

МЕХАТРОНИКА, АВТОМАТИЗАЦИЯ, УПРАВЛЕНИЕ

№ 8 (149)

август

2013

Редакционный совет:

БОЛОТНИК Н. Н.
ВАСИЛЬЕВ С. Н.
КАЛЯЕВ И. А.
КРАСНЕВСКИЙ Л. Г.
КУЗНЕЦОВ Н. А.
ЛЕОНОВ Г. А.
МАТВЕЕНКО А. М.
МИКРИН Е. А.
ПЕШЕХОНОВ В. Г.
РЕЗЧИКОВ А. Ф.
СЕБРЯКОВ Г. Г.
СИГОВ А. С.
СИРОТКИН О. С.
СОЙФЕР В. А.
СОЛОВЬЕВ В. А.
СОЛОМЕНЦЕВ Ю. М.
ФЕДОРОВ И. Б.
ЧЕНЦОВ А. Г.
ЧЕРНОУСЬКО Ф. Л.
ШЕРБАТЮК А. Ф.
ЮСУПОВ Р. М.

Главный редактор:

ФИЛИМОНОВ Н. Б.

Заместители гл. редактора:

ПОДУРАЕВ Ю. В.
ПУТОВ В. В.
ЮШЕНКО А. С.

Ответственный секретарь:

БЕЗМЕНОВА М. Ю.

Редакционная коллегия:

АЛЕКСАНДРОВ В. В.
АНТОНОВ Б. И.
АРШАНСКИЙ М. М.
БУКОВ В. Н.
ВИТТИХ В. А.
ВОСТРИКОВ А. С.
ГОЛУБЯТНИКОВ И. В.
ГРАДЕЦКИЙ В. Г.
ИВЧЕНКО В. Д.
ИЛЬЯСОВ Б. Г.
КОЛОСОВ О. С.
КОРОСТЕЛЕВ В. Ф.
КУЗЬМИН Н. Н.
ЛЕБЕДЕВ Г. Н.
ЛОХИН В. М.
ПАВЛОВСКИЙ В. Е.
ПРОХОРОВ Н. Л.
РАПОПОРТ Э. Я.
СЕРГЕЕВ С. Ф.
ТИМОФЕЕВ А. В.
ФИЛАРЕТОВ В. Ф.
ФРАДКОВ А. Л.
ФУРСОВ В. А.
ШАЛОБАЕВ Е. В.
ЮРЕВИЧ Е. И.

Редакция:

ГРИГОРИН-РЯБОВА Е. В.

СОДЕРЖАНИЕ

МЕТОДЫ ТЕОРИИ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

- Макаров Н. Н., Семашкин В. Е.** Свойства наилучших внешних воздействий линейных следящих систем 2
Бирюков Д. С., Дударенко Н. А., Слита О. В., Ушаков А. В. Конструирование объекта управления. Часть 2. Ранг матрицы управления как системный ресурс 7

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ЗАДАЧАХ УПРАВЛЕНИЯ И ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ

- Анисимов Д. Н., Новиков В. Н., Сафина Э. А., Ситников К. Ю.** Исследование влияния выбора логического базиса на характеристики нечеткого регулятора 12
Осипов В. Ю. Ассоциативная интеллектуальная машина с двумя сигнальными системами 17

РОБОТОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

- Аверьянов Е. В., Коваленко Б. Б., Костин А. В., Пелепас Е. И., Подураев Ю. В., Яковлев С. Ф.** Основные аспекты создания отечественных технологических мобильных роботов вертикального перемещения 23
Зенкевич С. Л., Болотин Е. И. Задача кластеризации распределенных систем на примере групповой кооперации 28

ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ И ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

- Гуревич И. М.** Оптимизация управления сетями систем массового обслуживания . . . 34
Колосков В. А., Колоскова Г. П., Павлюченко Д. В., Динь Туан Лонг. Адаптивное сетевое управление маршрутизацией в реконфигурируемых системах 39

УПРАВЛЕНИЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМ ОБОРУДОВАНИЕМ

- Шахнин В. А., Моногаров О. И., Чебрякова Ю. С.** Управление движением мехатронного комплекса электрошумовой диагностики высоковольтного оборудования 47
Шемякин А. Н., Рачков М. Ю., Соловьев Н. Г. Особенности управления мощностью излучения технологического CO₂-лазера с самостоятельным тлеющим разрядом с учетом деградации рабочей смеси газов 50

Журнал в журнале

"УПРАВЛЕНИЕ И ИНФОРМАТИКА В АВИАКОСМИЧЕСКИХ И МОРСКИХ СИСТЕМАХ"

- Панкратов В. М., Ольшанский В. Ю., Растегаев Ю. О.** Влияние неоднородного температурного поля на характеристики микромеханического пьезогироскопа . . . 56
Микрюков С. Г., Ефанов В. Н., Зайцева А. А. Алгоритм совмещенного управления силовой установкой вертолета 59
Пушков С. Г., Горшкова О. Ю., Корсун О. Н. Математические модели погрешностей бортовых измерений скорости и угла атаки на режимах посадки самолета 65
Contents 71

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: mech@novtex.ru

УДК 681.5.073:681.513.3

Н. Н. Макаров, д-р техн. наук, проф.,

В. Е. Семашкин, канд. техн. наук,
sveil@mail.ru,

Тульский государственный университет

Свойства наихудших внешних воздействий линейных следящих систем

Рассматривается линейная система с внешним воздействием из некоторого заданного множества. Решается задача поиска допустимого воздействия, приводящего к наибольшему по модулю отклонению системы из начального состояния. Исследуется влияние свойств системы и вида множества допустимых воздействий на характер такого воздействия.

Ключевые слова: следящие системы, внешние воздействия, точность, накопление возмущений, типовые воздействия, наихудшее воздействие

Введение

Все системы управления работают в условиях неопределенности. Разные типы неопределенности порождают разные связанные с ними проблемы теории управления. В данной статье рассматривается неопределенность внешних воздействий. Их влияние обычно оценивается точностью, чувствительностью, помехозащищенностью и т. п. Известны три пути исследования данных критериев качества [1]. Во-первых, воздействие можно считать случайным процессом и рассмотреть дисперсию ошибки слежения. Однако тогда невозможно оценить максимальную ошибку системы [2, 3]. Во-вторых, можно рассмотреть конечный набор типовых воздействий (гармонических, полиномиальных и т. п.). Это позволяет определить максимальную ошибку и приводящее к ней воздействие простым моделированием. В-третьих, можно рассмотреть целый класс внешних воздействий с определенными характеристиками, например, все воздействия, мощность которых не превышает заданное значение. При этом возникает задача оптимизации — необходимо найти наихудшее воздействие, удовлетворяющее некоторым ограничениям и доставляющее максимум ошибки. Свойства наихудших воздействий изучены сравнительно слабо. В данной статье мы рассмотрим, какой характерный вид имеют наихудшие воздействия, от чего и каким образом они зависят, какие приближенные качественные оценки можно дать для наихудших воздействий.

Постановка задачи

Имеется устойчивая динамическая система, на которую в течение времени T воздействует заранее не известное скалярное внешнее воздействие w из некоторого множества кусочно-непрерывных допустимых воздействий W . Это может быть как помеха, так и приходящий извне полезный сигнал, например, входной сигнал следящей системы. Допустим, что выходом системы является скалярная величина y , например, ошибка слежения, и на систему не действуют другие сигналы, кроме w . Пусть система описана дифференциальным уравнением

$$\dot{x} = Ax + bw, \quad (1)$$

где x — вектор-столбец состояния системы; b — известный постоянный вектор-столбец той же размерности; A — известная квадратная матрица. Поскольку нас интересует только влияние внешнего воздействия w , то будем считать начальное состояние нулевым:

$$x(0) = 0. \quad (2)$$

Пусть интересующий нас выходной сигнал y связан с состоянием и воздействием линейно:

$$y = cx + dw, \quad (3)$$

где c — известная постоянная вектор-строка той же длины, что и столбец x ; d — известный скаляр. Тогда при любом заданном сигнале $w \in W$ уравнения (1)–(3) имеют единственное решение [4] — траекторию системы $x(\cdot)$ в пространстве состояний и соответствующую траекторию выходного сигнала $y(\cdot)$. Здесь и далее через $x(\cdot)$, $y(\cdot)$ будем обозначать всю траекторию процессов x и y , а не мгновенные значения $x(t)$, $y(t)$.

Качество отработки воздействия w будем оценивать максимальным по модулю отклонением выходного сигнала $y(\cdot)$ (L_∞ -критерий [5]):

$$I(w(\cdot)) = \max_{0 \leq t \leq T} \{|y(t)|: y = cx + dw, \dot{x} = Ax + bw, x(0) = 0\}. \quad (4)$$

В большинстве практических задач более высокому качеству системы соответствует меньшее значение критерия (4) — меньшая ошибка слежения, меньшее энергопотребление и т. п. Поэтому наихудшим будем называть воздействие $w_H \in W$, доставляющее максимум критерию (4):

$$w_H(\cdot) = \arg \max_{w(\cdot) \in W} \max_{0 \leq t \leq T} \{|y(t)|: y = cx + dw, \dot{x} = Ax + bw, x(0) = 0\}. \quad (5)$$

Требуется исследовать вид w_H и его зависимость от A , b , c , d и W .

Задача о накоплении возмущений и ее обобщения

Исторически первым было найдено решение для множества ограниченных по модулю воздействий $W = \{w(t): |w(t)| \leq w_{\max}\}$ (задача Булгакова о накоплении возмущений [1, 6]). Было показано, что максимальное по модулю значение выходной величины y всегда достигается в конечный момент времени T , а наилучшее воздействие имеет вид

$$w_H(t) = \begin{cases} w_{\max} \text{sign}(ce^{A(T-t)}b), & 0 \leq t < T; \\ w_{\max} \text{sign}d, & t = T. \end{cases} \quad (6)$$

Из (6) следует, что наилучший сигнал мгновенно меняет свое значение. На практике такие сигналы не встречаются. Поэтому предпринимаются различные попытки решения задачи (5) на множестве сигналов W с ограниченными производными. Пусть ограничено несколько последовательных производных $W = \{w(t): |w^{(i)}(t)| \leq w_{\max}^{(i)}, i = n \dots m, n \geq 0, m \geq n\}$. Тогда можно рассматривать само воздействие w и его $m - 1$ производные как дополнительные фазовые переменные с наложенными на них ограничениями, а старшую ограниченную производную $w^{(m)}$ — как искомую величину. Такой подход приводит к задаче оптимального управления с фазовыми ограничениями. Ее решение значительно сложнее, чем решение исходной задачи о накоплении возмущений. В работе [1] приведено решение для $n = 0$ и $m = 1$ (ограничено само воздействие и его первая производная). В работе [3] рассматривается общий случай, но строгого решения для него не найдено.

Изобразим графически на структурной схеме введенные выше дополнительные фазовые переменные $w, w^{(1)}, \dots, w^{(m-1)}$ (рис. 1). Мы получили динамическую подсистему, входом которой является старшая ограниченная производная $w^{(m)}$, а выходом — само воздействие w . Будем называть такую подсистему задающим устройством (ЗУ), поскольку в следящих системах чаще всего исследуются отклонения от задающего воздействия.

ЗУ можно рассматривать как обобщенную модель внешнего процесса, результатом которого является воздействие w . Например, если w — координата цели для системы наведения, то она получается двукратным интегрированием движущей силы цели, отнесенной к ее массе. Фазовые ограничения в ЗУ являются следствием некоторых сил, противодействующих w . К примеру, скорость цели ограничена вязким или аэродинамическим сопротивлением, скорость изменения электрической помехи — самоиндукцией и емкостью цепей и т. п. Поэтому возможен следующий вариант описания таких явлений в ЗУ — убрать явные ограничения и ввести отрицательные

обратные связи по производным w (рис. 2). Их можно рассматривать как линеаризованную модель внешних сил, противодействующих w , а новый входной сигнал ЗУ v — как некоторую обобщенную силу, порождающую w .

Подход, использующий линейное ЗУ, активно развивается в рамках метода предельных отклонений [5, 7]. Для составления ЗУ не обязательно знать точную математическую модель внешнего процесса, порождающего входной сигнал w . Достаточно знать множество возможных реализаций $w(\cdot)$. Пусть входной сигнал ЗУ v ограничен по модулю $|v(t)| \leq 1$. Тогда можно эмпирически подобрать параметры ЗУ так, чтобы оно было устойчиво и область достижимости переменных $w, w^{(1)}, \dots, w^{(m-1)}$ была как можно ближе к требуемой области достижимости реальных внешних воздействий. В частности, разработан эффективный алгоритм подбора для случая ограничения двух последовательных производных [8].

Запишем уравнение движения ЗУ:

$$\begin{aligned} \dot{x}_{3y} &= A_{3y}x_{3y} + b_{3y}v; \\ w &= c_{3y}x_{3y}; \\ x_{3y}(0) &= 0, \end{aligned} \quad (7)$$

где $x_{3y} = (w, w^{(1)}, \dots, w^{(m-1)})^T$ — вектор-столбец состояния ЗУ; b_{3y} — постоянный вектор-столбец той же размерности; c_{3y} — постоянная вектор-строка той же длины; A_{3y} — квадратная матрица. После выбора ЗУ задача поиска наилучшего внешнего воздействия w_H сводится к поиску соответствующего наилучшего входного сигнала ЗУ v_H . Подставляя (7) в (1)–(3), составим уравнение расширенной системы, т. е. исходной системы вместе с ЗУ:

$$\begin{aligned} \dot{x}_p &= A_p x_p + b_p v; \\ y &= c_p x_p; \\ x_p(0) &= 0, \end{aligned}$$

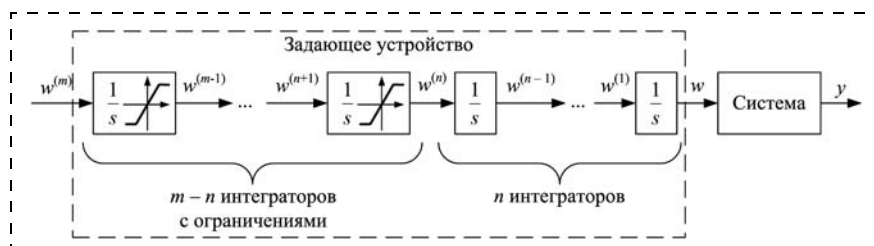


Рис. 1. Задающее устройство с фазовыми ограничениями

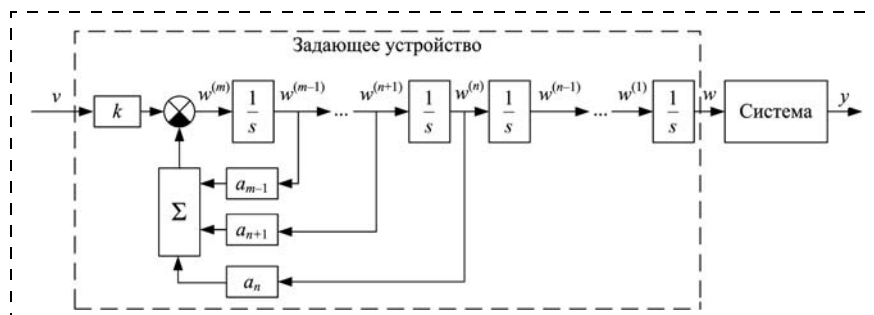


Рис. 2. Линейное задающее устройство

где

$$x_p = \begin{pmatrix} x_{3y} \\ x \end{pmatrix}; A_p = \begin{pmatrix} A_{3y} & 0 \\ bc_{3y} & A \end{pmatrix}; b_p = \begin{pmatrix} b_{3y} \\ 0 \end{pmatrix}; c_p = (dc_{3y} \ c). \quad (8)$$

Подставляя параметры расширенной системы в решение задачи о накоплении возмущений (6), получаем

$$\begin{aligned} v_H(t) &= \text{sign}(r(t)); \\ r(t) &= c_p e^{A_p(T-t)} b_p. \end{aligned} \quad (9)$$

Исследуем, как свойства ЗУ и исходной системы влияют на вид $v_H(\cdot)$ и $w_H(\cdot)$.

Общие свойства наихудшего воздействия

Если не рассматривать вырожденный случай, при котором $c_p e^{A_p(T-t)} b_p \equiv 0$, то на отрезке $[0, T]$ существует конечное число точек, в которых $c_p e^{A_p(T-t)} b_p$ меняет знак [1]. Поэтому v_H имеет вид релейного сигнала с двумя уровнями 1 и -1 . Следовательно, наихудшее воздействие w_H для любой системы состоит из чередующихся участков максимально быстрых разгонов и торможений. К аналогичному результату приводит и подход со строгими ограничениями (см. рис. 1). В работе [1] показано, что при ограничении самого воздействия и его первой производной $W = \{w(t); |w(t)| \leq w_{\max}, |\dot{w}(t)| \leq \dot{w}_{\max}\}$ наихудшее воздействие w_H для любой линейной системы состоит из горизонтальных участков с уровнями w_{\max} и $-w_{\max}$, соединенных участками с наклоном \dot{w}_{\max} и $-\dot{w}_{\max}$.

Смена направления движения наихудшего воздействия w_H согласно формуле (9) определяется положением нулей функции $r(t)$. Заменяем в отношениях (9) прямое время t на обратное τ , где

$$\tau = T - t, \quad (10)$$

и исследуем уравнение

$$r(\tau) = 0. \quad (11)$$

Подставляя (10) в формулу (9), имеем

$$r(\tau) = c_p e^{A_p \tau} b_p. \quad (12)$$

Функция $r(\tau)$ (значит, и ее нули) не зависит от длительности процесса T . Положим для простоты, что все собственные числа A_p различны. Тогда (12) можно представить [9] в виде

$$r(\tau) = \sum_{j=1}^N h_j e^{\lambda_j \tau}, \quad (13)$$

где $\lambda_j, j = 1, \dots, N$ — собственные числа A_p ; N — порядок расширенной системы; h_j — постоянные величины, зависящие от A_p, b_p и c_p . Отметим, что из вида A_p (8) и свойств блочных матриц [9] следует, что λ_j являются объединением собственных чисел ЗУ и исходной системы. Поэтому функция r в рав-

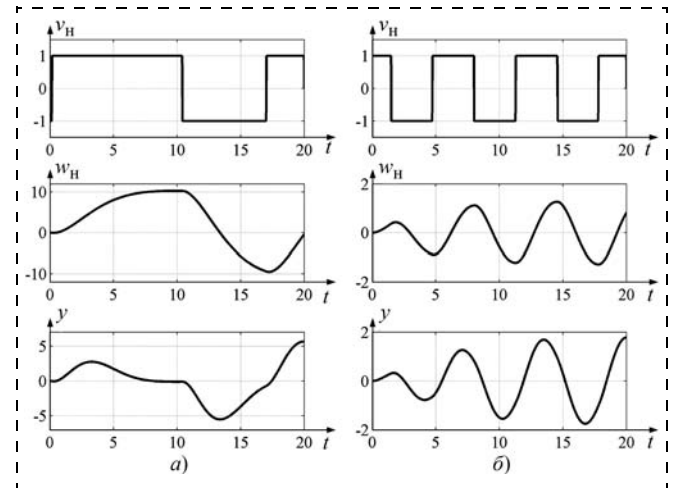


Рис. 3. Пример влияния ЗУ на вид наихудшего внешнего воздействия: а — для ЗУ1; б — для ЗУ2

ной степени зависит и от свойств ЗУ (а значит, от множества возможных воздействий W), и от свойств системы. Рассмотрим пример зависимости наихудшего воздействия и предельного отклонения от динамики ЗУ. Пусть дана система (1)–(3) с параметрами

$$A = \begin{pmatrix} -1 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}; b = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}; c = (0 \ -1); d = 1.$$

Пусть выбрано два разных ЗУ (7). Первое (ЗУ1) с параметрами

$$A_{3y1} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -0,25 & -0,75 \end{pmatrix}; b_{3y1} = \begin{pmatrix} 0 \\ 2,5 \end{pmatrix}; c_{3y1} = (1 \ 0).$$

Второе (ЗУ2) имеет параметры

$$A_{3y2} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -1 & -0,5 \end{pmatrix}; b_{3y2} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0,5 \end{pmatrix}; c_{3y2} = (1 \ 0).$$

На рис. 3, а представлены наихудшие сигналы $v_H(t)$ и $w_H(t)$ и соответствующие им выходные процессы у при использовании первого ЗУ, на рис. 3, б изображены $v_H(t)$, $w_H(t)$ и у при использовании второго ЗУ. Нетрудно заметить, что вид процессов существенно меняется при смене ЗУ.

Для дальнейшего исследования выберем среди собственных чисел расширенной системы то, которое обладает максимальной действительной частью. Возможно два случая — это действительное число или пара комплексно-сопряженных чисел.

Случай, когда наибольшей действительной частью обладает действительное собственное число

Положим, максимальную действительную часть имеет действительное собственное число. Не теряя общности, будем считать, что это λ_1 . Тогда

$$\text{Re}(\lambda_j) < \lambda_1 < 0, j = 2, \dots, N. \quad (14)$$

Вынесем в (12) $e^{\lambda_1 \tau}$ за скобки:

$$r(\tau) = e^{\lambda_1 \tau} \left(h_1 + \sum_{j=2}^N h_j e^{(\lambda_j - \lambda_1) \tau} \right).$$

Тогда уравнение (11) примет вид

$$h_1 = - \sum_{j=2}^N h_j e^{(\lambda_j - \lambda_1) \tau}. \quad (15)$$

Из (14) следует, что при $\tau \rightarrow \infty$ правая часть уравнения (15) стремится к нулю. Поэтому для любого ненулевого h_1 существует τ^* , такое что при $\tau > \tau^*$

$$|h_1| > \left| \sum_{j=2}^N h_j e^{(\lambda_j - \lambda_1) \tau} \right|.$$

Следовательно, при $\tau > \tau^*$ уравнение (15) не имеет корней, а $v_H(\tau)$ не изменяется. В прямом времени получаем, что если $\tau^* < T$, то $v_H(t)$ постоянно на отрезке $[0, T - \tau^*]$. Чем больше длительность процесса T , тем длиннее этот отрезок. Соответственно, наихудшее воздействие $w_H(t)$ имеет вид непрерывного нарастания или убывания. Затем на отрезке $[T - \tau^*, T]$ значения $v_H(t)$ и $w_H(t)$ могут зависеть от всех собственных чисел системы и, следовательно, могут иметь сложный характер.

