–4).

По статическим характеристикам была определена погрешность гистерезиса (γ) с использованием формулы:

$$\gamma = \frac{h_{\max}}{\Delta l_{\max}} \cdot 100 \% \quad (1)$$

где γ – величина гистерезиса, h_{\max} – максимальная ширина петли, Δl_{\max} – максимальное сжатие пьезоэлектрического актиоатора.

В результате обработки результатов измерений для случая усиливающего пьезоактиоатора (без изгибных перемычек) была определена погрешность гистерезиса: $\gamma_1 = 24 \%$.

При последующем испытании доработанного усиливающего актиоатора с изгибными перемычками рабочее напряжение подавалось в том же диапазоне от 5 до 115 В, измерения проводились в тех же контрольных точках: 5; 15; 25; 35; 45; 55; 65; 75; 85; 95; 105; 115 В при прямом и обратном изменении электрического напряжения.

Исследование доработанного усиливающего пьезоактиоатора показало, что рабочий диапазон расширился, а погрешность гистерезиса уменьшилась до $\gamma_2 = 11 \%$.

Таким образом, проведенные исследования показали, что разработанный лабораторный стенд для исследования пьезоэлектрических актиоаторов может быть использован как для научных, так и для учебных целей. С его помощью представилось возможным исследовать передаточные характеристики пьезоактиоаторов. Установлено, что разработанный усиливающий пьезоактиоатор обладает относительно неплохими характеристиками, его диапазон перемещений может варьироваться с помощью изгибных перемычек. Вве-

дение изгибных перемычек уменьшает погрешность гистерезиса. Достоинством исследованного усиливающего пьезоактиоатора является меньшая длина.

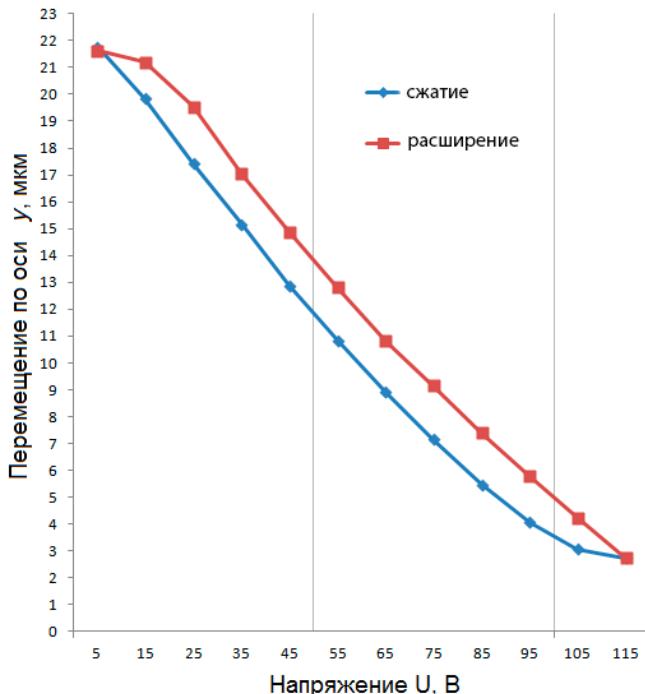


Рис. 6. Зависимость перемещения рабочей поверхности по оси Y от электрического напряжения U для пьезоактиоатора с изгибными перемычками

Список литературы

- Бардин, В. А. Двигатели дляnano- и микроперемещений / В. А. Бардин, В. А. Васильев // Проблемы автоматизации и управления в технических системах : сб. ст. Междунар. науч.-техн. конф. (г. Пенза, 23–25 апреля 2013 г.) / под ред. д.т.н., проф. М. А. Щербакова. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2013. – С. 259–263.
- Панич, А. Е. Пьезокерамические актиоаторы / А. Е. Панич. – Ростов н/Д : РГУ, 2008. – 160 с.
- Бобцов, А. А. Исполнительные устройства и системы для микроперемещений / А. А. Бобцов, В. И. Бойков, С. В. Быстров, В. В. Григорьев. – СПб. : СПбГУ ИТМО, 2011. – 131 с.
- Ашанин, В. Н. Синтез цифровых акселерометров на основе теории непрерывно-дискретных систем / В. Н. Ашанин, Б. В. Чувыкин // Известия высших учебных заведений: Поволжский регион. Технические науки. – 2009. – № 3. – С. 93–101.
- Бардин, В. А. Принципы построения и перспективы исследований пьезоактиоаторов для nano- и микропозиционирования / В. А. Бардин, В. А. Васильев, П. С. Чернов // Нано- и микросистемная техника. – М., 2015. – С. 37–47.

ФОРМИРОВАНИЕ СТАНДАРТНЫХ ВЫХОДНЫХ СИГНАЛОВ ДАТЧИКОВ. ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ

B. B. Пащенко

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

Рассмотрены вопросы нормирования и передачи сигналов датчиков в системах управления. В рамках предлагаемого лабораторного практикума у студентов при изучении курса «Технические средства систем автоматизации и управления» формируются компетенции ОК-10,ПК-2,ПК-6,ПК-10.

Задачей лабораторного практикума является знакомство студентов с существующими стандартами на выходные сигналы датчиков, с особенностями выбора выходного сигнала датчика и его дальнейшего преобразования в системах сбора информации и управления в рамках изучения курса «Технические средства систем автоматизации и управления», который читается по программам бакалавриата по направлению «Управление в технических системах».

В описательной части лабораторной работы предлагается ознакомиться с основными видами выходных сигналов датчиков.

Выходные сигналы датчиков в системах управления формируются нормирующими преобразователями, которые обеспечивают унификацию выходных сигналов по виду и уровню /1/. Основными видами унифицированных аналоговых сигналов датчиков являются напряжение, ток и частота (рисунок 1).

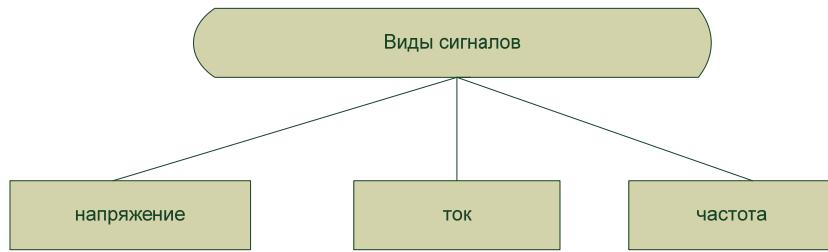


Рис. 1. Виды унифицированных аналоговых выходных сигналов датчиков

При этом уровни сигналов составляют:
по напряжению 0...1, 0...5, +1...0...-1 В;
по току 0..5, 0...20, 4...20 mA;
по частоте 2...4, 4...8 кГц.

Аналоговые сигналы датчиков в виде напряжения и тока в системе управления подвергаются аналого-цифровому преобразованию. Поэтому уровни напряжения на выходе нормирующих преобразователей соответствуют диапазону входных сигналов АЦП. Токовые уровни также легко преобразуются в напряжения на входе АЦП, например, при нагрузке на резистор с сопротивлением в 1 кОм ток 5 мА преобразуется в 5 В. Частотные сигналы преобразуются в цифровые с помощью счетчиков с выходным параллельным двоичным кодом.

Разнообразие видов сигналов обусловлено в основном пространственным расположением датчиков в системе управления или сбора информации. При близком расположении датчиков и небольшом их числе предпочтительно иметь сигнал в виде напряжения. В том случае, когда датчики удалены на значительное расстояние и параметры линии связи могут меняться используются датчики с токовыми выходными сигналами. Так бывает, например, если система используется в технологических процессах, связанных с газо- и нефтедобычей и транспортировкой. Нормирующие преобразователи с выходным сигналом в виде тока используются на расстояниях до 10 км, в этом случае не влияют на точность измерения токи утечки между проводами линии связи. Модель с линией связи показана на рис. 2. Датчик представлен источником тока I_d с номинальным выходным сигналом 5mA, R_{ls} моделирует изменяющееся сопротивление протяженной линии связи, R_n представляет собой нагружочный резистор, на котором формируется номинальное выходное напряжение, которое можно подать на АЦП.

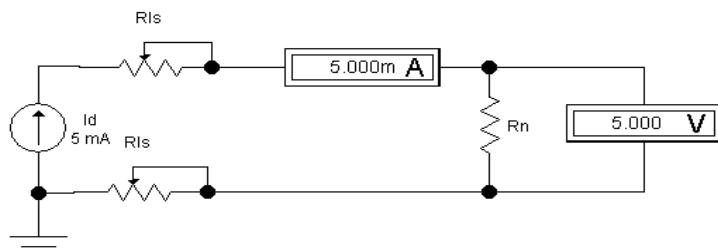


Рис. 2. Модель схемы с линией связи для датчика с токовым выходным сигналом

Простейшая схема для формирования выходного токового сигнала датчика представлена на рис. 3. Она представляет собой преобразователь входного напряжения 1 В в ток 5 мА. Нагрузка и линия связи располагаются в цепи отрицательной обратной связи операционного усилителя. С помощью резистора R_1 из выходного напряжения датчика 1 В во входной цепи усилителя создается ток 5 мА. Ток возникающий в цепи обратной связи усилителя равен току входной цепи и он не зависит от сопротивлений нагрузки R_n , и линии связи R_{ls} . Поэтому их изменения не влияют на токовый выходной сигнал.

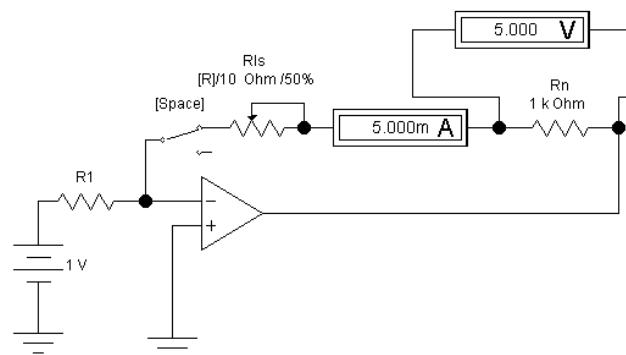


Рис. 3. Схема формирования токового выходного сигнала датчика

Недостатком токовых выходных сигналов 0...5mA и 0...20 mA является то, что разрыв линии связи неотличим от нулевого выходного сигнала датчика. Если в схеме на рисунке 3 разорвать с помощью ключа цепь обратной связи, то выходной ток станет равен нулю, то же самое произойдет и при входном напряжении равном нулю.

Использование стандарта 4...20 mA позволяет различать разрывы линии связи и нулевой выходной сигнал датчика. Поэтому данный стандарт наиболее употребителен. пример схемы для реализации этого стандарта представлен на рис. 4.

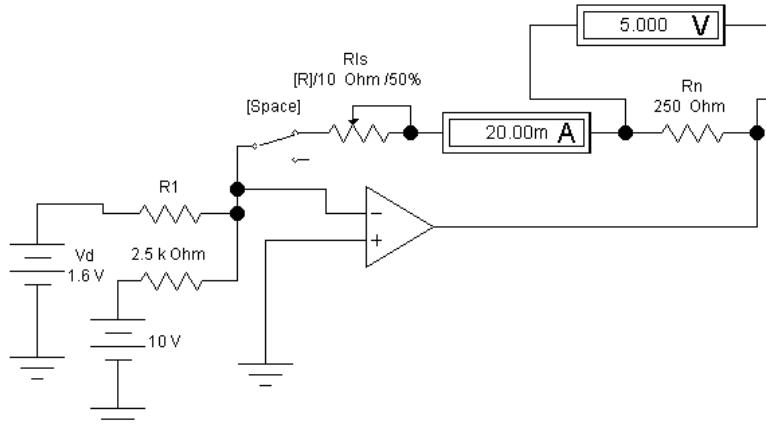


Рис. 4. Схема формирования токового сигнала датчика по стандарту 4...20 mA

При разрыве линии связи выходной ток становится нулевым, а при нулевом сигнале датчика этот ток равен 4 mA, которые задаются от отдельного источника 10 В с помощью резистора с сопротивлением 2.5 кОм.

