

МЕХАТРОНИКА, АВТОМАТИЗАЦИЯ, УПРАВЛЕНИЕ

№ 6 (111)

ИЮНЬ

2010

Редакционный совет:

КУЗНЕЦОВ Н. А.
МАКАРОВ И. М.
МАТВЕЕНКО А. М.
ПЕШЕХОНОВ В. Г.
СОЛОМЕНЦЕВ Ю. М.
ФЕДОРОВ И. Б.

Главный редактор:

ТЕРЯЕВ Е. Д.

Заместители гл. редактора:

ПОДУРАЕВ Ю. В.
ПУТОВ В. В.
ЮЩЕНКО А. С.

Выпускающий редактор:

ФИЛИМОНОВ Н. Б.

Ответственный секретарь:

ПЕТРИН К. В.

Редакционная коллегия:

АЛЕКСАНДРОВ В. В.
АНТОНОВ Б. И.
АРШАНСКИЙ М. М.
БОГАЧЕВ Ю. П.
БУКОВ В. Н.
ВОСТРИКОВ А. С.
ГРАДЕЦКИЙ В. Г.
ГОЛУБЯТНИКОВ И. В.
ИВЧЕНКО В. Д.
ИЛЬЯСОВ Б. Г.
КАЛЯЕВ И. А.
КОЛОСОВ О. С.
КОРОСТЕЛЕВ В. Ф.
КРАСНЕВСКИЙ Л. Г.
КУЗЬМИН Н. Н.
ЛЕБЕДЕВ Г. Н.
ЛЕОНОВ Г. А.
ЛЁВИН Б. А.
ЛОХИН В. М.
НОРЕНКОВ И. П.
ПАВЛОВСКИЙ В. Е.
РАПОПОРТ Э. Я.
РАССАДКИН Ю. И.
РАЧКОВ М. Ю.
РЕЗЧИКОВ А. Ф.
СЕБРЯКОВ Г. Г.
СИГОВ А. С.
СИРОТКИН О. С.
СОЙФЕР В. А.
ТИМОФЕЕВ А. В.
ФИЛАРЕТОВ В. Ф.
ФУРСОВ В. А.
ХИМЕНКО В. И.
ЮРЕВИЧ Е. И.
ЮСУПОВ Р. М.

Редакция:

БЕЗМЕНОВА М. Ю.
ГРИГОРИН-РЯБОВА Е. В.
ЧУГУНОВА А. В.

СОДЕРЖАНИЕ

МЕТОДЫ ТЕОРИИ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

Кудинов Ю. И., Кудинов И. Ю. Устойчивость нечетких автоматных и реляционных динамических систем 2

КОНТРОЛЬ И ДИАГНОСТИКА В ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

Габидулин М. А. Экстремальный метод повышения точности фотоэлектрических цифровых преобразователей перемещений 13

Волков В. С., Баринев И. Н. Диагностическое обеспечение интеллектуальных полупроводниковых датчиков давления 22

Береснев А. Л., Береснев М. А. Виброакустический метод диагностики двигателя внутреннего сгорания 27

УПРАВЛЕНИЕ СТАНОЧНЫМ ОБОРУДОВАНИЕМ

Зориктуев В. Ц., Шангареев Р. Р. Исследование возможностей нечетких моделей процесса точения в задачах управления режимами резания 33

Бобырь М. В., Титов В. С., Беломестная А. Л. Стабилизация теплового режима в процессе резания 38

Мартинев Г. М., Обухов А. И., Пушкин Р. Л. Принцип построения универсального интерпретатора языка программирования высокого уровня для систем ЧПУ 42

РАСПОЗНАВАНИЕ И ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ ДВИЖУЩИХСЯ ОБЪЕКТОВ

Тимофеев А. В., Дерин О. А., Гуленко И. Е., Андреев В. А. Распознавание объектов в сложных мультиизображениях и методы и средства видеозахвата движений 51

Зенкевич С. Л., Минин А. А., Све Лин Хтун Аунг. Еще одно решение задачи построения 3D-карты 55

Журнал в журнале

"УПРАВЛЕНИЕ И ИНФОРМАТИКА В АВИАКОСМИЧЕСКИХ И МОРСКИХ СИСТЕМАХ"

Корсун О. Н., Лещенко И. А., Немичев М. В. Исследование возможностей фазохронметрических методов в задаче диагностики газовоздушного тракта авиационных газотурбинных двигателей 63

Солдаткин В. В., Никитин А. В. Система воздушных сигналов вертолета на основе неподвижного комбинированного аэрометрического приемника 71

Contents. 79

Журнал входит в Перечень периодических изданий, рекомендованных ВАК РФ для публикации основных результатов диссертаций на соискание ученой степени доктора и кандидата наук; журнал включен в систему Российского индекса научного цитирования

Информация о журнале доступна по сети Internet по адресу:
<http://novtex.ru/mech>, e-mail: mec@novtex.ru

УДК 681.52.011

Ю. И. Кудинов, д-р техн. наук, проф., зав. кафедрой,
Липецкий государственный
технический университет,
И. Ю. Кудинов, вед. программист,
АО "Промсервис-регион"
kui_kiu@lipetsk.ru

Устойчивость нечетких автоматных и реляционных динамических систем

Рассматриваются нечеткие автоматные и реляционные динамические модели и системы, а также методы анализа устойчивости нечетких систем управления.

Ключевые слова: нечеткие автоматные и реляционные модели и системы управления, методы анализа устойчивости

Введение

Во многих случаях устойчивость системы управления является необходимым условием для использования последней. Существует много эффективных методов анализа линейных систем управления. Однако обоснование устойчивости нелинейных систем, к числу которых относятся нечеткие системы управления, до сих пор остается очень сложной проблемой. В 1992 г. было даже высказано пессимистическое утверждение о невозможности создания методов проверки устойчивости нечетких систем управления [1], и у некоторых специалистов по управлению возникло сомнение [2]: можно ли вообще применять нечеткие регуляторы в критических условиях, когда должна быть обеспечена устойчивость системы управления. Трудности, связанные с обоснованием устойчивости нечетких регуляторов, существенно сужают область их практического использования. Для преодоления этого недостатка с начала 80-х годов прошлого столетия и до настоящего времени достаточно интенсивно разрабатываются методы проверки устойчивости нечетких систем. Значительное число методов анализа устойчивости нечетких систем управления в разной степени используют нечеткие динамические модели объекта управления и/или регулятора.

В данной статье рассматриваются автоматные и реляционные нечеткие динамические модели и системы и методы исследования их устойчивости.

1. Нечеткие автоматные и реляционные динамические модели и системы

Введем понятия входного U и выходного Y универсальных множеств, определяемых диапазоном изменения соответствующих входной u и выходной y переменных. Непрерывные переменные $u(t)$ и $y(t)$ на интервале времени $t \in [0, T]$ имеют универсальные множества $U = \{u : u_{\min} \leq u(t) \leq u_{\max}, t \in [0, T]\}$ и $Y = \{y : y_{\min} \leq y(t) \leq y_{\max}, t \in [0, T]\}$, а дискретные переменные $u(t)$ и $y(t)$, заданные в моменты времени $t = 0, 1, 2, \dots, N$, имеют универсальные множества $U = \{u : u_{\min} \leq u(t) \leq u_{\max}, t = \overline{0, N}\}$ и $Y = \{y : y_{\min} \leq y(t) \leq y_{\max}, t = \overline{0, N}\}$. Дискретные моменты времени $t = 0, 1, 2, \dots, N$ — это коэффициенты временного ряда $0, 1\Delta, 2\Delta, \dots, N\Delta$, в котором Δ — интервал квантования. В непрерывных системах Δ стремится к нулю, а в дискретных — Δ равен константе.

Теперь определим для переменной u (справедливые также для y) такие понятия, как нечеткое подмножество, нечеткое отношение, нечеткая и лингвистическая переменная, а также нечеткое отношение.

Нечетким подмножеством U универсального множества U называется множество пар [3]

$$U = \{u, U(u)\},$$

содержащее функцию принадлежности $U(u)$, которая ставит в соответствие каждому элементу $u \in U$ число $U(u) \in [0, 1]$, характеризующее степень совместимости элемента u с нечетким множеством U .

Нечеткой переменной называется тройка $\langle u, U, U \rangle$, где u — наименование нечеткой переменной; U — нечеткое множество на универсальном множестве U , описывающее ограничения на возможные изменения u .

Лингвистическая переменная характеризуется набором $\langle u, T_u, U \rangle$, в котором u — название переменной, T_u — терм-множество лингвистических значений переменной u с соответствующими функциями принадлежности и областью определения U .

Аналогичные определения нечеткой $\langle y, Y, Y \rangle$ и лингвистической $\langle y, T_y, Y \rangle$ переменных можно сформулировать и для выходной переменной y .

Нечеткие и лингвистические переменные позволяют формализовать качественную экспертную информацию о динамическом поведении объекта, опираясь на непрерывную и конечно-разностную интерпретацию.

Нечеткой будем называть систему, поведение которой во времени описывается нечеткими динамическими моделями.

Для описания и исследования устойчивости обобщенных нечетких динамических систем были предложены нечеткие автоматные модели [4]

$$\dot{X} = F(X, U), \quad (1.1)$$

непрерывные [5, 6, 7]

$$\dot{X} = X \circ R \quad (1.2)$$

и дискретные реляционные уравнения для состояния X

$$X(t + 1) = X(t) \circ R \quad (1.3)$$

и выхода Y при воздействии управления U [6]

$$Y(t + 1) = Y(t) \circ U(t) \circ R. \quad (1.4)$$

Здесь \circ — операция максиминной композиции Заде [3]; R — нечеткое отношение.

Нечеткая автоматная модель (1.1) задается в виде таблицы, элементами которой могут быть следующие лингвистические значения нечетких переменных \dot{X} , X , U :

NB — большое отрицательное, NM — среднее отрицательное, NS — малое отрицательное, ZE — нулевое, PS — малое положительное, PM — среднее положительное, PB — большое положительное.

Следовательно, имеет место равенство для термножеств $T_{\dot{X}} = T_X = T_U = (NB, NM, NS, ZE, PS, PM, PB)$. Нечеткая автоматная модель объекта, заимствованная из [4], представлена в табл. 1.1 в форме так называемой лингвистической динамики. Автоматная модель (1.1) подобна многоуровневому и двухходовому нечеткому безынерционному автомату. Данные табл. 1.1, описывающие лингвистическую динамику объекта, дают возможность записать нечеткую модель (1.1) в виде правил, одно из которых (отмеченное звездочкой) выглядит так:

$$\text{если } U = NS \text{ и } X = PS, \text{ то } \dot{X} = NM^*. \quad (1.5)$$

Таблица 1.1

Лингвистическая динамика объекта

$U \backslash X$	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	ZE	NS	NS	NM	NB	NM	NS
NM	PB	ZE	NB	NB	NB	NM	NB
NS	NS	NS	ZE	NM	NM^*	NB	NB
ZE	PB	PB	PB	ZE	PS	PS	PS
PS	NM	ZE	PS	NB	PB	PM	PB
PM	NM	NS	ZE	PS	ZE	NS	NB
PB	NB	NB	NB	ZE	PB	PB	PB
	\dot{X}						

Область применения нечеткой модели (1.1) крайне ограничена: она пригодна для описания объектов, имеющих один выход и не более чем два входа.

Реляционное уравнение отношения (1.2) имеет больше теоретическую, нежели практическую ценность. В ходе аналитического исследования дифференциального уравнения (1.2) и дискретного уравнения (1.3) были установлены следующие специфические свойства нечеткой динамической системы [8]:

- в нечеткой динамической системе подвержены изменениям структура и/или начальные условия;
 - нечеткая динамическая система может иметь несколько решений при одинаковых начальных условиях;
 - нечеткая динамическая система определена на неассоциативном временном пространстве.
- Кроме того, у нечеткого множества \dot{X} , заданного как

$$\dot{X}(\dot{x}) = \bigvee_{x \in X} [X(x) \wedge R(x, \dot{x})],$$

в работе [8] изучались такие свойства его α сечения ($1 > \alpha > 0$)

$$\dot{x}_\alpha(t) = \{x \in X: \bigvee_{x \in X} [X(x) \wedge R(x, \dot{x})] \geq \alpha\},$$

как непрерывность по Липшицу, дифференцируемость и существование решения — α -траектории $x_\alpha(t)$, проходящей через заданную точку $x^0(t)$ в некоторый момент времени (t).

Для этого динамические процессы будем рассматривать как в непрерывном $t \in [0, T]$, так и в дискретном $t = 0, 1, 2, \dots, N$ времени. Для описания динамических процессов в дискретные моменты времени $t = 0, 1, 2, \dots, N$ будем использовать широко известную обобщенную структуру разностного уравнения порядка r , s

$$y(t + 1) = F(y(t), u(t)), \quad (1.6)$$

где $y(t) = (y(t), \dots, y(t - r + 1))$ — векторы выходных переменных; $u(t) = (u(t), \dots, u(t - s + 1))$ — вектор входных переменных.

Опираясь на структуру (1.6), запишем нечеткое дискретное реляционное уравнение [9]

$$Y(t + 1) = Y(t) \circ \dots \circ Y(t - r + 1) \circ U(t) \circ \dots \circ U(t - s + 1) \circ R, \quad (1.7)$$

где $Y(t + 1), \dots, Y(t - r + 1) \in \mathfrak{Z}(Y)$, $U(t), \dots, U(t - s + 1) \in \mathfrak{Z}(U)$ — нечеткие множества, $R \in \mathfrak{Z}(Y \times \dots \times Y \times U \times \dots \times U)$ — нечеткое отношение.

Концептуально нечеткая динамическая конечно-разностная реляционная модель состоит из четырех блоков (рис. 1.1):

- дефаззификации (*Defuzzification*) Def входной числовой информации в лингвистическую;
- обработки лингвистических данных (нечеткого отношения), результатом которой является выходное нечеткое множество $Y(t + 1)$;

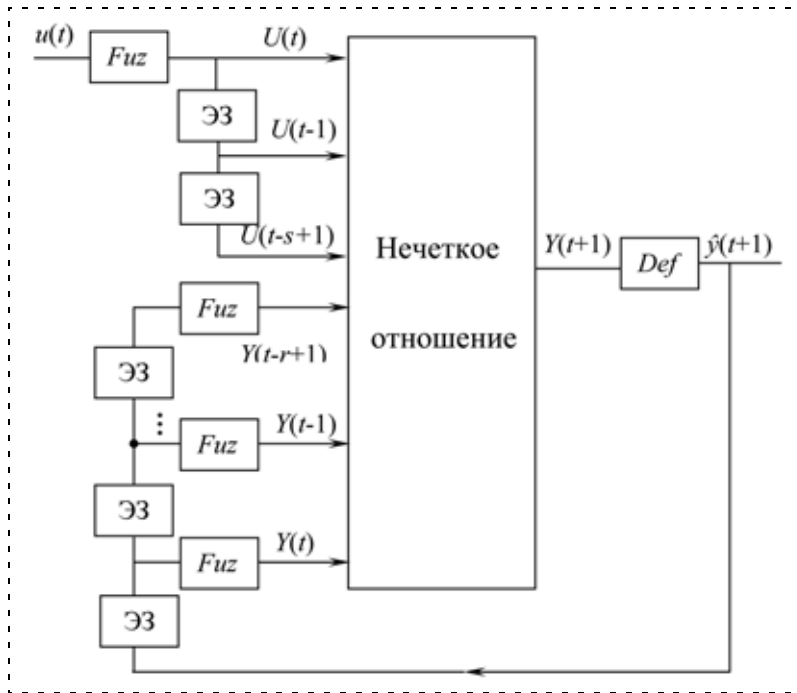


Рис. 1.1. Схема нечеткой реляционной модели

- фаззификации (*Fuzzyfication*) *Fuz* лингвистической информации, выходящей из блока обработки $Y(t+1)$, в числовое значение выхода $\hat{y}(t+1)$;
 - запаздывания ЭЗ на один временной интервал.
- Модель блока лингвистической обработки отвечает уравнению (1.7), а нечеткое отношение R определяется следующим образом:

$$R: \underbrace{\mathbf{U} \times \dots \times \mathbf{U}}_{s \text{ раз}} \times \underbrace{\mathbf{Y} \times \dots \times \mathbf{Y}}_{r+1 \text{ раз}} \rightarrow [0, 1].$$

С учетом схемы на рис. 1.1 и уравнения (1.7) нечеткую модель можно записать так:

$$\hat{y}(t+1) = F(\hat{y}(t), u(t), \xi), \quad (1.8)$$

где $\xi = (d, r, s)$ — обобщенный вектор, который содержит вектор параметров $d = (d_{u,1}, \dots, d_{u,s}, d_{y,1}, \dots, d_{y,r})$, состоящий из векторов параметров $d_{u,i}$ и $d_{y,j}$ соответствующих функций принадлежности $U(u(t-i+1))$, $d_{u,i}$, $i = \overline{1, s}$, и $Y(\hat{y}(t-j+1))$, $d_{y,j}$, $j = \overline{1, r}$, и структурные элементы — числа r, s , характеризующие порядок разностного уравнения (1.7).

Следует подчеркнуть отличие структур (1.6) и (1.8) нечетких моделей: в правой части (1.6) используются измеренные выходы $y(t), \dots, y(t-r+1)$, а в правой части (1.8) — выходы $\hat{y}(t), \dots, \hat{y}(t-r+1)$, рассчитанные по нечеткой модели в моменты времени $t, t-1, \dots, t-r+1$.

В последующем материале основное внимание будет уделено анализу устойчивости дискретных динамических нечетких систем, имеющих наибольшее практическое применение.

2. Устойчивость нечетких автоматных динамических систем

Для целей анализа устойчивости будем использовать универсальную схему замкнутой системы управления для $X = Y$, ($x = y$), изображенную на рис. 2.1.

На схеме приведены следующие обозначения лингвистических и обычных (в скобках) переменных: $Y_0 (y_0)$ — задание; $E (e)$ — ошибка; $U (u)$ — управление; $X (x)$ — состояние (выход при $x = y$); $\dot{X} (\dot{x})$ — скорость изменения состояния (выхода при $\dot{x} = \dot{y}$); $X(t+1)$ — состояние (выход при $x(t+1) = y(t+1)$) в момент времени $t+1$.

Предусматриваются различные, отмеченные штриховыми линиями, соединения элемента сравнения, образующего ошибку $e = y_0 - Bx$ (или $e = y_0 - By$ при $x = y$), и регулятора (C — *controller*) с функцией преобразования F_c , регулятора и объекта (P — *process*) с функцией преобразования A , а также элемент обратной связи с функцией преобразования B .

Следует подчеркнуть, что автоматные нечеткие модели объекта и регулятора подобны безынерционным звеньям. В настоящее время развиваются два подхода к анализу устойчивости такого рода нечетких систем управления.

Первый подход, известный как метод лингвистической динамики [4], предназначен для анализа устойчивости нечетких систем управления по известным представленным в виде таблиц нечетким автоматным моделям объекта и оптимальной замкнутой системы, а также для нахождения нечеткой автоматной модели регулятора.

Второй подход опирается на применение известных методов исследования устойчивости традиционной нелинейной системы [10], состоящей из нелинейного безынерционного элемента — не-

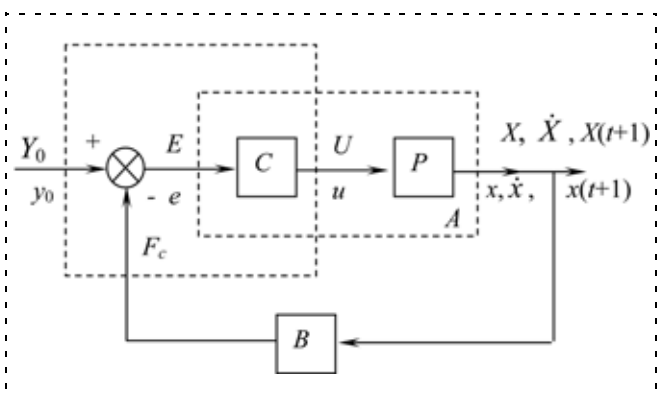


Рис. 2.1. Замкнутая система управления

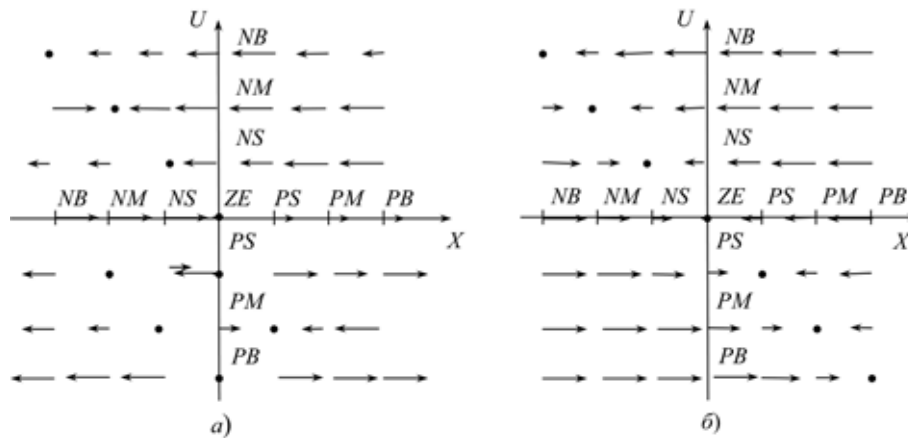


Рис. 2.2. Изображение лингвистической динамики

четкого регулятора — и линейного динамического объекта.

Начнем с анализа устойчивости нечеткого объекта управления

$$\dot{X} = F_p(X, U), \quad (2.1)$$

лингвистическая динамика которого приведена в табл. 1.1 при $X = Y$ и $\dot{X} = \dot{Y}$. Элементы $\dot{X} = ZE$ табл. 1.1 отмечают особые точки лингвистической динамики, характеризующие устойчивость нечеткого объекта управления (2.1). Опишем его поведение в окрестности особой точки с координатами $X = NM$ и $U = NM$. Если X примет значение NS , то скорость \dot{X} станет отрицательной и равной NB , что приведет к уменьшению X до величины NM . И, наоборот, при $X = NB$ величина \dot{X} будет иметь положительное значение PB , в результате X возрастает до величины NM . Следовательно, особая точка с координатами (NM, NM) характеризует устойчивое состояние. Повторяя аналогичные рассуждения, можно показать, что особой точке с координатами (NM, PS) соответствует неустойчивое состояние, а точке (ZE, PS) — лингвистическое колебание X от NS до ZE .

Более наглядную трактовку поведения системы в окрестности особой точки можно дать, используя графическое изображение нечеткого объекта (2.1) на рис. 2.2, а, построенное по данным табл. 1.1.

Здесь величина и направление стрелок соответствуют лингвистическому значению переменной \dot{X} из табл. 1.1.

Оптимальная с точки зрения устойчивости замкнутая система имеет лингвистическую динамику, приведенную на рис. 2.2, б и в табл. 2.1 и сформированную на основании следующих эвристических соображений: чем больше (меньше) рассогласование между задающим воздействием Y_0 и выходной переменной X , тем больше (меньше) должна быть скорость изменения последней X со знаком, противоположным знаку рассогласования.

Задача синтеза нечеткого регулятора в замкнутой системе управления (рис. 2.1) при известном нечетком операторе объекта (см. табл. 1.1)

$$\dot{X} = F_p(X, U)$$

заключается в нахождении таких правил R_c^0 : если $Y_0 = Y_0^i$ и $X = X^j$, то $U = U^k$, $i, j, k = \overline{1, 7}$, образующих оператор (таблицу) нечеткого регулятора

$$U = F_c(Y_0, X),$$

при которых оператор замкнутой системы управления

$$\dot{X} = F(X, Y_0)$$

обеспечивал бы ее устойчивость, т. е. соответствовал бы оптимальному, приведенному в табл. 2.1. Опишем процедуру определения выхода U регулятора при известных значениях $Y_0 = ZE$ и $X = NS$.

Вначале для $Y_0 = ZE$ и $X = NS$ в табл. 2.1 находим $\dot{X} = PS$, а затем для $X = NS$ и $\dot{X} = PS$ в табл. 1.1 — значение выхода регулятора $U = PS$, помещенное в табл. 2.2. Повторяя указанные действия с различными лингвистическими значениями Y_0 и X , можно определить остальные элементы табл. 2.2.

При этом в табл. 2.2 наблюдается многозначность, затрудняющая выбор одного значения управления

Таблица 2.1

Лингвистическая динамика оптимальной системы

$Y_0 \backslash X$	X						
	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	ZE	NS	NM	NB	NB	NB	NB
NM	PS	ZE	NS	NM	NB	NB	NB
NS	PM	PS	ZE	NS	NM	NB	NB
ZE	PB	PM	PS	ZE	NS	NM	NB
PS	PB	PB	PM	PS	ZE	NS	NM
PM	PB	PB	PB	PM	PS	ZE	NS
PB	PB	PB	PB	PB	PM	PS	ZE
\dot{X}							

Лингвистическая динамика нечеткого регулятора

$Y_0 \backslash X$	<i>NB</i>	<i>NM</i>	<i>NS</i>	<i>ZE</i>	<i>PS</i>	<i>PM</i>	<i>PB</i>
<i>NB</i>	<i>NB</i>	<i>NB/NS/PM</i>	<i>NB/NM/PB</i>	<i>NM/PS</i>	<i>NB/NM</i>	<i>NS</i>	<i>NM/NS/PM</i>
<i>NM</i>	<i>NB</i>	<i>NM/PS</i>	<i>NB</i>	<i>NB/NS</i>	<i>NB/NM</i>	<i>NS</i>	<i>NM/NS/PM</i>
<i>NS</i>	<i>NB/NM/ZE</i>	<i>NM/PM</i>	<i>NS/PM</i>	<i>NB/NS/ZE</i>	<i>NS</i>	<i>NS</i>	<i>NM/NS/PM</i>
<i>ZE</i>	<i>NM/ZE</i>	<i>NM/ZE/PS</i>	<i>PS</i>	<i>ZE/PB</i>	<i>ZE/PB</i>	<i>NS/NB/NM</i>	<i>NM/NS/PM</i>
<i>PS</i>	<i>NM/ZE</i>	<i>ZE</i>	<i>ZE/PS</i>	<i>PM</i>	<i>PM</i>	<i>PM</i>	<i>NB/NM/NS</i>
<i>PM</i>	<i>NM/ZE</i>	<i>ZE</i>	<i>PM</i>	<i>ZE</i>	<i>ZE/PM</i>	<i>NB</i>	
<i>PB</i>	<i>NM/ZE</i>	<i>ZE</i>	<i>ZE</i>	<i>PM</i>	<i>ZE/PS/PB</i>	<i>ZE</i>	<i>NB/ZE</i>
	<i>U</i>						

и тем самым ограничивающая применение данного метода. Кроме того, число используемых переменных не должно быть больше трех.

Близкий по смыслу подход к синтезу устойчивого нечеткого табличного регулятора был предложен в работе [11].

Дальнейшее развитие идей лингвистической динамики связано с получением количественных оценок устойчивости в работе [12].

Предположим, что динамическое поведение объекта описывается следующими лингвистическими правилами:

$$R^0: \text{если } X(t) \text{ есть } X_1^0, U(t) \text{ есть } U^0, \\ \text{то } X(t+1) \text{ есть } X_2^0, \theta = \overline{1, q}, \quad (2.2)$$

где $X_1^0, X_2^0 \in F(\bar{X})$, $U^0 \in F(\bar{U})$ — нечеткие множества на соответствующих пространствах высказываний \bar{X} и \bar{U} .

Для облегчения построения модели нечеткой системы с замкнутой обратной связью воспользуемся единичным вектором-строкой для обозначения нечеткого множества. Предположим, что на \bar{X} существует m эталонных нечетких множеств $\bar{x}_1, \bar{x}_2, \dots, \bar{x}_m$ [13, 14]. Если $X^0 = \bar{x}_2$, то будем использовать единичный вектор-строку размерности m для обозначения нечеткого множества X^0 , т. е. $X^0 = I_X^0 = (0, 1, 0, \dots, 0)$. Тогда (2.2) можно выразить в следующей форме:

если $X(t)$ есть $I_{X_1}^1, U(t)$ есть I_U^1 , то $X(t+1)$ есть $I_{X_2}^1$,

$$\text{иначе если } X(t) \text{ есть } I_{X_1}^0, U(t) \text{ есть } I_U^0, \\ \text{то } X(t+1) \text{ есть } I_{X_2}^0,$$

$$\text{иначе если } X(t) \text{ есть } I_{X_1}^q, U(t) \text{ есть } I_U^q, \\ \text{то } X(t+1) \text{ есть } I_{X_2}^q, \quad (2.3)$$

где $I_{X_1}^0, I_U^0, I_{X_2}^0$ — единичные векторы-строки, представляющие нечеткие множества X_1^0, U^0, X_2^0 , соответственно.

Известно, что нечеткому правилу "если $X(t)$ есть $X_1^0, U(t)$ есть U^0 , то $X(t+1)$ есть X_2^0 " соответствует нечеткое отношение, а лингвистическому правилу "если $X(t)$ есть $I_{X_1}^0, U(t)$ есть I_U^0 , то $X(t+1)$ есть $I_{X_2}^0$ " — лингвистическое отношение

$$R^0 = (I_{X_1}^0 \text{ и } I_U^0) \rightarrow I_{X_2}^0, R^0 \in F(\bar{X} \times \bar{U} \times \bar{X}), \quad (2.4)$$

где (\rightarrow) обозначает импликацию, а соединение (и) — операцию конъюнкции (\wedge). Теперь формулу (2.4) запишем в новых обозначениях

$$R^0 = (I_{X_1}^0 \wedge I_U^0) \wedge I_{X_2}^0, R^0 \in F(\bar{X} \times \bar{U} \times \bar{X}).$$

Пусть "иначе" — операция дизъюнкции (\vee), а (\circ) — операция максиминной композиции. Тогда правила (2.3) можно представить в виде

$$X(t+1) = (X(t) \wedge U(t)) \circ R^0 = \\ = (X(t) \wedge U(t)) \circ \bigvee_{\theta=1}^q (I_{X_1}^0 \wedge I_U^0) \wedge I_{X_2}^0,$$

а после преобразований, выполненных в работе [12], — в виде

$$X(t+1) = \bigvee_{\theta=1}^q [X(t) \circ R_{X_1}^0 \wedge U(t) \circ R_U^0], \quad (2.5)$$

где $R_{X_1}^0 = I_{X_1}^0 \wedge I_{X_2}^0 = (I_{X_1}^0)^T \circ I_{X_2}^0, R_{X_1}^0 = F(\bar{X} \times \bar{X});$

$R_U^0 = I_U^0 \wedge I_{X_2}^0 = (I_U^0)^T \circ I_{X_2}^0, R_U^0 = F(\bar{U} \times \bar{X});$

T — знак транспонирования.

Таблица 2.3

Лингвистическая динамика объекта

$X(t) \backslash U(t)$	<i>ST</i>	<i>VS</i>	<i>SL</i>	<i>SC</i>	<i>FC</i>	<i>FA</i>	<i>VF</i>
<i>NM</i>	<i>ST</i>	<i>VS</i>	<i>VS</i>	<i>SL</i>	<i>SL</i>	<i>SL</i>	<i>SC</i>
<i>VL</i>	<i>VS</i>	<i>SL</i>	<i>SC</i>	<i>SL</i>	<i>SL</i>	<i>SC</i>	<i>SC</i>
<i>LO</i>	<i>VS</i>	<i>SL</i>	<i>SC</i>	<i>FC</i>	<i>SC</i>	<i>SC</i>	<i>FC</i>
<i>BA</i>	<i>VS</i>	<i>SC</i>	<i>FC</i>	<i>FC</i>	<i>FA</i>	<i>FC</i>	<i>FC</i>
<i>AA</i>	<i>VS</i>	<i>SC</i>	<i>FA</i>	<i>FA</i>	<i>FA</i>	<i>FA</i>	<i>FA</i>
<i>HI</i>	<i>VS</i>	<i>FC</i>	<i>FA</i>	<i>VF</i>	<i>VF</i>	<i>VF</i>	<i>FA</i>
<i>MX</i>	<i>VS</i>	<i>FC</i>	<i>FA</i>	<i>VF</i>	<i>VF</i>	<i>VF</i>	<i>VF</i>
$X(t+1)$							

Таблица 2.4

Лингвистическая динамика регулятора

$X(t) \backslash Y_0$	<i>ST</i>	<i>VS</i>	<i>SL</i>	<i>SC</i>	<i>FC</i>	<i>FA</i>	<i>VF</i>
<i>ST</i>	<i>MN</i>	<i>MN</i>	<i>MN</i>	<i>MN</i>	<i>VL</i>	<i>MN</i>	<i>VL</i>
<i>VS</i>	<i>BA</i>	<i>MN</i>	<i>MN</i>	<i>VL</i>	<i>VL</i>	<i>MN</i>	<i>VL</i>
<i>SL</i>	<i>BA</i>	<i>LO</i>	<i>LO</i>	<i>VL</i>	<i>VL</i>	<i>MN</i>	<i>VL</i>
<i>SC</i>	<i>BA</i>	<i>BA</i>	<i>LO</i>	<i>VL</i>	<i>VL</i>	<i>MN</i>	<i>VL</i>
<i>FC</i>	<i>BA</i>	<i>HI</i>	<i>BA</i>	<i>BA</i>	<i>LO</i>	<i>BA</i>	<i>BA</i>
<i>FA</i>	<i>BA</i>	<i>HI</i>	<i>AA</i>	<i>AA</i>	<i>BA</i>	<i>AA</i>	<i>AA</i>
<i>VF</i>	<i>BA</i>	<i>HI</i>	<i>AA</i>	<i>HI</i>	<i>HI</i>	<i>HI</i>	<i>MX</i>
$U(t)$							

Предположим, что нечеткий регулятор описывается правилами

$$\text{если } X(t) \text{ есть } \tilde{X}_1^\theta, Y_0(t) \text{ есть } Y_0^\theta, \\ \text{то } U(t) \text{ есть } \tilde{U}^\theta, \theta = \overline{1, q'}, \quad (2.6)$$

где $\tilde{X}_1^\theta, Y_0^\theta, \tilde{U}^\theta$ — нечеткие множества.

Правила (2.6) могут быть выражены в форме лингвистического отношения

$$U(t) = (X(t) \wedge Y_0(t)) \circ R_c, \quad (2.7)$$

где $R_c = \bigvee_{\theta=1}^{q'} [(I_{\tilde{X}_1}^\theta \wedge I_{Y_0}^\theta) \wedge I_{\tilde{U}}^\theta], R_c \in (\bar{X} \times \bar{Y}_0 \times \bar{U})$.

Здесь $I_{\tilde{X}_1}^\theta, I_{Y_0}^\theta, I_{\tilde{U}}^\theta$ — единичные векторы-строки,

представляющие нечеткие множества $\tilde{X}_1^\theta, Y_0, \tilde{U}^\theta$ соответственно. Подставляя (2.7) в (2.5), получаем нечеткую модель для состояний замкнутой системы

$$X(t+1) = \\ = \bigvee_{\theta=1}^q [X(t) \circ R_{X_1}^\theta \wedge (X(t) \wedge Y_0(t)) \circ R_c \circ R_U^\theta]. \quad (2.8)$$

Опуская выкладки, сделанные в работе [12], приведем модель (2.8) к виду

$$X(t+1) = X(t) \circ R_p, R_p \in F(\bar{X}, \bar{X}), \quad (2.9)$$

где $R_p = \bigvee_{\theta=1}^q [R_{X_1}^\theta \wedge Y_0(t) \circ R_c \circ R_U^\theta]$.

В работе [12] показано, что при заданных исходном состоянии $X(t)$ и отношении R_p можно определить $X(t+n)$ из уравнения

$$X(t+n) = X(t) \circ R_{p,n},$$

где $R_{p,n} = \underbrace{R_p \circ R_p \circ \dots \circ R_p}_{n \text{ раз}}$.

Кроме того, вводится понятие лингвистического равновесного состояния (*equilibrium state*) X_e , удовлетворяющего условию

$$X_e = X_e \circ R_p, \quad (2.10)$$

и доказывается важное следствие об устойчивости замкнутой системы.

Следствие 2.1. Нечеткая система (2.9) будет устойчивой в лингвистическом равновесном состоянии X_e для произвольных исходных лингвистических состояний $X^0(t), \theta = \overline{1, m}$, если существует положительное целое число n , при котором

$$R_{p,n} \circ X_e^T = (1, 1, \dots, 1)^T.$$

Пример 2.1. Для иллюстрации метода лингвистического анализа устойчивости рассмотрим описание нелинейного двигателя [4]

$$\dot{x} = f(x)[u - g(x)], \quad (2.11)$$

где x — скорость двигателя, u — подача топлива.

Лингвистическая динамика объекта задана в табл. 2.3, а лингвистическая динамика регулятора — в табл. 2.4. Здесь введены две группы следующих лингвистических значений переменных:

1) *MN* (minimum) — минимум, *VL* (very low) — очень низкий, *LO* (low) — низкий, *BA* (below average) — ниже среднего, *AA* (above average) — выше среднего, *HI* (high) — высокий, *MX* (maximum) — максимум;

2) *ST* (stall) — останов, *VS* (very slow) — очень медленный, *SL* (slow) — медленный, *SC* (slow cruise) — медленный полет, *FC* (fast cruise) — быстрый полет, *FA* (fast) — быстрый, *VF* (very fast) — очень быстрый.

Нечеткий регулятор можно записать как $R_c = (R_c^1, R_c^2, \dots, R_c^7)$ или $R_c^\theta, \theta = \overline{1, 7}$, и представить в виде семи групп управляющих правил, соответствующих семи различным множествам точек Y_0 . Воспользуемся единичными векторами для обозначения лингвистических значений нечеткой системы

ST, NB или *MN* = (1, 0, 0, 0, 0, 0, 0);
VS, NM или *VL* = (0, 1, 0, 0, 0, 0, 0);
SL, NS или *LO* = (0, 0, 1, 0, 0, 0, 0);
SC, ZE или *BA* = (0, 0, 0, 1, 0, 0, 0);
FC, PS или *AA* = (0, 0, 0, 0, 1, 0, 0);
FA, PM или *HI* = (0, 0, 0, 0, 0, 1, 0);
VF, PB или *MX* = (0, 0, 0, 0, 0, 0, 1).

По аналогии с регулятором можно записать нечеткое отношение замкнутой системы $R_p = (R_p^1, R_p^2, \dots, R_p^7)$ и в качестве примера определить нечеткое отношение R_p^1 . Полагаем, что задание $Y_0 = Y_0^1$ строго связано с отношением R_p^1 , у которого 7 строк получают для соответствующих значений $X^0(t)$, $\theta = \overline{1, 7}$:

$$R_p^1 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, R_p^2 = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}.$$

Пусть $Y_0^1 = ST$ и $X^1(t) = ST$, тогда из табл. 2.4 получаем $U(t) = MN$. При $X^1(t) = ST$ и $U(t) = MN$ в табл. 2.3 находим элемент $X(t+1) = ST = (1, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$, образующий первую строку матрицы R_p^1 .

Для следующего значения $X^2(t) = VS$ и при $Y_0^1 = ST$ из табл. 2.4 определим $U(t) = MN$, а из табл. 2.3 (при $X^2(t) = VS$ и $U(t) = MN$) — элемент $X(t+1) = VS = (0, 1, 0, 0, 0, 0, 0)$, составляющий вторую строку матрицы R_p^1 . Таким образом, можно найти остальные строки матрицы R_p^1 , а затем строки матрицы R_p^2 при $Y_0^2 = VS$ и при необходимости — строки матриц R_p^3, \dots, R_p^7 .

Заданию $Y_0 = Y_0^2 = (0, 1, 0, 0, 0, 0, 0)$ соответствуют лингвистическое значение VS и лингвистическая матрица отношения замкнутой системы R_p^2 . Проанализируем устойчивость замкнутой системы при исходном лингвистическом состоянии $X^2(t) = VS = (0, 1, 0, 0, 0, 0, 0)$. Исходное состояние $X^2(t) = VS$ является равновесным согласно условию (2.10), т. е. $(0, 1, 0, 0, 0, 0, 0) = (0, 1, 0, 0, 0, 0, 0) \circ R_p^2$, и устойчивым, поскольку при $n \geq 3$ становится справедливым следствие 2.1:

$$R_{p,n}^2 \circ (0, 1, 0, 0, 0, 0, 0)^T = (1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)^T.$$

$$R_{p,n}^2 = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}.$$

Заданию $Y_0 = Y_0^1 = ST$ соответствует лингвисти-

ческая матрица отношения замкнутой системы R_p^1 .

Исходные лингвистические состояния $X^1(t) = ST$ и $X^2(t) = VS$ согласно условию (2.10) являются двумя лингвистическими равновесными состояниями нечеткой замкнутой системы:

$$(1, 0, 0, 0, 0, 0, 0) \circ R_p^1 = (1, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$$

$$\text{и } (0, 1, 0, 0, 0, 0, 0) \circ R_p^1 = (0, 1, 0, 0, 0, 0, 0).$$

На основании полученной матрицы R_p^1 и равновесных состояний ST и VS для $n \geq 3$ легко проверить, что нечеткая замкнутая система будет устойчивой в лингвистическом состоянии VS и неустойчивой — в состоянии ST .

Второй подход к анализу устойчивости нечетких систем связан с применением кругового критерия устойчивости Цыпкина [10] и теории гиперустойчивости Попова [16].

Проанализируем устойчивость свободного процесса ($x = 0, B = 1$) в замкнутой системе управления (см. рис. 2.1), содержащей нелинейный безынерционный элемент — нечеткий регулятор C и линейный динамический объект управления P [17–19].

Нечеткий регулятор представляет собой статическую однозначную функцию

$$u = f_c(e),$$

которая данному значению входной величины — ошибке e — ставит в соответствие единственное значение выхода — управления u , состоит из прямолинейных участков и в начале координат при $e = 0$ имеет $f_p(0) = 0$.

Объект — это линейный элемент с передаточной функцией $w_p(p)$, которая является рациональной (порядок знаменателя выше, чем порядок числителя). Линейный элемент асимптотически устойчив, поскольку все полюса $W(p)$ располагаются в левой полуплоскости.

Ниже на рис. 2.3 показаны нечеткие входы и выходы, а на рис. 2.4 — статические характеристики нечеткого регулятора. В нашем случае статическую характеристику нечеткого регулятора можно ограничить одной линией (рис. 2.4, а)

$$f_c(e) \leq k_1 e,$$

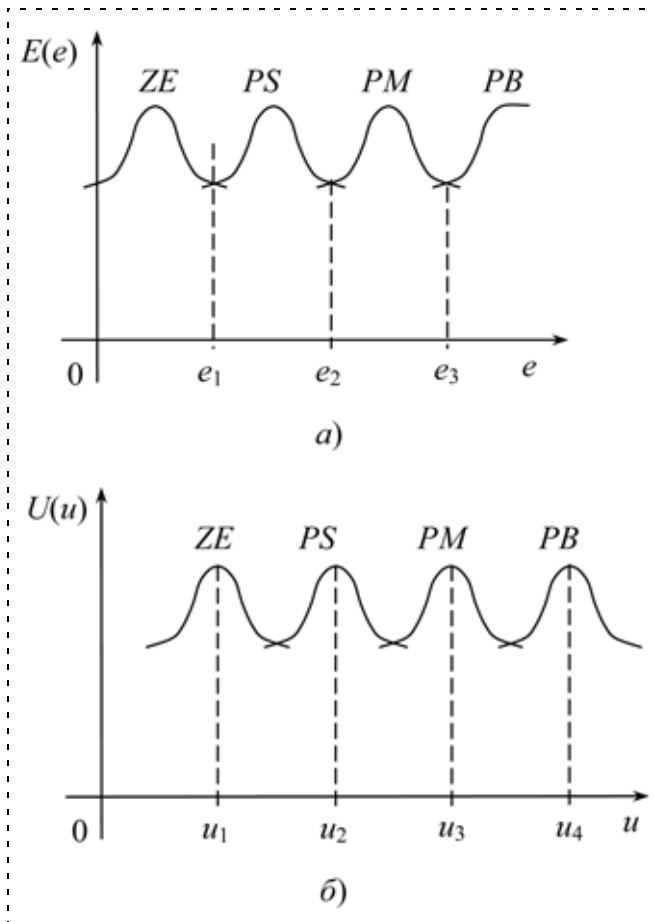


Рис. 2.3. Нечеткие входы и выходы

поэтому глобальная асимптотическая устойчивость системы управления с нечетким регулятором достигается в том случае, когда частотная характеристика — диаграмма Найквиста $W(i\omega)$ — объекта управления располагается справа от полуплоскости, пересекающей вещественную ось в точке $-1/k_1$ (рис. 2.5, а).

Пусть статическую характеристику нечеткого регулятора удалось ограничить двумя прямыми линиями (см. рис. 2.4, б)

$$k_2 e \leq f_c(e) \leq k_1 e,$$

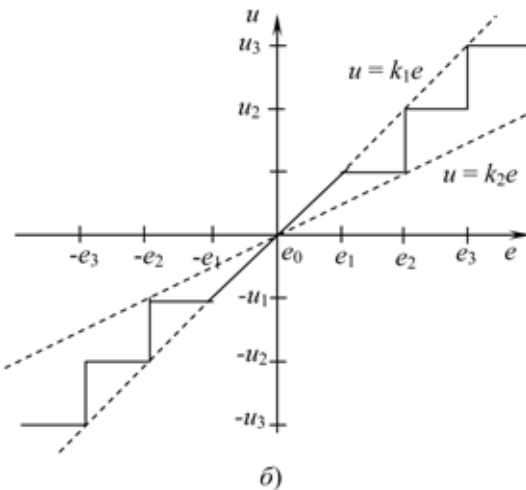
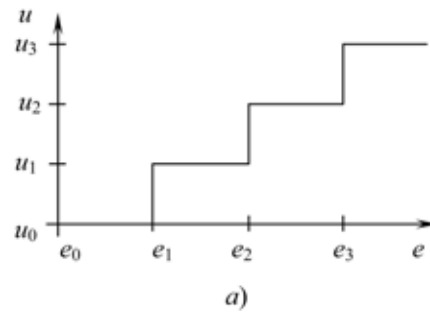


Рис. 2.4. Статические характеристики нечеткого регулятора

тогда система управления с нечетким регулятором является глобально и асимптотически устойчивой, если круг с центром на вещественной оси в точке (рис. 2.5, б)

$$\lambda = -0,5 \left(\frac{1}{k_1} + \frac{1}{k_2} \right)$$

и радиусом

$$r = 0,5 \left(\frac{1}{k_1} - \frac{1}{k_2} \right)$$

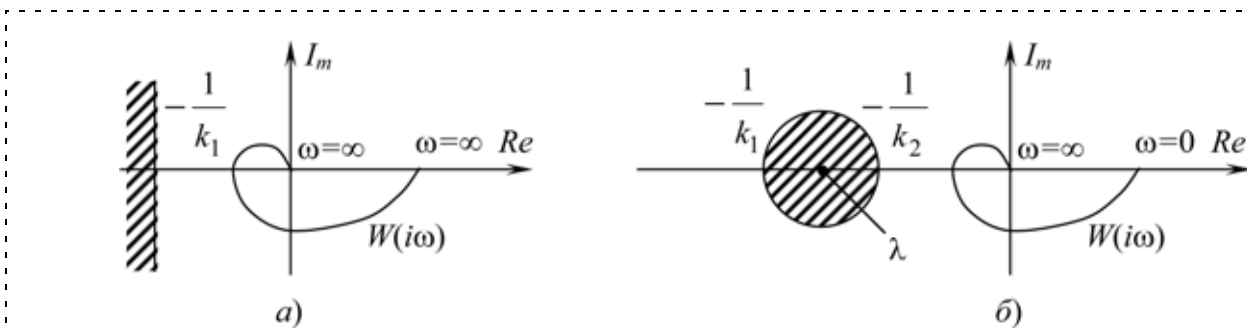


Рис. 2.5. Ограничения и диаграммы Найквиста

размещается целиком в левой части, не соприкасаясь с частотной характеристикой — диаграммой Найквиста $W(i\omega)$ — линейного элемента системы.

Процедура анализа устойчивости нечетких систем управления с привлечением теории гиперустойчивости довольно громоздка и достаточно подробно, применительно к непрерывным и дискретным системам, изложена в книге профессора А. Пегата [20]. Кроме того, необходимо отметить исследования по абсолютной устойчивости интеллектуальных систем управления, выполненные коллективом отечественных ученых [21].

3. Устойчивость нечетких реляционных динамических систем

Впервые устойчивость нечеткой реляционной динамической системы, представленной в виде эволюционного уравнения

$$f(x_0, t) = x(t), \quad (3.1)$$

соответствующего дифференциальному уравнению (1.2), исследуется в работе [22] с использованием нечеткого аналога функции Ляпунова и ее правой производной

$$DV(x) = \lim_{t \rightarrow +0} t^{-1} [V(f(x_0, t) - V(x_0)],$$

где $x_0 = x(0)$ — начальное состояние; $x(t)$ — состояние в момент времени t .

Все рассуждения и доказательства построены на основании понятия α -траектории $x_\alpha = \{x \in \mathbf{X}: X(x) \geq \alpha\}$ и связанных с ним понятий точки α -равновесия x_e , асимптотической α -устойчивости, описанных в [22] и сходных с аналогичными понятиями из теории устойчивости нелинейных систем.

Основной результат исследования устойчивости нечеткой системы (3.1) близок по смыслу тому, что был получен для нелинейных систем и может быть сформулирован следующим образом.