Рассмотрим пример. Пусть дана система (1)–(3) с параметрами

$$A = \begin{pmatrix} -1,12 & -2 \\ 2 & 0 \end{pmatrix}; b = \begin{pmatrix} 2 \\ 0 \end{pmatrix}; c = (0 \ -1); d = 1.$$

Ее собственные числа $-0,56 \pm 1,92i$. Пусть выбрано ЗУ с параметрами

$$A_{3y} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -0,1 & -1,1 \end{pmatrix}, b_{3y} = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}, c_{3y} = (1 \ 0).$$

Его собственные числа $-0,1$ и -1 . Наибольшей действительной частью обладает действительное число $-0,1$. На рис. 4 приведен пример наихудшего

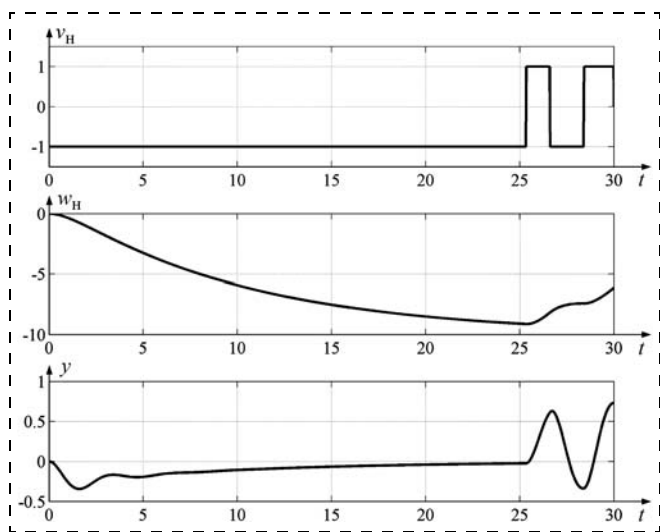


Рис. 4. Пример наихудших процессов в системе, где наибольшей действительной частью обладает действительное собственное число

входного сигнала ЗУ v_H , воздействия w_H и выходного процесса y для длительности $T = 30$ с. Из рис. 4 видно, что все переключения сигнала v_H происходят в последние 5 с. В предыдущее время $v_H = -1$. При этом переходный процесс, приводящий к "раскачке" величины y и ее выходу на предельное значение, происходит именно в конце.

Случай, когда наибольшей действительной частью обладает пара комплексно-сопряженных собственных чисел

Рассмотрим теперь второй случай. Пусть максимальную действительную часть имеет пара комплексно-сопряженных собственных чисел. Не теряя общности, будем считать, что это λ_1 и λ_2 :

$$\lambda_{1,2} = \alpha \pm i\beta; \quad \text{Re}(\lambda_j) < \alpha < 0, j = 3, \dots, N, \quad (16)$$

где α, β — известные величины. По аналогии с предыдущим случаем вынесем в (12) $e^{\alpha \tau}$ за скобки:

$$r(\tau) = e^{\alpha \tau} \left[h_1 (\cos(\beta \tau) + i \sin(\beta \tau)) + h_2 (\cos(\beta \tau) - i \sin(\beta \tau)) + \sum_{j=3}^N h_j e^{(\lambda_j - \alpha) \tau} \right].$$

Так как $r(\tau)$ — действительная функция, то $h_2 = h_1$ и, следовательно,

$$r(\tau) = e^{\alpha \tau} \left[2h_1 \cos(\beta \tau) + \sum_{j=3}^N h_j e^{(\lambda_j - \alpha) \tau} \right].$$

Уравнение (11) принимает вид

$$2h_1 \cos(\beta \tau) = - \sum_{j=3}^N h_j e^{(\lambda_j - \alpha) \tau}. \quad (17)$$

Из (16) следует, что при $\tau \rightarrow \infty$ правая часть уравнения (17) стремится к нулю. Поэтому с ростом τ его корни будут стремиться к корням уравнения

$$2h_1 \cos(\beta \tau) = 0,$$

которые для любого ненулевого h_1 равны $\frac{\pi}{\beta} \left(\frac{1}{2} + k \right)$,

где k — любое целое число. Следовательно, при больших τ функция $r(\tau)$ меняет свой знак почти периодически, стремясь к полупериоду переключения π/β . В прямом времени большие значения τ соответствуют малым значениям t при больших T (10). Поэтому при большой длительности процесса сигнал v_H на начальном участке близок к симметричному меандру с полупериодом переключения π/β . Соответственно, воздействие w_H тоже близко к периодическому. С течением времени шаг моментов переключения v_H удаляется от полупериода π/β и зависит от всех собственных чисел системы. При этом усложняется и характер наихудшего внешнего воздействия w_H .

Рассмотрим пример. Пусть дана система (1)–(3) с параметрами

$$A = \begin{pmatrix} -0,2 & -1,112 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}; b = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}; c = (0 \ -1,112); d = 1.$$

Ее собственные числа $-0,1 \pm 1,05i$. Пусть выбрано ЗУ с параметрами

$$A_{3У} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -16,16 & -0,8 \end{pmatrix}; b_{3У} = \begin{pmatrix} 0 \\ 161,6 \end{pmatrix}; c_{3У} = (1 \ 0).$$

Его собственные числа $-0,4 \pm 4i$. Наибольшей действительной частью обладает пара комплексно-сопряженных чисел $-0,1 \pm 1,05i$. На рис. 5 приведен пример наихудшего входного сигнала ЗУ v_H , воздействия w_H и выходного процесса y для длительности $T = 30$ с.

Из рис. 5 видно, что сначала переключения сигнала v_H происходят с полупериодом, близким к $\pi/1,05 \approx 3$ с. В последние 5 с появляется дополнительная раскачка, в результате которой y выходит на предельное значение.

Сравним этот результат с известной идеей о приближенной замене наихудшего воздействия перио-

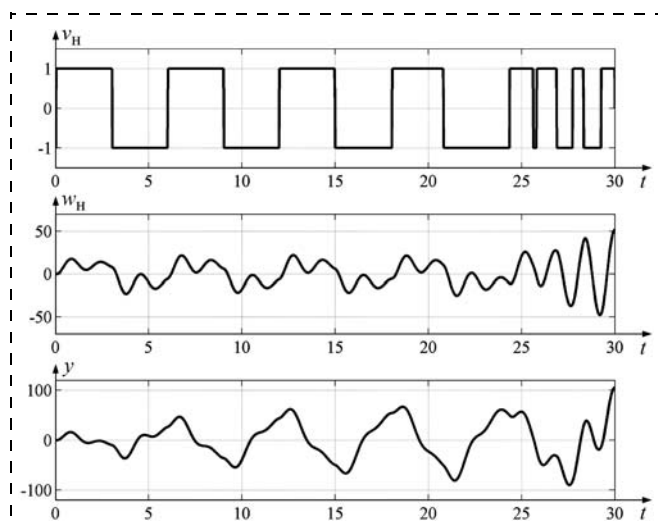


Рис. 5. Пример наихудших процессов в системе, где наибольшей действительной частью обладает пара комплексно-сопряженных собственных чисел

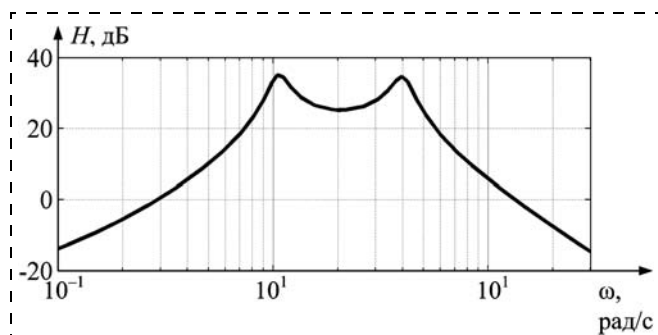


Рис. 6. Амплитудно-частотная характеристика расширенной системы

дическим сигналом [3]. По амплитудно-частотной характеристике (АЧХ) расширенной системы видно (рис. 6), что у нее две частоты резонанса: 1,05 рад/с (резонанс исходной системы) и 4 рад/с (резонанс ЗУ). Максимальное отклонение при подаче на вход v симметричного меандра с круговой частотой 1,05 рад/с составляет примерно 77. Максимальное отклонение при подаче на вход v симметричного меандра с круговой частотой 4 рад/с составляет примерно 69. Максимальное отклонение при подаче на вход v симметричного меандра с круговой частотой 2 рад/с (средняя точка между двумя пиками АЧХ) составляет всего 26. А предельное отклонение реальным наихудшим сигналом (см. рис. 5) примерно равно 105. Это на 35 % больше отклонения, которого можно достичь в данном примере с помощью симметричных периодических меандров.

Заключение

В статье рассмотрена задача определения наихудшего внешнего воздействия линейной следящей системы при ограничениях на класс возможных воздействий. Теоретически обоснованы и показаны на примерах следующие свойства:

1. Вид наихудшего внешнего воздействия существенно зависит не только от свойств системы, но и от ограничений на класс воздействий. Хотя данное положение интуитивно понятно, проблеме влияния класса воздействий на качество работы системы обычно уделяется очень мало внимания.

2. Наихудшее воздействие реализует предельные возможности класса допустимых воздействий. Оно состоит из чередующихся участков максимально быстрых разгонов и максимально-быстрых торможений. Аналогичный результат для задачи со строгим ограничением на воздействие и его производную получен в работе [1].

3. При длительном процессе начальный участок наихудшего внешнего воздействия определяется собственным числом расширенной системы с наибольшей действительной частью. Если оно действительное, то наихудшее воздействие начинается с участка непрерывного разгона. Если это пара комплексно-сопряженных чисел, то наихудшее воздействие начинается как почти периодический процесс.

4. Вид конечного участка наихудшего внешнего воздействия зависит от всех собственных чисел системы. Он может иметь сложный характер, и именно конечный участок определяет значение предельного отклонения.

5. Даже в системе невысокого порядка приближенная замена строгого решения задачи о наихудшем внешнем воздействии на периодический сигнал может привести к значительному занижению оценки предельного отклонения.

На основе полученных результатов можно сформулировать следующие практические рекомендации. Известный подход к определению точности по типовым (чаще всего гармоническим) воздействиям

следует применять с осторожностью. Он приводит к заниженным оценкам, причем можно ожидать, что с ростом порядка системы заниженность усиливается. Поэтому необходимо либо вносить дополнительные эмпирические запасы по точности, либо учитывать полное множество воздействий, как это предлагается в данной статье. Для вычисления и оптимизации точности в математической модели важно учитывать все, даже малые постоянные времени объекта управления. Сложно предсказать заранее, какая из них внесет наибольший вклад в итоговую погрешность. Этим задача точности отличается от задачи быстродействия, где главную роль играют самые большие постоянные времени и фазовые ограничения.

Список литературы

1. **Оптимальное** управление движением / В. В. Александров, В. Г. Болтянский, С. С. Лемак и др. М.: Физматлит, 2005. 376 с.

2. **Методы** классической и современной теории автоматического управления. Учебник в пяти томах / К. А. Пупков, Н. Д. Егупов, Н. Б. Филимонов и др. Т. 5. Методы современной теории автоматического управления. М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2004. 784 с.

3. **Небылов А. В.** Гарантирование точности управления. М.: Наука. Физматлит, 1998. 304 с.

4. **Егоров А. И.** Обыкновенные дифференциальные уравнения с приложениями. 2-е изд., испр. М.: Физматлит, 2005. 384 с.

5. **Макаров Н. Н., Семашкин В. Е.** Метод предельных отклонений в сравнении с другими методами L_∞ -оптимизации систем управления // Мехатроника, автоматизация, управление. 2011. № 10. С. 26—31.

6. **Булгаков Б. В.** О накоплении возмущений в линейных колебательных системах с постоянными коэффициентами // Доклады АН СССР. 1946. Т. 51. Вып. 5. С. 339—342.

7. **Макаров Н. Н.** Гарантированная точность в проектировании линейных следящих систем // Известия высших учебных заведений. Сер. Электромеханика. 1980. № 7. С. 661—722.

8. **Макаров Н. Н., Семашкин В. Е.** О формировании задающего устройства для метода гарантированной точности // Известия Тульского государственного университета. Сер. Вычислительная техника. Информационные технологии. Системы управления. Тула, 2005. Вып. 3. Системы управления. С. 132—139.

9. **Беллман Р.** Введение в теорию матриц. М.: Наука, 1976. 368 с.

УДК 62-50

Д. С. Бирюков, аспирант,
dbiryukov@list.ru,

Н. А. Дударенко, канд. техн. наук., доц.,
dudarenko@yandex.ru,

О. В. Слита, канд. техн. наук., доц.,
o-slita@yandex.ru,

А. В. Ушаков, д-р техн. наук, проф.,
ushakov-AVG@yandex.ru,

Санкт-Петербургский национальный
исследовательский университет
информационных технологий, механики и оптики

Конструирование объекта управления

Часть 2.

Ранг матрицы управления как системный ресурс¹

Во второй части статьи рассматриваются возможности средств управления в случае максимального значения ранга матрицы управления объекта. Ставится задача увеличения ранга матрицы управления объекта путем увеличения числа размещаемых на нем органов управления при формировании объекта. Положения этой части статьи иллюстрируются примерами.

Ключевые слова: динамическая система, грамиан, ранг матрицы, возмущение

¹ Первая часть статьи опубликована в журнале "Мехатроника, автоматизация, управление", 2013, № 6. С. 2—6.

Введение. Постановка задачи

Как было отмечено в первой части статьи, под объектом управления (ОУ) [2, 8] в настоящее время принято понимать функциональное объединение физического объекта (ФО) или технологического процесса (ТП), регулирующих органов (РО) и измерительных устройств (ИУ), размещаемых на ФО или ТП. В рамках векторно-матричного формализма метода пространства состояний в модельных представлениях каждому регулируемому органу соответствует свой столбец матрицы управления ОУ, а каждому измерительному устройству — своя строка матрицы выхода ОУ. Таким образом, увеличивая число регулирующих органов и измерительных устройств (датчиков), можно увеличивать ранги матриц управления и выхода формируемого ОУ.

В свое время, когда специалист по управлению приглашался держателями технологического процесса для решения задач автоматизации ТП, то обычно к этому моменту на ОУ уже были установлены регулирующие органы и датчики, и поэтому ранги матриц управления и выхода оказывалась неизбежной данностью. Это осложняло для специалиста по управлению задачу реализации достаточно удачных алгоритмов управления ходом ТП.

Время изменилось, и появилась возможность совместной работы при конструировании ОУ технолога и специалиста по управлению, что позволяет решить задачу определения числа регулирующих органов и датчиков, а также их размещения на ОУ. Отметим, что их надо размещать так, чтобы эффекты управления, а также измерения, формируемые датчиками, были бы линейно независимыми.

Конечно, размещение дополнительных регулирующих органов и датчиков на ОУ — это дополнительные затраты и повышение себестоимости продукции, формируемой с помощью автоматизируемого технологического процесса. В связи с этим возникает задача оценки целесообразности применения дополнительных регулирующих органов для улучшения качества и производительности производства продукции за счет их введения. В настоящей части статьи сформулированная задача решается применительно к определению числа регулирующих органов, а следовательно, ранга матрицы управления формируемого ОУ. Задача решается в классе непрерывных представлений динамических процессов.

1. Влияние ранга матрицы управления объекта на обеспечение в системе заданных показателей качества

Рассматривается непрерывный ОУ типа "многомерный вход — многомерный выход" (МВМВ-тип), который в составе синтезируемой системы должен воспроизводить задающее воздействие с минимальной ошибкой и обладать желаемой переходной характеристикой с требуемыми перерегулированием и длительностью процесса [2, 3]. Будем полагать, что объект может быть сведен к векторно-матричному представлению (ВМП) [2, 5, 8] с фиксированными матричными компонентами:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t), y(t) = Cx(t), \\ x(0) &= x(t)|_{t=0}, \varepsilon(t) = g(t) - y(t), \end{aligned} \quad (1.1)$$

где $x \in R^n$, $u \in R^r$, $y \in R^m$, $g \in R^m$, $\varepsilon \in R^m$ — векторные переменные состояния, управления, выхода, задающего воздействия и ошибки соответственно; $A \in R^{n \times n}$, $B \in R^{n \times r}$, $C \in R^{m \times n}$ — матрицы состояния, управления и выхода ОУ соответственно, согласованные по размерностям с перечисленными переменными.

Зададим синтезируемую систему в форме

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Fx(t) + Gg(t), y(t) = Cx(t), \\ x(0) &= x(t)|_{t=0}, \varepsilon(t) = g(t) - y(t), \end{aligned} \quad (1.2)$$

где F , G — соответственно матрицы состояния и входа системы; $F \in R^{n \times n}$, $G \in R^{n \times m}$, причем матрица F задана в одной из канонических форм и обладает хорошо изученными динамическими свойствами.

Примем две гипотезы: одну — о реализуемости любого ранга матрицы управления объекта в пределах

$$\text{rang} B \in [1, n = \dim x], \quad (1.3)$$

вторую — о полной измеримости вектора задающего воздействия $g(t)$ и вектора состояния $x(t)$ объекта.

Поставим задачу синтеза закона управления объектом (1.1) в форме $u(t) = u_x(t) + u_g(t)$, где составляющая $u_x(t)$ обеспечивает нужную динамику системе путем доставки матрице F желаемой структуры мод, составляющая $u_g(t)$ доставляет отношению "вход—выход" системы совместно с матрицей G необходимые свойства по воспроизведению задающего воздействия $g(t)$. Свяжем отмеченные выше составляющие сигнала управления соответственно с вектором состояния $x(t)$ и вектором задающего воздействия $g(t)$ линейным образом так, что $u(t) = u_x(t) + u_g(t)$ получит представление

$$u(t) = u_x(t) + u_g(t) = -Kx(t) + K_g g(t). \quad (1.4)$$

Вычисление матрицы K_g прямой связи (ПС) по задающему воздействию и матрицы K отрицательной обратной связи (ОС) по вектору состояния ОУ проведем на сравнении представлений (1.1) и (1.2), невязка которых и обеспечивается управлением (1.4). Для этих целей из (1.2) вычтем (1.1), в результате чего получим

$$\begin{aligned} 0 &= (F - A)x(t) - Bu(t) + Gg(t)|_{u(t) = K_g g(t) - Kx(t)} = \\ &= \{(F - A) + BK\}x(t) + \{-BK_g + G\}g(t). \end{aligned} \quad (1.5)$$

Уравнение (1.5) распадается на два соотношения:

$$(F - A) + BK = 0, G = BK. \quad (1.6)$$

Первое из матричных уравнений можно записать в двух формах представления:

$$BK = (A - F); F = A - BK. \quad (1.7)$$

Первое из соотношений используется для вычисления матрицы K отрицательной ОС [2, 8, 11] по вектору состояния ОУ, а второе — для формирования матрицы F состояния проектируемой системы, если известна матрица K отрицательной обратной связи по вектору состояния ОУ.

Обратимся к вычислению матриц K и K_g . Решение задачи вычисления матрицы K существенным образом зависит от ранга матрицы B . Действительно:

$$\begin{aligned} 1) \text{ если } \text{rang} B = n = \dim x, \text{ то } \exists B^{-1} \text{ и} \\ K = B^{-1}(A - F); \end{aligned} \quad (1.8)$$

$$\begin{aligned} 2) \text{ если } \text{rang} B = r < n = \dim x, \text{ то } \exists B^{-1}, \text{ но} \\ (A - F) \in \text{Im} B [4], \text{ поэтому } K = (B^T B)^{-1} B(A - F); \end{aligned} \quad (1.9)$$

3) если $\text{rang} B = r < n = \dim x$, то $\exists B^{-1}$, и при этом $(A - F) \notin \text{Im} B$, поэтому необходимо модифицировать матрицу F с тем, чтобы выполнялось условие $(A - F) \in \text{Im} B$, или перейти к использованию концепции матричного подобия, приводящей к процедуре синтеза модального управления [2, 8, 11].

Но в любом случае легкость, с которой решается задача синтеза управления $u_x(t)$ при условии $\text{rang} B = n = \dim x$, уже не будет достигнута.

Матрица K_g прямых связей по вектору задающего воздействия вычисляется из условия

$$K_g = \arg\{\Phi(s) = C(sI - F)^{-1}BK_g|_{s=0} = 0 = I\} = -(CF^{-1}B)^{-1} \quad (1.10)$$

обеспечения равенства выхода системы входу при неподвижном положении.

2. Влияние ранга матрицы управления объекта на обеспечение в системе инвариантности выхода относительно внешнего сигнального возмущения

Рассматривается объект вида (1.1) и система вида (1.2), функционирующие в условиях внешнего сигнального возмущения:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + Lf(t), \quad x(0) = x(t)|_{t=0}, \\ y(t) = Cx(t), \quad \varepsilon(t) = g(t) - y(t), \quad (2.1)$$

$$\dot{x}(t) = Fx(t) + Gg(t) + Lf(t), \quad y(t) = Cx(t), \\ x(0) = x(t)|_{t=0}, \quad \varepsilon(t) = g(t) - y(t), \quad (2.2)$$

где $f(t)$ — вектор внешнего сигнального возмущения размерности $\dim f(t) = k$, L — матрица входа внешнего возмущения, $L \in R^{n \times k}$. Ставится задача обеспечения инвариантности выхода $y(t)$ системы (2.2) относительно сигнального возмущения $f(t)$:

$$y\{t, x(0), g(t), f(t) \neq 0\} = y\{t, x(0), g(t), f(t) = 0\}. \quad (2.3)$$

Ниже, как и в первом разделе, исследуется влияние ранга матрицы управления на успешность решения задачи (2.3).

Постараемся решить задачу (2.3) двумя способами. Первый способ состоит в компенсации внешнего возмущения, возможность его реализации будем исследовать в предположении полной измеримости сигнала $f(t)$. Этот способ предполагает использование управления вида

$$u(t) = u_x(t) + u_g(t) + u_f(t) = K_g g(t) - Kx(t) - K_f f(t). \quad (2.4)$$

Объединение управления (2.4) и объекта (2.1) дает систему

$$\dot{x}(t) = Fx(t) + Gg(t) + (L - BK_f)f(t); \\ y(t) = Cx(t), \quad x(0) = x(t)|_{t=0}. \quad (2.5)$$

Нетрудно видеть, что поставленная задача компенсации внешнего возмущения будет решена, если будет выполняться матричное соотношение

$$L - BK_f = 0. \quad (2.6)$$

Обязательным условием выполнения (2.6) является принадлежность матрицы L образу матрицы B [4]: $L \in \text{Im}B$. При этом равенство рангов матриц L и B оказывается недостаточным, но в случае выполнения условия $\text{rang}B = n = \dim x$ решение задачи достигается. Поэтому, если имеются структурные возможности, ранг матрицы B следует увеличивать до выполнения условия

$$\text{rang}B = \arg\{L \in \text{Im}B\}. \quad (2.7)$$

Если условие (2.7) не достигается, то возможно решение задачи достижения инвариантности [1, 3, 6, 9, 10], основанное на переформулировке задачи (2.3). Для этого в (2.2) перейдем к лапласовым образам и передаточным матрицам (функциям) [3], тогда для вектора выхода получим

$$y(s) = C(sI - F)^{-1}Gg(s) + C(sI - F)^{-1}x(0) + C(sI - F)^{-1}Lf(s). \quad (2.8)$$

На основании (2.8) условие (2.7) можно записать в форме

$$y\{s, x(0), g(s), f(s) \neq 0\} = y\{s, x(0), g(s), \Phi_{yf}(s)f(s) = 0\}, \quad (2.9)$$

где передаточная матрица (функция) $\Phi_{yf}(s)$ задается выражением

$$\Phi_{yf}(s) = C(sI - F)^{-1}L.$$

Таким образом, для того чтобы выход замкнутой системы был инвариантен по отношению к произвольному внешнему сигнальному возмущению, передаточной матрице (функции) "воздействие $f(t)$ — выход системы $y(t)$ " $\Phi_{yf}(s)$ достаточно быть нулевой, т. е. достаточно, чтобы выполнялось условие

$$\Phi_{yf}(s) = C(sI - F)^{-1}L = 0. \quad (2.10)$$

Сформулируем свойства, которые должны иметь матричные компоненты системы (2.2) для выполнения равенства (2.10), в виде утверждений.