Переход на другой вид выходного сигнала – частоту может быть продиктован большим количеством датчиков даже в рамках одного большого предприятия, когда количество проводов становится недопустимо большим и приходится переходить на беспроводные технологии с использованием передатчиков и приемников. Частотные сигналы используют также для передачи по имеющимся линиям связи или линиям электропередач.

Для выполнения лабораторной работы используется моделирующая программа Electronics Workbench.

Программа работы

1. Исследование влияния линии связи на датчики с низким выходным сопротивлением (выходной сигнал датчика – напряжение).

Соберите схему, представленную на рис. 5.

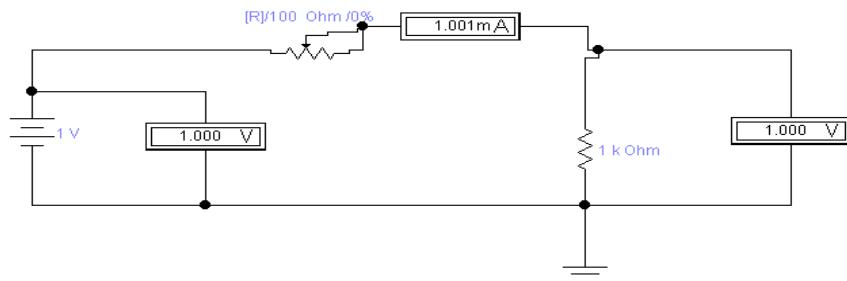


Рис. 5. Датчик как источник напряжения

В этой схеме в качестве модели выходного сигнала датчика использован идеальный источник напряжения с нулевым выходным сопротивлением. Изменяющееся сопротивление достаточно протяженной линии связи представлено потенциометром. В качестве нагрузки использован резистор с сопротивлением 1 кОм. Настройте параметры измерительных приборов так, чтобы они не вносили погрешностей в результаты измерений. Внутреннее сопротивление амперметра выберите равным 10М, а вольтметра – 100 МоМ

Проведите исследование влияния изменяющегося сопротивления линии связи на выходной сигнал датчика. За номинальное значение сопротивления линии связи примите значение $R_L=50$ Ом. Выберите по четыре точки измерений от номинального значения сопротивления до максимального 100 Ом и минимального 10 Ом. Отобразите результат исследования в виде таблицы и графика зависимости $U_o=f(R_L)$. Определите приведенную погрешность, возникающую вследствие изменения сопротивления линии связи.

2. Исследование влияния линии связи на датчики с высоким выходным сопротивлением (выходной сигнал датчика – ток).

Соберите схему, представленную на рис. 2.

В этой схеме в качестве модели выходного сигнала датчика использован идеальный источник тока с бесконечным выходным сопротивлением. Изменяющееся сопротивление достаточно протяженной линии связи представлено потенциометром. В качестве нагрузки использован резистор с сопротивлением 1 кОм.

Проведите исследование влияния изменяющегося сопротивления линии связи на выходной сигнал датчика. За номинальное значение сопротивления линии связи примите значение $R_L=50$ Ом. Выберите по четыре точки измерений от номинального значения сопротивления до максимального 100 Ом и минимального 10 Ом. Отобразите результат исследования в виде таблицы и графика зависимости $U_h=f(R_L)$. Определите приведенную погрешность, возникающую вследствие изменения сопротивления линии связи.

Сравните влияние линии связи на возникающую погрешность в первом и втором экспериментах . Сделайте вывод о том каким источником для работы с протяженной линией связи должен быть датчик, источником напряжения, или источником тока.

3. Формирование токового выходного сигнала по стандарту 4...20 мА.

Соберите схему усилителя с токовым выходом, представленную на рисунке 4

Выходной сигнал датчика представлен идеальным источником напряжения 0... 1.6 В. Схема на операционном усилителе представляет собой сумматор, у которого выходной ток нагрузки, включенной в обратную связь усилителя равен сумме токов, протекающих через два входных резистора. Если выходной сигнал датчика равен максимальному (номинальному) значению, то для создания выходного тока 20 мА через резистор нагрузки, подключенный к выходу нормирующего преобразователя датчика, необходимо создать ток в 16 мА, т.е. следует выбрать сопротивление этого резистора по формуле $R_t=Vd/16$.

Сопротивление нагрузочного резистора выбрано как и в предыдущих экспериментах равным 1 кОм. Амперметр в цепи обратной связи показывает ток нагрузки, вольтметр – напряжение на нагрузке. Потенциометр поставлен для моделирования протяженной линии связи. Механический ключ введен в схему для моделирования обрыва линии связи.

Снимите статическую характеристику датчика с токовым выходом $I_h=f(U_{bx})$, изменения сигнал с датчика от 0 до номинального значения выходного сигнала датчика 1.6 В ,снято не менее 5 точек. Отобразите результат измерения в виде таблицы и графика. Оцените линейность полученной функции и обратите внимание на выходной сигнал при нулевом значении измеряемой величины сигнала

Разорвите линию связи с помощью ключа. Какой ток и напряжение Вы наблюдаете на нагрузке ?

Сравните измеренные значения со значением выходного сигнала при нулевом значении входного сигнала?

4. Сравнение датчиков с токовым выходом 4...20 мА и датчиков с выходным напряжением.

Для сравнения датчиков с различными видами выходных сигналов обратитесь снова к схеме на рисунке 1 и введя в нее ключ проведите в этой схеме эксперимент с разрывом линии связи . Затем подайте на вход схемы нулевой входной сигнал. Сумеете ли Вы отличить отсутствие входного сигнала от разрыва цепи?

Попытайтесь ответить на вопрос о преимуществах токового выхода 4...20 мА ?

Для реализации заявленных компетенций в рамках предлагаемой лабораторной работы реализуются следующие знания и умения:

– знание устройства основных типовых технических средств автоматизации и управления и принципов их функционирования;

– умение ставить и решать схемотехнические задачи, связанные с выбором элементов и узлов технических средств, использовать технические средства для измерения различных физических величин;

Выполнение предлагаемой лабораторной работы поможет студентам освоить принципы и методы моделирования и анализа технических средств систем автоматизации, контроля и управления, выбирать стандартные средства автоматики для проектирования систем автоматизации и управления.

Список литературы

1. Осадчий, Е. П. К вопросу организации периферийных средств сбора информации / Е. П. Осадчий, В. В. Пащенко // Приборы и системы управления. – 1995. – № 1.
2. Гайкович, Г. Беспроводные технологии и их применение в промышленности. Единая скоростная среда для систем промышленной автоматики / Г. Гайкович, П. Чен, Х. Каган, П. Фур // Электронные компоненты. – 2012. – № 2.
3. Пащенко, В. В. Датчики систем контроля и управления / В. В. Пащенко, Д. В. Пащенко, А. В. Кучин // Новые информационные технологии и системы. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2014.

ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ РОБОТОТЕХНИКИ В ПЕНЗЕНСКОЙ ОБЛАСТИ

A. B. Семочкин

ГБОУДОД «Центр развития творчества детей и юношества», г. Пенза, Россия

A. E. Шаралапов

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

В статье рассмотрены главные аспекты развития образовательной робототехники в Пензенской области.

Робототехника – это интересный познавательный процесс для человека любого возраста. Сборка робота не означает только увлекательную «игру в конструктор». Для его создания нужно знать много сведе-

ний из разных областей наук: механики, материаловедения, электроники, программирования. Но для того, чтобы собрать робота, вовсе не обязательно быть дипломированным инженером, получить необходимые знания можно в ходе самой сборки. Поэтому в последнее время все большую популярность набирает робототехника для новичков, или образовательная робототехника. Это направление знаменует собой совершенно инновационный подход к техническому образованию – в процессе игры получать необходимые знания.

Создание своего первого робота вызывает естественное желание его кому-то продемонстрировать и сравнить с другими моделями. Сделать это можно на различных соревнованиях роботов, которые набирают все большую популярность по всему миру. Количество стран-участниц растет с каждым годом, и этот процесс не обошел стороной и Россию.

С 2002 года в России проводятся Международные состязания роботов. На данный момент в них принимает участие около 3 тыс. команд по всей России (более 10 тыс. школьников). Эти соревнования являются самыми массовыми соревнованиями роботов в России. А начиналось все с соревнований 16 команд Московских школ, из которых была отобрана одна лучшая команда представлявшая Россию на соревнованиях IROC в Южной Корее. С 2004 года Международные состязания роботов являются отборочными соревнованиями для World Robot Olympiad (WRO).

В 2008 году по инициативе Федерального агентства по делам молодежи Российской Федерации и Фонда поддержки социальных инноваций «Вольное дело» была разработана общероссийская программа «Робототехника. Инженерно-технические кадры инновационной России». Программа «Робототехника» построена как система многоуровневого непрерывного практического образования в сфере высоких технологий, соединяющая обучение и практику. Ее действие направлено на детей, подростков и молодежь в возрасте от 8 до 30 лет. Обучение проводится на базе школ, техникумов, высших технических учебных заведений, учреждений дополнительного образования и социально ориентированных некоммерческих организаций. Основной метод обучения – открытые спортивно-технические соревнования роботов.

Правительство Пензенской области также особое внимание уделяет такому перспективному направлению как развитие технического творчества детей и молодежи и робототехники в частности. С 2011 года в образовательные организации Пензенской области началась поставка оборудования для образовательной робототехники. На декабрь 2014 года оборудование поставлено в 122 общеобразовательных организаций (в начале 2015 года комплектами образовательной робототехники будут оснащены 50 дошкольных образовательных организаций и еще 25 школ). В основу выбора линейки наборов легли следующие показатели:

- 1.непрерывность обучения робототехнике – от детского творчества до готовых макетов автоматизации производства;
- 2.преемственность оборудования при переходе от простейших механизмов к сложным программируемым конструкциям;
- 3.возможность участия во всероссийских и международных соревнованиях;
- 4.наличие методической поддержки для ведения учебного процесса.

При комплектовании наборов для общеобразовательных организаций были выбраны конструкторы, в том числе робототехнические, Lego «Простые механизмы», Lego WeDo, Lego NXT 2.0, Lego Mindstorm EV3.

Робототехника является сложной областью практических знаний, объединяющих в себе синтез наук и инженерных решений. Практика педагогов и методистов ГБОУДОД «Центр развития творчества детей и юношества» показала, что преподавать робототехнику в полном объеме на базе одного учреждения проблематично, так как отсутствуют необходимые условия. Решение нашлось в развитии тесного взаимодействия между образовательными учреждениями различного уровня.

