

Краткие сообщения

УДК 681.586; 621.3.087.92

БИНАРНЫЕ ОПТОМЕХАНИЧЕСКИЕ ДАТЧИКИ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМ С РАСШИРЕННЫМИ ЭКСПЛУАТАЦИОННЫМИ ВОЗМОЖНОСТЯМИ

В.А. Зеленский, Д.В. Корбан

Самарский государственный аэрокосмический университет
443086, г. Самара, Московское шоссе, 34
E-mail: vaz-3@yandex.ru

Рассмотрены вопросы создания волоконно-оптической системы контроля производственных процессов на основе бинарных оптомеханических датчиков. Базовая конструкция датчика модернизирована с целью расширения функциональных возможностей и улучшения эксплуатационных характеристик.

Ключевые слова: бинарный оптомеханический датчик, кодирующий элемент, единственный код, трапецеидальный сигнал.

Современные системы контроля производственных процессов могут быть реализованы с использованием волоконно-оптических датчиков в качестве первичных преобразователей информации и оптических волокон в качестве физической среды передачи сигналов. Надежность и помехоустойчивость таких систем обеспечивается принципами их построения, согласно которым чувствительный к воздействию дестабилизирующих факторов электронный блок выносится за пределы производственной зоны [1, 2]. Оптомеханические компоненты систем в меньшей степени подвержены воздействию внешней среды – перепадам температуры, влажности, давления, электромагнитному и радиационному излучению. В то же время в некоторых случаях требуются дополнительные меры по обеспечению эксплуатационных характеристик рассматриваемых систем. В работе предложено новое конструктивное исполнение бинарного оптомеханического датчика, позволяющего повысить функциональность и надежность системы контроля производственного процесса в целом.

На рис. 1 показана схема движения изделия в процессе изготовления, сборки или ремонта. Перемещение объекта 1 контролируется бинарными датчиками 2, информация с которых поступает и анализируется в интеллектуальном контроллере 3.

Бинарные оптомеханические датчики перемещений достаточно подробно описаны в литературе [3, 4]. Базовая конструкция устройства модернизирована с целью повышения функциональности и расширения эксплуатационных возможностей и представлена на рис. 2. В корпусе 1 датчика находится подвижный цилиндр 2, имеющий внешнюю и внутреннюю резьбу. Внутренняя резьба предназначена для точной фиксации винта 3, головка которого воспринимает осевые $F1$ и поперечные

Владимир Анатольевич Зеленский (д.т.н.), профессор кафедры «Конструирование радиоэлектронных средств».

Дмитрий Владимирович Корбан, аспирант.

F_2 перемещения объекта контроля. Гайка 4 накручивается на внешнюю резьбу цилиндра 2 и удерживает кольцо 5, которое связано с пружиной 6. При этом один конец пружины упирается в кольцо, а другой – в корпус датчика. При нажатии через головку винта 3 на цилиндр 2 пружина сжимается.

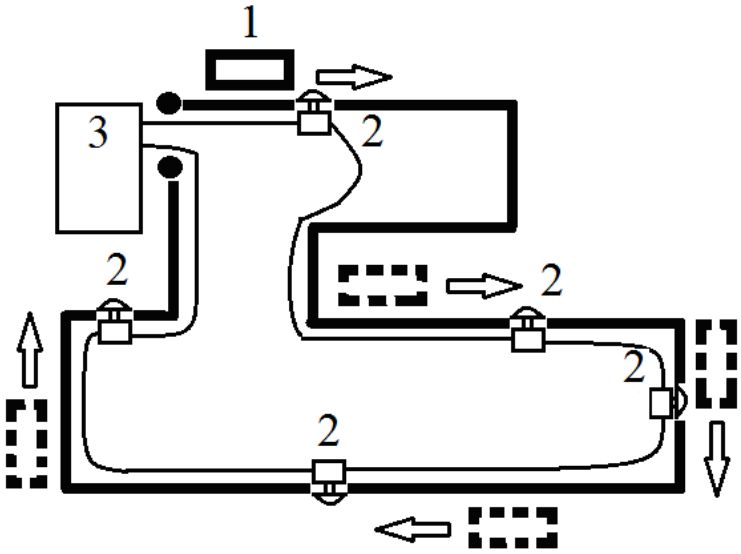


Рис. 1. Волоконно-оптическая система контроля производственного процесса

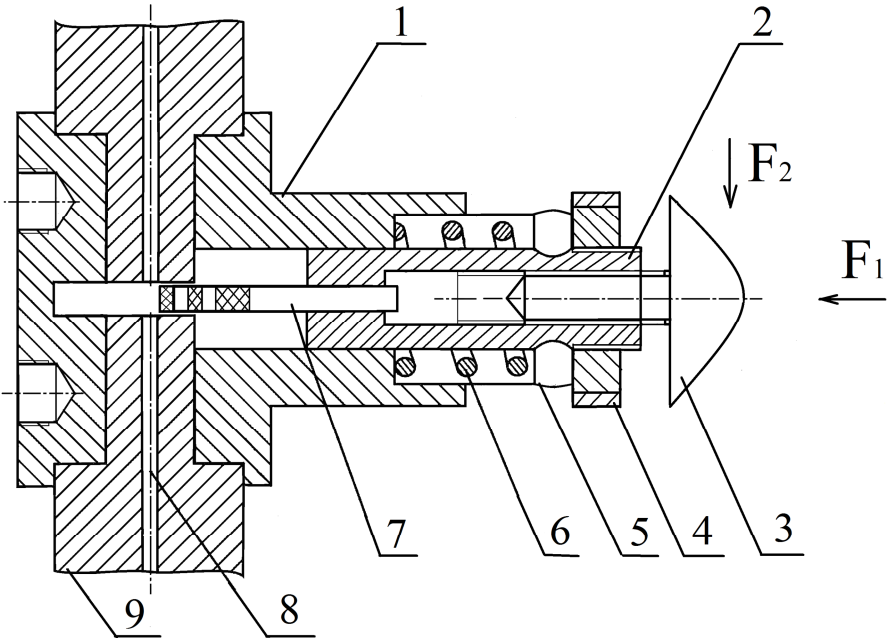


Рис. 2. Бинарный оптомеханический датчик перемещений с кодирующим элементом

В результате закрепленный на противоположном конце цилиндра 2 кодирующий элемент 7 перемещается и попадает в зазор между отрезками оптических волокон 8. Волокна установлены на одной оптической оси в корпусе датчика с помощью юстированных втулок 9.

При этом в соответствии со структурой кодирующего элемента 7 происходит модуляция потока оптического излучения по мощности. Соотношение диаметров оптических волокон 8 с прозрачными и непрозрачными участками кодирующего элемента 7 подбирается таким образом, что при перемещении кодирующего элемента на выходе датчика формируется комбинация треугольного и трапецеидального сигнала [5].

Конструкция датчика отличается от известных устройств тем, что винт 3 позволяет откалибровать сигнал после его установки на объекте, а форма головки винта позволяет реагировать как на осевые, так и на поперечные перемещения объекта, что улучшает функциональные и эксплуатационные возможности устройства.

Бинарные оптомеханические датчики могут отличаться способом кодирования, который зависит от структуры раstra. Рассмотрим вариант с использованием единичного кода для определения номера сработавшего датчика в системе. В качестве признака смены состояния датчика будем использовать специально формируемый старт-стопный сигнал третьего логического уровня. Для определенности примем, что данный сигнал поступает на вход интеллектуального контроллера первым при включении датчика и последним при выключении датчика. Набор кодирующих элементов для рассматриваемого случая представлен на рис. 3.