Утверждение 2.1. Для того чтобы система (2.2) обладала инвариантностью выхода к сигнальному возмущению $f(t)$, т. е. чтобы передаточная функция (матрица) $\Phi_{yf}(s)$ была бы нулевой, а именно, выполнялось равенство (2.10) в форме

$$\Phi_{yf}(s) = C(sI - F)^{-1}L = \text{row}\{\Phi_{yf_j} = C(sI - F)^{-1}L_j, j = \overline{1, k}\}, \quad (2.11)$$

достаточно, чтобы:

- 1) столбцы L_j матрицы L были бы собственными векторами матрицы F ;
- 2) столбцы L_j принадлежали бы ядру матрицы C , т. е. выполнялось соотношение

$$CL_j = 0. \quad (2.12)$$

Доказательство. Если L_j является собственным вектором матрицы F , соответствующим ее собственному значению λ_j , то становится [3] справедливой запись

$$FL_j = \lambda_j L_j. \quad (2.13)$$

Использование свойства матричной функции $f((*, s))$ от матрицы (*) сохранять геометрический спектр собственных векторов исходной матрицы (*) и иметь в качестве элементов алгебраического

спектра собственных значений компоненты $f(\lambda_j, s)$ [4] позволяет записать:

$$f(F, s)L_j = f(\lambda_j, s)L_j. \quad (2.14)$$

В рассматриваемом случае матричной функцией $f(F, s)$ от матрицы F является резольвента $f(F, s) = (sI - F)^{-1}$, для которой можно записать:

$$\begin{aligned} Cf(F, s)L_j &= C(sI - F)^{-1}L_j = \\ &= C(s - \lambda_j)^{-1}L_j = \{s - \lambda_j\}^{-1}CL_j. \end{aligned} \quad (2.15)$$

Подстановка в (2.15) условия (2.12) приводит к выполнению (2.10).

Утверждение 2.2. Для того чтобы столбец L_j матрицы L был бы собственным вектором матрицы F состояния системы (2.3), необходимо выполнение алгебраического условия принадлежности вектора $(\lambda_j I - A)L_j$ образу матрицы B :

$$(\lambda_j I - A)L_j \in \text{Im}B. \quad (2.16)$$

Доказательство. Подставим в левую часть (2.10) матрицу F в форме (2.4):

$$(A - BK)L_j = \lambda_j L_j. \quad (2.17)$$

Преобразуем выражение (2.14) к виду

$$(A - \lambda_j I)L_j = BK L_j. \quad (2.18)$$

Правая часть (2.15) представляет собой линейную оболочку, натянутую на столбцы матрицы B , которая по определению является ее образом $\text{Im}B$.

Очевидно, если выполняется условие $\text{rang}B = n = \dim x$, то задача всегда имеет решение. Тем не менее, условие (2.16) не столь жестко, как условие (2.7). За счет назначения структуры собственных значений матрицы F проектируемой системы можно добиться выполнения (2.16).

3. Влияние ранга матрицы управления объекта на обеспечение в системе инвариантности выхода относительно параметрических возмущений

Рассмотрим ОУ, характеризующийся неопределенностью задания [12] его матрицы состояния:

$$\dot{x}(t) = (A + \Delta A)x(t) + Bu(t); x(0); y(t) = Cx(t), \quad (3.1)$$

где ΔA — матричная вариация, представляемая в форме

$$\begin{aligned} \Delta A &= \text{row}\{\text{col}(\Delta A_{ij}, i = \overline{1, n}, j = \overline{1, n})\}, \\ |\Delta A_{ij}| &\leq \Delta_{ij}, \Delta_{ij} \in R^+. \end{aligned}$$

Поставим задачу конструирования [1, 9, 14] закона управления объектом (3.1) в форме (1.4), матричные компоненты которого K_g и K должны доставить системе

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Fx(t) + Gg(t) + \Delta Fx(t), \\ y(t) &= Cx(t), \varepsilon(t) = g(t) - y(t) \end{aligned} \quad (3.2)$$

инвариантность выхода $y(t)$ (и ошибки $\varepsilon(t)$) относительно матричной неопределенности $\Delta F = \Delta A$:

$$y(t, g(t), \Delta F \neq 0) = y(t, g(t), \Delta F = 0). \quad (3.3)$$

Сведем задачу обеспечения параметрической инвариантности к задаче инвариантности относи-

тельно внешнего сигнального возмущения. Для этого декомпозируем матрицу $\Delta F = \Delta A$ на минимальное число матричных компонент, каждая из которых характеризуется единичным рангом, так что про-

веденная декомпозиция $\Delta A = \sum_{j=1}^p \Delta A_j$ удовлетворяет

соотношению

$$p = \arg \min_p \left\{ \Delta A = \sum_{j=1}^p \Delta A_j \ \& \ \text{rank} \Delta A_j = 1 \right\}. \quad (3.4)$$

С использованием (3.4) член $\Delta Fx(t) = \Delta Ax(t)$ в (3.2) можно представить в виде

$$\begin{aligned} \Delta Fx(t) = \Delta Ax(t) &= \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} [\Delta A_{11} \ \Delta A_{12} \ \dots \ \Delta A_{1n}] \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_n(t) \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} [\Delta A_{21} \ \Delta A_{22} \ \dots \ \Delta A_{2n}] \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_n(t) \end{bmatrix} + \dots \\ &\dots + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} [\Delta A_{n1} \ \Delta A_{n2} \ \dots \ \Delta A_{nn}] \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_n(t) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (3.5)$$

На левых сомножителях аддитивных векторно-матричных компонентов (3.5) построим матрицу размерности $(n \times p)$

$$D = \text{row}\{D_j, j = \overline{1, p}\}, \quad (3.6)$$

где $D_j = \text{col}\{D_{ji} = \delta_{ji}, i = \overline{1, n}\}$, δ_{ji} — символ Кронекера [4].

На парах правых сомножителей сформируем p -мерный вектор параметрического воздействия

$$\zeta(t) = \text{col}\{\zeta_j(t), j = \overline{1, p}\}, \quad (3.7)$$

компоненты $\zeta_j(t)$ которого задаются соотношениями

$$\begin{aligned} \zeta_j(t) &= [\Delta A_{j1} \ \Delta A_{j2} \ \dots \ \Delta A_{jn}] \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_n(t) \end{bmatrix} = \\ &= (\Delta A)^j x(t) = h_j^T x(t), \end{aligned} \quad (3.8)$$

здесь $(\Delta A)^j = h_j^T$ — j -я строка матрицы ΔA . Число p членов разложения в выражении (3.5) существенным образом зависит от базиса представления матрицы состояния объекта (3.1) и удовлетворяет неравенству

$1 \leq p \leq n$. Если в (3.4) снять условие минимизации по p , то максимальное значение p может достигать величины n^2 . Объединяя (3.7) и (3.8), представим матрично-векторную компоненту $\Delta Fx(t) = \Delta Ax(t)$ в форме

$$\Delta Fx(t) = \Delta Ax(t) = \sum_{j=1}^p D_j \zeta_j(t) = D \zeta(t). \quad (3.9)$$

Использование (3.9) позволяет представить систему (3.2) в виде

$$\dot{x}(t) = Fx(t) + Gg(t) + D\zeta(t); y(t) = Cx(t), \quad (3.10)$$

не содержащем матричных неопределенностей, но характеризующемся наличием сигнального воздействия $\zeta(t)$, которое будем называть "параметрическим". Воздействие $\zeta(t)$ может осуществлять нежелательное управление выходом $y(t)$ (и ошибкой $\varepsilon(t)$). С учетом (3.10) проблема инвариантности принимает вид

$$y(t, g(t), \zeta(t) \neq 0) = y(t, g(t), \zeta(t) = 0). \quad (3.11)$$

Нетрудно видеть, что с точностью до замены вектора $\zeta(t)$ на $f(t)$ и матрицы D на L системная ситуация совпадает со случаем раздела 2. Следовательно, становятся справедливыми положения утверждений 1 и 2, а также соотношение (2.16), предъявляющее известные требования к рангу матрицы B .

Заключение

Конструирование объекта управления усилиями технолога и специалиста-системщика превращает эту проблему из чисто технической в проблему при-

кладной математики. Увеличение ранга матрицы сулит большие системные возможности, упущение которых является крупной системной ошибкой.

Список литературы

1. Акунов Т. А., Ушаков А. В. Синтез систем гарантированной модальной стабильности // Известия РАН. Теория и системы управления. 2003. № 4. С. 9—17.
2. Андреев Ю. Н. Управление линейными конечномерными объектами. М.: Наука, 1976.
3. Бесекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического управления. СПб.: Профессия, 2003.
4. Гантмахер Ф. Р. Теория матриц. М.: Наука, 1973.
5. Заде Л., Дезоер Ч. Теория линейных систем (Метод пространства состояний) / Пер. с англ. М.: Наука, 1970.
6. Кухтенко А. И. Проблема инвариантности в автоматике. Киев: Гостехиздат УССР, 1962.
7. Никифоров В. О., Ушаков А. В. Управление в условиях неопределенности: чувствительность, адаптация, робастность. СПб.: СПб. ГИТМО (ТУ), 2002.
8. Григорьев В. В., Дроздов В. Н., Лаврентьев В. В., Ушаков А. В. Синтез дискретных регуляторов при помощи ЭВМ. Л.: Машиностроение, Ленингр. отд-ние, 1983.
9. Слита О. В., Ушаков А. В. Проблема параметрической ε -инвариантности выхода непрерывной системы: алгебраический подход // Мехатроника, автоматизация, управление. 2006. № 2. С. 2—7.
10. Слита О. В., Ушаков А. В. Обеспечение инвариантности выхода непрерывной системы относительно экзогенных сигнальных и эндогенных параметрических возмущений: алгебраический подход // Известия РАН. Теория и системы управления. 2008. № 4. С. 18—27.
11. Уонем У. М. Линейные многомерные системы управления: геометрический подход / Пер. с англ. М.: Наука, 1980.
12. Ушаков А. В. Обобщенное модальное управление // Изв. вузов. Приборостроение. 2000. Т. 43. № 3. С. 8—15.
13. Харитонов В. Л. Устойчивость вложенных семейств полиномов // АиТ. 1995. № 5. С. 170—178.
14. Ackermann J. Robust control systems with uncertain physical parameters. London: Springer-Verlag, 1993.

ИНФОРМАЦИЯ



**МЕЖРЕГИОНАЛЬНЫЙ СОВЕТ
ПО НАУКЕ И ТЕХНОЛОГИЯМ**

24—26 декабря 2013 г. в г. Миассе Челябинской обл. состоится

XXXIII Всероссийский симпозиум по механике и процессам управления

Тематические направления конференции:

1. Механика неоднородных конструкций (методы расчета, проектирования и испытаний).
2. Механика жидкости и газа.
3. Механика деформируемого твердого тела.
4. Общая и прикладная механика.
5. Процессы управления.
6. Машиностроение (конструирование и производство двигателей и систем управления вооружений, военной и специальной техники).

Контактная информация:

Адрес: 456304, г. Миасс Челябинской обл., ул. 8 Июля, 10 А, офис 404,

Межрегиональный совет по науке и технологиям

Тел. / Факс: (3513) 53-67-16, тел.: (904) 940-28-71

Эл. почта: msnt@mail.ru

УДК 681.511.46

Д. Н. Анисимов, канд. техн. наук, доц.,
AnisimovDN@mpei.ru,
В. Н. Новиков, аспирант,
Э. А. Сафина, студент,
К. Ю. Ситников, аспирант,
Национальный исследовательский
университет "МЭИ"

Исследование влияния выбора логического базиса на характеристики нечеткого регулятора¹

Приведены результаты исследований влияния выбора логического базиса (T - и S -норм) на статические и частотные характеристики нечеткого логического регулятора, построенного на основе реляционной модели. Предложены основные типы нечетких соответствий, отражающие наиболее характерные особенности принятия решений.

Ключевые слова: нечеткий регулятор, логический базис, нелинейный динамический элемент, статическая характеристика, спектр, амплитудно-частотная характеристика, фазовая частотная характеристика

Введение

В настоящее время в системах автоматического управления сложными объектами широкое распространение получили регуляторы, использующие алгоритмы нечеткого логического вывода (нечеткие логические регуляторы, НЛР). Исходной информацией для построения таких регуляторов являются знания экспертов. Эти знания необходимо формализовать с помощью построения функций принадлежности термов входных и выходных лингвистических переменных и установления нечеткого соответствия между пространством предпосылок и пространством заключений. При этом трудно ожидать, что с первого раза будет достигнуто требуемое качество управления. Поэтому, как правило, необходим этап коррекции [1, 2]. Основной проблемой реализации этого этапа является невозможность целенаправленного изменения базы знаний и параметров алгоритма нечеткого логического вывода вследствие слабой изученности свойств нечеткого регулятора. Таким образом, является актуальной задача получения математической модели НЛР,

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

пригодной для анализа системы с позиций классической теории автоматического управления.

На данный момент предложен ряд алгоритмов нечеткого логического вывода, достаточно хорошо зарекомендовавших себя на практике. В данной статье для исследования выбран алгоритм на основе нечетких реляционных моделей [3]. При использовании этого алгоритма входные нечеткие переменные отображаются на выходные нечеткие переменные с помощью нечетких соответствий, задаваемых одним из трех эквивалентных способов: в теоретико-множественном виде, в матричном виде либо с помощью ориентированных графов. Этот алгоритм не столь распространен в практических приложениях, как, например, алгоритмы Мамдани или Такаги-Сугэно, однако его несомненным преимуществом является отсутствие необходимости привязки к какой-либо из операций нечеткой импликации [4]. При этом появляется возможность влиять на результат нечеткого вывода, изменяя не только функции принадлежности термов входных и выходных лингвистических переменных, но и элементы нечеткого соответствия.

Анализ работы нечетких систем автоматического управления позволил выявить следующие основные факторы, влияющие на качество управления [5]:

- число термов входных и выходных переменных;
- вид функций принадлежности нечетких переменных, составляющих терм-множества лингвистических переменных;
- характер нечеткого соответствия между пространством предпосылок и пространством заключений (база правил);
- способ дефаззификации;
- выбор того или иного логического базиса (T - и S -норм).

Кроме того, в алгоритме нечеткого вывода была реализована процедура, основанная на подходе, предложенном в работе [6], предусматривающая введение степеней значимости подусловий при их агрегировании.

Как мы видим, число степеней свободы при построении нечеткой системы управления достаточно велико. С одной стороны, это свойство обеспечивает гибкость настройки НЛР. С другой стороны, большое число сочетаний перечисленных выше факторов затрудняет поиск рационального решения задачи настройки регулятора. Поэтому представляется достаточно важной оценка влияния каждого из этих факторов на статические и динамические характеристики НЛР и, как следствие, на качество системы управления.

В данной статье рассмотрим влияние выбора логического базиса на статические и динамические характеристики НЛР для одного вида нечеткого соответствия. Принципиальная возможность изменения качества управления динамической системой за счет изменения логического базиса была показана в ряде исследований, например, в работах [7, 8].

Нечеткий логический регулятор как объект исследования

Фактически механизм нечеткого логического вывода представляет собой некоторое нелинейное преобразование. Именно свойство нелинейности часто позволяет добиться лучшего качества управления в системах на основе НЛР по сравнению с системами, использующими линейные регуляторы. В то же время это свойство затрудняет анализ нечетких систем управления.

В качестве примера рассмотрим нечеткий регулятор, имеющий два входа, на которые подаются рассогласование системы и его производная, и один выход, представляющий собой сигнал управления, подаваемый на объект. Вначале будем рассматривать НЛР отдельно, вне системы управления (рис. 1). Здесь $e(t)$ — сигнал рассогласования, $d(t)$ — его производная, $x(t)$ — сигнал управления, s — оператор Лапласа.

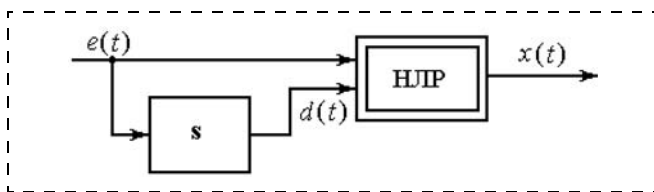


Рис. 1. Входные и выходной сигналы нечеткого логического регулятора

Для описания НЛР введем лингвистические переменные «Рассогласование» («Р»), T_E, E), «Производная» («П»), T_D, D), «Управление» («У»), T_X, X), где $E = [-1; 1]$, $D = [-1; 0]$, $X = [-10; 10]$ — их области определения, $T_E = \{T_E^1, T_E^2, T_E^3\} = \{“-”, “0”, “+”\}$, $T_D = \{T_D^1, T_D^2, T_D^3\} = \{“-”, “0”, “+”\}$, $T_X = \{T_X^1, T_X^2, T_X^3\} = \{“-”, “0”, “+”\}$ — их терм-множества.

Функции принадлежности, описывающие термы лингвистических переменных, в данном исследовании выберем треугольными и фиксированными. Их графики приведены на рис. 2.

Степени значимости подусловий F_E и F_D , которые в данном случае задают соотношение между пропорциональной и дифференциальными составляющими, выберем одинаковыми ($F_E = F_D = 1$). Иными словами, при агрегирова-

нии подусловий используется наиболее употребляемое нечеткое расширение операции «И». В результате агрегирования формируется обобщенная лингвистическая переменная («РП», T_{ED}, ED), где $ED = E \times D$, $T_{ED} = T_E \times T_D$.

Для выбранного числа лингвистических переменных и мощности терм-множеств реляционная матрица, представляющая собой график нечеткого соответствия между входными и выходными сигналами, имеет размерность 9×3 . Это означает, что в общем случае число элементов этой матрицы может быть достаточно велико (в рассматриваемом случае — 27), и при настройке НЛР их полный перебор приведет к неоправданно большим вычислительным затратам. Поэтому выделим три типа нечетких соответствий, которые, на наш взгляд, представляют собой основные модели действий лица, принимающего решения (ЛПР). Пусть они характеризуются матрицами R_1, R_2 и R_3 :

$$R_1 = \begin{matrix} \begin{matrix} \text{“-”} \\ \text{“-0”} \\ \text{“-+”} \\ \text{“0-”} \\ \text{“00”} \\ \text{“0+”} \\ \text{“+-”} \\ \text{“+0”} \\ \text{“++”} \end{matrix} & \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} & ; & R_2 = \begin{matrix} \begin{matrix} \text{“-”} \\ \text{“-0”} \\ \text{“-+”} \\ \text{“0-”} \\ \text{“00”} \\ \text{“0+”} \\ \text{“+-”} \\ \text{“+0”} \\ \text{“++”} \end{matrix} & \begin{bmatrix} 0,8 & 0,2 & 0 \\ 0,5 & 0,5 & 0 \\ 0,4 & 0,6 & 0,4 \\ 0,5 & 0,5 & 0 \\ 0,3 & 0,7 & 0,3 \\ 0 & 0,5 & 0,5 \\ 0,4 & 0,6 & 0,4 \\ 0 & 0,5 & 0,5 \\ 0 & 0,2 & 0,8 \end{bmatrix} & ; & R_3 = \begin{matrix} \begin{matrix} \text{“-”} \\ \text{“-0”} \\ \text{“-+”} \\ \text{“0-”} \\ \text{“00”} \\ \text{“0+”} \\ \text{“+-”} \\ \text{“+0”} \\ \text{“++”} \end{matrix} & \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0,7 & 0,3 & 0 \\ 0,2 & 0,8 & 0,2 \\ 0,3 & 0,7 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0,7 & 0,3 \\ 0,2 & 0,8 & 0,2 \\ 0 & 0,3 & 0,7 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{matrix}$$

Первое соответствие можно содержательно интерпретировать как «решительную» модель действий, когда ЛПР абсолютно уверенно выбирает одно из возможных управляющих воздействий даже при самых незначительных предпочтениях. Заметим, что при таком выборе графика нечеткого соответствия и максимном логическом базисе алгоритм нечеткого вывода становится эквивалентным алгоритму Мамдани.

Второе соответствие будем условно называть «неуверенной» моделью действий. Для этого случая характерна очень большая осторожность в принимаемых решениях, однако не выходящая за пределы здравого смысла.

Третье соответствие будем называть «взвешенной» моделью, когда при очевидных предпочтениях уверенно выбираются управляющие воздействия, при неочевидных — выбор осуществляется более осторожно. В данной статье ограничимся рассмотрением лишь этой модели.

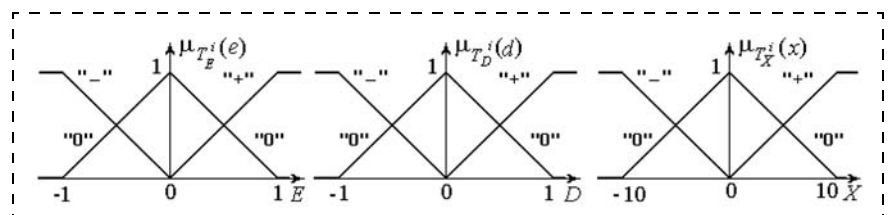


Рис. 2. Функции принадлежности, описывающие термы входных и выходной лингвистических переменных

Нечеткие расширения логических операций

Логический базис определяется выбором той или иной T -нормы и сопряженной с ней T -конормы (S -нормы), являющихся нечеткими расширениями операций "И" и "ИЛИ", такими что $T, S: [0, 1] \times [0, 1] \rightarrow [0, 1]$, и для которых выполняются следующие аксиомы:

$T(x, 1) = x, T(x, 0) = 0, S(x, 1) = 1, S(x, 0) = x$ (граничные условия);

$T(x, y) = T(y, x), S(x, y) = S(y, x)$

(коммутативность);

$T(T(x, y), z) = T(x, T(y, z)), S(S(x, y), z) = S(x, S(y, z))$ (ассоциативность);

$T(x, y) \leq T(x, z)$, если $y \leq z, S(x, y) \leq S(x, z)$, если $y \leq z$ (монотонность).

Наиболее распространенными являются максимный (логический, Заде), алгебраический (вероятностный, Бандлера—Кохоута), граничный (Лукашевича—Гилеса) и сильный (драстический, Вебера) базисы. Расширения операций "И" и "ИЛИ" для этих базисов приведены в таблице.

В более общем случае переход от одного логического базиса к другому может происходить плавно с помощью изменения одного вещественного положительного параметра (например, семейства T - и S -норм Хамакера, Домби, Ягера, Франка и др.).

В данной статье рассмотрим семейства T - и S -норм, задаваемых формулами Франка:

$$T_{\lambda}^F(x_1, x_2) = \log_{\lambda} \left[1 + \frac{(\lambda^{x_1} - 1)(\lambda^{x_2} - 1)}{\lambda - 1} \right];$$

$$S_{\lambda}^F(x_1, x_2) = 1 - \log_{\lambda} \left[1 + \frac{(\lambda^{(1-x_1)} - 1)(\lambda^{(1-x_2)} - 1)}{\lambda - 1} \right].$$

Отметим, что при $\lambda \rightarrow 0$ логические операции удовлетворяют максимному базису, при $\lambda \rightarrow 1$ — алгебраическому, при $\lambda \rightarrow \infty$ — ограниченному. На рис. 3 приведено семейство статических характеристик НЛР для различных значений параметра λ , соответствующих этим трем базисам.