О п р е д е л е н и е 3.1. Если функция Ляпунова V полунепрерывна и положительно определена, а производная $DV(x)$ непрерывна и отрицательно определена в некотором замкнутом пространстве M , то равновесное состояние $x_e \in M$ является асимптотически α -устойчивым для всех траекторий x_α , не выходящих за пределы пространства M .

Однако в работе не содержатся рекомендации или примеры выбора нечеткой функции Ляпунова, что существенно снижает практическую ценность исследований.

В другом более конструктивном подходе исследуется устойчивость нечеткой динамической системы (1.3), преобразованной к виду [23]

$$X(t+1) = X(0) \circ R^t, \quad (3.2)$$

где

$$R^t = \underbrace{R \circ R \circ \dots \circ R}_{t \text{ раз}}, \quad (3.3)$$

с использованием понятия энергии нечеткого множества X

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

и нечеткого отношения R

$$P(R) = \frac{1}{nm} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m x_i y_j R(x_i, y_j), \quad x_i, y_j \in \mathbf{X}, \quad (3.4)$$

при известном начальном состоянии $X(0)$.

Условия устойчивости нечеткой системы (3.2) определяются свойствами характеристической функции

$$\begin{aligned} \Delta P &= P(X(t)) - P(X(t-1)) = \\ &= P(X(0) \circ R^t) - P(X(0) \circ R^{t-1}). \end{aligned}$$

Поскольку $P(X(0))$ — величина постоянная, то характеристическую функцию можно вычислять по формуле

$$\Delta P_c(R, t) = P(R^t) - P(R^{t-1}). \quad (3.5)$$

О п р е д е л е н и е 3.2. Нечеткая динамическая система (3.2) является

а) устойчивой, если

$$\Delta P_c(R, t) \leq 0 \text{ при } t \rightarrow \infty; \quad (3.6)$$

б) неустойчивой, если

$$\Delta P_c(R, t) > 0 \text{ при } t \rightarrow \infty; \quad (3.7)$$

в) колебательной с периодом колебания τ , если

$$|\Delta P_c(R, t)| = |\Delta P_c(R, t + \tau)|. \quad (3.8)$$

Алгоритм оценки устойчивости системы (3.2) содержит четыре шага:

1. Задаем нечеткое отношение R , начальное состояние $X(0)$ и вычисляем $P(R)$ по формуле (2.4).

2. Вычисляем t -ю композицию R^t , энергию нечеткого отношения $P(R^t)$ и характеристическую функцию $\Delta P_c(R, t)$ соответственно по формулам (3.3), (3.4) и (3.5) при $t > 1$.

3. Анализируем устойчивость системы (3.2) согласно условиям (3.6)—(3.8).

4. Переходим к п. 2 со временем t , изменяющимся в некоторых пределах.

П р и м е р 3.1. Оценить устойчивость нечеткой системы (3.2) с нечетким отношением

$$R = \begin{bmatrix} 0,1 & 0,5 \\ 0,3 & 0,2 \end{bmatrix}$$

и универсальным множеством $\mathbf{X} = [1, 2]$.

В соответствии с приведенным выше алгоритмом определяется композиция нечеткого отношения

$$R^2 = R \circ R = \begin{bmatrix} 0,3 & 0,2 \\ 0,2 & 0,3 \end{bmatrix}; R^3 = R^2 \circ R = \begin{bmatrix} 0,2 & 0,3 \\ 0,3 & 0,2 \end{bmatrix};$$

$$R^4 = R^3 \circ R = \begin{bmatrix} 0,3 & 0,2 \\ 0,2 & 0,3 \end{bmatrix}; R^5 = R^4 \circ R = \begin{bmatrix} 0,2 & 0,3 \\ 0,3 & 0,2 \end{bmatrix};$$

энергия нечеткого отношения

$$P(R) = \frac{1}{4} \cdot 2,5; P(R^2) = \frac{1}{4} \cdot 2,3; P(R^3) = \frac{1}{4} \cdot 2,2;$$

$$P(R^4) = \frac{1}{4} \cdot 2,3; P(R^5) = \frac{1}{4} \cdot 2,2$$

и характеристическая функция

$$\Delta P_c(R, 1) = -\frac{1}{4} \cdot 0,2; \Delta P_c(R, 2) = -\frac{1}{4} \cdot 0,1;$$

$$\Delta P_c(R, 3) = +\frac{1}{4} \cdot 0,1; \Delta P_c(R, 4) = -\frac{1}{4} \cdot 0,1.$$

Полученные значения характеристической функции отвечают колебательной динамической системе с периодом колебания $\tau = 2$.

Продолжая анализ нечетких систем с обратной связью, следует остановиться на работах Р. Тонга [24, 25]. Нечеткая система, изображенная на рис. 2.1, рассматривается с позиций пространства состояний и описывается дискретными уравнениями (1.2) при $B = 1$ для функции ошибки

$$E(t) = Y(t)X(t) \circ R_e$$

и переменной состояния

$$Y(t+1) = Y(t)E(t) \circ (R_c \circ R_p) = Y(t)E(t) \circ R, \quad (3.9)$$

где R_e, R_c, R_p — нечеткие отношения, связывающие входные и выходные сигналы сумматора, регулятора и объекта соответственно.

Условия устойчивости нечеткой системы, аналогичной (3.9),

$$Y(t+1) = Y(t)X(t) \circ R = Y(0)X^*(t) \circ R; \quad (3.10)$$

$$X^*(t) = X(0), X(1), \dots, X(t),$$

формируются на основе понятий пиковой характеристики и эквивалентности двух нечетких множеств. Пиковой характеристикой PP на нечетком множестве Y называется бинарное преобразование функции принадлежности

$$PP(y) = \begin{cases} 0, & \text{если } Y(y) \neq Y_{\max}; \\ 1, & \text{если } Y(y) = Y_{\max}, \end{cases}$$

где Y_{\max} — максимальная величина функции принадлежности $Y(y)$.

Определение 3.3. Два нечетких множества Y_1 и Y_2 эквивалентны, если они имеют одинаковую пиковую характеристику.

Определение 3.4. Нечеткая динамическая система (3.10) имеет устойчивое состояние $Y(0)$, если для некоторого входа X' состояния $Y(t)$ и $Y(t+1)$ эквивалентны $Y(0)$, причем $Y(t+1) = Y(t)X' \circ R$.

Справедливость данных утверждений была продемонстрирована лишь на числовых примерах, без строгого доказательства.

В работе [26] при анализе устойчивости и управляемости системы (3.10) предлагается другая оценка близости нечетких множеств $Y(0)$, $Y(t)$ и $Y(j)$, $Y(t)$, в основе которой лежит мера нечеткости

$$\Phi(X) = \sum_{x \in X} X(x).$$

Определение 3.5. Нечеткая динамическая система имеет устойчивое состояние $Y(0)$, если для некоторого $t \geq 0$ и $0 \leq \alpha \leq 1$ справедливо условие $Y(0)_\alpha \in Y(t)_\alpha$ и максимально значение индекса устойчивости

$$S_\alpha(Y(0)) = \min_{t \geq 0} [\Phi((Y(t) \vee Y(0))_\alpha) \wedge \Phi((Y(t)_\alpha)],$$

где (\wedge) — операция пересечения или минимизации.

Пример 3.2. Сравнить устойчивость обычного $Y(0) = [0, 0, 1, 0, 0]$ и нечеткого $Y'(0) = [0, 1, 1, 1, 0]$ состояний динамической системы $Y(t) = Y(0) \circ R^t$ с нечетким отношением

$$R^t = \begin{vmatrix} 0 & 1 & 0,5 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \eta & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0,6 & 1 & 0 \end{vmatrix},$$

где $0 < \eta < 1$ — достаточно малая величина.

Для обычного множества $Y(0)$ имеем уравнение $Y(t) = Y(0) \circ R^t = [0, 1, \eta, 1, 0]$ для $\forall t \geq 1$, $S_0(Y(0)) = \eta/(2 + \eta)$, а для нечеткого множества $Y'(0)$ — уравнение $Y(t) = Y'(0) \circ R^t = [0, 1, \eta, 1, 0]$, $S_0(Y'(0)) = 1$. Нечеткое состояние $Y'(0)$ более устойчивое, чем $Y(0)$, поскольку $S_0(Y'(0)) > S_0(Y(0))$.

Заключение

Исследования устойчивости нечетких автоматных и реляционных динамических систем завершились в середине 90-х прошлого столетия в силу достаточного жесткого ограничения на число используемых переменных.

При значительном числе переменных, превышающем три, становятся очень трудоемкими процедуры построения таблиц лингвистической динамики и вычисления выхода по многомерным и громоздким матрицам нечеткого отношения.

Вместе с тем, вплоть до 2008 г. нечеткие релейные регуляторы успешно применяли для управления различными промышленными объектами [27, 28], что делает актуальным дальнейшее развитие методов анализа устойчивости нечетких релейных динамических систем с большим числом переменных.

Список литературы

1. **Preuss H. P.** Fuzzy control-heuristics regelung mittels unscharfer logic // Auto-matisierungstechnik. 1992. Vol. 34. N 4. P. 176—184.
2. **Dobrich U., Pfeifer B. M.** Technologiemarkt "Angewandte Forschung" // Automatisierungstechnische Praxis. 1996. Vol. 36. N 4. P. 80—83.
3. **Заде Л. А.** Понятие лингвистической переменной и его применение к принятию приближенных решений. М.: Мир, 1976. 165 с.
4. **Braae M., Rutherford D. A.** Theoretical and linguistic aspects of fuzzy logic controller // Automatica. 1979. Vol. 15. P. 553—577.
5. **Chang S. S. L., Zadeh L. A.** On fuzzy mapping and control // IEEE Transactions on Systems Man and Cybernetics. 1972. Vol. SMC-2. P. 30—34.
6. **Pedrycz W.** Numerical and application aspects of fuzzy relational equations // Fuzzy Sets and Systems. 1983. Vol. 11. P. 1—13.
7. **Кудинов Ю. И.** Нечеткие системы управления // Известия АН СССР. Техническая кибернетика. 1990. № 5. С. 196—206.
8. **Glas M.** Theory of fuzzy systems // Fuzzy Sets and Systems. 1983. Vol. 10. P. 65—77.
9. **Oliyeira V. J., Lemos J. M.** Long-range predictive adaptive fuzzy relational control // Fuzzy Sets and Systems. 1995. Vol. 70. P. 337—357.
10. **Цыпкин Я. З.** Основы теории автоматических систем. М.: Наука, 1977. 560 с.
11. **Кудинов Ю. И.** Синтез нечеткой системы управления // Известия РАН. Теория и системы управления. 1999. № 1. С. 166—172.
12. **Gang J., Laiju C.** Linguistic stability analysis of fuzzy closed loop control systems // Fuzzy Sets and Systems. 1996. Vol. 82. P. 27—34.
13. **Pedrycz W.** An identification algorithm in fuzzy relational systems // Fuzzy Sets and Systems. 1984. Vol. 13. P. 153—167.
14. **Xu C.-W., Lu Y.-Z.** Fuzzy model identification and self-learning for dynamic systems // IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics. 1987. Vol. SMC-17. N 4. P. 683—689.
15. **Lee C. C.** Fuzzy logic in control systems: fuzzy logic controller. Part 1 // IEEE Transactions on Systems Man and Cybernetics. 1990. Vol. 20. N 2. P. 404—418.
16. **Попов В. М.** Гиперустойчивость автоматических систем. М.: Наука, 1970. 464 с.
17. **Ray K. S., Majumder D. D.** Application of circle criteria for stability analysis of linear SISO and MIMO systems associated with fuzzy logic controller // IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics. 1984. Vol. SMC-14. N 2. P. 345—349.
18. **Priankov P., Hellendoorn H., Reinfrank M.** An introduction to fuzzy control. Berlin: Springer-Verlag, 1993.
19. **Opitz H. P.** Fuzzy control-stabilitat von fuzzy-regelungen // Automatisierungstechnik. 1993. Vol. 41. N 8. P. A₂₁—A₂₄.
20. **Перат А.** Нечеткое моделирование и управление. М.: БИНОМ, 2009. 798 с.
21. **Макаров И. М., Лохин В. М., Манько С. В., Романов М. П.** Абсолютная устойчивость одного класса интеллектуальных САУ с ассоциативной памятью // Мехатроника, автоматизация, управление. 2009. № 1. С. 13—21.
22. **Glas M.** Invariance and stability of fuzzy systems // J. Math. Anal. Appl. 1984. Vol. 99. P. 299—319.
23. **Kiszka I. B., Gupta M. M., Nikiforuk P. N.** Energetic stability of fuzzy dynamic systems // IEEE Transactions on Systems Man and Cybernetics. 1985. Vol. SMC-15. N 5. P. 783—792.
24. **Tong R. M.** Analysis and control of fuzzy systems using finite discrete relations // Int. J. Control. 1978. Vol. 27. N 3. P. 431—440.
25. **Tong R. M.** Some properties of fuzzy feedback systems // IEEE Transactions on Systems Man and Cybernetics. 1980. Vol. SMC-10. P. 327—330.
26. **Gupta M. M., Trojan G. M., Kiszka I. B.** Controllability of fuzzy control systems // IEEE Transactions on Systems Man and Cybernetics. 1986. Vol. SMC-16. N 4. P. 327—330.
27. **Молчанов А. Ю.** Применение нечетких моделей в задачах автоматической оптимизации объектов энергетики // Известия Таганрогского радиотехнического университета. 2005. № 11. С. 93—99.
28. **Min J., Duan W. P., Cao W.-H., He Y.** Coordinating fuzzy control of the sintering process // Proc. of 17 th World Congress the IFAC. Seoul, 2008. P. 7717—7722.

12—14 октября 2010 г. в Санкт-Петербурге
в рамках 3-й мультиконференции по проблемам управления (МКПУ-2010) состоится



7-я научно-техническая конференция "МЕХАТРОНИКА, АВТОМАТИЗАЦИЯ, УПРАВЛЕНИЕ" (МАУ-2010)

Научные направления конференции:

- ПРОБЛЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ В МЕХАТРОННЫХ И ЭРГАТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ
Руководители: член-корр. РАН **Е. Д. Теряев**, д. т. н., проф. **Н. Б. Филимонов**
- ИССЛЕДОВАНИЕ И ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЭРГАТИЧЕСКИХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ
Руководители: член-корр. РАН **Г. Г. Себряков**, к. п. н., проф. **С. Ф. Сергеев**
- ПРОБЛЕМЫ ИНТЕЛЛЕКТУАЛИЗАЦИИ МЕХАТРОННЫХ, ЭРГАТИЧЕСКИХ И РОБОТОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ
Руководители: д. т. н., проф. **Е. И. Юревич**, д. т. н., проф. **А. С. Ющенко**
- ПРОБЛЕМНО-ОРИЕНТИРОВАННЫЕ МЕХАТРОННЫЕ И ЭРГАТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ
Руководители: член-корр. РАН **А. Ф. Резчиков**, д. т. н., проф. **Ю. В. Подураев**

Конференция МАУ-2010 проводится в ОАО "Концерн ЦНИИ "Электроприбор"

Подробная информация о конференции "МАУ-2010" размещается на сайте журнала "Мехатроника, автоматизация, управление":

<http://novtex.ru/mech/mau2010.htm>

УДК 004.325.3

М. А. Габидулин, канд. техн. наук, доц.
МИРЭА (ТУ), Москва
gabidulin_ma@mail.ru

Экстремальный метод повышения точности фотоэлектрических цифровых преобразователей перемещений

Излагается метод адаптивной коррекции неравенства амплитуд, неортогональности и постоянных составляющих сигналов растровых синусно-косинусных преобразователей путем введения временной избыточности. Суть метода состоит в извлечении информации о погрешности с помощью обработки сигналов, а именно, нахождения их экстремумов на периоде и экстраполяции результатов на следующий период. Рассматриваются погрешности коррекции, обусловленные несинусоидальностью, квантованием и временной дискретизацией сигналов, эффективность метода и способы и структуры устройств его практической реализации и применения.

Ключевые слова: адаптивный метод повышения точности, фотоэлектрические цифровые преобразователи перемещений

Введение

Создание эффективных методов и средств повышения точности цифровых преобразователей перемещений (ЦПП), используемых в качестве измерительных элементов различных автоматических систем, является в настоящее время и в перспективе одной из актуальных и технически сложных задач. Особенно актуальна затронутая проблема при разработке высокоточных преобразователей с "рассыпной" конструкцией, когда изделие представляет собой комплект полуфабрикатов, собираемых в единое целое непосредственно на объекте измерения и/или управления, что характерно для информационно-силовых модулей цифровых электроприводов, оптических, геодезических и других приборов.

В этих применениях измерительные преобразователи являются составной частью более сложного в функциональном и конструктивном отношении устройства, что во многом определяет специфику их построения, проектирования, изготовления и эксплуатации. Так, например, к цифровым преобразователям угла, встраиваемым в осевые системы опорно-поворотных устройств геодезических приборов, используемых в полевых условиях, кроме повышенных требований по точности, предъявля-

ются довольно жесткие ограничения по массе, габаритным размерам, энергопотреблению, надежности и устойчивости к воздействию климатических факторов [1].

Для прецизионных измерений наиболее подходят индуктивные и фотоэлектрические цифровые преобразователи перемещений, построенные с использованием датчиков с электрической редукцией (многополюсных ВТ, индуктосинов, редуктосинов, растровых преобразователей) [2—5]. Из них наибольшие возможности имеют фотоэлектрические преобразователи, отличающиеся технологичностью и прецизионностью в изготовлении и универсальностью в применении [5]. Их точность в значительной степени определяется технологическими и эксплуатационными погрешностями растровых синусно-косинусных преобразователей (СКП), используемых в качестве первичных измерительных преобразователей.

В целом проблему повышения точности растровых СКП решают комплексным применением конструктивно-технологических, структурных и алгоритмических методов [5—8]. Конструктивно-технологические методы основаны на совершенствовании технологии и оптимизации параметров и допусков на погрешности оптоэлектронных и оптико-механических элементов. При этом точность может быть обеспечена за счет повышения коэффициентов электрической редукции и интерполяции, прецизионности технологии изготовления, в первую очередь, растровых шкал, интегральным съемом с них измерительной информации, унификацией и переводом электронных узлов на микроэлектронную элементную базу. Эти методы являются основными, но в силу ограниченных возможностей не решают проблему точности. Поэтому их задачей является обеспечение необходимых условий для эффективного применения структурных и алгоритмических методов, основанных на структурной и/или временной избыточности.

В структурных методах избыточность обусловлена организацией равномерно смещенных каналов весового суммирования для фильтрации пространственных гармоник погрешности. Однако дополнительные каналы усложняют устройство и привносят погрешности. Их взаимодействие с основными причинами существенно снижает эффект компенсации погрешности. Поэтому на практике число каналов обычно не превышает четырех, а применение данных методов ограничивается оптимизацией на их

основе считывающих систем с использованием секторных и бессекторных растровых сопряжений.

В алгоритмических методах информация о погрешности извлекается из функциональной зависимости синусно-косинусных сигналов на периоде пространственной фазы и экстраполяции полученных результатов на следующий ее период. Поэтому их применение не требует усложнения конструкции СКП, образцовых мер и обеспечивает адаптивную коррекцию погрешности в рабочих условиях. Однако для их реализации требуется разработка эффективных алгоритмов коррекции и соответствующих аппаратных и/или программных средств.

Данная статья посвящена решению этой задачи. Проведен анализ метода адаптивной коррекции неравенства амплитуд, неортогональности и постоянных составляющих синусно-косинусных сигналов СКП. Рассмотрены погрешности коррекции, вызываемые несинусоидальностью, квантованием и временной дискретизацией сигналов, эффективность метода, способы его реализации и структуры устройств, в которых он применяется.

Экстремальный метод повышения точности

Экстремальный метод повышения точности впервые был предложен в работах [9, 10] и использован для коррекции постоянной составляющей и неравенства амплитуд сигналов СКП следующим образом. В моменты достижения синусным U_s и косинусным U_c сигналами экстремальных значений запоминаются их числовые эквиваленты $N_{\max s, c}$ и $N_{\min s, c}$ (здесь и далее для сокращения в выражениях используются двойные индексы, означающие принадлежность синусной и косинусной составляющим).

Полусуммы кодов экстремумов каждого сигнала, пропорциональные их постоянной составляющей, преобразуются в напряжение и вычитаются из них. Этим обеспечивается адаптивная коррекция постоянных составляющих. Кроме того, определяется полуразность кодов экстремумов сигнала U_c , пропорциональная его амплитуде, которая преобразуется в напряжение и в моменты достижения сигналом U_s максимумов сравнивается с его скорректированной по постоянной составляющей амплитудой, которая в случае их несовпадения подстраивается с помощью усилителя с регулируемым коэффициентом усиления до устранения рассогласования. Недостатком метода является отсутствие коррекции неортогональности сигналов.

В [11, 12] предложен способ, позволяющий в ограниченном диапазоне ненулевых скоростей скомпенсировать неортогональность фаз сигналов СКП их суммо-разностной обработкой. В [13] предложен следящий алгоритм коррекции неортогональности сигналов СКП взаимным их смешиванием, причем величина и знак коэффициентов смешивания определяются реверсивным счетчиком (циф-

ровым интегратором), направление счета которого зависит от знака рассогласования фаз, фиксируемого фазовым компаратором. Однако в данных работах не рассмотрено устранение постоянных составляющих и неравенства амплитуд сигналов СКП для общего случая реверсивного перемещения.

В приведенных работах отсутствует развернутая математическая модель адаптивных методов, обеспечивающих коррекцию постоянной составляющей, неравенства амплитуд и неортогональности фаз, не проанализированы их методические погрешности, влияние формы сигналов СКП. Не рассмотрены статические и динамические инструментальные погрешности методов. Не разработаны алгоритмы их реализации для случая не однонаправленного перемещения с ненулевой скоростью, а для реверсивного движения с переменной (в том числе нулевой) скоростью. Не решены вопросы синтеза структур устройств, реализующих указанные алгоритмы. Не дана оценка эффективности методов и области их применения.

В целях решения поставленной задачи проанализируем коррекцию амплитуд и постоянных составляющих сигналов СКП экстремальным методом.

Коррекция амплитуд и постоянных составляющих

Рассмотрим метод адаптивной коррекции амплитуд и сигналов СКП, имеющих синусоидальную форму. Учитывая, что высшие гармонические составляющие при использовании данного метода должны быть пренебрежимо малыми, преобразуем выражения для выходных сигналов СКП к виду

$$\begin{aligned} U_s &= U_{ms} \sin(\varphi + \Delta\varphi_s) + \Delta U_s, \\ U_c &= U_{mc} \cos(\varphi + \Delta\varphi_c) + \Delta U_c, \end{aligned}$$

где $U_{m s, c}$ — амплитуды сигналов; $\Delta\varphi_{s, c}$, $\Delta U_{s, c}$ — паразитные фазовые сдвиги, постоянные составляющие.

Требуется преобразовать сигналы $U_{s, c}$ так, чтобы обеспечить равные и по возможности стабильные амплитуды, а также устранить паразитные постоянные составляющие $\Delta U_{s, c}$. После достижения указанных целей необходимо устранить фазовые отклонения $\Delta\varphi_{s, c}$.

Проанализируем вначале экстремальный метод коррекции в идеальном случае (без учета погрешностей аппаратной реализации метода, а также отклонения формы сигналов от синусоидальной). В процессе непрерывного слежения за $U_{s, c}$ в пределах периода определяются коды их максимальных и минимальных значений

$$\begin{aligned} N_{\max s, c} &= \frac{1}{q} (U_{m s, c} + \Delta U_{s, c}), \\ N_{\min s, c} &= \frac{1}{q} (\Delta U_{s, c} - U_{m s, c}), \end{aligned} \quad (1)$$

где q — шаг квантования АЦП. На основании полученных кодов определяются значения кодов пара-

зитных постоянных составляющих $N_{п,с,c}$ и амплитуд $N_{a,с,c}$ сигналов СКП согласно выражениям

$$N_{п,с,c} = \frac{N_{\max,с,c} + N_{\min,с,c}}{2} = \frac{\Delta U_{s,c}}{q},$$

$$N_{a,с,c} = \frac{N_{\max,с,c} - N_{\min,с,c}}{2} = \frac{U_{ms,c}}{q}, \quad (2)$$

которые используются для коррекции на следующем периоде сигналов СКП. С помощью ЦАП, имеющих шаг квантования, равный шагу квантования АЦП, коды $N_{п,с,c}$ преобразуются в напряжения

$$U_{п,с,c} = qN_{п,с,c} = \Delta U_{s,c}. \quad (3)$$

Эти напряжения вычитают из исходных сигналов $U_{s,c}$, а полученные разности делят на величины, пропорциональные кодам соответствующих амплитуд $N_{a,с,c}$, формируя тем самым искомые скорректированные сигналы:

$$U_{кs} = K'_0 \frac{U_s - U_{пs}}{N_{as}} = K_0 \sin(\varphi + \Delta\varphi_s); \quad (4)$$

$$U_{кc} = K'_0 \frac{U_c - U_{пc}}{N_{ac}} = K_0 \cos(\varphi + \Delta\varphi_c), \quad (5)$$

где K'_0 — коэффициент пропорциональности, определяемый параметрами усилителя с регулируемым коэффициентом усиления, осуществляющего операцию деления, $K_0 = K'_0 q$.

Таким образом, при синусоидальной форме сигналов и идеальном выполнении операций (1)–(5) экстремальный метод коррекции неравенства амплитуд и постоянных составляющих не обладает методической погрешностью и позволяет полностью компенсировать медленно изменяющиеся от периода к периоду вариации амплитуд и постоянных составляющих.

При наличии погрешностей, обусловленных не синусоидальностью сигналов СКП и квантованием в АЦП, выражения для скорректированных сигналов (4), (5) с точностью до вторых порядков малости примут вид

$$U_{кs} = K_0(1 - \delta_{as})\sin(\varphi + \Delta\varphi_s) - \delta_{пs} + \bar{\Delta}_s(\varphi); \quad (6)$$

$$U_{кc} = K_0(1 - \delta_{ac})\cos(\varphi + \Delta\varphi_c) - \delta_{пc} + \bar{\Delta}_c(\varphi); \quad (7)$$

$$\delta_{a,с,c} = \frac{\bar{\Delta}_{\max,с,c} - \bar{\Delta}_{\min,с,c}}{2}; \quad \delta_{п,с,c} = \frac{\bar{\Delta}_{\max,с,c} + \bar{\Delta}_{\min,с,c}}{2};$$

$$\bar{\Delta}_{\max,с,c} = \frac{\Delta_{\max,с,c}}{U_{m,с,c}}; \quad \bar{\Delta}_{\min,с,c} = \frac{\Delta_{\min,с,c}}{U_{m,с,c}};$$

$$\bar{\Delta}_{s,c}(\varphi) = \frac{\Delta_{s,c}(\varphi)}{U_{m,с,c}};$$

$$\Delta_{\max,с,c} = \Delta_{s,c}(\varphi_{\max,с,c}) + \Delta_{q\max,с,c};$$

$$\Delta_{\min,с,c} = \Delta_{s,c}(\varphi_{\min,с,c}) + \Delta_{q\min,с,c},$$

где $\Delta_{s,c}(\varphi)$ — отклонения синусного и косинусного сигналов СКП от синусоидальной формы; $\varphi_{\max,с,c}$ и $\varphi_{\min,с,c}$ — значения фазы φ , при которых достигаются максимальные и минимальные значения $U_{s,c}$; $\Delta_{q\max,с,c}$ и $\Delta_{q\min,с,c}$ — значения погрешности квантования АЦП при определении кодов максимумов и минимумов $U_{s,c}$, $\Delta_q \leq \frac{q}{2}$.

Таким образом, при наличии искажений формы сигналов СКП и погрешности квантования АЦП сигналы $U_{к,с,c}$ имеют отклонения амплитуд и постоянные составляющие, относительные значения которых по модулю не превышают

$$\Delta_m = |\bar{\Delta}_{s,c}(\varphi)|_{\max} + \frac{q}{2U_{m,с,c}}. \quad (8)$$

Скорректированные сигналы $U_{к,с,c}$ обрабатываются далее в целях коррекции их неортогональности.

Коррекция неортогональности

Коррекция неортогональности осуществляется обработкой сигналов фазовращателями [14]. Для выбора способа коррекции проанализируем способы суммо-разностной и следящей обработки сигналов СКП.

Суммо-разностный способ реализуется обработкой сигналов согласно уравнениям

$$U'_{кs} = U_{кs} + U_{кc}, \quad U'_{кc} = U_{кc} - U_{кs}. \quad (9)$$

Рассмотрим его погрешности. После подстановки (6) и (7) в (9) с точностью до вторых порядков малости получим

$$U'_{кs} = K_0 \left(\sqrt{2} \left(1 + \frac{\Delta\varphi_s - \Delta\varphi_c}{2} \right) - \frac{\delta_{as} + \delta_{ac}}{2} \right) \times$$

$$\times \sin \left(\varphi + \frac{\pi}{4} + \frac{\Delta\varphi_s + \Delta\varphi_c}{2} + \frac{\delta_{as} - \delta_{ac}}{2} \right) -$$

$$- \delta_{пs} - \delta_{пc} + \bar{\Delta}_s(\varphi) + \bar{\Delta}_c(\varphi); \quad (10)$$

$$U'_{кc} = K_0 \left(\sqrt{2} \left(1 - \frac{\Delta\varphi_s - \Delta\varphi_c}{2} \right) - \frac{\delta_{as} + \delta_{ac}}{2} \right) \times$$

$$\times \cos \left(\varphi + \frac{\pi}{4} + \frac{\Delta\varphi_s + \Delta\varphi_c}{2} - \frac{\delta_{as} - \delta_{ac}}{2} \right) +$$

$$+ \delta_{пs} - \delta_{пc} + \bar{\Delta}_c(\varphi) - \bar{\Delta}_s(\varphi). \quad (11)$$

Выражения показывают, что неидеально выровненные по амплитуде сигналы $U_{к,с,c}$ после их суммо-разностной обработки вызывают фазовую погрешность ортогонализированных сигналов $U'_{к,с,c}$, равную $\pm 0,5(\delta_{as} - \delta_{ac})$, которая не превышает по модулю величину Δ_m согласно (8). Неидеальная компенсация постоянных составляющих не вызывает дополнительной фазовой погрешности. В ре-

зультате суммо-разностной обработки возникло неравенство амплитуд сигналов $U'_{кс,c}$, зависящее от величины исходной неортогональности сигналов СКП, которое устраняется повторным применением алгоритма (1)–(5).

Следящий способ реализуется обработкой сигналов в соответствии с уравнениями

$$U_{кс}^* = U_{кс} + aU_{кc}; U_{кc}^* = U_{кc} + aU_{кс}, \quad (12)$$

где a — коэффициент смешивания, $a < 1$. Нетрудно показать, что при подборе величины a такой, что $a = a_0 = \operatorname{tg} \frac{\Delta\varphi_s - \Delta\varphi_c}{2}$, сигналы вида (12) становятся ортогональными. Следящий режим организуется путем проверки в точке равенства сигналов $U_{кс,c}^*$ их значения относительного порогового уровня $U_{п} = \frac{K_0}{\sqrt{2}}$. По результату проверки осуществляется инкрементирование или декрементирование величины a .

Рассмотрим погрешности способа. Подставляя (6) и (7) в (12), с точностью до вторых порядков малости получим

$$U_{кс}^* = K_0 \left((1 - \delta_{ас}) \sin \left(\varphi + \frac{\Delta\varphi_s - \Delta\varphi_c}{2} + \Delta\varphi_{нс} \right) - \delta_{пс} + \bar{\Delta}_s(\varphi) \right); \quad (13)$$

$$U_{кc}^* = K_0 \left((1 - \delta_{ас}) \cos \left(\varphi + \frac{\Delta\varphi_s + \Delta\varphi_c}{2} - \Delta\varphi_{нс} \right) - \delta_{пс} + \bar{\Delta}_c(\varphi) \right), \quad (14)$$

где

$$\Delta\varphi_{нс} = \frac{\delta_{ас} - \delta_{ас}}{2} - \frac{1}{\sqrt{2}} (\bar{\Delta}_s(\varphi) + \bar{\Delta}_c(\varphi) - \delta_{пс} - \delta_{пс}). \quad (15)$$

Таким образом, ортогонализованные сигналы вида (13), (14) имеют остаточную фазовую погрешность, равную $\pm \Delta\varphi_{нс}$. Подставляя в (15) значения из (6), (7), получим, что $|\Delta\varphi_{нс}| \leq 2\sqrt{2} \Delta_m$. Следовательно, следящий способ при прочих равных условиях обеспечивает погрешность в $2\sqrt{2}$ раз большую, чем суммо-разностный. Поэтому с точки зрения достижения наивысшей точности последний способ предпочтителен.

Оценка погрешности и эффективности метода

Оценим погрешность преобразования пространственной фазы сигналов СКП с учетом неидеальной

компенсации неравенства амплитуд, неортогональности фаз и постоянной составляющей экстремальным методом с суммо-разностной обработкой. Согласно [5] эту погрешность можно представить следующим образом:

$$\Delta\varphi_{п} = \delta'_{пс} \sin \varphi - \delta'_{пс} \cos \varphi + \frac{\delta'_{ас} - \delta'_{ас}}{2} \sin 2\varphi + \Delta\varphi_{ф} \cos 2\varphi + \frac{\Delta\varphi_s + \Delta\varphi_c}{2} + \Delta_B(\varphi), \quad (16)$$

где $\Delta\varphi_{ф} = \frac{\delta_{ас} - \delta_{ас}}{2}$ — фазовая погрешность сигналов $U'_{кс,c}$, обусловленная неидеальностью обработанных суммо-разностным методом сигналов; $\delta'_{пс,c}$, $\delta'_{ас,c}$ — относительные величины постоянных составляющих и отклонений амплитуд сигналов, полученных после повторного применения алгоритма (1)–(5) (к сигналам $U'_{кс,c}$); $\Delta_B(\varphi)$ — составляющая погрешности, обусловленная высшими пространственными гармониками сигналов СКП; $\delta_{ас,c}$ — относительные отклонения амплитуд сигналов, полученных после первичного применения алгоритма (1)–(5) (к сигналам СКП $U_{с,c}$).

Отклонения $\delta_{с,c}$ и $\delta'_{с,c}$ независимы, поскольку получены после применения алгоритма выравнивания соответственно в первый и второй раз, и величины $\delta'_{с,c}$ могут превышать $\delta_{с,c}$, так как относительный уровень амплитуды высших пространственных гармоник в сигналах $U'_{кс,c}$ в наихудшем случае, согласно (10) и (11), может быть в $\sqrt{2}$ раз выше, чем в исходных сигналах $U_{с,c}$.

Подставляя в (16) выражения для $\delta'_{пс,c}$ и $\delta'_{ас,c}$, аналогичные выражениям для $\delta_{пс,c}$ и $\delta_{ас,c}$, и определяя максимум модуля $\Delta\varphi_{п}$ для наихудшего сочетания составляющих, получим

$$|\Delta\varphi_{п}|_{\max} = \sqrt{2} \Delta'_m + |\Delta\varphi_{ф}|_{\max} + \left| \frac{\Delta\varphi_s + \Delta\varphi_c}{2} \right|_{\max} + |\Delta\varphi_B|_{\max}, \quad (17)$$

где $\Delta'_m = \frac{q}{2U_{ms}} + \sqrt{2} |\bar{\Delta}_{с,c}|_{\max}$, $|\Delta\varphi_{ф}|_{\max} = \frac{q}{2U_{ms}} + |\bar{\Delta}_{с,c}(\varphi)|_{\max}$.

Третий и четвертый члены (17) являются соответственно крупнопериодной составляющей погрешности и составляющей, вызванной несинусоидальностью сигналов СКП, которые в рамках описанного метода в общем случае не компенсируются.

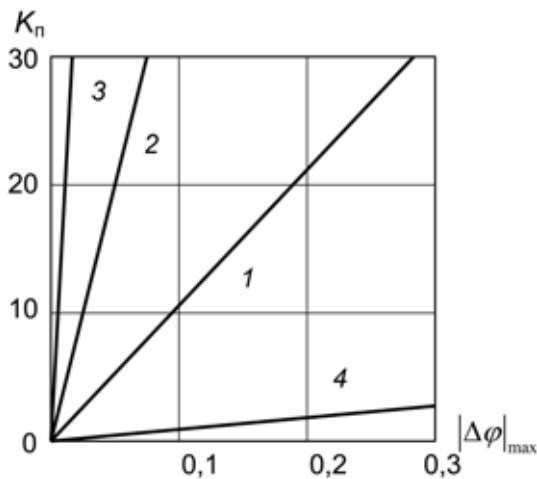


Рис. 1. Зависимость коэффициента подавления K_{Π} от погрешности СКП:

1, 2, 3 — случаи $n = 8, 10, 12$ при $|\bar{\Delta}_{s,c}(\varphi)|_{\max} = 0$; 4 — случай $|\bar{\Delta}_{s,c}(\varphi)|_{\max} = 0,02$ и $n \geq 8$

Полагая крупнопериодную составляющую погрешности равной нулю и учитывая, что $|\Delta\varphi_{\text{в}}|_{\max} \leq \sqrt{2} |\bar{\Delta}_{s,c}(\varphi)|_{\max}$, преобразуем (17) к виду

$$|\Delta\varphi_{\Pi}|_{\max} = (1 + \sqrt{2})\bar{q} + (3 + \sqrt{2})|\bar{\Delta}_{s,c}(\varphi)|_{\max},$$

где $\bar{q} = \frac{q}{2U_{ms}}$. Учитывая, что $\bar{q} = 2^{-n}$ (где n — рядность АЦП), найдем выражение для коэффициента подавления погрешности СКП $|\Delta\varphi_{\Pi}|_{\max}$ экстремальным методом коррекции

$$K_{\Pi} = \frac{|\Delta\varphi|_{\max}}{|\Delta\varphi_{\Pi}|_{\max}} = \frac{|\Delta\varphi|_{\max}}{(1 + \sqrt{2})2^{-n} + (3 + \sqrt{2})|\bar{\Delta}_{s,c}(\varphi)|_{\max}}.$$

На рис. 1 изображены зависимости K_{Π} от значения подавляемой погрешности СКП. Как видно, в случае синусоидальных сигналов СКП при $n \geq 10$ экстремальный метод обеспечивает эффективное (на порядок и более) подавление погрешностей СКП, превышающих 0,02, что соответствует реальным условиям применения, так как, как правило, $|\Delta\varphi|_{\max} > 0,02$ [4, 14]. В случае несинусоидальности сигналов эффективность метода резко снижается.

Таким образом, в результате проведенных исследований разработана математическая модель экстремального метода адаптивной коррекции неравенства амплитуд, неортогональности и постоянных составляющих сигналов СКП с учетом их несинусоидальности и погрешности АЦП и дана оценка эффективности метода.

Поскольку данный анализ проведен в предположении пренебрежимой малости изменения корректируемых параметров сигналов от периода к пе-

риоду, для оценки применимости метода к реальным сигналам необходимо оценить максимально возможное значение изменения их параметров за один период.

Нетрудно показать, что даже при нанесении растру сильного повреждения (затемнения штриха) относительное изменение параметров сигналов СКП за период не превышает величины $\frac{1}{2N_d}$ (где N_d — число штрихов диафрагмы) и для реальных дефектов при $N_d = 50 \dots 1000$ составит пренебрежимо малую величину (десятые доли процента). Этот вывод позволяет использовать оценки параметров сигналов СКП, полученные на данном периоде, для осуществления их коррекции на следующем периоде. Рассмотрим способы и структуры, реализующие экстремальный метод коррекции.

Анализ способов определения экстремумов

Операции, входящие в состав алгоритма, реализующего метод, можно расчленить на два блока: операции выделения экстремумов и операции аналого-цифровой обработки. Как показано выше, одним из основных факторов, определяющих остаточную погрешность скорректированных сигналов, является погрешность определения экстремумов. Рассмотрим основные способы их определения.

Анализ [14, 15] и особенностей сигналов $U_{s,c} = U_{s,c}(t)$ показывает, что существуют два пути нахождения экстремумов. Первый путь состоит в нахождении моментов времени, соответствующих экстремумам, и реализуется непосредственным снятием отсчетов $U_{s,c}$ в точках экстремумов. Соответствующие моменты могут быть определены по переходу через ноль ортогонального сигнала или производной, а также временной модуляцией фазы (сканированием) сигналов $U_{s,c}$ [8, 15].

Фиксация момента времени с помощью ортогонального сигнала приводит к погрешности второго порядка малости за счет паразитных неортогональности и постоянной составляющей, а использование производной, кроме того, возможно только при однонаправленном перемещении с ненулевой скоростью. Способ со сканированием сложен, обладает низким быстродействием и искажает форму сигналов.

Второй путь реализуется опросом сигналов $U_{s,c}$ в дискретные моменты времени $t_n = nT$, где T — шаг дискретизации, и сопоставлением полученных отсчетов в целях поиска экстремальных значений в пределах текущего периода пространственной фазы [10].

Методическая погрешность в данном способе отсутствует, а относительная динамическая погрешность определения максимума $\delta U_{\max,s,c}$ и минимума

$\delta U_{\min, s, c}$ для наихудшего временного промаха $t_n = \frac{T}{2}$ определяется выражением

$$\delta U_{\min, s, c} = -\delta U_{\max, s, c} = \frac{(\omega T)^2}{8}, \quad (18)$$

где ω — круговая частота сигналов $U_{s, c}$.

Снизить динамическую погрешность можно уменьшением величины T , например, в случае использования быстродействующих параллельных АЦП, в регистре которых сохраняется значение единичного кода, соответствующего экстремуму на периоде. Упрощение параллельного АЦП может быть достигнуто преобразованием лишь отклонения текущих значений сигнала от значения экстремума на предыдущем периоде. При этом величина T может быть уменьшена до десятков наносекунд.

На основании проведенного анализа различных способов определения экстремумов сделан вывод, что наиболее высокой статической точностью и небольшой динамической погрешностью (при условии принятия мер к уменьшению шага дискретизации по времени) обладает способ с опросом синусно-косинусных сигналов [10]. Рассмотрим структуры устройств коррекции на основе данного способа.

Обобщенная структура устройства коррекции

На основании разработанного алгоритма предложена обобщенная структурная схема устройства коррекции сигналов СКП экстремальным методом [16, 17], показанная на рис. 2, а. Рассмотрим особенности схемы и проанализируем основные варианты ее построения.

Схема работает следующим образом. Блоки БН1 и БН2 осуществляют коррекцию постоянной составляющей и колебаний амплитуд сигналов СКП $U_{s, c}$ по алгоритму (1)–(5). Откорректированные сигналы $U_{k, s, c}$ поступают в устройства СУ и ВУ для коррекции неортогональности согласно (9), а вновь возникшее при этом неравенство амплитуд корректируется блоками БН3 и БН4 путем повторного применения алгоритма (1)–(5). На выходе устройства формируются полностью скорректированные сигналы $U''_{k, s, c}$.

Все блоки БН в общем случае идентичны и выполнены, как показано на рис. 2, б. В каждом из них осуществляются определение экстремума согласно (1) выделителем экстремумов (ВЭ) по одному из вышерассмотренных способов, формирование сигналов (кодов) N_a и N_n , пропорциональных амплитуде и постоянной составляющей соответственно, по выражениям (2) с помощью формирователя корректирующих сигналов (ФКС), а также коррекция входного сигнала блока в устройстве НУ согласно (3)–(5).

Исходная обобщенная структура (рис. 2) может быть реализована в аналоговом, аналого-цифровом и цифровом вариантах. Аналоговые устройства коррекции [11, 12] работоспособны лишь при ненулевых скоростях перемещения в силу затруднительности долговременного хранения полученной информации, поэтому данный вариант имеет ограниченное применение.

В аналого-цифровых (АЦ) структурах получение, обработка и хранение информации об экстремумах и вычисление корректирующих воздействий проводятся в цифровой форме, корректируются же аналоговые сигналы. Данный вариант обеспечивает коррекцию при произвольных скоростях, не нарушает принцип унификации аппаратуры (с аналоговыми линиями связи между СКП и АЦП пространственной фазы (АЦПФ)). Недостатком АЦ-структур является дополнительная погрешность коррекции, вносимая цифроаналоговыми и аналоговыми элементами. Цифровой вариант предполагает использование АЦП для опроса сигналов СКП, ведение всей последующей обработки (в том числе коррекции) в цифровой форме и выдачу кодов скорректированных сигналов. Преимуществом такого варианта является отсутствие дополнительных погрешностей коррекции, характерных для АЦ структур.

Возможности совмещения аппаратуры и функций блоков БН исходной структуры увеличиваются с переходом от аналоговой к аналого-цифровой и цифровой структурам, которые могут быть реализованы с использованием микропроцессоров, микроконтроллеров и микроЭВМ. Проведем анализ этих структур.

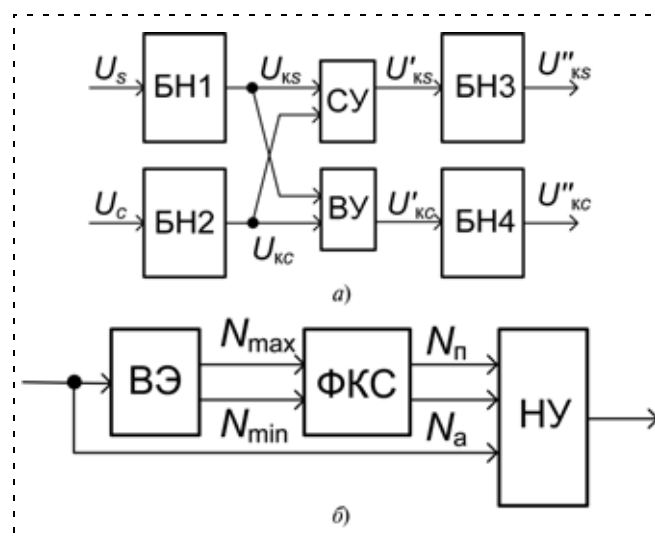


Рис. 2. Обобщенная структурная схема устройства коррекции сигналов СКП:

БН1, ..., БН4 — блоки нормализации; ВЭ — выделитель экстремумов; НУ — нормализующее устройство; СУ, ВУ — суммирующее, вычитающее устройства; ФКС — формирователь корректирующих сигналов

Анализ аналого-цифровых и цифровых структур

Вариант АЦ структуры без совмещения блоков БН на основе жесткой логики полностью соответствует исходной схеме рис. 2. ВЭ построен по схеме, представленной на рис. 3. Импульсный сигнал E сбрасывает $Rg1$ и $Rg2$, подготавливая их к поиску экстремумов на следующем периоде. Этот сигнал формируется устройством управления (на схеме не показано), которое представляет собой формирователь импульсов единичных приращений [18, 19], выдающий один импульс на период сигналов СКП с подавлением первого счетного импульса после реверса, поскольку он соответствует лишь частично пройденному периоду. В процессе прохождения периода компараторы ЦК1, ЦК2 формируют импульсы, если коды АЦП оказываются больше или меньше кодов в $Rg1$, $Rg2$, тем самым изменяя их содержимое.

Блок ФКС состоит из цифрового сумматора (ЦС) и цифрового вычитателя (ЦВ). Блок нормирующего устройства (НУ) выполнен по схеме рис. 4. В устройстве НУ блоки ЦАП, УЦАП и У выполняют коррекцию согласно (3)—(5) [20]. Обновление информации в $Rg1$ и $Rg2$ проводится по окончании периода импульсом E непосредственно перед сбросом регистров в ВЭ.

Устройство коррекции может быть реализовано примерно на 100 корпусах микросхем для случая 10...12-разрядных АЦП. Быстродействие определяется шагом временной дискретизации АЦП.

Описанное устройство обладает функциональной и структурной избыточностью, которая может быть сокращена за счет совмещения некоторых функций блоков БН1, ..., БН4, а также элементов, используемых для выделения максимума и мини-

муму в каждом ВЭ, что достигается введением в структуру селектора октантов, состоящего из коммутатора (мультиплектора) (Км) прямых и инверсных сигналов $U_{s,c}$, $\bar{U}_{s,c}$ и $U'_{k,s,c}$, $\bar{U}'_{k,s,c}$ и устройства управления (УУ) (выполненного на основе трехразрядного АЦПФ [5]), выделителя максимумов (ВМ), построенного по схеме ВЭ (рис. 3), из которой исключены ЦК2 и $Rg2$, и регистрового ЗУ (РЗУ) для хранения кодов N_{max} экстремумов сигналов $U_{s,c}$, $\bar{U}_{s,c}$ и $U'_{k,s,c}$, $\bar{U}'_{k,s,c}$. Благодаря этому функции ВЭ и ФКС блоков БН1, ..., 4 совмещаются. Следует отметить, что это не приведет к потере быстродействия, поскольку экстремумы сигналов $U_{s,c}$ и $U'_{k,s,c}$ разнесены друг относительно друга на $\frac{\pi}{4}$.

Устройство работает следующим образом. Блок УУ формирует код A , по которому на выход Км передается сигнал, проходящий в данном октанте через экстремум. Значение найденного экстремума при смене A по сигналу E переписывается в РЗУ по адресу A , а ВМ по сигналу E_0 подготавливается к поиску экстремума следующего сигнала. Если в завершившемся октанте определялся максимум, то в одно из НУ1, ..., НУ4 по соответствующему сигналу E_1, \dots, E_4 записываются новые значения кодов $N_{п}$ и $N_{а}$.