Для расчета размеров кодовых элементов предлагается ввести безразмерный параметр k , равный отношению длины кодирующей шкалы l к длине непрозрачного элемента s . Будем исходить из того, что k – целое неотрицательное число, большее 4. Диаметр сердцевины оптического волокна равен d .

Максимально допустимое количество датчиков N при размере считывающего окна $S=d/2$ для четных значений параметра k определяется по формуле

$$N_q = p/2;$$

для нечетных k

$$N_q = (p-1)/2.$$

Очевидно, для данного метода несущественна скорость перемещения кодирующего элемента, так как идентификация состояния оптомеханического бинарного датчика происходит путем простого подсчета количества импульсов безотносительно к их длительности и интервалу между ними. Метод инвариантен также и к изменениям скорости в момент смены логического состояния.

Пример временной диаграммы приведен на рис. 4. На выходе датчика формируется комбинация треугольного и трапецеидального оптического сигнала. Треугольный сигнал формируют информационные импульсы, по которым определяется номер датчика в системе, а трапецеидальный сигнал образуется импульсами «старт-стоп», очередность которых индицирует характер смены логического состояния датчика.

В схеме два уровня принятия решений – $C1$ и $C2$. Информационные и старт-стоповые импульсы определяются с помощью логической операции конъюнкции $U1 \cap U2$. Если $U1 = 1$, а $U1 \cap U2 = 1$, принимается решение о приеме информационного импульса, если $U1 = 1$, а $U1 \cap U2 = 0$, принимается решение о приеме старт-стопового импульса. При включении датчика серия информационных импульсов предваряется сигналом «Старт», при выключении датчика серию информационных

импульсов завершает сигнал «Стоп». Номер датчика определяется подсчетом количества поступивших информационных импульсов.

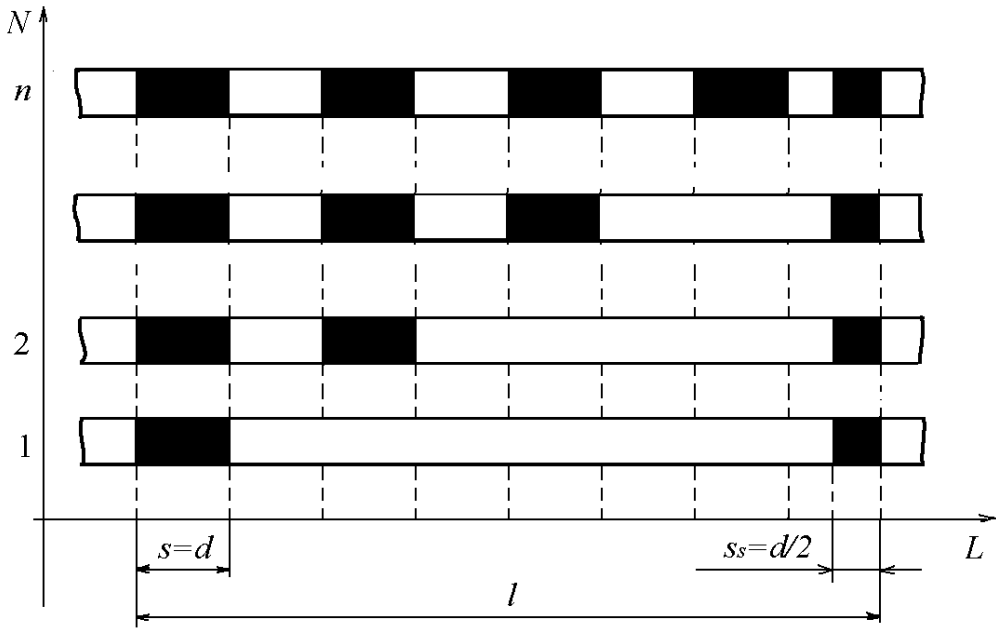


Рис. 3. Набор кодирующих элементов для бинарных датчиков с единичным выходным кодом и старт-стопным сигналом

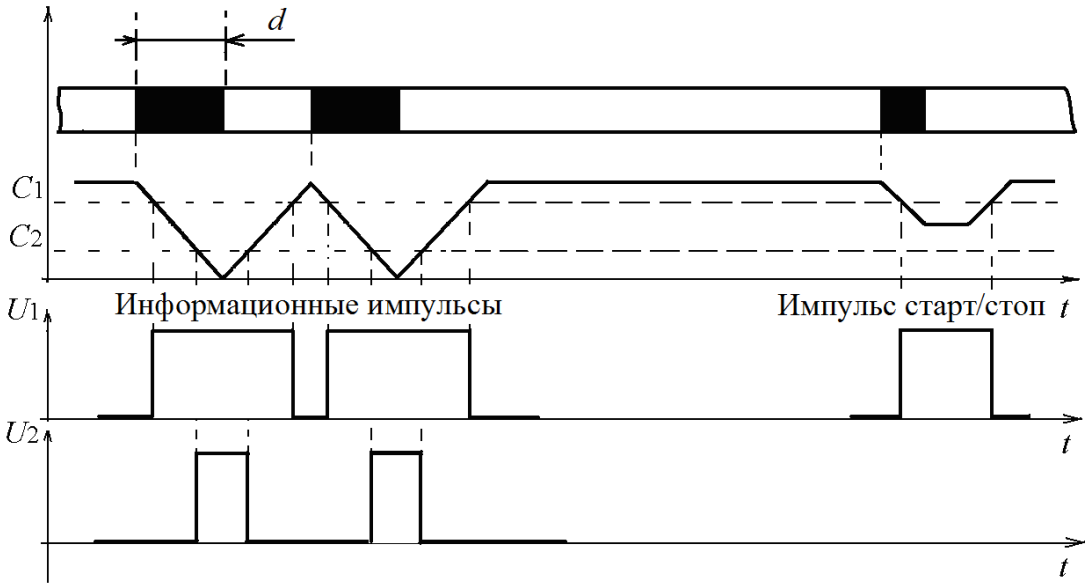


Рис. 4. Временная диаграмма работы датчика с единичным выходным кодом

Таким образом, предлагаемые конструкция датчика и способ кодирования выходного сигнала позволяют объединить несколько устройств в единую волоконно-оптическую систему передачи данных с возможностью идентификации номера каждого устройства. Данное техническое решение позволяет повысить функциональность, надежность и расширить эксплуатационные возможности системы контроля производственного процесса.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Убайдуллаев Р.Р. Волоконно-оптические сети. – М.: Эко-Трендз, 2001. – 268 с.
2. Гиниятулин Н.И. Волоконно-оптические преобразователи информации. – М.: Машиностроение, 2004. – 328 с.
3. Голубятников И.В., Зеленский В.А., Шатерников В.Е. Системы мониторинга сложных объектов. – М.: Машиностроение, 2009. – 172 с.
4. Зеленский В.А. Волоконно-оптические информационно-измерительные системы с мультиплексированными каналами передачи бинарных сигналов. – Самара: Изд-во СНЦ РАН, 2009. – 124 с.
5. Корбан Д.В. Волоконно-оптические датчики механических перемещений // Актуальные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций: Тр. Всерос. науч. конф. – Самара: Изд-во СГАУ, 2012. – С. 200-204.

Статья поступила в редакцию 26 февраля 2013 г.