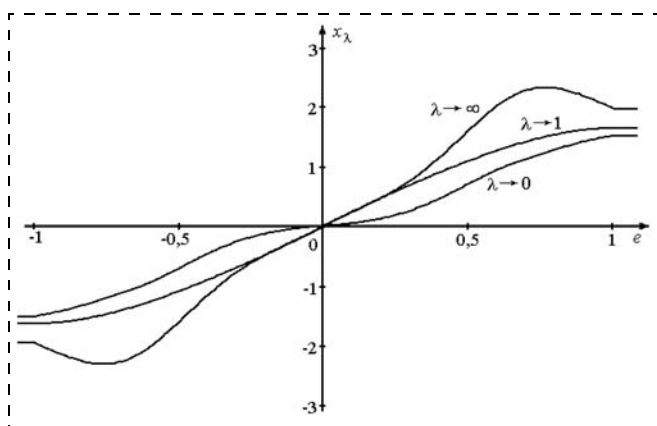


Рис. 3. Семейство статических характеристик НЛР для различных значений параметра λ

Наиболее распространенные T -нормы и S -нормы

Логический базис	Нечеткое расширение "И" (T -норма)		Нечеткое расширение "ИЛИ" (S -норма)	
	Обозн.	Формула	Обозн.	Формула
Максимный	$T_M, x_1 \wedge x_2$	$\min(x_1, x_2)$	$S_M, x_1 \vee x_2$	$\max(x_1, x_2)$
Алгебраический	$T_P, x_1 \bullet x_2$	$x_1 x_2$	$S_P, x_1 \dot{+} x_2$	$x_1 + x_2 - x_1 x_2$
Ограниченный	$T_L, x_1 \otimes x_2$	$(x_1 + x_2 - 1) \vee 0$	$S_L, x_1 \oplus x_2$	$(x_1 + x_2) \wedge 1$
Сильный	$T_D, x_1 \Delta x_2$	x_2 , если $x_1 = 1$ x_1 , если $x_2 = 1$ 0 в других случаях	$S_D, x_1 \nabla x_2$	x_2 , если $x_1 = 0$ x_1 , если $x_2 = 0$ 1 в других случаях

Из рис. 3 видно, что вид статических характеристик достаточно сильно зависит от выбора логического базиса. Так, например, при малых значениях параметра λ (максимном базисе) на статической характеристике заметна зона нечувствительности, при средних значениях λ (алгебраическом базисе) — насыщение, а при больших значениях λ (ограниченном базисе) статическая характеристика имеет участки с отрицательным наклоном, что может создать проблемы с устойчивостью системы. Вместе с тем, подобное разнообразие характеристик позволяет осуществлять подстройку регулятора путем изменения параметра λ .

Частотные характеристики НЛР

Подадим на вход НЛР гармонический сигнал $e(t) = E_m \sin(\omega t)$ ($E_m = 1, \omega = 1$ рад/с). Сигналы на его выходе для разных логических базисов изображены на рис. 4.

Как видно из рис. 4, формы выходных сигналов не могут быть объяснены только нелинейностью статических характеристик. Так, например, при ограниченном базисе ($\lambda \rightarrow \infty$) наблюдается достаточно широкая зона нечувствительности, в то время как на статической характеристике она отсутствует.

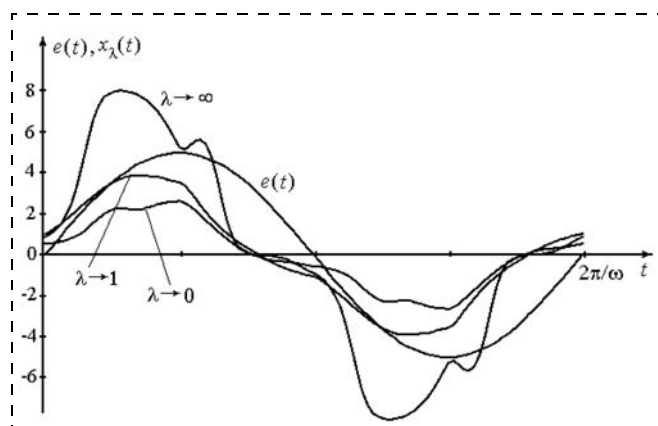


Рис. 4. Сигналы на входе НЛР ($e(t)$) и его выходах для различных значений параметра λ

Это обусловлено возрастанием влияния производной входного сигнала с ростом его частоты.

Поскольку выходной сигнал НЛР является периодическим, представим его в виде ряда Фурье:

$$x(t) = X_0 + \sum_{k=1}^{\infty} X_{Pk} \sin(k\omega t) + \sum_{k=1}^{\infty} X_{Qk} \cos(k\omega t),$$

где

$$X_{Pk} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} x(E_m \sin(\omega t)) \sin(k\omega t) d(\omega t),$$

$$X_{Qk} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} x(E_m \sin(\omega t)) \cos(k\omega t) d(\omega t),$$

и определим спектр этого сигнала при заданных выше настройках НЛР и параметрах входного сигнала (рис. 5). Здесь $X_{mk} = \sqrt{X_{Pk}^2 + X_{Qk}^2}$ — амплитуда k -й гармоники.

Для того чтобы оценить степень нелинейных искажений гармонического сигнала регулятором, введем некоторый коэффициент ξ , представляющий собой отношение амплитуды первой гармоники выходного сигнала к сумме амплитуд всех гармоник:

$$\xi = \frac{X_{m1}}{\sum_{k=1}^{\infty} X_{mk}}.$$

Чем ближе значение этого коэффициента к 1, тем меньше искажения вносятся НЛР. Для рассмотренных случаев $\xi = 0,697$ ($\lambda \rightarrow 0$), $\xi = 0,794$ ($\lambda \rightarrow 1$), $\xi = 0,627$ ($\lambda \rightarrow \infty$), т. е. наибольшие искажения вносятся при использовании ограниченного базиса, наименьшие — при использовании алгебраического базиса. Это косвенно подтверждается видом статических характеристик (см. рис. 3), хотя, как было отмечено выше, форма выходных сигналов НЛР, изменяющихся во времени, зависит также от производной входного сигнала.

Поскольку в общем случае анализ нелинейных систем точными методами затруднителен, часто используют приближенные методы. Одним из распространенных приближенных методов является метод гармонической линеаризации, при котором пренебрегают влиянием всех гармоник, кроме первой. Для каждого из рассмотренных случаев вклад первой гармоники оказывается выше, чем суммарный вклад высших гармоник. Кроме того, большинство реальных объектов автоматического управления являются фильтрами нижних частот, т. е. ослабляют влияние высших гармоник. Поэтому рассмотрим логарифмические амплитудно-частотные и фазовые частотные характеристики (ЛАЧХ и ЛФЧХ) НЛР по первой гармонике разложения в ряд Фурье. Поскольку входными сигналами для НЛР является

рассогласование системы и его производная, можно ожидать, что его частотные характеристики оказываются близкими к характеристикам ПД регулятора. ЛАЧХ $L(\omega)$ и ЛФЧХ $\varphi(\omega)$ для разных логических базисов изображены на рис. 6 и рис. 7 соответственно.

Из рис. 6 видно, что ЛАЧХ НЛР для разных логических базисов имеют различную форму, причем если в области низких частот они близки к ЛАЧХ ПД регулятора (наклон около 0 дБ/дек), то на средних и высоких частотах их отличие весьма заметно (напомним, что в области высоких частот

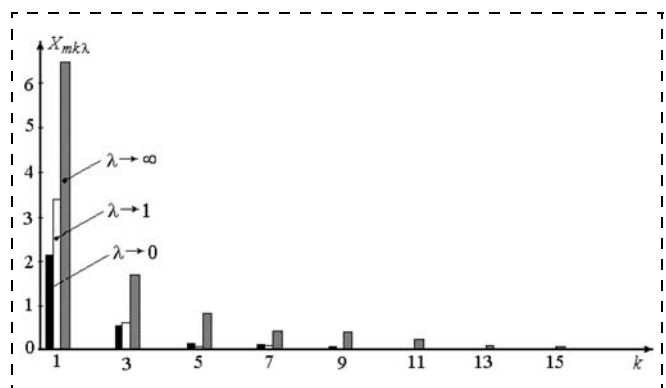


Рис. 5. Спектры сигналов на выходе НЛР

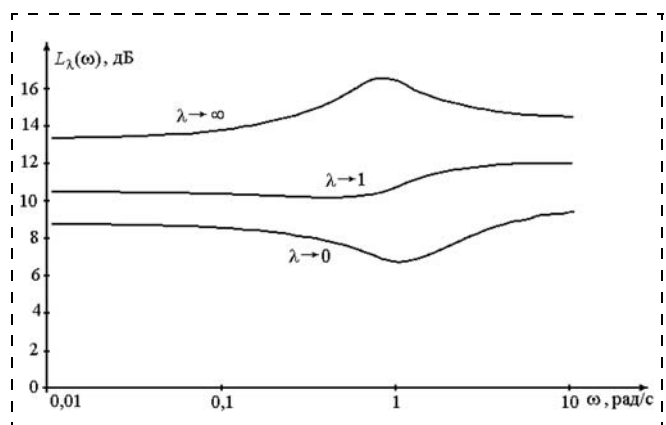


Рис. 6. Семейство логарифмических амплитудно-частотных характеристик НЛР для различных значений параметра λ

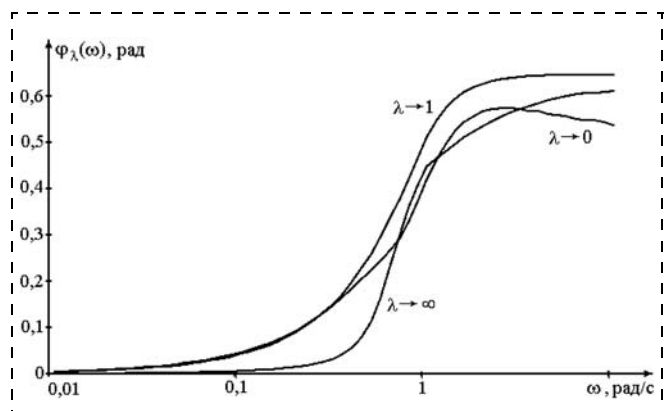


Рис. 7. Семейство фазовых частотных характеристик НЛР для различных значений параметра λ

наклон ЛАЧХ идеального ПД-регулятора составляет 20 дБ/дек). Заметим, что на высоких частотах наклон ЛАЧХ НЛР стремится к 0 дБ/дек. Как показал анализ преобразований сигнала на разных этапах нечеткого логического вывода, этот эффект вызван ограничением на области определения лингвистических переменных (см. рис. 2), описывающих как рассогласование системы, так и его производную. Ограничение на производную приводит также к тому, что увеличение фазы с ростом частоты не превышает 0,65 рад (рис. 7), в то время как для идеального ПД регулятора эта величина составляет $\pi/2$. Следует заметить, что для данной статьи параметры настройки НЛР, амплитуда и диапазон частот его входных сигналов намеренно были выбраны не лучшим образом — с таким расчетом, чтобы подчеркнуть влияние ограничения на области определения лингвистических переменных как одну из возможных проблем при построении нечетких систем управления. Вместе с тем, многочисленные исследования показали, что расширение областей определения лингвистических переменных приводит к увеличению диапазонов изменения как амплитудной, так и фазовой частотных характеристик, причем их форма для различных логических базисов становится более разнообразной. Для настроек же НЛР, приведенных в данной статье, изменение параметра λ , определяющего логический базис, приводит в основном к изменению коэффициента усиления НЛР по первой гармонике и характера нелинейных искажений сигнала, а также к некоторому увеличению запаса устойчивости по фазе. Эти факторы, безусловно, также оказывают влияние на динамику системы в целом. Покажем это на простом примере.

Переходные процессы в нечеткой системе управления

При указанных выше параметрах настройки НЛР рассмотрим реакцию замкнутой системы, структурная схема которой приведена на рис. 8, на единичное ступенчатое воздействие.

Последовательно с НЛР включен объект управления. Для наглядности выберем объект с достаточно простой передаточной функцией

$$W_0(s) = \frac{K_0}{s(1 + sT_0)},$$

где $K_0 = 10 \text{ с}^{-1}$, $T_0 = 1 \text{ с}$ — известные параметры объекта.

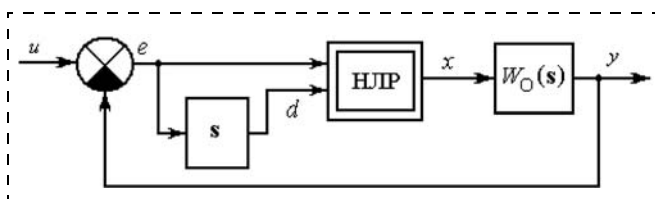


Рис. 8. Структурная схема нечеткой системы управления

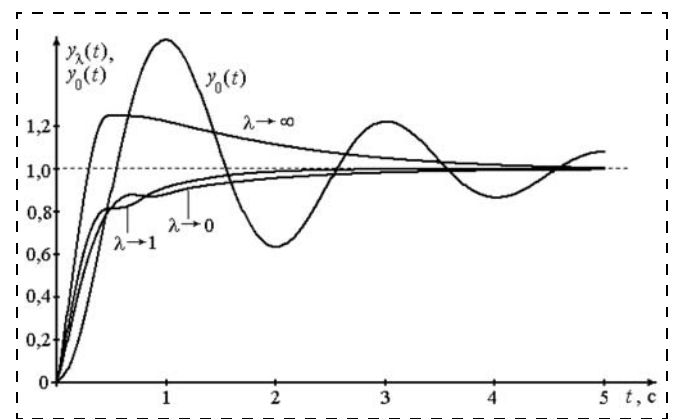


Рис. 9. Переходные процессы на выходе нечеткой системы управления для различных значений параметра λ

На вход объекта подадим ступенчатый сигнал $u(t) = \mathbf{1}_0(t)$. Переходные процессы на выходе системы с НЛР для различных логических базисов $y_\lambda(t)$ и переходный процесс на выходе замкнутой системы без регулятора $y_0(t)$ изображены на рис. 9. Сравнивая процессы на выходе нечеткой системы управления для различных логических базисов, можно заметить, что они качественно соответствуют полученным ранее частотным характеристикам НЛР по первой гармонике. При использовании максимального ($\lambda \rightarrow 0$) и алгебраического ($\lambda \rightarrow 1$) базисов времена установления процессов довольно близки, перерегулирование отсутствует. Поскольку во всех случаях коэффициенты усиления НЛР больше 1 во всем частотном диапазоне, то отсутствие перерегулирования можно объяснить наличием дифференциальной составляющей НЛР. Для ограниченного базиса ($\lambda \rightarrow \infty$) при выбранных параметрах настройки НЛР коэффициент усиления оказывается наибольшим. Это приводит к перерегулированию переходного процесса, который, однако, при этом не становится колебательным. Такое поведение обусловлено, на наш взгляд, не только увеличением запаса по фазе, но также нелинейным характером преобразований в НЛР.

Выводы

В статье рассмотрен один из факторов, влияющих на работу нечеткого логического регулятора в системе автоматического управления — логический базис (T -норма), на основе которого осуществляется нечеткий логический вывод. При этом рассматривается параметрическая форма задания T -нормы. Анализ статических и частотных характеристик, спектров сигналов и переходных процессов показал, что выбор логического базиса оказывает существенное влияние на динамику системы, а следовательно, на его основе может быть реализован алгоритм подстройки нечеткого регулятора для достижения требуемых показателей качества системы управления. Следует, однако, заметить, что в данной статье приведены результаты исследования для фиксиро-

ванных остальных настроек НЛР. При других настройках характер зависимостей динамических свойств НЛР от логического базиса меняется. Это свидетельствует о необходимости проведения комплексных исследований влияния всех основных факторов на работу нечеткого регулятора в составе системы автоматического управления.

Список литературы

1. **Прикладные** нечеткие системы: Пер. с япон. / К. Асаи, Д. Ватада, С. Иван и др.; под ред. Т. Тэрано, К. Асаи, М. Сугэно. М.: Мир, 1993. 368 с.
2. **Мелихов А. Н., Бернштейн Л. С., Коровин С. Я.** Ситуационные советующие системы с нечеткой логикой. М.: Наука, 1990. 272 с.
3. **Pedrycz W.** Fuzzy Control and Fuzzy Systems. New York: John Wiley and Sons, 1993.

4. **Анисимов Д. Н., Пискунова Ю. Ю.** Использование нефункциональных соответствий при построении нечетких систем управления // Мехатроника, автоматизация, управление. 2007. № 3. С. 18—21.

5. **Анисимов Д. Н.** Использование нечеткой логики в системах автоматического управления // Приборы и системы. 2001. № 8. С. 39—42.

6. **Анисимов Д. Н.** Введение степеней значимости подусловий при агрегировании предпосылок в правилах нечеткого логического вывода // Тр. XIX Междунар. науч.-техн. семинара "Современные технологии в задачах управления, автоматизации и обработки информации". Сентябрь 2010 г., Алушта. М.: Издательский дом МЭИ, 2010. С. 95—96.

7. **Батыршин И. З.** Основные операции нечеткой логики и их обобщения. Казань: Отечество, 2001. 102 с.

8. **Аверкин А. Н., Сулин К. В.** Построение нечеткого регулятора скорости электромотора на базе параметрических логик // Матер. междунар. конф. по мягким вычислениям и измерениям. Санкт-Петербург, 1999. С. 226—228.

УДК 004.8

В. Ю. Осипов, д-р техн. наук, проф.,
osipov_vasiliy@mail.ru,
Санкт-Петербургский институт
информатики и автоматизации РАН

Ассоциативная интеллектуальная машина с двумя сигнальными системами

Предложен подход к наделению ассоциативной интеллектуальной машины второй сигнальной системой, ответственной за обработку информации в отрыве от непосредственного отражения действительности. Приведена модель ядра этой машины, усовершенствованной рекуррентной нейронной сети с управляемыми синапсами. Показано, что наличие у такой машины второй сигнальной системы позволяет существенно увеличить глубину и интеллектуальность обработки информации, исключить подавление обратных результатов распознавания сигналов входным потоком. Даны рекомендации по использованию предложенного подхода.

Ключевые слова: ассоциативная интеллектуальная машина, нейронная сеть, сигнальная система

Введение

Развитие теории и технологий ассоциативной обработки информации в нейронных сетях представляет большой научный и практический интерес. С одной стороны, это позволяет понять механизмы работы человеческого мозга, а с другой — создать в широком смысле интеллектуальные самообучающиеся, устойчивые к ошибкам машины и системы.

Известны как отечественные, так и зарубежные подходы к ассоциативной обработке информации в нейронных сетях. Обзор их можно найти в работах [1—6] и других источниках. В настоящее время нейронные сети и созданные на основе их ассоциативные машины применяют для аппроксима-

ции, классификации, распознавания образов, обработки речи, прогнозирования, идентификации, оценивания производственных процессов, ассоциативного управления и для решения других творческих задач.

Однако, несмотря на достигнутые успехи, возможности современных ассоциативных машин по интеллектуальной обработке информации остаются пока довольно низкими.

Сопоставляя эти возможности с известными [7] физиологическими свойствами человека, можно отнести их лишь к функциям первой сигнальной системы — формированию условнорефлекторных связей при воздействии раздражителей на рецепторы. Ни одна из искусственных нейронных сетей не обладает способностью обрабатывать информацию, отрываясь от непосредственного отражения действительности. Глубина обработки информации остается довольно низкой. В рекуррентных нейронных сетях присутствует подавление обратных результатов распознавания сигналов входным потоком. Человек же может воспринимать одно, а думать и говорить совершенно другое.

Необходимо наделение ассоциативных интеллектуальных машин на основе нейронных сетей второй сигнальной системой, позволяющей обрабатывать информацию в отрыве от непосредственного отражения действительности.

В данной статье обсуждается подход к проблеме наблюдения ассоциативной интеллектуальной машины второй сигнальной системой.

Постановка задачи

Рассмотрим в качестве прототипа предлагаемого решения известную ассоциативную интеллектуальную машину (АИМ) [8—11]. Основу этой АИМ составляет совокупность взаимосвязанных датчи-

ков, двухслойной рекуррентной нейронной сети с управляемыми синапсами — искусственного "мозга" — и исполнительных устройств. Сразу заметим, что из входящей в АИМ сети можно сконструировать сеть с любой конфигурацией, лишь бы хватало элементов. Обратные связи этой сети замыкают контуры с временем задержки единичных образов, меньшим времени невосприимчивости нейронов сети после их возбуждения. Сигнал подают в эту сеть после разложения на составляющие в базисе, согласованном с входным слоем. При этом каждую составляющую перед подачей в сеть преобразуют в последовательность единичных образов (ЕО) с частотой повторения как предварительно заданной функцией от амплитуды составляющей.

Сигнал представляют в сети в виде последовательных совокупностей ЕО в соответствии с предварительно заданными правилами его распознавания с учетом обратных результатов распознавания. При передаче совокупностей единичных образов от слоя к слою их сдвигают вдоль слоев с учетом текущих состояний последних, причем в рассматриваемом случае продвигают эти совокупности вдоль слоев по спирали. Такие сдвиги осуществляют за счет изменения функций $\beta(r_{ij}(t))$ ослабления синапсов. Через произведение этих функций $\beta(r_{ij}(t))$ и весовых коэффициентов $k_{ij}(t)$, выступающих элементами памяти, определяют веса $w_{ij}(t)$ синапсов, $w_{ij}(t) = k_{ij}(t)\beta(r_{ij}(t))$, где $r_{ij}(t)$ — удаленность связываемых через синапсы нейронов (расстояние между ними на плоскости X, Y). Полагается, что расстояние между взаимодействующими слоями нейронной сети стремится к нулю.

Результаты распознавания сигналов запоминают на элементах сети. В качестве результатов обработки используют последовательные совокупности ЕО на выходном слое сети после обратного преобразования в соответствующие им исходные сигналы.

За счет сдвигов совокупностей ЕО, при передаче их от слоя к слою, эти слои разбиваются на поля, и сеть наделяется логической структурой.

Однозначное соответствие между входом и выходом этой сети обеспечивается за счет приоритетности коротких связей. Для исключения перегрузки долговременной памяти сети ЕО частично отражают от принимающих слоев и частично стирают ими ранее запомненные результаты распознавания. Долговременная память сети — это память на синапсах. Оперативная память реализуется на самих нейронах, которые могут находиться в состояниях ожидания, возбуждения и временной невосприимчивости. В общем случае в нейронную сеть АИМ одновременно могут подаваться несколько различных сигналов. Алгоритмы прямого и обратного преобразования сигналов в датчиках (искусственных рецепторах) и исполнительных устройствах (эфекторах) АИМ отражены в работе [8]. Эта машина, как и другие известные решения, по свойствам не выходит за пределы первой сигнальной системы человека.

Требуется усовершенствовать известную АИМ, наделить ее второй сигнальной системой, позволяющей существенно расширить функциональные возможности по интеллектуальной обработке информации.