Совмещенное устройство проще исходной структуры и реализуется примерно на 60 корпусах микросхем. Сравнительным анализом ее состава, а также узлов микропроцессорных комплектов [21, 22] нетрудно установить, что структура цифровой части устройства коррекции в наибольшей степени соответствует структуре микропроцессорной (МП) секции, входящей в состав секционированных МП

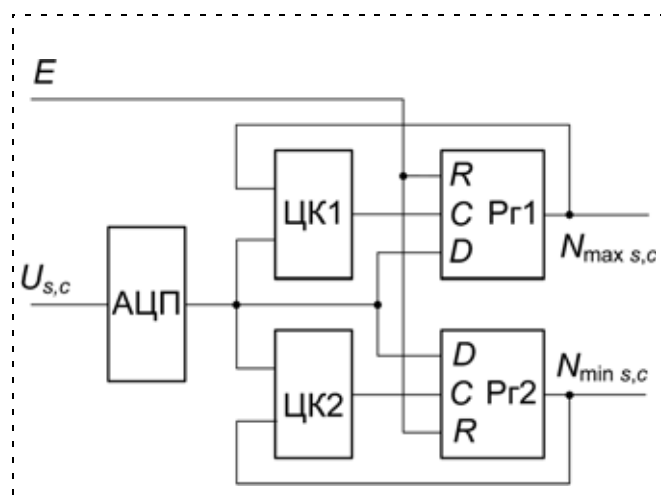


Рис. 3. Структурная схема выделителя экстремумов (ВЭ): ЦК1, ЦК2 — цифровые компараторы; $Rg1$, $Rg2$ — регистры значений кодов локальных максимума и минимума на текущем периоде

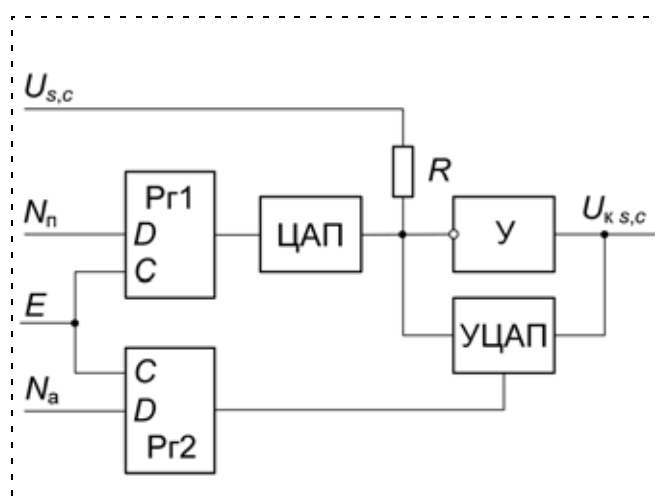


Рис. 4. Структурная схема нормализующего устройства (НУ): $Rg1$, $Rg2$ — регистры хранения текущих значений кодов $N_{п}$, $N_{а}$; ЦАП — цифроаналоговый преобразователь с токовым выходом; УЦАП — умножающий ЦАП с токовым выходом; У — инвертирующий усилитель

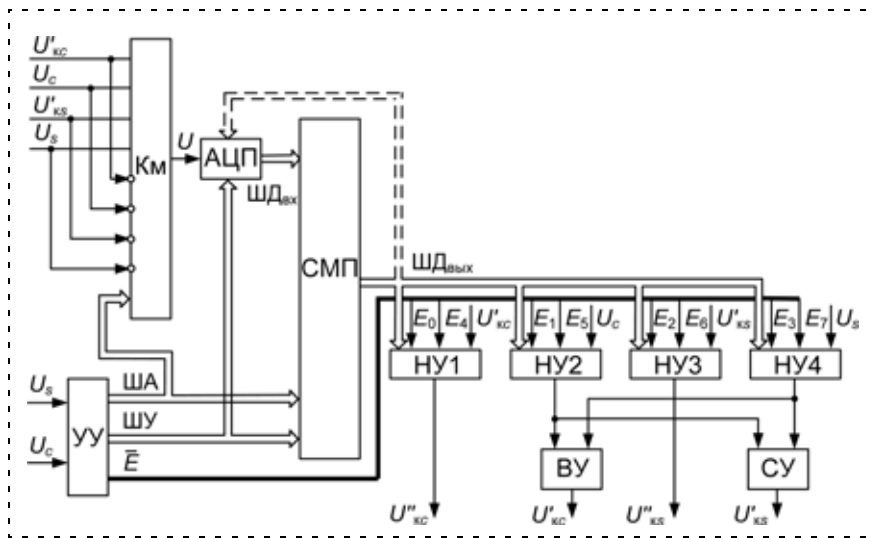


Рис. 5. Аналого-цифровая структура устройства коррекции на базе секционированного МП набора:
СМП — секционированный микропроцессор; УУ — устройство управления; ША, ШУ, ШД_{вх} и ШД_{вых} — шины адреса, управления, входных и выходных данных СМП; \bar{E} — шина управления НУ1, ..., НУ4

комплектов. Для построения 12-разрядного устройства достаточно применить три БИС 4-разрядных секций (например, серии КМ1804). Такое решение отличается простотой и обеспечивает высокое быстродействие, поскольку не требуется выполнение лишних операций обмена и преобразования данных. Применение МП стандартной конфигурации [23, 24] приемлемо лишь при наличии их в системе, в состав которых входит ЦПП (неавтономный вариант), если не требуется высокое быстродействие.

АЦ структура устройства на базе секционированного МП набора показана на рис. 5. Устройство работает следующим образом. В зависимости от кода октанта A на выход U коммутатора КМ передается один из его входных сигналов, который циклически преобразуется с помощью АЦП в код, поступающий в СМП, где он обрабатывается подпрограммой ВМ. По окончании прохождения очередного октанта устройство УУ запускает одну из модификаций подпрограммы ФКС. Устройства НУ1, ..., НУ4 выполнены по схеме рис. 4 с тем отличием, что стробирующие входы регистров выполнены отдельными. Микрокоманды, содержащиеся в подпрограммах ВМ и ФКС, соответствуют набору микрокоманд 4-разрядной МП секции КМ1804ВС1.

Общая сложность устройства соответствует примерно 50 корпусам микросхем, из них 30 входят в состав НУ1, ..., НУ4, СУ и ВУ, число которых неизменно во всех трех рассмотренных структурах.

В описанном устройстве операции коррекции выполняются с помощью аналоговых элементов. Однако при использовании МП коррекция и формирование выходных сигналов могут быть также

проведены в цифровом виде. При этом для реализации алгоритма коррекции необходимо 14 ячеек ЗУ полной длины и еще 4 бита для запоминания признаков. Поскольку алгоритм выполняется циклически, то шаг дискретизации T сигналов СКП определяется временем однократного выполнения программы, причем свыше 50 % времени занимают операции деления. При реализации алгоритма на МП наборе с фиксированной системой команд период T составит единицы миллисекунд. Повысить быстродействие можно путем использования вычислительных устройств, обладающих малой длительностью такта, возможностью выполнения команд за один такт без затрат на обмен данными, с ориентацией на выполнение операции деления. Анализ показывает, что данным требованиям отвечают секционированные МП комплек-

ты, в частности, серии КМ1804. В состав данной серии входит 4-разрядная МП секция КМ1804ВС2 с расширенными возможностями, оптимально реализующая операцию деления и имеющая РЗУ на 16 слов.

Алгоритм с использованием МП секций КМ1804ВС2 реализуется в виде микропрограммы, содержащей не более 120 40-разрядных одноканальных микрокоманд и размещаемой в ПЗУ микрокоманд блока микропрограммного управления. Объем аппаратуры устройства составляет не более 30 корпусов микросхем.

Сравнительная оценка аналого-цифровых и цифровых структур

Между исходной и совмещенной АЦ структурами располагается ряд промежуточных структур с частичным совмещением, которые могут представлять интерес при коррекции сигналов с большими погрешностями, когда экстремумы сигналов могут выйти за пределы отведенных им октантов, и целесообразно увеличить размеры зон поиска.

Объем аппаратурных затрат аналого-цифровых структур снижается по мере уменьшения структурной и функциональной избыточности. Так, переход к совмещенной структуре позволяет сократить аппаратурные затраты в 1,7 раза, а использование МП — еще в 1,2 раза. Сравнительно небольшой выигрыш в последнем случае обусловлен тем, что доминирующую роль в объеме аппаратуры начинают играть микросхемы, предназначенные для цифро-аналоговой коррекции. Их число практически

неизменно во всех аналого-цифровых структурах. Дальнейшее сокращение аппаратуры достигается при переходе к цифровой коррекции на базе МП, где число микросхем сокращается еще в 1,7 раза по сравнению с АЦ структурой на базе МП. Однако при этом происходит потеря быстродействия.

Выполним анализ быстродействия рассмотренных структур. Шаг дискретизации T оценивается выражением

$$T = t_{\text{АЦ}} + t_{\text{в}}, \quad (19)$$

где $t_{\text{АЦ}}$ — время преобразования в АЦП (для цифровой структуры — удвоенное значение); $t_{\text{в}}$ — время, затрачиваемое на обработку в выделителе ВЭ, ВМ, подпрограмме ВМ для АЦ структур, или время однократного выполнения программы коррекции для цифровой структуры. В случае конвейерной обработки шаг дискретизации составит

$$T_{\text{к}} = \max\{t_{\text{АЦ}}, t_{\text{в}}\}. \quad (20)$$

Для АЦ структур с "жесткой" логикой

$$t_{\text{в}} = t_{\text{к}} + t_{\text{р}},$$

где $t_{\text{к}}$ — время задержки цифрового компаратора; $t_{\text{р}}$ — время записи в регистр. Величина $t_{\text{в}}$ лежит в пределах от 0,11 мкс (для ТГЛ микросхем) до 2,5 мкс (для КМОП-микросхем) в случае 12-разрядного устройства. Время преобразования АЦП составляет 1...100 мкс для АЦП поразрядного уравнивания и не более 0,1 мкс для параллельных АЦП. Следовательно, для АЦ структур с "жесткой" логикой достижимы минимальные значения шага дискретизации $T_{\text{мин}} \approx 0,21$ мкс и $T_{\text{кмин}} \approx 0,11$ мкс.

Для АЦ структуры на основе секционированного МП набора время выполнения подпрограммы ВМ составит

$$t_{\text{в}} = 2t_{\text{т}}, \quad t_{\text{т}} = t_1 + (k - 2)t_2 + t_3, \quad (21)$$

где $t_{\text{т}}$ — длительность такта; t_1, t_2, t_3 — время распространения от входа к выходу переноса младшей МП секции, от входа переноса к выходу переноса средних МП секций, от входа переноса к выходу старшей МП секции соответственно; k — число МП секций. Для МП секции КМ1804ВС1 при $k = 3$, $t_1 = 75$ нс, $t_2 = 20$ нс, $t_3 = 30$ нс имеем $t_{\text{т}} = 125$ нс и $t_{\text{в}} = 0,25$ мкс. В этом случае, согласно (19) и (20), достигаются значения $T_{\text{мин}} \approx 0,35$ мкс и $T_{\text{кмин}} \approx 0,25$ мкс.

В случае цифровой структуры при $t_1 = 88$ нс, $t_2 = 30$ нс, $t_3 = 79$ нс, согласно (21), получим (без использования схемы ускоренного переноса) $t_{\text{т}} = 0,25$ мкс для $k = 4$. Время исполнения программы равно $t_{\text{в}} = n_{\text{к}}t_{\text{т}}$, где $n_{\text{к}}$ — число однократных микрокоманд. Откуда при $n_{\text{к}} = 120$ имеем $t_{\text{в}} = 30$ мкс. Следовательно, согласно (19) и (20), $T \geq 30$ мкс.

Из проведенного анализа можно сделать вывод, что все рассмотренные АЦ структуры обладают

потенциально высоким быстродействием, полностью реализуемым только при использовании параллельных АЦП. Быстродействие цифровой структуры на 1...2 порядка ниже, но оно может быть повышено за счет применения спецпроцессора для выполнения деления, распараллеливания алгоритма и использования более быстродействующих микропроцессоров и микроконтроллеров.

Рассмотрим динамическую фазовую погрешность $\Delta\varphi_{\text{д}}$ выходных скорректированных сигналов СКП, обусловленную конечным шагом дискретизации T в устройстве коррекции и вызываемой им неидеальностью коррекции. С этой целью воспользуемся выражением (16) без учета двух последних членов и с подстановкой в выражения параметров вместо $\bar{\Delta}_{s,c}$ значений согласно (18). Для наихудшего сочетания параметров получим

$$\Delta\varphi_{\text{д}} = (1 + \sqrt{2}) \left(\frac{\omega T}{4} \right)^2. \quad (22)$$

Так, при $\omega = 2\pi \cdot 10^3 \text{ с}^{-1}$, $T = 30$ мкс имеем $\Delta\varphi_{\text{д}} = 0,005$. Выражение (22) позволяет назначить требования к быстродействию устройства коррекции исходя из динамической точности и максимальной скорости перемещения.

Список литературы

1. Соломатин В. А., Шилин В. А. Фазовые оптико-электронные преобразователи. М.: Машиностроение, 1986.
2. Сафонов Л. Н., Волянский В. Н., Окулов В. И., Прохоров В. Н. Прецизионные датчики угла с печатными обмотками. М.: Машиностроение, 1977.
3. Преснухин Л. Н., Шаньгин В. Ф., Шаталов Ю. А. Муаровые растровые датчики положения и их применение. М.: Машиностроение, 1969.
4. Фотоэлектрические преобразователи информации / Л. Н. Преснухин, В. С. Шаньгин, С. А. Майоров, И. В. Меськин. Под ред. Л. Н. Преснухина. М.: Машиностроение, 1974.
5. Высокочастотные преобразователи угловых перемещений / Э. Н. Асиновский, А. А. Ахметжанов, М. А. Габидулин и др.; Под общ. ред. А. А. Ахметжанова. М.: Энергоатомиздат, 1986.
6. Домрачев В. Г. и др. Схемотехника цифровых преобразователей перемещений: Справоч. пособ. / В. Г. Домрачев, В. Р. Матвеевский, Ю. С. Смирнов. М.: Энергоатомиздат, 1987.
7. Косинский А. В. и др. Аналого-цифровые преобразователи перемещений / А. В. Косинский, В. Р. Матвеевский, А. А. Холмонов. М.: Машиностроение, 1991.
8. Сафонов Л. Н., Габидулин М. А. К обобщению теории фазовращателей с фильтром обратной последовательности // Новые элементы в информационных системах. Межвуз. сб. науч. трудов. М.: МИРЭА, 1977. С. 21—33.
9. Габидулин М. А. Вопросы построения прецизионных цифровых линейных перемещений с аналоговыми преобразователями фазового типа // Автоматический контроль и методы электрических измерений. Сб. тез. докл. IX Всесоюз. конф. Новосибирск: Наука, сиб. отд-ние, 1968. С. 52.
10. А. С. 238245 (СССР). Фотоэлектрический преобразователь перемещения—фаза / М. А. Габидулин // БИ. 1969. № 9.
11. А. С. 937989 (СССР). Способ измерения перемещений и устройство для его осуществления / Л. И. Павлов, В. С. Садов, К. М. Шестаков, В. Н. Ильин, А. В. Романов // БИ. 1982. № 23.
12. Садов В. С., Шестаков К. М., Павлов Л. И., Романов А. В., Василевский В. Е. Повышение точности прецизионных преобразователей линейных и угловых перемещений // Метрология. 1983. № 12. С. 18—19.

13. **А. С. 1269260** (СССР). Способ преобразования перемещения в код и устройство для его осуществления / Л. И. Павлов, В. С. Садов, К. М. Шестаков, В. Н. Ильин, А. В. Романов // БИ. 1986. № 41.

14. **Габидулин М. А.** Исследование фазометрических преобразователей линейных перемещений фотоэлектрического типа. Автореф. дисс. на соиск. уч. степ. канд. техн. наук. М.: МИЭМ, 1970. 31 с.

15. **Мироненко А. В.** Фотоэлектрические измерительные системы (измерение линейных и угловых величин). М.: Энергия, 1967.

16. **Габидулин М. А., Лейбович И. Д.** Растровый СКП с адаптивной коррекцией // Координатно-чувствительные фотоприемники и оптико-электронные устройства на их основе. Сб. тез. докл. 5 Всесоюз. совещ. Барнаул: АлтПИ, 1989, ч. II, С. 100—101.

17. **А. С. 1656682** (СССР). Преобразователь перемещения в код / М. А. Габидулин, И. Д. Лейбович // БИ. 1991. № 22.

18. **А. С. 1302433** (СССР). Преобразователь перемещения в код / М. А. Габидулин, И. Д. Лейбович, Л. А. Сальников // БИ. 1987. № 13.

19. **А. С. 1325700** (СССР). Преобразователь перемещения в код / М. А. Габидулин, И. Д. Лейбович // БИ. 1987. № 27.

20. **Шило В. Л.** Функциональные аналоговые интегральные микросхемы. М.: Радио и связь, 1982.

21. **Микропроцессоры** и микропроцессорные комплекты интегральных микросхем: Справочник, в 2 т. / В.-Б. Б. Абрайтис, Н. Н. Аверьянов, А. И. Белоус и др. Под ред. В. А. Шахнова. М.: Радио и связь, 1988. Т. 1.

22. **Микропроцессоры** и микропроцессорные комплекты интегральных микросхем: Справочник, в 2 т. / Н. Н. Аверьянов, А. И. Березенко, Ю. И. Борщенко и др. Под ред. В. А. Шахнова. Т. 2. М.: Радио и связь, 1988.

23. **Однокристалльные микроЭВМ:** Справочник / А. В. Боборыкин, Г. П. Липовецкий, Г. В. Литвинский и др. М.: МИКАП, 1994.

24. **Габидулин М. А., Лейбович И. Д.** Измерительные и программно-аппаратные средства тахеометров // Современное состояние и перспективы развития геодезии, картографии и геоинформационных систем. Сб. тез. докл. Юбил. н. т. конф., посвящ. 850-летию г. Москвы. М.: ЦНИИГАИК, 1997. С. 56—57.

УДК 681.527.72

В. С. Волков, канд. техн. наук, доц.,

И. Н. Барин, канд. техн. наук, ст. науч. сотр.,
Пензенский государственный университет,
ОАО "НИИ физических измерений", г. Пенза
mzungu@inbox.ru

Диагностическое обеспечение интеллектуальных полупроводниковых датчиков давления

Описано использование программы MS Excel для автоматизации разработки диагностического обеспечения интеллектуальных полупроводниковых датчиков давления.

Ключевые слова: диагностическое обеспечение, выбор проверок, датчик давления, автоматизация

Давление является одной из самых важных измеряемых переменных в системах управления, промышленности, биомедицинских исследованиях, поэтому датчики давления являются одними из наиболее широко используемых первичных преобразователей физических величин. Значительную часть выпускаемых промышленностью датчиков давления потребляет энергетика. В гидравлических, тепловых, ядерных и других установках необходим непрерывный контроль за давлением для обеспечения нормального режима работы и недопущения возникновения нештатных ситуаций.

В настоящее время существует большое разнообразие датчиковой аппаратуры, так как понятие "давление" охватывает протяженную область значений — от сверхвысокого вакуума до сверхвысоких избыточных давлений, не считая того, что измерения давления могут проводиться в различных средах, физические и химические характеристики

которых весьма разнообразны. В конструкциях датчиков давления используются различные типы чувствительных элементов, однако одним из самых распространенных является чувствительный элемент, использующий полупроводниковые технологии и построенный на основе тензорезистивного эффекта [1].

Серийно выпускаемые полупроводниковые тензорезистивные датчики измеряют давления от сотен тысяч паскалей до нескольких десятков мегапаскалей и имеют размеры в пределах десятков миллиметров [2]. Обычно они удовлетворяют предъявляемым требованиям по метрологическим и эксплуатационным характеристикам. Однако перед разработчиками все чаще встает задача развития и совершенствования датчиков давления на основе разработки и внедрения прогрессивных решений.

Одним из наиболее перспективных направлений развития средств измерения давления является применение интеллектуальных датчиков ("Smart sensors" в зарубежной технической литературе), обеспечивающих высокий уровень автоматизации и интеллектуализации процесса измерения. Основными функциональными особенностями, отличающими интеллектуальный датчик от датчиков традиционных, является возможность обработки измерительного сигнала непосредственно в зоне измерения, включающая в себя температурную компенсацию выходного сигнала, линеаризацию функции преобразования и т. д. [3, 4]. Кроме того, интеллектуальный датчик, как правило, имеет встроенные средства калибровки и диагностирования, позволяющие увеличить надежность и повысить ресурс безотказной работы. Все вышперечисленное достигается путем размещения в одном корпусе с первичным преобразователем (чувствительным элементом датчика) схемы обработки измерительного

сигнала, состоящей из аналоговых и цифровых устройств.

Типовая схема интеллектуального полупроводникового датчика давления (ИПДД) представлена на рис. 1 (см. вторую сторону обложки).

Измеряемая величина (давление) I воздействует на чувствительный элемент первичного преобразователя 2, с выхода которого аналоговый электрический сигнал (напряжение, ток), пропорциональный входной величине, поступает на схему обработки 3, где выполняется усиление, фильтрация, линеаризация и т. д. Преобразованный аналоговый сигнал поступает на вход АЦП 4, где преобразовывается в цифровой код. Преобразованием сигнала управляет специализированный микроконтроллер 6, который выдает управляющие сигналы на аналоговую часть схемы обработки, управляет работой АЦП и преобразует выходной цифровой сигнал для передачи с помощью цифровых 8 и аналоговых 9 стандартных интерфейсов.

В связи с тем, что большинство применяемых в настоящее время датчиков давления являются полупроводниковыми, одной из наиболее важных задач при разработке датчиковой аппаратуры является задача термокомпенсации выходного сигнала. Данная задача еще более усложняется при разработке высокотемпературных датчиков, например, датчиков на основе карбида кремния и алмазоподобных материалов [5]. Поскольку такие датчики должны работать в диапазоне температур до 600 °С, то необходима компенсация влияния температуры не только на чувствительный элемент, но и на электронную схему обработки измерительного сигнала, поскольку элементная база современной электроники также является полупроводниковой и рабочая температура электрорадиоэлементов и микросхем ограничивается температурой порядка 100 °С.

В подобных условиях невозможно обойтись без использования микроконтроллеров и микропроцессоров, которые должны обрабатывать измерительный сигнал по заложенной программе и корректировать измерительный сигнал при изменении влияющих величин (температуры). Кроме того, микропроцессоры интеллектуальных датчиков должны предусматривать контроль работоспособности и калибровку датчика, выдачу в линию связи сигналов исправности/неисправности, позволяющих с высокой достоверностью оценить работоспособность датчика, его ресурс и другие метрологические и эксплуатационные характеристики. Все это предполагает наличие сложных программно-аппаратных составляющих в структуре интеллектуального датчика, т. е. наличие сложной аналоговой и, особенно, цифровой и аналого-цифровой частей схемы обработки измерительного сигнала.

Для интеллектуальных датчиков, эксплуатирующихся в сложных условиях в составе изделий специального назначения (например, ракетно-космической, военной техники), существенным является непрерывное получение как информации с датчика, так и информации о его техническом состоянии. Поэтому одной из важнейших задач, решаемых при разработке и проектировании интеллектуальных полупроводниковых датчиков, является задача разработки диагностического обеспечения. Для решения этой задачи микроконтроллер в составе интеллектуального датчика должен реализовывать алгоритмы технического диагностирования [6], для реализации которых необходимо решить задачу выбора элементарных проверок для обнаружения отказа [6, 7].

Задача выбора элементарных проверок объекта, выполнение которых позволяет обнаруживать отказы объекта диагностирования с минимальными затратами времени, решается при разработке диагностического обеспечения, предусматривающего контроль работоспособности. Достижение оптимального решения задачи методами комбинаторной оптимизации (сокращенного перебора) при больших мощностях множеств отказов и проверок может потребовать неприемлемых расходов вычислительных ресурсов (времени, памяти). Применение для решения задачи эвристических (без перебора) алгоритмов оптимизации, использующих функции и правила предпочтения, существенно экономит ресурсы, но не гарантирует получения оптимального значения целевой функции [6]. Возникает противоречие, порождающее проблему ограничения вычислительных ресурсов при выборе проверок для обнаружения отказов с минимальными затратами.

Для решения поставленной задачи целесообразно задать диагностическую модель схемы обработки измерительного сигнала интеллектуального датчика в виде двудольного ориентированного графа (орграфа)

$$G = (E, U^z, \varphi), \quad (1)$$

где $E = \{e_j\}$ — множество видов технического состояния, $j = \overline{0, n}$; $U = \{u_i\}$ — множество элементарных проверок, $i = \overline{1, m}$; U^z — множество результатов проверок. Множество E содержит отказы E^0 и работоспособное состояние e_0 , а множество U^z при контроле методами альтернативной оценки образуется объединением допустимых $U^1 = \{u_i^1\}$ и недопустимых $U^0 = \{u_i^0\}$ результатов проверок.

	u_1	u_2	u_3	u_4	u_5	u_6
e_0	1	1	1	1	1	1
e_1	0	1	0	1	0	1
e_2	1	0	1	0	0	0
e_3	1	1	0	1	1	1
e_4	1	1	1	0	0	0
e_5	1	1	1	1	0	1
e_6	1	1	1	1	1	0

Орграф (1) удовлетворяет условиям, которые формально записываются следующим образом:

$$\varphi^{-1}(u^0) \cup \varphi^{-1}(u^1) = E;$$

$$\varphi^{-1}(u^0) \cap \varphi^{-1}(u^1) = \emptyset;$$

$$\varphi(e_i) \neq \varphi(e_j),$$

где $\varphi^{-1}(u^0)$, $\varphi^{-1}(u^1)$ — полные прообразы, а $\varphi(e_i)$, $\varphi(e_j)$ — образы соответствующих вершин; \emptyset — сим-

вол пустого множества; $i = \overline{0, |E^0| - 1}$; $j = \overline{i + 1, |E^0|}$.

В таблице связей орграфа (1), представляющего собой пример диагностической модели схемы обработки измерительного сигнала ИПДД, отказы отличаются от работоспособного состояния недопустимым результатом хотя бы одной проверки.

Множества $\varphi_0(e_j)$, составляющие образы отказов, различающихся с работоспособным состоянием, — не пустые, т. е.

$$|\varphi_0(e_j)| > 0, \quad (2)$$

где $\varphi_0 : E^0 \rightarrow U^0$.

Выбор проверок для обнаружения отказов с минимальными затратами приводится к задаче линейного целочисленного программирования:

$$\min \sum_{i=1}^m c_i x_i; \quad (3)$$

$$\sum_{i \in S_j} x_i > 0, \quad (4)$$

где x_i — бинарная переменная, сопоставленная проверке u_i , принимающая значение 1, если проверка выполняется, и значение 0 — в противном случае; c_i — затраты на выполнение проверки u_i ; m — число проверок; S_j — множество номеров проверок, недопустимыми результатами которых проявляется отказ e_j .

Ограничения (4) формируются на основе неравенств (2). Число ограничений равно числу отказов n , составляющих множество E^0 .

При одинаковых затратах на выполнение проверок задача линейного целочисленного програм-

мирования (3), (4) сводится к выбору минимального числа бинарных переменных.

Полученные экспериментальным путем значения затрат на выполнение проверок в условных единицах равны соответственно $c_1 = 3$, $c_2 = 4$, $c_3 = 2$, $c_4 = 8$, $c_5 = 6$, $c_6 = 5$.

Целевая функция и ограничения для объекта, моделируемого таблицей связей (см. таблицу), записываются в виде

$$\min(3x_1 + 4x_2 + 2x_3 + 8x_4 + 6x_5 + 5x_6); \quad (5)$$

$$x_1 + x_3 + x_5 > 0; \quad (6)$$

$$x_2 + x_4 + x_5 + x_6 > 0; \quad (7)$$

$$x_3 > 0; \quad (8)$$

$$x_4 + x_5 + x_6 > 0; \quad (9)$$

$$x_5 > 0; \quad (10)$$

$$x_6 > 0. \quad (11)$$

При формировании ограничений учитывается, что отказ e_j проявляется недопустимыми результатами проверок из множества $\varphi_0(e_j) = \{u_{ji}^0\}$ и $S_j = \{i\}$.

Например, $\varphi_0(e_1) = \{u_1^0, u_3^0, u_5^0\}$, $S_1 = \{1, 3, 5\}$, и приходим к ограничению (6).

Задача линейного целочисленного программирования с бинарными переменными может быть решена сокращенным перебором по аддитивному алгоритму Баллаша с фильтром вручную либо требует разработки специальной программы [8].

Более предпочтительным является решение данной задачи в табличном процессоре Microsoft Excel, так как при его использовании решение данной задачи не требует специальных навыков, кроме умения решать в общем виде задачи целочисленного линейного программирования. Данный программный продукт стал стандартом де-факто для организации табличных вычислений, что обуславливает знакомство с ним большинства технических специалистов, в том числе специалистов по диагностике радиоэлектронных устройств. В то же время данный программный продукт имеет в своем составе средства для решения задач целочисленного программирования, что позволяет рекомендовать его для использования в задачах разработки диагностического обеспечения, как, например, в рассматриваемой задаче выбора проверок для обнаружения отказов устройства.

Для решения поставленной задачи рабочее пространство листа заполняется, как показано на рис. 2.

В ячейки A1—A6 вводятся обозначения искомым бинарных переменных, ячейки B1—B6 используются для отыскания непосредственно значений

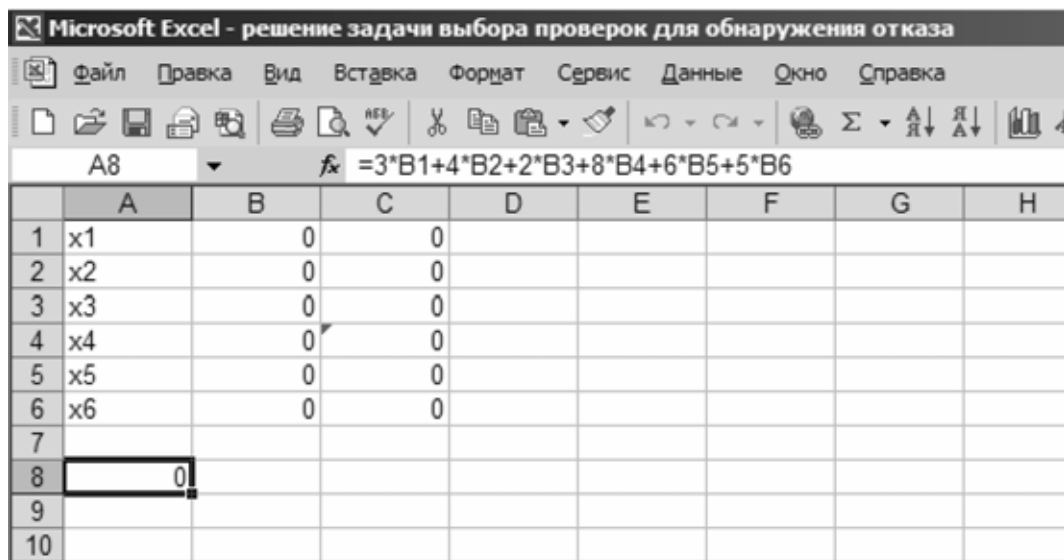


Рис. 2. Заполнение листа MS EXCEL для решения задачи

переменных. В ячейки C1—C6 вводятся левые части ограничений (6)—(11), в ячейку A8 вводится левая часть значения целевой функции (5).

Затем вызывается из меню "Сервис" пункт "Поиск решения", который заполняется, как показано на рис. 3. Ячейки B1—B6, содержащие значения переменных, должны быть бинарными и целыми, левые части ограничений C1—C6 задаются ≥ 1 , так как данная программа не позволяет задать ограничение строго больше 0. В параметрах необходимо указать значение "Линейная модель".

Для нахождения опорного значения целевой функции определяется сочетание значений переменных, удовлетворяющее ограничениям с одной переменной, которое принимается в качестве допустимого решения задачи. Допустимым решением задачи (5)—(11) являются, например, значения переменных $x_3 = x_5 = x_6 = x_1 = 1, x_2 = x_4 = 0$.

Целевая функция (5) для допустимого решения принимает значение 16. Следовательно, значение целевой функции в оптимальном решении будет не больше 16.

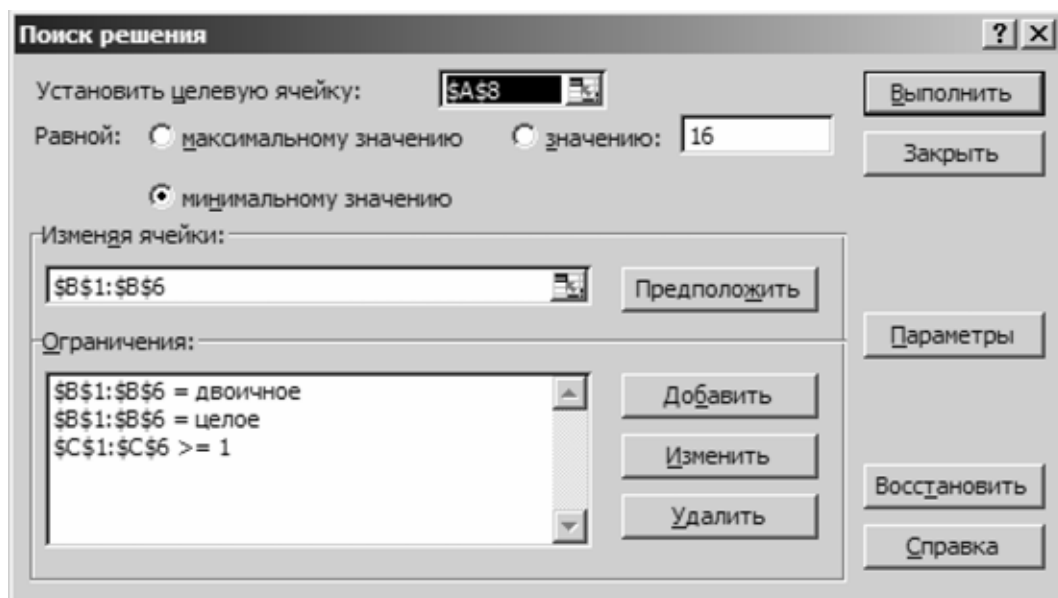


Рис. 3. Установка параметров вкладки "Поиск решения"

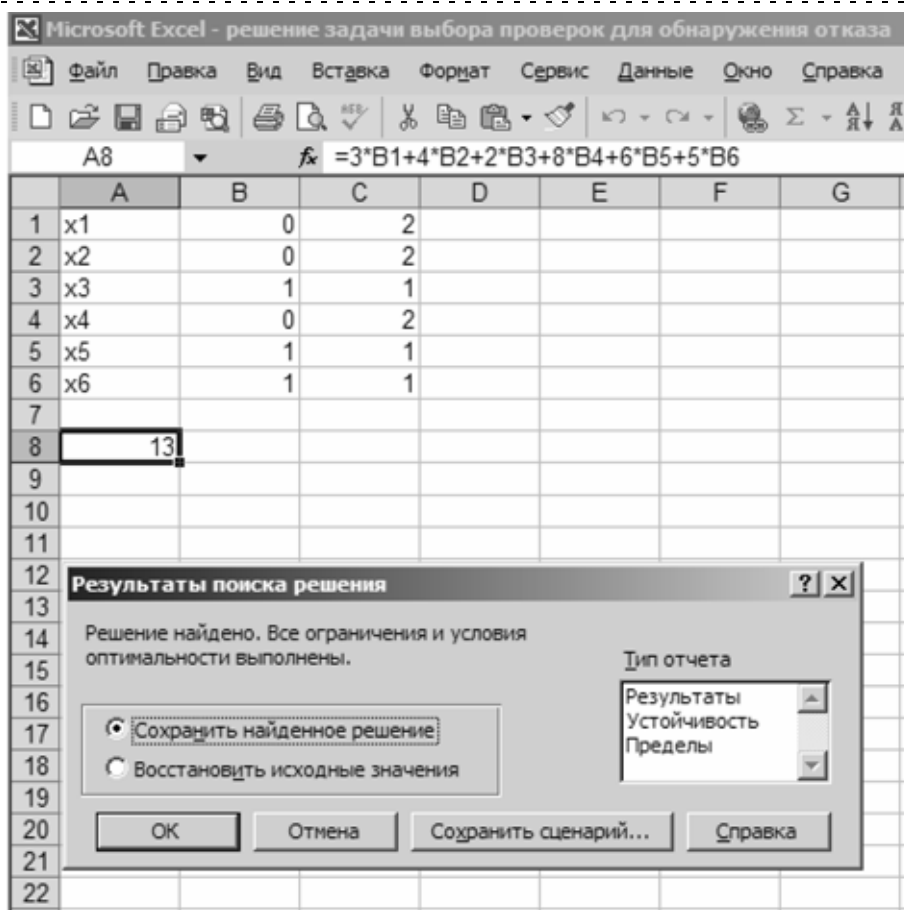


Рис. 4. Результаты поиска решения

После нажатия кнопки "Выполнить" программа выдает искомое решение, как показано на рис. 4.

Оптимальным решением задачи являются значения переменных $x_3 = x_5 = x_6 = 1$, $x_1 = x_2 = x_4 = 0$, при которых целевой функцией принимается значение 13. Следовательно, выполнение проверок u_3 , u_5 , u_6 позволяет обнаруживать заданные отказы с минимальными затратами в 13 условных единицах.

Предложенный способ выбора проверок для разработки диагностического обеспечения позволяет ускорить разработку алгоритмов диагностирования компонентов информационно-измерительных систем, за счет использования программы MS Excel снижает требования к квалификации специалиста по диагностированию, позволяет выбирать элементарные проверки для определения отказа с минимальными затратами времени, что является важным условием для повышения надежности и работоспособности современных интеллектуальных средств измерений, таких как полупроводниковые датчики давления.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ваганов В. И. Интегральные тензопреобразователи. М.: Энергоатомиздат, 1983.
2. Датчики теплофизических и механических параметров: Справочник в трех томах. Т. 1 (кн. 2) / Под общ. Ред. Ю. Н. Коптева; Под ред. Е. Е. Багдатьяна, А. В. Гориша, Я. В. Малкова. М.: ИПРЖР, 1998. 512 с.
3. Chapman P. W. Smart Sensors. Research Triangle Park (North Carolina): Instrument Society of America. 1996. 162 p.
4. Smutny L. Industrial LAN with Smart Sensors and Actuators // In Proc. of 7th International DAAAM Symposium. Edit B. Katalinic. Vienna (Austria) Daaam, 1996. P. 417–418.
5. Мокров Е. А., Баринов И. Н. Разработка высокотемпературных полупроводниковых датчиков давления // Приборы. 2008. № 11. С. 8–13.
6. Фандеев В. П. Технологии и средства анализа отказов восстанавливаемых электронных изделий приборостроения. Пенза: Изд-во Пенз. гос. ун-та, 2001. 240 с.
7. Волков В. С., Фандеев В. П., Баринов И. Н. Использование информационных технологий для разработки диагностического обеспечения электронных устройств // Технологии приборостроения. 2006. № 4.
8. Фандеев В. П., Волков В. С. Модели, методы и алгоритмы оптимизации диагностирования приборов: Учеб. пособ. Пенза: Изд-во ПГУ, 2007. 73 с.

А. Л. Береснев, канд. техн. наук, доц.,
М. А. Береснев, ассистент,
 Южный федеральный университет
 max_tr6@mail.ru

Виброакустический метод диагностики двигателя внутреннего сгорания

Изложен новый метод диагностики двигателей внутреннего сгорания, который основан на получении сигнала в звуковом диапазоне и исследовании его совместно с характеристиками двигателя с помощью алгоритмов времячастотного анализа высокого разрешения и методов частичной реконструкции сигнала в фазовом пространстве. Приведены примеры использования метода для определения неисправностей различных узлов и систем. Отмечается, что метод также может быть использован для анализа сигналов на наличие периодических структур волнового типа для других агрегатов и узлов автомобиля, помимо двигателя.

Ключевые слова: диагностика неисправностей, двигатель внутреннего сгорания, вибромониторинг

Введение

Средства диагностирования двигателей внутреннего сгорания (ДВС) представляют собой технические устройства, предназначенные для измерения количественных значений диагностических параметров. В их состав входят различные комбинации следующих основных элементов: устройств, задающих тестовый режим; датчиков, воспринимающих диагностические параметры и преобразующих их в удобный для обработки или непосредственного использования сигнал; измерительного устройства и устройства отображения результатов. Кроме того, эти устройства могут включать в себя системы автоматизации задания и поддержания тестового режима, модули измерения параметров и автоматизированное логическое устройство, осуществляющее постановку диагноза.

Одним из универсальных средств диагностики является мотортестер. Это прибор, который позволяет обнаружить неисправности двигателя и других систем автомобиля. Однако в последнее время из-за компоновочных сложностей его применение для выявления механических неисправностей ДВС сопряжено с некоторыми сложностями, а иногда и невозможно по причине отсутствия места для установки дополнительных датчиков или внесения недопустимых изменений в систему управления двигателем вследствие их интеграции на работающем автомобиле. Поэтому в настоящее время все большее распространение получает направление безразборной диагностики двигателей. Одним из методов такой диагностики является виброакустический мониторинг, который можно использовать для любых механизмов. Он берет свое начало от

метода экспертных оценок, заключающегося в определении неисправностей по звуку работы механизма. Из практики хорошо известно, что прослушивание машины дает опытному механику важную и достоверную информацию о ее техническом состоянии, иногда даже с классификацией дефектов, но, во-первых, метод экспертных оценок весьма субъективен, а во-вторых, требует присутствия специалиста с огромным опытом эксплуатации определенного типа машин. В массовом производстве при обслуживании большого числа машин имеется явный дефицит механиков с изложенными выше качествами, поэтому стоит задача формализации процесса распознавания дефекта по виброакустическому сигналу, сравнимая по сложности с проблемой распознавания речи. Виброакустический метод, как правило, основан на сравнении действительного технического состояния узлов ДВС с эталонным состоянием путем сопоставления вибрационных характеристик. Например, если сравнить измеренные на поверхности поршня колебания с предельными для исправного состояния значениями, то небольшие превышения этих значений по амплитуде и частоте свидетельствуют о появлении микрорадиов на сопрягающихся поверхностях, а значительное увеличение по амплитуде будет соответствовать увеличенным зазорам в парах трения. Данный метод подразумевает наличие базы данных исправных узлов и механизмов с идентификацией частот излучения от различных дефектов.

Теоретическое обоснование виброакустического метода диагностики ДВС

Традиционные методы анализа физически реализованных сигналов, образов и временных рядов, порождаемых сложными полимодальными динамическими системами, в основном базируются на статистических методах, чаще всего — на спектрально-корреляционных методах в различных их вариантах [1—4]. При этом, вследствие статистического подхода к анализу сигналов динамическая сущность процессов, их порождающих, как правило, уходит на второй план. И только динамический подход к анализу сложных систем, характерный для современной нелинейной динамики, позволяет рассматривать анализ сигналов как процесс идентификации динамических систем по результатам анализа экспериментальных данных.

Важной особенностью поведения сложных динамических систем является существенная нестационарность вплоть до хаотичности порождаемых ими сигналов. Традиционный спектральный анализ на базе преобразования Фурье не всегда эффективен, например, для нестационарных сигналов с временным масштабом нестационарности, много меньшим продолжительности подлежащей анализу реализации. Это связано с усреднением мощности флуктуаций при спектральном анализе по всему времени

наблюдения сигнала. Наиболее очевидным путем применения данного метода к анализу нестационарных сигналов является разбиение реализации на отдельные короткие, равные по длительности участки. Этот прием широко известен в практике анализа сигналов на коротких реализациях (Short Time Fast Fourier Transform [2]).

Математическим основанием для подобного подхода к анализу сигналов является широко известный метод решения линейных уравнений динамики, известный как метод функций Грина, заключающийся в решении уравнений для физически реализуемых динамических систем в виде свертки [5, 6].

В то же время следует учитывать, что анализ имеет малую разрешающую способность по частоте. Если высокочастотная флуктуация имеет определенную частоту (узкополосная флуктуация), можно получить заниженную оценку амплитуды флуктуации. Из известного опыта работы с вейвлет-преобразованием [4] можно сделать вывод о том, что в большинстве случаев для оценки эволюции мод во времени достаточно проведения анализа для основной и трех высших гармоник анализируемой моды. Но на самом деле для такой сложной акустической системы, излучающей в широком частотном диапазоне с распределенными по объему источниками звука, часть из которых находится в непрерывном движении, какой является ДВС, для однозначной идентификации неисправности этого не всегда достаточно.

Традиционно наиболее просто определяются дефекты тел вращения. Например, используя калькулятор для расчета частоты [7], излучаемой подшипником, и решив обратную задачу, можно определить его размеры, которые соответствуют параметрам зафиксированного сигнала, а воспользовавшись технической документацией на диагностируемый двигатель — определить дефектный узел.

Алгоритм определения неисправностей по виброакустическому методу

Проводя процедуру вибромониторинга, следует учитывать, что для ДВС характерны два типа сигналов: фазированные, повторяющиеся в зависимости от тактов работы двигателя, и нефазированные, не имеющие связи с рабочими тактами. Источниками всплесков первого типа обычно являются пары трения в кривошипно-шатунном механизме (КШМ), цилиндропоршневой группе (ЦПГ) и газораспределительном механизме (ГРМ). Звуки второго типа порождаются различными подшипниками, входящими в устройство ДВС. Для отыскания дефектов первого типа, как правило, достаточно использовать в качестве сигнала синхронизации развернутую индикаторную диаграмму или сигнал искры в цилиндре. Для нефазированных звуковых сигналов следует проводить поиск источника по росту амплитуды на выявленной частоте.

На рис. 1 приведена схема, иллюстрирующая алгоритм определения неисправностей ДВС по звуковому сигналу. Условно алгоритм можно разбить на две основные части: определение фазированной и нефазированной неисправностей. На первом этапе алгоритма происходит регистрация звуковых волн вибродатчиком, а также съём показаний с датчика давления в цилиндре и с датчика на свече первого цилиндра, использующегося для синхронизации сигнала вибродатчика. Затем частотный спектр записанного звукового сигнала разбивается на интервалы, число которых при первой итерации цикла поиска неисправности полагается равным трем [8]. После этого происходит выбор очередного интервала сигнала и разложение его в ряд Фурье. На ос-

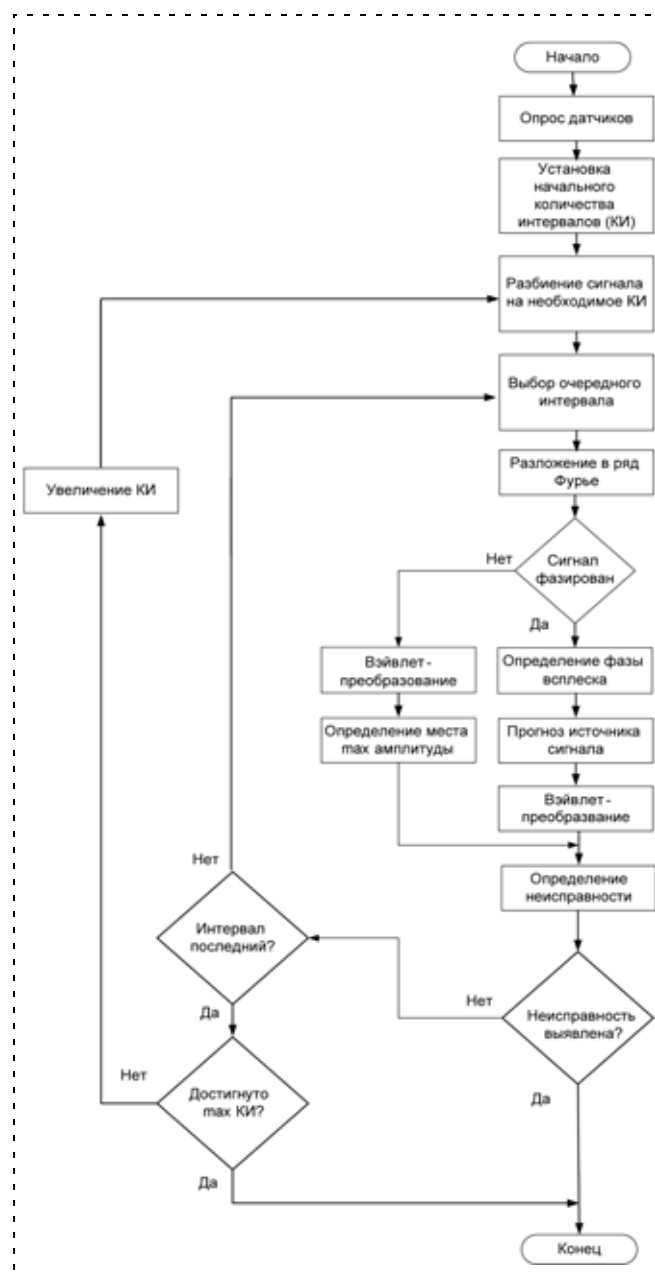


Рис. 1. Схема алгоритма определения неисправности

новании данных с датчика детонации определяется, фазирован сигнал или нет. Если сигнал фазирован, то определяется фаза всплеска, а затем выполняется прогнозирование источника сигнала и его вейвлет-преобразование. Если же сигнал не фазирован, то сначала к нему применяется вейвлет-преобразование, а затем по полученным данным выявляется частота максимальной амплитуды.

Результаты обработки звукового сигнала используются для определения неисправности. При этом в зависимости от типа для фазированного сигнала выполняются процедуры: определение фазы всплеска, прогноз источника сигнала и вейвлет-преобразование, а для нефазированного — вейвлет-преобразование, определение точки излучения максимального уровня сигнала и поиск сходства с образцами сигналов в базе данных. Если неисправность была выявлена, то работа алгоритма завершается. В противном случае происходит увеличение числа интервалов, на которые разбивается сигнал, и цикл поиска неисправности повторяется. Если текущий интервал является последним, то проводится проверка достижения максимально разрешенного числа интервалов разбиения исходного звукового сигнала. В случае, если максимально возможное число интервалов не достигнуто, оно увеличивается на единицу, происходит повторное разбиение исходного сигнала в соответствии с новым числом интервалов, и алгоритм повторяется.