BYNARY OPTICAL-MECHANICAL SENSORS OF FIBER-OPTICS SYSTEMS WITH EXTENDED FUNCTIONAL

V.A. Zelenskiy, D.V. Korban

Samara State Aerospace University
34, Moscow highway, Samara, 443086

Problem of creating and developing fiber-optics systems of operating cycle control based on binary optic-mechanical sensor is reviewed. Basic design concept of sensor is modernized to extend functional possibility and to improve performance specification.

Keywords: *binary optic-mechanical sensor, coding unit, monadic code, trapezium signal.*

*Vladimir A. Zelenskiy (Dr. Sci. (Techn.)), Professor.
Dmitry V. Korban, Aspirant.*

УПРАВЛЕНИЕ ДИФФУЗИОННЫМ ПРОЦЕССОМ ВЫТЕСНЕНИЯ С УЧЕТОМ ПРОТЕКАНИЯ ХИМИЧЕСКОЙ РЕАКЦИИ МЕЖДУ ВЗАИМОДЕЙСТВУЮЩИМИ КОМПОНЕНТАМИ*

А.Г. Мандра

Самарский государственный технический университет
443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244
amandra@mail.ru

Рассматривается задача синтеза системы управления диффузионным процессом вытеснения, представленного на основе модального описания в виде разложения в ряд по ортогональной системе собственных функций, коэффициентами которого являются временные моды.

Ключевые слова: диффузия, распределенный объект, пространство состояний.

Применительно к задаче стабилизации установившихся режимов химико-технологических установок непрерывного действия проблема сводится к аналитическому конструированию регуляторов для линеаризованных моделей (8)-(10) [1] диффузионных процессов.

Применение к уравнениям объекта конечных интегральных преобразований с ядрами, равными его собственным функциям, приводит к представлению модели (8)-(10) [1] бесконечной системой линейных уравнений относительно коэффициентов (временных мод) $\Delta \bar{C}_{1n}(\mu_{1n}, t)$, $\Delta \bar{C}_{2n}(\mu_{2n}, t)$ разложения $\Delta C_1(l, t)$ и $\Delta C_2(l, t)$ в бесконечные ряды по $\varphi(\lambda_n, l)$ [2]:

$$\begin{cases} \frac{d\Delta \bar{C}_{1n}(\mu_{1n}, t)}{dt} = -\mu_{1n}^2 \Delta \bar{C}_{1n}(\mu_{1n}, t) - kC_1^0 \Delta \bar{C}_{2n}(\mu_{2n}, t) + d_{1n} \Delta g_1(t); \\ \frac{d\Delta \bar{C}_{2n}(\mu_{2n}, t)}{dt} = -\mu_{2n}^2 \Delta \bar{C}_{2n}(\mu_{2n}, t) - kC_2^0 \Delta \bar{C}_{1n}(\mu_{1n}, t) + d_{2n} \Delta g_2(t); \end{cases} \quad (1)$$

$$\Delta \bar{C}_{1n}(\mu_{1n}, 0) = C_1^0(\mu_{1n}); \quad \Delta \bar{C}_{2n}(\mu_{2n}, 0) = C_2^0(\mu_{2n}); \quad n = 1, 2, \dots, \quad (2)$$

где

$$d_{1n} = E_n \left(\frac{V}{2D} + \sqrt{\frac{1}{D} \left(\mu_{1n}^2 - \frac{V^2}{4D} - kC_2^0 \right)} \right); \quad (3)$$

* Работа выполнена при финансовой поддержке грантов РФФИ №12-08-31093-мол_а, №12-08-00277-а.

Работа проведена с использованием оборудования ЦКП «Исследование физико-химических свойств веществ и материалов» Самарского государственного технического университета при финансовой поддержке Минобрнауки России.

Андрей Геннадьевич Мандра (к.т.н.), доцент кафедры «Автоматика и управление в технических системах».

$$d_{2n} = E_n \left(\frac{V}{2D} + \sqrt{\frac{1}{D} \left(\mu_{2n}^2 - \frac{V^2}{4D} - kC_1^0 \right)} \right). \quad (4)$$

Ограничиваясь учетом конечного числа N членов указанных рядов, получим приближенное описание объекта управления с временными модами $\Delta\bar{C}_{1n}$, $\Delta\bar{C}_{2n}$ в роли переменных состояния:

$$\frac{d\Delta\bar{C}}{dt} = \mathbf{A}\Delta\bar{C} + \mathbf{B}\mathbf{u}; \quad (5)$$

$$\Delta\bar{C}(0) = \mathbf{C}^0 \quad (6)$$

где $\Delta\bar{C} = (\Delta\bar{C}_1, \Delta\bar{C}_2)^T$, $\mathbf{C}^0 = (\mathbf{C}_1^0, \mathbf{C}_2^0)^T$, $\Delta\bar{C}_1 = (\Delta\bar{C}_{1n})^T$, $\Delta\bar{C}_2 = (\Delta\bar{C}_{2n})^T$ – векторы-столбцы переменных состояний;

$$\mathbf{C}_1^0 = (\mathbf{C}_{1n}^0(\mu_{1n}))^T, \quad \mathbf{C}_2^0 = (\mathbf{C}_{2n}^0(\mu_{2n}))^T, \quad n = \overline{1, N};$$

T – символ транспонирования;

\mathbf{A} представляет собой $2N \times 2N$ матрицу:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\mu_{11}^2 & 0 & 0 & -kC_1^0 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & -\mu_{1N}^2 & 0 & 0 & -kC_1^0 \\ -kC_2^0 & 0 & 0 & -\mu_{21}^2 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & -kC_2^0 & 0 & 0 & -\mu_{2N}^2 \end{bmatrix}, \quad (7)$$

где \mathbf{B} – $2N \times 1$ матрица-столбец

$$\mathbf{B} = [d_{11} \quad \dots \quad d_{1N} \quad d_{2N} \quad \dots \quad d_{2N}]^T, \quad (8)$$

Вектор \mathbf{u} имеет вид

$$\mathbf{u} = [\Delta g_1 \quad \Delta g_2]^T, \quad (9)$$

либо $\mathbf{u} = \Delta g_1$, а Δg_2 рассматривается в качестве возмущающего воздействия.

Для объекта (5)-(6) всегда можно найти известными способами такую матрицу \mathbf{K} постоянных коэффициентов обратных связей по всем переменным состояниям с линейным законом управления [3]

$$\mathbf{u} = -\mathbf{K}\Delta\bar{C}, \quad (10)$$

при которой достигается любые заданные распределения корней характеристического полинома с отрицательной действительной частью, и, следовательно, обеспечиваются необходимые качественные показатели функционирования системы в статических и динамических режимах работы. Для реализации алгоритма управления (10) должна быть предусмотрена возможность полного (в идеализированном варианте) измерения распределенного выхода объекта, в частности, с помощью специального наблюдателя состояния, для получения необходимого сигнала обратной связи, по которому в специальном блоке \mathbf{H} (анализаторе) вычисляются временные моды

$\Delta\bar{C}_{1n}, \Delta\bar{C}_{2n}, n = \overline{1, N}$, по правилам определения коэффициентов разложения управляемых величин в бесконечные ряды по собственным функциям (рис. 1).