В создании роботов различного назначения участвуют множество дисциплин: электроника мехатроника, программирование. Поэтому образовательную траекторию учащихся необходимо выстраивать с возможностью перехода на следующий уровень при достижении текущего. Для поддержания интереса ребенка очень важно создать такую техносферу, чтобы пройдя некоторый этап познания, ребенок имел возможность реализовать себя в другой области. Например, познав, как собираются и работают роботы на основе конструкторов, творческий ребенок довольно быстро теряет к ним интерес – ему необходимо познавать и создавать более сложные конструкции. На этом этапе он должен иметь вариант перехода на микроконтроллерные платы, где целесообразно его научить работе с платформой Arduino. Разобравшись с Arduino, он может углубиться либо в электронику, либо в программирование, либо в механику (моделирование) в соответствии со своими интересами. При этом, каждый этап перехода необходимо хорошо закреплять участием в конкурсных мероприятиях, чтобы у ребенка была целевая мотивация.

Не менее мощным стимулом являются конференции по робототехнике, которые в последние годы начинают набирать все больший вес и значимость. Обмен опытом, личные знакомства крайне необходимы не только для более интенсивного развития подрастающего поколения, но и, что намного важнее, для определения вектора развития образовательной робототехники в общем.

Из всего вышеизложенного становится очевидной проблемой нехватки ресурсов: материальных, кадровых, информационных. В этой связи вытекает необходимость организации совместной работы различных учреждений.

Важной проблемой развития образовательной робототехники в школах является нехватка кадров, сетьное взаимодействие позволяет привлекать к данной работе студентов высших учебных заведений (Пензенский государственный университет, Пензенский государственный технологический университет)

Особое внимание в техническом творчестве уделяется решению инженерных задач и проблем, возникающих при проектной деятельности. Консультационная помощь специалистов из университетов и предприятий региона значительно повышает уровень работ.

Повышение квалификации педагогов может осуществляться специалистами университетов и предприятий региона.

Обмен опытом при совместной работе школьников и студентов, а также работников предприятий региона важен для развития инженерно-технического потенциала

Приняв во внимание главные аспекты здорового развития образовательной робототехники в регионе, в 2014 году было подписано соглашение о сотрудничестве между ГБОУДОД «Центр развития творчества детей и юношества», Пензенским государственным университетом, министерством образования Пензенской области и ЗАО «ЦеСИС НИКИРЭТ», которое позволяет обеспечить:

- непрерывную подготовку специалистов инженерно-технического профиля;
- подготовку и повышение квалификации педагогического состава государственных и муниципальных образовательных организаций, расположенных на территории Пензенской области;
- оказание взаимной помощи в учебно-методической и образовательной деятельности;
- укрепление всесторонних связей образовательных организаций с предприятием ЗАО «ЦеСИС НИКИРЭТ»;
- обмен опытом между педагогическими работниками образовательных организаций региона и ведущими специалистами ЗАО «ЦеСИС НИКИРЭТ».

Преимуществом такого объединения является осуществление методической и консультационной поддержки педагогических работников технической направленности образовательных организаций, а для студентов и школьников, посещающих лабораторию, созданную на базе ЗАО «ЦеСИС НИКИРЭТ» с использованием материально-технической базы Пензенского государственного университета, Областного центра развития творчества детей и юношества и самого предприятия является усиление роли новой образовательной технологии – участие студента и школьника в работе над комплексными междисциплинарными проектами в области робототехники и созданные современной высокотехнологичной среды, способной подготовить квалифицированных специалистов для развития российских высокотехнологичных отраслей.

На сегодняшний день в Пензенской области существует богатый опыт применения образовательной робототехники в образовательных организациях, но вместе с тем существует достаточно слабая нормативная база, регламентирующая место робототехники в образовательном процессе. В этом году составлен проект «Образовательная робототехника», ведущими организаторами которого стали ГБОУДОД «Центр развития творчества детей и юношества», ГАОУ ДПО Институт регионального развития Пензенской области и Пензенский государственный университет. В рамках проекта на базе учреждений активно проводятся обучающие семинары и мастер классы для педагогов, планирующих использовать и использующих образовательную робототехнику на уроках и во внеурочной деятельности, организуется проведение муниципальных и региональных соревнований между командами обучающихся образовательных организаций по робототехнике, формируются команды для участия во всероссийских соревнованиях по робототехнике, организуется подготовка. В течение времени реализации проекта планируется организовать проведение конкурса на лучшие методические разработки по использованию образовательной робототехники в учебном процессе, а также предполагается формирование неформального объединения педагогов, применяющих робототехнику на уроках и во внеурочной деятельности, для обмена опытом и разработки методического сопровождения проекта.

Тот небольшой опыт сетевого сотрудничества организаций подтверждает, что эта форма взаимодействия является наиважнейшим и эффективным условием развития не только сферы образовательной робототехники, но и научно-технической и учебно-исследовательской деятельности подрастающего поколения в целом.

Список литературы

1. Образовательная робототехника в дополнительном образовании детей: опыт, проблемы, перспективы : материалы Всерос. науч.-практ. конф. – Якустк : СВФУ, 2014. – 237 с.
2. Соревновательная деятельность региональных ресурсных центров технического творчества для детей и молодежи на базе социально ориентированных НКО на примере Программы «Робототехника». – М. : Школа нового поколения, 2013. – 38 с.
3. Филиппов, С. А. Робототехника для детей и родителей / С. А. Филиппов. – СПб. : Наука, 2013. – 319 с.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ДЕЛОВОЙ ИГРЫ ПРИ ОСВОЕНИИ НАВЫКОВ ПРОЕКТИРОВАНИЯ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

М. А. Щербаков, А. Д. Семенов, А. В. Сахаров

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

В докладе рассказывается об опыте применения сквозной обучающей деловой игры при освоении навыков проектирования автоматизированных систем управления, сформулированы правила такой игры и даны методические рекомендации для ее организаторов и участников

Проблема автоматизированного управления технологическими процессами сложна и многопланова, поскольку предполагает взаимодействие различных по своей природе составных частей системы – комплекса программ, установленного на управляющих ЭВМ, каналов связи, датчиков, исполнительных механизмов и самого объекта – с человеком-оператором, диспетчером, в реальном времени. Поэтому, обучение специалиста, компетентного во всех аспектах данной задачи, является очень важным, но сложным и дорогостоящим. Особенно данная проблема обострилась при переходе на подготовку бакалавров. Стало необходимо интенсифицировать процесс подготовки студентов с целью дать им необходимую сумму знаний, умений и навыков в более сжатые сроки, но без потери качества образования.

Одним из действенных способов интенсификации учебного процесса является использование деловых и ролевых игр, которые повышают заинтересованность обучаемого (на основе соревновательного аспекта), снижают психологическую нагрузку при освоении сложного материала и включают «командный дух», механизм взаимопомощи, взаимообучения студентов [1].

В лаборатории управляющих, информационных и телекоммуникационных систем кафедры «Автоматика и телемеханика» ПГУ на базе лабораторных установок «Гидравлический объект», «Тепловой объект» и «Система теплоснабжения» студенты обучаются по нескольким курсам, связанным с организацией автоматизированного управления объектами в реальном времени. Прежде чем перейти к управлению реальными объектами (лабораторными установками), студенты под руководством преподавателя учатся на компьютерах создавать и отлаживать математическую модель объекта с помощью пакетов программ Matlab и Simulink, затем учатся создавать мнемосхемы, с помощью которых можно наглядно представить схему объекта и понятным для пользователя образом организовать дистанционное управление им. Для этого на компьютерах в лаборатории установлены программные комплексы SCADA «Круг-2000» и DataRate. На этом этапе разрабатывается эскизный SCADA-проект. В ходе эскизного проектирования создается математическая модель объекта в Simulink и SCADA-проект в Data Rate. На завершающем этапе студенты учатся «подключать» разработанную математическую модель системы к Data Rate через OPC-сервер, для чего на компьютерах в лаборатории имеются программные комплексы Matrikon OPC Server for Simulation and Tasting и Matrikon OPC Explorer. Через OPC-сервер модель объекта связывается с DataRate и производится корректировка проекта.

Таким образом, весь процесс обучения можно осуществить в рамках сквозной деловой игры, разбитой на этапы. Одним из интересных вариантов из расчета на подготовку к будущей профессиональной деятельности представляется игра, в которой команды студентов поочередно выступают в роли Заказчика и Исполнителя при разработке автоматизированной системы управления технологическим процессом.

На первом занятии ведущий (преподаватель) рассказывает о новом применяемом методе обучения, излагает сценарий и правила игры, разбивает группу на подгруппы по 2–3 человека с учетом индивидуальной подготовленности студентов, объясняет цели и задачи подгрупп в роли Заказчика и в роли Исполнителя, рассказывает об особенностях оценки на каждом этапе игры. Затем выдаются конкретные задания и исходные данные. В подгруппах выбираются «руководители проектов», координирующие ход работы и взаимодействие членов подгруппы. На последующих занятиях играющие знакомятся с работой, проделанной командой соперников, и аргументированно высказывают свое мнение о полученных результатах, об их соответствии заданию и нормативным документам.

Для оценки работы команд применяется балльная система. При выставлении оценок на промежуточных этапах учитываются:

- активность, техническая грамотность, умение обосновать и отстоять свое мнение при разработке технического задания и календарного плана работ как в качестве заказчика, так и в качестве исполнителя;
- обоснованность выбора датчиков, исполнительных механизмов, линий связи и регуляторов;
- соблюдение календарного плана работ, результативность исполнения каждого этапа;
- правильность оформления технической документации;

На завершающем этапе при защите проектов (сдаче работы «заказчику») оцениваются результаты работы команд, умение правильно и эффективно преподнести итоги своего труда, способность четко и грамотно отвечать на поставленные вопросы.

Так как рейтинг по дисциплине в семестре складывается из баллов, набранных в результате текущей работы (посещение, текущая успеваемость, итоговые контрольные работы по темам, разделам учитываются при и промежуточной аттестации), балльная оценка хода и результатов деловой игры легко может быть приведена в соответствие требованиям Болонской системы. Использование подобной деловой игры идеально отвечает задаче выполнения положений Болонского соглашения в области образования и согласуется с инструкцией Университета о рейтинговой системе оценки знаний студентов, так как способствует повышению объективности и достоверности оценки уровня подготовки студентов, стимулирует регулярную и систематическую работу студентов при освоении учебного плана, вносит состязательность за счет более дифференцированной оценки и возможности ее регулярного накопления, повышает познавательную мотивацию студентов за счет осознания успешности освоения каждого элемента учебного плана по данной дисциплине и оценки вклада в формирование своего общего рейтинга, формирует у студентов механизм самооценки и мотивации к самоменеджменту, повышает объективность оценивания знаний, умений и навыков студентов, позволяет обеспечить непрерывность контроля и оценки качества знаний по отдельной дисциплине.

В ходе игры преподаватель может занимать разные позиции: быть руководителем игры (игротехником); выступать в одной из ролей (игровая позиция) или в роли помощника и консультанта (фасилитатора); наблюдать и оценивать по окончании действия участников (позиция эксперта).

В финале игры проходит защита полученных проектов, выставляются итоговые оценки и проводится анализ результатов игры ведущим. Преподаватель подводит итоги игры, отмечает достигнутые результаты, ошибки, формулирует окончательный итог занятий.

Для оценки эффективности применения данной деловой игры в процессе обучения на кафедре «Автоматика и телемеханика» была организована и проведена пробная игра между двумя командами студентов пятого курса. Не смотря на то, что эти занятия проходили сверх основной программы обучения, студенты были захвачены соревновательным аспектом в разработке и защите своих проектов и с охотой выполняли задание, попутно осваивая сложный, но важный и полезный материал. Логическим финалом этого соревнования стала успешная защита командами своих проектов перед строгой комиссией во главе с директором Политехнического института Артамоновым Д. В.

Успех данного эксперимента позволяет надеяться, что такая форма обучения даст положительный эффект при внедрении в учебный процесс.