С помощью метода виброакустического анализа при диагностике ДВС могут быть определены следующие параметры: пропуски воспламенения; угловое положение коленчатого вала (КВ) и неисправности в основных парах сопряжения ДВС. Кроме того, при данном подходе для определения большинства дефектов нет необходимости выбора промежутков для разбиения реализаций на отдельные короткие участки равной длины.

Использование виброакустического метода для диагностики газораспределительных механизмов

Для определения диагностических возможностей вибромониторинга газораспределительных механизмов (ГРМ) использовалась система, оснащенная акселерометрами. В качестве примера приведена осциллограмма, записанная на автомобиле ВАЗ 2110 (рис. 2), на которой развернутая индикаторная диаграмма совмещена с сигналом вибродатчика, установленного в районе головки блока цилиндров.

При таком подходе методика диагностики ДВС ста-

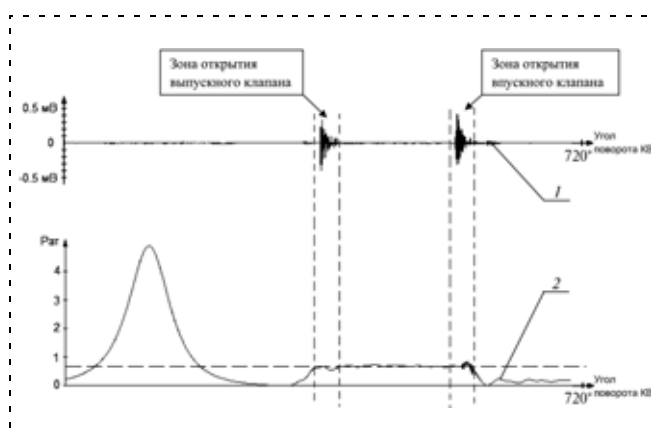


Рис. 2. Графики сигнала вибродатчика (1) и сигнала датчика давления внутри цилиндра (2)

новится легко понятной и явно видна однозначность в определении источника акустического сигнала, что позволяет в дальнейшем использовать полученные параметры для упрощенной диагностики двигателей с близкими геометрическими параметрами. Так, например, данные, полученные в результате эксперимента, были легко распространены на двигатель объемом 1,5 л автомобиля Hyundai Accent.

Из сопоставления графиков видно, что всплеск сигнала — фазированный, и он появляется в момент открытия клапанов, когда давление в камере сгорания минимально. Следовательно, в данной ситуации можно констатировать неисправность гидрокомпенсаторов.

Проанализировать сигнал можно, выделив участки, на котором проявляется всплеск (рис. 3).

Можно отметить, что гармоника с максимальной амплитудой имеет частоту 5682 Гц, что соответствует частоте стука клапанов. Более информативным в данном случае будет применение вейвлет-

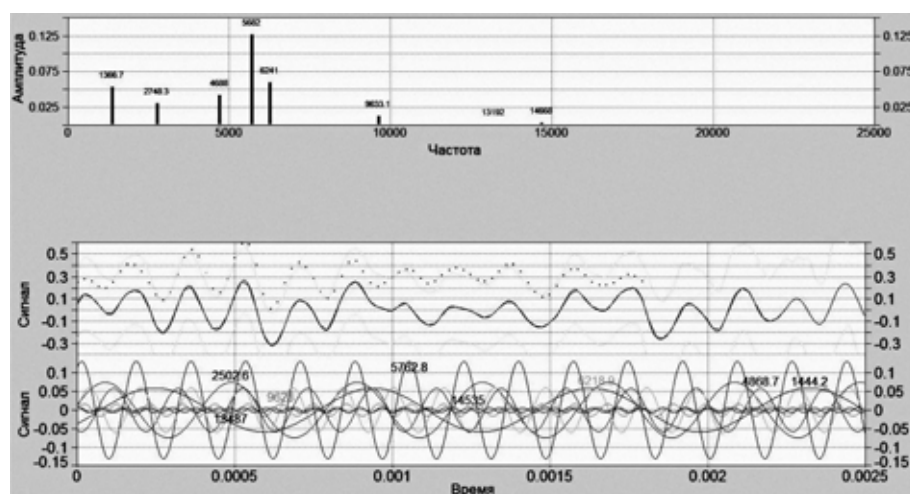


Рис. 3. Результат разложения в ряд Фурье выделенного участка сигнала

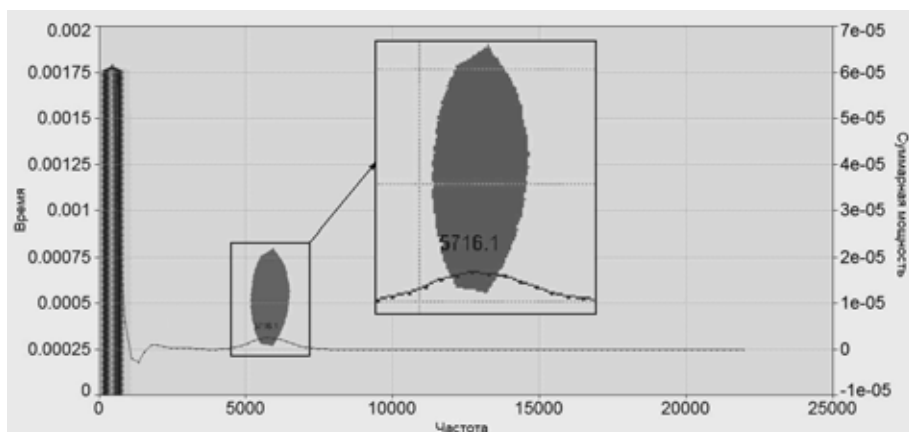


Рис. 4. Результат вейвлет-преобразования выделенного участка сигнала

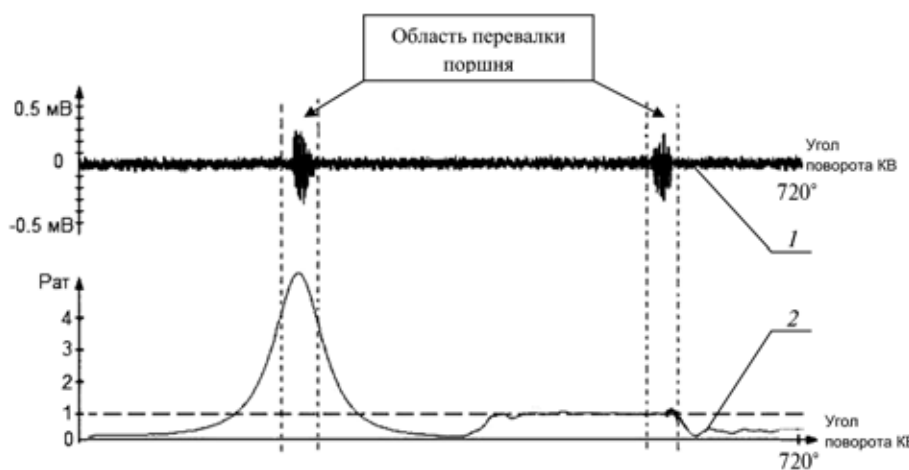


Рис. 5. График сигнала вибродатчика (1) и датчика давления внутри цилиндра (2)

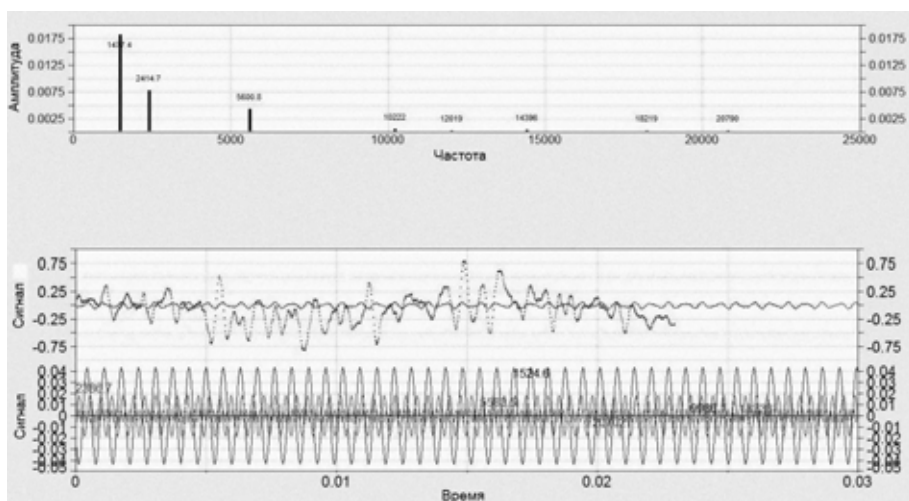


Рис. 6. Результат разложения в ряд Фурье выделенного участка сигнала

преобразования, показанного на рис. 4, при котором явно выделяется аналогичный всплеск той же частоты, что и при разложении в ряд Фурье.

Использование виброакустического метода для диагностики цилиндропоршневой группы

Помимо выявления неисправностей в ГРМ предложенный метод можно использовать для диагностики цилиндропоршневой группы (ЦПГ). На рис. 5 представлены осциллограммы, снятые с вибродатчика, установленного на блоке цилиндров, и датчика давления внутри цилиндра двигателя внутреннего сгорания автомобиля ВАЗ 2115.

На рис. 5 хорошо видно совпадение всплеска вибросигнала с моментами перевалки поршня, т. е. амплитуда сигнала возрастает в верхней мертвой точке в такте сжатия и в конце такта выпуска. По осциллограммам можно определить повышенный износ в паре трения поршень—цилиндр, причем амплитуда сигнала примерно одинакова, что вызвано отсутствием свечи зажигания в данном цилиндре. Несмотря на то, что возникновение второго всплеска сигнала совпадает с моментом из предыдущего примера, данная ситуация идентифицируется как звук, излучаемый парой цилиндр—поршень. Чтобы получить дополнительную диагностическую информацию, следует определить основную гармонику сигнала, разложив его в ряд Фурье или используя вейвлет-преобразование.

После разложения в ряд Фурье, результаты которого представлены на рис. 6, становится возможным определение ряда гармоник, несущих информацию о сигнале, причем их соотношение, по всей видимости, зависит от степени износа.

Результат применения вейвлет-преобразования представлен на рис. 7.

Из представленных на рис. 6 данных видно, что после разложения в ряд Фурье выявлена гармоника с максимальной амплитудой, которая имеет частоту 1477 Гц, соответствующую частоте нештатной работы сопряжения поршень—цилиндр. Аналогичная картина выявлена и после вейвлет-преобразования. Следует отметить, что осциллограммы получены при условии стабилизации оборотов двигателя.

Использование виброакустического метода для диагностики подшипников качения

Часть источников звука в двигателе не являются фазированными в связи с тем, что они не связаны с тактами его работы. Такими, например, являются звуки подшипников качения. Для идентификации этих источников также применим метод вибромониторинга. На рис. 8 приведен эксперимент по отысканию источника звука, который является ролик-натяжитель ремня ГРМ. Рис. 8, а получен в середине блока цилиндров, а рис. 8, б — на оси ролика. В процессе эксперимента датчик перемещался по блоку двигателя в сторону увеличения сигнала, что позволило идентифицировать дефектный узел.

Влияние температуры двигателя на виброакустический сигнал

При диагностике с использованием виброакустического метода всегда следует учитывать влияние температурного режима на излучаемый сигнал. Так, например, на рис. 9 приведены результаты эксперимента, полученные на двигателе Hyundai Accent при его прогреве. Графики на рис. 9, а соответствуют температуре двигателя 0 °С, на рис. 9, б — 30 °С, а на рис. 9, в сняты на полностью прогретом ДВС. При этом видно, что частота

сигнала, соответствующая ЦПГ, меняется с прогревом незначительно, а ее уровень уменьшается, что вызвано изменением теплового зазора в цилиндропоршневой группе. Из полученных данных можно сделать вывод о необходимости поддержания рабочей температуры при диагностике и целе-

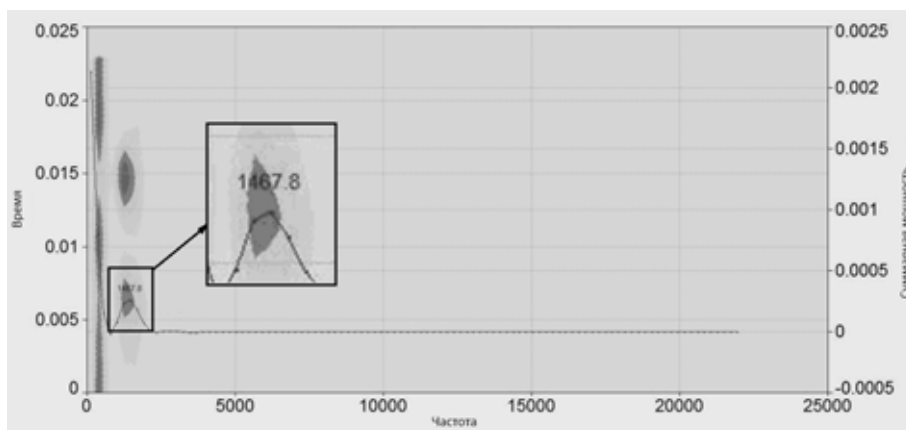


Рис. 7. Результат вейвлет-преобразования выделенного участка сигнала

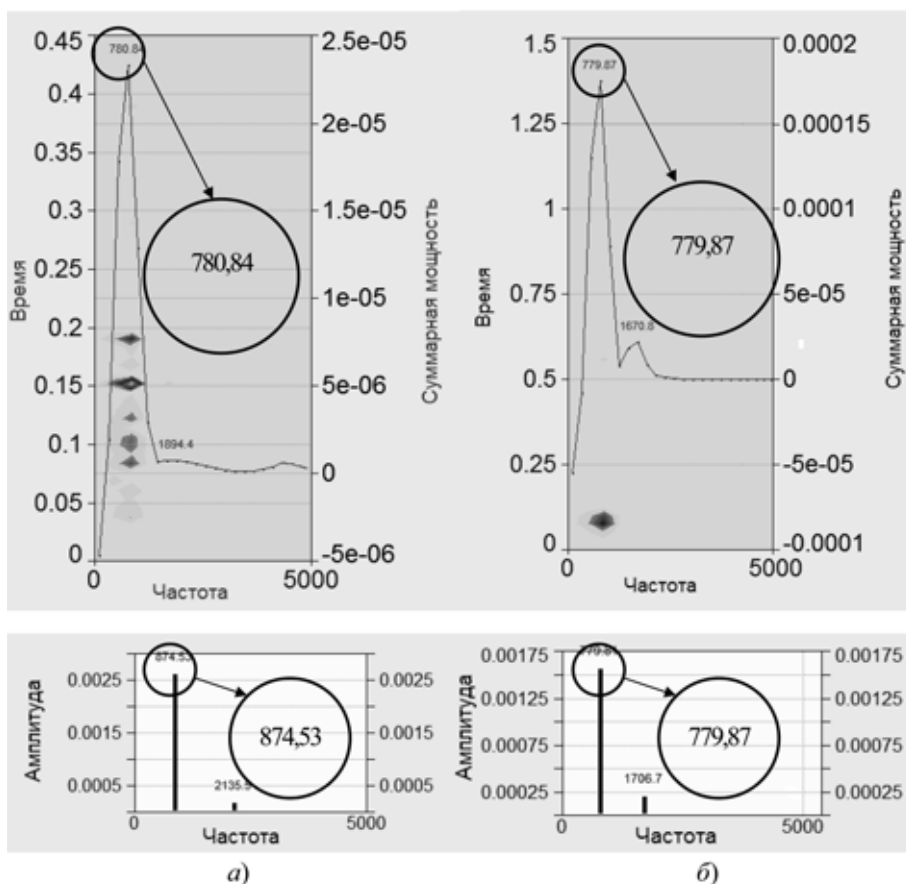


Рис. 8. Параметры сигнала звука ролика в районе III цилиндра (а); на шпильке ролика (б)

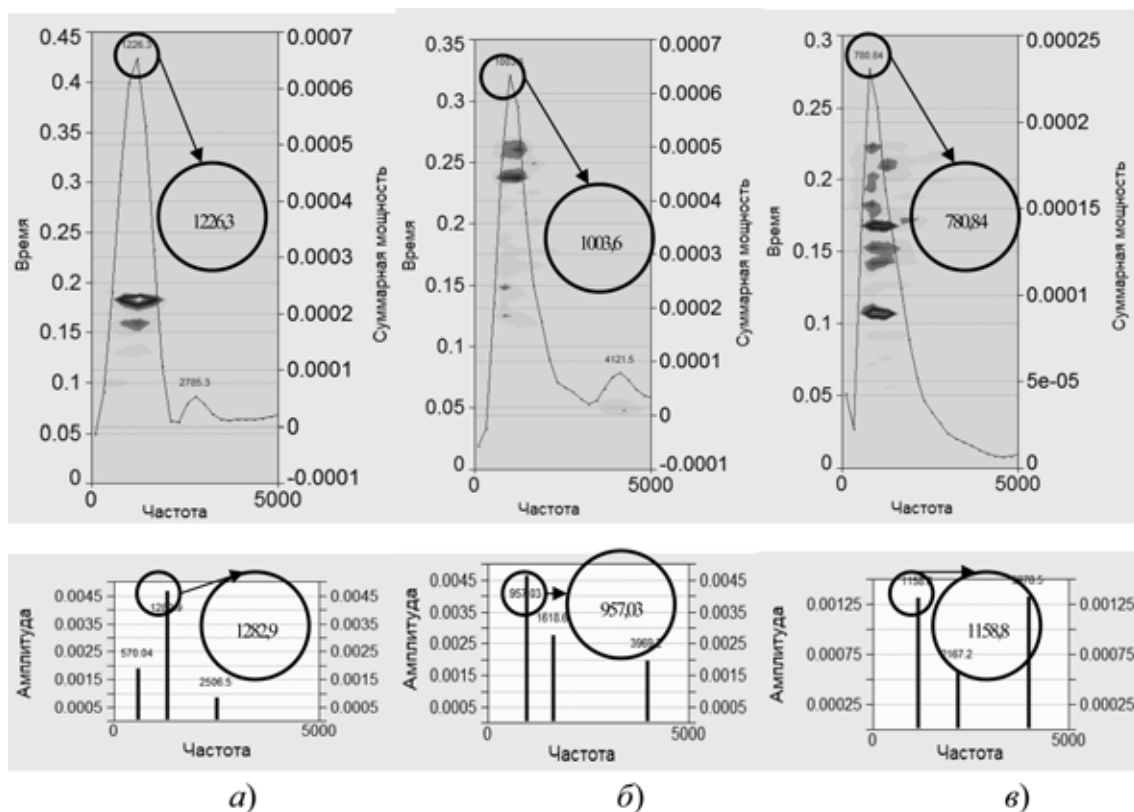


Рис. 9. Изменение параметров сигнала при изменении температуры двигателя:
 а – 0 °С; б – 30 °С; в – 90 °С

в случае возникновения неисправностей, связанных с температурой ДВС.

Заключение

Предложенный метод анализа нестационарных сигналов отличается высокой разрешающей способностью во времени при сохранении достаточного частотного разрешения. Особенностью метода является простая и понятная возможность идентификации сигналов, а также возможность контроля первоначальных изменений на стадии их зарождения, что позволяет приступить к разработке прогнозных алгоритмов для определения возможного времени безотказной работы. Метод оказывается одинаково эффективным при использовании для сигналов различной природы и сложности. Эта универсальность обусловлена тем, что в основе метода лежат наиболее общие принципы исследования динамики сложных, как правило, нелинейных процессов. Рассмотренные в статье примеры демонстрируют высокую эффективность применения метода к решению конкретных прикладных задач, что позволяет надеяться на создание нового

класса методов акустической диагностики автомобилей по нестационарным сигналам.

Список литературы

1. Бендат Дж., Пирсол А. Применение корреляционного и спектрального анализа. М.: Мир, 1983. 312 с.
2. Блейхут Р. Быстрые алгоритмы цифровой обработки сигналов. М.: Мир, 1989. 448 с.
3. Артоболевский И. И., Бобровницкий Ю. И., Генкин М. Д. Введение в акустическую динамику машин. М.: Наука, 1979. 296 с.
4. Максимов В. П., Егоров И. В., Карасев В. А. Измерение, обработка и анализ быстропеременных процессов в машинах. М.: Машиностроение, 1987. 208 с.
5. Daubechies I. The wavelet transform, time-frequency localization and signal analysis // IEEE Trans. Inform. Theory. 1990. V. 36. N 5. P. 961–1004.
6. Mallat S. G. A theory for multiresolution signal decomposition: the wavelet representation // IEEE Trans. on Pattern Analysis and Machine Intelligence. 1989. V. 11. N 7. P. 674–693.
7. Абдулаев А. А. Автоматизация вибродиагностирования подшипниковых узлов // Севастопольский национальный технический университет. [Электронный ресурс]. URL: <http://www.vibration.ru/avd-avpu/avd-avpu.shtml> (дата обращения 10.02.2010).
8. Прыгунов А. И. Анализ формы: новый метод исследования сигналов // Мурманский государственный технический университет [Электронный ресурс]. URL: <http://www.vibration.ru/wavelet2.shtml> (дата обращения 23.01.2010).

УДК 621.906-52:621.438

В. Ц. Зориктуев, д-р техн. наук, проф.,
Р. Р. Шангареев, аспирант,
 Уфимский государственный
 авиационный технический университет
 reneenew@mail.ru

Исследование возможностей нечетких моделей процесса точения в задачах управления режимами резания

Исследуются возможности применения модели процесса точения, построенной на основе нечеткой логики с учетом многорежимности, многомерности и параметрической неопределенности процесса для управления режимами резания при точении. Применяется метод нечеткого моделирования Такаги—Сугено.

Ключевые слова: нечеткая модель процесса точения, моделирование Такаги—Сугено, многомерная нечеткая модель, режимы резания

Анализ существующих моделей

Известно, что процессу точения (ПТ) сопутствует множество факторов различной природы (механических, тепловых, электрохимических и прочих), которые имеют сложные взаимные и внутренние связи. К тому же параметры процесса не доступны для непосредственного измерения в зоне резания, что существенно усложняет исследование ПТ. Усложненные условия исследования приводят к недостаточной изученности процесса, а наличие большого числа параметров и сложных, не поддающихся формализации взаимосвязей приводит к практически полному отсутствию математического описания на основе физических законов. Поэтому формулы, применяемые в инженерных расчетах режимов резания и параметров процесса точения, как и в целом современные знания о ПТ, имеют эмпирический характер.

Чаще всего модели ПТ строятся на основе аппроксимации экспериментальных данных апериодическими звеньями 1-го или 2-го порядков. При этом большинство существующих моделей — линейные и одномерные, не учитывающие влияние всех необходимых параметров режима резания. Это оказывает влияние на полноту отражаемых свойств и точность модели.

Например, модель, построенная путем аппроксимации экспериментальных данных по подаче S и

главной составляющей силы резания P_z , определяется следующим образом [1, 2]:

$$W_{P_z}(s) = \frac{K(S)\tau}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)}, \quad (1)$$

где $T_{1,2} = 0,5\tau[0,5 + B \pm \sqrt{(0,5 + B)^2 - 0,33}]$; B — параметр жесткости станочной системы, зависящий от податливости упругой системы "станок — приспособление — инструмент — деталь" и коэффициента передачи ПТ; $K(S) = \frac{\partial P_z}{\partial S}$ — коэффициент

передачи для главной составляющей силы резания по подаче S , которая рассматривается в качестве управляющего воздействия; τ — период вращения шпинделя, принимается равным константе; z — индекс, обозначает координату, направление действия составляющей силы резания.

Выражение (1) описывает модель согласно зависимости $P_z(S)$, т. е. динамика системы зависит только от изменения подачи S . Скорость V и глубина t_p резания, а также другие параметры режима резания считаются константами.

Существует множество аналогичных моделей ПТ, построенных также путем аппроксимации экспериментальных данных, например, модель, описывающая температуру резания Θ на основе зависимости $\Theta(V)$, где V — скорость резания. Модель, описываемая выражением (1), достаточно проста и отлично подходит для исследования ПТ по силовой координате на одном конкретном виде и режиме обработки детали, т. е. при вполне конкретных неизменных условиях. Схема системы автоматического управления (САУ), применяющая модель (1) с одновременным контролем силы и температуры резания, представлена на рис. 1, где $e_{P_z}(t) = u_{P_z}^*(t) - E_{P_z}(t)$ и $e_{\Theta}(t) = u_{\Theta}^*(t) - E_{\Theta}(t)$ — ошибки рассогласования заданных значений управляющих напряжений ($u_{P_z}^*(t)$, $u_{\Theta}^*(t)$) и преобразованных датчиками сигналов ($E_{P_z}(t)$, $E_{\Theta}(t)$) выходных параметров ПТ ($P_z(t)$, $\Theta(t)$); t — время; $u_{P_z}(t)$ и $u_{\Theta}(t)$ — управляющие напряжения для привода подачи и привода главного движения токарного станка.

В качестве датчика P_z используется прибор измерения P_z по электропроводимости контакта инструмент—деталь [1, 2], а в качестве датчика Θ применяется естественная термопара.

Наряду с перечисленными достоинствами описанной модели (1) имеются и недостатки, выражен-

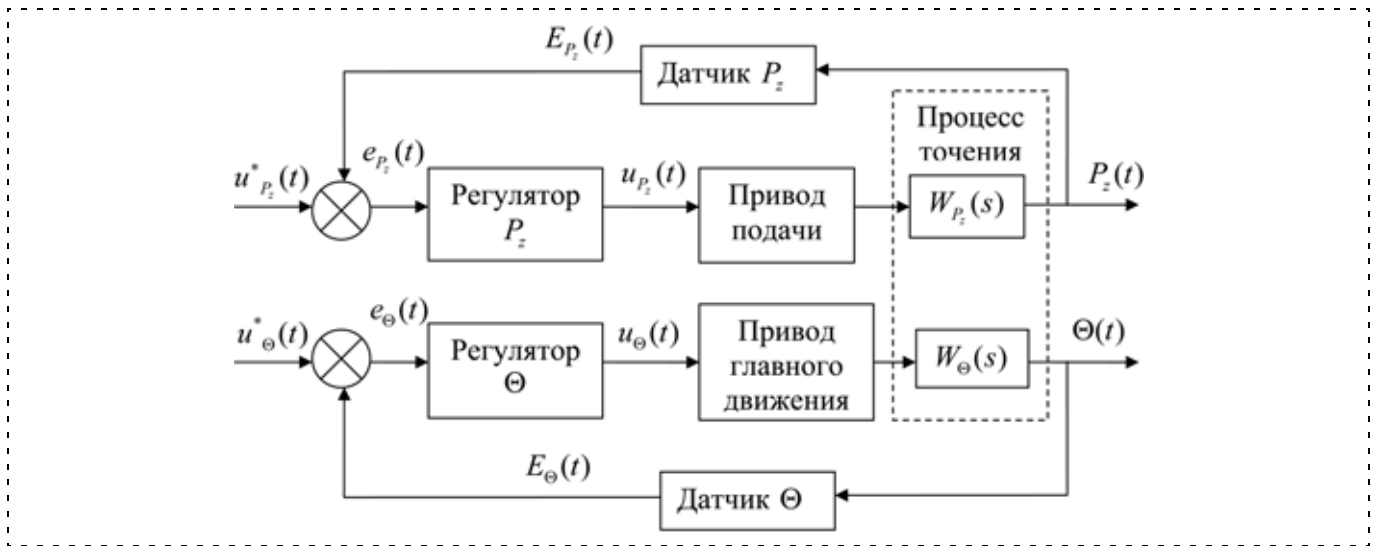


Рис. 1. Схема САУ процессом точения

ные погрешностью модели и неполнотой отображаемых свойств исследуемого ПТ. Погрешность модели (1) вызвана непостоянством параметров режима резания, их взаимным влиянием друг на друга и неточностью измерений. Чаще всего эта погрешность аппроксимируется параметрической неопределенностью и моделируется как стохастический процесс. Однако имеется сравнительно большой класс проблем, при решении которых этот подход моделирования неэффективен. Это связано с тем, что набор стандартных вероятностных понятий и методов оказывается неадекватным для описания в ряде ситуаций, а также с трудностью получения необходимых статистических характеристик параметров, отсутствием эргодичности процессов и их существенной нестационарностью [3]. Кроме того, источник неопределенности может не иметь случайного характера и иногда быть частично или полностью детерминированным [3]. Это относится и к модели (1), например, модель (1) не позволяет учесть изменение скорости и глубины резания, поэтому их влияние представляется как действие случайных возмущений. Однако известно, что влияние скорости V и глубины резания t_p на выходные параметры P_z и Θ — достаточно изученные и детерминированные процессы. Их определяют эмпирически и выражают в виде степенных зависимостей.

В инженерных расчетах влияние S , V , t_p и других основных режимных параметров на главную составляющую силы резания P_z и на температуру в зоне резания Θ чаще всего представляют в виде обобщенных формул [1, 4, 5, 6]:

$$\begin{aligned}
 P_z &= C_{P_z} t_p^z S^y V^x K_p; \\
 \Theta &= C_{\Theta} t_p^q S^n V^m (\sin \varphi)^{n-q},
 \end{aligned}
 \quad (2)$$

где C_{P_z} — коэффициент, зависящий от свойств обрабатываемого материала, представляющий удельную силу резания, приходящуюся на единицу площади поперечного сечения среза; t_p — глубина резания; S — подача; V — скорость резания; K_p — общий коэффициент, представляющий собой произведение частных коэффициентов, учитывающих конкретные условия резания; C_{Θ} — коэффициент, выражающий зависимость теплоотдачи от обрабатываемого материала и условий резания; φ — главный угол в плане; x , y , z , m , n , q — вещественные числа, показывающие степень влияния каждого из параметров режима резания соответственно на силу резания и температуру в зоне резания.

Степенные значения определяются опытным путем, например, наиболее часто для выражения температуры в зоне резания они принимают значения в пределах: $q = 0,1 \dots 0,2$; $n = 0,2 \dots 0,25$; $m = 0,4 \dots 0,6$ [7]. Эти значения и другие параметры представлены в различной справочной литературе [8] для определенных условий резания.

Выражение (2) применяется для статических расчетов и не позволяет исследовать ПТ в динамике. Динамическая модель (1) также ограничивает исследования ПТ одним режимом резания. Это проверяется путем сравнения характеристик выходных параметров модели при изменении режима резания. На рис. 2 изображен пример ошибки модели ПТ, возникающей при изменении режима резания в результате расхождения характеристик P_z . Здесь кривая 1 соответствует экспериментальным данным P_z , а кривая 2 — характеристика P_z модели, построенной по зависимости $P_z(S)$.

Известно, что кроме свойства многорежимности ПТ как объекта управления (ОУ) существует еще целый ряд свойств, которые необходимо учесть для построения адекватной модели ПТ при решении

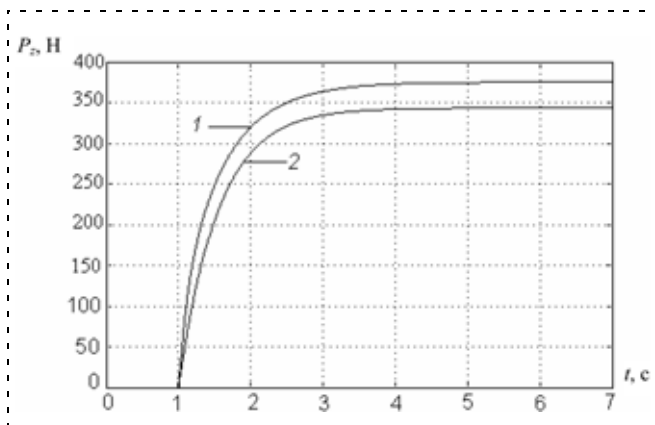


Рис. 2. Характеристики P_z при изменении режима резания

задачи управления режимами резания. Среди них можно выделить: многомерность (наличие множества параметров ПТ, подлежащих учету); многосвязность (наличие множества сложных связей между параметрами ПТ). Учет этих свойств ОУ приводит к необходимости поиска новых методов для построения моделей ПТ. Одним из возможных путей решения данной задачи является применение методов нечеткого моделирования.

Для исследуемого ПТ предлагается применить метод нечеткого моделирования Такаги—Сугено. Цель использования этого метода в данном случае сводится к выполнению аппроксимации нелинейных компонентов модели и тех компонентов, точное определение которых либо затруднительно, либо трудно реализуемо с помощью соотношений нечетких множеств.

Нечеткая модель процесса точения

В задаче управления режимами резания необходимыми условиями являются полнота информации о параметрах объекта и контроль основных режимных параметров. Взаимосвязь между ними описывается выражением (2). Исходя из рабочих координат, участвующих в процессе точения, в качестве входных параметров ОУ принимаются S , V , t_p . Основываясь на многочисленных исследованиях необходимости контроля силы и температуры резания [1, 2, 4, 5, 8], особенно в условиях обработки жаропрочных сплавов, в качестве выходных параметров принимаются Θ и P_z . Параметры C_{P_z} , C_{Θ} , t_p и K_p считаются константами в рамках конкретного режима резания, и их изменение учитывается только при смене режима резания.

Особенность метода нечеткого моделирования Такаги—Сугено заключается в применении аппарата нечеткой логики, позволяющего набором правил (если — то) описать взаимосвязи между входными и выходными параметрами исследуемого объекта. Каждое правило нечеткой модели представляет собой соотношение входных и выходных

параметров, полученное согласно экспериментальным данным в определенный момент времени. Это соотношение отражает частный случай поведения реального процесса.

Например, согласно методу Такаги—Сугено и данным о входах и выходах объекта правило i нечеткой модели для ПТ определяется следующим образом:

$$\left. \begin{array}{l} S \text{ это } S_i \text{ и} \\ \text{Если } V \text{ это } V_i \text{ и} \\ t_p \text{ это } t_{pi} \end{array} \right\} \text{ то } \begin{array}{l} P_z \text{ это } p_{zi} \\ \Theta \text{ это } \theta_i \end{array} \quad (3)$$

где S_i , V_i , t_{pi} , P_{zi} , Θ_i — нечеткие множества, определяемые функциями принадлежности $f(s_i, a_i, b_i, c_i)$, $f(v_i, a_i, b_i, c_i)$, $f(t_{pi}, a_i, b_i, c_i)$, $f(p_{zi})$, $f(\theta_i)$ соответственно, на допустимых диапазонах значений $S = [s_{\min}, s_{\max}]$, $V = [v_{\min}, v_{\max}]$, $t_p = [t_{p \min}, t_{p \max}]$, $P_z = [p_{z \min}, p_{z \max}]$, $\Theta = [\Theta_{\min}, \Theta_{\max}]$; i — индекс, обозначающий номер правила; s_{\min} , s_{\max} , v_{\min} , v_{\max} , $t_{p \min}$, $t_{p \max}$, $p_{z \min}$, $p_{z \max}$, θ_{\min} , θ_{\max} — минимальные и максимальные значения допустимых диапазонов значений. Эти значения определяются согласно ограничениям используемого оборудования, режима резания и в соответствии с экспериментальными данными. Функции принадлежности выходных параметров определяются точечными значениями p_{zi} и θ_i , т. е. весовые значения равны значениям допустимого диапазона $\mu_i(p_{zi}) = p_{zi}$ и $\mu_i(\theta_{zi}) = \theta_{zi}$. На рис. 3 представлен пример реализации функций принадлежности входного параметра S .

Например, функция принадлежности $f(s_i, a_i, b_i, c_i)$ аналитически определяется следующим образом:

$$f(s_i, a_i, b_i, c_i) = \begin{cases} 0, & s_i \leq a_i; \\ \frac{s_i - a_i}{b_i - a_i}, & a_i \leq s_i \leq b_i; \\ \frac{c_i - s_i}{c_i - b_i}, & b_i \leq s_i \leq c_i; \\ 0, & c_i \leq S, \end{cases} \quad (4)$$

где $a_i < b_i < c_i$ — некоторые числовые параметры на оси S , соответствующие вершинам треугольного нечеткого множества S_i (рис. 3).

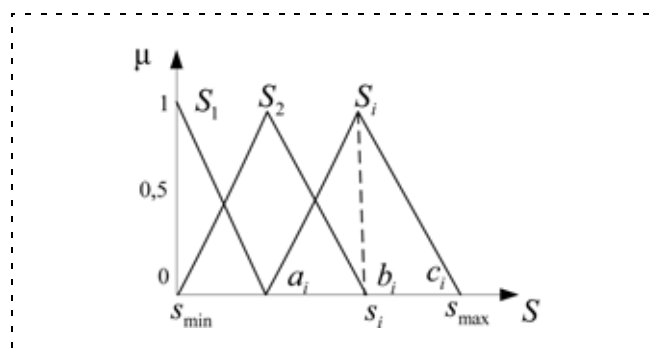


Рис. 3. Пример реализации функций принадлежности входного параметра S

Число нечетких множеств и форма функций принадлежности на допустимых диапазонах значений определяются в соответствии с требованиями точности модели. Вывод выходных значений по алгоритму Сугено упрощенно представлен на рис. 4.

Результирующее значение p_{z1} по алгоритму вывода Сугено:

$$p_{z1} = \frac{p_{z1}\mu_1(p_{z1}) + p_{z2}\mu_2(p_{z1})}{\mu_1(p_{z1}) + \mu_2(p_{z1})}, \quad (5)$$

где $\mu_1(p_{z1}) = \mu_1(s_1)$, $\mu_2(p_{z1}) = \mu_2(s_1)$ — равенства весовых значений определяются правилом (3) или базой правил, а точечные значения $p_{z1,1}$ и $p_{z1,2}$ — согласно экспериментальным данным.

Множество нечетких правил составляют базу правил нечеткой модели, точно определяющую поведение ПТ в рамках допустимых значений. Каждое правило нечеткой модели может включать в себя множество переменных (входных и выходных па-

раметров), это позволяет создавать многомерные модели любой конструкции. Отсутствие жестких ограничений на формирование соотношений между этими параметрами и отсутствие необходимости в аналитическом описании (или какой-либо формализации) исследуемого ОУ позволяет создавать сложные нелинейные модели в условиях априорной неопределенности.

Исходя из вышеизложенного выражение (2) переписывается в следующем виде:

$$P_z(t) = C_{P_j} t_{pj}^z S(t)^y V(t)^x K_{pj};$$

$$\Theta(t) = C_{\Theta_j} t_{pj}^q S(t)^n V(t)^m (\sin \varphi)^{n-q}, \quad (6)$$

где t — время; j — индекс, соответствующий режиму обработки детали.

Выражение (6) описывает основные зависимости между параметрами нечеткой модели ПТ. Эта модель позволяет исследовать ПТ в динамике с учетом

изменения основных режимных параметров в зависимости от режима резания. Схема нечеткой модели ПТ с приводами подачи и главного движения токарного станка в упрощенном виде представлена на рис. 5, где $u_{P_z}(t)$, $u_{\Theta}(t)$

и $u_{t_p}(t)$ — управляющие на-

пряжения для приводов подачи и главного движения токарного станка. Блок нечеткой логики (1) используется для аппроксимации степенных зависимостей подачи и скорости резания ($S(t)^y$, $V(t)^x$, $S(t)^n$, $V(t)^m$) выражения (6). Этот блок обозначает на схеме (рис. 5) логические процессы фазификации, принятия решения на основе базы правил и вывода выходных значений согласно алгоритму Сугено. Блок нечеткой логики (2) обозначает на схеме (рис. 5) аналогичные логические процессы, описывающие изменение параметров C_{P_z} , C_{Θ} , t_p и K_p при переключении режима резания.

Одним из недостатков описанной структуры модели (6) является неучтенное изменение значений показателей степеней (x , y , z , m , n , q) выражения (6). В предлагаемой нечеткой модели ПТ эти

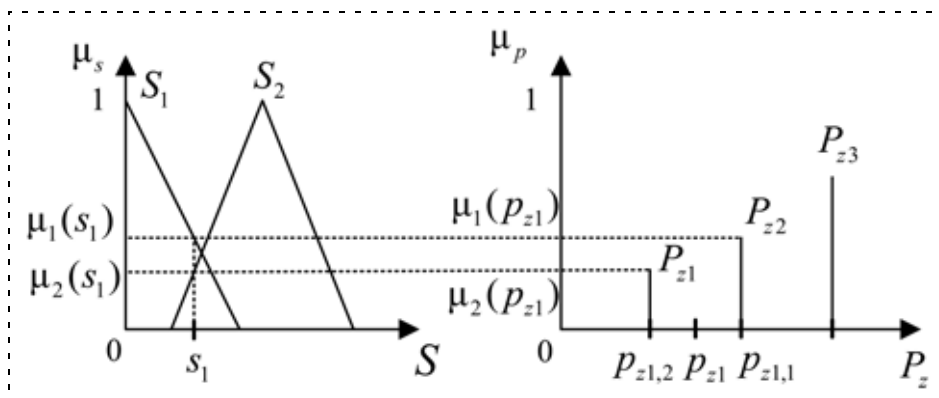


Рис. 4. Графическое представление алгоритма вывода Сугено для точечных выходных значений



Рис. 5. Схема нечеткой модели процесса точения

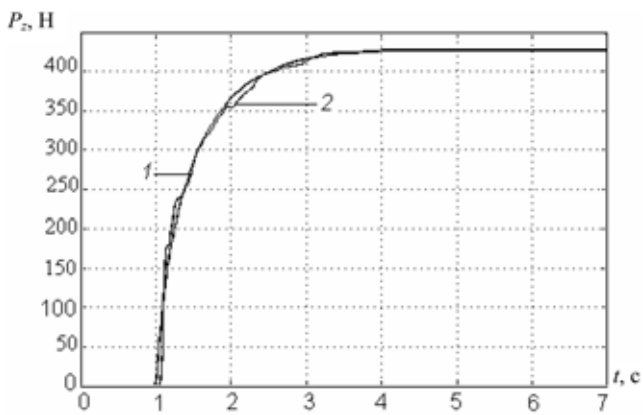


Рис. 6. Характеристика силы резания P_z при черновой обработке

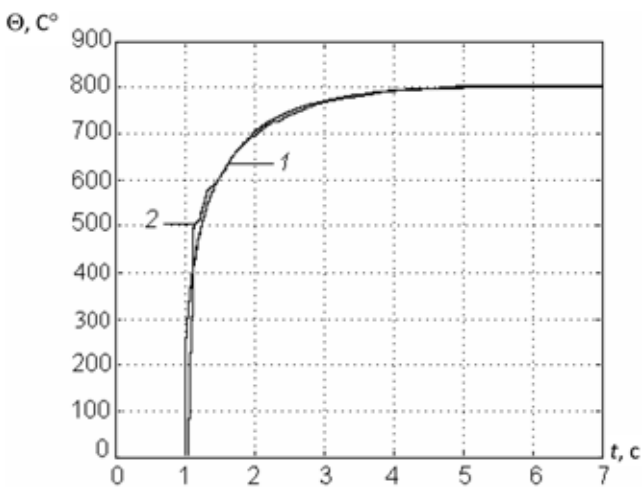


Рис. 7. Характеристика температуры в зоне резания Θ при черновой обработке

значения считаются константами. Их изменение можно учесть путем замены точечных выходных значений p_{zj} и θ_j нечеткими множествами. Функции принадлежности этих множеств позволяют учесть влияние разброса значений показателей степеней на выходные параметры P_z и Θ . В этом случае, применяя алгоритм вывода Мамдани и метод центра тяжести, получаем усредненные значения выходных параметров (P_z , Θ) в зависимости от разброса значений показателей степеней.

Адекватность предлагаемой нечеткой модели ПТ оценивается путем сравнения характеристик выходных переменных P_z и Θ с экспериментальными данными. На рис. 6 и 7 представлены кривые 1, соответствующие экспериментальным данным, и

кривые 2, соответствующие характеристикам (P_z , Θ) нечеткой модели ПТ.

Незначительные расхождения характеристик на графиках говорят о наличии погрешности в нечеткой модели ПТ. Эта погрешность зависит от числа правил и нечетких множеств на допустимых диапазонах значений входных и выходных параметров. Данную проблему можно легко решить путем увеличения числа нечетких множеств и выходных значений, однако, вместе с тем, это приводит к увеличению выполняемых вычислений и усложнению модели. Применение специальных программных пакетов моделирования, таких как, например, Fuzzy Logic Toolbox системы MatLab, позволяет существенно упростить построение модели и проводимые вычисления.

Наличие погрешности, связанной с необходимостью ограничения числа выходных значений, и значительный рост выполняемых вычислений по сравнению с существующими методами можно отнести к недостаткам предлагаемого метода моделирования.

Преимуществом предлагаемого метода моделирования является возможность формализации сложнейших нелинейных зависимостей исследуемого процесса. Это позволяет проводить моделирование всех необходимых режимов резания для многомерного нелинейного ОУ с учетом параметрической неопределенности.

Предлагаемая нечеткая модель применяется при исследовании процесса точения на различных режимах обработки и при синтезе САУ режимами резания ПТ.

Список литературы

1. Зориктуев В. Ц., Буткин Н. С., Схиртладзе А. Г. и др. Основы автоматизации и управления технологическими процессами в машиностроении: Учеб. пособие для вузов / Под ред. В. Ц. Зориктуева, Н. С. Буткина. Уфа: Изд-во УГАТУ, 2000. 406 с.
2. Зориктуев В. Ц. Системы управления технологическими процессами в мехатронных станочных комплексах // Вестник УГАТУ. 2002. № 1. С. 113–119.
3. Алтуний А. Е., Семухин М. В. Модели и алгоритмы принятых решений в нечетких условиях: Монография. Тюмень: Изд-во ТГУ, 2000. 352 с.
4. Грановский Г. И., Грановский В. Г. Резание металлов. М.: Высшая школа, 1985. 304 с.
5. Рубинштейн С. А., Левант Г. В., Орнис Н. М. Основы учения о резании металлов и режущий инструмент. М.: Машиностроение, 1968. 386 с.
6. Подгорков В. В. Электронный курс лекций "Резание металлов". <http://elibr.ispu.ru/library/lessons/Podgorkov/index.html>.
7. Справочник технолога-машиностроителя. В 2-х т./ Под ред. А. Г. Косиловой и Р. К. Мещрякова М.: Машиностроение, 1986. 496 с.
8. Макаров А. Д. Оптимизация процессов резания М.: Машиностроение, 1976. 278 с.
9. Kazou Tanaka, Hua O. Wang. Fuzzy control systems design and analysis — New York, Copyright © 2001 John Wiley & Sons, Inc. 303 p.

М. В. Бобырь, канд. техн. наук, доц.,
В. С. Титов, д-р. техн. наук, проф.,
А. Л. Беломестная, аспирант,
 Курский государственный
 технический университет
 fregat_mn@rambler.ru

Стабилизация теплового режима в процессе резания*

Показано, что на точность обработанных поверхностей деталей в значительной степени влияют тепловые процессы, возникающие при обработке деталей на оборудовании с ЧПУ в режиме реального времени. Предложены методы повышения производительности существующих систем управления на основе использования в контуре обратной связи нечеткого регулятора. Синтезирована система управления тепловыми режимами, реализующая выбор управляющих параметров на основе нечетко-логического вывода, и описан принцип ее работы.

Ключевые слова: автоматическая система управления, тепловые режимы, оборудование с ЧПУ, нечеткая логика, нечетко-логический вывод, температурная деформация

Введение

При обработке деталей на оборудовании с ЧПУ в режиме реального времени в зоне резания возникают тепловые режимы, влияющие на точность обрабатываемых поверхностей, т. е. в процессе резания происходит температурная деформация как самого инструмента, так и детали, вызываемая их нагревом. Вследствие этого появляется температурная погрешность, которая приводит к смещению шпинделя станка относительно базовой оси обрабатываемой детали. Вместе с тем, одним из главных требований, предъявляемым к современным системам управления, является упрощение сложных математических вычислений коррекции пространственного расположения шпинделя оборудования с ЧПУ, которое возможно достичь за счет использования логических выводов, основанных на теории нечеткой логики. Таким образом, автоматизация процесса управления тепловыми режимами является важной задачей, от решения которой зависит качество выпускаемой продукции.

Компенсация температурных деформаций

В процессе резания при сопряжении обрабатываемой поверхности детали с резцом возникают сложные процессы, обусловленные как пластическими деформациями, так и температурными погрешностями. В результате пластических деформаций возможен износ поверхностей деталей станка,

* Работа выполнена при поддержке гранта Президента РФ МК-470.2009.8.

например, шпиндельных опор или ходовых винтов. Следствием температурных деформаций является смещение шпинделей оборудования с ЧПУ относительно базовой оси детали на определенный угол, что приводит к появлению искажений (бочкообразности, седлообразности или конусности) детали и снижает точность обработки [1].

Проводимые исследования показали, что при непрерывной работе токарного оборудования в течение нескольких часов из-за нагрева передней бабки наблюдается смещение шпинделя на 30...60 мкм. Через определенный промежуток времени происходит теплостабилизация процесса резания, и смещение прекращается. При этом основным источником тепловыделения является зона резания, в которой непосредственно происходит обработка детали. После выключения станка шпиндель смещается в первоначальное положение.

На сегодняшний день для компенсации тепловых деформаций используются различные методы, например, наиболее распространенными являются: подача смазочно-охлаждающей жидкости в зону резания; введение температурных компенсаторов в режущий инструмент или в элементы станка, близко расположенные к зоне резания; поддержание в цехах постоянной температуры. Однако такие методы требуют наличия в оборудовании с ЧПУ дополнительных коррекционных систем, использующих для расчета управляющих параметров сложный аппарат дифференциальных и интегральных исчислений, реализуемый в ПИД-регуляторах, которые подразумевают, что связь между входными и выходными переменными линейна. В реальных условиях эта связь нелинейна, так как на технологическую систему действуют возмущающие воздействия [2, 3].