Если первые N значений матрицы постоянных коэффициентов \mathbf{K} выбрать равными значениям собственных функций с весовым коэффициентом в некоторой фиксированной точке $l = l^0 \in [0, L]$, а остальные принять равными нулю:

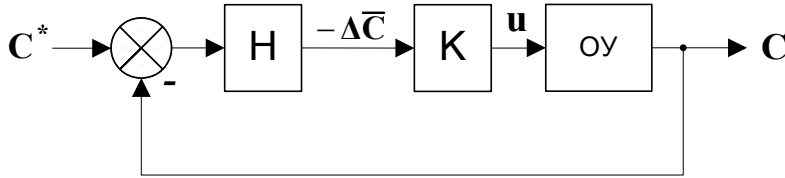


Рис. 1. Система автоматического управления по переменным состояниям

$$k_n = \begin{cases} K_1^* \varphi(\mu_{1n}, l^0), & n = \overline{1, N}; \\ 0, & n = \overline{N+1, 2N}, \end{cases} \quad (11)$$

где K_1^* – постоянный коэффициент передачи, одинаковый для всех мод, то в таком случае, используя разложение управляемой величины в ряд по собственным функциям модели объекта, получим для управляющего воздействия (10) при $N \rightarrow \infty$:

$$u = - \sum_{n=1}^N K_1^* \varphi(\mu_{1n}, l^0) \Delta\bar{C}_{1n}(\mu_{1n}, t) = -K_1^* \Delta C_1(l^0, t). \quad (12)$$

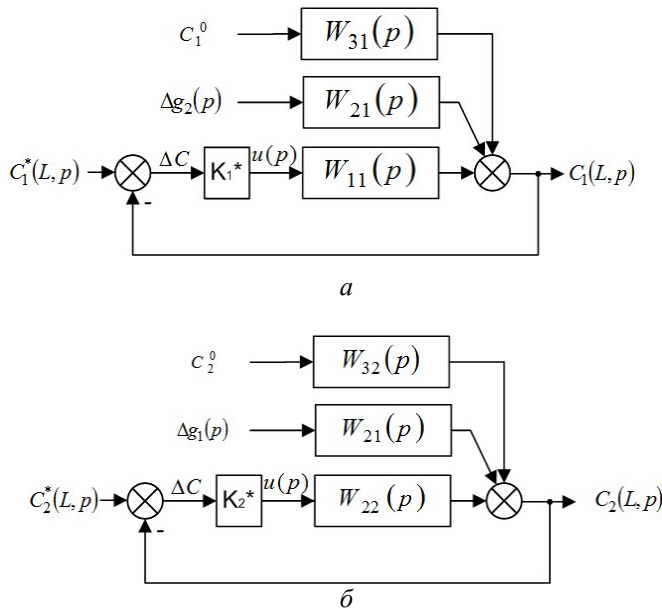


Рис. 2. Система автоматического регулирования концентрации а - $C_1(L, t)$ б - $C_2(L, t)$

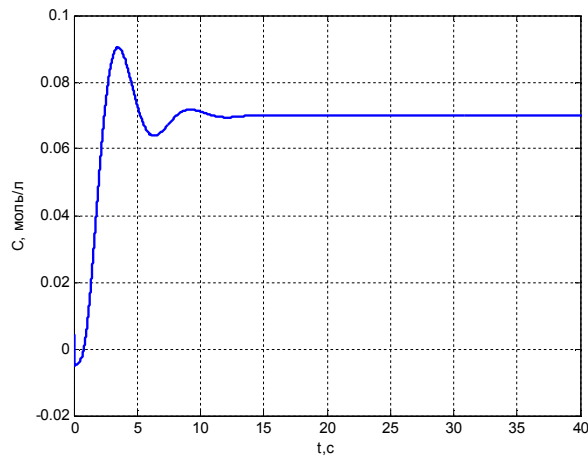
Аналогично, при

$$k_n = \begin{cases} 0, & n = \overline{1, N}; \\ K_2^* \varphi(\mu_{2n}, l^0), & n = \overline{N+1, 2N}, \end{cases} \quad (13)$$

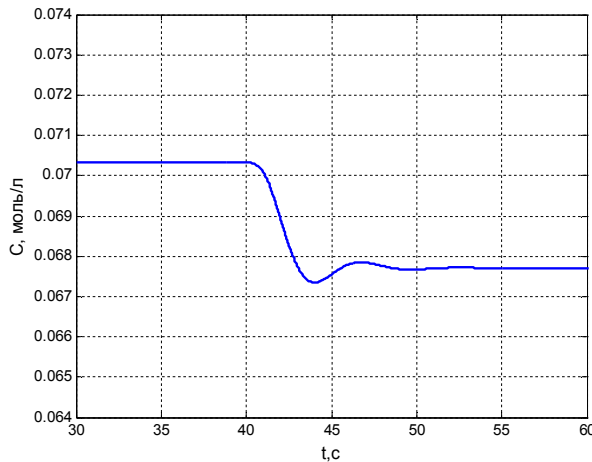
будем иметь

$$u = -K_2^* \Delta C_2(l^0, t). \quad (14)$$

Таким образом, задача сводится к построению значительно более простых автономных систем пропорционального регулирования концентраций $C_1(L, t)$ и $C_2(L, t)$, если выбор k_n согласно (11) и (13) обеспечивает необходимое качество управления рассматриваемым объектом. На рис. 2 приведены структурные схемы системы автоматического регулирования концентрацией C_1 и C_2 . При этом объект управления в структуре такой системы описывается передаточными функциями [1].



а



б

Рис. 3. Переходные процессы для $C_1(L, t)$ в САР при скачкообразных воздействиях (а – по управляющему воздействию; б – по возмущающему)

Анализ режимов работы замкнутой системы с регуляторами (12) и (14) и численной моделью объекта управления, выполненный с помощью системы визуального моделирования Simulink пакета MATLAB показывает, что надлежащий выбор коэффициентов усиления K^* и K_1^* обеспечивает удовлетворительное качество отработки задающих и возмущающих воздействий. Некоторые численные результаты приведены на рис. 3 при $V = 0.1$ м/с, $D = 0.05$ м²/с, $k = 100$ л/(моль·с), $C_1^0 = 0.01$ моль/л, $C_2^0 = 0.01$ моль/л, $L = 1$ м, $N = 36$, $K^* = 4$ в системе рис. 2.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Мандра А.Г., Рапопорт Э.Я. Структурное моделирование управляемых процессов диффузии в условиях химической реакции между взаимодействующими компонентами // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия «Технические науки». Самара: СамГТУ, 2010. №7(28). С. 164-171.
2. Рапопорт Э.Я. Структурное моделирование объектов и систем управления с распределенными параметрами. – М.: Высш. шк., 2003. – 299 с.
3. Рапопорт Э. Я. Анализ и синтез систем автоматического управления с распределенными параметрами: Учеб. пособие. М.: Высшая шк., 2005. – 292 с

Статья поступила в редакцию 21 февраля 2013 г

CONTROL OF A DIFFUSION DISPLACEMENT PROCESS WITH CHEMICAL REACTION BETWEEN INTERACTING COMPONENTS

A.G. Mandra

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

The problem of synthesis of the system of control of a diffusion process is described. Representation of the control action is based on the modal description in the form of the infinite expansion in terms of orthogonal system of eigenfunctions, the coefficients of this series are temporary modes

Keywords: *diffusion, distributed object, state space.*

ИТЕРАЦИОННЫЙ АЛГОРИТМ РАЗДЕЛЕНИЯ СИГНАЛОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕЙВЛЕТ-РЕГУЛЯРИЗАЦИИ

Р.Т. Сайфуллин

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

Приведен алгоритм разделения совмещенных сигналов с целью повышения достоверности определения качественного и количественного состава многокомпонентных смесей.