В дальнейшем на основе полученного опыта может быть организована межпредметная комплексная деловая игра, в которой через одну игру объединяется и связывается ряд предметов и учебных тем. Например, для оценки эффективности работы команд в качестве одного из критериев напрашивается применение расчета получаемого от их проекта экономического эффекта, а это уже «Экономика производства».

Однако, деловые игры достаточно трудоемкая и ресурсо-затратная форма обучения, поэтому ее стоит использовать только в тех случаях, когда иными формами и методами обучения невозможно достичь поставленных образовательных целей.

Внедрение в учебный процесс игры приводит к необходимости перестройки всей используемой преподавателем методики обучения.

Кроме того, в деловой игре нельзя играть в то, о чем обучающиеся не имеют представления, это ведет к профанации деловой игры. Это означает, что компетентностное участие обучающихся в игре требует заблаговременной их подготовки (например, следует предварительно учить искусству ведения дискуссии, методам анализа ситуации, методам разыгрывания ролей и т.п.) [2]. А это уже новая сложная задача для преподавателей, при решении которой необходимы знания психологии и опыт работы в качестве руководителей реального производства.

Список литературы

1. Груздова, О. Г. Использование игры в профессиональной подготовке студентов / О. Г. Груздова // Вестник Пензенского государственного университета. – 2013. – № 4. – С. 33–36.
2. Вербицкий, А. А. Активное обучение в высшей школе: контекстный подход : метод. пособие / А. А. Вербицкий. – М. : Высшая школа, 1991. – 207 с.

УЧЕБНО-ДЕМОНСТРАЦИОННЫЙ ПАКЕТ ПРОГРАММ «ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ»

М. А. Щербаков, В. В. Сазонов, Е. Н. Саул, П. Н. Белынцева, В. П. Субботина

Пензенский государственный университет, г. Пенза, Россия

В вузовских программах бакалавриата и магистратуры ряда технических направлений подготовки появились дисциплины, направленные на изучение принципов обработки изображений, причем, приоритетное внимание уделяется цифровым методам, привлекательным, прежде всего, своей гибкостью и универсальностью. Однако отсутствие в стандартах подготовки единого учебно-методического подхода и невозможность полного охвата студентов учебно-иллюстративным материалом является сильным препятствием данному изучению. Одним из выходов из данной ситуации стала разработка и внедрение в учебный процесс учебно-демонстрационный пакет программ (УДПП) «Цифровая обработка изображений».

Введение

Многие отрасли техники, имеющие отношение к получению, обработке, хранению и передаче информации, в значительной степени ориентируются в настоящее время на развитие систем, в которых информация имеет визуальный характер. Изображение, которое можно рассматривать как двумерный сигнал, является значительно более емким носителем информации, чем обычный одномерный (временной) сигнал. Вместе с тем, решение научных и инженерных задач при работе с визуальными данными требует особых усилий, опирающихся на знание специфических методов, поскольку традиционная идеология одномерных сигналов и систем мало пригодна в этих случаях.

В особой мере это проявляется при создании новых типов информационных систем, решающих такие проблемы, которые до сих пор в науке и технике не решались, и которые решаются сейчас благодаря использованию информации визуального характера.

Цель и место дисциплины «Цифровая обработка изображений» в учебном процессе

Целью дисциплины «Цифровая обработка изображений» является формирование способности использования при разработке математического и информационного обеспечения систем управления методы и алгоритмы цифровой обработки изображений.

В соответствии с учебным планом подготовки в Пензенском государственном университете бакалавра по направлению 220400 «Управление в технических системах» (профиль подготовки «Управление и информатика в технических системах») [1] в результате изучения дисциплины «Цифровая обработка изображений» бакалавр должен

знать:

- формы и стандарты представления цифровых изображений;
- принципы формирования изображений;
- алгоритмы преобразования цифровых изображений;
- основные методы и алгоритмы цифровой обработки изображений и т.д.

уметь:

- реализовывать и использовать алгоритмы для обработки (преобразования) изображений;
- использовать пакеты прикладных программ для обработки изображений;
- реализовывать алгоритм обработки изображений в системах автоматизации и управления;

владеть:

- навыками и опытом применения методов и алгоритмов цифровой обработки изображений;
- навыками работы с пакетами прикладных программ.

Среди основных дидактических единиц можно выделить следующие:

- преобразование изображений в цифровую форму;
- геометрические преобразования: вращение, масштабирование;
- бинаризация изображений;
- методы и алгоритмы спектрального анализа;
- линейная фильтрация изображений;
- адаптивная фильтрация Винера;
- медианная фильтрация;
- фильтрация на основе порядковой статистики;
- выделение границ и сегментация изображений;
- улучшений изображений, редактирование, ретуширование;
- преобразование полутонаовых и RGB-изображений в палитровое;
- сравнение и поиск изображений;
- программные средства обработки изображений и т.д.

Результаты освоения дисциплины «Цифровая обработка изображений» достигаются в процессе обучения путем чтения лекций, применения электронных учебников, демонстрационных примеров, лабораторных работ с применением активных и интерактивных методов обучения. Дисциплина относится к вариативной части профессионального цикла. Общая трудоемкость дисциплины составляет 4 зачетные единицы. Продолжительность изучения дисциплины – 1 семестр. Изучению дисциплины «Цифровая обработка изображений» должно предшествовать освоение студентами дисциплин «Высшая математика», «Математические методы решения инженерных задач», «Информационные технологии», «Программирование».

Структура учебно-демонстрационного пакета

Учебно-демонстрационный пакет программ «Цифровая обработка изображений» реализован в среде Matlab и содержит как известные [2,3], так и оригинальные методы и алгоритмы [4,5,6,7], отражающие современные направления в цифровой обработке изображений.

Структурно УДДП представляет собой набор совокупность отдельных автономных функциональных модулей (Matlab-функций), которые в соответствии с заданным алгоритмом обеспечивают интерактивную информационно-иллюстративную поддержку при проведении лекционных занятий и выполнении лабораторных работ.

Программные коды являются открытыми, что позволяет студентам пошагово объяснять особенности как отдельных дидактических единиц, так и изучаемых методов и алгоритмов обработки изображений.

К основным функциональным разделам учебно-демонстрационного пакета программ следует отнести:

- способы ввода изображения из файла;
- возможности искажения исходного изображения шумами и помехами различной природы и различной мощности;
- методы масштабирования;
- линейная фильтрация изображений, фильтр Винера и пр.;
- нелинейная ранговая (медианная) фильтрация;
- контрастирование и выделение границ;
- восстановление изображений;
- матрично-ортогональные методы преобразования и др.

Работа с пакетом программ не требует специальных знаний в программировании, вся навигация реализована в виде меню и заключена в последовательном выборе тех или иных опций. Вся алгоритмическая часть сопровождается появлением конечных (в ряде случаев, промежуточных) результатов в отдельных графических Matlab-фигурах.

Ниже (рис. 1–3) приведены отдельные фрагменты управляющего меню.

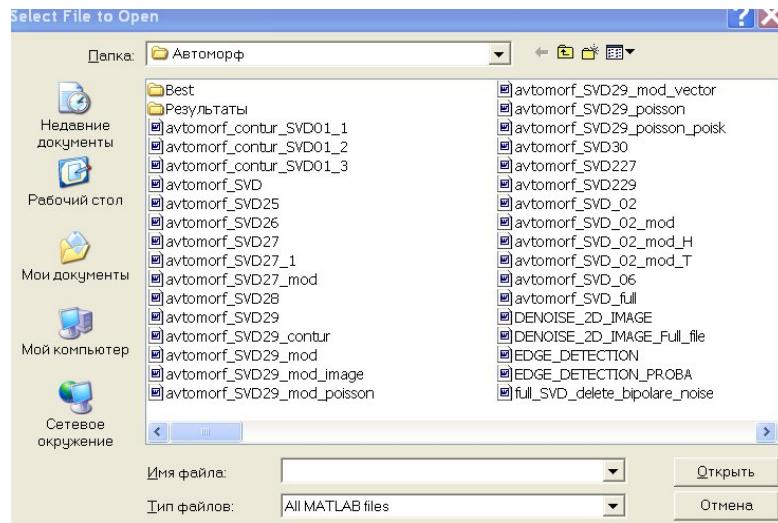


Рис. 1. Работа с файловой системой (ввод изображения из файла)

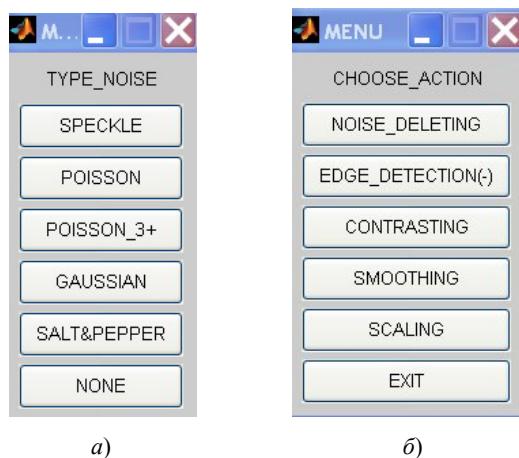


Рис. 2: а – подменю «Выбор модели искажающего шума»; б – подменю «Выбор активных функций»



Рис. 3: а – подменю «Выбор модели удаляемого шума»; б – подменю «Выбор модели удаляемого импульсного шума»

Заключение

1. Опыт использования учебно-демонстрационного пакета программ подтвердил необходимость использования новых интерактивных форм в преподавании дисциплины «Цифровая обработка изображений» для бакалавров по направлению 220400 «Управление в технических системах» (профиль подготовки «Управление и информатика в технических системах»);
2. Выросла заинтересованность студентов в качественном освоении лекционного материала, возросла интенсивность выполнения лабораторных работ;

3. Появление новых федеральных стандартов предполагает дальнейшее развитие данного УДПП как подраздела учебно-методического комплекса подготовки магистров по современным методам и специальным разделам цифровой обработки изображений.

Список литературы

1. URL: http://pnzgu.ru/files/pnzgu.ru/220400_upravlenie_v_tehnicheskikh_sistemah.pdf
2. Gonzales, R. C. Digital image processing / R. C. Gonzales, R. E. Woods. – Boston, MA Addison-Wesley, 2001. – 823 p.
3. Форсайт, Дж. Машинные методы математических вычислений : пер. с англ. / Дж. Форсайт, М. Малькольм, К. Моулер. – М. : Мир, 1980. – 279 с.
4. Сазонов, В. В. Восстановление цифровых изображений методом пространственно-временной обработки двумерных сигналов / В. В. Сазонов, М. А. Щербаков // Проблемы автоматизации и управления в технических системах : сб. тр. МНТК. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2011. – С. 112–114.
5. Сазонов, В. В. Применение сингулярного фильтра Винера-Колмогорова при восстановлении изображений / В. В. Сазонов, М. А. Щербаков // Инновационные информационные технологии : тр. Междунар. науч.-практ. конф. – М. : МИЭМ, 2012. – С. 309–312.
6. Щербаков, М. А. Проектирование нелинейных фильтров с адаптацией к локальным свойствам изображения / М. А. Щербаков, В. В. Сазонов // Проблемы автоматизации и управления в технических системах : тр. Междунар. симпозиума. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2013. – С. 185–191.
7. Сазонов, В. В. Подавление импульсных помех в средствах мобильной коммуникации и мультимедийных приложениях / В. В. Сазонов, П. Н. Водовскова // Проблемы автоматизации и управления в технических системах : материалы Междунар. науч.-практ. конф. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2013. – С. 191–193.