Наиболее перспективным с точки зрения автоматизации является создание автоматических систем стабилизации, использующих в своей структуре обратную связь, позволяющую восстанавливать пространственное расположение шпинделя оборудования с ЧПУ за счет его смещения на величину тепловой деформации.

В ходе проводимых исследований авторами была разработана автоматическая система стабилизации тепловых режимов, возникающих в процессе резания. На рис. 1 приведена ее структурно-функциональная организация.

Принцип работы следующий. При вращении детали и прохождении резца по ее поверхности возникают тепловые процессы, при этом значение температурной погрешности ΔT контролируется датчиком температуры 11 , в качестве которого используется термомпара, при этом также наблюдается смещение шпинделя на величину ΔT (светлая штрихпунктирная ось на рис. 1). Так как обработка детали происходит в режиме больших температур и должна проводиться с высокой степенью точности,

проводники покрывают изоляторами, обладающими достаточной гибкостью, в целях уменьшения измерительных погрешностей [4]. Изоляторы также защищают от сильных перепадов температур, которые имеют место при токарной обработке детали. В термопаре *11* используются защитные трубки из углеродистой стали (для работы в температурном диапазоне до 540 °С) [5].

Для стабилизации тепловых режимов, т. е. перемещения задней бабки *9* с помощью исполнительных механизмов *8* на величину температурной деформации ΔT , предлагается использовать нечеткий контроллер (НК) *1*, включенный в контур ОС. При этом на его вход поступает информация, полученная с термопары, соответствующая реальным параметрам процесса управления. Выходными параметрами НК являются величины, формирующие корректирующие воздействие на исполнительные механизмы оборудования с ЧПУ, т. е. НК используется для преобразования входных переменных в выходные на основе использования нечетких правил управления (НПУ) и нечетко-логического вывода (НЛВ) по определенному алгоритму. В общем виде нечеткий алгоритм преобразования входных переменных в выходные состоит из следующих операций: формирования баз НПУ, фаззификации входных параметров, агрегации предпосылок НПУ, композиции заключений в НПУ, аккумуляции НПУ, дефаззификации НПУ (рис. 2).

При этом согласно теореме о нечеткой аппроксимации (Fuzzy Approximation Theorem), доказанной Б. Коско, любая математическая система может быть аппроксимирована системой, основанной на нечеткой логике.

База НПУ используется для математического описания знаний эксперта или эмпирических знаний в области автоматизации технологических

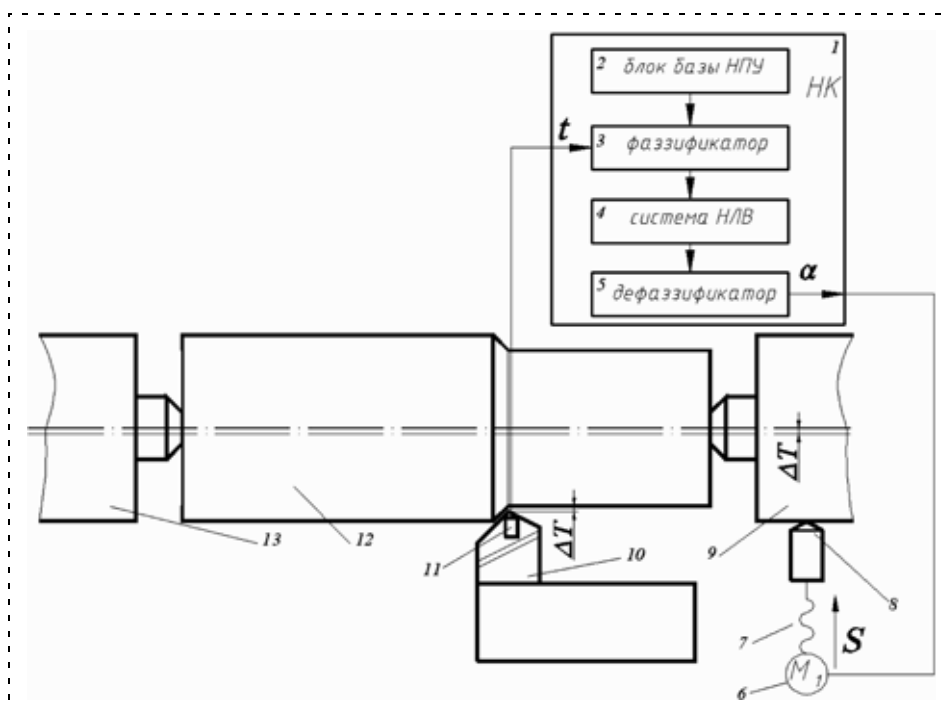


Рис. 1. Структурно-функциональная организация автоматической системы стабилизации тепловых процессов:

1 — нечеткий контроллер; 2 — блок базы нечетких правил управления; 3 — фаззификатор; 4 — система нечетко-логического вывода; 5 — дефаззификатор; 6 — шаговый электродвигатель; 7 — винт; 8 — исполнительные механизмы оборудования с ЧПУ; 9 — задняя бабка; 10 — резец; 11 — датчик температуры; 12 — деталь; 13 — передняя бабка

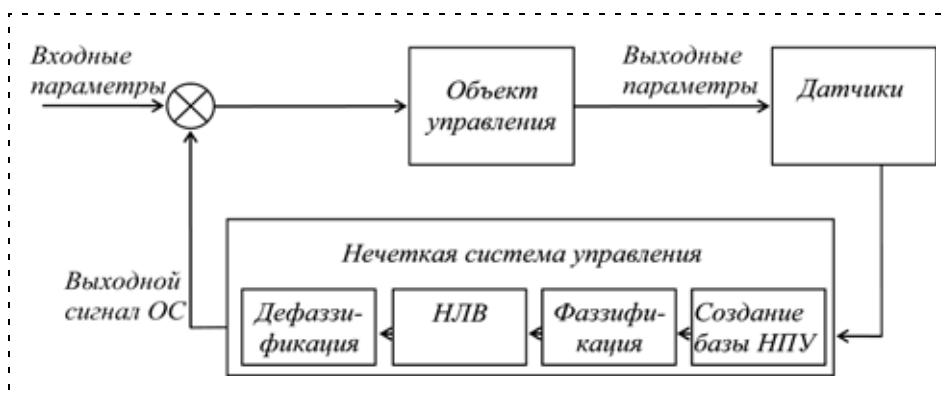


Рис. 2. Нечеткая модель системы управления с обратной связью

процессов и производств. Входные (предпосылка) и выходные (заключение) параметры считаются заданными, если для них определено терм-множество с соответствующими функциями принадлежности, в качестве которых наиболее часто используются функции, имеющие треугольный или трапециевидный вид. Точность обработки детали может контролироваться по фактическому изменению значения температуры резца t [6].

Формирование нечетких баз знаний для стабилизации процесса резания

Рассмотрим процесс коррекции траектории движения резца с помощью поворота винта 7 исполнительного механизма 8 (см. рис. 1) в зависимости от изменения фактического значения температуры резца t , полученного от термопары 11, при обработке деталей на оборудовании с ЧПУ в режиме реального времени. Если в процессе обработки появляется температурная деформация ΔT , нужно с помощью шагового электродвигателя 6 повернуть винт системы "винт—гайка" на определенный угол для изменения пространственного положения задней бабки на величину температурной деформации ΔT , т. е. осуществить компенсацию температурной деформации резца.

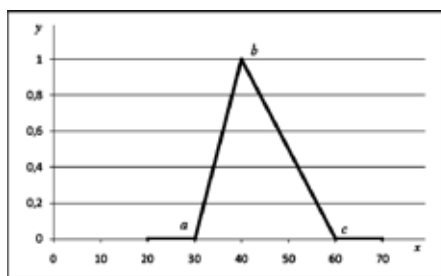
Информация о ходе технологического процесса должна использоваться для построения блока базы НПУ 2, входящей в структуру нечеткого контроллера, для дальнейшей реализации НЛВ. В качестве входной лингвистической переменной используется фактическое значение температуры резца t , полученной от термопары 11, в процессе обработки детали на оборудовании с ЧПУ в режиме реального времени: β_1 — "температура". В качестве выходной лингвистической переменной используется β_2 — "угол поворота винта". Для описания процесса управления необходимо сформулировать НПУ, которые будут применяться в случае регулировки углом поворота шагового электродвигателя в зависимо-

сти от изменения диаметра детали. Таким образом, база НПУ будет содержать пять правил следующего вида:

- Правило_1: ЕСЛИ "температура маленькая" ТО "винт повернуть на большой угол влево";
- Правило_2: ЕСЛИ "температура немаленькая" ТО "винт повернуть на небольшой угол влево";
- Правило_3: ЕСЛИ "температура нормальная" ТО "винт не поворачивать";
- Правило_4: ЕСЛИ "температура небольшая" ТО "винт повернуть на небольшой угол вправо";
- Правило_5: ЕСЛИ "температура большая" ТО "винт повернуть на большой угол вправо".

В качестве терм-множества входной лингвистической переменной используется множество $T_1 = \{\text{"маленькая температура"}, \text{"немаленькая температура"}, \text{"нормальная температура"}, \text{"небольшая температура"}, \text{"большая температура"}\}$. В качестве терм-множества выходной лингвистической переменной используется множество $T_2 = \{\text{"большой угол влево"}, \text{"небольшой угол влево"}, \text{"нуль"}, \text{"большой угол вправо"}, \text{"небольшой угол вправо"}\}$.

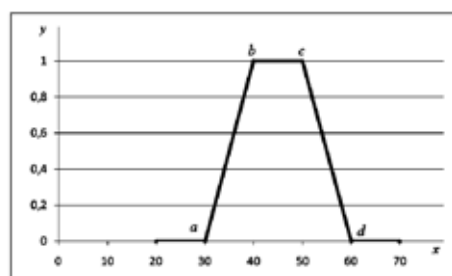
Далее для этих множеств требуется построить функции принадлежности, которые имеют вид кусочно-линейных функций: треугольная (рис. 3, а) и/или трапециевидная (рис. 3, б) функции принадлежности, которые заданы на универсальном множестве $X = [20, 70]$ действительных чисел, характеризующих, например, диаметр обрабатываемой детали в диапазоне от 20 до 70 мм. Значения по оси Y заданы на универсальном множестве $Y = [0, 1]$.



$$f(x; a, b, c) = \begin{cases} 0, & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a}, & a \leq x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b}, & b \leq x \leq c \\ 0, & c \leq x \end{cases}$$

где a, b, c — действительные числовые параметры, удовлетворяющие условию $a \leq b \leq c$: $a = 30, b = 40, c = 60$. При этом носителем является интервал (a, c) , ядро $\{b\}$, а границы ограничены интервалами $[a, b]$ и $[b, c]$

а)



$$f(x; a, b, c, d) = \begin{cases} 0, & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a}, & a \leq x \leq b \\ 1, & b \leq x \leq c \\ \frac{c-x}{c-b}, & c \leq x \leq d \\ 0, & d \leq x \end{cases}$$

где a, b, c, d — действительные числовые параметры, удовлетворяющие условию $a \leq b \leq c \leq d$: $a = 30, b = 40, c = 50, d = 60$. При этом носителем является интервал (a, d) , ядро $\{b, c\}$, а границы ограничены интервалами $[a, b]$ и $[c, d]$

б)

Рис. 3. Графическое представление функций принадлежности: а — треугольная форма; б — трапециевидная форма

Для разработанной автоматической системы стабилизации тепловых процессов функции принадлежности представлены на рис. 4 (см. вторую сторону обложки) в виде терм-множеств T_1 и T_2 :

- T_1 : "маленькая температура" — от 150 до 190 °С; "немаленькая температура" — от 170 до 250 °С; "нормальная температура" — от 230 до 270 °С; "небольшая температура" — от 250 до 330 °С; "большая температура" — от 310 до 350 °С (рис. 4, а);
- T_2 : "большой угол влево" — от -180° до -72°; "небольшой угол влево" — от -108° до 0°; "нуль" — от -36° до 36°; "большой угол вправо" — от 0° до 108°; "небольшой угол вправо" — от 72° до 144° (рис. 4, б).

На входной характеристике (рис. 4, а) температура, соответствующая нормальному режиму, составляет 250 °С. Диапазон ее изменения не должен превышать интервал от 150 до 350 °С [5]. На выходной характеристике (рис. 4, б) угол поворота винта 7 шагового электродвигателя β задается в градусах. Поворот вправо означает перемещение в прямом направлении (звинчивание), угол поворота влево (вывинчивание) — в обратном направлении.

Результаты моделирования стабилизации тепловых режимов

Рассмотрим случай, когда в процессе управления с термопары поступило значение 180 °С. Результат фаззификации представлен на рис. 5. Данная операция реализуется в блоке 3 НК.

Правила с номерами 1 и 2 "маленькая температура" и "немаленькая температура" становятся активными, и только они будут в дальнейшем использоваться в структуре НЛВ (блок 4, см. рис. 1):

- Правило_1: ЕСЛИ "температура маленькая" ТО "винт повернуть на большой угол влево";
- Правило_2: ЕСЛИ "температура немаленькая" ТО "винт повернуть на небольшой угол влево".

При этом значения степеней истинности для них составит $b_1 = 0,51$ и $b_2 = 0,31$ (рис. 5).

Этап агрегации с учетом того, что нечеткие высказывания относятся к виду " β есть α ", не изменит степени истинности для правил с номерами 1 и 2, так как вес правил по умолчанию равен 1.



Рис. 5. График функции принадлежности β_1 после фаззификации

На этапе композиции с учетом того, что весовые коэффициенты правил равны единице $f_{1...5} = 1$, результат приведет к появлению нечетких множеств с функциями принадлежности вида, приведенного на рис. 6, а (см. вторую сторону обложки) с коэффициентами $b'_1 = 0,51$ и $b'_2 = 0,31$.

Аккумуляция заключений НПУ с использованием операции max-дизъюнкции приведет к нечеткому множеству, имеющему функции принадлежности вида, представленного на рис. 6, б (затемненная область, см. вторую сторону обложки).

Дефаззификация на основе метода центра тяжести (блок 5, см. рис. 1) выходной переменной β_2 ("угол поворота винта") даст значение управляющего параметра:

$$\beta_2 = \frac{0,51 \cdot (-180^\circ) + 0,51 \cdot (-90^\circ) + 0,31 \cdot (-72^\circ) + 0,31 \cdot (-18^\circ)}{0,51 + 0,51 + 0,31 + 0,31} = -101^\circ \text{ — "повернуть влево на } -101^\circ \text{."}$$

Например, если температура, определенная термопарой, составит 260 °С, то НЛВ для выходной переменной β_2 ("угол поворота винта") даст ответ "повернуть вправо на 41,5°".

Заключение

Приведено описание автоматической системы стабилизации тепловых процессов, возникающих в зоне резания оборудования с ЧПУ, которая использует в контуре обратной связи нечеткий контроллер, позволяющий реализовывать операции нечетко-логического вывода управляющих параметров. Описан принцип ее работы, даны рекомендации по способу создания нечетких баз знаний, а именно, методы построения функций принадлежности и НПУ. Приведен пример стабилизации тепловых процессов.

Список литературы

1. Бобыр М. В., Титов В. С., Милостная Н. А. Автоматическая компенсация тепловых деформаций шпиндельных узлов прецизионного оборудования с ЧПУ // Промышленные АСУ и контроллеры. 2006. № 11. С. 31—36.
2. Бобыр М. В., Титов В. С., Яхонтова Е. С. Способ и устройство управления точностью обработки деталей / Патент РФ № 2379169, кл. В23Q15/00, 2010.
3. Теоретические основы построения автоматизированных систем управления технологическими процессами на основе нечеткой логики: монография / М. В. Бобыр, С. Г. Емельянов, В. С. Титов. Старый Оскол: Тонкие наукоемкие технологии, 2009. 232 с.
4. Джашитов В. Э., Панкратов В. М., Барулина М. А. Датчик температур для мониторинга и диагностики ракетно-космической техники в условиях тепловых ударов // Мехатроника, автоматизация, управление. 2008. № 3. С. 24—27.
5. Корниевич М. А., Фельдштейн Е. Э., Ящерицын П. И. Теория резания: Учеб. для вузов., 2-е изд., испр. и доп. Минск: Новое знание, 2007. С. 512.
6. Бобыр М. В. Диагностика оборудования с ЧПУ методами нечеткой логики // Промышленные АСУ и контроллеры. 2010. № 1. С. 18—20.

Г. М. Мартинов, д-р техн. наук, проф.,
А. И. Обухов, Р. Л. Пушков
 МГУ "СТАНКИН"
 pushkov@ncsystems.ru

Принцип построения универсального интерпретатора языка программирования высокого уровня для систем ЧПУ*

Проанализирована проблема создания интерпретатора структурированного языка высокого уровня по типу пре-процессора с учетом специфики его использования для создания управляющих программ системы ЧПУ. Предложен способ интеграции препроцессора в архитектурную модель системы ЧПУ.

Ключевые слова: система ЧПУ, интерпретатор, компилятор, синтаксический анализ, препроцессор, язык программирования высокого уровня, управляющая программа, стандартный цикл, язык диалога для создания управляющей программы, открытость, переменные, функция, оператор, макрос, условие, подпрограмма

Понятие об интерпретаторе системы ЧПУ

В течение нескольких десятилетий стандартом языка описания траектории движения инструмента и команд управления электроавтоматикой является язык ISO-7bit (ISO 6983). Управляющая программа на этом языке содержит некоторую последовательность команд, описывающих движение инструмента, и вспомогательные операции, исполняемые электроавтоматикой. Стандартный пример программы (иллюстрация траектории и текст) приведен на рис. 1.

Структура языка не предусматривает создания параметрических циклов. Повторное использование участков управляющей программы посредством вызова из другой управляющей программы достаточно ограничено, это часто решается посредством многократного повторения одних и тех же фрагментов программы. Стандарт STEP-NC был призван улучшить ситуацию [1], но до сих пор должного распространения не получил.

Разработчики системы ЧПУ стали включать в свои системы поддержку отдельных синтаксических конструкций, присущих алгоритмическим языкам высокого уровня. Другой подход предполагает альтернативное использование диалогового языка создания управляющей программы, например, языка для системы Heidenhain [2] (рис. 2).

Программирование на этом языке заключается не в написании строк управляющей программы

в текстовом редакторе, а в формировании контура с помощью визуального редактора. Такой способ создания управляющей программы удобен для подготовки конечного контура, но требует наличия специальных навыков и мало применим для написания сложных параметрических программ и стандартных циклов.

Использование языка высокого уровня для создания управляющих программ системы ЧПУ позволяет: реализовывать сложные пользовательские циклы; сокращать размер управляющей программы; создавать параметризованные функции; разрабатывать управляющие программы для групповых технологий; расширять сервисные возможности (например, организовывать эффективный диалог с оператором); создавать специальные тестовые программы для проверки работоспособности приводов, входов/выходов электроавтоматики и системы в целом.

Отсутствие единого стандарта для языка управляющих программ высокого уровня приводит к тому, что производители систем ЧПУ используют собственные решения, часто несовместимые друг с другом.

Весьма актуальна задача построения универсального интерпретатора языка высокого уровня для систем ЧПУ, использующих в качестве входного языка ISO-7bit.

Предложен универсальный способ реализации интерпретатора языка высокого уровня, подходящий для большинства существующих систем ЧПУ. При этом язык должен быть максимально приближен к одному из имеющихся стандартных языков программирования и должен иметь возможность использования имеющихся файлов управляющих программ на языке ISO-7bit в структурированном коде высокого уровня.

Представление о структурированном языке высокого уровня как средстве повышения открытости систем ЧПУ

Структурированный язык позволяет: составлять программы из независимых фрагментов кода; вызывать подпрограммы; применять алгоритмические конструкции ветвления, организовывать циклы, команды условного и безусловного переходов; использовать системные, глобальные и локальные переменные [3]. Управляющую программу на структурированном языке представляют в виде сочетания главной программы и нескольких вызываемых подпрограмм, состоящих из набора одиночных или заключенных в блоки операторов.

Структура типичной программы на языке высокого уровня в виде формального грамматического описания в расширенной форме Бэкуса—Наура (РБНФ) [4] представлена на рис. 3. Программа состоит из набора функций, одна из которых явля-

* Работа выполнена по Госконтракту № П926 на проведение НИР в рамках ФЦП "Научные и научно-педагогические кадры инновационной России" на 2009—2013 годы.



Рис. 1. Пример программы на языке ISO-7bit

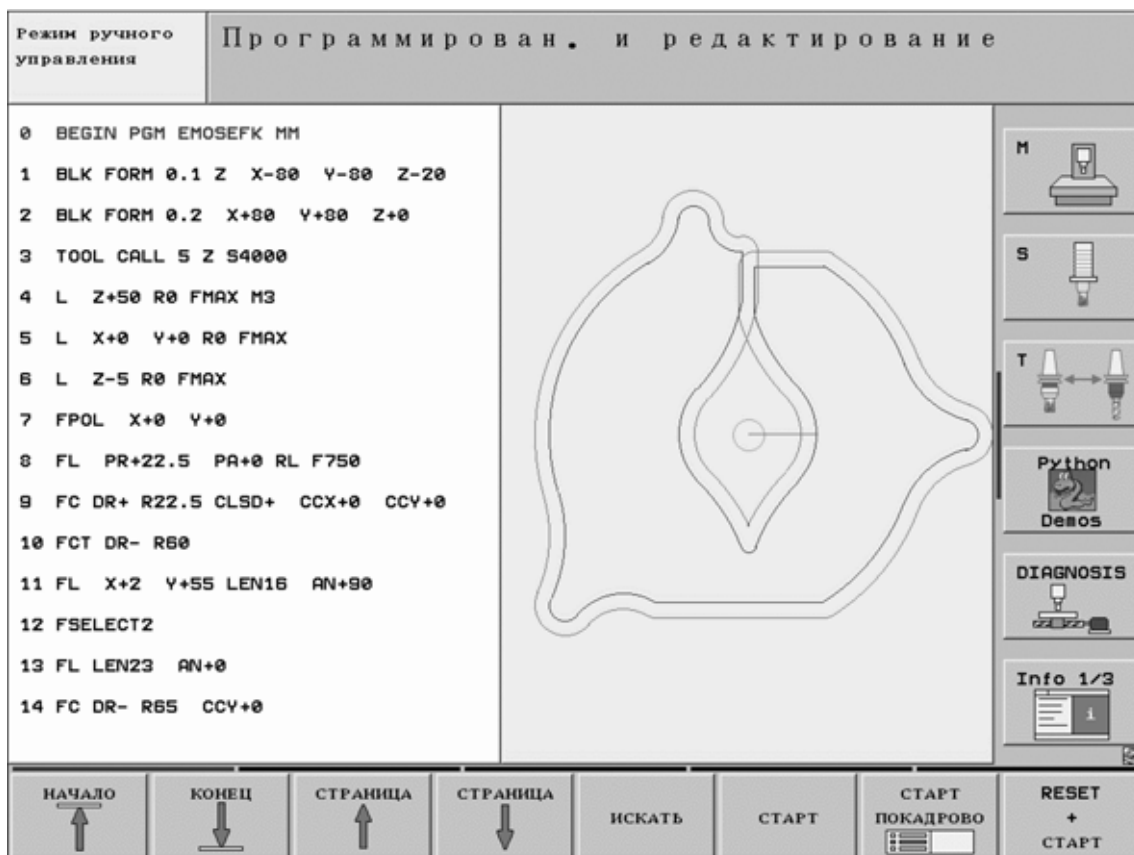


Рис. 2. Диалог программирования системы Heidenhain

```

; представление главной программы
<программа> = *(<подключение_библиотеки> / <описание_переменной> /
               <определение_константы> / <метка> / <оператор>)
<подключение_библиотеки> = "#use" <DQUOTE> <идентификатор> <DQUOTE> <CRLF>
<идентификатор> = 2<ALPHA> *( <ALPHA> / <DIGIT> / "_" )
<описание_переменной> = <тип_данных> <идентификатор> ["=" <выражение>] *(", "
               <идентификатор> ["=" <выражение>]) ";" <CRLF>
<выражение> = (<идентификатор> / <десятичное_число> / <строка> / <символ> /
               <вызов_функции>) *((<арифметическая_операция> /
               <логическая_операция>) ((<идентификатор> / <десятичное_число> /
               <строка> / <символ> / <вызов_функции>))
<условие> = (<идентификатор> / <десятичное_число> / <строка> / <символ> /
               <вызов_функции>) *(<логическая_операция> (<идентификатор> /
               <десятичное_число> / <строка> / <символ> / <вызов_функции>))
<десятичное_число> = ["-"] 1*<DIGIT> [ "." 1*<DIGIT> ]
<арифметическая_операция> = "+" / "-" / "*" / "/" / "|" / "&" "not" / "^" /
               "mod" / "div" / "%"
<логическая_операция> = ">" / "<" / "==" / "!=" / ">=" / "<=" / "||" / "&&" /
               "!"
<тип_данных> = "void" / "double" / "int" / "char" / "bool" / "string"
<символ> = "'" [<CHAR>] "'"
<строка> = <DQUOTE> *<CHAR> <DQUOTE>
<вызов_функции> = <идентификатор> "(" [ <выражение> ] *(", " <выражение> ) ")"
<определение_константы> = "#define" <идентификатор> <выражение> <CRLF>
<метка> = <идентификатор> ":" <CRLF>
<оператор> = (<цикл_for> / <цикл_while> / <ветвление> / <переход> /
               <присваивание> / <вызов_функции> / <кадр_ISO_7bit>) ";"
<присваивание> = <идентификатор> "=" <выражение>
<цикл_for> = "for" "(" <присваивание> ";" <условие> ";" <присваивание> ")"
               "(" *<оператор> ")"
<цикл_while> = "while" "(" <условие> ")" "{" *<оператор> "}"
<ветвление> = "if" "(" <условие> ")" "{" *<оператор> "}" ["else" "{"
               *<оператор> "}"]
<переход> = "goto" <идентификатор>
<кадр_ISO_7bit> = 1*( <слово_ISO_7bit> / <расширенное_слово_ISO_7bit> )
<слово_ISO_7bit> = <ALPHA> <десятичное_число>
<расширенное_слово_ISO_7bit> = 1*<ALPHA> [ 1*<десятичное_число> ] "="
               <выражение>
; представление подключаемой библиотеки
<библиотека> = *( <подключение_библиотеки> / <определение_константы> /
               <описание_функции> )
<описание_функции> = <заголовок_функции> "{" *(<описание_переменной> /
               <метка> / <оператор>) "}"
<заголовок_функции> = <тип_данных> <идентификатор> "(" [ <тип_данных>
               <идентификатор> ] *(", " <тип_данных> <идентификатор> ) ")"

```

Рис. 3. Структура программы на языке высокого уровня в РБНФ

Основные характеристики языков высокого уровня

Характеристика	Применение
Системные, глобальные и локальные переменные	Использование именованных ячеек для хранения данных и проведения операций над ними
Макросы	Символьное имя, заменяемое при обработке препроцессором на последовательность инструкций управляющей программы
Набор операторов цикла, ветвлений и перехода	Конструкции языка, позволяющие изменять ход последовательного выполнения программы путем ветвления в зависимости от условия или многократного повторения части программы
Набор стандартных функций	Системные, математические, строковые и другие функции, которые используются как базовые при создании более сложных операций
Базовый набор размеров целых величин и типы с плавающей точкой двойной точности	Обеспечение точности на широком диапазоне станков, в том числе и с пикоточностями. Используются при создании более сложных типов данных, массивов и составных структур данных

ется главной. Выполнение программы начинается вызовом *главной функции*. Каждая функция имеет блок выполняемых операторов. Блок операторов — это последовательность выражений и *сложных операторов*. С точки зрения процесса выполнения программа представляет собой рекурсивную интерпретацию блоков операторов и выражений.

В качестве примера рассмотрим язык программирования высокого уровня для системы ЧПУ, разработанный на основе стандарта ANSI C [6] с учетом специфики применения на системе ЧПУ. Ключевые элементы этого языка сведены в таблицу.

Реализация интерпретатора структурированного языка высокого уровня

Одним из самых эффективных и простых способов реализации интерпретатора является его разработка на базе рекурсивного нисходящего синтаксического анализатора [7]. Схема работы такого анализатора определена логикой построения выражений структурированного языка.

Рассмотрим пример использования математических выражений в коде управляющей программы (рис. 4). Присваивание значения переменной X в кадре N20 является типичным выражением и вычисляется в результате последовательного выполнения операций, по порядку приоритета с учетом скобок: шаг 1) $3*a$; шаг 2) $+b$; шаг 3) $/2$; шаг 4) $+ 1$; шаг 5) присваивание значения переменной X.

Набор порождающих правил вычисления выражений можно представить схемой (рис. 5), где стрелками показано направление от элемента

к его составу. Выражение представляет собой рекурсивно вычисляемую структуру. Сначала надо вычислить последовательно каждое слагаемое A, которое, в свою очередь, требует последовательного вычисления составляющих его множителей B, каждый из которых может также представлять собой выражение. Таким образом, вычисление выражения идет, образно говоря, по лестнице — от нижнего уровня (наиболее приоритетного) к верхнему, и так рекурсивно несколько раз, пока не будут вычислены все слагаемые. В эту схему включаются любые другие действия (например, операторы сравнения) с заданным приоритетом.

На рис. 6 представлена упрощенная схема работы анализатора выражений в рамках интерпретатора управляющей программы. Скругленными прямоугольниками представлены рекурсивно вызываемые функции анализатора. На первом шаге вызывается функция сложения и вычитания слагаемых

```
int a = 10, b = 20;
N10 G00 G90 X70 Y70 Z10 S5000 M3
N20 G01 X=(3*a + b)/2+1 Z-5 F2000
N30 M30
```

Рис. 4. Пример выражения в коде программы на языке ISO-7bit



Рис. 5. Схема построения выражений

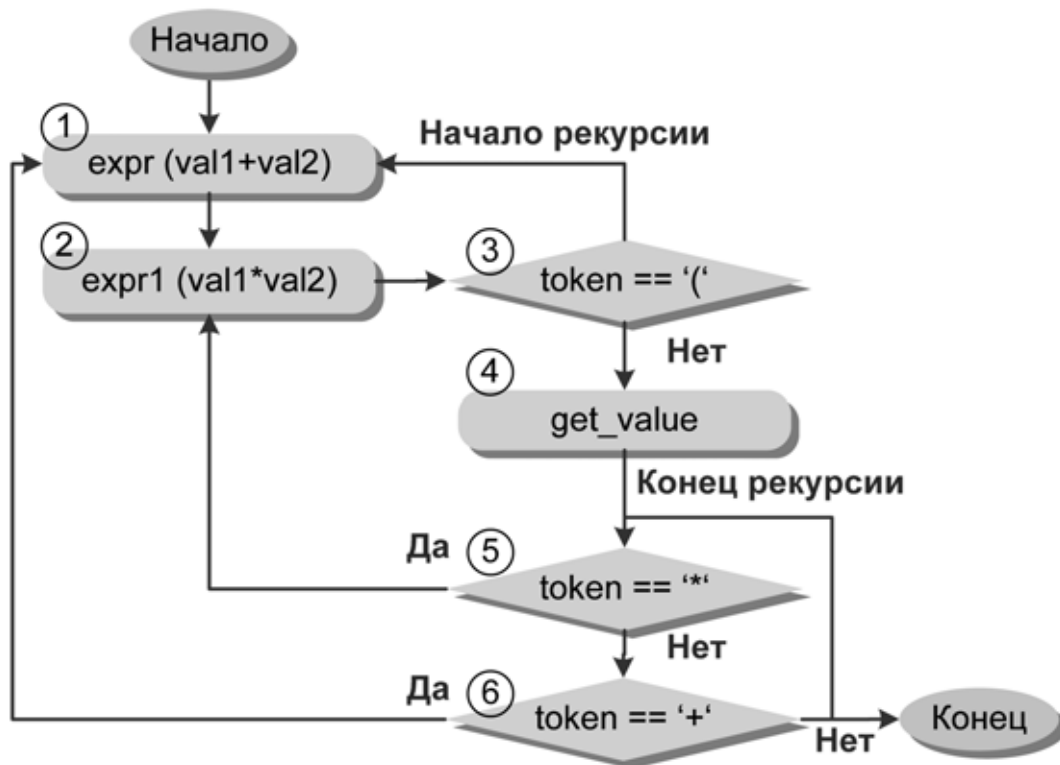


Рис. 6. Упрощенная схема работы анализатора выражений

```

// файл с подпрограммами "subprograms"
#define PI 3.14159 // определение константы
bool b_enabled = true; // объявление переменной
// пример простейшей функции.
// x_coord, y_coord, z_coord - параметры функции.
// void -возвращаемое значение
void initialization(double x_coord, double y_coord, double z_coord)
{
  G00 X=x_coord Y=y_coord Z=z_coord
  G01 X=x_coord Y=y_coord Z=z_coord+10
}

```

```

#include "subprograms" // включение файла с подпрограммами

if(!b_enabled) // пример сложного оператора
{
  M30
}
initialization(70, 70, 10);
G01 X70 Y70 Z5
G01 X45 Y70 Z-5
G03 X45 Y20 I45 J45
G01 X70 Y20 Z-5
G01 X70 Y20 Z10
M30

```

Рис. 7. Пример программы на языке высокого уровня

(*expr*). На втором шаге вызывается функция умножения и деления множителей (*expr1*). На третьем шаге, если множитель начинается со скобки, выполняется вычисление выражения в скобках, т. е. рекурсивный вызов алгоритма вычисления выражения. В противном случае осуществляется чтение значения числа или переменной (*get_value* — четвертый шаг).

После вычисления значения проверяется следующая за значением лексема (пятый шаг). Если это оператор, соответствующий функции *expr1* (умножение в данном случае), происходит возврат в *expr1* и вычисление следующего множителя, и так до тех пор, пока не перестанут встречаться операторы умножения.

По аналогии, после вычисления значения, состоящего из всех множителей (шестой шаг), происходит проверка следующей лексемы, и если это плюс, происходит возврат в *expr* и вычисление следующего слагаемого. Если же лексемы кончились, выражение считается вычисленным. При необходимости поддержки других операций (сравнений, унарных операторов, возведения в степень и т. п.) в эту схему просто встраиваются функции, аналогичные *expr* и *expr1*. При этом для каждого приоритета операций должна быть своя функция анализа. Чем выше приоритет операции, тем ниже в схеме синтаксического разбора должна встраиваться соответствующая функция.

На рис. 7 приведен пример управляющей программы на языке высокого уровня, в которой блоки подпрограмм и составных операторов реализованы с помощью фигурных скобок.

Систематизируем условия реализации интерпретатора:

1. Все конструкции языка строятся по строго определенным правилам. Отсюда следует, что при чтении очередной лексемы из текста подпрограммы мы можем определить, какая конструкция языка начинается с этой лексемы и прочитать (интерпретировать) эту конструкцию целиком.

2. Выполнение программы начинается с вызова основного текста программы и пред-

ставляет собой рекурсивный анализ блоков операторов и выражений.

3. Чтобы вызвать определенную функцию, надо заранее знать ее положение в тексте программы. Также, чтобы использовать определенную переменную или константу в выражении, надо заранее прочитать ее объявление. Все используемые файлы с текстами подпрограмм должны заранее анализироваться.

На рис. 8 представлена обобщенная блок-схема функционирования интерпретатора, построенного в соответствии с правилами выполнения программы на структурированном языке высокого уровня. Сначала выполняется чтение всех функций, включаемых файлов, определений переменных и констант (*prescan*) (шаг 1). Затем осуществляется вызов главной функции программы (*call*) (шаг 2). На третьем шаге интерпретируется очередная кон-

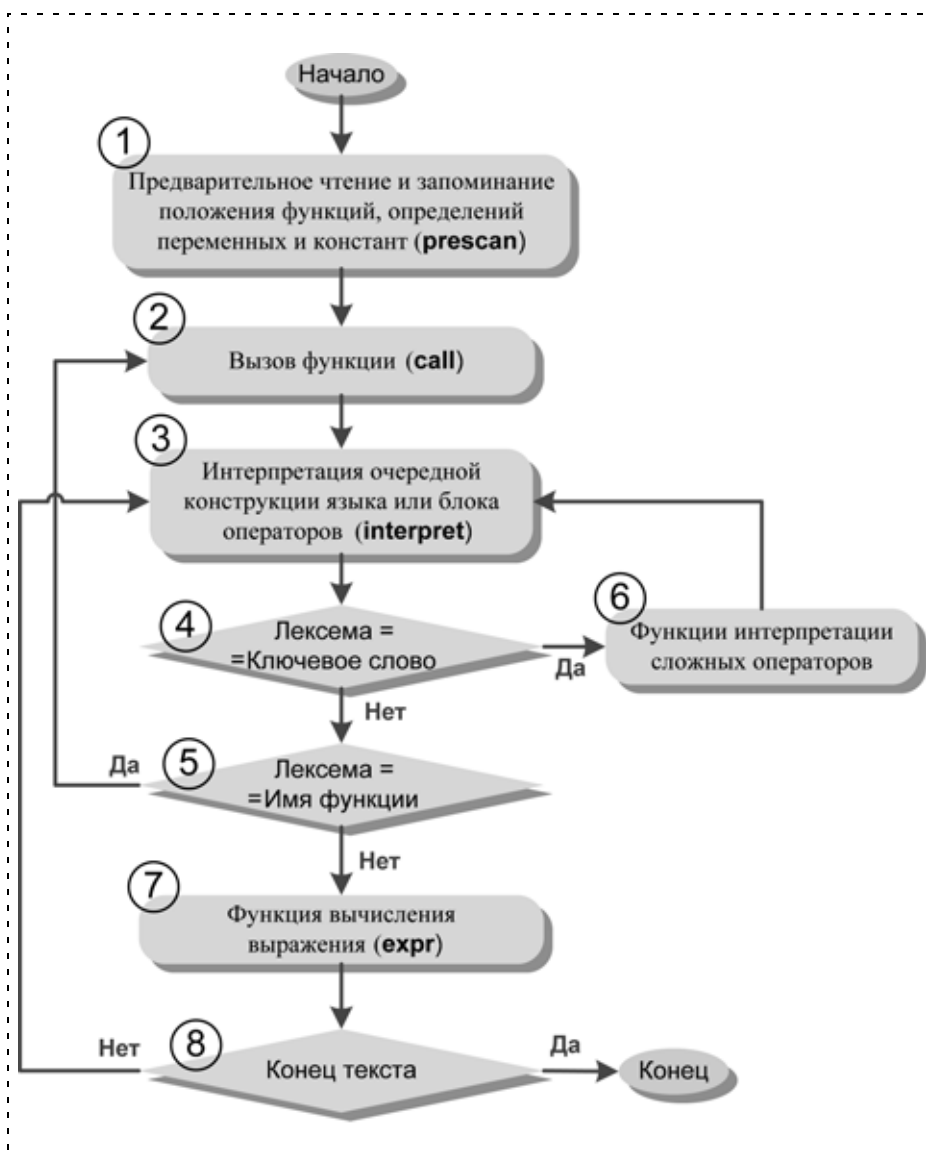


Рис. 8. Интерпретация программы на языке высокого уровня

рукция тела функции (interpret), при этом выполняется проверка лексемы (шаг 4). Если встретилось ключевое слово, определяющее оператор, вызывается нужная функция обработки оператора (шаг 6), в противном случае выполняется еще одна проверка (шаг 5). Если лексема является именем функции, осуществляется вызов (шаг 2). В противном случае обрабатывается выражение (шаг 7). На восьмом шаге выполняется проверка лексемы. Если оказалось, что текст закончился (или встретился конец блока операторов), интерпретация завершается. Если нет, интерпретируется очередная конструкция тела функции (interpret) (шаг 3).

Рассмотренная схема позволяет относительно просто реализовать интерпретатор Си-подобного языка, используемого для системы ЧПУ в качестве языка высокого уровня. Помимо указанных функций в интерпретаторе должно быть реализовано чтение параметров функций, сохранение в стеке локальных переменных и др. Их реализация алгоритмически довольно проста и зависит только от конкретного синтаксиса языка.

Модель интеграции интерпретатора языка высокого уровня в систему ЧПУ

Обработка файла на языке ISO-7bit в системе ЧПУ возложена на модуль интерпретатора программ. Интерпретатор входит в реализацию геометрической задачи системы ЧПУ [8] и выполняет: синтаксический анализ строк управляющей программы; преобразование координат и единиц измерения; эквидистантную коррекцию траектории; вызов и подстановку подпрограмм, чтобы в результате сформировать данные для интерполятора.

Любая система ЧПУ должна поддерживать язык ISO-7bit как базовый, так как в наличии у любого пользователя системы ЧПУ имеется большое число управляющих программ на этом языке. Таким образом, при интеграции интерпретатора языка высокого уровня в систему ЧПУ нужно учитывать необходимость поддержки языка ISO-7bit.

Предложена схема реализации интерпретатора языка высокого уровня в качестве надстройки (препроцессора) над имеющимся в системе интерпретатором ISO-7bit (рис. 9, см. третью сторону обложки).

Файлы управляющей программы на языке ISO-7bit пропускаются через препроцессор без обработки и передаются интерпретатору.

Файл на языке высокого уровня обрабатывается препроцессором, а полученные строки в коде ISO-7bit передаются на выполнение интерпретатору.

Препроцессор настраивается с помощью файла конфигурации языка в формате XML. В файле конфигурации описаны: лексемы структурных элементов языка; соответствие между входными и выходными командами языка ISO-7bit, что позволяет

настроить препроцессор на обработку файлов разных диалектов ISO-7bit.

Набор операторов языка высокого уровня остается жестко заданным, но посредством файла конфигурации лексемы операторов, блоков и других элементов языка можно свободно расширить [9].

При реализации препроцессора следует обратить внимание на два момента. Первый — обработка включений кода ISO-7bit в тексте языка высокого уровня — решается с помощью добавления в интерпретатор функции, обрабатывающей цепочки ISO-команд как цельные конструкции языка. Второй — реализация библиотечных функций языка высокого уровня для генерации ISO-команды — решается с помощью таблицы имен, где имени каждой функции сопоставлен обработчик. Функция call (см. рис. 8) вызывает соответствующий обработчик при встрече в тексте управляющей программы имени библиотечной функции.

Практическое применение препроцессора в системе ЧПУ WinPCNC

Интеграция препроцессора по предложенной схеме реализована в системе ЧПУ WinPCNC [10], что позволило значительно расширить возможности программирования системы управления. Любой сложный цикл легко реализуется в виде параметрической функции, вызываемой управляющей программой [11]. В качестве иллюстрации создания сложных станочных циклов приведем пример кода фрезерования восемнадцати круглых карманов (рис. 10).

Фрезерование кармана оформляется в виде подпрограммы cut_round () с параметрами (рис. 11), которая, в свою очередь, вызывается в подпрограмме G384_routine (), реализующей стандартный цикл фрезерования отверстий по шаблону G384 (рис. 12).

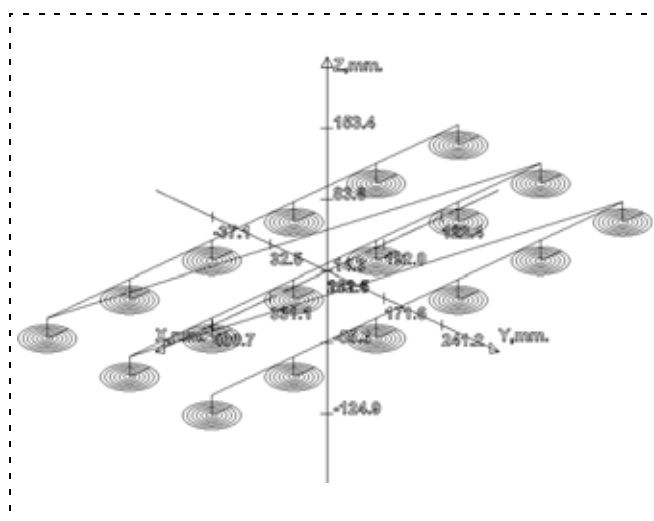


Рис. 10. Пример траектории инструмента при обработке контура, построенного с помощью пользовательских циклов


```

// файл подпрограмм "subprograms"
// функция фрезерования кармана
// Параметры:
// x_center - координата центра кармана по оси x
// y_center - координата центра кармана по оси y
// radius - радиус кармана
// tool_radius - радиус инструмента
void cut_round(double x_center, double y_center, double radius, double
tool_radius)
{
    double rm;
    G1 X=x_center Y=y_center Z=20
    G1 X=x_center Y=y_center Z=0
    for(rm = radius; rm > tool_radius *2; rm=rm-tool_radius *2)
    {
        G1 X=x_center -rm, Y=y_center Z=0
        G2 X=x_center -rm, Y=y_center I=x_center J=y_center
    }
    G1 X=x_center Y=y_center Z=0
    G1 X=x_center Y=y_center Z=20
}

```

Рис. 11. Пример подпрограммы реализации фрезерования кармана

```

// файл "standard_cycles"
// подпрограмма описания стандартного цикла
// фрезерования отверстий по шаблону

#use "subprograms"
// Q1 - начальное значение координаты X
// Q2 - конечное значение координаты X
// Q3 - начальное значение координаты Y
// Q4 - конечное значение координаты Y
// Q5 - шаг вдоль оси X
// Q6 - шаг вдоль оси Y
// Q7 - радиус отверстия
// Q8 - радиус инструмента
void G384_routine(double Q1, double Q2, double Q3, double Q4, double Q5,
double Q6, double Q7, double Q8)
{
    int index1, index2;
    for(index2 = Q1; index2 < Q2; index2=index2+Q5)
    {
        for(index1 = Q3; index1 < Q4; index1=index1+Q6)
        {
            cut_round(index1, index2, Q7, Q8);
        }
    }
}

```

Рис. 12. Пример подпрограммы, реализующей цикл G384

Использование станочного цикла G384 в управляющей программе на языке ISO-7bit проиллюстрировано на рис. 13 (см. третью сторону обложки).

Заключение

Применение языка высокого уровня повышает открытость систем ЧПУ. С помощью этого механизма станкостроители способны встраивать собственные станочные и измерительные циклы, а конечные пользователи — разрабатывать групповые технологии обработки без изменения ядра системы управления.

Предложенная модель позволяет интегрировать препроцессор языка высокого уровня в существующие системы ЧПУ без кардинальных изменений в ядре системы, обеспечивая совместимость с накопившейся базой отлаженных управляющих программ.

Структурированная природа Си-подобного языка высокого уровня позволяет относительно легко реализовать препроцессор для систем ЧПУ на основе нисходящего рекурсивного синтаксического анализатора.

Использование отлаженных программных модулей в управляющей программе повышает надежность программирования системы ЧПУ и сокращает время разработки управляющей программы.

Список литературы

1. **Сосонкин В. Л., Мартинов Г. М.** Методика разработки управляющей программы ЧПУ соответственно стандарту ISO 14649 STEP-NC (Standard for the Exchange of Product model data for NC) // Мехатроника, автоматизация, управление. 2005. № 6. С. 45—52.
2. **User's Manual.** Heidenhain. Conversational Format. iTNC 530 (<http://www.heidenhain.com>).
3. **Мартинов Г. М., Пушков Р. Л.** Построение инструментария отладки управляющих программ систем ЧПУ на языках высокого уровня // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2008. № 11. С. 19—24.
4. **Crocker D., Ed., Oversll P.** Augmented BNF for Syntax Specifications: ABNF. RFC 5234 (<http://tools.ietf.org/html/rfc5234>).
5. **Сосонкин В. Л.** Программное управление технологическим оборудованием: Учеб. для вузов по специальности "Автоматизация технологических процессов и производств". М.: Машиностроение, 1991. 512 с.
6. **Шилдт Г.** Полный справочник по C, 4-е изд-е. М.: Диалектика, 2003. 800 с.
7. **Ахо А. В., Лам М. С., Сети Р., Ульман Д. Д.** Компиляторы. Принципы, технологии и инструментарии. М.: Вильямс, 2008. 1184 с.
8. **Сосонкин В. Л., Мартинов Г. М.** Системы числового программного управления: Учеб. пособ. М.: Логос, 2005. 296 с.
9. **Сосонкин В. Л., Мартинов Г. М.** Программирование систем числового программного управления: Учеб. пособ. М.: Логос; Университетская книга; 2008. 344 с. + 1 компакт-диск.
10. **Мартинов Г. М.** Университетская система ЧПУ WinPCNC для обучения и производства // Стружка. 2008. № 1. С. 29—30.
11. **Мартинов Г. М., Григорьев А. С.** Разработка пользовательских токарных циклов в системе ЧПУ WinPCNC // Объемный научный журнал. 2007. № 6. С. 8—50.