Метод наделения АИМ второй сигнальной системой

Принимая во внимание возможности известной АИМ, для наделения ее второй сигнальной системой предлагается следующий подход. Согласно ему в двухслойную рекуррентную нейронную сеть АИМ в качестве сигнала следует подавать предварительно сформированный групповой сигнал. Этот сигнал должен состоять из полезного сигнала, просуммированного с первой частью предварительно сформированного шума, и из второй такой же части этого шума. В качестве последнего необходимо использовать маломощный по отношению к полезному сигналу шум в полосе частот этого сигнала. Примером его может выступать шум с равномерной спектральной плотностью. Первая и вторая части этого шума могут формироваться путем разветвления его от генератора. Такой групповой сигнал представляют в сети в виде последовательных групповых совокупностей ЕО также в соответствии с предварительно заданными правилами его распознавания с учетом обратных результатов распознавания, как и в прототипе. Однако при передаче от слоя к слою групповых совокупностей ЕО, каждая из которых состоит из сигнально-шумовой группы и шумовой группы ЕО, копируют из сигнально-шумовых групп единичные образы, относящиеся к полезному сигналу, в соответствующие этим группам шумовые группы. В результате из шумовых групп формируют копии сигнально-шумовых групп ЕО. При этом формирование этих копий и их обработку рекомендуется осуществлять с учетом изменения форм поперечных сечений расходящихся ЕО и поворотов этих образов вокруг направлений их передачи в зависимости от текущих состояний слоев.

За счет непрерывной подачи в сеть параллельно двух одинаковых частей предварительно сформированного маломощного шума между одинаковыми сигнально-шумовыми и шумовыми составляющими устанавливаются и поддерживаются прочные ассоциативные связи через соответствующие синапсы. Посредством этих связей осуществляется копирование из сигнально-шумовых групп единичных образов, относящихся к полезному сигналу, в соответствующие этим группам шумовые группы. В случае, когда за счет изменения форм поперечных сечений расходящихся ЕО и (или) поворотов этих образов вокруг направлений их передачи функции ослабления синапсов стремятся к нулю, такое копирование становится невозможным. Когда оно уже произошло, копии сигнально-шумовых групп при функциях ослабления синапсов, близких к нулю, отрываются от оригиналов и обрабатываются независимо от них с учетом обратных результатов

распознавания этих копий и воздействий на сеть второй части маломощного шума. В этом случае маломощный шум лишь стимулирует функционирование сети и порождает новые условия обработки этих копий, существенного влияния на полезные сигналы он практически не оказывает. Шумовые последовательности ЕО по сравнению с сигнальными последовательностями ЕО — очень редкие.

В результате исключается подавление обратных результатов распознавания копий потоком входных сигналов. Увеличивается глубина обработки информации в нейронной сети, так как увеличивается число циклов обработки обратных результатов распознавания.

В качестве основных результатов предлагается использовать результаты обработки последовательных копий сигнально-шумовых групп ЕО на выходном слое сети после обратного преобразования в соответствующие им исходные сигналы.

В интересах детализации предлагаемого подхода рассмотрим реализующую его усовершенствованную двухслойную рекуррентную нейронную сеть с управляемыми синапсами.

Усовершенствованная нейронная сеть

На рис. 1 приведена структурная схема двухслойной рекуррентной нейронной сети с управляемыми синапсами, реализующая предложенный метод, где ЕЗ — единичные задержки. Отличие этой схемы от известных решений состоит в наличии блока шума, формирующего совокупность шумовых последовательностей единичных образов, закрепленных за своими составляющими, на которые разложен шум. Кроме этого существенно расширены функциональные возможности блока управления.

Сеть функционирует следующим образом. Полезный сигнал (разложенный на составляющие, преобразованные в последовательности ЕО), объединенный с первой частью шумовых последовательностей ЕО с выхода блока шума, подают на первый вход первого слоя сети. Объединение этих последовательностей ЕО осуществляют попарно с учетом одинаковых закрепленных за ними составляющих полезного сигнала и шума. Такое объединение равносильно суммированию. Суммирование полезного сигнала с первой частью шума может осуществляться как до, так и после разложения их на составляющие. На второй вход этого слоя подают вторую часть шумовых последовательностей единичных образов, идентичную первой.

После подачи в сеть такого группового сигнала на выходе первого слоя присутствуют последовательные групповые совокупности ЕО, несущие всю информацию о входном сигнале и шуме. Каждая из этих групповых совокупно-

стей состоит из сигнально-шумовой группы и шумовой группы единичных образов.

После задержки в первом блоке единичных задержек последовательные групповые совокупности ЕО поступают на первый блок синапсов. Каждый единичный образ из текущей совокупности подается одновременно в первом блоке синапсов на совокупность своих синапсов, обеспечивающих связь каждого нейрона, породившего ЕО, в общем случае со всеми нейронами второго слоя. За счет такого разветвления формируются расходящиеся ЕО.

В общем случае смещенные групповые совокупности с измененными формами поперечных сечений расходящихся ЕО и с поворотами этих образов вокруг направлений их передачи с выхода первого блока синапсов поступают на вход второго слоя.

Все единичные образы, поступившие на один и тот же нейрон по различным синапсам, суммируются. При превышении этой суммы заданного порога возбуждения нейрона он возбуждается, и на его выходе формируется единичный образ. Затем имеющаяся сумма обнуляется, а сам нейрон затем переходит в состояние невосприимчивости входных сигналов. В нем он находится заданное время, одинаковое для всех нейронов сети, которое больше суммарной задержки ЕО в блоках, входящих в двухслойный многопучковый контур нейронной сети.

Последовательные совокупности ЕО с выхода второго слоя после задержки во втором блоке единичных задержек поступают на второй блок синапсов. В этом блоке они, как и в первом блоке синапсов, обрабатываются и поступают на третий вход первого слоя.

С учетом этого поступающие на первый слой прямые и обратные совокупности ЕО в нем корректно связываются, распознаются и порождают на его выходе новые совокупности ЕО, несущие в себе информацию как о текущих, так и ранее запомненных сетях сигналах, связанных с первыми. При этом за счет соответствующих сдвигов совокупностей ЕО вдоль слоев исключается наложение обратных результатов распознавания на прямые совокупности.

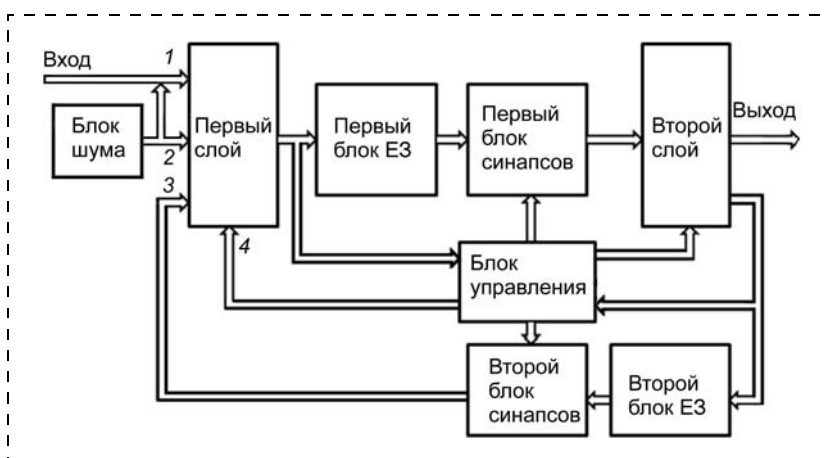


Рис. 1. Усовершенствованная рекуррентная нейронная сеть с управляемыми синапсами

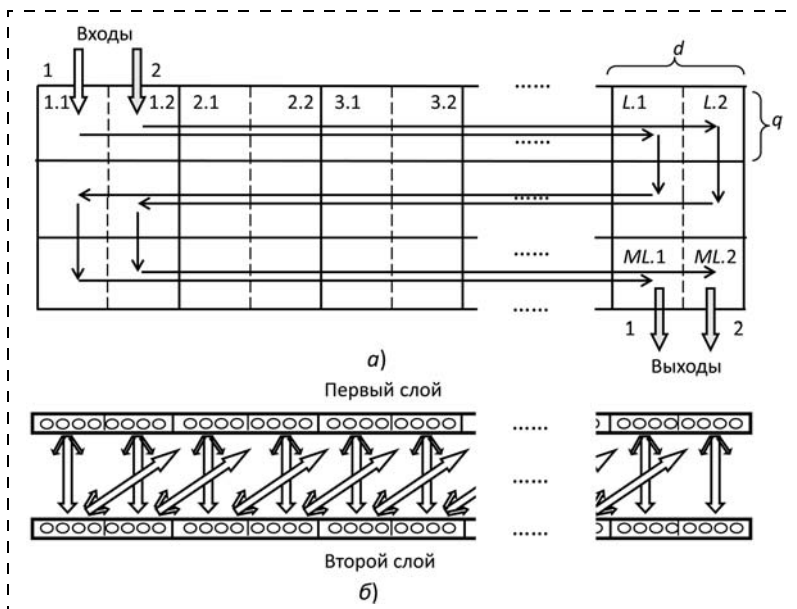


Рис. 2. Логическая структура нейронной сети:
a — вид сверху на первый слой сети; *б* — разрез сети по двум слоям по первой строке

За счет изменения форм поперечных сечений расходящихся ЕО и поворотов этих образов вокруг направлений их передачи достигается возможность оперативного изменения уровней связи между отдельными ЕО, их группами и совокупностями в сети.

На рис. 2, *a*, *б* представлен пример логической структуры этой рекуррентной нейронной сети со сдвигами групповых совокупностей ЕО вдоль слоев.

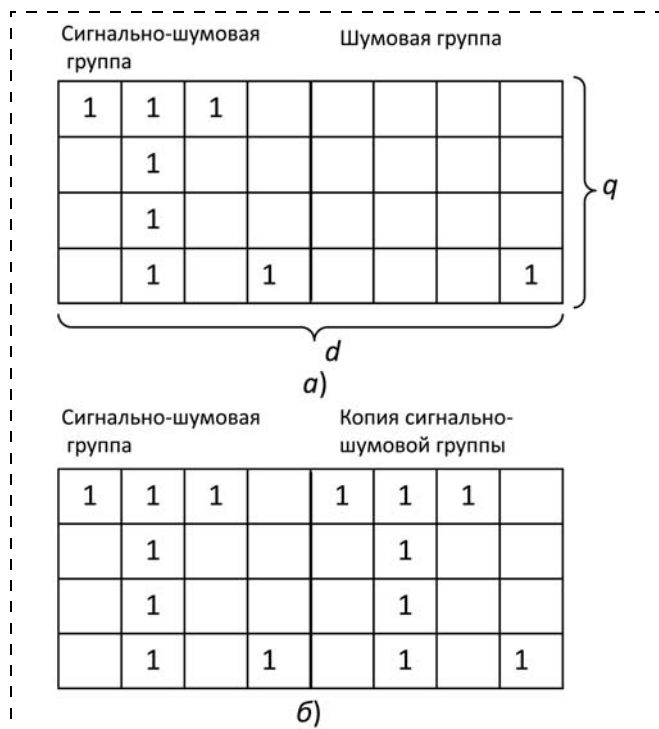


Рис. 3. Примеры групповых совокупностей единичных образов:
a — до копирования сигнально-шумовых групп единичных образов; *б* — после их копирования

Рис. 2, *a* соответствует виду сверху на сеть со спиральной схемой продвижения совокупностей ЕО вдоль слоев, рис. 2, *б* — разрезу сети по двум слоям по первой строке. На этом рисунке *d*, *q* — единичные сдвиги совокупностей ЕО соответственно по координатам *X*, *Y*; 1.1 и 1.2, 2.1 и 2.2, 3.1 и 3.2, ..., *L*.1 и *L*.2, *ML*.1 и *ML*.2 — одинаковые подполя соответственно первого, второго, третьего и других полей, формируемых за счет сдвигов групповых совокупностей ЕО вдоль слоев при передаче от слоя к слою. Стрелками на рис. 2, *a*, *б* показаны направления продвижения совокупностей ЕО и составляющих их сигнально-шумовых и шумовых групп. Заметим, что сигнально-шумовая группа ЕО согласно этому рисунку подается на первое подполе первого поля первого слоя, а шумовая группа — на второе подполе. Основным выходом сети выступает не выход 1, а выход 2. Если смотреть на это формально с позиции приоритетности коротких связей, то выходные сигналы формируются из второй части шума. Однако это не совсем так. Одинаковый маломощный шум, подаваемый на первый и второй входы сети, формирует необходимые ассоциативные связи для копирования сигнально-шумовых групп ЕО в шумовые группы. При наличии полезного сигнала и соблюдении ряда условий по направленности ассоциативного взаимодействия ЕО такое копирование осуществляется по общим правилам ассоциативного вызова информации из памяти сети. На рис. 3, *a*, *б* приведен пример групповой совокупности ЕО до передачи от одного слоя к другому (рис. 3, *a*) и после передачи (рис. 3, *б*), поясняющий формирование копий сигнально-шумовых групп ЕО.

В качестве основных условий такого копирования помимо формирования необходимых связей выступают требования к формам поперечных сечений расходящихся ЕО и к ориентации распределений плотности мощности в этих сечениях.

На рис. 4 показаны примеры сглаженных ориентированных на 90° в плоскости принимающего слоя эллиптических форм поперечных сечений расходящихся ЕО, где 1 — нейрон передающего слоя, формирующий ЕО, относящийся к сигнально-шумовой группе; 2 — нейрон передающего слоя, формирующий ЕО, относящийся к шумовой или к копии сигнально-шумовой группы; 3, 4 — короткие синапсы, для которых функция ослабления равна единице; 5 — ось максимальной протяженности распределения плотности мощности в поперечном сечении расходящегося ЕО, передаваемого от нейрона 1 в направлении нейрона 7; 6 — сглаженная форма поперечного сечения расходящегося ЕО; 7, 9 — нейроны принимающего слоя, в направлении которых, соответственно, от нейрона 1 и нейрона 2 передаются расходящиеся ЕО; 8 —

штрихпунктирная линия, разделяющая поля принимающего слоя на подполя; 10 — направления поворота оси максимальной протяженности распределения плотности мощности в поперечном сечении расходящегося ЕО. Точками, вокруг которых осуществляются повороты, в рассматриваемом случае выступают нейроны 7 и 9, в направлении их, соответственно, от нейрона 1 и нейрона 2 передаются расходящиеся ЕО; 11 — линия, разделяющая строки полей принимающего слоя сети; d, q — единичные сдвиги групповых совокупностей, соответственно, по координатам X, Y . На рис. 4 показаны два поля принимающего слоя сети. Верхнее поле относится к одной строке, а нижнее — к другой. Полагается, что продвижение групповых совокупностей ЕО, с учетом рис. 2, вдоль верхней строки осуществляется слева направо, а нижней — справа налево.

На рис. 5 приведен этот же пример, но с ориентацией эллиптических форм поперечных сечений расходящихся ЕО на 180° . Под ориентацией этих форм понимается угол между осью u лабораторной системы координат и осью максимальной протяженности распределения плотности мощности в поперечном сечении расходящегося ЕО. Обозначения, приведенные на рис. 5, такие же, как и на рис. 4.

Из рис. 4, 5 видно, что за счет изменения форм поперечных сечений расходящихся ЕО и за счет поворотов этих образов вокруг направлений их передачи с учетом текущих состояний слоев можно существенно влиять на взаимосвязь обрабатываемых в сети полезных сигналов и их копий. В соответствии с рис. 4 поперечные сечения расходящихся ЕО, относящихся к сигнально-шумовым группам, покрывают нейроны, ответственные за формирование копий сигнально-шумовых групп. При этих условиях такие копии могут успешно формироваться. Для отрыва копий сигнально-шумовых групп от оригиналов достаточно осуществить дополни-

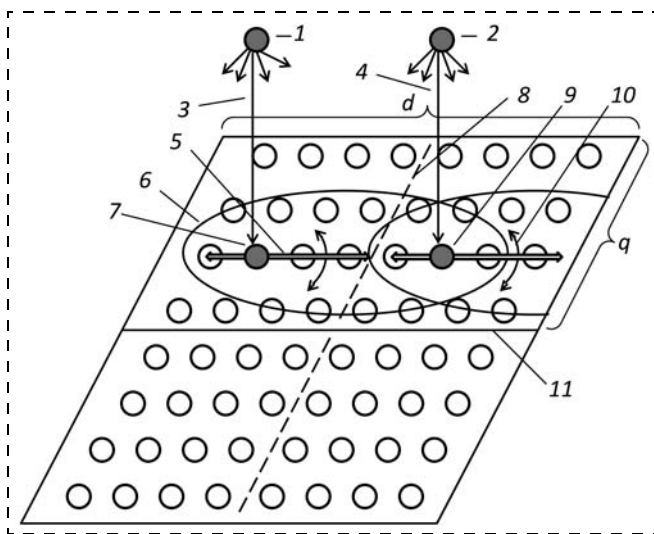


Рис. 4. Примеры ориентации сглаженных эллиптических форм поперечных сечений расходящихся единичных образов, обеспечивающих копирование сигнально-шумовых групп

тельный поворот на 90° по часовой стрелке осей максимальной протяженности распределения плотности мощности в поперечных сечениях расходящихся ЕО. Результат такого поворота показан на рис. 5. Из этого рисунка следует, что в отличие от рис. 4, поперечное сечение расходящегося ЕО, формируемого нейроном 1, не покрывает нейрон 9. В этом случае нейрон 1 не может возбудить нейрон 9. Зато поперечные сечения расходящихся ЕО хорошо покрывают нейроны других подполей второй строки, ответственных за формирование одних и тех же типов групп ЕО. В результате обеспечивается независимая полноценная обработка в сети оригиналов и копий сигнально-шумовых групп.

Если эллиптическую форму поперечных сечений расходящихся ЕО преобразовать, например, в круговую, то ситуация по взаимосвязи копий и оригиналов также существенно изменится.

Для реализации сдвигов групповых совокупностей ЕО вдоль слоев, изменения форм поперечных сечений расходящихся ЕО и ориентации распределения плотности мощности в этих сечениях предлагается функции ослабления $\beta(r_{ij}(t), G_{ij}(\mathbf{x}_{1t}, \mathbf{x}_{2t}))$ синапсов определять как

$$\beta(r_{ij}(t), G_{ij}(\mathbf{x}_{1t}, \mathbf{x}_{2t})) = \frac{1}{1 + \vartheta r_{ij}^h(t) / G_{ij}(\varphi_{ij} + \psi(\mathbf{x}_{1t}, \mathbf{x}_{2t}))},$$

где $r_{ij}(t)$ — удаленность связываемых через синапсы нейронов (расстояние между ними на плоскости X, Y); $G_{ij}(\mathbf{x}_{1t}, \mathbf{x}_{2t})$ — коэффициент направленности формы поперечного сечения расходящегося ЕО в направлении от i -го к j -му нейрону в плоскости X, Y ; $\mathbf{x}_{1t}, \mathbf{x}_{2t}$ — текущие состояния, соответственно, первого и второго слоев на момент времени t ; h — степень (чем она меньше, тем шире ассоциативное пространственное взаимодействие в сети); ϑ — по-

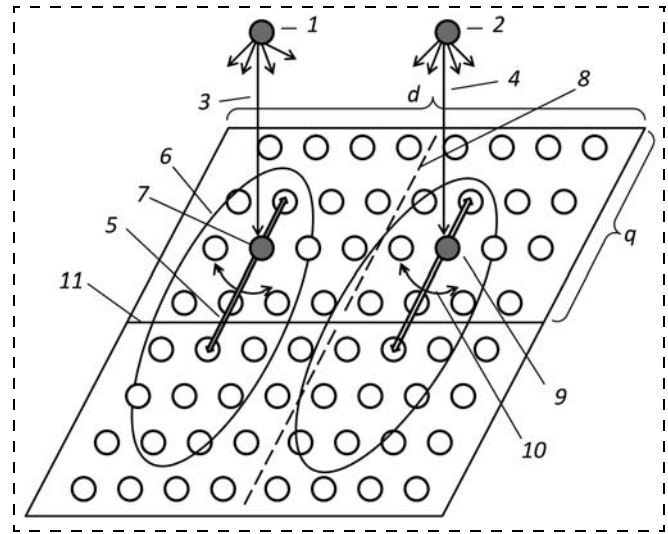


Рис. 5. Примеры ориентации сглаженных эллиптических форм поперечных сечений расходящихся единичных образов, исключающих копирование сигнально-шумовых групп

ложительный коэффициент; φ_{ij} — угол, определяющий направление на нейрон принимающего слоя от нейрона этого слоя, в направлении которого передается расходящийся ЕО; $\psi(\mathbf{x}_{1t}, \mathbf{x}_{2t})$ — угол поворота оси максимальной протяженности распределения плотности мощности в поперечном сечении расходящегося ЕО (угол поворота этого образа вокруг направления его передачи). Виды предварительно заданных форм поперечных сечений расходящихся ЕО в частном случае могут быть закреплены за номерами нейронов, формирующих эти ЕО. В этом случае значение коэффициента $G_{ij}(\varphi_{ij} + \psi(\mathbf{x}_{1t}, \mathbf{x}_{2t}))$ направленности формы поперечного сечения расходящегося ЕО зависит также от номера нейрона, формирующего ЕО. Речь в рассматриваемом случае идет о предельно возможных формах поперечных сечений расходящихся ЕО, определяемых при условии стремления весовых коэффициентов $k_{ij}(t)$ синапсов к единице.

Результаты моделирования

Для доказательства преимущества предлагаемого подхода по сравнению с известными решениями была разработана реализующая этот метод программная модель двухслойной рекуррентной нейронной сети с управляемыми синапсами со структурой, приведенной на рис. 1. Число нейронов в каждом слое составляло 2100 единиц. За счет сдвигов групповых совокупностей ЕО вдоль слоев (при передаче от слоя к слою) слои разбивались на две строки по 25 полей размером 6×7 нейронов. При этом каждое поле делилось на два подполя размером 3×7 . Моделировалась обработка такой сетью простых групповых сигналов согласно предлагаемому методу. Установлено, что за счет предварительно формируемого шума, подаваемого параллельно на первое и второе подполя первого поля первого слоя сети, можно обеспечить однозначное соответствие между одинаковыми сигнально-шумовыми и шумовыми составляющими и успешно формировать копии сигнально-шумовых групп при обработке рассматриваемых групповых сигналов. За счет изменения форм поперечных сечений расходящихся ЕО и поворотов этих образов вокруг направлений их передачи можно существенно влиять на взаимосвязь копий сигнально-шумовых групп и их оригиналов. За счет формирования сигнально-шумовых копий и отрыва их от оригиналов удается исключить подавление обратных результатов распознавания этих копий входным потоком сигналов. Это повышает глубину и расширяет функциональные возможности интеллектуальной обработки информации в нейронной сети.

Заключение

Рассмотренный подход к наделению АИМ второй сигнальной системой может быть распространен на эти машины с различными датчиками и ис-

полнительными устройствами. У предложенной сигнальной системы по функциональности много общего со второй сигнальной системой человека. Несмотря на относительную простоту предложенной системе также свойственны возможности обобщения "словами" бесчисленных сигналов первой сигнальной системы. Наличие второй сигнальной системы у АИМ позволяет наделить ее мышлением и осознанной речью, так как все условия для этого соблюдаются. Такая интеллектуальная машина может не только воспринимать, запоминать и ассоциативно вызывать из памяти запомненные сигналы, но и обрабатывать их с отрывом от входного потока, генерировать новые сигналы. При этом выход машины всегда остается совместимым с входом. В основе самообучения этой машины лежит принцип копирования сигналов с последующей их более глубокой обработкой с учетом обратных результатов распознавания копий и влияния маломощного шума. Несомненно для реализации в полной мере отмеченных свойств АИМ с второй сигнальной системой ее нейронная сеть должна включать в себя не тысячи, а миллиарды нейронов. Только каждое поле слоев сети (см. рис. 2, а, б) при полноценной обработке речевых сигналов в стандартной полосе частот и формировании АИМ осознанной речи должно состоять из не менее 2048 нейронов (по 1024 на каждое подполе). Число же этих полей должно исчисляться в миллионах. В принципе современные технологии уже позволяют создавать такие сети и АИМ. В частности, в качестве нейронов и единичных задержек в таких сетях могут выступать ждущие мультивибраторы. Синапсы могут реализовываться с применением мемристоров (резисторов с памятью) и обычных управляемых аттенуаторов. Предложенный подход может найти применение при создании перспективных интеллектуальных машин и систем.