АВТОРСКИЙ УКАЗАТЕЛЬ

- Абакумов А. А., 5
Абрамкин С. Е., 303
Абрамов С. В., 197, 229, 266
Авдеева О. В., 52, 367
Авдоњкин Д. А., 307
Аверин И. А., 268
Айтимов М. Ж., 285, 387
Акинина И. И., 424
Алексеев Е. Ю., 309
Алехина М. А., 313, 315
Алимурадов А. К., 103
Аналиева А. У., 285, 387
Ананьина И. Ю., 200
Анисимов Д. Н., 3
Арбузов В. П., 200, 203
Аристкин Е. О., 106
Ассур О. С., 110
Астремский В. С., 206
Бадеев А. В., 208
Бадеева Е. А., 208
Бардин В. А., 213, 217, 220, 427
Барсукова О. Ю., 313, 317
Беглов Р. Р., 8
Белынцева П. Н., 167, 200, 437
Берестень М. П., 162, 402
Беспалов Е. С., 245, 271
Бикеев Р. Р., 328
Бодин О. Н., 405
Бойков И. В., 320
Бондаренко Л. Н., 324
Боряк С. В., 11
Боряк С. В., 385
Будаговский Д. А., 13
Вавакин А. А., 217, 427
Вареник Ю. А., 424
Васильев В. А., 213, 217, 427
Волков В. В., 5
Волков С. В., 82
Воронов К. Н., 8
Галкин В. Н., 203
Геращенко С. И., 21, 277
Гладков И. М., 257, 393
Гнатюк Б. А., 8
Годунов А. И., 17, 328, 331, 335
Головяшкин А. Н., 245, 271
Голубков П. Е., 271
Грабовская С. М., 339, 342
Грачев А. В., 345
Грицкевич Н. А., 33
Грицюк С. Н., 347
Грудяева Е. К., 351
Даниленко М. С., 396
Двойнина О. В., 42
Добрынина Н. В., 23
Долгих Л. А., 112, 151
Дудкин В. А., 253
Дудкин В. А., 309
Душин С. Е., 303, 351
Елисеев В. Л., 25, 29
Елохин А. П., 33
Жеронкин К. М., 355
Захарова П. И., 200
Зимина Ю. А., 21
Иванов А. П., 359
Иващенко А. В., 42, 362
Игошина С. Е., 268
Иосифов В. П., 153, 223
Исанбаев О. Н., 233, 237
Исянов Р. Н., 157, 365
Калашников Д. М., 158
Капезин С. В., 427
Каракулов Е. С., 331
Каргин С. П., 315
Каренкова А. Ю., 367
Карманов А. А., 268
Карпанин О. В., 415
Карпушин Д. А., 115
Карташов С. С., 245
Кателкин А. А., 135
Кашаев А. О., 44
Кикот В. В., 225, 243
Климов А. Е., 129
Климова Е. В., 157, 365
Князьков А. В., 46
Козлов А. Ю., 89, 183, 369, 374
Колокольцев М. В., 279
Колсанов А. В., 362
Конкина Е. О., 48
Корнилова Н. В., 377
Костюков С. С., 52
Костюнин А. В., 54
Кочергин С. Ю., 253
Кривулин Н. П., 320
Крылов Д. Л., 118
Куатов Б. Ж., 335
Кузнецов А. С., 283
Кузнецов О. И., 57
Кузнецов Ю. М., 61
Кузьмин А. В., 405
Кулагин В. П., 61
Кулапин В. И., 46
Куликов Д. С., 233, 237
Куприянов И. В., 54
Лаврентьев Р. С., 164
Лобачев А. В., 122, 381
Лысова Н. В., 64
Май Тхе Ань, 3
Майоров П. Е., 89, 93, 409, 413
Макарев Н. Н., 125, 385
Маланин В. П., 197, 225, 229, 233, 237, 240, 243
Малинин Д. Д., 11
Мандриков В. И., 17, 335
Мартынов А. В., 245
Метальников А. М., 415
Митрохин М. А., 129
Михайлов А. А., 68, 71
Михайлов П. Г., 240
Михайлов П. Г., 285
Михайлов П. Г., 240, 285, 387
Мишина М. А., 203

- Моисеев А. Г., 74
Моисеенков М. А., 29
Мотин А. В., 246
Мурашкина Т. И., 246, 260
Мялкина К. Н., 277
Мясникова Н. В., 162, 164
Надобный А. М., 249
Назарян А. К., 362
Нikitin A. B., 131
Николаев В. С., 86
Никулин С. В., 64
Новиков В. Н., 3
Овсянникова И. Ф., 277
Пакулова Н. К., 367
Палладий А. А., 251
Пашченко В. В., 307, 430
Первунинских Д. В., 190
Петрунин Г. В., 285, 387
Печерская Е. А., 257, 393
Печерская Р. М., 289
Приймак А. А., 162
Присяжнюк С. И., 292
Прохоров С. А., 396
Прыщак А. А., 253
Ратников К. А., 359
Ревунов Д. С., 77
Ревунов М. С., 54, 79, 82
Родченко С. И., 292
Романов С. А., 398
Рубанов М. Ю., 86
Рубцов И. С., 208
Рыбаков А. В., 400
Рябов Д. В., 257, 393
Савинов К. В., 251
Сазонов А. О., 240
Сазонов В. В., 167, 170, 174, 178, 437
Саул Е. Н., 167, 437
Сахаров А. В., 435
Секретов М. В., 180
Семенов А. Д., 5, 82, 97, 135, 435
Семиков Ю. С., 402
Семочкин А. В., 433
Сергеенков А. С., 405
Серебряков Д. И., 260
Сигаев А. П., 268
Сидоров А. И., 89, 93, 409, 413
Смирнов М. А., 97
Солдаткин В. Б., 138
Солдаткин В. М., 57, 106, 118, 251
Солдаткина Е. С., 143
Соловьев В. А., 68, 71, 279, 298
Сотников Д. А., 135
Староверов Б. А., 97
Стас Т. Т., 183
Степанов С. В., 415
Стройков Р. А., 369
Стройков Р. А., 74
Ступлов Д. И., 93, 374, 409, 413
Субботина В. П., 167, 178, 437
Сукманов А. В., 223
Суханов Д. М., 387
Сущик Д. М., 17
Тихомиров П. А., 359
Тычков А. Ю., 296
Удалов А. Ю., 260
Ульянов М. В., 419
Урнев А. С., 186
Уткин М. А., 355
Федоров М. С., 355
Федорова Е. В., 3
Филаретов Г. Ф., 110, 146
Червова А. А., 146
Черепанов А. С., 362
Чернышенко Я. В., 21
Чижов А. В., 289
Чураков П. П., 206, 296, 345
Шаралапов А. Е., 11, 125, 433
Шачнева Е. А., 260
Шехтман М. Б., 101
Широковский Н. В., 190
Шишков С. В., 328, 331
Шумарова О. С., 193
Щербаков М. А., 170, 174, 178, 435, 437
Щербакова А. А., 298
Юмашев В. Л., 42
Юрова О. В., 260

СОДЕРЖАНИЕ

1. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ АВТОМАТИЗАЦИИ И УПРАВЛЕНИЯ

Анисимов Д. Н., Май Тхе Ань, Новиков В. Н., Федорова Е. В.	
ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ В СИСТЕМАХ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ, ОСНОВАННЫХ НА НЕЧЕТКОМ ЛОГИЧЕСКОМ ВЫВОДЕ	3
Абакумов А. А., Семенов А. Д., Волков В. В.	
УЛУЧШЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ С ПОМОЩЬЮ МОДЕЛЬНО-ПРОГНОЗИРУЮЩЕГО УПРАВЛЕНИЯ.....	5
Беглов Р. Р., Воронов К. Н., Гнатюк Б. А.	
НЕЙРОСЕТЕВАЯ СИСТЕМА ПОЧАСОВОГО ПРОГНОЗИРОВАНИЯ ПОТРЕБЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ «НА СУТКИ ВПЕРЕД», ИНВАРИАНТНАЯ К ГРАФИКАМ НАГРУЗКИ	8
Боряк С. В., Малинин Д. Д., Шаралапов А. Е.	
ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ МОБИЛЬНОЙ ПЛАТФОРМЫ	11
Будаговский Д. А.	
ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ РОТАЦИОННОГО СТЕНДА.....	13
Годунов А. И., Мандриков В. И., Сущик Д. М.	
ФОРМАЛИЗОВАННЫЕ МОДЕЛИ ОПЕРАЦИЙ И СРЕДСТВА ОТРАЖЕНИЯ ДЕЙСТВИЙ ЭКИПАЖА ПО УПРАВЛЕНИЮ ЛЕТАТЕЛЬНЫМ АППАРАТОМ	17
Геращенко С. И., Зимина Ю. А., Чернышенко Я. В.	
РАЗРАБОТКА КРЕСЛА-СТОЛА ДЛЯ ВЕРТИКАЛЬНЫХ РОДОВ С ВИБРАЦИОННО-ПЕРЕГРУЗОЧНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ	21
Добрынина Н. В.	
ПРИМЕНЕНИЕ ГИБРИДНОЙ ЭКСПЕРТНОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ ОЦЕНКИ ИННОВАЦИОННОГО ПОТЕНЦИАЛА ПРЕДПРИЯТИЯ	23
Елисеев В. Л.	
НЕЙРОСЕТЕВОЙ РЕГУЛЯТОР С ИНТЕГРАЛОМ ОШИБКИ НА ВХОДЕ.....	25
Елисеев В. Л., Моисеенков М. А.	
ИССЛЕДОВАНИЕ НЕЙРОСЕТЕВОГО УПРАВЛЕНИЯ НЕУСТОЙЧИВЫМ ЛИНЕЙНЫМ ОБЪЕКТОМ НИЗКОГО ПОРЯДКА	29
Елохин А. П., Грицкевич Н. А.	
К ВОПРОСУ ОБ ОБОРУДОВАНИИ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЕМ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ, ПРЕДУПРЕЖДАЮЩЕЙ СТОЛКНОВЕНИЕ НОСИТЕЛЕЙ.....	33
Иващенко А. В., Двойнина О. В., Юмашев В. Л.	
СИСТЕМА КОНДИЦИАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА БОЛЬШИХ ДАННЫХ В ЕДИНОМ ИНФОРМАЦИОННОМ ПРОСТРАНСТВЕ НАУЧНО-ПРОИЗВОДСТВЕННОГО ПРЕДПРИЯТИЯ	42
Кашаев А. О.	
РОБАСТНОЕ И АДАПТИВНОЕ УПРАВЛЕНИЕ	44
Князьков А. В., Кулапин В. И.	
АВТОМАТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ПРЕЦИЗИОННОЙ ПОСАДКОЙ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ НА НАЗЕМНУЮ ПЛАТФОРМУ БЕСПРОВОДНОЙ ЗАРЯДКИ	46
Конкина Е. О.	
ПРИМЕНЕНИЕ ГРАНУЛОМЕТРИИ В ОЦЕНКЕ НЕРАВНОМЕРНОСТИ БУМАГИ.....	48
Костюков С. С., Авдеева О. В.	
АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА РЕГУЛИРОВАНИЯ ЗАЗОРА ВЫПУСКНОГО ОТВЕРСТИЯ НАПОРНОГО УСТРОЙСТВА	52
Костюнин А. В., Куприянов И. В., Ревунов М. С.	
АВТОМАТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ОПТИЧЕСКОЙ КОРРЕКЦИИ ЗРЕНИЯ НА ОСНОВЕ СПЕКЛОВОЙ ИНТЕРФЕРОМЕТРИИ	54
Кузнецов О. И., Солдаткин В. М.	
ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩАЯ СИСТЕМА ПРЕДОТВРАЩЕНИЯ КРИТИЧЕСКИХ РЕЖИМОВ ОДНОВИНТОВОГО ВЕРТОЛЕТА	57