12—14 октября 2010 г. в Санкт-Петербурге
состоится 3-я мультиконференция
ПО ПРОБЛЕМАМ УПРАВЛЕНИЯ
(МКПУ-2010)

Председатель Президиума мультиконференции — академик РАН **В. Г. Пешехонов**

Состав мультиконференции

- **XXVII конференция памяти выдающегося конструктора гироскопических приборов**
Н. Н. Острякова
Председатель программного комитета конференции — академик РАН **В. Г. Пешехонов**
- **Научно-техническая конференция "Управление в технических системах"**
Председатель программного комитета конференции — академик РАН **С. Н. Васильев**
- **7-я научно-техническая конференция "Мехатроника, автоматизация, управление"**
Председатель программного комитета конференции — член-корреспондент РАН **Е. Д. Теряев**
- **6-я научная конференция "Управление и информационные технологии"**
Сопредседатели программного комитета конференции:
член-корреспондент РАН **Р. М. Юсупов**
д. т. н., профессор **В. М. Кутузов**
- **Научно-технический семинар "Управление в распределенных сетевых и мультиагентных системах"**
Сопредседатели семинара: член-корреспонденты РАН **И. А. Каляев** и **Р. М. Юсупов**,
д. т. н., профессор **Е. Я. Рубинович**

Мультиконференция МКПУ-2010 проводится в ОАО "Концерн ЦНИИ "Электроприбор"

Подробная информация о мультиконференции и условиях участия в ней размещается на сайте

<http://www.elektropribor.spb.ru/cnf/3rmkpu2010/rindexfs.php>

РАСПОЗНАВАНИЕ И ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ ДВИЖУЩИХСЯ ОБЪЕКТОВ

УДК 528.8

А. В. Тимофеев, д-р техн. наук, проф., зав. лаб.,
О. А. Дерин, науч. сотр.,
Санкт-Петербургский институт информатики
и автоматизации РАН,
И. Е. Гуленко, директор, **В. А. Андреев**, инженер,
ООО Научно-производственного предприятия
"Дериа Графикс"
tav@iias.spb.su

Распознавание объектов в сложных мультиизображениях и методы и средства видеозахвата движений

Рассматриваются принципы построения иерархических нейросетей для выполнения задач обработки большого объема информации, в частности — анализа мультиизображений в реальном времени. Для достижения практически приемлемого времени обучения нейросетей предлагается декомпозиция единой нейросети на подсети на основе вводимого авторами принципа "когнитивности" нейронов. В случае подвижных объектов (например, роботов или людей) важно обеспечить видеозахват и анимацию движений как составляющих их частей, так и объектов в целом.

Ключевые слова: распознавание изображений, нейронные сети, реальное время, видеозахват, анимация движений

При современном уровне развития технологий стало возможным широкое развитие автоматических систем сбора информации для различных приложений (робототехники, мехатронных и аэрокосмических систем и т. п.). Такие системы представляют собой сенсоры (например, телекамеры), собирающие в автоматическом режиме большие потоки информации о внешних объектах. Однако анализ этой информации и принятие решений на основании этого анализа остаются во многом не автоматизированными и требуют участия человека-оператора. Например, при использовании на вокзале сотен камер телевизионного наблюдения для оперативного анализа их изображения и принятия решений о противодействии обнаруженным террористическим угрозам нужны десятки операторов, работающих в круглосуточном режиме, а также контролеры действий операторов. На практике лишь несколько (от одного до трех) операторов анализируют изображения нескольких основных камер, в то время как изображения остальных сотен камер лишь за-

писываются в автоматическом режиме на видеоматрицы с тем, чтобы при расследовании уже состоявшихся терактов восстановить картину происшедшего. Таким образом, хотя система теленаблюдения обладает всей необходимой информацией, реальная ее эффективность крайне низка и не увеличивается с увеличением числа сенсоров-телекамер.

Для автоматической обработки этих информационных потоков необходимы методы и средства обнаружения, локализации и распознавания 2D-изображений 3D-объектов на реальном фоне и при большом уровне помех (шумов). В случае подвижных объектов (например, роботов или людей) важно обеспечить видеозахват и анимацию движений как составляющих их частей, так и объектов в целом.

Нейросетевые технологии распознавания изображений

Для распознавания сложных сцен, т. е. различных 3D-объектов в реальной обстановке, необходим анализ стерео- или мультиизображений, наблюдаемых в разные моменты времени и/или с разных точек зрения. Мультиизображения с высоким разрешением позволяют измерять статические и динамические параметры наблюдаемых объектов (размеры, координаты, скорости, траектории движения и т. п.) и более надежно выделять и распознавать объекты на сложной сцене. Стереои изображения рассматриваются авторами как частный вид мультиизображений, состоящих из двух изображений, разнесенных в пространстве.

Использование теории нейронных сетей (НС) позволяет в принципе решить задачу распознавания локализованных объектов по их изображениям. Однако сложность обучения и аппаратно-программной реализации многих типов НС препятствуют практическому применению нейросетевого подхода [1].

Среди НС, наиболее ориентированных на распознавание простых изображений, можно выделить многослойные НС прямого распространения (МНСПР) [1]. Архитектура этих НС аналогична структуре с конвейерным графическим процессором. Однако число нейронов в каждом слое МНСПР и необходимый объем обучающей выборки являются неизвестными параметрами, которые достаточно произвольно назначаются разработчиками на основе их опыта и интуиции. Это превращает разработку МНСПР и нейросетевых приложений в "искусство" [1]. Другим недостатком МНСПР является

избыточность аппаратных и временных ресурсов при их реализации.

Архитектура и обучение иерархических гиперсетей

Предлагаемый метод редукции сложности НС при проектировании систем анализа и распознавания сложных мультиизображений в реальном времени основан на иерархической декомпозиции архитектуры НС и ее реализации на современной элементной базе (DSP, PLD и т. п.). В результате редукции получается иерархическая НС ("гиперсеть"), структура которой определяется на основе априорной информации об общих условиях распознавания, имеющейся у разработчика, а ее синаптические параметры формируются в процессе обучения на конкретных примерах каждого из элементов иерархии (подсети) [2, 3].

Эффективным методом нейросетевого анализа и распознавания мультиизображений является структурирование слоев НС и упорядочение процесса обучения [3–5]. При этом проектируемая НС декомпозируется разработчиком на совокупность подсетей, имеющую некую иерархию. Такое разделение проводится на основе имеющейся у разработчика априорной информации об объектах и условиях распознавания. До начала обучения НС эта информация "внедряется" в нейросетевую структуру несколькими способами [3, 4], а именно:

- 1) декомпозицией сложной НС на иерархическую совокупность простых подсетей;
- 2) прямым заданием структуры подсетей;
- 3) введением в НС уровней когнитивности.

Декомпозиция сложной НС на иерархическую совокупность простых подсетей

Авторами разработана методика декомпозиции МНСПР на структуру субблоков (подсетей), в результате чего определяются число подсетей (рис. 1)

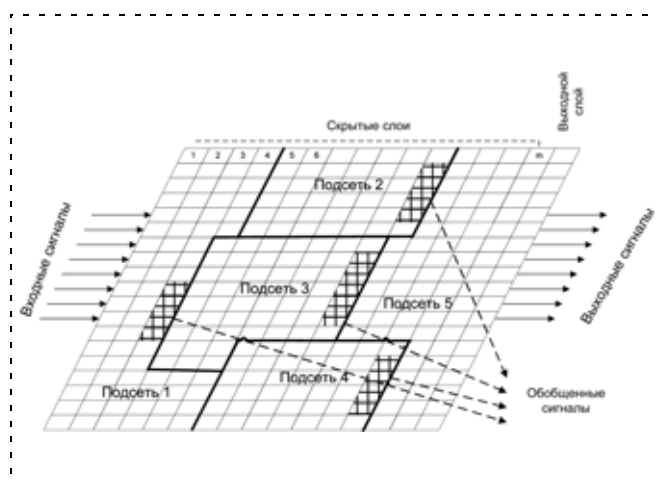


Рис. 1. Декомпозиция МНСПР на структуру подсетей

и связи между ними в виде обобщенных сигналов (например — уровень ложных тревог), описание которых понятно человеку, т. е. имеет физический смысл в контексте выполняемой задачи.

Для этих обобщенных сигналов можно задать желаемый отклик каждой подсети исходя из знания структуры и характера этих обобщенных сигналов. Рассматривая локальные подсети как независимые МНСПР, для которых известен желаемый отклик, можно обучить их отдельно и независимо от системы в целом, что резко ускоряет процесс обучения. Этот процесс авторы назвали "предобучением".

Интерфейс и когнитивность нейронов

Когнитивность рассматривается как характеристика нейронов, показывающая уровень доступности их выходных сигналов для исследования и понимания возможности формирования "желаемого отклика". На основе понятия когнитивности вводится иерархическое разбиение НС на уровни когнитивности (рис. 2).

В результате каждый нейрон принадлежит не только определенному слою НС, но и определенному уровню когнитивности. Все скрытые нейроны обладают минимальным уровнем когнитивности, а все выходные нейроны подсетей имеют максимальный уровень когнитивности.

Особенностью нейронов интерфейса является исследуемость и понятность человеку их выходных сигналов. Разработчик может произвольно изменять интерфейс с целью изменить характеристики уже обученной сети без переобучения локальных подсетей (полного или частичного), т. е. корректировать уже полученные в ходе обучения нейронные связи с помощью введения глобальных обратных связей. Сигналы интерфейса могут использоваться для анализа адекватности обобщения и диагностики нейросети.

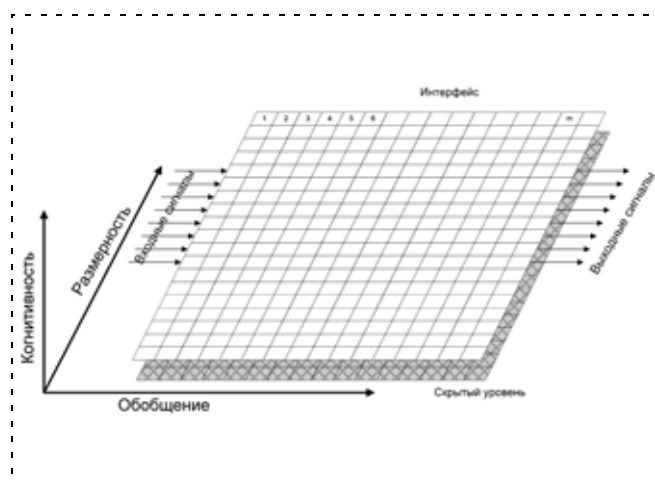


Рис. 2. Разбиение МНСПР на уровни когнитивности

Важную роль играет интерфейс НС, позволяющий корректировать сигналы, вводить обратные связи, назначать "желаемый отклик" и т. п. [3, 4]. Основные особенности интерфейса НС заключаются в следующем:

1) интерфейс формально связан взаимно однозначным соответствием с иерархической структурой подсетей;

2) сигналы интерфейса являются обобщенными, они доступны и понятны проектировщику, имеют физический смысл в контексте решаемой задачи;

3) для сигналов интерфейса известен или может быть задан (исходя из структуры) "желаемый отклик";

4) разработчик НС может по своему усмотрению изменять интерфейс в целях корректировки характеристик НС без переобучения подсетей, в том числе с помощью введения локальных или глобальных обратных связей;

5) входы и выходы НС, а также все глобальные (т. е. выходящие за пределы подсетей) обратные связи являются сигналами интерфейса и могут поступать на скрытый уровень только через нейроны интерфейса;

6) все глобальные обратные связи могут вводиться только между нейронами интерфейса;

7) сигналы интерфейса могут использоваться для анализа адекватности обучения НС, функциональной диагностики и оценки эффективности НС.

Программно-аппаратная реализация нейронных гиперсетей для распознавания мультиизображений

Метод декомпозиции НС как гиперсети с иерархической структурой и предобучением формализует процедуру редукции сложности НС за счет того, что интерфейс формально связан взаимно однозначным соответствием со структурой рассматриваемой системы. Поэтому основные правила проектирования, предобучения и обучения иерархической гиперсети конструктивны и не требуют эвристических решений. Технология проектирования и реализации таких НС совместима с существующими технологиями автоматического проектирования сложных систем на основе диаграмм языков системного проектирования высокого уровня.

Практический опыт проектирования и внедрения иерархических гиперсетей с предобучением свидетельствует об их эффективности в задачах анализа и распознавания сложных мультиизображений в зонах обеспечения безопасности в публичных местах, в системах обеспечения безопасности воздушного движения на основе распознавания радиолокационных мультиизображений, в системах технического 3D-зрения роботов и при анализе микро- и макроизображений в интересах медицины.

Методы видеозахвата подвижных объектов

При обработке мультиизображений подвижных объектов (роботов, людей и т. п.) возникает необходимость в видеозахвате и анимации движений [5—7]. Решение этих задач требует сбора мультиизображений, их оцифровки и обработки потоков видеоданных о движении анализируемого и/или анимируемого объекта.

Система видеозахвата функционирует следующим образом: подвижный объект (например, человек или гуманоидный робот) наблюдается в движении несколькими видеокамерами, затем полученные мультиизображения поступают в обрабатывающий программный комплекс. В результате системного анализа мультиизображений полученные содержательные данные о движении анимируются или передаются в систему навигации и управления движением.

Предлагается система видеозахвата движений, относящаяся к классу оптических систем. В качестве датчиков (сенсоров) движения используются цифровые видеокамеры. Для пометки ключевых областей фигуры человека или робота используются цветные маркеры. Их реальные движения на 3D-сцене фиксируются несколькими видеокамерами. Синхронные снимки с камер с заданной частотой (25...30 кадров в секунду) передаются на обрабатывающую станцию, где происходит их анализ — выделяются маркеры и вычисляются их трехмерные координаты. Затем маркеры ставятся в соответствие слотам модели (относительным координатам на виртуальной модели, где могут располагаться маркеры). Тем самым определяется положение каждого маркера на фигуре человека или робота и вычисляется положение "скелета" в пространстве. Результаты заносятся в отчет.

В основе подхода лежит формирование активной модели скелета исследуемого объекта с необходимым числом степеней свободы для фрагментов скелета. На трансформацию модели накладываются ограничения. Такими ограничениями могут быть скоростные ограничения, ограничения на изменения углов в суставах, требование непересечения друг друга составными частями и др.

Схема работы системы представлена на рис. 3.

Изображение 3D-сцены формируется распределенной группой видеокамер. Камеры следует располагать так, чтобы каждый маркер был виден на снимках хотя бы с двух видеокамер. Мультиизображения с видеокамер передаются в подсистему выделения маркеров и вычисления их положения в пространстве.

Подсистема сопоставления маркеров слотам модели с помощью нескольких оптимизационных алгоритмов выделяет из поступившего массива неидентифицированных маркеров наиболее подходящие. Алгоритм выбора маркеров основан на проверке

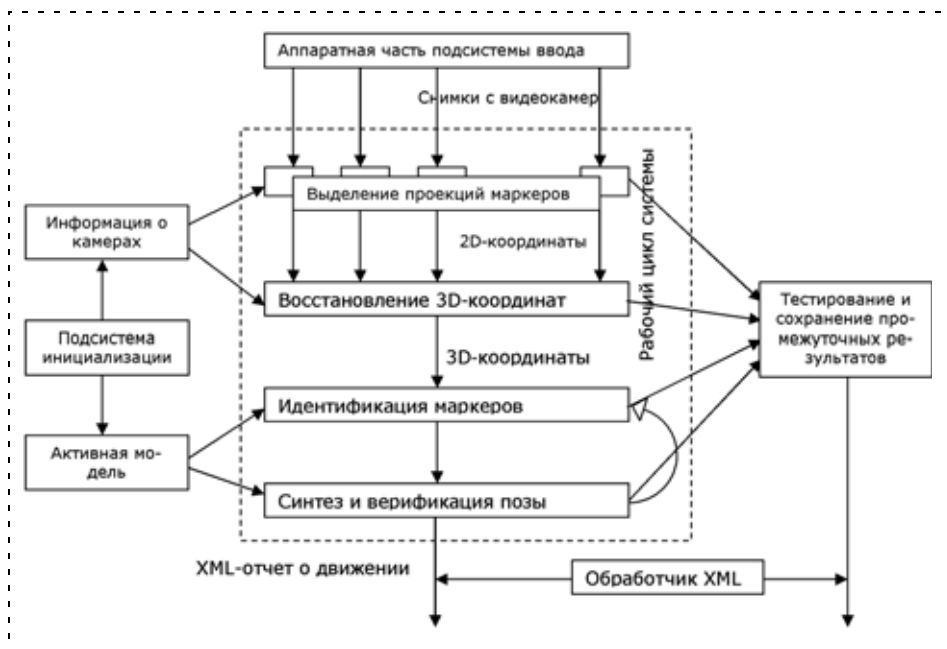


Рис. 3. Схема работы мультикамерной системы видеозахвата движений с цветными маркерами

соответствия маркеров различным условиям. Сюда включаются условия и ограничения на цвета, взаимные расстояния внутри групп маркеров и взаимные расстояния между группами маркеров. При этом учитываются предыдущие положения маркеров, скорости, ускорения и некоторые другие данные.

ям подвижности суставов или звеньев "скелета" и физическим (динамическим) возможностям человека или робота. Если поза объекта по каким-то причинам отклоняется (например, из-за нарушения ограничений), то система возвращается на предыдущий этап и пытается подобрать другой ва-

Для оптимизации каждому маркеру присваивается свой "вес", и среди них отбираются наилучшие по "весу". Результатом работы подсистемы является расстановка наиболее подходящих маркеров по слотам модели. Благодаря этому подсистема распознает, какой маркер какому месту на теле человека или робота соответствует.

Технология анимации движений

В подсистеме синтеза позы происходит системный анализ данных и вычисление позы человека или конфигурации робота по пространственному положению маркеров. После того, как поза синтезирована, происходит ее проверка на соответствие кинематическим ограничени-

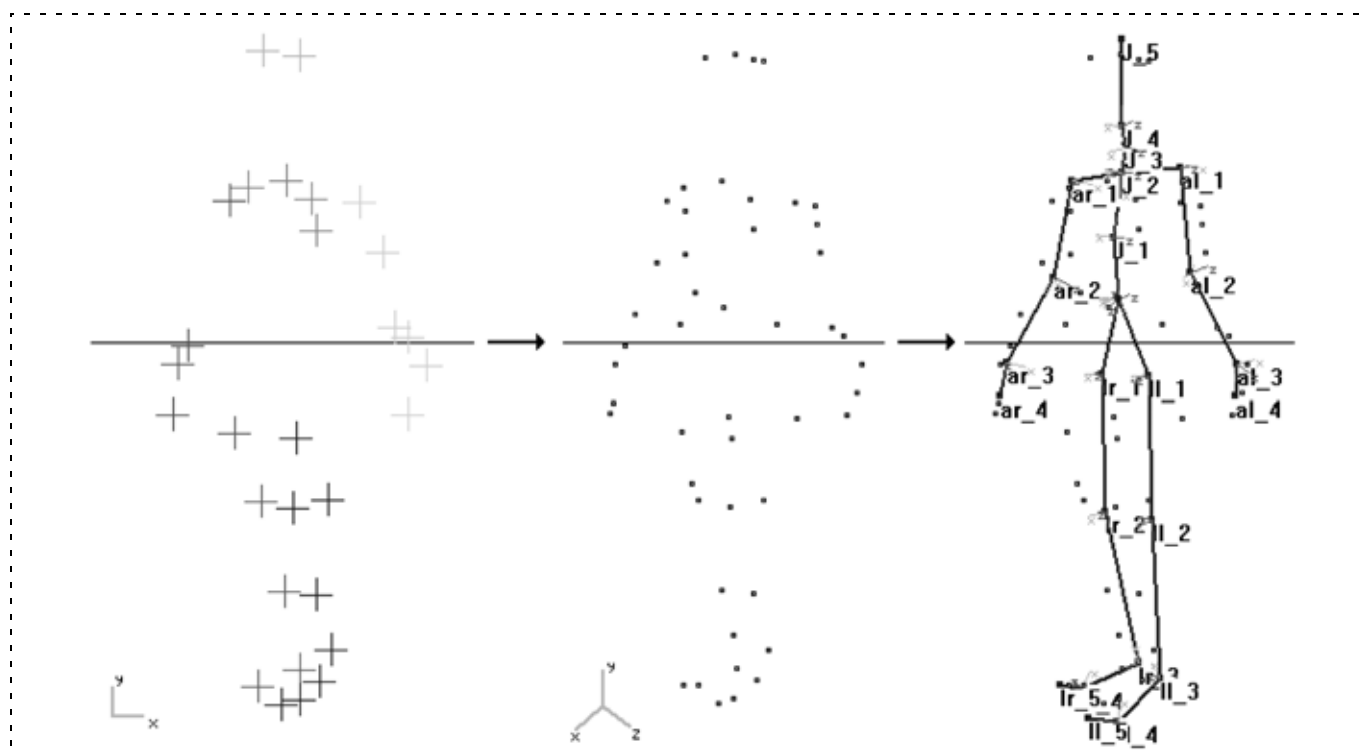


Рис. 4. Визуализация промежуточных этапов работы системы видеозахвата движений

риант. Если корректная поза так и не была найдена, то текущая поза синтезируется путем аппроксимации предыдущих данных. Информация о движении человека или робота заносится в XML-отчет, который и является результатом работы всей системы [6—8].

Наглядно описанная работа системы представлена на рис. 4.

Применение систем видеозахвата движений открывает новые возможности для индустрии компьютерной графики (анимационных фильмов, компьютерных игр) и технологий виртуальной реальности [6—8]. Движения человека и гуманоидных роботов описываются очень сложными моделями кинематики и динамики. Поэтому анимация виртуальных персонажей вручную — это очень трудоемкая задача. Для ее решения целесообразно использовать мультикамерные системы видеозахвата движений с цветовыми маркерами, которые эффективно автоматизируют динамическую 3D-анимацию.

Работа выполнялась при частичной поддержке грантов Президиума РАН по программам "Фундаментальные науки — медицине" и "Поддержка инноваций", грантов РФФИ № 08-08-12183-офи-а и № 09-08-00767-а и гранта фонда содействия развитию малых предприятий в научно-технической сфере (договор № 2955р/5323).

Список литературы

1. Хайкин С. Нейронные сети: полный курс, 2-е изд-е: Пер. с англ. М.: Издательский дом "Вильямс", 2006. 1104 с.
2. Timofeev A. V. Parallel Structures and Self-Organization of Heterogeneous Polynomial Neural Networks for Pattern Recognition and Diagnostics of States // Pattern Recognition and Image Analysis. 2007. Vol. 17. N 1. P. 163—169.
3. Тимофеев А. В., Дерин О. А. Анализ сложных мультиизображений в режиме реального времени // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. 2008. № 10. С. 25—30.
4. Тимофеев А. В., Дерин О. А. Распознавание сложных стерео- и мультиизображений в реальном времени // INFORMATION SCIENCE & COMPUTING. N 5. Supplement to the International Journal "INFORMATION TECHNOLOGIES & KNOWLEDGE". Publisher: Institute of Information Theories and Applications FOI ITNEA, Sofia, 1000, P.O.B. 775 — Болгария. Vol. 2/2008. P. 149—152.
5. Гуленко И. Е. Система видеозахвата и анализа движения — распознавание трансформаций и движения объекта // Тр. конф. "Новые информационные технологии", Судак, Крым, 15—25 мая 2004 г. С. 141—142.
6. Timofeev A. V., Andreev V. A., Gulenko I. E., Derin O. A., Litvinov M. V. Design and implementation of multi-agent man-machine interface on the base of virtual reality models // Proc. of 9th international conference Speech and Computer, September, 20—22, 2004. St. Petersburg, Russia. P. 670—675.
7. Гуленко И. Е., Шугина В. С. Применение технологий видеозахвата движения в медицине и спорте // Тр. конф. "Новые информационные технологии", Судак, Крым, 22—29 мая 2005 г. С. 318—320.
8. Андреев М. А., Гуленко И. Е. Программные средства повышения интерактивности моделирования // Тр. конф. "Новые информационные технологии", Судак, Крым, 22—29 мая 2005 г. С. 79—80.

УДК 681.51:007.52:631.324

С. Л. Зенкевич, д-р физ.-мат. наук., проф.,
А. А. Минин, канд. техн. наук, научн. сотр.,
Све Лин Хтун Аунг, аспирант,
Научно-учебный центр "Робототехника"
МГТУ им. Н. Э. Баумана
zenkev@bmstu.ru

Еще одно решение задачи построения 3D-карты

Рассматривается решение задачи построения пространственной карты местности, по которой перемещается мобильный робот, несущий на борту сканирующий 3D-дальномер. Предлагаемый метод основан на явном использовании гипотезы неподвижности (в абсолютной системе координат) наблюдаемого рельефа, использовании кинематических уравнений движения робота, а также методов рекуррентной фильтрации для определения параметров движения робота. Метод не использует итерационных процедур поиска экстремума функции близости двух последовательных сканов. Приведены результаты моделирования.

Ключевые слова: 3D-карта, мобильный робот, лазерный дальномер, рекуррентная фильтрация

Введение

Задача построения карты является весьма актуальной. Полученная в результате решения этой задачи карта может как представлять интерес сама по себе, так и использоваться в целях управления. Ясно, что для построения карты необходимо иметь измерительное устройство, определяющее расстояния до видимых точек наблюдаемого пространства. При этом это устройство должно иметь возможность перемещаться в целях обзора фрагментов рельефа, не видимых из одной фиксированной позиции.

Стандартным способом решения этой задачи является использование мобильного робота с лазерным дальномером на борту. Возникающая при этом проблема, получившая название SLAM (Simultaneous Localization And Mapping), рассматривалась во многих работах [1—3]. Наиболее активно используемым подходом для решения задачи локализации (эта задача является наиболее тяжелой частью SLAM-проблемы) является поиск параметров движения робота, минимизирующих расстояние, пони-

маемое авторами в том или ином смысле, между двумя последовательными сканами. При этом экстремум ищется по трем переменным для плоского случая и шести переменным — для пространственного.

В работе [4] для решения 2D SLAM-проблемы был предложен метод, позволяющий избежать не всегда сходящихся итерационных процедур поиска экстремума функции близости сканов. Дополнительные экспериментальные исследования предложенного в [4] подхода на базе двух образцов гусеничных мобильных роботов, проведенные авторами (уже после опубликования статьи [4]) в более жестких условиях (слабо пересеченной местности, скользкой подстилающей поверхности), продемонстрировали его эффективность. Предлагаемая работа, по сути, представляет собой развитие ранее полученных результатов для решения 3D SLAM-проблемы. Мы предполагаем, что робот движется по гладкой, необязательно плоской поверхности и оснащен сканирующим лазерным 3D-дальномером, получающим моментальный дальнометрический снимок видимой части рельефа. Авторы не обсуждают в статье физико-технические параметры устройств такого класса, но выражают надежду, что они будут доступны в скором будущем.

Постановка задачи

Пусть на борту мобильного робота находится сканирующий лазерный дальномер, определяющий сферические координаты всех точек рельефа, попавших в его поле зрения. Выберем систему координат робота $OXYZ$, совпадающую с системой координат дальномера $O_L X_L Y_L Z_L$. Угол зрения дально-

мера и максимальная дальность измерения, как правило, ограничены, а измерения зашумлены аддитивной δ -коррелированной случайной последовательностью с известными параметрами. Задача состоит в нахождении декартовых координат точек видимого рельефа в абсолютной системе $O_0 X_0 Y_0 Z_0$ по известным измерениям.

Кинематическая модель робота

Примем в качестве кинематических уравнений движения робота следующие:

$$\begin{cases} \dot{x}_0 = v_{x_0}; \\ \dot{y}_0 = v_{y_0}; \\ \dot{z}_0 = v_{z_0}; \\ \dot{\theta} = \omega_x \cos \varphi - \omega_y \sin \varphi; \\ \dot{\psi} = \frac{1}{\sin \theta} (\omega_x \sin \varphi + \omega_y \cos \varphi); \\ \dot{\varphi} = \omega_z - \dot{\psi} \cos \theta, \end{cases} \quad (1)$$

где x_0, y_0, z_0 — декартовые координаты начала связанной системы координат $OXYZ$ в абсолютной системе $O_0 X_0 Y_0 Z_0$; θ, ψ, φ — углы Эйлера, задающие ориентацию $OXYZ$ в $O_0 X_0 Y_0 Z_0$; $v_{x_0}, v_{y_0}, v_{z_0}$ — линейные скорости начала системы координат O в абсолютной системе координат; $\omega_x, \omega_y, \omega_z$ — угловые скорости робота, спроектированные в связанную систему координат.

Система уравнений (1) описывает движение твердого тела, не стесненного связями. В действительности на движения мобильного робота наложены связи со стороны подстилающей поверхности. Однако в рамках решаемой задачи нет необходимости их учитывать аналитически, поскольку мы восстанавливаем вектор угловой и линейной скоростей и полученное в результате движение удовлетворяет системе (1).

Пусть M — неподвижная точка в абсолютной системе координат, принадлежащая рельефу, имеющая радиус-вектор $r_M = (x_M, y_M, z_M)^T$, и робот движется с угловой скоростью $\omega_0 = (\omega_x, \omega_y, \omega_z)^T$ и линейной скоростью $v_0 = (v_{x_0}, v_{y_0}, v_{z_0})^T$ по некото-

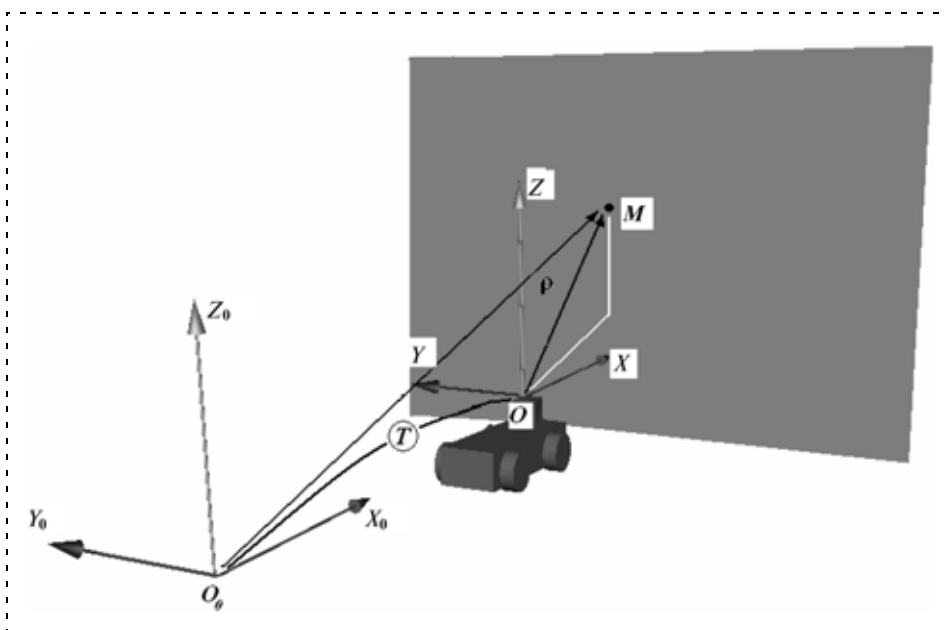


Рис. 1. Абсолютная и связанная с мобильным роботом системы координат

рой поверхности. Получим уравнения движения точки M в системе координат $OXYZ$, связанной с роботом (рис. 1).

Пусть $r = (x, y, z)^T$ — радиус-вектор, определяющий положение точки M в связанной системе координат $OXYZ$. Образует однородные векторы:

$$\rho_M = \begin{pmatrix} r_M \\ 1 \end{pmatrix} \text{ — однородный вектор в абсолютной}$$

системе координат;

$$\rho = \begin{pmatrix} r \\ 1 \end{pmatrix} \text{ — однородный вектор в связанной с ро-}$$

ботом системе координат.

Эти векторы связаны соотношением

$$\rho_M = T\rho, \quad (2)$$

где T — матрица перехода от связанной системы координат к абсолютной

$$T = \begin{pmatrix} R & p \\ 000 & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\varphi \cos\theta \cos\psi - \cos\varphi \sin\psi & -\cos\varphi \cos\theta \sin\psi - \sin\varphi \cos\psi & \cos\varphi \sin\theta & x_0 \\ \sin\varphi \cos\theta \cos\psi + \cos\varphi \sin\psi & -\sin\varphi \cos\theta \sin\psi + \cos\varphi \cos\psi & \sin\varphi \sin\theta & y_0 \\ -\sin\theta \cos\psi & \sin\theta \sin\psi & \cos\theta & z_0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}. \quad (3)$$

Здесь R — (3×3) -мерная ортогональная матрица, задающая ориентацию связанной системы координат, а p — (3×1) -мерный вектор, задающий положение начала связанной системы координат в абсолютной.

Дифференцируя соотношение (2) и учитывая, что $\dot{\rho}_M = 0$, получим

$$\dot{T}\rho + T\dot{\rho} = 0,$$

откуда

$$\dot{\rho} = -T^{-1}\dot{T}\rho.$$

Вспользуемся следующим соотношением для производной по времени матрицы перехода:

$$\dot{T} = \begin{pmatrix} \dot{R} & \dot{p} \\ 000 & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Omega(\omega_0)R & \dot{p} \\ 000 & 1 \end{pmatrix},$$

где $\Omega(\omega_0)$ — кососимметрическая матрица;

$$\Omega(\omega_0) = \begin{pmatrix} 0 & -\omega_{z_0} & \omega_{y_0} \\ \omega_{z_0} & 0 & -\omega_{x_0} \\ -\omega_{y_0} & \omega_{x_0} & 0 \end{pmatrix}.$$

Тогда

$$T^{-1}\dot{T} = \begin{pmatrix} R^T & -R^T p \\ 000 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Omega(\omega_0)R & \dot{p} \\ 000 & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R^T \Omega(\omega_0)R & R^T \dot{p} \\ 000 & 1 \end{pmatrix}.$$

Учитывая эти соотношения, получим

$$\begin{pmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \\ \dot{z} \end{pmatrix} = -R^T \Omega(\omega_0)R \begin{pmatrix} x \\ y \\ z \end{pmatrix} - R^T \dot{p}.$$

Вспользуемся следующим свойством матрицы Ω :

$$R\Omega(a)R^T = \Omega(Ra).$$

Тогда $R^T \Omega(\omega_0)R = \Omega(R^T \omega_0)$, т. е. компоненты матрицы Ω суть проекции вектора угловой скорости ω в связанную систему координат. Тогда имеем:

$$\dot{r} = -\Omega(\omega)r - v, \quad (4)$$

где ω и v — векторы угловой и линейной скорости соответственно, заданные в связанной системе координат.

Соотношение (4) задает уравнение движения точек, принадлежащих неподвижному рельефу, в системе координат, связанной с роботом. Параметры r , ω , v определены выше. Более привычным аналогом соотношения (4) является следующее:

$$\dot{r} = -\omega \times r - v. \quad (5)$$

Заметим, что соотношение (5) можно было бы получить, используя методы теоретической механики. Действительно, рассматриваем движение одного твердого тела (робота), заданное векторами ω , v относительно другого твердого тела (рельефа). Тогда ясно, что точки рельефа движутся относительно робота со скоростями $-\omega$ и $-v$, и тогда соотношение (5) просто представляет собой распределение скоростей точек, принадлежащих рельефу. Мы, однако, предпочли приведенный выше вывод соотношения (4), учитывающий наличие абсолютной системы координат и заданных в ней параметров движения ω_0 и v_0 .

Таким образом, окончательно получаем:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= \omega_z y - \omega_y z - v_x; \\ \dot{y} &= -\omega_z x + \omega_x z - v_y; \\ \dot{z} &= \omega_y x - \omega_x y - v_z. \end{aligned} \quad (6)$$

где $\omega_x, \omega_y, \omega_z, v_x, v_y, v_z$ — угловая и линейная скорости в связанной системе координат; x, y, z — координаты неподвижной точки рельефа в связанной с роботом системе координат.

Построение карты

Рассмотрим теперь задачу построения карты, т. е. задачу нахождения координат точек видимой роботом части рельефа в абсолютной системе координат. Обсудим здесь несколько случаев.

♦ Параметры движения робота известны

Начнем с простого случая, когда мы знаем собственное движение робота. Это означает, что мы можем вычислить или измерить угловую и линейную скорости робота ω и v . Тогда, если точка M с координатами (x, y, z) в собственной системе координат принадлежит рельефу, то ее абсолютные координаты (x_M, y_M, z_M) вычисляются следующим образом:

$$\begin{pmatrix} x_M \\ y_M \\ z_M \\ 1 \end{pmatrix} = T \begin{pmatrix} x \\ y \\ z \\ 1 \end{pmatrix},$$

где матрица перехода T задается соотношением (3). При этом параметры $x_0, y_0, z_0, \theta, \psi, \phi$, входящие в (3), ищутся в процессе интегрирования уравнений движения робота в форме (1).

♦ Положение робота неизвестно

Рассмотрим теперь случай, когда собственное движение робота неизвестно.

Воспользуемся естественным предположением, что рельеф неподвижен. В этом случае каждая точка рельефа удовлетворяет соотношению (6).

Пусть теперь робот движется с неизвестными угловой $\omega(t)$ и линейной $v(t)$ скоростями, $t \geq 0$.

Будем считать, что положение абсолютной системы координат $O_0X_0Y_0Z_0$ определяется положением связанной с роботом системы координат $OXYZ$ в начальный момент. Пусть рельеф описывается соотношением, заданным в абсолютной системе координат

$$g(x_0, y_0, z_0) = 0.$$

Предположим, что в процессе движения рельеф, обозреваемый роботом, описывается некоторым соотношением

$$f(x, y, z, t) = 0,$$

при этом в начальный момент времени в силу принятого предположения относительно выбора абсо-

лютной системы координат выполняется соотношение

$$f(x, y, z, t_0) = g(x_0, y_0, z_0).$$

Получим теперь уравнение, описывающее поведение функции $f(x, y, z, t)$.

Полный дифференциал $f(x, y, z, t)$ имеет вид

$$df = f_r dr + f_t dt = 0,$$

где $f_r = (f_x, f_y, f_z)^T$ и $dr = (dx, dy, dz)$. Подставляя выражение для dr из (4), после несложных преобразований получим

$$-f_r \Omega(\omega)r - f_r v + f_t = 0.$$

Учитывая свойство матрицы Ω , а именно

$$\Omega(\omega)r = -\Omega(r)\omega,$$

получим

$$\omega^T \Omega(r) f_r + v^T f_r - f_t = 0. \quad (6)$$

Аналогом (7), записанным в форме, содержащей векторное произведение, является следующее соотношение:

$$\omega^T (r \times f_r) + v^T f_r - f_t = 0. \quad (7)$$

Уравнение (8) также можем записать в виде

$$(f'_y z - f'_z y) \omega_x + (f'_z x - f'_x z) \omega_y + (f'_x y - f'_y x) \omega_z - f'_x v_x - f'_y v_y - f'_z v_z + f'_t = 0. \quad (8)$$

Обсудим полученный результат. В каждый момент времени t нам известны декартовы координаты (x, y, z) точек, принадлежащих видимой части рельефа. Это позволяет вычислить r, f_r, f_t , и тогда соотношение (8) и его аналог (9) можно рассматривать как бесконечную систему линейных уравнений относительно мгновенных значений параметров движения вектора угловой $\omega = (\omega_x, \omega_y, \omega_z)^T$ и линейной $v = (v_x, v_y, v_z)^T$ скоростей. Это означает, что, решая систему уравнений (9), мы можем восстановить параметры движения робота ω и v по измерениям дальномера.

Дискретизация задачи

До сих пор мы считали, что измерения выполняются непрерывно. В действительности же измерения проводятся в дискретные (равностоящие) моменты времени. При этом в каждый момент времени в качестве измерения мы получаем конечное множество пар координат точек рельефа в сферической системе координат $S_s^{spher} = \{(\rho_s^{j,i}, \beta_s^{j,i}, \alpha_s^{j,i})\}$ или, после перевода, в декартовой системе коор-

динат $S_s^{cart} = \{(x_s^{j,i}, y_s^{j,i}, z_s^{j,i})\}$, которое выше мы назвали сканом и которое задает видимый роботом рельеф в момент $t = t_s$.

Такая дискретизация измерений приводит к тому, что функция $f(x, y, z, t)$, описывающая эволюцию рельефа, превращается в решетчатую функцию:

$$f(x_s^{j,i}, y_s^{j,i}, z_s^{j,i}, t_s) = 0, \quad (9)$$

где $s = 0, 1, 2$ — номер скана, $j = 0, 1, 2, \dots, M$, $i = 0, 1, 2, \dots, N$ — номер измерения внутри s -го скана.

Заметим, что на интервале (t_s, t_{s+1}) (т. е. между двумя соседними измерениями) параметры движения робота $\omega(t)$ и $\upsilon(t)$ могут существенно изменяться, однако мы ищем постоянные (на этом шаге) параметры ω_s и υ_s , эквивалентные $\omega(t)$ и $\upsilon(t)$ в том смысле, что и та и другая пара переводит робот в одинаковые состояния $(x_{s+1}, y_{s+1}, z_{s+1}, \theta_{s+1}, \psi_{s+1}, \varphi_{s+1})$ в силу уравнений движения (1).

Рассмотрим s -й скан. Перенумеруем измерения в том порядке, в каком их получает дальномер на прямоугольном скане размера $I \times J$ (рис. 2), например, следующим образом: $p = jI + i$, где $i = 0, 1, 2, \dots, I - 1$, $j = 0, 1, 2, \dots, J - 1$. Будем далее все объекты, индексированные парой (j, i) , индексировать p , при этом, как нетрудно видеть, $p = 0, 1, 2, \dots, I \times J - 1$, что соответствует числу точек на скане. Заметим, что это сделано лишь для сокращения записи.

Все точки принадлежат поверхности (10) и, следовательно, удовлетворяют дискретному аналогу соотношения (9):

$$\begin{aligned} &(\beta_s^p z_s^p - \gamma_s^p y_s^p) \omega_{xs} + (\gamma_s^p x_s^p - \alpha_s^p z_s^p) \omega_{ys} + \\ &+ (\alpha_s^p y_s^p - \beta_s^p x_s^p) \omega_{zs} - \alpha_s^p \upsilon_{xs} - \beta_s^p \upsilon_{ys} - \\ &- \gamma_s^p \upsilon_{zs} + \tau_s^p = 0, \end{aligned} \quad (10)$$

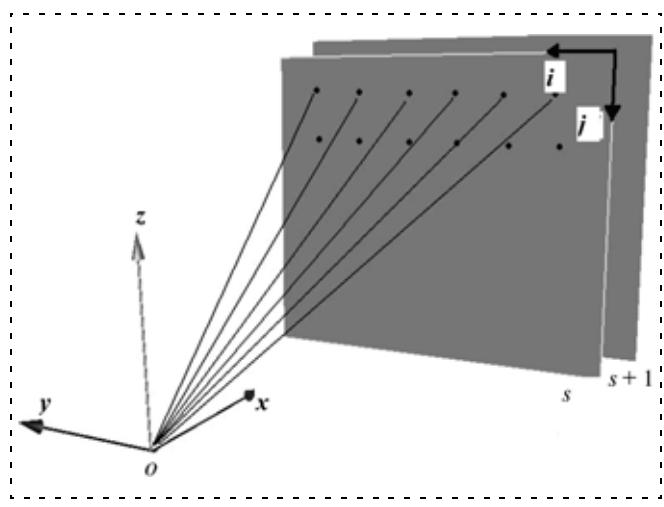


Рис. 2. Сканы s и $s + 1$, получаемые от лазерного дальномера

где $\alpha_s^p, \beta_s^p, \gamma_s^p, \tau_s^p$ — дискретные аналоги частных производных функций f'_x, f'_y, f'_z, f'_t в точке $(x_s^p, y_s^p, z_s^p, t_s)$ соответственно.

Перепишем (11) следующим образом:

$$\begin{aligned} &A^p \omega_x + B^p \omega_y + C^p \omega_z + D^p \upsilon_x + \\ &+ E^p \upsilon_y + F^p \upsilon_z + G^p = 0, \end{aligned} \quad (11)$$

где

$$\begin{aligned} A^p &= z_p f'_y - y_p f'_z; \\ B^p &= x_p f'_z - z_p f'_x; \\ C^p &= y_p f'_x - x_p f'_y; \\ D^p &= -f'_x; \\ E^p &= -f'_y; \\ F^p &= -f'_z; \\ G^p &= f'_t. \end{aligned}$$

Вычисление параметров движения

Естественный подход к решению системы (12) состоит в использовании метода наименьших квадратов, требующего поиска псевдообратной матрицы. Однако поскольку число измерений в одном скане велико, то, по-видимому, такой подход не является эффективным из-за высокой вычислительной сложности, особенно учитывая ограниченные мощности бортовых систем робота. Мы воспользуемся методом рекуррентного оценивания.

В нашем случае уравнение объекта имеет вид:

$$\left\{ \begin{aligned} \omega_x^{p+1} &= \omega_x^p; \\ \omega_y^{p+1} &= \omega_y^p; \\ \omega_z^{p+1} &= \omega_z^p; \\ \upsilon_x^{p+1} &= \upsilon_x^p; \\ \upsilon_y^{p+1} &= \upsilon_y^p; \\ \upsilon_z^{p+1} &= \upsilon_z^p \end{aligned} \right. \quad (12)$$

с начальными условиями $\omega^0 = \omega_0, \upsilon^0 = \upsilon_0$, а измерения имеют вид

$$\begin{aligned} z^p &= A^p \omega_x^p + B^p \omega_y^p + C^p \omega_z^p + \\ &+ D^p \upsilon_x^p + E^p \upsilon_y^p + F^p \upsilon_z^p + G^p. \end{aligned} \quad (13)$$

Соотношения (13) означают, что в процессе получения одного скана параметры движения робота меняются незначительно. В случае, если это не так,

необходимо осуществлять разбиение полученных данных и обрабатывать их отдельно, например, построчно. Эта проблема, однако, в работе не рассматривается.

Далее, поскольку имеет место соотношение (12), то измерение (14) формируется следующим образом:

$$z^p = 0.$$

Обсудим теперь коротко вопрос, связанный с шумами в измерениях (14). В действительности каждое измерение дальности ρ , полученное дальномером, содержит аддитивный шум ξ с известными статистическими характеристиками, т. е. имеет место соотношение

$$\rho^p = \bar{\rho}^p + \xi^p,$$

где $\bar{\rho}^p$ — действительное значение дальности.

Поскольку параметры $A^p, B^p, C^p, D^p, E^p, F^p$ являются функциями ρ^p (нам известными), то эти параметры представляют собой случайные последовательности, характеристики которых, вообще говоря, поддаются вычислению. Ясно, однако, что ввиду нелинейности соответствующих преобразований вычисление этих характеристик представляется крайне затруднительным. Мы сделаем здесь допущение, которое состоит в том, что результатом недетерминированности указанных параметров является появление аддитивной δ -коррелированной последовательности в измерениях, т. е. вместо (14) мы будем использовать следующее соотношение:

$$z^p = A^p \omega_x^p + B^p \omega_y^p + C^p \omega_z^p + D^p v_x^p + E^p v_y^p + F^p v_z^p + G^p + \xi^p. \quad (14)$$

Таким образом, задача определения параметров движения робота свелась к нахождению оценок компонент фазового вектора $x^p = (\omega_x^p, \omega_y^p, \omega_z^p, v_x^p, v_y^p, v_z^p)$ системы, поведение которой описывается линейным уравнением

$$x^{p+1} = \Phi^p x^p$$

с линейными скалярными измерениями в виде

$$z^p = H^p x^p + G^p + \xi^p,$$

где матрица системы Φ и матрица измерений H имеют вид

$$\Phi^p = E;$$

$$H^p = (A^p, B^p, C^p, D^p, E^p, F^p).$$

Здесь G^p — известная числовая последовательность.

Известное решение этой задачи состоит в выполнении итерационной процедуры по точкам скана.

Оценка параметров движения x^p находится следующим образом:

$$\hat{x}^{p+1} = \Phi \hat{x}^p + K^p (z^p - H \hat{x}^p),$$

где коэффициент фильтра определяется соотношением

$$K^p = \Phi^T P^p H^T (H P^p H^T + R)^{-1},$$

а матрица ковариации ошибок вектора оценки системы:

$$P^{p+1} = \Phi P^p \Phi^T - K^p H P^p \Phi^T$$

с начальными условиями $x^0 = m_x, P^0 = P_x$, где m_x и P_x — начальные параметры состояния системы — математическое ожидание вектора состояния и матрица ковариации ошибок оценок соответственно.

В целом, алгоритм определения параметров движения мобильного робота по данным лазерного дальномера следующий:

1. Накопление достаточного для вычисления f_i числа дальнометрических изображений (как минимум двух) для определения частных производных, участвующих в уравнении (12).

2. Исключение из рассмотрения точек, в которых функция рельефа недифференцируема по углу. В первую очередь, это точки, в которых функция терпит разрыв.

3. Вычисление для каждой точки рассматриваемого скана производных, необходимых для определения коэффициентов в уравнении (12).

4. Вычисление коэффициентов при угловой и линейной скоростях в уравнениях (12).

5. Восстановление параметров движения ω и v с помощью итеративной процедуры, описанной выше, с коэффициентами $A^p, B^p, C^p, D^p, E^p, F^p, G^p$.

Экспериментальные исследования

Приведенные выше методы построения пространственной карты были промоделированы в среде MatLab. Рельеф был представлен в виде плоскости, описываемой уравнением $x_0 = c$. Робот двигался с постоянной линейной и угловой скоростью $v = 0,5$ м/с, $\omega = 0$ в направлении стены в течение 27 с, получив за время движения число сканов $s = 2000$.

Время между двумя соседними сканами составляло 1/75 с.