Ключевые слова: разделение сигналов, вейвлет-разложение, итерационный алгоритм.

Одним из часто применяемых видов обработки сигналов аналитических приборов является разделение сигналов на компоненты одинаковой формы, но с различными параметрами. Типичный пример – разделение совмещенных пиков хроматографического сигнала. Если рассматривать аналитический прибор как линейную систему с известной аппаратной функцией, то задача разделения сигналов сводится к решению интегрального уравнения типа свертки [1], которое в символической форме может быть записано в виде

$$y = z * h + n \quad (1)$$

Здесь $*$ – обозначение свертки, h – аппаратная функция прибора, y – выходной сигнал аналитического прибора, z – входной сигнал, n – высокочастотная помеха с нулевым средним и дисперсией σ_n^2 .

Решение задачи заключается в нахождении оценки \hat{z} по экспериментально зарегистрированному сигналу y . Задача обращения (1) является некорректно поставленной [2], для ее решения используются регуляризирующие алгоритмы, зависящие от некоторого параметра регуляризации (обычно одного), выбором которого достигается приемлемое регуляризованное решение.

В данной работе для получения устойчивого решения используется вейвлет-регуляризация, в основе которой лежит тот факт, что энергия полезного сигнала и помехи распределяется по масштабам разложения различным образом [3]. Появляется возможность «разделить» сигнал и помеху. Для этого производится пороговая обработка коэффициентов разложения [4]. Здесь регуляризирующий множитель определяется индивидуально для каждого масштаба разложения, что позволяет получить лучшие результаты.

Перейдем к конкретному итерационному алгоритму разрешения сигналов. Итерационная последовательность оценок $\hat{z}^{(k)}$ строится в следующем виде [1]:

$$\hat{z}^{(k+1)} = \hat{z}^{(k)} + \gamma[y - h * \hat{z}^{(k)}], \quad (2)$$

где $\hat{z}^{(k)}$ – оценка решения на k -той итерации; γ – коэффициент релаксации. В качестве начальной оценки решения обычно принимается зарегистрированный на выходе прибора сигнал: $\hat{z}^{(0)} = y$.

Рассмотрим текущую невязку:

$$\hat{r}^{(k)} \equiv y - h * \hat{z}^{(k)} \equiv n + h * (z - \hat{z}^{(k)}). \quad (3)$$

Подавление помехи заключается в том, чтобы разделить вклады n и $h * (z - \hat{z}^{(k)})$ в $\hat{r}^{(k)}$. Таким образом, если сначала разделить коэффициенты вейвлет-преобразования невязки (3) на те, которые обусловлены помехой и те, которые несут информацию о сигнале, а затем отбросить помеховую составляющую, то можно получить регуляризованную невязку:

$$\tilde{r}^{(k)} \approx h * (z - \hat{z}^{(k)}).$$

Подставляя в итерационную процедуру (2) невязку $\tilde{r}^{(k)}$ вместо $r^{(k)}$, получим регуляризованную итерационную схему, которая будет сходиться к z .

Для получения регуляризованной невязки $\tilde{r}^{(k)}$ на каждой итерации k осуществляется вейвлет-представление невязки r в виде приближения \hat{r}_j из двух составляющих – грубой (аппроксимирующей) \hat{r}_{j-1} и детализирующей \hat{r}_{j-1}^d , с последующим их уточнением итерационным методом:

$$\hat{r}_j = \hat{r}_{j-1} + \hat{r}_{j-1}^d = \sum_{i \in Z} a_{j-1,i} \Phi_{j-1,i} + \sum_{i \in Z} d_{j-1,i} \Psi_{j-1,i}, \quad (4)$$

где j характеризует уровень разрешения; $\Phi_{j-1,i}, \Psi_{j-1,i}$ – соответственно скейлинг-функция и вейвлет-функция (детализирующая); $\{a_{j-1,i}\}, \{d_{j-1,i}\}$ – наборы аппроксимирующих и детализирующих коэффициентов разложения $j-1$ уровня разрешения; $Z = \{\dots, -1, 0, 1, \dots\}$ – множество целых чисел. В качестве начального набора коэффициентов $a_{0,i}$ выбирается массив значений невязки $r, a_{0,i} = r$.

Повторяя процедуру m раз, $m = \overline{1, M}$, разлагая каждый раз сглаженную функцию \hat{r}_{j-m} на еще более сглаженную часть \hat{r}_{j-m-1} и детализирующую часть \hat{r}_{j-m-1}^d , получаем вейвлет-разложение аппроксимации j -того уровня разложения \hat{r}_j для глубины разложения m :

$$\hat{r}_j = \hat{r}_{j-m} + \hat{r}_{j-m}^d + \dots + \hat{r}_{j-1}^d; \quad (5)$$

$$\hat{r}_j = \sum_{i \in Z} a_{j-m,i} \Phi_{j-m,i} + \sum_{i \in Z} d_{j-m,i} \Psi_{j-m,i} + \dots + \sum_{i \in Z} d_{j-1,i} \Psi_{j-1,i}. \quad (6)$$

Вейвлет-разложения (5), (6) можно изобразить в виде следующей схемы нахождения коэффициентов:

$$\hat{r}_j \rightarrow a_0 \rightarrow \{a_1, d_1\} \rightarrow \{a_2, d_2, d_1\} \rightarrow \dots \{a_M, d_M, d_{M-1}, \dots, d_1\}.$$

Таким образом, на каждой итерации находится одно-, двухуровневое или более глубокое разложение невязки $r^{(k)}$. Затем к каждому из коэффициентов детализации уровня j применяется процедура порогового удаления. В соответствии с жесткой пороговой обработкой все коэффициенты $d_{j,i}$ уровня j , большие или равные порогу Q_j , сохраняются неизменными, а прочие, не удовлетворяющие данному условию, отбрасываются: $\tilde{d}_{j,i} = \alpha(d_{j,i})d_{j,i}$, где $\alpha(d_{j,i})$ – множитель, определяющий жесткий

порог: $\alpha(d_{j,i}) = 0$, если $|d_{j,i}| < Q_j$; $\alpha(d_{j,i}) = 1$, если $|d_{j,i}| \geq Q_j$.

Использование мягкой пороговой обработки подразумевает пересчет коэффициентов детализации $d_{j,i}$ следующим образом: $\tilde{d}_{j,i} = \text{sign}(d_{j,i}) \cdot (|d_{j,i}| - Q)$, где Q – некоторое пороговое значение. В этом случае наряду с обращением в 0 коэффициентов $d_{j,i}$, содержащих лишь помеху, происходит уменьшение коэффициентов детализации на величину Q , что соответствует шумоподавлению в информативных коэффициентах.

В случае использования процедуры пороговой обработки разложение невязки в ряд по скейлинг- и вейвлет-функциям имеет вид

$$\tilde{r} = \sum_i a_{j,i} \Phi_{j,i} + \sum_j \sum_i \tilde{d}_{j,i} \Psi_{j,i},$$

где $\{\tilde{d}_{j,i} | j, i \in Z\}$ – множество коэффициентов детализации невязки r , прошедших процедуру пороговой обработки.