Кулагин В. П., Кузнецов Ю. М.	
СРЕДСТВА И МЕТОДЫ АВТОМАТИЗАЦИИ ПРОЦЕССОВ ПРЕДУПРЕЖДЕНИЯ И УПРАВЛЕНИЯ ЧРЕЗЫЧАЙНЫМИ СИТУАЦИЯМИ, ВЫЗВАННЫМИ АСТЕРОИДНО-КОМЕТНОЙ ОПАСНОСТЬЮ	61
Лысова Н. В., Никулин С. В.	
ЭКСТРЕМАЛЬНАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ НЕРАВНОМЕРНОСТЬЮ ПРОСВЕТА БУМАЖНОГО ПОЛОТНА.....	64
Михайлов А. А., Соловьев В. А.	
ЭЛЕКТРОННЫЙ БЛОК СИСТЕМЫ СТАБИЛИЗАЦИИ И КОНТРОЛЯ ТЕМПЕРАТУРЫ	68
Михайлов А. А., Соловьев В. А.	
РАЗРАБОТКА АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ УСТАНОВКИ ДЛЯ ТЕРМИЧЕСКОГО ОКИСЛЕНИЯ ПЛАСТИН КРЕМНИЯ	71
Моисеев А. Г., Стройков Р. А.	
СТАТИСТИЧЕСКАЯ ОБРАБОТКА ТЕКУЩЕЙ ИНФОРМАЦИИ ОТ БОРТОВЫХ ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИХ СИСТЕМ ЭЛЕМЕНТОВ БОЕВОЙ СИСТЕМЫ.....	74
Ревунов Д. С.	
СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ГОРЕНИЕМ ТОПЛИВА В КОТЕЛЬНОЙ УСТАНОВКЕ	77
Ревунов М. С.	
МНОГОМЕРНАЯ АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА РЕГУЛИРОВАНИЯ ПЛОТНОСТИ БУМАЖНОГО ПОЛОТНА.....	79
Ревунов М. С., Семенов А. Д., Волков С. В.	
МИНИМИЗАЦИЯ ДИСПЕРСИИ ВЕСА БУМАЖНОГО ПОЛОТНА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КРОССКОРРЕЛЯЦИОННОГО МЕТОДА	82
Рубанов М. Ю., Николаев В. С.	
СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ПРОЦЕССА ЭЛЕКТРОЭРОЗИОННОЙ ОБРАБОТКИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДОВ АРС-УПРАВЛЕНИЯ	86
Сидоров А. И., Козлов А. Ю., Майоров П. Е.	
ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЗАКОНА ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ПОДСИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ОРГАНИЗАЦИОННО-ТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ	89
Сидоров А. И., Майоров П. Е., Стулов Д. И.	
ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВЕРОЯТНОСТИ НАХОЖДЕНИЯ ПОДСИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ОРГАНИЗАЦИОННО-ТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ В РАБОТОСПОСОБНОМ СОСТОЯНИИ	93
Староверов Б. А., Смирнов М. А., Семенов А. Д.	
ОСОБЕННОСТИ СВОЙСТВ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ С ИНВЕРСНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ	97
Шехтман М. Б.	
ПРОМЫШЛЕННАЯ АВТОМАТИЗАЦИЯ В КОММУНАЛЬНОЙ СФЕРЕ КАК ИНСТРУМЕНТ РЕСУРСОСБЕРЕЖЕНИЯ.....	101

2. МЕТОДЫ И УСТРОЙСТВА ПРЕДСТАВЛЕНИЯ И ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ИНФОРМАЦИИ

Алимурадов А. К.	
АДАПТИВНЫЙ АЛГОРИТМ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОЙ ОБРАБОТКИ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ ОЦЕНКИ ЧАСТОТЫ ОСНОВНОГО ТОНА.....	103
Арискин Е. О., Солдаткин В. М.	
СИСТЕМА ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ВЕКТОРА ВЕТРА НА ВЕРТОЛЕТЕ НА ОСНОВЕ АЭРОМЕТРИЧЕСКИХ ИОННО-МЕТОЧНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ КАНАЛОВ	106
Ассур О. С., Филаретов Г. Ф.	
МЕТОД РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ ЛОКАЛЬНОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ПУТЕМ КОМБИНИРОВАННОГО ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СОВОКУПНОСТИ БЕСПРОВОДНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ.....	110
Долгих Л. А.	
ПРИМЕНЕНИЕ РАЗЛОЖЕНИЯ НА ЭМПИРИЧЕСКИЕ МОДЫ В ЗАДАЧАХ АНАЛИЗА БИОМЕДИЦИНСКИХ СИГНАЛОВ	112
Карпушин Д. А.	
АУТЕНТИФИКАЦИЯ ПО РАДУЖНОЙ ОБОЛОЧКЕ ГЛАЗА НА МОБИЛЬНЫХ УСТРОЙСТВАХ	115

Крылов Д. Л., Солдаткин В. М.	
СИСТЕМА ВОЗДУШНЫХ СИГНАЛОВ САМОЛЕТА С НЕПОДВИЖНЫМ НЕВЫСТУПАЮЩИМ ПРИЕМНИКОМ ПОТОКА	118
Лобачев А. В.	
ФОРМАЛИЗАЦИЯ ЗАДАЧИ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ В МНОГОУРОВНЕВОЙ ИЕРАРХИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ	122
Макарев Н. Н., Шарапалов А. Е.	
МОДУЛИ ДИСКРЕТНОГО ВВОДА И ВЫВОДА В СОВРЕМЕННЫХ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ.....	125
Митрохин М. А., Климов А. Е.	
ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА ГРУППОВОГО УЧЕТА АРГУМЕНТОВ ДЛЯ АДАПТАЦИИ СРЕДСТВ ОБНАРУЖЕНИЯ СИСТЕМ БЕЗОПАСНОСТИ ОБЪЕКТОВ.....	129
Никитин А. В.	
БОРТОВАЯ СИСТЕМА ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ВЕКТОРА ВЕТРА НА СТОЯНКЕ, В СТАРТОВЫХ И ВЗЛЕТНО-ПОСАДОЧНЫХ РЕЖИМАХ ВЕРТОЛЕТА	131
Семенов А. Д., Кателкин А. А., Сотников Д. А.	
ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ВЫДЕЛЕНИЯ ТRENДОВОЙ И ПЕРИОДИЧЕСКОЙ СОСТАВЛЯЮЩИХ ПАРАМЕТРОВ СЕТЕВОЙ ВОДЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СИНГУЛЯРНОГО РАЗЛОЖЕНИЯ	135
Солдаткин В. Б.	
СИСТЕМА ВОЗДУШНЫХ СИГНАЛОВ ВЕРТОЛЕТА НА ОСНОВЕ ИНФОРМАЦИИ АЭРОДИНАМИЧЕСКОГО ПОЛЯ ВИХРЕВОЙ КОЛОННЫ НЕСУЩЕГО ВИНТА.....	138
Солдаткина Е. С.	
ВИХРЕВАЯ СИСТЕМА ВОЗДУШНЫХ СИГНАЛОВ ДОЗВУКОВОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА.....	143
Филаретов Г. Ф., Червова А. А.	
МОДИФИЦИРОВАННЫЙ ГЕОМЕТРИЧЕСКИЙ ИНДЕКС ФРАКТАЛЬНОСТИ ОДНОМЕРНЫХ ДИСКРЕТНЫХ ПРОЦЕССОВ	146

3. ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ И ИЗОБРАЖЕНИЙ

Долгих Л. А.	
АППРОКСИМАТИВНЫЙ АНАЛИЗ МНОГОЭКСТРЕМАЛЬНЫХ ФУНКЦИЙ	151
Иосифов В. П.	
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ МЕТОДОВ СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА В ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ ДАТЧИКАХ.....	153
Исянов Р. Н., Климова Е. В.	
БЫСТРОЕ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЕ СЕЙСМОАКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ И ЕГО РЕАЛИЗАЦИЯ В СИГНАЛЬНЫХ ПРОЦЕССОРАХ	157
Калашников Д. М.	
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ГОЛОСОВОГО ПАРОЛЯ В КОД ДОСТУПА НА ФОНЕ ШУМОВ, ПРЕВЫШАЮЩИХ СИГНАЛ	158
Мясникова Н. В., Берестень М. П., Приймак А. А.	
АЛГОРИТМ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ДЛЯ СИСТЕМ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ	162
Мясникова Н. В., Лаврентьев Р. С.	
ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМА РУТИСХАУЗЕРА С ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫМ РАЗЛОЖЕНИЕМ НА МОДЫ.....	164
Сазонов В. В., Саул Е. Н., Белянцева П. Н., Субботина В. П.	
ВОССТАНОВЛЕНИЕ ОТКЛИКА ДАТЧИКА ПЕРЕМЕННЫХ ДАВЛЕНИЙ НА УДАРНОЕ ИСПЫТАТЕЛЬНОЕ ВОЗДЕЙСТВИЕ.....	167
Сазонов В. В., Щербаков М. А.	
АНАЛИЗ НЕЗАВИСИМЫХ КОМПОНЕНТ КАК СТАТИСТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ НЕГАУССОВЫХ РАСПРЕДЕЛЕНИЙ.....	170
Сазонов В. В., Щербаков М. А.	
МЕТОД ГЛАВНЫХ КОМПОНЕНТ И АНАЛИЗ НЕЗАВИСИМЫХ КОМПОНЕНТ В ОБРАБОТКЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ	174

Сазонов В. В., Щербаков М. А., Субботина В. П.	
ЭФФЕКТИВНАЯ ЭКСПРЕСС-SVD-ФИЛЬТРАЦИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ В СИГНАЛАХ И ИЗОБРАЖЕНИЯХ.....	178
Секретов М. В.	
НЕЙРОСЕТЕВОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ РИСУНКА КРОВЕНОСНЫХ СОСУДОВ ЛАДОНИ ЧЕЛОВЕКА В КОД ДОСТУПА ДЛЯ СИСТЕМ БИОМЕТРИЧЕСКОЙ АУТЕНТИФИКАЦИИ.....	180
Стас Т. Т., Козлов А. Ю.	
ВЫДЕЛЕНИЯ АКУСТИЧЕСКИХ ПРИЗНАКОВ РЕЧЕВОГО СИГНАЛА НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА БИОКИБЕРНЕТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ РАСПОЗНАВАНИЯ РЕЧИ	183
Урнев А. С.	
КОДИРОВКА ИЗОБРАЖЕНИЙ СЕТЕВИДНЫХ СТРУКТУР ДЛЯ БИОМЕТРИЧЕСКОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ.....	186
Широковский Н. В., Первунинских Д. В.	
РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ ОРИЕНТИРОВАНИЯ СНИМКОВ МЕТОДАМИ ПРОЕКТИВНОЙ ГЕОМЕТРИИ.....	190
Шумарова О. С.	
СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ОПТИМАЛЬНОГО ВЫБОРА ВЕЙВЛЕТА ПРИ ОБРАБОТКЕ СИГНАЛА ВИХРЕТОКОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ.....	193

4. ТЕОРИЯ И ПРАКТИКА ПОСТРОЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ И ДАТЧИКОВ