Список литературы

1. Amari S. Dreaming of mathematical neuroscience for half a century // *Neural Networks*. 2013, January. N 37. P. 48–51.
2. Galushkin A. I. *Neural Networks Theory*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2007. 396 p.
3. Haikonen Pentti O. A. The Role of Associative Processing in Cognitive Computing // *Cognitive Computing*. 2009. N 1. P. 42–49.
4. Осовский С. Нейронные сети для обработки информации / Пер. с английского И. Д. Рудницкого. М.: Финансы и статистика, 2002. 344 с.
5. Хайкин С. Нейронные сети: полный курс, 2-е издание.: Пер. с англ. М.: Издательский дом "Вильямс", 2006. 1103 с.
6. Ткаченко К. И. Патентуемые нейросетевые решения // *Нейрокомпьютеры: разработка, применение*. 2009. № 4. С. 46–58.
7. Физиология человека / Под ред. В. М. Покровского, Г. Ф. Коротко. М.: Медицина, 2007. 656 с.
8. Осипов В. Ю. Ассоциативная интеллектуальная машина // *Информационные технологии и вычислительные системы*. 2010. № 2. С. 59–67.
9. Осипов В. Ю. Прямое и обратное преобразование сигналов в ассоциативных интеллектуальных машинах // *Мехатроника, автоматизация, управление*. 2010. № 7. С. 27–32.
10. Осипов В. Ю. Оптимизация ассоциативных интеллектуальных систем // *Мехатроника, автоматизация, управление*. 2011. № 3. С. 35–39.
11. Осипов В. Ю. Метод настройки ассоциативной интеллектуальной системы на входные сигналы // *Информационные технологии*. 2012. № 9. С. 54–59.

УДК 004.896, 62-546.8, 62-236.58

Е. В. Аверьянов¹, мл. науч. сотр.,
aver@yandex.ru,

Б. Б. Коваленко¹, инженер,
fortyq@gmail.com,

А. В. Костин¹, инженер,
a.kostin@stankin.ru,

Е. И. Пелепас¹, инженер,
pelepac@gmail.com,

Ю. В. Подураев², д-р техн. наук, зав. каф.,
a.kostin@stankin.ru,

С. Ф. Яковлев¹, канд. техн. наук, директор,
yakovlev@stankin.ru,

¹ Центр разработки робототехнических систем
Государственного инжинирингового центра
МГТУ "Станкин",
² МГТУ "Станкин"

Основные аспекты создания отечественных технологических мобильных роботов вертикального перемещения

Рассмотрено одно из важнейших направлений развития российской робототехники — создание мобильных роботов вертикального перемещения (МРВП) для решения широкого круга технологических задач на российских машиностроительных предприятиях. Приведены области и перспективы применения МРВП. Рассмотрены особенности конструкции подвижных платформ МРВП. Обсуждаются результаты исследования механизмов движения и пневматических приводов МРВП, полученные в ходе реализации НИОКР "Листоробот" по созданию опытных образцов гаммы МРВП, предназначенных для финишной обработки и неразрушающего контроля крупногабаритных листовых машиностроительных металлоконструкций, проводимой ГИЦ ФГБОУ ВПО МГТУ "Станкин" в период с 2011 по 2013 г.

Ключевые слова: робототехника, мобильный робот вертикального перемещения, инспекционный робот, технологический робот, манипулятор, неразрушающий контроль, финишная обработка

1. Области и перспективы применения мобильных роботов вертикального перемещения

Современные мобильные роботы вертикального перемещения (МРВП) в большинстве случаев применяются для инспекции и замены ручного труда в труднодоступных зонах и местах повышенной опасности [1, 2]. На атомных станциях МРВП могут использоваться для дезактивации помещений,

включая стены и потолки, на промышленных объектах с повышенной опасностью — для производства аварийных и профилактических работ, на строительных площадках — для осуществления монтажных и покрасочных работ на высоте, в сухих доках — для проведения инспекционных и технологических операций при строительстве и ремонте корпусов судов, а также ряда других задач. Для выполнения технологических операций на МРВП могут монтироваться различные механизмы, например манипулятор, с инструментальным захватом для фиксации инструмента.

Среди зарубежных разработок МРВП можно отметить модель NERO (Nuclear Electric Robot Operator) и модель SADIE (Sizewell Duct Inspection Equipment) [3]. Оба робота были созданы для инспекции объектов на атомных станциях и имеют схожую кинематическую структуру, состоящую из двух платформ. Передвижение осуществляется посредством относительного смещения этих платформ. Успехов в промышленном применении МРВП достигли такие фирмы, как "Tokyo Gaze Limited", "Hitachi" (Япония), "International robotic technology" (США), Портсмутский университет и ряд других [4].

Технические характеристики некоторых МРВП представлены в табл. 1.

Среди российских МРВП, нашедших применение в промышленности, можно особо выделить МРВП РТК01, разработанный Институтом проблем механики им. А. Ю. Ишлинского РАН. РТК01 был создан для супервизорного контроля, диагностики и технического обслуживания вертикальных и горизонтальных поверхностей, помещений и конструкций действующих АЭС. Такой робот способен перемещаться по металлическим и бетонным поверхностям и выполнять технологические и диагностические операции [5].

В западных странах рынок мобильной технологической робототехники стремительно развивается, однако сегмент МРВП развит слабо ввиду ограниченности и несовершенства технологий их применения. Как подчеркивалось ранее, область применения МРВП — достаточно широкая, однако для начала внедрения МРВП в промышленность в больших масштабах необходимо представить простой в использовании, качественный и недорогой продукт. Использование мехатронных пневмоприводов, оптимизация основных компонентов МРВП приближает лабораторные образцы к уровню серийных продуктов машиностроения. Такие МРВП найдут широкое применение в различных областях жизнедеятельности человека. В различных статьях пред-

Технические характеристики технологических и инспекционных МРВП

Фирма-изготовитель, страна	Вид движения	Вес, кгс	Грузоподъемность, кг	Скорость, м/мин	Зона действия, м	Назначение
JGC, Япония	Вакуумные захваты, магнитные захваты, вращающиеся педипуляторы	25	15	4,0	60,0	Очистка, инспекция
MEL, Япония	Скользящее уплотнение	20	10	1,5	10,0	Очистка, инспекция
Portsmouth Polytechnic, Великобритания	Вакуумные захваты, двухзвенные педипуляторы	50	10	0,8	20,0	Инспекция
Robotics Lab, Франция	Гусеничный, вакуумные захваты	80	20	1,2	50,0	Очистка
PTK01, Россия	Вакуумные захваты, шаговый	15 60	15 100	1,0 1,5	20,0 50,0	Покраска, резка, противопожарные операции
NASA, США	Локомоционный	50	20	—	—	—
Tokyo Gaze Limited, Япония	Диагностический	140	60	0,9	—	Контроль качества сварных швов

лагается использовать МРВП для инспектирования трубопроводов нефтехимических предприятий, сварки [6], резки плазмой [7], ремонтных работ в авиационной и судостроительной промышленности [8], ремонта и обслуживания зданий. Потенциальными областями применения могут являться пожаротушение, очистка окон высоких зданий, установка рекламного оборудования и т. д.

2. Технические требования и описание конструкции гаммы МРВП

Основные технические требования, сформулированные в ТЗ на НИОКР "Листоробот", представлены в табл. 2.

В состав гаммы роботов входят две модели: технологический и инспекционный МРВП. Каждый робот состоит из подвижной платформы, пульта дистанционного управления, жгута из электрокабелей и пневмопроводов, бортовой части системы управления, а также бортовой и внешней видеокамер.

В состав подвижной платформы технологического МРВП входит манипулятор, на котором размещается инспекционное и технологическое оборудование.

Подвижные платформы технологического и инспекционного МРВП имеют одинаковую кинематическую схему, основными элементами которой являются внутренняя и внешняя платформы. Подвижная платформа технологического МРВП изображена на рис. 1. Подвижная платформа инспекционного МРВП изображена на рис. 2.

2.1. Подвижная платформа технологического и инспекционного МРВП

При выборе конструкции подвижных платформ инспекционного и технологического МРВП из двух возможных вариантов с вакуумным присосом был выбран, как наиболее подходящий для преодоления препятствий, вариант с дискретно-шагающей кинематической схемой, вакуумными присосками на ногах и эжекторами для создания вакуума. Источник сжатого воздуха является внешним. Для обеспечения поворота подвижной платформы на $\pm 180^\circ$ используется поворотный электропривод.

Подвижная платформа технологического МРВП состоит из двух платформ: внутренней и внешней. На внешней платформе находятся четыре ноги, а на внутренней — одна нога. Ноги внешней плат-

Таблица 2

Основные технические характеристики гаммы МРВП

Параметры	Инспекционный МРВП	Технологический МРВП
Перемещение робота на расстояние не менее, м	40	40
Поворот на месте, °	± 180	± 180
Максимальная скорость перемещения не менее, м/мин	10	5
Способность преодолевать препятствия (трещины, выступы) размером, мм	Высота — не более 15 длина — не ограничена, ширина — не более 20, глубина — не более 15	Высота — не более 15, длина — не ограничена, ширина — не более 20, глубина — не более 15
Возможность преодоления криволинейных участков с радиусом изгиба не менее, м	2	10
Тип связи с поверхностью	Вакуумный присос	Вакуумный присос
Полезная нагрузка, кг	1,5	50
Масса робота без нагрузки не более, кг	10	50
Наличие инспекционного оборудования	Высококачественная камера видеонаблюдения бортовая и внешняя	Высококачественная камера видеонаблюдения бортовая и внешняя, дефектоскоп
Рабочий диапазон температур, °С	от -10 до +50	от -10 до +50

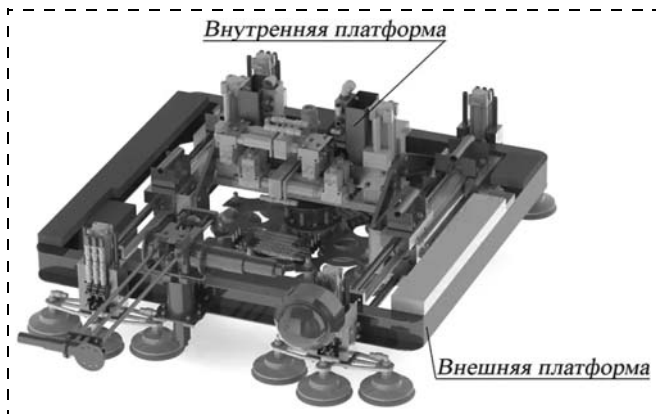


Рис. 1. Подвижная платформа технологического МРВП

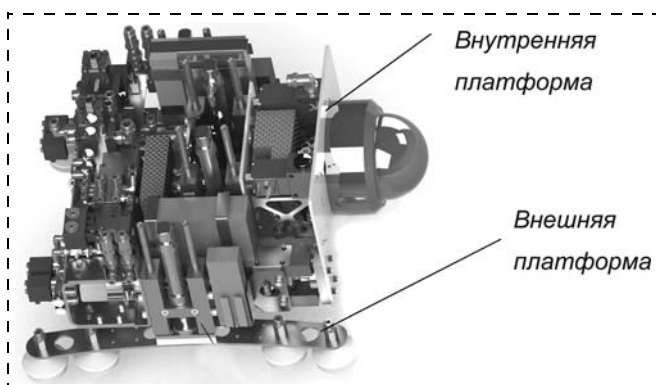


Рис. 2. Подвижная платформа инспекционного МРВП

формы имеют по три вакуумных захвата в виде присосок, нога внутренней платформы — двенадцать присосок. Платформы связаны между собой направляющими и штоками пневмоцилиндров главного линейного движения, а ноги связаны с платформами направляющими и штоками пневмоцилиндров подъема и опускания. Нога внутренней платформы может вращаться вокруг своей оси и оснащена поворотным электроприводом.

Линейное движение МРВП осуществляется за счет передвижения платформ друг относительно друга по направляющим с помощью главного пневмопривода и попеременного сцепления ног с поверхностью.

Так как МРВП осуществляет дискретное перемещение по поверхности, он не обладает возможностью совершать операции, где требуется непрерывное перемещение оборудования, с помощью которого ведется обработка. Поэтому такое оборудование монтируется на манипуляторе, установленном на внешней платформе и имеющем четыре степени подвижности.

В целях управления динамикой движения пневмоприводов на цилиндрах монтируется ряд датчиков положения штока, по данным которых система управления переключает дроссели на выхлопе. Для предотвращения перекосов и деформаций конструкции при возможном асинхронном выдвигании штоков пневмоцилиндров главного привода на

технологическом МРВП установлена рама, повышающая жесткость внешней платформы.

Важное место в работе МРВП занимают эжекторы. Они чувствительны к перепадам давления и засорам, поэтому при малейшем их сбое МРВП может оторваться от поверхности. Для обеспечения достаточной глубины вакуума и скорости вакуумирования используются по два эжектора на каждую платформу, что одновременно повышает надежность сцепления с поверхностью.

2.2. Система дистанционного управления МРВП

Система дистанционного управления (ДУ) состоит из стационарной части, которая представляет собой пульт управления, и бортового блока, размещенного на подвижной платформе МРВП. Внешний вид системы ДУ представлен на рис. 3.

Для унификации ДУ в ней применены серийно выпускаемые комплектующие изделия. Пульт управления построен на базе портативного компьютера с подключенными к нему периферийными устройствами, необходимыми для управления подвижной платформой и дистанционного наблюдения за ней. Кроме того, на корпусе пульта управления присутствует порт для подключения дополнительного компьютера, работающего с оборудованием неразрушающего контроля. В состав периферийных устройств, подключаемых к портативному компьютеру, входят четыре двухкоординатных шарнирных манипулятора (джойстика), девять кнопок управления и проводная IP-камера IQ753.

В супервизорном режиме решение о коррекции движения принимается оператором, включенным в контур управления с помощью соответствующего человеко-машинного интерфейса [9, 10].

Пуск и остановку линейного и поворотного движения робота осуществляет оператор, но циклы самого движения реализуются автоматически. Например, после запуска оператором с помощью джойстика цикла поворота бортовая часть системы управления в автоматическом режиме оценивает состояние внутренней платформы и, если ее нога находится в поднятом состоянии, подается команда

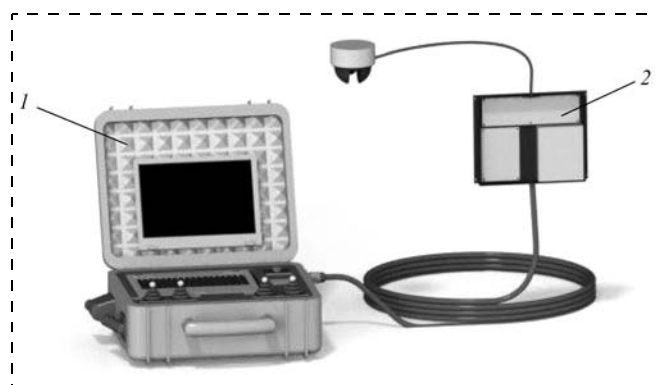


Рис. 3. Система управления МРВП: 1 — пульт управления, 2 — бортовой блок

опускания ноги и включение эжектора для фиксации ноги на поверхности. При достижении заданного давления в присосках, которое контролируется датчиками давления, установленными на всех присосках, бортовая система управления подает команды на реле, которое управляет пневматикой, сбросом вакуума в присосках ног внешней платформы и поднятием ног последней. Затем подается команда на включение двигателя поворота внешней платформы. Информация об угле поворота поступает с энкодера привода поворота платформы на монитор пульта ДУ. По достижении необходимого поворота оператор останавливает вращение приведением ручки джойстика в нейтральное положение. В это время бортовая система управления дает команду на прекращение работы электродвигателя поворота платформы. Поворот платформы в каждую из сторон автоматически ограничен предельными значениями абсолютного энкодера поворота, что предотвращает возможность механических повреждений платформ МРВП.

3. Результаты исследования механизмов движения МРВП

При разработке механизмов, обеспечивающих линейное и поворотное движения МРВП, серьезное внимание уделялось проведению исследований и расчетов, направленных на уменьшение веса и обеспечение надежной и бесперебойной работы конструкции [11, 12].

При разработке поворотного узла МРВП было использовано оригинальное техническое решение,

позволяющее уменьшить массу поворотного привода и энергопотребление при повороте, при этом скорость поворота увеличилась. На данное техническое решение зарегистрирована заявка на полезную модель [13].

Для осуществления линейных движений в МРВП используются пневмоприводы. Для всех пневмоприводов характерно, что чем выше требуемое быстродействие привода и масса объекта управления, тем труднее остановить поршень в конце хода, исключив удары и отскоки.

На графиках рис. 4, 5 (см. вторую сторону обложки) представлены результаты компьютерного моделирования в виде зависимостей скорости и ускорения поршня от времени при применении стандартных встроенных средств торможения. Графики получены для пневмопривода с исходными данными: диаметр цилиндра — 63 мм, ход поршня — 250 мм, масса перемещаемого объекта 50 кг.

Из анализа графиков на рис. 4, 5 (см. вторую сторону обложки), следует, что время движения поршня не превышает 1 с, но при этом инерционные нагрузки, действующие на робот, достигают 20 м/с^2 , что значительно превышает допустимое значение. Кроме того, при втягивании штока появляются отскоки, связанные с резким увеличением давления в зоне демпфирования за счет действия составляющей силы тяжести по направлению движения объекта.

Для решения этой проблемы предложены оригинальная схема пневмоприводов и алгоритм управления, позволяющие реализовать плавные, но достаточно быстрые режимы разгона и торможения.

В результате моделирования работы пневмопривода по предложенной выше схеме получены зависимости скорости движения внешней платформы от времени, представленные на рис. 6, 7. Исходными данными для моделирования были взяты: масса внешней платформы 70 кг, внутренней платформы — 30 кг, диаметр пневматических цилиндров с двухступенчатым торможением — 50 мм, вид движения — на вертикальной поверхности в горизонтальном направлении.

Из анализа графиков на рис. 6, 7 видно, что при сохранении необходимой средней скорости движения уменьшение ее абсолютного значения происходит плавно без отскоков.

Важно отметить, что в процессе эксплуатации МРВП

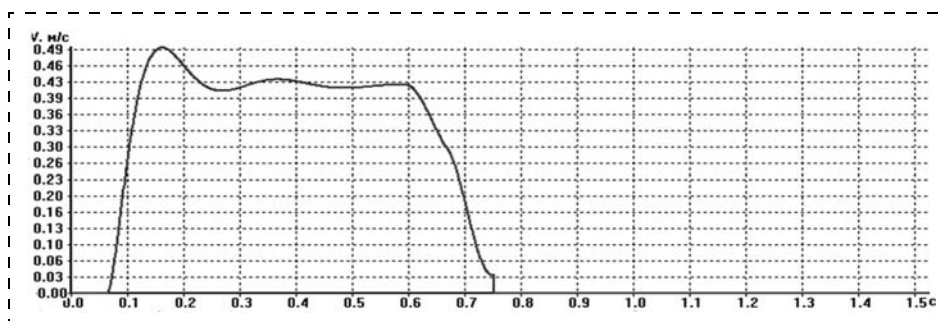


Рис. 6. График зависимости скорости движения внешней платформы от времени при втягивании штока

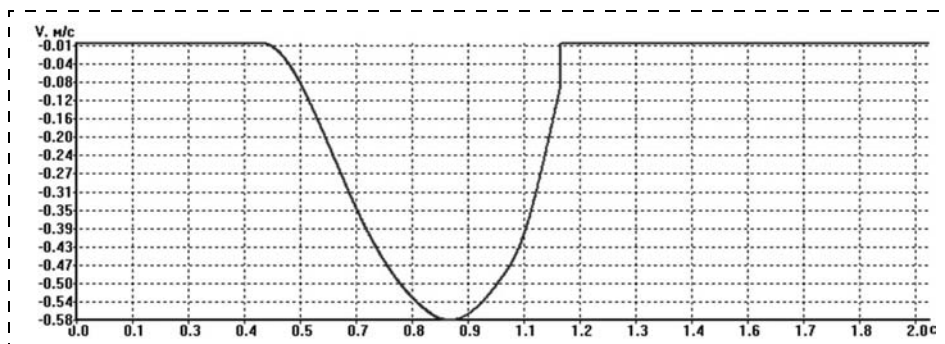


Рис. 7. График зависимости скорости движения внутренней платформы от времени при выдвигании штока

Таблица 3

Свойства привода при диаметре цилиндра 50 мм и при разных значениях угла наклона

$\alpha, ^\circ$	Выдвижение (30 кг)	Втягивание (70 кг)
90	97 мм/с; 170 Н; 0,92 с	31 мм/с; 371 Н; 0,93 с
60	68 мм/с; 173 Н; 0,92 с	38 мм/с; 343 Н; 0,95 с
30	30 мм/с; 173 Н; 0,89 с	29 мм/с; 336 Н; 0,97 с
0	59 мм/с; 173 Н; 0,88 с	80 мм/с; 315 Н; 0,97 с
-30	88 мм/с; 177 Н; 0,83 с	106 мм/с; 336 Н; 1,03 с
-60	106 мм/с; 204 Н; 0,80 с	59 мм/с; 343 Н; 1,07 с
-90	108 мм/с; 238 Н; 0,79 с	79 мм/с; 340 Н; 0,91 с

изменяется направление его движения, и, следовательно, изменяется угол ориентации оси пневматических цилиндров относительно горизонта. Это приводит к тому, что изменяется числовое значение проекции вектора силы тяжести на ось цилиндра, а следовательно, и внешнее усилие, действующее на платформу, от силы тяжести. В общем случае проекция силы тяжести на ось цилиндра равна $mg \sin \alpha$, где α — угол наклона осей пневматических цилиндров к горизонту.

В табл. 3 представлены полученные путем компьютерного моделирования характеристики привода робота "Модель 50" при диаметре пневматического цилиндра 50 мм и значениях угла наклона, изменяющихся от -90 до $+90^\circ$. В этой таблице для случаев выдвижения и втягивания поршней приведены значения скорости удара поршня о крышку, времени перемещения и инерционной нагрузки, вызванной перемещением платформы, полученные при неизменных значениях параметров привода и алгоритма управления.

Из табл. 3 видно, что инерционная нагрузка в любом направлении не превышает допустимое значение 500 Н.

Выводы

1. В статье приведены основные характеристики, области и перспективы применения зарубежных и отечественных МРВП для решения широкого круга технологических операций.

2. Рассмотрены состав и конструктивные особенности гаммы МРВП, которые предназначены для инспектирования и финишной обработки крупногабаритных листовых машиностроительных металлоконструкций.