Проведены вычислительные эксперименты по разрешению сигналов аналитических приборов. При использовании рассмотренного метода разрешения сигналов с вейвлет-подавлением помехи достигается высокая устойчивость к воздействию погрешности регистрации выходного сигнала анализатора. Метод вполне работоспособен при высоком уровне помехи, когда другие методы регуляризации не дают удовлетворительных результатов. Следует заметить, что процедура вейвлет-преобразования – ресурсоемкая процедура, а в задаче повышения разрешения сигналов она выполняется на каждой итерации. Алгоритм обработки сигналов, реализующий данный метод, требует использования достаточно производительной ЭВМ.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Галкин В.Я., Сайфуллин Р.Т.* Итерационный алгоритм восстановления сигналов при наличии ограничений // Прямые и обратные задачи математической физики. – М.: МГУ, 1991. – С. 45-48.
2. *Тихонов А.Н., Уфимцев М.В.* Статистическая обработка результатов экспериментов. – М.: МГУ, 1998. – 174 с.
3. *Тимановский А.Л.* Численные методы восстановления изображений в системах пассивного радиовидения: Препринт учебно-научного центра магнитной томографии и спектроскопии МГУ. – М.: ЦМТС МГУ, 2007. – 20 с.
4. *Раткевич С.С.* Вейвлет-анализ событий с малым энерговыделением в ионизационных детекторах // Вестник Харьковского университета. – 2006. – № 746. – С. 23-42.

Статья поступила в редакцию 4 февраля 2013 г.

ITERATIVE ALGORITHM FOR SEPARATING SIGNALS USING WAVELET REGULARIZATION

R. T. Sayfullin

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

An algorithm for separation of the combined signals in order to improve the reliability of determining the qualitative composition of multi-component mixtures is considered.

Keywords: *separation of signals, a wavelet-decomposition, iterative algorithm.*

Rauhat T. Sayfullin (Dr. Sci. (Techn.)), Professor.

БЕСКОНТАКТНОЕ ИЗМЕРЕНИЕ УГЛОВЫХ ПЕРЕМЕЩЕНИЙ И ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ

Ю.А. Чабанов, Я.И. Пешев

Самарский государственный технический университет, учебный центр «СамГТУ – Шнейдер-электрик»
443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

Описывается методика реализации системы измерения угловых перемещений и частоты вращения электродвигателя с использованием бесконтактного энкодера компании Austriamicrosystems. Приводится аналитическое выражение разрешающей способности и анализ источников погрешности измерения.

Ключевые слова: микроконтроллер, частота вращения, электродвигатель, элемент Холла, энкодер.

При проведении работ в области разработки, исследования и испытания электроприводов часто требуется знать актуальную (реальную) частоту вращения вала электродвигателя. Как правило, для такой цели используются тахогенераторы, тахомосты, фотооптические энкодеры. Использование тахомоста возможно только на электроприводах постоянного тока и требует дополнительного вмешательства в электрическую схему. Общим недостатком тахогенератора и фотооптического энкодера является необходимость контактного соединения их с валом электродвигателя, что усложняет и удорожает конструкцию в целом.

На сегодняшний день компания Austriamicrosystems выпускает однокристалльные бесконтактные датчики углового положения (энкодеры), позволяющие точно измерить угловое перемещение.

В составе бесконтактного энкодера имеются: массив элементов Холла, высококачественное быстродействующее сигма-дельта-АЦП, специально разработанное ядро цифровой обработки сигналов и интерфейсы ввода/вывода.

Микросхема энкодера выпускается по стандартному КМОП-процессу и использует современные технологии мониторинга распределения магнитного поля по всей поверхности чувствительного сенсора. Интегрированные элементы Холла размещены по кругу и центрированы относительно верхней плоскости корпуса микросхемы.

Для измерения углового перемещения вала на последнем устанавливается двухполюсный магнит, который располагается по центру корпуса микросхемы энкодера (рис. 1).

Информация о текущем положении магнита и, следовательно, вала формируется на выходе массива элементов Холла в аналоговой форме и оцифровывается сигма-дельта-АЦП. Полученные значения АЦП обрабатываются ядром цифровой обработки сигналов с целью фильтрации и получения значения текущего угла поворота вала. Кроме того, определяется дополнительная сервисная информация об изменениях зазора между магнитом и плоскостью бесконтактного энкодера, а также валидность полученных данных.

Для согласования энкодера с внешним микроконтроллером имеются несколько

Юрий Александрович Чабанов (к.т.н., доц.), доцент кафедры «Электропривод и промышленная автоматика».

Ярослав Иванович Пешев (к.т.н.), инженер учебного центра «СамГТУ – Шнайдер-Электрик».

типов интерфейсов в зависимости от конкретной модели:

- SPI;
- I2C;
- квадратурный выход;
- выход широтно-импульсного модулятора;
- выход 10-разрядного АЦП.

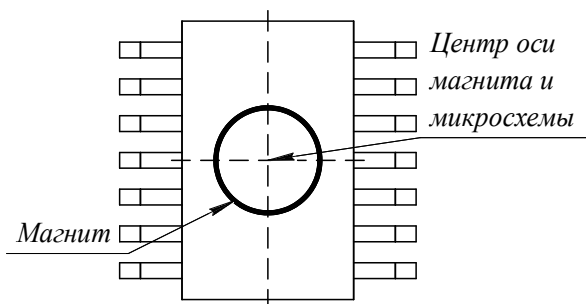


Рис. 1. Расположение магнита и микросхемы бесконтактного энкодера

К основным достоинствам бесконтактного энкодера следует отнести:

- бесконтактное измерение угловых перемещений с высокой точностью (не хуже $\pm 0,5^\circ$);
- настраиваемое «нулевое» положение;
- контроль ошибок положения магнита и потерь питания;
- определение осевого движения магнита;
- оптимальное соотношение скорость/помехи;
- широкий диапазон рабочих температур: $-40 - +125^\circ\text{C}$;
- компактный корпус SSOP 16.

Рассмотрим последовательность действий по определению частоты вращения вала путем использования упомянутого выше бесконтактного энкодера.

Общеизвестно, что частота вращения вала ω есть изменение его угла положения φ во времени:

$$\omega = \frac{d\varphi}{dt}.$$

При учете сказанного, а также дискретной природы формирования информации об изменении угла поворота в энкодере, становится очевидным, что для определения частоты вращения необходимо измерять длительность одной дискреты изменения угла поворота.

Одной из важнейших характеристик бесконтактного энкодера является параметр *PropagationDelays*, который характеризует время, затраченное на АЦП-преобразование и цифровую обработку сигнала. Таким образом, накладывается ограничение на период опроса бесконтактного энкодера. Кроме того, наличие указанной задержки приводит к линейному увеличению ошибки измерения угла положения вала с ростом частоты вращения:

$$e_{\text{smp}}(\text{DEG}) = 6 \cdot n \cdot \text{PropagationDelays},$$

где $e_{\text{smp}}(\text{DEG})$ – ошибка измерения угла, градус; n – частота вращения, об/мин; *PropagationDelays* – параметр энкодера (задержка, с).

Измерение текущего положения вала электродвигателя можно проводить в двух

режимах – Fast mode и Slow mode. Режим Fast mode характеризуется наименьшим значением *PropagationDelays*, но и меньшей точностью.

В процессе чтения информации внешним микроконтроллером также возникает задержка *CPUDelays*, которая зависит от скорости передачи данных, построения алгоритма чтения, архитектуры и быстродействия ядра микроконтроллера.