Абрамов С. В., Маланин В. П.	
ВОЗМОЖНОСТИ СНИЖЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРНОЙ ПОГРЕШНОСТИ ПЕРВИЧНОГО ВИХРЕТОКОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КВАЗИДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ	197
Арбузов В. П., Ананьина И. Ю., Белынцева П. Н., Захарова П. И.	
ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ЦЕПЬ ВЫСОКОТЕМПЕРАТУРНОГО ЕМКОСТНОГО ДАТЧИКА ДАВЛЕНИЯ	200
Арбузов В. П., Мишина М. А., Галкин В. Н.	
КОРРЕКЦИЯ ПОГРЕШНОСТИ ФАЗОВОГО РАЗДЕЛЕНИЯ КАНАЛОВ В ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ЦЕПЯХ ЕМКОСТНЫХ ДАТЧИКОВ	203
Астремский В. С., Чураков П. П.	
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЗНАЧЕНИЙ СОПРОТИВЛЕНИЯ ИЗОЛЯЦИИ В НАПРЯЖЕНИЕ.....	206
Бадеева Е. А., Бадеев А. В., Рубцов И. С.	
НЕКОТОРЫЕ КОНСТРУКТИВНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ РЕШЕНИЯ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ ДАВЛЕНИЯ.....	208
Бардин В. А., Васильев В. А.	
УСТРАНЕНИЕ НЕДОСТАТКОВ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ АКТЮАТОРОВ И СОЗДАНИЕ САМОЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ АКТЮАТОРОВ	213
Бардин В. А., Вавакин А. А., Васильев В. А.	
ЭЛЕМЕНТЫ И КОНСТРУКЦИИ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ АКТЮАТОРОВ	217
Бардин В. А.	
ДАТЧИКИ ДЛЯ СИСТЕМ НАНО- И МИКРОПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ НА ОСНОВЕ ПЬЕЗОАКТЮАТОРОВ.....	220
Иосифов В. П., Сукманов А. В.	
АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ДЛЯ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ ДАТЧИКОВ	223
Кикот В. В., Маланин В. П.	
К ВОПРОСУ О МЕТОДАХ МИНИМИЗАЦИИ ТЕМПЕРАТУРНОЙ ПОГРЕШНОСТИ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ	225
Маланин В. П., Абрамов С. В.	
ИДЕНТИФИКАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ТРЕХЭЛЕМЕНТНОЙ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ ПЕРВИЧНОГО ВИХРЕТОКОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ БЕСКОНТАКТНОГО ИЗМЕРЕНИЯ ПЕРЕМЕЩЕНИЯ	229
Маланин В. П., Исанбаев О. Н., Куликов Д. С.	
СИНТЕЗ ЭКВИВАЛЕНТНЫХ СХЕМ ЗАМЕЩЕНИЯ ДАТЧИКА ТЕМПЕРАТУРЫ С ПРИМЕНЕНИЕМ МАТРИЦЫ КОЭФФИЦИЕНТОВ ДРОБНО-ЛИНЕЙНОГО ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ФУНКЦИИ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДАТЧИКА.....	233
Маланин В. П., Исанбаев О. Н., Куликов Д. С.	
АЛГОРИТМ ТЕМПЕРАТУРНОЙ КОРРЕКЦИИ ПЕРВИЧНОГО ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ.....	237
Маланин В. П., Михайлов П. Г., Сазонов А. О.	
ЗАДАЧИ ИМПОРТОЗАМЕЩЕНИЯ В ДАТЧИКОСТРОЕНИИ	240

Маланин В. П., Кикот В. В.	
КОРРЕКЦИЯ ТЕМПЕРАТУРНОЙ ПОГРЕШНОСТИ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ ДИНАМИЧЕСКОГО ДАВЛЕНИЯ	243
Мартынов А. В., Головяшкин А. Н., Беспалов Е. С., Карташов С. С.	
МЕТОДИКА РАСЧЕТА ВЫХОДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УЛЬТРАЗВУКОВОГО ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ	245
Мотин А. В., Мурашкина Т. И.	
ДВУХКООРДИНАТНЫЙ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИЙ АКСЕЛЕРОМЕТР	246
Надобный А. М.	
МЕТОДИКА ВЫБОРА ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЫ ДЛЯ РАДИОЛУЧЕВЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ ОХРАНЫ, ИСПОЛЬЗУЮЩИХ ВЕЙВЛЕТ ФРЕНЕЛЯ	249
Палладий А. А., Савинов К. В., Солдаткин В. М.	
КОНСТРУКТИВНАЯ СХЕМА И ОЦЕНКА ХАРАКТЕРИСТИК ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ДАТЧИКА ТЕМПЕРАТУРЫ ТОРМОЖЕНИЯ ДЛЯ ДВИГАТЕЛЯ ВЕРТОЛЕТА	251
Прыщак А. А., Дудкин В. А., Кочергин С. Ю.	
АЛГОРИТМИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ РАБОТЫ МАГНИТОМЕТРИЧЕСКОГО ДАТЧИКА	253
Печерская Е. А., Рябов Д. В., Гладков И. М.	
МЕТОДИЧЕСКИЕ ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ПОЛЯРИЗОВАННОСТИ АКТИВНЫХ ДИЭЛЕКТРИКОВ В ЗАВИСИМОСТИ ОТ НАПРЯЖЕННОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ	257
Удалов А. Ю., Шачнева Е. А., Юррова О. В., Мурашкина Т. И., Серебряков Д. И.	
ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ УСТАНОВКА ДЛЯ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ УГОЛОВЫХ МИКРОПЕРЕМЕЩЕНИЙ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОГО ДАТЧИКА АЭРОДИНАМИЧЕСКИХ УГЛОВ	260

5. ФИЗИЧЕСКИЕ ЭФФЕКТЫ И ИХ ИСПОЛЬЗОВАНИЕ В ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Абрамов С. В.	
ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИНДУКТИВНОСТИ КАТУШКИ ПРЯМОУГОЛЬНОГО СЕЧЕНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ДВУМЕРНОЙ АППРОКСИМАЦИИ НА БАЗЕ НЕЙРОННОЙ СЕТИ	266
Аверин И. А., Игошина С. Е., Карманов А. А., Сигаев А. П.	
ПЕРСПЕКТИВЫ СОЗДАНИЯ ВАКУУММЕТРОВ С ЧУВСТВИТЕЛЬНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ НА ОСНОВЕ ОКСИДНЫХ НАНОМАТЕРИАЛОВ, СИНТЕЗИРУЕМЫХ ЗОЛЬ-ГЕЛЬ-МЕТОДОМ	268
Беспалов Е. С., Головяшкин А. Н., Голубков П. Е.	
ПРИМЕНЕНИЕ АЛЬФА-КАРБИДА КРЕМНИЯ (α -SiC) В ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ МОДУЛЯХ	271
Геращенко С. И., Мялкина К. Н., Овсянникова И. Ф.	
РАЗРАБОТКА МЕХАНИЧЕСКОГО ГИДРОМАНЖЕТНОГО ТОНОМЕТРА	277
Колокольцев М. В., Соловьев В. А.	
МАЛОГАБАРИТНЫЙ ПРИБОР ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ПОРОГОВ ЦВЕТОРАЗЛИЧЕНИЯ И КОЛИЧЕСТВЕННОЙ ОЦЕНКИ АНОМАЛИЙ ЦВЕТОВОГО ЗРЕНИЯ ЧЕЛОВЕКА	279
Кузнецов А. С.	
РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ КОМПОЗИЦИОННОГО МАТЕРИАЛА ДЛЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ДЕТАЛЕЙ УЗЛОВ ТРЕНИЯ РАЗЛИЧНЫХ МАШИН И МЕХАНИЗМОВ, РАБОТАЮЩИХ В УСЛОВИЯХ ОГРАНИЧЕННОЙ СМАЗКИ	283
Петрунин Г. В., Михайлов П. Г., Аналиева А. У., Айтимов М. Ж.	
ПЕРСПЕКТИВЫ ПРИМЕНЕНИЯ ВЫСОКОТЕМПЕРАТУРНЫХ МАТЕРИАЛОВ В ЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТАХ МИКРОМЕХАНИЧЕСКИХ АКСЕЛЕРОМЕТРОВ, ИСПОЛЬЗУЕМЫХ В ЭКСТРЕМАЛЬНЫХ УСЛОВИЯХ ЭКСПЛУАТАЦИИ	285
Печерская Р. М., Чижов А. В.	
ОПТИМИЗАЦИЯ НЕИНФОРМАТИВНЫХ ТОЧЕК ПРИ ИЗМЕРЕНИИ МАГНИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ ОСНОВНОЙ КРИВОЙ НАМАГНИЧИВАНИЯ И ПЕТЛИ ГИСТЕРЕЗИСА ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ СТАЛЕЙ И ПРЕЦИЗИОННЫХ МАГНИТОМЯГКИХ СПЛАВОВ	289

Присяжнюк С. И., Родченко С. И.	
ВЯЗКОСТЬ НОРМАЛЬНОГО ПЕНТАНА В ШИРОКОЙ ОБЛАСТИ ПАРАМЕТРОВ СОСТОЯНИЯ В ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ЗАДАЧАХ	292
Тычков А. Ю., Чураков П. П.	
ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ СИСТЕМА РЕГИСТРАЦИИ БИОПОТЕНЦИАЛОВ СЕРДЦА	296
Щербакова А. А., Соловьев В. А.	
ПРОМЫШЛЕННАЯ СИСТЕМА ИДЕНТИФИКАЦИИ КОМПОНЕНТОВ, ОПРЕДЕЛЕНИЯ СОСТАВА И ОКТАНОВОГО ЧИСЛА БЕНЗИНОВ НА ОСНОВЕ ПЕРЕСТРАИВАЕМОГО ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО ГЕНЕРАТОРА ИЗЛУЧЕНИЯ	298
6. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ И МОДЕЛИ В СИСТЕМАХ АВТОМАТИКИ И УПРАВЛЕНИЯ	
Абрамкин С. Е., Душин С. Е.	
МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ АБСОРБЦИОННОЙ ОСУШКИ ПРИРОДНОГО ГАЗА КАК ОБЪЕКТОВ УПРАВЛЕНИЯ	303
Авдоныkin Д. А., Пащенко В. В.	
СХЕМЫ И МОДЕЛИ ЧАСТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ ТРЕХФАЗНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ	307
Алексеев Е. Ю., Дудкин В. А.	
МОДЕЛЬ ШУМОВОГО СИГНАЛА ИНФРАКРАСНОГО ДАТЧИКА	309
Алехина М. А., Барсукова О. Ю.	
НЕНАДЕЖНОСТЬ СХЕМ ПРИ НЕИСПРАВНОСТЯХ ТИПА 1 НА ВХОДАХ И ВЫХОДАХ ЭЛЕМЕНТОВ	313
Алехина М. А., Каргин С. П.	
ВЕРХНЯЯ ОЦЕНКА НЕНАДЕЖНОСТИ СХЕМ В БАЗИСЕ РОССЕРА–ТУРКЕТТА В P_4	315
Барсукова О. Ю.	
ВЕРХНЯЯ ОЦЕНКА НЕНАДЕЖНОСТИ СХЕМ В БАЗИСЕ $\{\max(x_1, x_2), x + 1\}$	317
Бойков И. В., Кривулин Н. П.	
МЕТОДЫ ИДЕНТИФИКАЦИИ ДИСКРЕТНЫХ ДИНАМИЧЕСКИХ СИСТЕМ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ.....	320
Бондаренко Л. Н.	
О РЕГУЛЯРИЗАЦИИ НЕКОТОРЫХ МЕТОДОВ АППРОКСИМАЦИИ ВО ВРЕМЕННОЙ И ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТЯХ.....	324
Годунов А. И., Шишков С. В., Бикеев Р. Р.	
МОДЕЛЬ ДВИЖЕНИЯ МАЛОГАБАРИТНОГО БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА В ПРОСТРАНСТВЕ	328
Годунов А. И., Шишков С. В., Каракулов Е. С.	
МОДЕЛЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ИЗМЕНЕНИЙ НА КАДРАХ ВИДЕОПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ МАЛОГАБАРИТНЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ.....	331
Годунов А. И., Мандриков В. И., Куатов Б. Ж.	
ВЕРОЯТНОСТНАЯ ОЦЕНКА АДЕКВАТНОСТИ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ В ТРЕНАЖЕРОСТРОЕНИИ.....	335
Грабовская С. М.	
О МЕТОДАХ ПОВЫШЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ НЕВЕТВЯЩИХСЯ ПРОГРАММ С ОПЕРАТОРОМ УСЛОВНОЙ ОСТАНОВКИ	339
Грабовская С. М.	
О НАДЕЖНОСТИ НЕВЕТВЯЩИХСЯ ПРОГРАММ В БАЗИСАХ, СОДЕРЖАЩИХ ОБОБЩЕННУЮ КОНЬЮНКЦИЮ	342
Грачев А. В., Чураков П. П.	
АЛГОРИТМ И УСТРОЙСТВО ИДЕНТИФИКАЦИИ ТРЕХЭЛЕМЕНТНЫХ НЕРЕЗОНАНСНЫХ ДВУХПОЛОСНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ	345
Грицюк С. Н.	
МОДЕЛИРОВАНИЕ НАПРЯЖЕННОГО СОСТОЯНИЯ МАГНИТОЖИДКОСТНОГО СЕНСОРА В ПОТОКЕ ЖИДКОСТИ.....	347