3. Проведенные исследования механизмов движения и пневматических приводов МРВП подтвер-

дили правильность выбранных технических решений, которые легли в основу конструкции гаммы МРВП и гарантируют высокое быстродействие приводов при одновременном ограничении динамических нагрузок на вакуумные присоски роботов.

4. Результаты, полученные в НИОКР "Листоробот", будут способствовать обеспечению потребностей российских машиностроительных предприятий в современном отечественном оборудовании для автоматизированного контроля и последующей финишной обработки крупногабаритных листовых машиностроительных металлоконструкций.

Список литературы

1. Григорьев С. Н. Решение задач технологического перевооружения машиностроения // Вестник МГТУ Станкин. 2011. № 4. С. 5—9.
2. Черпаков Б. И., Григорьев С. Н. Тенденции развития технологического оборудования в начале XXI века // Ремонт, восстановление, модернизация. 2003. № 10. С. 2—7.
3. Luk B. L., Collie A. A., Cooke D. S., Chen S. Walking and climbing service robots for safety inspection of nuclear reactor pressure vessels // 2005 Asia Pacific Conference on Risk Management and Safety, Hong Kong, China, 01—02 Dec. 2005. P. 432—438.
4. Manuel A. Armada, Pablo González de Santos, María A. Jiménez, Manuel Prieto. Application of CLAWAR Machines // I. J. Robotic Res. 2003. 22 (3—4): P. 251—264.
5. Градецкий В. Г., Рачков М. Ю. Роботы вертикального перемещения. М.: Министерство образования РФ, 1997. 223 с.
6. Андреев А. Г., Ивановский С. П. Разработка системы компьютерного моделирования и автономного программирования промышленных роботов для электродуговой сварки // Производственные технологии — 2001. Сб. статей и тез. отчетной конференции — выставки. М.: Изд-во МГТУ им. Баумана, 2002. С. 160—161.
7. White T. S., Alexander R., Callow G., Cooke A., Harris S., Sargent J. A Mobile Climbing Robot for High Precision Manufacture and Inspection of Aerostructures // I. J. Robotic Res. 2005. 24 (7). P. 589—598.
8. Yberle H. J. Application of climbing robot RoSy II in the business of building conservation // Proc. of the 15th ISARC, Munchen, Germany. 1998. P. 111—120.
9. Баранов Д. Н., Ермолов И. Л., Плешаков Р. В., Подураев Ю. В. Повышение автономности мобильного робота "Вездеход-ТМЗ" на основе бортовой системы навигации // Мехатроника, автоматизация, управление. 2008. № 5. С. 49—54.
10. Фархатдинов И. Г., Подураев Ю. В. Экспериментальное исследование дистанционного управления мобильным роботом с применением системы отражения усилий с переменным коэффициентом обратной связи // Вестник МГТУ Станкин. 2011. № 1. С. 17—21.
11. Подураев Ю. В. Мехатроника: основы, методы, применение. М.: Машиностроение, 2007.
12. Егоров О. Д., Подураев Ю. В. Конструирование мехатронных модулей. М.: МГТУ СТАНКИН, 2005.
13. Заявка на выдачу патента РФ на полезную модель "Шаговое транспортное средство" № 2013106683 от 15.02.2013 г.
14. Фархатдинов И. Г., Подураев Ю. В. Об устойчивости системы двустороннего действия в дистанционном управлении мобильным роботом // Мехатроника, автоматизация, управление. 2011. № 11. С. 22—27.

С. Л. Зенкевич, д-р физ.-мат. наук, проф.,
zenkev@bmstu.ru,
Е. И. Болотин, аспирант,
eugenebolotin@gmail.com,
Научно-учебный центр "Робототехника",
МГТУ им. Н. Э. Баумана

Задача кластеризации распределенных систем на примере групповой кооперации

Рассмотрена задача многоуровневой кластеризации распределенных систем. Решаемая проблема состоит в поиске многоуровневого, иерархически организованного разбиения системы, которое минимизирует общее число связей между объектами, входящими в состав системы. Рассмотрены две стратегии разбиения. Получены аналитические соотношения, позволяющие найти число объектов в подсистемах при заданном уровне структуризации. Проведен ряд вычислительных экспериментов.

Ключевые слова: кластеризация, распределенная система, коммуникация, связи

Введение

В теории распределенных систем задачи кластеризации, на наш взгляд, не являются основным предметом исследований. Вместе с тем существует ряд приложений, где объединение объектов распределенной системы в группы является весьма важным.

Так, в работе [1] рассматривается проблема кооперации группы роботов-квадрокоптеров, решающих задачу ловли мяча. Для ловли используется сеть, привязанная к каждому из роботов в группе. Решение данной задачи группой квадрокоптеров позволяет им использовать большую площадь сети и тем самым повысить эффективность решения. В работе [2] рассматривается задача выявления движущихся объектов внутри помещения с помощью команд мобильных роботов, оснащенных лазерными дальномерами. Роботы, кооперируясь, осуществляют операцию слияния представлений об окружении. Это позволяет уменьшить сложность и объем накапливаемых данных, а также более эффективно выявлять нестационарные объекты. Вопросы определения оптимальной топологической структуры также возникают в задачах формирования глобальных и локальных компьютерных сетей [3]. Рассматривается проблема уменьшения времен задержки сигнала при коммуникации между различными сегментами сети, сокращения числа промежуточных звеньев между ключевыми элементами сети.

Одним из приложений, где вопросы кластеризации играют большую роль, является следующее. Пусть имеется группа из N объектов, решающих общую для этой группы задачу. В процессе решения им необходимо общаться друг с другом, используя

некоторые каналы связи [4]. Ясно, что обеспечение независимой и устойчивой работы этих каналов связи и уменьшение их числа являются в этом случае весьма важной задачей. Особенно остро эта проблема стоит для систем класса "рой", включающих сотни объектов. Разбиение распределенной системы на подгруппы представляется одним из способов решения этой задачи.

Проблема минимизации числа связей возникает и в случае, когда группа объектов образует мульти-агентную систему, т. е. систему, включающую в свой состав агентов, способных самостоятельно принимать решения. В этой ситуации, правда, возникают дополнительные проблемы, связанные с выбором стратегии структуризации.

Похожая проблема возникает и в социальных коллективах: видимо, трудно обеспечить функционирование неструктурированного коллектива, включающего большое число сотрудников. Всегда используется введение некоторой иерархии, имеющей в качестве необходимого результата структуризацию коллектива. Это касается, в частности, научных институтов, административных и производственных объединений и т. д., когда на первый план выходит проблема эффективности управления коллективом, напрямую зависящая от его структуризации.

1. Предварительное обсуждение

Прежде чем перейти к формальной постановке задачи, рассмотрим иллюстрирующий пример.

Пример 1

Пусть группа включает 12 объектов. В отсутствие структуризации (т. е. дисциплина взаимодействия — "каждый-с-каждым") число связей между объектами $L = 12 \cdot (12 - 1)/2 = 66$. Разделим теперь группу на две подгруппы по шесть объектов в каждой. При этом общение внутри подгрупп осуществляется в соответствии с дисциплиной "каждый-с-каждым", а между подгруппами — только через посредство выделенных объектов ("коммутаторов"). Тогда число связей $L = 2 \cdot 6 \cdot (6 - 1)/2 + 1 = 31$. Разделим теперь систему на три подгруппы по четыре объекта в каждой. Имеем $L = 3 \cdot 4 \cdot (4 - 1)/2 + 3 \cdot (3 - 1)/2 = 21$. Наконец, если мы разобьем группу на 12 подгрупп (т. е. все объекты — "коммутаторы"), то получим тот же результат, что и был при отсутствии разбиения: $L = 12 \cdot (12 - 1)/2 = 66$. Ясно, что существует такое разбиение на подгруппы, при котором число связей минимально (при принятом способе структуризации).

Замечания:

1) мы разбиваем группу на равновеликие подгруппы. Покажем, что это наилучший вариант. Пусть x_i — размер i -й подгруппы. Тогда при заданном числе подгрупп k число связей при разбиении N

объектов имеет вид
$$L = \sum_{i=1}^k x_i(x_i - 1)/2 + k(k - 1)/2$$

при условии $\sum_{i=1}^k x_i = N$. Решение этой простой задачи на поиск условного экстремума функции L дает $x_1 = x_2 = \dots = x_k = N/k$. (Например, в силу симметрии всех выражений по x_i);

2) очевидно, что в случае поиска решений, удовлетворяющих естественному требованию $x_i \subset N$, где N — множество натуральных чисел, это требование может быть нарушено (например, попытка разбиения группы из 10 объектов на 3 равновеликие группы). В этом случае необходимо искать наилучшее решение среди округленных до ближайших целых значений полученных параметров;

3) в дальнейшем мы не будем учитывать информационную нагрузку на каналы связи. Ясно, что при неразумном объединении в группы межгрупповые связи, вызванные необходимостью объектов одной группы обращаться к объектам других групп, могут быть весьма интенсивны. Эта проблема, однако, в работе не обсуждается, несмотря на ее важность.

Пример 2

Увеличим теперь глубину разбиения, а именно: разобьем каждую подгруппу на некоторое число подгрупп. Рассмотрим простой пример.

Пусть мы имеем группу из 12 объектов, разбитую на три подгруппы по четыре объекта в каждой. При этом число связей равняется 21 (см. пример 1). Разобьем теперь каждую из подгрупп на две подподгруппы по два объекта в каждой. Нетрудно видеть, что число связей в этом случае имеет вид: $L = 6 + 3 + 3 = 12$. Таким образом, число связей уменьшилось.

Это наблюдение позволяет сделать вывод о том, что последовательное разбиение системы объектов на более мелкие кластеры может привести к уменьшению числа связей. Заметим, что мы не рассматриваем (и, следовательно, не учитываем) возможность возникающего при этом роста нагрузки на каналы связей.

Рассмотрим теперь эту проблему более детально.

2. Постановка задачи

Обозначим $C^{(n)}$ степень кластеризации системы, т. е. $C^{(0)}$ будет далее обозначать отсутствие структуризации, $C^{(1)}$ — разбиение группы на подгруппы, $C^{(2)}$ — дальнейшее разбиение подгрупп на подподгруппы и т. д. Будем обозначать x_i, x_{i+1} — число объектов в каждом кластере и число кластеров, соответственно, для i -го уровня кластеризации; $L^{(n)}$ и $N^{(n)} = N$ — общее число связей между объектами и полное число объектов в системе при использовании n -ранговой кластеризации соответственно (здесь N — полное число объектов в системе). Тогда решаемая задача состоит в нахождении $x_i, i = 1, 2, \dots, n + 1$, минимизирующих число связей, где n — заданный уровень кластеризации.

Будем далее использовать классические методы индукции и метод Лагранжа поиска условного экстремума.

Рассмотрим теперь две стратегии разбиения.

3. Стратегия 1

Эта стратегия состоит в разбиении группы объектов на подгруппы и выделении в каждой подгруппе специального объекта, функции которого совпадают с функциями остальных членов подгруппы, за исключением одной: он обеспечивает связь членов подгруппы, к которой он принадлежит, с остальными подгруппами, т. е. выполняет функцию межгруппового коммуникатора.

Задача состоит в нахождении соотношений, связывающих x_i и обеспечивающих экстремальное (минимальное) значение числа связей между объектами для заданного уровня кластеризации.

В рамках исследуемой стратегии рассмотрим несколько начальных шагов метода индукции.

Шаг $C^{(0)}$ (отсутствие структуризации)

Этот шаг понадобится нам для реализации последующих шагов индукции и, конечно, не включает процедуры минимизации. Имеют место следующие очевидные соотношения:

$$x_1 = N^{(0)}, L^{(0)} = \frac{x_1(x_1 - 1)}{2}.$$

Шаг $C^{(1)}$ (разбиение на подгруппы)

Дисциплина структуризации для рассматриваемого случая представлена на рис. 1.

Пусть x_1 — число объектов подгруппы, а x_2 — число подгрупп. Тогда нетрудно видеть, что основные параметры удовлетворяют соотношению

$$L^{(1)} = x_2 x_1 \frac{x_1 - 1}{2} + \frac{x_2(x_2 - 1)}{2} = x_2 L^{(0)} + \frac{x_2(x_2 - 1)}{2},$$

$$x_1 x_2 = N^{(1)} = x_2 N^{(0)}.$$

Минимизируемая функция имеет вид

$$J^{(1)} = L^{(1)} + \lambda(N^{(1)} - N).$$

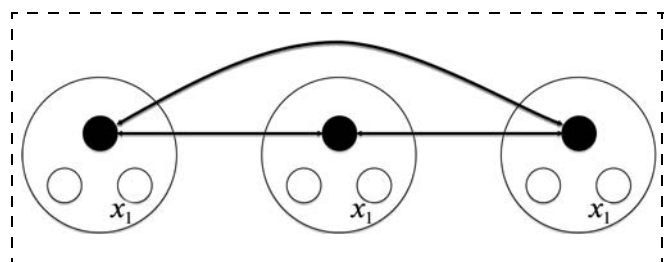


Рис. 1. Дисциплина структуризации для случая $C^{(1)}$

Непосредственное использование необходимых условий экстремума приводит к следующим соотношениям:

$$\begin{cases} \lambda = \frac{1}{2} - x_1; \\ x_2 = \frac{1}{2}x_1^2 + \frac{1}{2}; \\ x_1x_2 = N. \end{cases} \quad (1)$$

Введем и вычислим дополнительный параметр, который нам понадобится в дальнейшем:

$$\begin{aligned} I^{(1)} &= L^{(1)} + \lambda N^{(1)} = L^{(0)}x_2 + \frac{x_2(x_2-1)}{2} + \lambda x_2 N^{(0)} = \\ &= x_2 I^{(0)} + \frac{x_2(x_2-1)}{2} = -\frac{1}{2}x_2^2. \end{aligned}$$

Ясно, что поиск x_1, x_2 при заданном N приводит к необходимости в соответствии с (1) решать кубическое уравнение относительно x_1 или x_2 . Мы, однако, не будем обсуждать эту простую проблему, тем более что дальнейшее повышение уровня кластеризации приведет к уравнениям более высокого порядка, аналитическое решение которых невозможно. Вместе с тем, полученные соотношения позволяют найти x_2 и N при заданном x_1 , т. е., по сути, решать обратную задачу.

Замечание. Найдем целочисленные решения уравнения (1). Из первого уравнения следует, что x_1 является нечетным и, следовательно, x_1 нечетно. Тогда целочисленные решения (1) имеют вид

$$\begin{cases} x_1 = 2k + 1; \\ x_2 = \frac{1}{2}x_1^2 + \frac{1}{2}; \\ N = x_1x_2, \end{cases}$$

где $k = 0, 1, 2, \dots$

Пример

Приведем пример, воспользовавшись полученным соотношением, для нахождения нескольких первых целочисленных решений (табл. 1).

Таблица 1

k	x_1	x_2	N
0	1	1	1
1	3	5	15
2	5	13	65
3	7	25	175
4	9	41	369

Например, для числа объектов $N = 65$ наилучшее соотношение в смысле минимума числа связей — это 13 групп по 5 объектов в каждой группе.

Шаг $C^{(2)}$ (разбиение подгрупп на подподгруппы)

В этом случае необходимо минимизировать функцию

$$L^{(2)} = x_3 L^{(1)} + \frac{x_3(x_3-1)}{2}$$

при условии

$$N^{(2)} = x_1x_2x_3 = x_3N^{(1)} = N,$$

что влечет минимизацию функции

$$J^{(2)} = L^{(2)} + \lambda(N^{(2)} - N).$$

Непосредственные вычисления, использующие полученные выше соотношения, приводят к следующему результату:

$$\lambda = \frac{1}{2} - x_1;$$

$$\begin{cases} x_2 = \frac{1}{2}x_1^2 + \frac{1}{2}; \\ x_3 = \frac{1}{2}x_2^2 + \frac{1}{2}; \\ x_1x_2x_3 = N. \end{cases} \quad (2)$$

Вычислим вспомогательный параметр:

$$\begin{aligned} I^{(2)} &= L^{(2)} + \lambda N^{(2)} = \\ &= x_3 I^{(1)} + \frac{x_3(x_3-1)}{2} + \lambda x_3 N^{(1)} = -\frac{1}{2}x_3^2. \end{aligned}$$

Замечание. Нетрудно видеть, используя предыдущие рассуждения, что целочисленные решения системы (2) имеют вид

$$\begin{cases} x_1 = 2k + 1; \\ x_2 = \frac{1}{2}x_1^2 + \frac{1}{2}; \\ x_3 = \frac{1}{2}x_2^2 + \frac{1}{2}; \\ N = x_1x_2x_3, \end{cases} \quad (3)$$

где $k = 0, 1, 2, \dots$

Пример

Приведем пример наилучших разбиений, вычисленных в соответствии с (3) (табл. 2).

Таблица 2

k	x_1	x_2	x_3	N
0	1	1	1	1
1	3	5	13	195
2	5	13	85	5525
3	7	25	313	54 775

Например, для числа объектов $N = 195$ наилучшее соотношение в смысле минимума числа связей — это 13 групп по 5 подгрупп в каждой группе, по 3 объекта в каждой подгруппе.

Шаг $C^{(n)}$ (шаг индукции)

Заметим, что структура полученных выше соотношений позволяет предположить, что аналогичные соотношения имеют место и в общем случае. Покажем это.

Ясно, что для рекурсии по уровню кластеризации верны следующие рекуррентные соотношения:

$$\begin{aligned} L^{(n)} &= x_{n+1}L^{(n-1)} + \frac{x_{n+1}(x_{n+1} + 1)}{2}, \\ L^{(0)} &= \frac{x_1(x_1 + 1)}{2}; \\ N^{(n)} &= x_{n+1}N^{(n-1)} = N, \quad N^{(0)} = N; \\ J^{(n)} &= L^{(n)} + \lambda(N^{(n)} - N). \end{aligned} \quad (4)$$

Необходимые условия экстремума функции (4) имеют вид:

$$\begin{cases} J_{x_i}^{(n)r} = L_{x_i}^{(n)r} + \lambda N_{x_i}^{(n)r} = 0, \quad i = 1, 2, \dots, n; \\ N^{(n)} = N, \end{cases} \quad (5)$$

при этом из (4) следует:

$$\begin{aligned} L_{x_i}^{(n)r} &= \begin{cases} x_{n+1}L_{x_i}^{(n-1)r}, \quad i = 1, 2, \dots, n; \\ L^{(n-1)} + x_{n+1} + \frac{1}{2}, \quad i = n + 1; \end{cases} \\ N_{x_i}^{(n)r} &= \begin{cases} x_{n+1}N_{x_i}^{(n-1)r}, \quad i = 1, 2, \dots, n; \\ N^{(n-1)}, \quad i = n + 1. \end{cases} \end{aligned} \quad (6)$$

Предположим теперь, что соотношения (5) влекут следующие уравнения в терминах переменных x_1, x_2, \dots, x_{n+1} :

$$\begin{cases} x_{i+1} = \frac{1}{2}x_i^2 + \frac{1}{2}, \quad i = 1, 2, \dots, n; \\ \prod_{j=1}^{n+1} x_j = N, \end{cases} \quad (7)$$

при этом для дополнительного параметра верно соотношение

$$I^{(n)} = L^{(n)} + \lambda^{(n)}N^{(n)} = -\frac{1}{2}x_{n+1}^2. \quad (8)$$

Покажем, что и для $(N + 1)$ -уровневой кластеризации $C^{(n+1)}$ система соответствующих уравнений относительно искомым переменных $x_i, i = 1, 2, \dots, n + 2$, будет иметь следующий вид:

$$\begin{cases} x_{i+1} = \frac{1}{2}x_i^2 + \frac{1}{2}, \quad i = 1, 2, \dots, n + 1; \\ \prod_{j=1}^{n+2} x_j = N. \end{cases} \quad (9)$$

Действительно, необходимое условие минимума в этом случае имеет вид

$$J_{x_i}^{(n+1)r} = L_{x_i}^{(n+1)r} + \lambda N_{x_i}^{(n+1)r} = 0$$

или, используя рекуррентные соотношения (4):

$$x_{n+1}L_{x_i}^{(n)r} + \lambda x_{n+1}N_{x_i}^{(n)r} = 0, \quad i = 1, 2, \dots, n,$$

откуда с учетом (4) имеем соотношения (9) для x_1, x_2, \dots, x_{n+1} . Рассмотрим теперь соотношение для x_{n+2} . В соответствии с соотношением (6) имеем:

$$L^{(n)} + x_{n+2} + \frac{1}{2} + \lambda N^{(n)} = 0,$$

откуда с учетом (8):

$$I^{(n)} + x_{n+2} - \frac{1}{2} = 0$$

или

$$x_{n+2} = \frac{1}{2}x_{n+1}^2 + \frac{1}{2}.$$

Таким образом, следующие соотношения являются необходимыми условиями экстремума задачи n -уровневой кластеризации распределенной системы, включающей N объектов и минимизирующей число связей:

$$\begin{cases} x_2 = \frac{1}{2}x_1^2 + \frac{1}{2}; \\ x_3 = \frac{1}{2}x_2^2 + \frac{1}{2}; \\ \dots \\ x_{n+1} = \frac{1}{2}x_n^2 + \frac{1}{2}; \\ x_1x_2\dots x_nx_{n+1} = N. \end{cases} \quad (10)$$

Нетрудно также получить соотношение для дополнительной переменной:

$$I^{(n+1)} = -\frac{1}{2}x_{n+2}^2.$$

Заметим, что последовательность x_i — неубывающая. Действительно:

$$x_{i+1} - x_i = \frac{1}{2}x_i^2 + \frac{1}{2} - x_i = \frac{1}{2}(x_i - 1)^2 \geq 0.$$

Это означает, в частности, что число подгрупп не меньше числа объектов в подгруппе.

4. Стратегия 2

Рассмотрим теперь другую стратегию кластеризации, отличную от рассмотренной выше.

Ранее все выделенные объекты выполняли, по сути, функции коммуникации. Однако для развитых систем необходимо, чтобы существовали объекты, обеспечивающие некоторые командные функции в отношении кластеров, расположенных ниже по уровню иерархии, взаимодействуя при этом с объектами, расположенными выше. Такие ситуации возникают, например, в случае, когда объекты — это роботы, способные принимать самостоятельные

решения, основанные на методах искусственного интеллекта, т. е. представляют мультиагентную систему. Та же ситуация возникает и в социальных коллективах. Сделаем несколько замечаний.

1. Будем далее пользоваться терминологией, принятой при структуризации социальных коллективов, а именно: кластер низшего порядка будем называть сектором, совокупность секторов — отделом, совокупность отделов — отделением, совокупность отделений — институтом. Конечно, используемая терминология не обязательно относится к социальной сфере, но она понятна всем и упрощает изложение.

2. В силу принятой стратегии структуризации у каждого сектора должен существовать начальник. Начальники секторов образуют кластер более высокого уровня, которым руководит начальник отдела и т. д.

3. В состав кластеров не будем включать начальника кластера. Таким образом, через x_1 будем далее обозначать число сотрудников сектора, не включая сюда начальника сектора, x_2 — число начальников секторов (или самих секторов, что одно и то же) без учета начальника отдела, x_3 — число начальников отделов и т. д. Последнее обстоятельство не является важным, но упрощает последующие выкладки. Структура соответствующей системы представлена на рис. 2.

Как и раньше, задача состоит в выборе такой структуры, при которой число связей минимально при заданном уровне структуризации.