Очевидно, что общая задержка τ между достижением валом некоторого фиксируемого бесконтактным энкодером значения угла и чтением этого значения внешним микроконтроллером

$$\tau = PropagationDelays + CPUDelays .$$

Применение высокоскоростных 16-битных микроконтроллеров, например семейства PIC24, а также быстродействующих алгоритмов позволяет обеспечить

$$PropagationDelays \ll CPUDelays ;$$

таким образом, можем считать

$$\tau = PropagationDelays .$$

Из вышесказанного следует, что период опроса τ_{CPU} внешним микроконтроллером бесконтактного энкодера составит

$$\tau_{CPU} \leq \tau = const .$$

Основываясь на предыдущих рассуждениях, можно синтезировать следующий алгоритм измерения частоты вращения вала.

1. Внешний микроконтроллер производит обнуление счетчика количества чтений бесконтактного энкодера N , что соответствует некоторому мгновенному значению угла поворота вала α_0 .

2. С периодом τ_{CPU} внешний микроконтроллер опрашивает бесконтактный энкодер; когда информация о мгновенном положении вала станет отличной от α_0 , новое мгновенное значение угла поворота α_1 сохраняется.

3. С периодом τ_{CPU} инкрементируется счетчик N , а также производится опрос бесконтактного энкодера. Когда значение мгновенного угла поворота будет отличным от α_1 , произойдет останов цикла измерения, инкремента счетчика N , а зафиксированное значение мгновенного угла поворота α_2 сохранится.

Процесс формирования измерений показан на рис. 2.

Текущая частота вращения вала n [об/мин] определится по формуле

$$n = \frac{60}{2^{N_{ENC}} \tau_{CPU} N} , \tag{1}$$

где N_{ENC} – разрядность энкодера.

Для предложенного алгоритма максимально возможная измеряемая частота вращения в соответствии с (1) определится как

$$n = \frac{60}{2^{N_{ENC}} \tau_{CPU}} .$$

Определить направление вращения можно следующим образом:

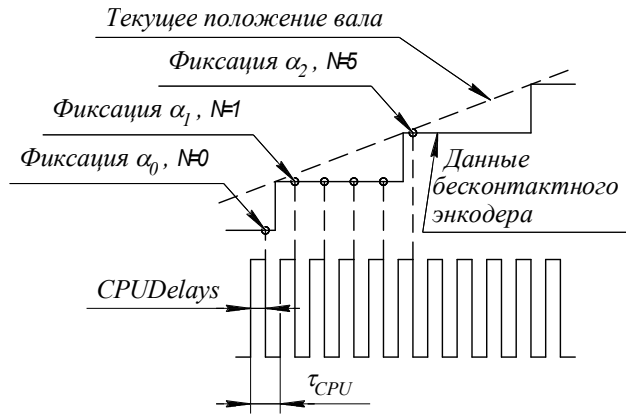


Рис. 2. Процесс формирования измерения частоты вращения вала электродвигателя

– если $\alpha_2 - \alpha_1 = 1$ или $\alpha_2 - \alpha_1 = -(2^{N_{ENC}} - 1)$, то направление вращения осуществляется по часовой стрелке;

– если $\alpha_2 - \alpha_1 = -1$ или $\alpha_2 - \alpha_1 = (2^{N_{ENC}} - 1)$, то направление вращения происходит против часовой стрелки.

Анализируя приведенный алгоритм, легко заметить, что с изменением текущей частоты вращения изменяется и разрешающая способность измерения, последняя уменьшается с ростом частоты вращения по нелинейному закону.

Найдем аналитическое выражение для определения максимальной частоты вращения вала N_{Dmax} , выраженной в количествах инкрементов счетчика N , при которой разрешающая способность D не превысит требуемого значения.

Так как разрешающая способность есть разность между двумя соседними результатами измерения

$$-D = N_{Dmax} - (N_{Dmax} - 1),$$

то с учетом (1) имеем:

$$-D = \frac{60}{2^{N_{ENC}} \tau_{CPU} N_{Dmax}} - \frac{60}{2^{N_{ENC}} \tau_{CPU} (N_{Dmax} - 1)}. \quad (2)$$

Решим уравнение (2) относительно n_{Dmax} . Формула для нахождения корней имеет вид

$$N_{Dmax1,2} = \frac{2^{N_{ENC}} \tau_{CPU} \pm \sqrt{(2^{N_{ENC}})^2 \tau_{CPU}^2 + \frac{240 \cdot 2^{N_{ENC}} \tau_{CPU}}{D}}}{2 \cdot 2^{N_{ENC}} \tau_{CPU}}. \quad (3)$$

Следует заметить, что в соответствии с алгоритмом измерения частоты вращения счетчик N может принимать только положительные значения, поэтому следует выбирать положительный корень уравнения (2).

Максимальная частота вращения вала (в об/мин) n_{Dmax} , при которой разрешающая способность D не превышает требуемого значения:

$$n_{Dmax} = \frac{60}{2^{N_{ENC}} \tau_{CPU} N_{Dmax1,2}}. \quad (4)$$

Методика определения n_{Dmax} следующая:

- задать требуемое предельное значение разрешающей способности D ;
- решить уравнение (2) по формуле (3) и в качестве N_{Dmax} выбрать положительный корень;
- по формуле (4) рассчитать максимальную частоту вращения вала N_{Dmax} .

Абсолютная погрешность измерения определяется величиной несоосности центров магнита и массива элементов Холла, интегральной и дифференциальной погрешностями бесконтактного энкодера, а также точностью тактового генератора, детерминированностью времени реакции на возникновение прерывания и быстродействием ядра внешнего микроконтроллера. В связи с этим можно сформировать рекомендации по повышению точности измерения в целом:

- величина несоосности центров магнита и массива элементов Холла не должна превышать значения, указанного в паспорте на бесконтактный энкодер;
- частоту тактового генератора необходимо стабилизировать кварцевым резонатором;
- использовать микроконтроллеры с производительностью не менее 16 МiPS и качественным контроллером прерываний;
- оптимизировать программу для достижения наилучшего быстродействия.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Аксенова Е.Н. Элементарные способы оценки погрешностей результатов прямых и косвенных измерений: Учеб. пособие. – М.: Изд. МИФИ, 2003. – 16 с.
2. Фридман А.Э. Основы метрологии. Современный курс. – СПб., 2008. – 284 с.

Статья поступила в редакцию 28 февраля 2013 г.

NON-CONTACT MEASUREMENT OF THE ANGULAR MOVEMENT AND MOTOR SPEED

Y.A. Chabanov, Y.I. Peshev

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

This article describes how to implement a system of measuring the angular displacement and motor speed, using a contactless encoder, which was sold by Austriamicrosystems company. Analysis measurement error and the analytical expression for resolution are presented.

Keywords: *encoder, Hall generator, microcontroller, motor, motor speed.*

АЛГОРИТМИЗАЦИЯ ПРОЦЕССА ВРЕЗНОГО ШЛИФОВАНИЯ ПРИ СЛУЧАЙНОМ ХАРАКТЕРЕ ПАРАМЕТРОВ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ СТАНКА И ОБЛАСТИ ОГРАНИЧЕНИЙ НА ФАЗОВЫЕ КООРДИНАТЫ

В.Г. Щетинин

Самарский государственный технический университет
443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244
E-mail: schetinin_v@mail.ru

Рассматриваются вопросы управления технологическим процессом врезного шлифования при учете случайного характера ограничений на фазовые координаты и параметров математической модели процесса. Предложена методика синтеза алгоритма управления. Оценено повышение производительности при применении таких алгоритмов.