Поскольку в процессе вычислительного эксперимента рассматривалось плоское движение мобиль-

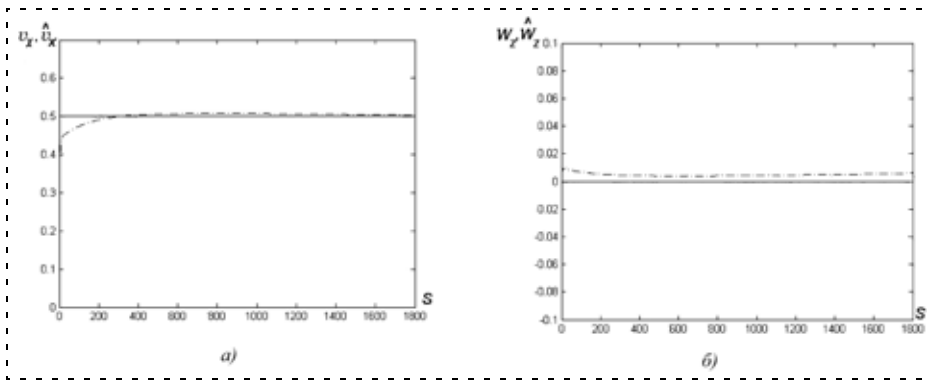


Рис. 3. Параметры движения робота v_x , ω_z и их оценки \hat{v}_x , $\hat{\omega}_z$:
 а — линейная скорость; б — угловая скорость

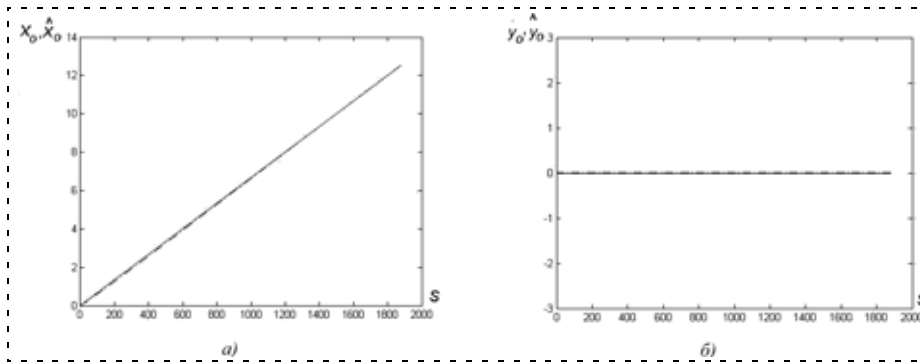


Рис. 4. Восстановленные координаты робота и их оценки:
 а — x_0 , \hat{x}_0 ; б — y_0 , \hat{y}_0

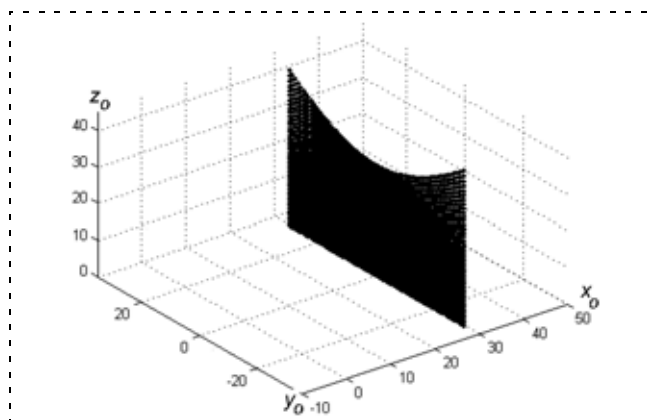


Рис. 5. Полученный план местности

ного робота, то в качестве уравнений движения вместо (1) была принята упрощенная модель:

$$\begin{cases} \dot{x}_0 = v_{x_0}; \\ \dot{y}_0 = v_{y_0}; \\ \dot{z}_0 = v_{z_0}; \\ \dot{\theta} = 0; \\ \dot{\psi} = 0; \\ \dot{\phi} = \omega_z. \end{cases} \quad (15)$$

В результате применения описанного алгоритма вычисляли оценки параметров движения $\hat{x}^p = (\hat{\omega}_x^p, \hat{\omega}_y^p, \hat{\omega}_z^p, \hat{v}_x^p, \hat{v}_y^p, \hat{v}_z^p)$, которые использовали для нахождения оценок собственных координат робота путем интегрирования кинематических уравнений движения (16). После этого формировали матрицу перехода T в соответствии с (3) и вычисляли координаты точек рельефа.

Полученные результаты восстановления параметров движения робота, а также построенная карта приведены на рис. 3—5.

Заключение

В статье предложен новый способ построения трехмерной карты, получаемой в процессе движения мобильного робота, оснащенного 3D-дальномером. В основе разработанного метода лежит гипотеза о неподвижности наблюдаемого роботом рельефа.

Используется процедура рекуррентного оценивания для восстановления параметров движения робота (векторов угловой и линейной скорости) в предположении их постоянства для всех точек скана. Предварительные результаты моделирования позволяют надеяться на то, что сформулированный подход позволяет эффективно решить задачу построения 3D-карты.

Список литературы

1. Dissanayake G., Newman P., Clark S., Durrant-Whyte H. F., Csorba M. An experimental and theoretical investigation into simultaneous localization and map building (SLAM). In P. Corke and J. Trevelyan, editors // Lecture Notes in Control and Information Sciences: Experimental Robotics VI. London. Springer Verlag, 2000. P. 265—274.
2. Cox I. J., Leonard J. J. Modeling a dynamic environment using a Bayesian multiple hypothesis approach // Artificial Intelligence. 66: 311—344, 1994.
3. Leonard J. J., Durrant-Whyte H. F., Cox I. J. Dynamic map building for an autonomous mobile robot // International Journal of Robotics Research. 11 (4): 89—96. 1992.
4. Зенкевич С. Л., Минин А. А. Построение плоской карты мобильного роботом, оснащённым лазерным дальномером, методом рекуррентной фильтрации // Мехатроника, автоматизация, управление. 2007. № 8. С. 5—11.



Управление и информатика в авиакосмических и морских системах

№ 6 (111)
ИЮНЬ
2010

Главный редактор:

ЛЕБЕДЕВ Г. Н.

Редакционная коллегия:

- АЛЕКСЕЕВ В. В.
- БЕЛОКОНОВ И. В.
- БУКОВ В. Н.
- ВАСИЛЬЕВ В. И.
- ГОДУНОВ В. А.
- ГУРЕВИЧ О. С.
- ГУРСКИЙ Б. Г.
- ЕФИМОВ В. В.
- ЗАЙЦЕВ А. В.
- КРЫЖАНОВСКИЙ Г. А.
- НЕСТЕРОВ В. А.
- ОХТИЛЕВ М. Ю.
- ПАНКРАТОВ В. М.
- РАСПОПОВ В. Я.
- САБО Ю. И.
- СТЕПАНОВ О. А.
- СОЛДАТКИН В. М.
- ТЕРЯЕВ Е. Д.
- ФИЛИМОНОВ Н. Б.
- ШИРЯЕВ В. И.
- ШКОЛИН В. П.

Редакция:

- БЕЗМЕНОВА М. Ю.
- ГРИГОРИН-РЯБОВА Е. В.
- ЧУГУНОВА А. В.

СОДЕРЖАНИЕ

Корсун О. Н., Лещенко И. А., Немичев М. В.

Исследование возможностей фазохронометрических методов в задаче диагностики газоздушного тракта авиационных газотурбинных двигателей. 63

Солдаткин В. В., Никитин А. В.

Система воздушных сигналов вертолета на основе неподвижного комбинированного аэрометрического приемника 71

О. Н. Корсун,

д-р техн. наук, ст. науч. сотр., нач. кафедры,

И. А. Лещенко,

д-р техн. наук, ст. науч. сотр., нач. кафедры,

М. В. Немичев,

канд. техн. наук, нач. кафедры,

ВВА им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина
marmotto@rambler.ru

Исследование возможностей фазохронометрических методов в задаче диагностики газоздушного тракта авиационных газотурбинных двигателей

Обсуждается новый подход к диагностике технического состояния авиационных газотурбинных двигателей, обладающий свойствами, не реализованными в известных методах, который основан на диагностировании некоторых повреждений и отказов в газоздушном тракте авиационного газотурбинного двигателя с помощью средств фазового хронометрирования.

Ключевые слова: фазохронометрический метод, газотурбинный двигатель, авиационный двигатель, техническая диагностика

Введение

В настоящее время существует широкий спектр методов диагностики технического состояния авиационных газотурбинных двигателей (ГТД) [1], однако они не обеспечивают окончательное решение проблемы. Поэтому актуальной является задача разработки новых подходов, обладающих свойствами, не реализованными в известных методах. Одним из таких подходов может стать фазохронометрический метод диагностирования циклических машин и механизмов [2], основанный на прецизионных измерениях периода вращения, выявляющих малые колебания периода вращения ротора в пределах одного оборота. Колебания периода вращения являются важным диагностическим признаком при эксплуатации двигателя как роторной машины, содержащей информацию о его техническом состоянии. Флуктуации периода вращения роторов исправного двигателя повторяются в определенном поле допусков при многократных регистрациях в процессе длительной эксплуатации данного двигателя и изменяются при повреждениях элементов его конструкции. Фазохронометрический метод хорошо зарекомендовал себя при диагностике турбогенераторов электростанций, часовых механизмов, двигателей внутреннего сгорания, подшипников качения. При этом было установлено, что фазохро-

нометрия характеризуется большей устойчивостью и повторяемостью диагностических признаков, чем, например, вибро- и виброакустическая диагностика [2].

Данная статья посвящена оценке возможности диагностирования некоторых повреждений и отказов в газоздушном тракте авиационного газотурбинного двигателя с помощью средств фазового хронометрирования, основанных на измерениях неравномерностей во вращательном движении роторов двигателя. Основной упор в работе сделан на оценку силового взаимодействия газового потока в турбине с рабочими лопатками турбины и на анализ возможностей выявления повреждения с помощью фазохронометрических измерений. В качестве возможных повреждений рассматривали прогар хвостовой секции лопатки соплового аппарата турбины, приводящий к отклонению угла истечения потока из нее, отказ форсунки в основной камере сгорания, приводящий к искажению поля температур перед решеткой соплового аппарата турбины, а также обрыв одной лопатки рабочего колеса.

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (РФФИ), проект 09-08-00887.

Постановка задачи

Рассматривая работу авиационных ГТД на установившихся режимах, мы обычно предполагаем, что вращение роторов является абсолютно равномерным, т. е. угловая скорость вращения совершенно не изменяется во времени. На неустановившихся (переходных) режимах, таких как приемистость или сброс газа, изменение частот вращения роторов происходит за достаточно продолжительные интервалы времени — от 2...3 с в условиях полета у поверхности Земли с большой скоростью до 10...15 с при полете на большой высоте, где расход рабочего тела (воздуха) оказывается малым для оказания энергичного силового воздействия на роторы. При этом обычно полагают, что ускорение (или замедление) роторов является плавным и непрерывным.

Тем не менее, даже за короткое время в 1 с ротор современного ГТД может совершать от 50 до 800 оборотов (чем малоразмернее двигатель, тем, как правило, большую частоту вращения имеют его роторы). На каждом обороте каждая лопатка ротора, установленная в компрессоре или в турбине, обязательно получает изменяющееся во времени силовое воздействие со стороны газового потока. Изменение этого воздействия во времени обусловлено тем, что на самом деле процесс обтекания каждой лопатки компрессора или турбины является в значительной степени нестационарным. Поэтому даже на установившемся режиме работы двигателя, где мы обычно принимаем вращение роторов

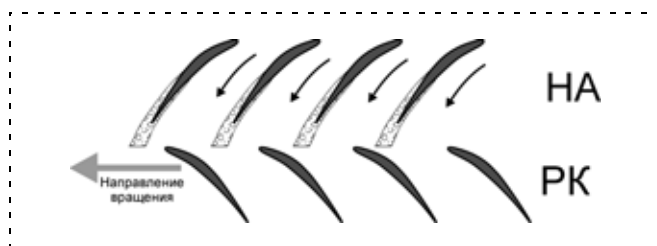


Рис. 1. Взаимодействие лопаточных венцов

как абсолютно равномерное, каждая лопатка взаимодействует с газовым потоком, сформированным стоящим выше по течению лопаточным венцом. И это взаимодействие носит неравномерный характер.

Рассмотрим развертку лопаточных венцов двух соседних ступеней осевого компрессора на плоскость. На рис. 1 показаны направляющий аппарат (НА) и расположенное ниже него рабочее колесо (РК), вращающееся в направлении, указанном стрелкой. Направление движения воздуха показано в межлопаточных каналах НА стрелками.

При обтекании воздухом каждой неподвижной лопатки НА на ее поверхности образуется пограничный слой, толщина которого нарастает вдоль хорды лопатки. В зоне пограничного слоя скорости потока оказываются значительно ниже, чем в основном ядре потока, протекающем в межлопаточном канале НА ступени компрессора.

Таким образом, каждая лопатка РК периодически "загребает" порцию потока с пониженной осевой скоростью. Попадание таких порций на лопатки РК приводит к возрастанию окружных усилий на них, причем эти возрастания носят периодичный характер.

В ступени осевой турбины наблюдается аналогичная по своей физической сущности картина, что также приводит к переменности окружных усилий на каждой из лопаток рабочего колеса.

Амплитуда изменения окружной составляющей силы на каждой из лопаток может быть весьма большой и достигать нескольких десятков процентов от среднего значения окружной силы. Однако поскольку крутящий момент на рабочем колесе создают одновременно все лопатки, установленные на нем, неравномерность сил на них в значительной степени взаимно компенсируется.

Частота воздействия переменной силы на одну отдельно взятую лопатку РК, очевидно, равна произведению частоты вращения РК и числа лопаток в установленном перед ним направляющем аппарате (НА) компрессора либо сопловом аппарате (СА) турбины. При современных частотах вращения роторов (около 250 Гц для ротора высокого давления двигателя РД-33) и числе лопаток СА турбины высокого давления, равном 27, эта частота будет составлять 6750 Гц.

Однако частота пульсаций окружной силы, действующей на рабочее колесо турбины высокого дав-

ления этого же двигателя, будет существенно больше, так как возмущающее воздействие каждой из 27 лопаток СА будет периодически восприниматься каждой из 84 лопаток РК. Поэтому только со стороны ротора турбины высокого давления должна действовать пульсация окружного усилия с частотой, определяемой с учетом наибольшего общего кратного числа лопаток, равного 3, как

$$\nu = \frac{250 \cdot 27 \cdot 84}{3} = 189 \text{ кГц.}$$

В девятиступенчатом компрессоре высокого давления двигателя РД-33 на одном роторе расположено девять лопаточных венцов, причем число лопаток на соседних венцах выбрано неравным и некратным, что приводит, фактически, к необходимости перемножения частот пульсаций роторов каждой из ступеней компрессора для определения частоты пульсаций окружного усилия на компрессоре. При столь большом значении частоты амплитуда пульсаций крутящего момента сопротивления ротора компрессора представляется пренебрежимо малой. Поэтому в данной статье принимается, что момент сопротивления компрессора не имеет пульсаций во времени, и будет рассмотрено применение фазохронометрических методов для диагностирования дефектов, имеющих место в области турбины высокого давления. В качестве объекта исследования рассматривается двигатель типа РД-33.

Следует отметить ряд допущений, принятых авторами для проведения данного оценочного исследования. Как уже упоминалось, колебания крутящего момента сопротивления компрессора принимаем равными нулю. Течение газа в ступени турбины рассматривается на среднем радиусе, и все силовые взаимодействия рассчитываются только для среднего радиуса. При этом полагаем, что картина течения по радиусу лопаток СА и РК не изменяется и не приводит к изменениям силового взаимодействия. Для упрощения примем, что средние радиусы СА и РК одинаковы.

Далее при рассмотрении силового воздействия газового потока на лопатку рабочего колеса турбины принимаем, что лопатка РК абсолютно жесткая, т. е. не имеет никаких собственных колебаний и мгновенно передает окружное усилие на рабочее колесо. Для упрощения расчетов принимаем газ, протекающий через турбину, идеальным и его термодинамические свойства задаем постоянными.

Методика математического моделирования фазохронометрических эффектов при нестационарном обтекании лопатки рабочего колеса турбины

Говоря о математическом моделировании нестационарного обтекания лопатки РК турбины, авторы ни в коем случае не претендуют на разработку

нового метода двумерного расчета параметров и характеристик лопаточных машин. Тем не менее, для раскрытия темы исследования, заявленной в данной работе, такая модель необходима, и желательно, чтобы это была простая и достаточно быстродействующая модель. Используя простые и общепринятые термодинамические соотношения и уравнения газовой динамики, авторы данной статьи ставили цель оценить в первом приближении значение сил и моментов, приводящих во вращение рабочее колесо газовой турбины, и определить степень неравномерности этих сил и моментов, которая позволила бы применить фазохронометрические подходы для диагностики неисправностей проточной части современных ГТД.

Рассмотрим развертку на плоскость профилей ступени осевой турбины, состоящей из соплового аппарата и рабочего колеса. На рис. 2 показана схема течения газа в ступени турбины.

Рабочее колесо вращается с окружной скоростью u . Из СА газ вытекает со скоростью под углом α_1 к плоскости вращения рабочего колеса. Если рассмотреть движение газа относительно лопатки РК, то газ втекает в РК с относительной скоростью w_1 и покидает межлопаточный канал РК с относительной скоростью w_2 . Векторная сумма относительной скорости w_2 и переносной скорости u дает скорость, являющуюся скоростью газа относительно неподвижного СА и направленную под углом α_2 к плоскости вращения РК.

Если считать поле скоростей и углов потока за СА равномерным по направлению окружности РК, то с учетом принятых допущений сила ΔR_u , действующая на одну лопатку РК в окружном направлении и создающая крутящий момент, определяется по изменению импульса газа, прошедшего через один межлопаточный канал РК:

$$\Delta R_u = \Delta G(c_{1u} + c_{2u}), \quad (1)$$

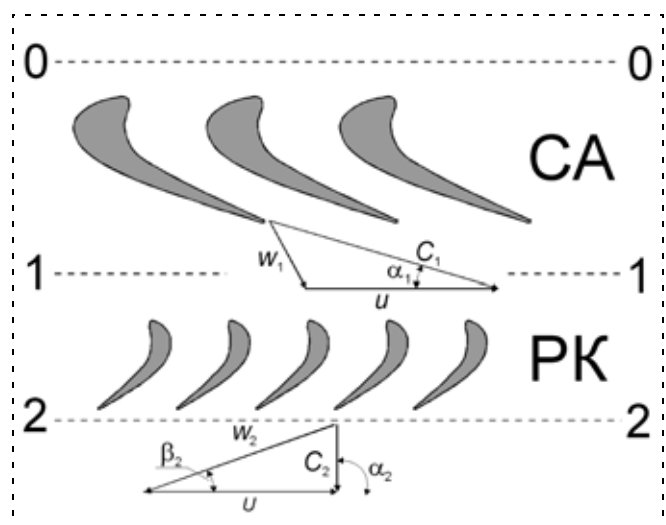


Рис. 2. Взаимодействие лопаточных венцов

где ΔG — расход газа, приходящийся на одну лопатку РК; $c_{1u} = c_1 \cos \alpha_1$ — окружная составляющая абсолютной скорости на выходе из СА; $c_{2u} = c_2 \cos \alpha_2$ — окружная составляющая абсолютной скорости на выходе из РК; α_1 и α_2 — углы между векторами абсолютной скорости c_1 и c_2 и плоскостью вращения РК, отложенные с противоположных сторон от векторов c_1 и c_2 [3].

В данной статье для расчета крутящего момента на РК турбины при неравномерном поле скоростей и углов направления потока за СА используется подход, при котором параметры потока перед каждой лопаткой РК осредняются по углу вращения ротора. Принималось, что шаг лопаток РК определяется по точкам касания фронта решетки РК с передними кромками лопаток РК. Таким образом, шаг лопаток РК захватывает один межлопаточный канал РК. По текущей (с учетом интегрирования вращения) окружной координате каждого межлопаточного канала РК на каждом шаге расчета осуществляется интегрирование каждого из рассматриваемых газодинамических параметров по угловой координате межлопаточного канала РК с последующим делением на значение шага межлопаточного канала РК по угловой координате.

Здесь в качестве исходных данных необходимо задавать поле скоростей по окружной координате на выходе из СА. За основу шаблона изменения скорости по окружной координате межлопаточного канала были взяты данные трехмерного численного моделирования, изложенные в многочисленных статьях, например, в [4]. Эти данные позволили принять, что относительная ширина зоны, где наблюдается сильное влияние пограничного слоя на выходе из СА турбины, составляет около 7 % по окружной координате, при этом скорость потока в затененной зоне ниже скорости потока в основном ядре межлопаточного канала примерно в 2...3 раза. Отметим, что поле параметров (абсолютной скорости и плотности тока) за СА турбины для каждого межлопаточного канала задавали табличной зависимостью с числом узловых точек, равным 17. Для определения параметров потока между узловыми точками табличной зависимости применяли линейную интерполяцию.

Скорость c_0 в ядре потока межлопаточного канала СА турбины определяли с помощью термодинамического соотношения, приведенного в [3] и [5]:

$$c_0 = \sqrt{2 \frac{k}{k-1} R T_{CA}^* \left[1 - \frac{1}{\frac{k}{k-1} \pi_{CA}} \right]}, \quad (2)$$

где k — показатель адиабаты газа, принятый равным 1,33; R — газовая постоянная рабочего тела турбины, принятая равной 287,4 Дж/кг · К; T_{CA}^* — полная (заторможенная) температура потока в гор-

ле СА турбины; π_{CA} — степень понижения давления в СА, равная отношению полного давления на входе в межлопаточный канал к статическому давлению на входе в РК ступени турбины. С учетом расширения в косом срезе [3] и достижимых чисел Маха в ядре потока, представленных в [4], было принято значение $\pi_{CA} = 2,9$.

Для получения поля скорости на выходе из СА полученную величину c_0 модулировали с использованием табличной зависимости.

Расход газа ΔG_{CA} , приходящийся на один межлопаточный канал СА без учета неравномерности по окружной координате, определяли по уравнению расхода в параметрах заторможенного потока [5]:

$$\Delta G_{CA} = m \frac{p_{\Gamma}^*}{\sqrt{T_{\Gamma}^*}} F_{CA} q(\lambda_{CA}), \quad (3)$$

где $m = 0,0393$ — постоянный коэффициент, зависящий от рода рабочего тела; p_{Γ}^* и T_{Γ}^* — полное давление и температура газа на входе в межлопаточный канал СА; F_{CA} — площадь самого узкого сечения (горла) межлопаточного канала СА; $q(\lambda_{CA})$ — газодинамическая функция относительной плотности тока, принимаемая равной 1,0 для сверхкритического перепада давлений на СА.

Для учета окружной неравномерности плотность тока в каждой точке поля межлопаточного канала СА определяли пропорционально значению скорости.

Угол α_1 выхода потока из СА турбины задавался неизменным по окружной координате для каждого межлопаточного канала СА.

После определения осредненных параметров на входе в РК (сечение 1, рис. 2) рассчитывается течение потока газа в межлопаточном канале РК. Статическая температура на входе в межлопаточный канал РК определяется по формуле

$$T_{1cp} = T_{\Gamma}^* - \frac{c_{1cp}^2}{2 \frac{k}{k-1} R},$$

где c_{1cp} — осредненная по окружной координате абсолютная скорость потока на входе в межлопаточный канал СА.

Окружная составляющая осредненной абсолютной скорости определяется (рис. 2) как

$$c_{1ucp} = c_{1cp} \cos \alpha_1.$$

Осевая составляющая этой же скорости определяется как

$$c_{1ocp} = c_{1cp} \sin \alpha_1.$$

Окружная скорость u на среднем радиусе ступени турбины равна

$$u = n \frac{\pi}{30} r_{cp},$$

где n — частота вращения ротора; r_{cp} — средний радиус ступени.

Для определения относительной скорости на входе в РК w_1 вначале определяем ее окружную составляющую $w_{1u} = c_{1u} - u$, а затем, с учетом того, что $w_{1a} = c_{1a}$, рассчитываем по известным соотношениям для прямоугольного треугольника

$$w_1 = \sqrt{w_{1u}^2 + c_{1a}^2}.$$

Температура газа, заторможенного относительно движущегося РК, определяем по формуле

$$T_{w_1}^* = T_{1cp} + \frac{w_1^2}{2 \frac{k}{k-1} R}.$$

Учитывая, что канал РК представляет собой суживающийся канал, по аналогии с течением газа в суживающемся сопле скорость газа в относительном движении при сверхкритическом перепаде давлений в сечении 2 на выходе из межлопаточного канала РК определяется следующим образом:

$$w_2 = \sqrt{\frac{2k}{k+1} R T_{w_1}^*}.$$

Будем полагать, что угол β_2 выхода потока из РК неизменен и равен конструктивному углу лопатки РК на выходе. Тогда окружная составляющая относительной скорости w_2 равна

$$w_{2u} = w_2 \cos \beta_2,$$

а окружная составляющая абсолютной скорости

$$c_{2u} = w_{2u} - u.$$

Таким образом, использование выражения (1) и приведенных выше выкладок позволяет определить окружное усилие на единичной лопатке РК.

На рис. 3 показан пример осреднения по окружной координате φ модуля абсолютной скорости c_1

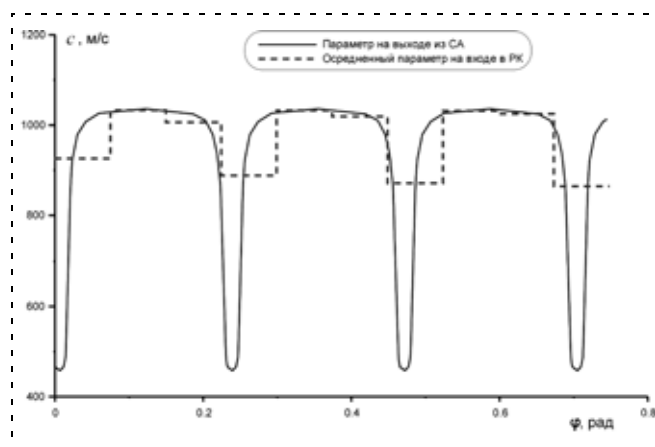


Рис. 3. Пример осреднения скорости течения газа на входе в межлопаточный канал рабочего колеса турбины

на входе в РК турбины высокого давления. Видно, что при прохождении межлопаточного канала РК через затененную задней кромкой СА зону с пониженным значением скорости наблюдается заметное снижение осредненного для этого РК значения скорости. Однако следует отметить, что амплитуда изменения осредненной скорости на входе в РК от одного межлопаточного канала к другому вследствие применяемого осреднения существенно меньше амплитуды периодического изменения скорости по окружной координате на выходе из СА. Тем не менее, амплитуда изменения осредненной абсолютной скорости на входе в РК достигает 15 %. В совокупности с тем, что плотность тока газа по окружной координате межлопаточного канала на выходе из СА изменяется приблизительно так же, как и скорость, это должно приводить к наличию более значительного уровня неравномерности окружного усилия, приходящегося на одну лопатку РК со стороны газового потока.

На рис. 4 представлены результаты расчета изменения окружного усилия ΔR_u на одной лопатке РК турбины высокого давления за один оборот ротора высокого давления. Наблюдается периодический характер изменения окружного усилия. Число осцилляции на один полный оборот ротора соответствует числу лопаток СА турбины высокого давления, формирующих неравномерное поле скоростей и плотности тока (а значит, и расхода) на входе в межлопаточный канал рабочего колеса. Амплитуда изменения окружного усилия на одиночной лопатке существенно больше, чем амплитуда изменения осредненной скорости на входе в межлопаточный канал, представленный на рис. 3. Это связано с тем, лопатка РК взаимодействует с потоком, имеющим не только неравномерную скорость, но и неравномерную плотность.

Расчет изменения окружного усилия на одиночной лопатке РК для получения данных, представленных на рис. 4, проводился путем численного

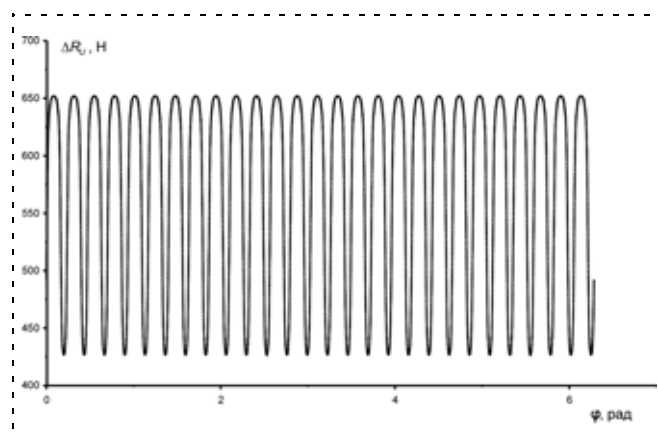


Рис. 4. Изменения окружного усилия на одной лопатке РК ТВД за один оборот ротора

интегрирования по времени вращения ротора, обладающего определенным моментом инерции. На ротор воздействует постоянный во времени крутящий момент от компрессора, направленный на замедление вращения ротора и численно примерно равный осредненному крутящему моменту, прикладываемому к ротору со стороны лопаток РК турбины и направленному в сторону увеличения частоты вращения ротора. Шаг интегрирования по времени подобран таким, что при прохождении 1/84 оборота (одного шага установки лопаток РК) выполняется 10 000 циклов расчета, таким образом, шаг интегрирования по времени составляет около $5 \cdot 10^{-9}$ с. Столь малое значение шага интегрирования, с одной стороны, позволяет модели более чувствительно обнаруживать неравномерность в суммарном окружном усилии, приложенном со стороны всех лопаток РК, но, с другой стороны, увеличивает время расчета и приводит к появлению вычислительных погрешностей, присущих численным методам расчета течений.

На рис. 5 показано изменение окружного усилия на одиночной лопатке РК, где в области угла поворота ротора 0,2 рад наблюдается колебательность, связанная с линейной интерполяцией табличных зависимостей изменения параметров по окружной координате межлопаточного канала СА.

На рис. 6 показано изменение суммарного окружного усилия $\Delta R_{u\Sigma}$, создаваемого газовым потоком на всех лопатках РК, при повороте ротора на такой же угол, как и на рис. 5. Следует отметить, что суммирование значений окружного усилия для всех лопаток РК, несмотря на значительное изменение окружного усилия на каждой отдельной лопатке, приводит к тому, что на рис. 6 не заметны существенные колебания суммарного усилия по углу поворота ротора. Средняя амплитуда колебаний окружного усилия не превышает 0,0006 %. Наблюдаемые три одиночных всплеска окружного усилия не могут принести существенного влияния в изучение динамики вращения ротора и, по

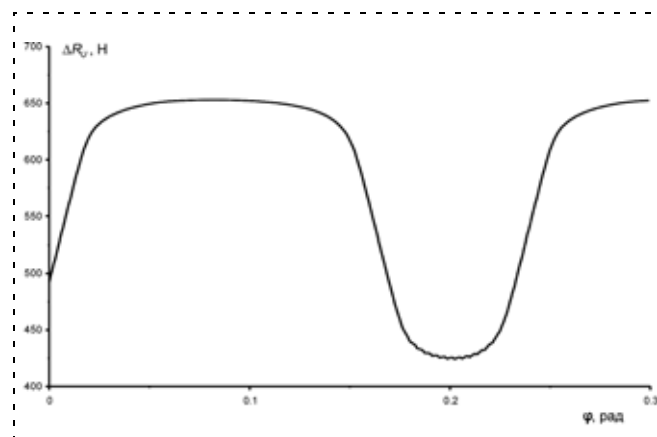


Рис. 5. Демонстрация вычислительной погрешности

всей видимости, обусловлены причинами вычислительного характера.

Значение крутящего момента, создаваемого газовым потоком на валу турбины, определяется как произведение суммарного окружного усилия на всех лопатках РК и среднего радиуса ступени турбины, для которого проводится расчет.

Интегрирование частоты вращения ротора осуществляется с использованием уравнения динамики ротора, представленного в [6]:

$$n = \frac{30}{\pi} \int \frac{\Delta M_{кр}}{J} dt,$$

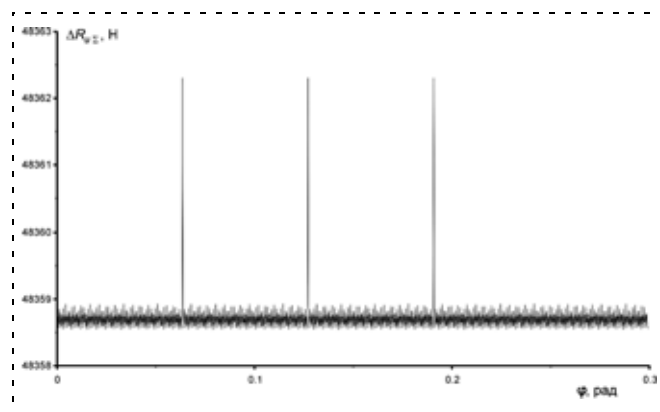


Рис. 6. Демонстрация вычислительной погрешности

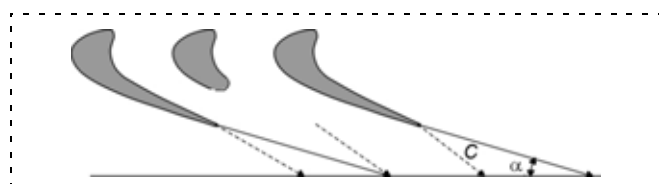


Рис. 7. Схема повреждения СА турбины при забросе температуры

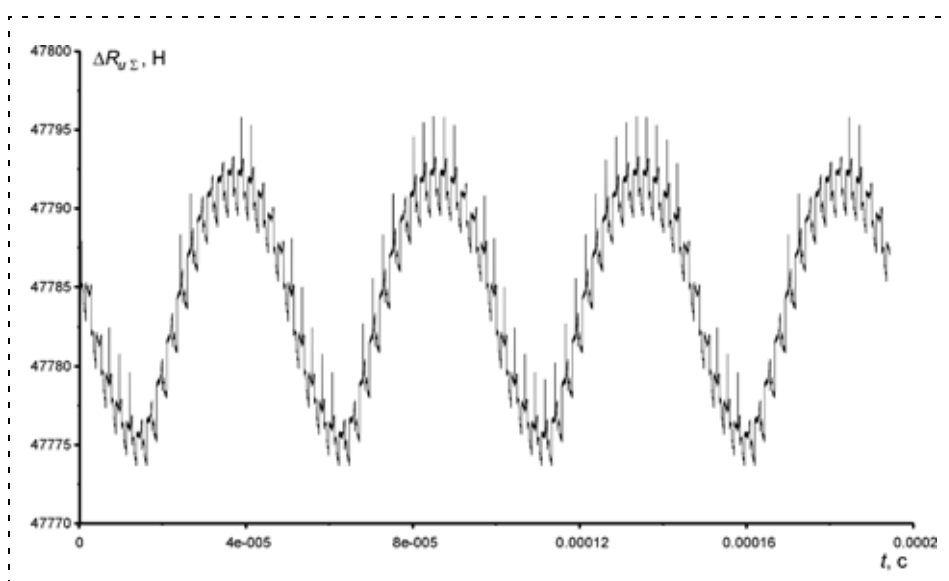


Рис. 8. Изменение окружного усилия на РК во времени при прогаре СА

где n — частота вращения ротора; $\Delta M_{кр} = M_T - M_K$ — разница между крутящими моментами, создаваемыми в противоположных направлениях турбиной и компрессором; J — момент инерции ротора.

Таким образом, разработанная процедура расчета динамики ротора одноступенчатой турбины позволяет оценить в первом приближении величины изменения окружных усилий и крутящих моментов во времени. Представляется, что данную процедуру можно использовать для анализа применимости фазовохронометрических методов для диагностики состояния проточной части авиационного ГТД на предмет наличия повреждений.

Оценка фазохронометрических эффектов, возникающих при повреждениях проточной части турбины

Рассмотрим характерное повреждение турбины, вызываемое отказами системы топливопитания и заключающееся в том, что задняя кромка СА турбины теряет прочность и разрушается. Пусть повреждение нанесено одной лопатке СА (рис. 7). Измерение виброскорости в данном случае не выявит нарушений, так как массы вращающихся частей турбины не изменились.

Отгорание хвостовой части лопатки приведет к тому, что угол направления потока α_1 увеличится сразу для двух межлопаточных каналов. Примем, что при расчетном значении $\alpha_1 = 20^\circ$ значение угла в указанной области составило $\alpha_1 = 40^\circ$ (изменившееся направление течения газа показано штриховыми стрелками). Будем считать, что расход газа для рассматриваемых двух межлопаточных каналов СА не изменился и скорость c_0 в ядре потока также не изменилась. Однако поле скоростей изменилось таким образом, что затеняющая роль отгоревшей лопатки свелась к нулю, поэтому центр ядра потока соответствует отгоревшей лопатке СА по окружной координате.

На рис. 8 показано изменение во времени t суммарного окружного усилия $\Delta R_{u\Sigma}$ на РК при прогаре одного СА турбины. Временной интервал соответствует повороту ротора на 0,3 рад (такой же, как на рис. 5 и 6). Амплитуда колебаний окружного усилия при данном повреждении проточной части составляет 0,04 % от среднего значения окружного усилия.

На рис. 9 показано изменение частоты вращения ротора n при воздействии на него рассматриваемого непостоянного окружного усилия. Ам-

плитуда колебаний частоты вращения ротора равна $0,00008 \text{ мин}^{-1}$ при средней частоте вращения $14\,700 \text{ мин}^{-1}$, что составляет приблизительно $0,5 \cdot 10^{-6} \%$.

Период колебаний значения окружного усилия и частоты вращения соответствует периоду поворота ротора на один шаг решетки лопаток рабочего колеса. Следовательно, частота колебаний скорости вращения ротора составляет

$$v = \frac{n}{60} N_{\text{лопРК}} = 20\,580 \text{ Гц.}$$

Рассмотрим другое возможное в ходе эксплуатации повреждение, связанное с отказом одной форсунки в коллекторе подачи топлива в основную камеру сгорания. Такой отказ приведет к тому, что в определенном секторе СА турбины будут протекать не разогретые до расчетной величины T_{Γ}^* продукты сгорания топлива, а достаточно холодный (по сравнению с продуктами сгорания) воздух.

С учетом того, что полное давление p_{Γ}^* на входе в СА одинаково для всех межлопаточных каналов СА, охлаждение рабочего тела в некотором секторе приведет к уменьшению скорости истечения газа из СА согласно выражению (2) пропорционально корню квадратному из отношения температур. Однако, согласно выражению (3), при этом ровно на столько же увеличится расход газа через межлопаточный канал СА. Поэтому в выражении (1), определяющем окружное усилие на единичной лопатке РК, составляющая ΔGc_{1u} практически не изменится, и возможное изменение окружного усилия будет связано лишь с изменением составляющей ΔGc_{2u} .

Результаты расчета изменения суммарного окружного усилия $\Delta R_{u\Sigma}$ на рабочем колесе показаны на рис. 10. При расчете было принято, что уменьшение температуры T_{Γ}^* с 1540 К до 850 К затронуло два межлопаточных канала СА.

Из анализа результатов расчета следует, что отказ форсунки приводит в колебаниям окружного усилия на РК, приблизительно вдвое меньшим, чем в случае прогара СА. Расчет динамики изменения

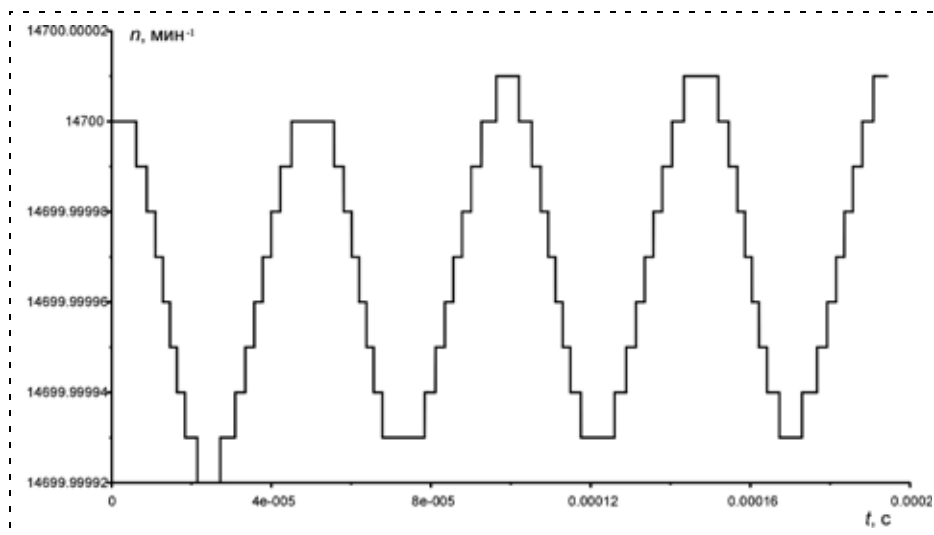


Рис. 9. Изменение частоты вращения ротора во времени при прогаре СА

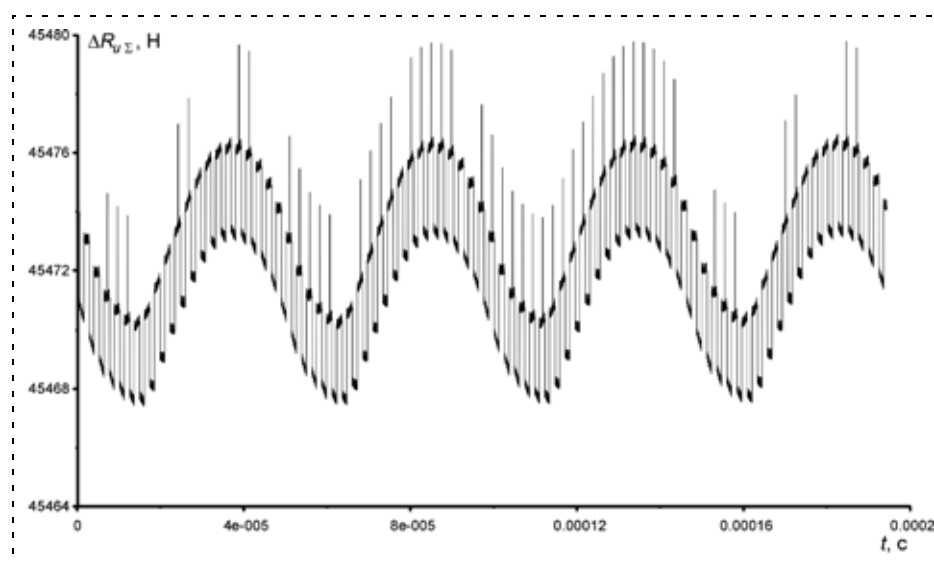


Рис. 10. Изменение окружного усилия на РК при отказе форсунки

частоты вращения ротора показал аналогичное уменьшение амплитуды высокочастотных флуктуаций частоты вращения. При этом частоты основной гармоники остались такими же, как и в случае прогара лопатки СА.

Рассмотрим возможность применения фазово-хронометрической диагностики для обнаружения другого дефекта — обрыва рабочей лопатки турбины. Несмотря на то, что такой дефект, как правило, немедленно выдает себя значительным повышением уровня вибрации ротора, постоянно диагностируемым датчиком виброскорости, представляет интерес оценка того, какие флуктуации частоты вращения ротора вызывают данный отказ.

С точки зрения анализа физической картины течения обрыв одной рабочей лопатки приведет к тому, что сектор окружности РК, соответствующий оторванной лопатке, перестанет воспринимать

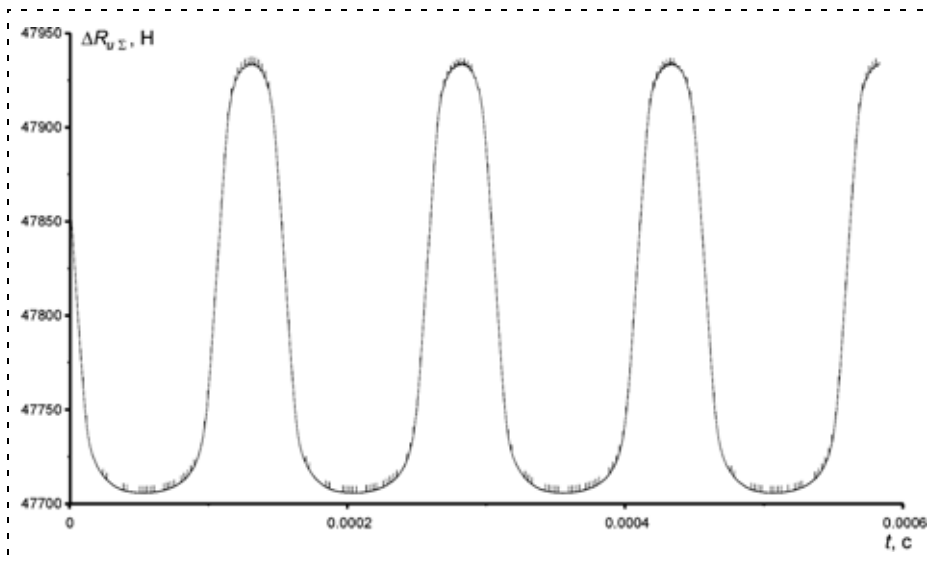


Рис. 11. Изменение окружного усилия на РК при отрыве одной лопатки РК

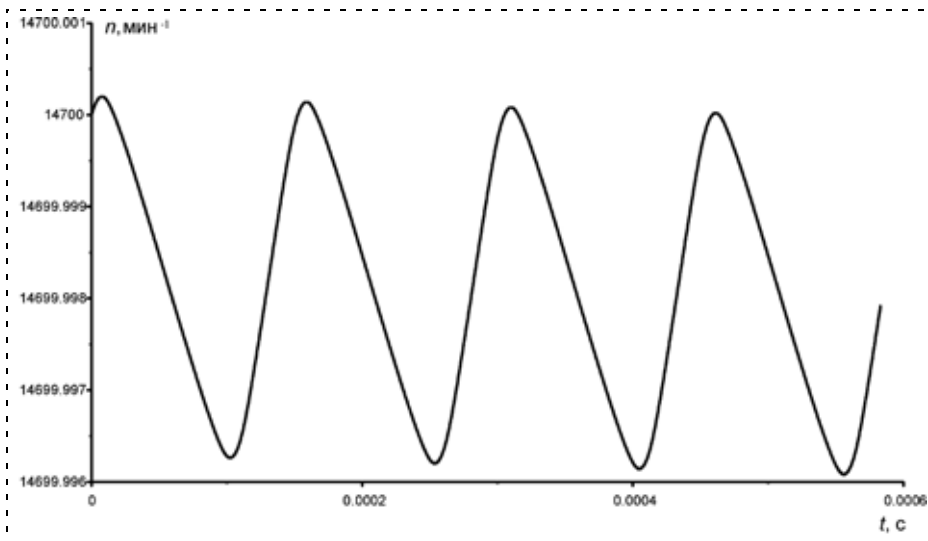


Рис. 12. Изменение частоты вращения ротора при отрыве одной лопатки

окружное усилие вообще. Такое нарушение симметрии в точках приложения окружных сил, очевидно, должно привести к невозможности взаимной компенсации их неравномерности при суммировании усилий от отдельных лопаток.

На рис. 11 и 12 показаны результаты расчета динамики ротора при рассматриваемом дефекте. Анализ результатов позволяет отметить следующее. Период флуктуаций окружного усилия и частоты вращения соответствует повороту ротора на один СА. Поэтому в рассматриваемом случае частота колебаний составляет

$$\nu = \frac{n}{60} N_{\text{лопСА}} = 6615 \text{ Гц.}$$

Амплитуда колебаний частоты вращения ротора составляет по результатам расчета $0,004 \text{ мин}^{-1}$, что соответствует $2,7 \cdot 10^{-5} \%$.

Заключение

Таким образом, в ходе проведенных исследований получены следующие результаты:

- предложена методика математического моделирования, основанная на классической теории авиационных ГТД [2, 6], позволяющая рассчитывать фазохронометрические проявления дефектов проточной части турбины ГТД;
- получены оценки влияния на частоту вращения ротора ГТД таких дефектов, как прогар лопатки соплового аппарата, отказ форсунки в коллекторе подачи топлива в основную камеру сгорания, отрыв лопатки рабочего колеса турбины.

Полученные в работе оценки динамики ротора при рассмотренных дефектах ГТД предназначены для формирования технического облика и основных параметров систем фазохронометрической диагностики технического состояния авиационных ГТД.

Список литературы

1. Сиротин Н. Н. Конструкция и эксплуатация, повреждаемость и работоспособность газотурбинных двигателей. М.: РИА "ИМ-ИНФОРМ", 2002. 439 с.
2. Киселев М. И., Пронякин В. И. Фазовый метод исследования циклических машин и механизмов на основе хронометрического подхода // Измерительная техника. 2001. № 9. С. 15–18.
3. Нецаев Ю. Н., Федоров Р. М., Котовский В. Н., Полев А. С. Теория авиационных двигателей. Ч. 1. М.: ВВИА, 2007. 365 с.
4. Song Liming, Feng Zhenping, Li Jun. Shape Optimization of Turbine Stage Using Adaptive Range Differential Evolution And Three-Dimensional Navier-Stokes Solver. ASME Turbo Expo 2005, GT2005-68280.
5. Федоров Р. М., Кобельков В. Н., Улас В. Д. Термодинамика и теплопередача. М.: ВВИА, 2006. 230 с.
6. Нецаев Ю. Н., Федоров Р. М., Котовский В. Н., Полев А. С. Теория авиационных двигателей. Ч. 2. М.: ВВИА, 2008. 447 с.

В. В. Солдаткин, канд. техн. наук, доц.,
А. В. Никитин, мл. науч. сотр.,
 Казанский государственный технический
 университет им. А. Н. Туполева
 xli@piis.rstu-kai.ru

Система воздушных сигналов вертолета на основе неподвижного комбинированного аэрометрического приемника

Раскрываются особенности построения и алгоритмы обработки информации системы воздушных сигналов вертолета на основе неподвижного комбинированного аэрометрического приемника и информации о положении вихревой колонны.

Ключевые слова: вертолет, высотно-скоростные параметры, измерения, система, принципы, алгоритмы

Введение

Для обеспечения безопасности полета вертолета, решения полетных задач в автоматическом и инструментальном режимах пилотирования необходима информация о модуле, составляющих и углах направления вектора истинной воздушной скорости, барометрической высоте и приборной скорости.