Грудяева Е. К., Душин С. Е.	
МОДЕЛИРОВАНИЕ УПРАВЛЯЕМЫХ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ НИТРИФИКАЦИИ И ДЕНИТРИФИКАЦИИ В БИОЛОГИЧЕСКОЙ ОЧИСТКЕ СТОЧНЫХ ВОД.....	351
Жеронкин К. М., Уткин М. А., Федоров М. С.	
МОДЕЛИРОВАНИЕ УПРАВЛЯЕМЫХ ПРОЦЕССОВ СЛИВА СЖИЖЕННЫХ УГЛЕВОДОРОДНЫХ ГАЗОВ.....	355
Иванов А. П., Ратников К. А., Тихомиров П. А.	
ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ СИСТЕМЫ «СКРЕМБЛЕР – ДЕСКРЕМБЛЕР» НА ОСНОВЕ РЕКУРРЕНТНОЙ ЛИНИИ ЗАДЕРЖКИ	359
Иващенко А. В., Черепанов А. С., Колсанов А. В., Назарян А. К.	
СРЕДСТВА МОДЕЛИРОВАНИЯ РЕАЛИСТИЧНЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ЭНДОВАСКУЛЯРНЫХ СИМУЛЯТОРОВ	362
Исянов Р. Н., Климова Е. В.	
ИССЛЕДОВАНИЕ ФУНКЦИЙ ПОРОГОВОЙ ОБРАБОТКИ НА МОДЕЛЯХ ДАННЫХ.....	365
Каренкова А. Ю., Авдеева О. В., Пакулова Н. К.	
МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ	367
Козлов А. Ю., Стройков Р. А.	
ВЕРОЯТНОСТНАЯ И ВРЕМЕННАЯ ОЦЕНКА ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ ПОДСИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ БОЕВОЙ СИСТЕМЫ	369
Козлов А. Ю., Стулов Д. И.	
ПОЛУМАРКОВСКАЯ МОДЕЛЬ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ТЕХНИЧЕСКОГО ЭЛЕМЕНТА БОЕВОЙ СИСТЕМЫ	374
Корнилова Н. В.	
МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ ГЕНЕРАТОРОМ АППАРАТА ЦИРКУЛЯЦИИ БИОЛОГИЧЕСКИХ ЖИДКОСТЕЙ	377
Лобачев А. В.	
МЕТОДИКА РАСЧЕТА ДЛИТЕЛЬНОСТИ ПРОХОЖДЕНИЯ ДАННЫХ ПРИ ФОРМИРОВАНИИ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ КОНТУРОВ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ.....	381
Макарев Н. Н., Боряк С. В.	
БЕСПРОВОДНЫЕ СЕНСОРНЫЕ СЕТИ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ	385
Петрунин Г. В., Михайлов П. Г., Аналиева А. У., Айтимов М. Ж., Суханов Д. М.	
МОДЕЛИ РАЗМЕРНЫХ ЦЕПЕЙ ДАТЧИКОВ ДАВЛЕНИЯ	387
Печерская Е. А., Рябов Д. В., Гладков И. М.	
ОБЗОР И СИСТЕМАТИЗАЦИЯ МЕТОДОВ МОДЕЛИРОВАНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ АКТИВНЫХ ДИЭЛЕКТРИКОВ	393
Прохоров С. А., Даниленко М. С.	
МОДЕЛИРОВАНИЕ ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ С ЗАКОНОМ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ВЕЙБУЛЛА.....	396
Романов С. А.	
АЛГОРИТМ ОЦЕНИВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ ЭКСПОНЕНЦИАЛЬНОЙ УСТОЙЧИВОСТИ ДЛЯ КЛАССА ПОЛИНОМИАЛЬНЫХ СИСТЕМ ТРЕТЬЕЙ СТЕПЕНИ	398
Рыбаков А. В.	
О СЛОЖНОСТИ НАДЕЖНЫХ КЛЕТОЧНЫХ СХЕМ С НЕНАДЕЖНЫМИ ФУНКЦИОНАЛЬНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ	400
Семиков Ю. С., Берестень М. П.	
ПРОГРАММНЫЕ СРЕДСТВА МОДЕЛИРОВАНИЯ СЕЙСМИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ В ПЕРИМЕТРОВЫХ ОХРАННЫХ СИСТЕМАХ	402
Сергеенков А. С., Кузьмин А. В., Бодин О. Н.	
ПРИМЕНЕНИЕ ФРЕЙМВОРКА OGRE 3D ДЛЯ ОТОБРАЖЕНИЯ МОДЕЛИ ТОРСА И СЕРДЦА ПАЦИЕНТА	405
Сидоров А. И., Майоров П. Е., Стулов Д. И.	
ОБЩИЙ ПОДХОД К ОПРЕДЕЛЕНИЮ ВЕРОЯТНОСТИ НАХОЖДЕНИЯ ОРГАНИЗАЦИОННО-ТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ В РАБОТОСПОСОБНОМ СОСТОЯНИИ.....	409
Сидоров А. И., Майоров П. Е., Стулов Д. И.	
ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВЕРОЯТНОСТИ НАХОЖДЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННОЙ ПОДСИСТЕМЫ ОРГАНИЗАЦИОННО-ТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ В РАБОТОСПОСОБНОМ СОСТОЯНИИ.....	413

Степанов С. В., Карпанин О. В., Метальников А. М.	
АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС МИКРОДУГОВОГО ОКСИДИРОВАНИЯ	415
Ульянов М. В.	
КЛАСТЕРНОЕ ПРОСТРАНСТВО ВРЕМЕННЫХ РЯДОВ: ОБОБЩЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НА ОСНОВЕ АППАРАТА КОМБИНАТОРИКИ СЛОВ	419
7. МЕТОДИКА ПРЕПОДАВАНИЯ И ОБУЧЕНИЯ СТУДЕНТОВ	
Акинина И. И., Вареник Ю. А.	
УЧЕБНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ КОМПЛЕКС МАКЕТИРОВАНИЯ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ.....	424
Бардин В. А., Вавакин А. А., Васильев В. А., Капезин С. В.	
ИССЛЕДОВАНИЕ УСИЛИВАЮЩИХ ПЬЕЗОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ АКТОУАТОРОВ.....	427
Пашченко В. В.	
ФОРМИРОВАНИЕ СТАНДАРТНЫХ ВЫХОДНЫХ СИГНАЛОВ ДАТЧИКОВ. ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ	430
Семочкин А. В., Шарапалов А. Е.	
ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ РОБОТОТЕХНИКИ В ПЕНЗЕНСКОЙ ОБЛАСТИ.....	433
Щербаков М. А., Семенов А. Д., Сахаров А. В.	
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ДЕЛОВОЙ ИГРЫ ПРИ ОСВОЕНИИ НАВЫКОВ ПРОЕКТИРОВАНИЯ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ.....	435
Щербаков М. А., Сазонов В. В., Саул Е. Н., Белынцева П. Н., Субботина В. П.	
УЧЕБНО-ДЕМОНСТРАЦИОННЫЙ ПАКЕТ ПРОГРАММ «ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ»	437
АВТОРСКИЙ УКАЗАТЕЛЬ	441
СПИСОК УЧАСТНИКОВ КОНКУРСА ПО ПРОГРАММЕ «У.М.Н.И.К.»	443

СПИСОК УЧАСТНИКОВ КОНКУРСА ПО ПРОГРАММЕ «У.М.Н.И.К.»

Абакумов А. А.	Конкина Е. О.
Абрамов С. В.	Костюков С. С.
Авдоныкин Д. А.	Кузнецов А. С.
Акинина И. И.	Куприянов И. В.
Алимурадов А. К.	Лаврентьев Р. С.
Ананьина И. Ю.	Малинин Д. Д.
Ассур О. С.	Михайлов А. А.
Астремский В. С.	Мялкина К. Н.
Белынцева П. Н.	Новиков В. Н.
Беспалов Е. С.	Приймак А. А.
Боряк С. В.	Ратников К. А.
Бугаровский Д. А.	Ревунов М. С.
Вавакин А. А.	Романов С. А.
Вавакин В. А.	Рубанов М. Ю.
Галкин В. Н.	Рыбаков А. В.
Грицкевич Н. А.	Савинов К. В.
Грудяева Е. К.	Секретов М. В.
Двойнина О. В.	Семиков Ю. С.
Захарова П. И.	Субботина В. П.
Зимина Ю. А.	Тихомиров П. А.
Калашников Д. М.	Тычков А. Ю.
Каренкова А. Ю.	Урнев А. С.
Кателкин А. А.	Федорова Е. В.
Кашаев А. О.	Червова А. А.
Квитка Ю. С.	Шокоров В. А.
Князьков А. В.	Щербакова А. А.

Научное издание

ПРОБЛЕМЫ АВТОМАТИЗАЦИИ И УПРАВЛЕНИЯ В ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

СБОРНИК СТАТЕЙ

*Международной научно-технической конференции,
посвященной 70-летию Победы в Великой Отечественной войне*

г. Пенза, 19–21 мая 2015 г.

Том I

Под редакцией

доктора технических наук, профессора
Щербакова Михаила Александровича

Все материалы представлены в авторской редакции

Компьютерная верстка Ф. Д. Фафурина
Дизайн обложки А. А. Стациенко

Подписано в печать 15.05.2015. Формат 60×84¹/₈.

Усл. печ. л. 52,55.

Заказ № 458.1. Тираж 100.

Издательство ПГУ
Пенза, Красная, 40

Тел./факс: (8412) 56-47-33; e-mail: iic@pnzgu.ru