Ключевые слова: врезное шлифование, алгоритмизация, вероятностные характеристики, ограничения на фазовые координаты, математическая модель объекта.

Технологический процесс шлифования (ТПШ) принадлежит к классу финишных операций металлообработки, во многом определяющих качественные показатели обработанных деталей. Список выходных параметров включает ряд геометрических показателей – размер, шероховатость, отклонение от желаемого профиля – и ряд физико-механических параметров, имеющих определяющее влияние на долговечность и надежность – характер и величина остаточных напряжений, а также наличие и глубина ожогового слоя, образующегося за счет действия высокотемпературного поля в процессе обработки. Один из видов ТПШ – врезное шлифование – является широко распространенным для массовых ответственных деталей: кольца подшипников качения, элементы буровых долот и других. Он реализуется на станках с автоматическим или полуавтоматическим циклом. Вследствие этого актуальной задачей при автоматизации процесса врезного шлифования является разработка детерминированных алгоритмов управления, обеспечивающих при максимальной производительности заданные параметры качества.

Эта задача осложняется рядом объективных причин, вытекающих из особенностей ТПШ. К ним относятся:

– вариации режущих свойств инструмента от одной реализации процесса к другой (от одной правки инструмента к другой) и, как следствие, вариации статических и динамических параметров математической модели, вызванные случайным законом распределения параметров абразивных зерен;

– вариации физико-химических и механических свойств поверхностного слоя заготовок.

Это приводит, с одной стороны, к тому, что детерминированный алгоритм управления порождает ансамбль фазовых траекторий ТПШ в координатах «припуск S_d – скорость съема металла V_d », а с другой – к тому, что детерминированное ограничение на фазовые координаты ТПШ по ожогам преобразуется в область с вероятностными характеристиками.

Используя устоявшиеся понятия и терминологию, принятые в [1], можно записать следующее.

При работе инструмента в режиме самозатачивания справедливо описание ТПШ в виде аperiodического звена первого порядка [1]:

$$W(p) = \frac{V_d(p)}{V_c(p)} = \frac{K_1}{T_1 p + 1}, \quad (1)$$

где V_d и V_c – соответственно скорость съема металла и скорость подачи суппорта; K_1 – коэффициент передачи ТПШ по скорости; T_1 – постоянная времени.

Адекватность модели (1) подтверждена многочисленными теоретическими и экспериментальными результатами. Учет вариаций режущих свойств приводит к тому, что в передаточной функции ТПШ постоянная времени T_1 описывается некоторым законом распределения. Для параметрической идентификации были обработаны данные, полученные при обработке нескольких партий колец подшипников 180503(01) из стали ШХ15 в соответствии с технологией, принятой в подшипниковом производстве. Объем выборки составил 530 изделий. Исходная гипотеза о нормальном законе распределения проверена по критериям Колмогорова и ω^2 . Математическое ожидание и среднеквадратическое отклонение соответственно равны $m(T) = 1,205$ с и $\sigma(T) = 0,2$ с.

Для вышерассмотренного объекта управления требуется найти детерминированный алгоритм управления, обеспечивающий заданную вероятность брака по ожогам при массовой реализации. Область ограничения при этом описывается некоторым двумерным (в координатах $S_d - V_d$) вероятностным законом распределения. Связь технологических переменных (скорости подачи и резания, частоты вращения детали, режущих свойств инструмента и теплофизических характеристик заготовки) и вероятности возникновения ожога заданной глубины ζ может быть определена в виде

$$p_\zeta(h) = A(\zeta) K_i^{\alpha(\zeta)} F_o^{\beta(\zeta)}, \quad (2)$$

где $p_\zeta(h)$ – вероятность возникновения ожога глубиной ζ ; K_i – критерий Кирпичева, зависящий от энергетических факторов (скоростей резания и подачи); F_o – критерий Фурье, зависящий от времени контакта и теплопроводности материала заготовки. Поэпномиальная форма (2) представления искомой зависимости объясняется достаточно хорошей сходимостью в таком случае экспериментальных данных с аппроксимирующей функцией.

Используя известные зависимости для описания температурного поля движущегося источника [2, 3] и экспериментальные данные о связи глубины ожога ζ и скорости съема металла, ограничение по ожогам можно представить в рассматриваемых фазовых координатах $S_d - V_d$ в виде области со следующим законом распределения вероятности брака:

$$f_\zeta(S_d, V_d) = (\sqrt{2\pi} a V)^{-1} \exp\left[-(S - A_0 \ln V B_0^{-1})^2 / 2a_0^2 V^2\right], \quad (3)$$

где A_0 и B_0 – коэффициенты, определяющие параметры математического ожидания на выбранной фазовой плоскости; a_0 – некоторый коэффициент пропорциональности, связывающий дисперсии законов распределения случайного параметра объекта управления (T_i) и ансамбля траекторий. Параметры, входящие в (3), могут быть определены, например, по результатам разрушающего или неразрушающего контрольных выборок изделий.

При известных вероятностных параметрах законов $f(T_1)$ и $f_\zeta(S_d, V_d)$ вероятность брака p_b в каждом сечении V_i фазовой плоскости может быть определена:

$$p_b(V = V_i, S) = \int_0^{s_n} f_\zeta(S) \left[\int_{T_{1\min}}^{T_{1\max}} f_s(T_1, S) dT_1 \right] dS. \quad (4)$$

Приравняв (4) предельно допустимому по технологии значению вероятности брака, получим выражение для локального критерия оптимальности. Численное решение для $V \in [V_{\max}, 0]$ позволяет определить траекторию математического ожидания ансамбля выходной координаты. При известной модели объекта управления не представляет труда определить численно требуемый закон изменения управляющего воздействия.

Моделирование ситуации, имитирующей обработку кольца 180503(01) на станке АНК-2 с использованием экспериментальных данных по параметрам ожогового слоя, полученным с помощью оригинального токовихревого прибора неразрушающего контроля, показало, что возможно повышение производительности существующего оборудования на этапе чистового шлифования на 18...25 % при сохранении допустимой вероятности возникновения брака по ожогам.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

4. Михелькевич В.Н. Автоматическое управление шлифованием. – М.: Машиностроение, 1975. – 304 с.
5. Репко А.В. Максимально возможная температура срезаемой одним зерном стружки // Вестник ИжГТУ. – 2008. – № 2. – С. 18-21.
6. Резников А.Н. Теплофизика процессов механической обработки материалов. – М.: Машиностроение, 1981. – С. 279.

Статья поступила в редакцию 4 февраля 2013 г.

ALGORITHMIZATION OF THE PLUNGE GRINDING PROCESS WITH RANDOM TYPE OF PARAMETERS OF THE MATHEMATICAL MODEL OF THE MACHINE AND THE RESTRICTION DOMAIN OF PHASE-SPACE COORDINATES

V.G. Schetinin

The questions of the control of plunge grinding manufacturing method under the conditions of random type of restrictions on phase-space coordinates and parameters of mathematical model are considered. The method of control algorithm synthesis is proposed. The efficiency improving under such algorithms is estimated.

Keywords: *plunge grinding, algorithmization, phase-space coordinates restrictions, probabilistic characteristic, mathematical model of the object.*

ПРАВИЛА ДЛЯ АВТОРОВ

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

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

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

Требования к оформлению статей находятся на сайте университета

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

К статье прилагаются:

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

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

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

Справки по телефонам:

337 07 00 – Эдгар Яковлевич Рапопорт

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

Редколлегия журнала