Измерение указанных высотно-скоростных параметров вертолета затрудняется значительными 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. При этом способность вертолета совершать движения вперед-назад, вправо-влево, полеты на режимах висения и связанный с этим пространственный характер воздушных потоков, воспринимаемых приемниками, ограничивают использование на вертолетах традиционных для самолетов средств измерения (систем) воздушных сигналов [1, 2].

Одним из направлений расширения нижней границы рабочих скоростей полета является построение систем воздушных сигналов вертолета на основе установленного в кардановом подвесе свободно ориентированного приемника воздушных давлений, который за счет флюгерного эффекта устанавливается по направлению вектора скорости результирующего воздушного потока, создаваемого как продольным движением вертолета, так и индуктивным потоком несущего винта [2, 4].

Однако система воздушных сигналов вертолета на основе свободно ориентированного приемника давлений имеет значительные погрешности опре-

деления параметров вектора истинной воздушной скорости в области малых и особенно вблизи околонулевых скоростей полета из-за малости устанавливающего момента, создаваемого пространственным флюгером, наличия трения в кардановом подвесе и нагружения подвижной системы свободно ориентируемого приемника давлений. Это также ограничивает значение минимальной рабочей скорости полета, при которой обеспечивается устойчивое измерение параметров вектора истинной воздушной скорости и других высотно-скоростных параметров вертолета. Из-за необходимости передачи давлений, воспринимаемых подвижным приемником давлений, с помощью пневмоколлектора усложняется конструкция свободно ориентированного приемника, снижается надежность его работы, особенно при резких аэродинамических возмущениях набегающего на него воздушного потока, например, при пуске ракеты.

Система воздушных сигналов вертолета на основе неподвижного многоканального аэрометрического приемника

В Казанском государственном техническом университете им. А. Н. Туполева совместно с ОАО "Ульяновское конструкторское бюро приборостроения" проводятся работы по созданию системы воздушных сигналов вертолета на базе неподвижного многоканального аэрометрического приемника [5–9].

На рис. 1 приведена конструктивная схема неподвижного многоканального аэрометрического

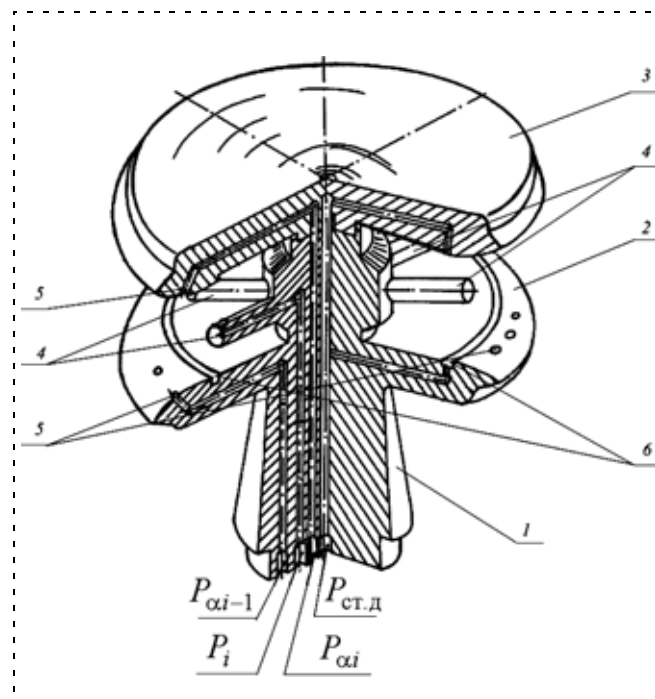


Рис. 1. Конструктивная схема неподвижного многоканального аэрометрического приемника

приемника 1, содержащего два разнесенных по высоте экранирующих диска 2 и 3.

Между внутренними профилированными поверхностями экранирующих дисков 2 и 3 в азимутальной плоскости под одинаковыми углами расположены трубки полного давления 4 для забора давлений P_i , определяющих величину и угол скольжения β вектора скорости V набегающего воздушного потока, возникающего при продольном движении вертолета. На внутренних профилированных поверхностях экранирующих дисков 2 и 3 расположены отверстия 5 для забора давлений $P_{\alpha i}$ и $P_{\alpha i-1}$, определяющих угол атаки α набегающего воздушного потока. На внутренних поверхностях экранирующих дисков 2 и 3 расположены кольцевые каналы 6 для забора дросселированного статического давления $P_{ст.д}$ набегающего воздушного потока.

В работах [7, 8] приведены структурно-функциональная схема и алгоритмы обработки информации системы воздушных сигналов вертолета на основе неподвижного многоканального аэрометрического приемника. Как показали исследования в аэродинамической трубе [7], экспериментальный образец системы обеспечивает изменение модуля воздушной скорости с погрешностью $3 + 0,02 V_B$ км/ч, углов направления вектора воздушной скорости — с погрешностью $\pm 0,5^\circ$.

Однако система воздушных сигналов вертолета на основе неподвижного многоканального аэрометрического приемника обеспечивает измерение высотно-скоростных параметров при скоростях полета свыше 50...70 км/ч, когда аэрометрический приемник выходит из зоны вихревой колонны несущего винта.

Система воздушных сигналов вертолета на основе неподвижного комбинированного аэрометрического приемника и информации о положении вихревой колонны

Для получения информации о высотно-скоростных параметрах вертолета в области малых и околонулевых скоростей полета, когда аэрометрический приемник находится в створе вихревой колонны, неподвижный многоканальный аэрометрический приемник (рис. 1) предлагается дополнить неподвижным аэрометрическим приемником, позволяющим определить высотно-скоростные параметры вертолета в диапазоне малых и околонулевых скоростей по информации об угловом положении вихревой колонны несущего винта в связанной системе координат.

На рис. 2 приведена конструктивная схема неподвижного комбинированного аэрометрического приемника, включающая неподвижный многоканальный аэрометрический приемник 1 в виде двух разнесенных по высоте экранирующих дисков 2 и 3, между внутренними профилированными поверхностями которых в азимутальной плоскости под

одинаковыми углами расположены трубки полного давления 4 для забора давлений P_i , определяющих угол скольжения набегающего воздушного потока, возникающего при продольном движении вертолета.

Для получения информации о высотно-скоростных параметрах вертолета в области малых и околонулевых скоростей полета, когда неподвижный многоканальный аэрометрический приемник 1 находится в створе вихревой колонны несущего винта вертолета, на наружной поверхности верхнего экранирующего диска 3 на цилиндрическом основании 7 установлен дополнительный аэрометрический приемник.

В целях повышения технологичности и обеспечения повторяемости характеристик комбинированного аэрометрического приемника дополнительный приемник выполнен в виде установленного на цилиндрическом основании 7 сферического приемника 8. На верхней поверхности сфериче-

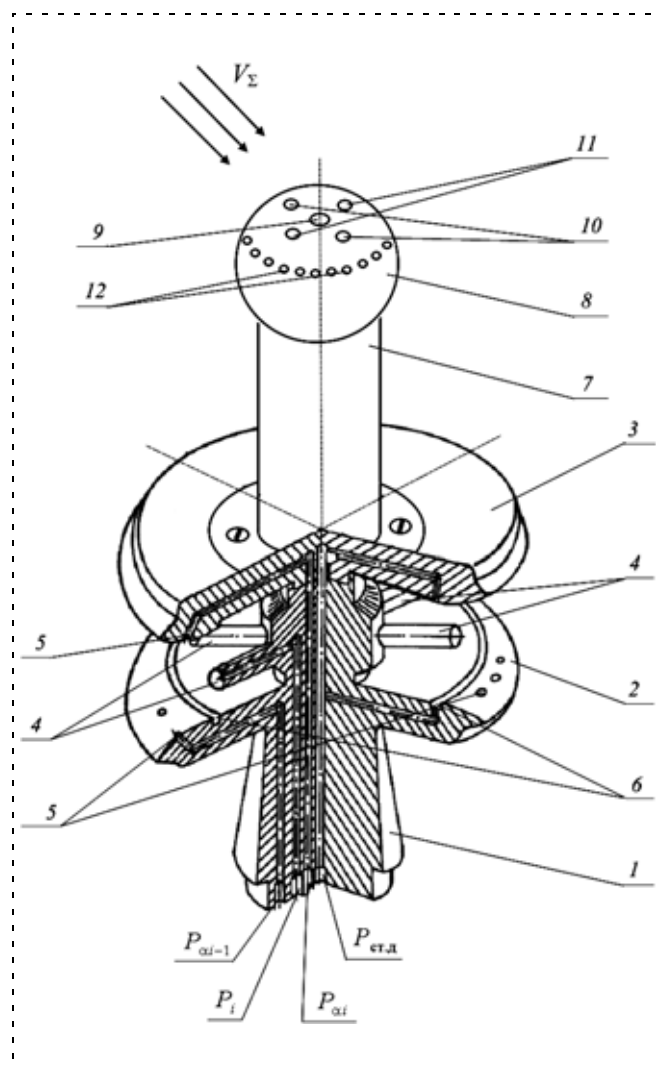


Рис. 2. Конструктивная схема неподвижного комбинированного аэрометрического приемника с использованием информации об угловом положении вихревой колонны несущего винта

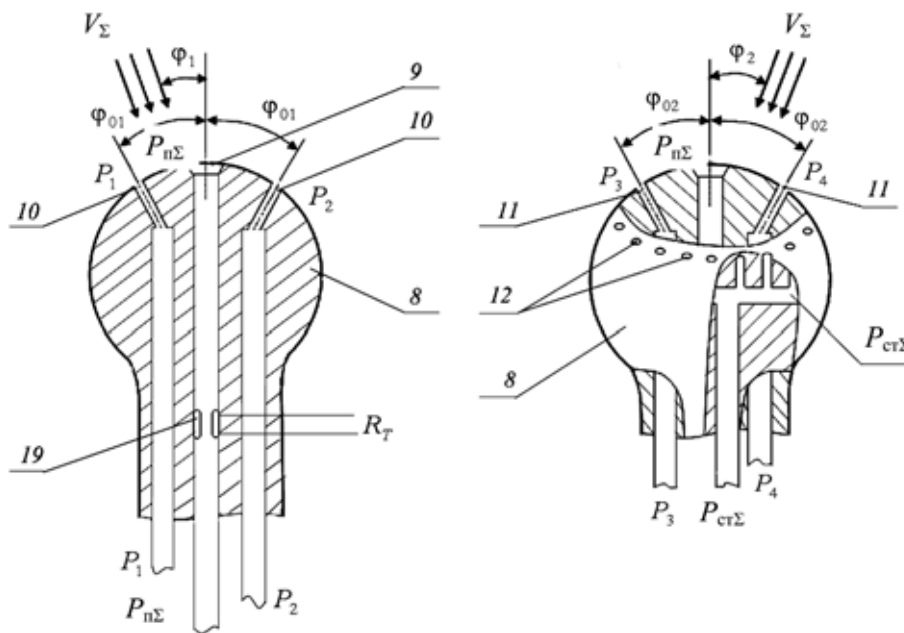


Рис. 3. Размещение приемников давлений на поверхности сферического аэрометрического приемника

ского приемника 8 (рис. 3) на оси симметрии расположено отверстие 9, являющееся приемником давления $P_{п\Sigma}$. В плоскости, параллельной плоскости симметрии вертолета, под углом φ_{01} к оси симметрии на поверхности сферического приемника симметрично расположены отверстия 10, 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 сферического приемника расположены отверстия 11, являющиеся приемниками давлений P_3 и P_4 . Перпендикулярно оси симметрии сферического приемника на его поверхности по окружности расположены отверстия 12, являющиеся приемниками статического давления $P_{ст\Sigma}$ результирующего набегающего воздушного потока вихревой колонны.

В целях уменьшения аэродинамических искажений, вносимых установленным на цилиндрическом основании сферическим аэрометрическим приемником, повышения технологичности и повторяемости характеристик комбинированного аэрометрического приемника дополнительный приемник может быть выполнен в виде полусферы с диаметром, равным диаметру верхнего экранирующего диска, которая установлена непосредственно на его внешней поверхности (рис. 4). На поверхности полусферы, аналогично сферическому аэрометрическому приемнику, расположены отверстия, являющиеся приемниками для забора давлений P_1 и P_2 , P_3 и P_4 , $P_{п\Sigma}$ и $P_{ст\Sigma}$.

Приемники давлений P_1 и P_2 , P_3 и P_4 , $P_{п\Sigma}$ и $P_{ст\Sigma}$ подключены ко входам пневмоэлектрических пре-

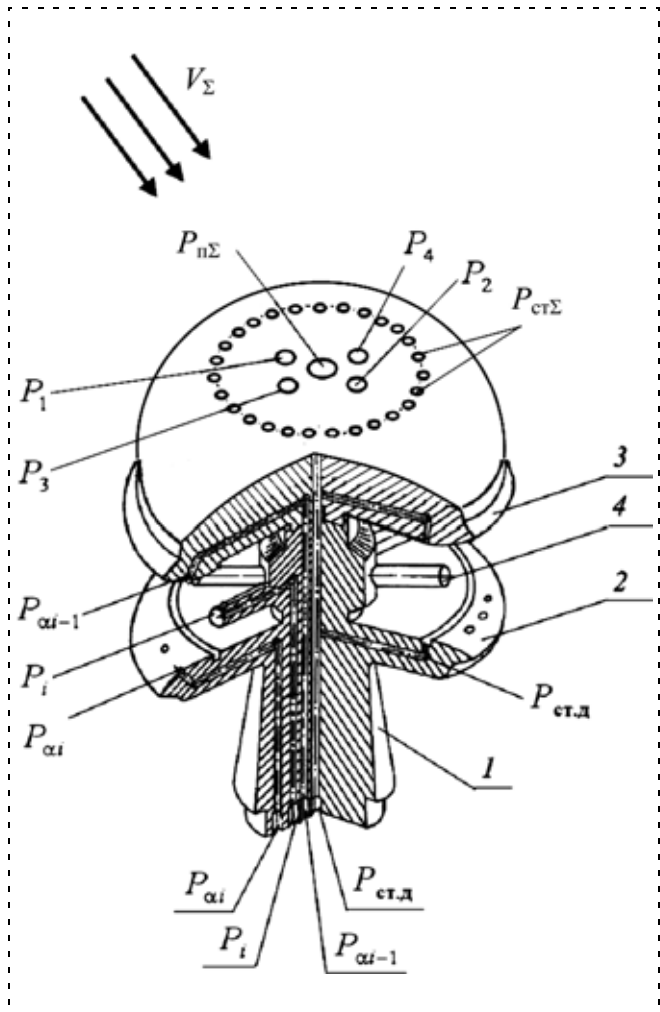


Рис. 4. Неподвижный комбинированный аэрометрический приемник с дополнительным приемником в виде полусферы

образователей 13 (рис. 5), выходы которых через последовательно соединенные мультиплексор 14 и аналого-цифровой преобразователь 15 подключены к микропроцессору 16. На вход мультиплексора 14 через электроизмерительную схему 17 также подключены выходы приемника 19 температуры торможения $T_{T\Sigma}$ результирующего набегающего воздушного потока вихревой колонны несущего винта и выходы пневмоэлектрических преобразователей 18, на входы которых подаются давления $P_i, P_{\alpha i}, P_{\alpha i-1}, P_{\text{ст.д.}}$, воспринимаемые неподвижным многоканальным проточным аэрометрическим приемником 1. Приемник 19 температуры торможения $T_{T\Sigma}$ может быть установлен в канале приемника полного давления $P_{\text{п}\Sigma}$ результирующего набегающего потока вихревой колонны.

Выход микропроцессора является выходом системы воздушных сигналов по высотно-скоростным параметрам вертолета: истинной воздушной скорости V_B , углам атаки α и скольжения β , барометрической высоте H , составляющим V_x, V_y, V_z вектора

V_B истинной воздушной скорости на оси связанной системы координат, приборной воздушной скорости $V_{\text{пр}}$, в том числе и в области малых и околонулевых скоростей полета, когда неподвижный комбинированный аэрометрический приемник находится в зоне вихревой колонны несущего винта вертолета.

Алгоритмы обработки информации систем воздушных сигналов вертолета на основе неподвижного комбинированного аэрометрического приемника

Система воздушных сигналов вертолета работает следующим образом.

Неподвижный комбинированный аэрометрический приемник (рис. 5) устанавливается на фюзеляже в зоне вихревой колонны несущего винта. Ось дополнительного аэрометрического приемника 3 направлена вверх, при этом плоскость, проходящая через отверстия 10 (рис. 2 и рис. 3) для забора давлений P_1 и P_2 , параллельна плоскости симмет-

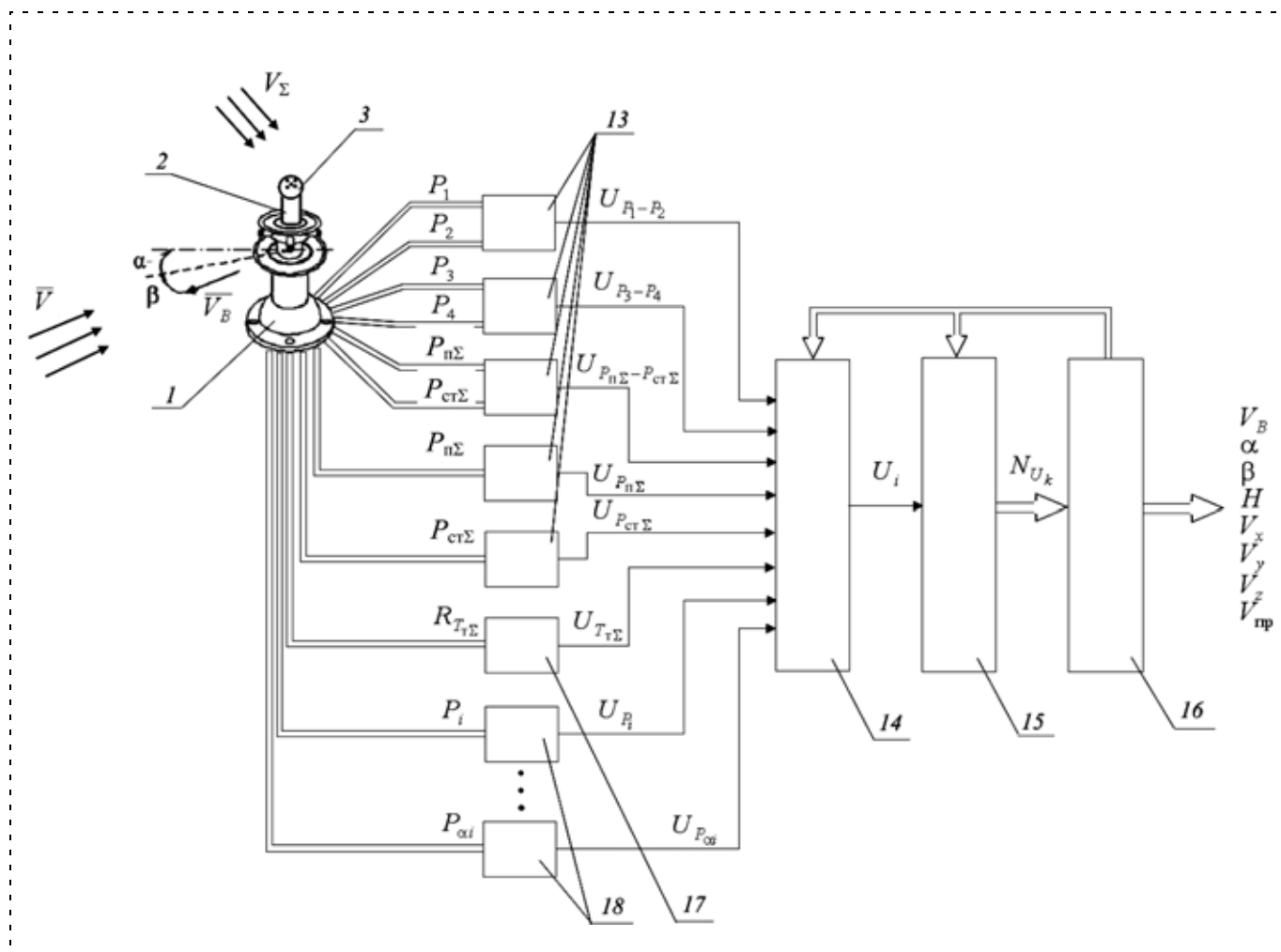


Рис. 5. Принципиальная схема системы воздушных сигналов вертолета на основе неподвижного комбинированного аэрометрического приемника

рии вертолета, а плоскость, проходящая через отверстия 10 для забора давлений P_3 и P_4 (см. рис. 3), ортогональна плоскости симметрии вертолета.

В области малых скоростей полета, когда неподвижный комбинированный аэрометрический приемник находится в створе вихревой колонны несущего винта вертолета, за меру величин составляющих вектора истинной воздушной скорости вертолета принимается угловое положение воздушного потока вихревой колонны несущего винта вертолета, определяемое углами скоса φ_1 и φ_2 , которые регистрируются дополнительным аэрометрическим приемником.

При малых скоростях полета дополнительный аэрометрический приемник 3 (рис. 5) находится в створе вихревой колонны несущего винта вертолета и воспринимает давления P_1 и P_2 , P_3 и P_4 , $P_{п\Sigma}$ и $P_{ст\Sigma}$ и температуру торможения $T_{т\Sigma}$.

Вектор V_Σ скорости результирующего набегающего воздушного потока, обтекающего дополнительный приемник 3, является геометрической суммой вектора $V = -V_B$ скорости невозмущенного воздушного потока, обусловленного поступательным движением вертолета, и вектора V_i скорости индуктивного потока несущего винта вертолета, т. е.

$$V_\Sigma = V + V_i. \quad (1)$$

Для конкретного места установки комбинированного аэрометрического приемника на фюзеляже вертолета составляющие V_x , V_y , V_z вектора V_i в связанной системе координат можно описать уравнениями вида [3]:

$$\begin{aligned} V_{ix} &= K_{ix} \sqrt{\frac{Gn_y}{2\chi\rho_H F}}; \quad V_{iy} = K_{iy} \sqrt{\frac{Gn_y}{2\chi\rho_H F}}; \\ V_{iz} &= K_{iz} \sqrt{\frac{Gn_y}{2\chi\rho_H F}}, \end{aligned} \quad (2)$$

где K_{ix} , K_{iy} , K_{iz} — безразмерные коэффициенты, зависящие от модуля вектора скорости V невозмущенного воздушного потока, равного по величине $V = V_B$, а также от углов атаки α и скольжения β

вертолета; $\sqrt{\frac{Gn_y}{2\chi\rho_H F}} = V_{i0}$ — модуль вектора V_i скорости индуктивного потока на режиме висения

($V = 0$); G — текущий вес вертолета; $n_y = \frac{1}{g} \frac{d^2 H}{dt^2} - 1$ —

нормальная перегрузка; ρ_H — плотность невозмущенного воздушного потока на данной высоте H ; F — площадь, ометаемая несущим винтом вертолета; χ — коэффициент заполнения диска несущего винта; $g = 9,80665$ — ускорение свободного падения.

Модуль V_Σ скорости и плотность ρ_Σ результирующего набегающего воздушного потока можно определить по полному $P_{п\Sigma}$ и статическому $P_{ст\Sigma}$ давлениям и температуре $T_{т\Sigma}$ заторможенного результирующего воздушного потока, воспринимаемой приемником температуры торможения, встроенным в приемник полного давления, используя стандартные зависимости [10, 11]:

$$V_\Sigma = 44,826 \sqrt{\frac{T_{т\Sigma} \left[\left(\frac{P_{п\Sigma}}{P_{ст\Sigma}} \right)^{0,2857143} - 1 \right]}{\left(\frac{P_{п\Sigma}}{P_{ст\Sigma}} \right)^{0,2857143}}}; \quad (3)$$

$$\rho_\Sigma = \frac{P_{ст\Sigma}}{287,05287 T_{т\Sigma}} \left(\frac{P_{п\Sigma}}{P_{ст\Sigma}} \right)^{0,2857143}, \quad (4)$$

где параметры, входящие в формулы (3) и (4), имеют размерности в единицах системы СИ.

Используя соотношение (3), по давлениям $P_{п\Sigma}$, $P_{ст\Sigma}$ и температуре $T_{т\Sigma}$ можно определить проекции вектора V_Σ результирующего воздушного потока на оси связанной с вертолетом системы координат как

$$\begin{aligned} V_{\Sigma x} &= V_\Sigma \cos\varphi_1 \cos\varphi_2; \\ V_{\Sigma y} &= V_\Sigma \sin\varphi_1 \cos\varphi_2; \\ V_{\Sigma z} &= V_\Sigma \sin\varphi_2, \end{aligned} \quad (5)$$

где φ_1 и φ_2 — углы, определяющие положение вектора V_Σ результирующего набегающего потока вихревой колонны относительно плоскостей 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 осесимметричного приемника 8 (см. рис. 2), можно определить углы φ_1 и φ_2 , определяющие положение вектора V_Σ результирующего набегающего воздушного потока вихревой колонны несущего винта вертолета.

При выполнении дополнительного аэрометрического приемника в виде сферического тела (см. рис. 3) или полусферы (см. рис. 4), используя соотношения, приведенные в работе [12], связь давлений P_1 , P_2 и P_3 , P_4 , воспринимаемых отверстиями 10 и 11, можно представить в виде

$$\begin{aligned} \frac{P_1 - P_2}{P_{п\Sigma} - P_{ст\Sigma}} &= \frac{9}{4} \sin 2\varphi_{01} \sin 2\varphi_1; \\ \frac{P_3 - P_4}{P_{п\Sigma} - P_{ст\Sigma}} &= \frac{9}{4} \sin 2\varphi_{02} \sin 2\varphi_2. \end{aligned} \quad (6)$$

Тогда углы φ_1 и φ_2 , определяющие положение вектора V_Σ результирующей скорости набегающего

воздушного потока вихревой колонны, будут определяться соотношениями

$$\begin{aligned} \varphi_1 &= \frac{1}{2} \arcsin\left(\frac{4}{9} \sin 2\varphi_{01} \frac{P_1 - P_2}{P_{\Pi\Sigma} - P_{\text{CT}\Sigma}}\right); \\ \varphi_2 &= \frac{1}{2} \arcsin\left(\frac{4}{9} \sin 2\varphi_{02} \frac{P_3 - P_4}{P_{\Pi\Sigma} - P_{\text{CT}\Sigma}}\right). \end{aligned} \quad (7)$$

В соответствии с уравнением $V_{\Sigma} = V + V_i$ получим уравнения для составляющих V_x, V_y, V_z вектора $V_B = -V$ истинной воздушной скорости вертолета вида

$$\begin{aligned} V_x &= V_{\Sigma} \cos\left[\frac{1}{2} \arcsin\left(\frac{4}{9} \sin 2\varphi_{01} \frac{P_1 - P_2}{P_{\Pi\Sigma} - P_{\text{CT}\Sigma}}\right)\right] \times \\ &\times \cos\left[\frac{1}{2} \arcsin\left(\frac{4}{9} \sin 2\varphi_{02} \frac{P_3 - P_4}{P_{\Pi\Sigma} - P_{\text{CT}\Sigma}}\right)\right] - K_{ix}|V_{i0}| = \\ &= f_1(P_1 - P_2, P_3 - P_4, P_{\Pi\Sigma} - P_{\text{CT}\Sigma}, T_{\text{T}\Sigma}); \\ V_y &= V_{\Sigma} \sin\left[\frac{1}{2} \arcsin\left(\frac{4}{9} \sin 2\varphi_{01} \frac{P_1 - P_2}{P_{\Pi\Sigma} - P_{\text{CT}\Sigma}}\right)\right] \times \\ &\times \cos\left[\frac{1}{2} \arcsin\left(\frac{4}{9} \sin 2\varphi_{02} \frac{P_3 - P_4}{P_{\Pi\Sigma} - P_{\text{CT}\Sigma}}\right)\right] - K_{iy}|V_{i0}| = \\ &= f_2(P_1 - P_2, P_3 - P_4, P_{\Pi\Sigma} - P_{\text{CT}\Sigma}, T_{\text{T}\Sigma}); \\ V_z &= V_{\Sigma} \sin\left[\frac{1}{2} \arcsin\left(\frac{4}{9} \sin 2\varphi_{02} \frac{P_3 - P_4}{P_{\Pi\Sigma} - P_{\text{CT}\Sigma}}\right)\right] - \\ &- K_{iz}|V_{i0}| = f_3(P_3 - P_4, P_{\Pi\Sigma} - P_{\text{CT}\Sigma}, T_{\text{T}\Sigma}), \end{aligned} \quad (8)$$

где V_{Σ} определяется по соотношению (3), т. е. $V_{\Sigma} = f_4(P_{\Pi\Sigma}, P_{\text{CT}\Sigma}, T_{\text{T}\Sigma})$.

Как показали исследования [13], для конкретного места установки комбинированного аэрометрического приемника давлений на вертолете на каждом из режимов полета по результатам летных испытаний можно определить значения коэффициентов K_{ix}, K_{iy}, K_{iz} с достаточной достоверностью.

Тогда по давлениям P_1 и P_2, P_3 и $P_4, P_{\Pi\Sigma}$ и $P_{\text{CT}\Sigma}$ и по температуре торможения $T_{\text{T}\Sigma}$, воспринимаемым неподвижным аэрометрическим приемником в виде сферического тела или полусферы, после их преобразования в электрические сигналы с помощью пневмоэлектрических преобразователей 13 и 17 и ввода через мультиплексор 14 и аналого-цифровой преобразователь 15 в микропроцессор 16 (рис. 5) определяются параметры вектора истинной воздушной скорости вертолета в области малых и околонулевых скоростей полета.

При выполнении дополнительного аэрометрического приемника в виде сферического тела (см. рис. 3) или в виде полусферы (см. рис. 4) с учетом коррекции кинематических искажений, вносимых вращением неподвижного комбинированного аэрометрического приемника относительно центра масс вертолета при наличии угловых скоростей $\omega_x,$

ω_y, ω_z [3, 13], уравнения для вычисления высотно-скоростных параметров вертолета имеют вид:

$$\begin{aligned} V_x &= V_{\Sigma} \cos\left[\frac{1}{2} \arcsin\left(\frac{4}{9} \sin 2\varphi_{01} \frac{P_1 - P_2}{P_{\Pi\Sigma} - P_{\text{CT}\Sigma}}\right)\right] \times \\ &\times \cos\left[\frac{1}{2} \arcsin\left(\frac{4}{9} \sin 2\varphi_{02} \frac{P_3 - P_4}{P_{\Pi\Sigma} - P_{\text{CT}\Sigma}}\right)\right] - \\ &- K_{ix}|V_{i0}| - (\omega_y z - \omega_x y); \\ V_y &= V_{\Sigma} \sin\left[\frac{1}{2} \arcsin\left(\frac{4}{9} \sin 2\varphi_{01} \frac{P_1 - P_2}{P_{\Pi\Sigma} - P_{\text{CT}\Sigma}}\right)\right] \times \\ &\times \cos\left[\frac{1}{2} \arcsin\left(\frac{4}{9} \sin 2\varphi_{02} \frac{P_3 - P_4}{P_{\Pi\Sigma} - P_{\text{CT}\Sigma}}\right)\right] - \\ &- K_{iy}|V_{i0}| - (\omega_z x - \omega_x z); \\ V_z &= V_{\Sigma} \sin\left[\frac{1}{2} \arcsin\left(\frac{4}{9} \sin 2\varphi_{02} \frac{P_3 - P_4}{P_{\Pi\Sigma} - P_{\text{CT}\Sigma}}\right)\right] - \\ &- K_{iz}|V_{i0}| - (\omega_x y - \omega_y x); \\ V_B &= V_x^2 + V_y^2 + V_z^2; \\ \alpha &= \arctg \frac{V_y}{V_x}; \beta = \arctg \frac{V_z}{\sqrt{V_x^2 + V_y^2}}; \end{aligned}$$

$$V_{\Sigma} = 44,826 \sqrt{\frac{T_{\text{T}\Sigma} \left[\left(\frac{P_{\Pi\Sigma}}{P_{\text{CT}\Sigma}} \right)^{0,2857143} - 1 \right]}{\left(\frac{P_{\Pi\Sigma}}{P_{\text{CT}\Sigma}} \right)^{0,2857143}}}; \quad (9)$$

$$\rho_{\Sigma} = \frac{P_{\text{CT}\Sigma}}{287,05287 T_{\text{T}\Sigma}} \left(\frac{P_{\Pi\Sigma}}{P_{\text{CT}\Sigma}} \right)^{0,2857143};$$

$$\rho_H = 0,03483676 \frac{P_H}{T_H};$$

$$P_H = P_{\text{CT}\Sigma} - K_p \rho V_{\Sigma}^2;$$

$$H_{\text{абс}} = H = \frac{9,36629 - P_H^{0,1902631}}{0,000079391};$$

$$T_H = 288,15 - 0,0065 H;$$

$$v_{\text{пр}} = \sqrt{\frac{2 T_0 k R}{k-1} \left[\left(\frac{P_{\Pi}}{P_0} \right)^{\frac{k-1}{k}} - 1 \right]} =$$

$$= \sqrt{\frac{2 T_0 k R}{k-1} \left[\left[\frac{P_{\Pi}}{P_0} \left(1 + \frac{(k-1) V_B^2}{2 k R T_H} \right)^{\frac{k-1}{k}} + 1 \right]^{\frac{k-1}{k}} - 1 \right]},$$

где P_1, P_2 — давления в симметричных точках осесимметричного приемника в плоскости, параллельной плоскости симметрии вертолета; P_3, P_4 — давления в симметричных точках осесимметричного приемника в плоскости, ортогональной плоскости симметрии вертолета; P_{Σ} — полное давление результирующего набегающего воздушного потока вихревой колонны; $P_{ст\Sigma}$ — статическое давление результирующего воздушного потока вихревой колонны несущего винта вертолета; ρ_{Σ} — плотность результирующего набегающего воздушного потока вихревой колонны; $T_{T\Sigma}$ — температура торможения результирующего набегающего воздушного потока вихревой колонны, воспринимаемая датчиком, например, встроенным в приемник полного давления результирующего набегающего потока вихревой колонны; V_{Σ} — модуль вектора скорости результирующего набегающего потока вихревой колонны; φ_{01} и φ_{02} — углы установки на осесимметричном приемнике отверстий для забора давлений P_1, P_2 и P_3, P_4 ; $\omega_x, \omega_y, \omega_z$ — угловые скорости вращения вертолета относительно осей связанной системы координат; V_B, V_x, V_y, V_z — модуль и составляющие вектора истинной воздушной скорости вертолета; α и β — угол атаки и скольжения вертолета; P_H, T_H и ρ_H — абсолютное давление, температура и плотность воздуха на высоте полета H ; H и $V_{пр}$ — барометрическая высота и приборная скорость; $K_{ix}, K_{iy}, K_{iz}, K_p$ — коэффициенты, зависящие от координат x, y, z места установки неподвижного комбинированного аэрометрического приемника, определяемые по результатам летных испытаний на вертолете; P_0 и T_0 — абсолютное давление и температура воздуха на уровне моря ($P_0 = 101\,325$ Па, $T_0 = 288,15$ К); R и k — удельная газовая постоянная и показатель адиабаты для воздуха ($R = 287,05287$ Дж/(кг · К), $k = 1,4$); V_{i0} — модуль вектора индуктивной скорости несущего винта вертолета на режиме висения при $V_B = 0$ (значения входящих в уравнения параметров имеют размерность с системе СИ).

Следует отметить, что за счет расположения отверстий для забора статического давления $P_{ст\Sigma}$ результирующего набегающего потока по всей окружности осесимметричного приемника, например в виде сферического тела или полусферы, существенно снижается влияние углового положения вихревой колонны и усредняются пульсации результирующего набегающего воздушного потока, что повышает точность измерения высотно-скоростных параметров вертолета в области малых и околонулевых скоростей полета.

Как показали исследования [14], угловое положение $\alpha_{ВК}$ и $\beta_{ВК}$ вихревой колонны (ВК) вертолета

при полете на малых скоростях можно представить в виде

$$\alpha_{ВК} = f_{V_x}(V_x) \cong a_{\alpha} V_x;$$

$$\beta_{ВК} = f_{V_z}(V_z) \cong a_{\beta} V_z; \quad (10)$$

где $f_{V_x}(V_x), f_{V_z}(V_z)$ и a_{α}, a_{β} — функции и коэффициенты, определяемые по результатам летных испытаний данного типа вертолета.

При этом для каждого значения $\alpha_{ВК}$ и $\beta_{ВК}$ приемника, находящегося в зоне вихревой колонны, можно определить значения $\beta_{ВК\max}$ и $\beta_{ВК\min}$, $\alpha_{ВК\max}$ и $\alpha_{ВК\min}$, определяющие границы углового положения вихревой колонны в ортогональной и перпендикулярной ей плоскостях. Следовательно, как критерий нахождения неподвижного комбинированного аэрометрического приемника в зоне вихревой колонны по значениям φ_1 и φ_2 можно использовать условие

$$\alpha_{ВК\min} < \varphi_1 < \alpha_{ВК\max};$$

$$\beta_{ВК\min} < \varphi_2 < \beta_{ВК\max}. \quad (11)$$

При выходе неподвижного комбинированного аэрометрического приемника из зоны вихревой колонны не выполняются условия (11), и высотно-скоростные параметры вертолета определяются по давлениям $P_i, P_{ai}, P_{ai-1}, P_{ст.д.}$, воспринимаемым неподвижным многоканальным аэрометрическим приемником, в соответствии с уравнениями, приведенными в работах [7, 8].

Заключение

Таким образом, предлагаемое выполнение неподвижного комбинированного аэрометрического приемника в виде неподвижного многоканального проточного аэрометрического приемника, на поверхности верхнего экранирующего диска которого установлен дополнительный аэрометрический приемник с отверстиями для забора полного и статического давлений результирующего набегающего воздушного потока вихревой колонны несущего винта вертолета и с отверстиями для забора давлений, определяющих угловое положение вихревой колонны несущего винта относительно осей связанной системы координат, позволяет определить высотно-скоростные параметры вертолета в области малых и околонулевых скоростей полета.

Применение рассмотренной системы воздушных сигналов на различных классах вертолетов позволяет повысить безопасность полета, эффективность пилотирования и боевого применения, обеспечить надежность работы системы в условиях возможных резких возмущений аэродинамического поля вертолета, повысить точность измерения

параметров вектора истинной воздушной скорости вертолета в области малых и околонулевых скоростей полета.

Список литературы

1. **Алексеев Н. В., Кравцов В. Г., Назаров О. И.** и др. Системы измерения воздушных параметров нового поколения // *Авиакосмическое приборостроение*. 2003. № 8. С. 31—36.
2. **Козицин В. К., Макаров Н. Е., Порунов А. А., Солдаткин В. М.** Анализ принципов построения систем воздушных сигналов вертолета // *Авиакосмическое приборостроение*. 2003. № 10. С. 2—13.
3. **Козицин В. К.** Алгоритмическое обеспечение систем воздушных сигналов вертолета на основе свободно ориентированного приемника давлений // *Изв. вузов. Авиационная техника*. 2006. № 4. С. 52—57.
4. **Козицин В. К.** Математические модели каналов системы воздушных сигналов вертолета на основе свободно ориентированного приемника давлений // *Изв. вузов. Авиационная техника*. 2006. № 3. С. 46—49.
5. **Патент № 20337157 РФ**, МПК G 01P 5/16. Многоканальный аэрометрический зонд / А. А. Порунов // Б. И., 1995. № 16.
6. **Патент № 2307357 РФ**, МПК G 01P 5/16. Способ измерения воздушных сигналов вертолета и система для его осуществления / В. К. Козицин, Н. Н. Макаров, А. А. Порунов, В. В. Солдаткин, В. М. Солдаткин // Б. И., 2007. № 27.

7. **Солдаткин В. М.** Методы и средства измерения аэродинамических углов летательных аппаратов. Казань: Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2001. 448 с.
8. **Порунов А. А., Солдаткин В. В., Солдаткин В. М.** Всенаправленная система воздушных сигналов вертолета с неподвижным многоканальным аэрометрическим приемником // *Мехатроника, автоматизация, управление*. Приложение. 2007. № 3. С. 8—14.
9. **Макаров Н. Н., Порунов А. А., Солдаткин В. В., Солдаткин В. М.** Всенаправленная комплексная система воздушных сигналов вертолета на базе неподвижного многоканального аэрометрического приемника // *Известия вузов. Авиационная техника*. 2008. № 2. С. 55—61.
10. **ГОСТ 5212—74.** Таблица аэродинамическая. Динамические давления и температура торможения воздуха для скорости от 10 до 4000 км/ч. Параметры. М.: Изд-во Стандартов, 1974. 239 с.
11. **ГОСТ 4701—81.** Атмосфера стандартная. Параметры. М.: Изд-во Стандартов, 1981. 179 с.
12. **Петуниин А. Н.** Методы и техника измерения параметров газового потока. М.: Машиностроение. 1972. 392 с.
13. **Козицин В. К.** Система воздушных сигналов вертолета на основе свободно ориентированного приемника давлений. Дисс. на соиск. уч. степ. канд. техн. наук. Ульяновск: ОАО "Ульяновское конструкторское бюро приборостроения". 2006. 313 с.
14. **Kaletka J.** Evaluation of the Helicopter Low Airspeed System Lassic // *Jornal of American Helicopter Society*. 1983. N 4. P. 35—43.

Поздравляем Юбиляра!



Заведующему кафедрой "Автоматизация технологических процессов" Владимирского государственного университета, действительному члену Академии инженерных наук, Заслуженному деятелю науки Российской Федерации, члену редколлегии журнала "Мехатроника, автоматизация, управление", доктору технических наук, профессору

Владимиру Федоровичу Коростелеву исполнилось 70 лет

Владимир Федорович Коростелев — известный ученый, специалист по металлургии и современным технологиям литья, прошедший путь от инженера Омского политехнического института до научного руководителя одного из старейших и крупнейших высших учебных заведений России — Владимирского государственного университета.

Профессор В. Ф. Коростелев является руководителем одной из ведущих научных школ Владимирского государственного университета в области автоматизации и управления литейного производства, признанным педагогом в системе подготовки специалистов и научных работников высшей квалификации. Он внес огромный вклад в развитие таких перспективных научных направлений, как теория, технология и автоматизация литья с наложением давления; физика сильнонеравновесных состояний; анализ и синтез многофункциональных материалов; управление процессом кристаллизации сплава; управление температурой нагревателя на установке выращивания монокристаллов германия и др.

В настоящее время исследования Владимира Федоровича тесно связаны с развитием фундаментальных основ автоматизации литейного производства с использованием достижений в области нанотехнологий. Он является автором более 150 научных публикаций, монографий и учебных пособий; имеет 15 изобретений и 5 патентов. На международных выставках изобретений и инноваций отмечен золотыми и серебряными медалями.

Высокий профессионализм, широкая эрудиция, большая трудоспособность, чуткость и отзывчивость снискали ему большое уважение учеников и коллег.

Уважаемый Владимир Федорович!

**Редакционный совет и редакционная коллегия журнала поздравляют Вас
и желают Вам крепкого здоровья, большого счастья, новых творческих успехов
в Вашей многогранной деятельности!**

CONTENTS

Kudinov Yu. I., Kudinov I. Yu. Stability of Fuzzy Automatic and Relational Dynamic Systems 2
Fuzzy automatic and relational dynamic models and systems, and also methods of the analysis of stability of fuzzy control systems are considered.

Keywords: fuzzy automatic and relational dynamic models and systems control systems, methods of the analysis of stability

Gabidulin M. A. An Extreme Method of Increase of Accuracy of Photo-Electric Digitizers of Movings 13
A method of adaptive correction of inequality of amplitudes, nonorthogonality and constant components of signals of raster resolvers by introduction of time redundancy is stated. Essence of method is extraction of information about an error by processing a signals, namely by finding of their a extremes on a period and by extrapolation of results for the following period. The errors of correction because of the form of signals distortion, quantization and time discretization of signals, also an efficiency of method, also ways and structures of devices of its practical realization and application of are considered.

Keywords: adaptive method of increase of accuracy, photo-electric digitizers of movings

Volkov V. S., Barinov I. N. Diagnosability Provision of Semiconductor Smart Pressure Sensor 22
The article describes using MS Excel software for developing the diagnos ability provision of semiconductor smart pressure sensors.

Keywords: diagnos ability provision, gaging selection, pressure sensor, automation

Beresnev A. L., Beresnev M. A. Vibroacoustical Method for Internal Combustion Engine Diagnostics 27
Article presents a new method of internal combustion engine diagnostics. Method is based on research of audible acoustical signal using high definition time-frequency analysis algorithms and approaches of partial signal reconstruction in phase subspace. Article contains examples of vibroacoustical method application in different cases. Method can be used to analyze patterns for presence of periodic wave-type structures for various parts and systems of the car.

Keywords: fault diagnostics, internal combustion engine, vibrational monitoring

Zoriktuev V. C., Shangareev R. R. Investigation Capabilities Fuzzy Models of Process Turning in Problem of Cutting Parameters Control 33
Investigate possibilities of application model of process turning, based at the fuzzy logic consideration multimode, multivariable and parametric indefinability of process for control cutting parameters by turning. Method Takagi-Sugeno fuzzy modeling is use.

Keywords: Fuzzy model of turning process; Takagi-Sugeno modeling; multivariate fuzzy model; cutting parameters

Boby M. V., Titov V. S., Belomestnaya A. L. Stabilisation of Thermal Modes in the Course of Cutting 38
In article it is shown that accuracy of the processed surfaces of details is influenced substantially by the thermal modes arising at processing of details on the equipment with NPC in real time. Methods of increase of productivity of existing control systems with a feedback are offered. The control system of thermal modes realising a choice of steering parametres on the basis fuzzy-logic output is synthesised and the principle of its work is described. Work is executed with support grant of the President of Russian Federation MK-470.2009.8.

Keywords: the automated control system, thermal modes, equipment with NPC, fuzzy logic, fuzzy-logic output, temperature compensation

Martinov G. M., Obukhov A. I, Pushkov R. L. Universal High-Level Programming Language Interpreter for a CNC Systems Construction Principles 42
Analyzed the problem of creating a structured high-level language interpreter as a preprocessor adapted for use to create CNC part programs. Proposed a way to integrate the preprocessor in architectural model of NC system.

Keywords: CNC system, interpreter, compiler, syntactic analysis, preprocessor, high-level programming language, part-program, standard cycle, part-program dialogue language, openness, variables, function, operator, macros, condition, subroutine

Timofeev A. V., Derin O. A., Gulenko I. E., Andreev V. A. Object Recognition in Complex Multi-images and Methods and Tools for Motion Videocapture 51

There are hierarchical neural networks development principles used for solving of big information volumes procession tasks are considered, particularly for realtime multi-image analysis. To achieve practically acceptable neural networks training time is proposed to decompose whole neural network onto several subnetworks on the basis of neurons cognitivity principle proposed by authors. In case of moving objects (for example, robots and humans) it is important to provide video capturing of motions of both the object itself, and it's individual parts.

Keywords: image recognition, neural networks, realtime systems, video motion capture, motion animation

Zenkevich S. L., Minin A. A., Swe Lin Htoo Aung. Yet Another Solution for the Problem of 3D-Mapping 55

We consider how to construct spatial terrain maps of the environment in which a mobile robot, carrying 3D laser range finder, moves. The proposed method is based on explicit use of the hypothesis of immobility (in the absolute coordinate) of the observed topography (pattern), the use of kinematic equations of motion of the robot, as well as methods of recursive filter process to determine the parameters of the robot. Method does not use recursive determination of extremum functions of proximity of two sequential scans. Modeling results are also presented.

Keywords: 3D-map, mobile robot, laser range finder, recursive filter

Korsun O. N., Leschenko I. A., Nemichev M. V. Technique of Mathematical Simulation with a view of Research of Applicability of Phase-Chronometric Methods to Diagnostics of the Gas-Turbine Aviation Engines 63

Now there is a wide spectrum of methods of diagnostics of a technical state of aviation gas-turbine engines, however they do not provide the definitive decision of a problem. The problem of working out of the new approaches possessing properties, not realised in known methods, is actual. Given article is dedicated to a possibility estimation to diagnose some damages and defects of aviation gas-turbine engines by means of phase-chronometric methods.

Keywords: phase-chronometric, gas-turbine engines, aircraft engine, technic diagnostics

Soldatkin V. V., Nikitin A. V. Helicopter Air Data System Based on the Stationary Multiple-Purpose Aerometric Transducers of Primary Information 71

The principles of construction and algorithms for processing primary information in the channels of a helicopter air data system based on the stationary combined aerometric transducer and information on position of the main rotor vortex column are considered.

Keywords: helicopter, attitude-velocity parameters, measurement, system, principles, algorithms

Издательство «НОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ»

107076, Москва, Стромьинский пер., 4

Телефон редакции журнала: (499) 269-5397, тел./факс: (499) 269-5510

Дизайнер Т. Н. Погорелова.

Технический редактор Е. В. Конова. Корректор Т. В. Зверева.

Сдано в набор 05.04.2010. Подписано в печать 13.05.2010. Формат 60×88 1/8. Бумага офсетная. Печать офсетная.
Усл. печ. л. 9,8. Уч.-изд. л. 10,56. Заказ 467. Цена договорная.

Журнал зарегистрирован в Комитете Российской Федерации по делам печати,
телерадиовещания и средств массовых коммуникаций
Свидетельство о регистрации ПИ № 77-11648 от 21.01.02

Учредитель: Издательство "Новые технологии"

Отпечатано в ООО "Подольская Периодика". 142110, Московская обл., г. Подольск, ул. Кирова, 15