Метод решения этой задачи совпадает с методом, использованным в предыдущем разделе. Поэтому мы опустим все предварительные рассуждения и приведем только окончательный результат.

Имеем для n -уровневой кластеризации следующую серию рекуррентных соотношений:

Число связей, т. е. минимизируемая функция, имеет вид

$$L^{(n)} = x_{n+1}L^{(n-1)} + \frac{x_{n+1}(x_{n+1} + 1)}{2},$$

$$L^{(0)} = \frac{x_1(x_1 + 1)}{2}, \quad n = 1, 2, \dots \quad (11)$$

При этом полное число объектов

$$\begin{aligned} N^{(n)} &= x_{n+1}N^{(n-1)} + 1, \\ N^{(0)} &= x_1 + 1. \end{aligned} \quad (12)$$

Тогда необходимые условия экстремума имеют вид

$$\begin{cases} L_{x_i}^{(n)} + \lambda N_{x_i}^{(n)} = 0, \\ i = 1, 2, \dots, n + 1; \\ N^{(n)} = N. \end{cases} \quad (13)$$

Соотношения (13) представляют собой $n + 2$ уравнения с $n + 2$ неизвестными $\lambda, x_1, x_2, \dots, x_{n+1}$.

Учет рекуррентных соотношений (11), (12) приводит к следующим соотношениям:

$$\begin{cases} L_{x_i}^{(n-1)} + \lambda N_{x_i}^{(n-1)} = 0, \quad i = 1, 2, \dots, n; \\ L^{(n-1)} + x_{n+1} + \frac{1}{2} + \lambda N^{(n-1)} = 0, \quad i = n + 1; \\ N^{(n)} = N. \end{cases} \quad (14)$$

Эквивалентная система уравнений относительно $x_i, i = 1, 2, \dots, n + 1$, имеет вид

$$\begin{cases} x_2 = \frac{1}{2}x_1^2 + x_1; \\ x_3 = \frac{1}{2}x_2^2 + x_1; \\ \dots \\ x_{n+1} = \frac{1}{2}x_n^2 + x_1; \\ \sum_{i=1}^{n+1} \left(\prod_{j=i}^{n+1} x_j \right) + 1 = N. \end{cases} \quad (15)$$

Соотношения (15) являются окончательным результатом решения задачи минимизации числа связей при использовании Стратегии 2.

Замечание. Нетрудно видеть, используя предыдущие рассуждения, что целочисленные решения системы (15) имеют вид

$$\begin{cases} x_1 = 2k; \\ x_2 = \frac{1}{2}x_1^2 + x_1; \\ x_3 = \frac{1}{2}x_2^2 + x_1; \\ \dots \\ x_{n+1} = \frac{1}{2}x_n^2 + x_1; \\ \sum_{i=1}^{n+1} \left(\prod_{j=i}^{n+1} x_j \right) + 1 = N, \end{cases}$$

где $k = 1, 2, 3, \dots$.

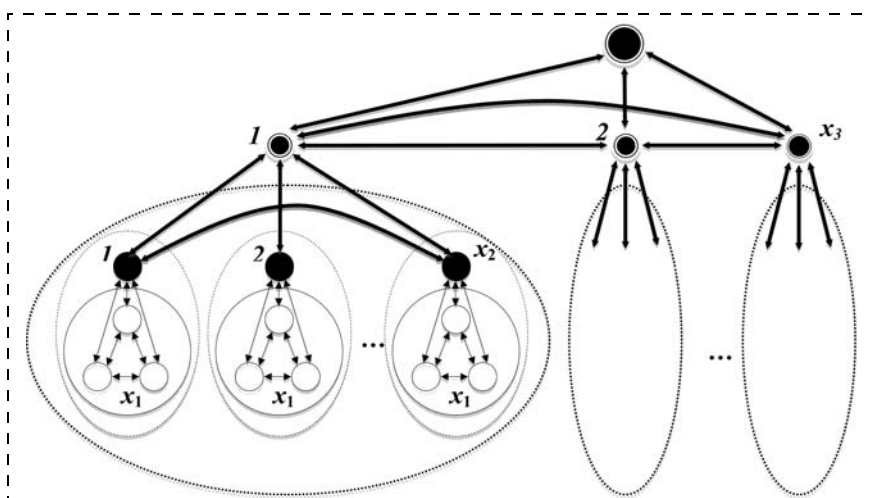


Рис. 2. Структура отделения

Пример

Приведем пример наилучших целочисленных разбиений для уровня структуризации $n = 3$ при использовании Стратегии 2 (табл. 3). Например, для числа объектов $N = 131$ наилучшее соотношение в смысле минимума числа связей — это 10 групп по 4 подгруппы в каждой группе, по 2 объекта в каждой подгруппе. На рис. 3 показана полученная структура системы.

Таблица 3

k	x_1	x_2	x_3	N
1	2	4	10	131
2	4	12	76	4637
3	6	24	294	49 687
4	8	40	808	291 689

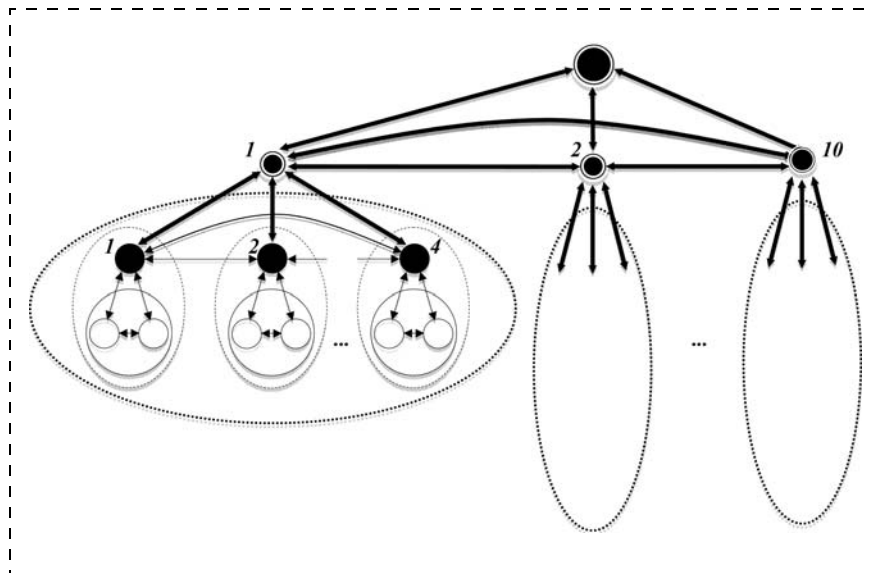


Рис. 3. Пример структуры подразделения для Стратегии 2 (показаны не все элементы и связи)

5. Вычислительный эксперимент

Эксперимент состоял в вычислении числа связей L для заданного числа объектов N и уровня структуризации n , вычисленных в соответствии с соотношениями (4), (9) для Стратегии 1 и (11), (15) для Стратегии 2. Соответствующие графики приведены на рис. 4 (см. вторую сторону обложки).

Из приведенных графиков видно, что число связей быстро убывает при начальном (незначительном) увеличении числа уровней, при этом разница в числе связей для обеих стратегий незначительна. Дальнейшее уменьшение числа связей имеет асимптотический характер и приводит к структуре в виде цепочки последовательно соединенных одиночных объектов. Такая структура, безусловно, обеспечивая минимальное число связей, вместе с тем характеризуется очень маленькой эффективностью.

Заключение

В работе решена одна из задач многоуровневой кластеризации коллектива, включающего ряд объектов. Целью кластеризации является поиск числа объектов каждого уровня, которое минимизирует число связей между объектами, неизбежно возникающих в процессе совместного решения некоторой задачи. Рассмотрены две стратегии кластеризации. Одна из них предполагает выделение в каждом кластере объектов, осуществляющих функции межгрупповой коммуникации. Другая рассмотренная стратегия предполагает наличие у выделенных объ-

ектов некоторых командных функций. Получены соотношения, позволяющие найти число объектов в каждом кластере и представляющие собой алгебраическую систему уравнений. Приведены результаты вычислительных экспериментов.

Заметим, что увеличение уровней структуризации приводит к увеличению нагрузки на каналы связи между объектами и соответствующему увеличению числа промежуточных уровней трафика межгрупповых сообщений (что, вообще, свойственно излишне "бюрократизированным" системам). Естественным способом учета этого обстоятельства является введение дополнительных членов в минимизируемую функцию. Эта проблема, однако, является предметом дальнейших исследований. Авторы благодарны А. В. Назаровой, принявшей участие в обсуждении работы и сделавшей ряд полезных замечаний.

Список литературы

1. Robin Ritz, Mark W. Muller, Markus Hehn, and Raffaello D'Andrea. Cooperative Quadcopter Ball Throwing and Catching // IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems. 2012. P. 4972–4978.
2. Rosencrantz M., Gordon C., Thrun S. Locating moving entities in dynamic indoor environments with teams of mobile robots // Proc. of Autonomous Agents and Multi-Agent Systems, Melbourne, Australia, 2003.
3. Вишневицкий В. М. Теоретические основы проектирования компьютерных сетей. М.: Техносфера, 2003. 512 с.
4. Назарова А. В., Рыжова Т. П. Методы и алгоритмы мультиагентного управления робототехнической системой // Вестник МГТУ им. Н. Э. Баумана. Сер. Приборостроение. 2012. № 6. С. 93–105.

УДК 40.1000.7

И. М. Гуревич, канд. техн. наук, ст. науч. сотр.,
iggurevich@gmail.com,
Институт проблем информатики РАН, г. Москва,
гл. конструктор по системам,
ООО "ГЕТНЕТ Консалтинг", г. Москва

Оптимизация управления сетями систем массового обслуживания

Рассмотрена общая структура моделей управления сетью систем массового обслуживания. Объект управления описывается самосогласованной системой моделей, отображающей основные факторы, влияющие на процесс передачи информации. Динамические модели сетевых систем положены в основу методов и алгоритмов оптимального управления. Приведенные постановки задач оптимального управления сетями обеспечивают привлечение в теорию и практику систем связи, вычислительных и информационных сетей классического аппарата теории оптимального управления. Исследование задачи управления потоками показывает, что оптимальным является релейное управление.

Ключевые слова: сеть, модель, внешняя среда, задачи, теория управления, релейное управление

Введение

Рассмотрим общую структуру моделей управления сетью [1—19]. На сеть как объект управления и ее элементы действует внешняя среда. Воздействие внешней среды и внутренние факторы изменяют состояние элементов системы связи (выход из строя, изменение — ухудшение характеристик), что приводит к ухудшению, деградации системы связи в целом, например, к уменьшению пропускной способности, коэффициентов готовности информационных направлений и увеличению времени доставки сообщений, вероятности потерь и т. п. Система управления систем массового обслуживания (СМО), контролируя состояние сети и ее элементов, прогнозируя состояние внешней среды и системы связи, принимает решения о восстановлении, замене элементов, исключении элементов из системы, изменении параметров элементов системы связи, наращивании системы связи, изменении характеристик обслуживания абонентов системы и т. п., доводит решение до должностных лиц и исполнительных органов, осуществляет контроль исполнения.

1. Задачи управления сетями СМО

Приведенное описание свидетельствует о внешней традиционности задач управления сетями, их сходстве с задачами управления, например, электродвигателями, приводами, механическими объектами и т. п. Однако есть и весьма существенные особенности, делающие задачу управления связью существенно нетривиальной и практически пока не доступной для решения известными методами теории оптимального управления (методами вариационного исчисления, методом максимума Понтрягина и т. д.) [20—24].

Перечислим эти особенности:

- сложность системы связи, определяемая большим числом ($\sim 10^5$) входящих в нее взаимосвязанных элементов;
- пространственная распределенность объекта управления — системы и ее элементов;
- существенные, принципиально не устранимые временные задержки на получение информации о состоянии связи и ее элементов;
- нелинейность системы связи и ее элементов, нелинейность всех существенных взаимосвязей.

Классическая теория оптимального управления досконально исследовала локальные, сосредоточенные объекты. Существующие программно-аппаратные методы управления на практике обеспечивают оптимальное управление системами, содержащими максимум десятки элементов, параметров. Методы управления разработаны лишь для некоторых конкретных видов нелинейностей.

Следует сразу же отмстить, что создание методов оптимального управления связью представляет собой сложную задачу, и предлагаемый подход является одной из попыток точного решения задач.

Укрупненная динамическая модель [25—27], наряду с многоуровневой статической моделью и уравнениями Колмогорова (Такача), входит в состав самосогласованной системы моделей сетевых систем [28], позволяет ставить и решать задачи оптимального управления, что дает возможность либо переносить классические результаты теории оптимального управления [20—24] на задачи управления сетевыми системами, либо на основе классических результатов разрабатывать методы оптимального управления, ориентированные на специфические особенности сетевых систем.

2. Постановка общей задачи оптимального управления сетью

Задача оптимального управления сетью включает в себя следующие исходные данные:

- описание объекта управления;
- начальное состояние сетевой системы и цель управления;
- класс допустимых управлений;
- показатель или критерий качества — функционал, который дает количественную оценку эффективности управления.

Прежде чем дать точную постановку задачи оптимального управления сетевыми системами, обсудим подробно каждый из этих факторов.

Объект управления — сеть или ее фрагмент — описывается системой нелинейных интегральных уравнений Вольтерра второго рода:

$$\lambda_i(t) = \sum_j \int_0^t p_{ji}(\lambda, u) \varphi_{ji}(\lambda, u, t - \tau) d\tau + v_i(t). \quad (1)$$

Здесь и далее использованы следующие обозначения:

n — число узлов сети;
 i, j — номера узлов сети, $1 \leq i, j \leq n$;
 ij — обозначения ребер сети, каналов связи, очередей (очереди также могут обозначаться (как и узлы) индексами i, j);

$u = (u_1, \dots, u_n)$ — вектор управляющих воздействий;

$\lambda = (\lambda_1, \dots, \lambda_n)$ — вектор входных потоков в узлы или очереди сети;

$\lambda^0 = (\lambda_i^0) = (\lambda_1^0, \dots, \lambda_n^0)$ — вектор входных потоков в узлы или очереди сети, поступающих в момент времени 0;

$v = (v_1, \dots, v_n)$ — вектор потоков, поступающих извне в узлы или очереди сети;

$p_{ji}(\lambda, u)$ — вероятности перехода сообщений между узлами или очередями сети;

$\varphi_{ji}(\lambda, u, t)$ — плотности вероятности времен пребывания сообщений в узлах или очередях сети;

$\mu_{ij}(\mu_i)$ — интенсивность обслуживания сообщений в ij -й (i -й) очередях сети;

$\gamma_i^0 = (\mu_{ij} - \lambda_{ij}^0)$ — превышение интенсивности обслуживания над интенсивностью входного потока

в ij -й очереди сети или $\gamma_i^0 = (\mu_i - \lambda_i^0)$ — превышение интенсивности обслуживания над интенсивностью входного потока в i -й очереди сети;

$A = \{A_i^t\}$ — сетевые алгоритмы, определяющие в узлах сети i маршрут движения сообщений, идущих по адресу t .

Система (1) связывает вектор $\lambda(t)$, характеризующий состояние сетевой системы, с управлением $u(t)$.

Смысл каждой задачи оптимального управления — синтезировать управление с помощью соот-

ветствующим образом построенной цепи обратной связи. Управление с обратной связью дает возможность уменьшить влияние непредсказуемых изменений среды на объект управления или неточности описания самого процесса функционирования управляемого объекта.

Начальная точка, или состояние, $\lambda^0 = (\lambda_1^0, \dots, \lambda_n^0)$ — это заданный в фазовом пространстве потоков вектор (обсуждение идет в рамках статистической и динамической моделей сетевой системы)

$$\lambda_i(0) = \sum_j p_{ji}[\lambda_j(0)] \lambda_j(0) + v_i(0),$$

получаемый с помощью системы статических моделей расчета сетевых систем.

В задаче управления при необходимости может определяться также и цель управления, которая может состоять в приведении сетевой системы в заданное состояние λ_1 или, в более общем случае, в заданное множество конечных состояний G , называемое целевым множеством.

Класс допустимых управлений Δ обычно состоит из измеримых вектор-функций $u(t) = (u_1(t), \dots, u_n(t))$ на различных интервалах времени $t_0 \leq t \leq t_1$. Не нарушая общности, будем полагать $t_0 = 0$.

Каждое управление переводит сетевую систему из точки в одну из точек заданного целевого множества G . Иначе говоря, решение системы с начальным значением должно удовлетворять условию $\lambda(t_1) \in G$.

На функции из класса Δ , как правило, накладываются различные ограничения типа: $|u_i(t)| \leq C_i$,

$$\sum u_i(t) \leq u_{\Sigma}(t), u_i(0) = u_i^0, u_i(t_1) = u_i^1.$$

Физический смысл управления в сетевых системах состоит в изменении параметров элементов системы (интенсивности входных потоков, пропускных способностей каналов связи, канальных емкостей линии связи, размеров буферов, длин очередей и т. п.), в выборе маршрутов передачи сообщений, в изменении структуры, топологии сетевой системы и т. п.

В каждом конкретном случае вектор $u(t)$ отождествляется с совокупностью управляемых характеристик и параметров сетевой системы.

Итак, управляемыми параметрами и переменными при решении рассматриваемых задач управления связью являются:

- входные потоки, управление которыми можно задать с помощью коэффициентов ограничений потоков $u_i(t)$ ($0 \leq u_i(t) \leq 1$), мультипликативно действующих на входные потоки: $v_i'(t) = u_i(t)v_i(t)$;
- интенсивности μ_{ij} обслуживания сообщений в очередях и число каналов L_{ij} в ребрах сети, определяющие пропускную способность очередей, узлов и сетевой системы в целом;
- вероятности передачи $p_{ij}(t)$ сообщений между узлами сети, которые определяются используемыми в сети алгоритмами передачи сообщений

или, что то же самое, процедурами выбора маршрутов;

- объем буферов (максимально допустимые длины очередей), отводимых для хранения сообщений в очередях сети;
- структура сетевой системы в общем случае, включая произвольное добавление и исключение узлов и ребер сети;
- критерий, или показатель качества, представляет собой совокупность критериев эффективности каждого управления $u(t)$ в интервале $0 \leq t \leq t_1$ из класса Δ .

Мы будем рассматривать критерий следующего общего вида:

$$J = J_1[\lambda(t_1), t_1] + \int_0^{t_1} L[\lambda(t), U(t), t] dt.$$

Первое слагаемое характеризует вклад в показатель качества самого факта попадания процесса в момент времени t_1 в состояние $\lambda_1(t_1)$. Второе слагаемое характеризует интегральный вклад всей траектории процесса $\lambda(t)$ ($\lambda(0) = \lambda_0$, $\lambda(t_1) = \lambda_1$). Подбором видов функций J_1 , L можно получить критерии различного физического содержания.

Если $L \equiv 1$, $J_1 \equiv 0$, то $J = t_1$, и мы получаем задачу оптимального быстрогодействия.

В качестве критериев оптимальности управления могут быть использованы следующие показатели эффективности сетевой системы:

- **среднее время доставки сообщений** на заданном интервале времени $[0, t_1]$:

$$\bar{\tau} = \frac{1}{t_1} \int_0^{t_1} \tau(\lambda(t)) dt,$$

где $\tau(\lambda(t))$ — текущее среднее время доставки сообщений;

- **число сообщений**, прошедших через систему за время t_1 :

$$N(t_1) = \sum_i \int_0^{t_1} \lambda_i(t) dt \text{ или } \bar{N}(t_1) = \frac{1}{t_1} \sum_i \int_0^{t_1} \lambda_i(t) dt;$$

- **средняя вероятность потерь сообщений** на интервале $[0, t_1]$:

$$\bar{n} = \frac{1}{t_1} \int_0^{t_1} n(t) dt.$$

Здесь $n(t)$ — мгновенное значение потерь;

- время перехода T_p из начального состояния λ_0 в конечное λ_1 .

Для решения задач управления можно использовать известные результаты по управлению системами, описываемыми интегральными уравнениями. Однако соответствующая теория развита весьма

слабо, и ее использование при управлении требует дополнительных исследований.

Возможный в ряде случаев (в уравнениях с разделяющимися ядрами, что соответствует, в частности, одноканальным системам массового обслуживания с бесконечными очередями) переход к дифференциальному описанию динамики сети позволяет использовать известные методы управления, в частности, принцип максимума Понтрягина.

3. Задача оптимального управления потоками

Пусть сетевая система состоит из m взаимодействующих одноканальных бесконечных очередей ij (i), располагающихся на n узлах.

Система рассматривается на интервале $[0, t_1]$. На вход системы в момент времени 0 поступает внешний поток $v_0 = (v_1^0, \dots, v_n^0)$, где v_i^0 — интенсивность внешнего потока, поступающего на вход i -го узла.

Все сообщения идут в один адрес — узел 0.

Пусть p_{ij} — вероятность того, что сообщения из i -го узла поступают на вход j -го узла; $p_i = \sum_j p_{ij}$ — вероятность того, что сообщения из i -го узла поступят на один из других узлов системы; $1 - p_i$ — вероятность того, что сообщение доставлено и покидает на выходе i -го узла сетевую систему (доставляется по адресу 0).

Потоки, поступающие в момент времени 0 на выходы узлов и очередей системы, определяются из системы статических потоковых уравнений

$$\lambda_j(t) = \sum_i p_{ij} \left(\int_0^t \varphi_{ij}(t - \tau) \lambda_i^0 \right) \lambda_i(\tau) d\tau + v_j.$$

Плотности распределения времен пребывания в очередях системы ij равны

$$\varphi_{ij}(t, \lambda_{i0}) = (\mu_{ij} - \lambda_{ij}^0) e^{-(\mu_{ij} - \lambda_{ij}^0)t} = \gamma_{ij}^0 e^{-\gamma_{ij}^0 t}.$$

В данном случае предполагается, что плотности распределения времен пребывания в очередях системы ij от времени и изменения интенсивностей входных потоков не зависят. Кроме того, интенсивность обслуживания считается неизменной.

Критерий эффективности — объем потока сообщений, доставленного сетевой системой за рассматриваемый интервал времени:

$$J_2 = \sum_{i=1}^n \int_0^{t_1} (1 - p_i) \lambda_i(t) dt = \sum_{i=1}^n \int_0^{t_1} \left(1 - \sum_{j \neq i} p_{ij} \right) \lambda_i(t) dt.$$

Ограничения накладываются на входные потоки: для всех i $0 \leq v_i(t) \leq v_i^m$.

Управляемыми переменными рассматриваемой сетевой системы являются интенсивности входных (внешних потоков), направляемых на входы очередей системы: $u_i(t) = v_i(t)$.

Динамика сетевой системы из n бесконечных одноканальных очередей описывается системой линейных очередей Вольтерра второго рода:

$$\begin{aligned} \lambda_j(t) &= \sum_i (p_{ij} \int_0^t \varphi_{ij}(t-\tau, \lambda_i^0) \lambda_i(\tau) d\tau) + v_j(t) = \\ &= \sum_i (p_{ij} \int_0^t \gamma_{ij}^0 e^{-\gamma_{ij}^0(t-\tau)} \lambda_i(\tau) d\tau) + v_j(t) = \\ &= \sum_i (p_{ij} \gamma_{ij}^0 e^{-\gamma_{ij}^0 t} \int_0^t e^{\gamma_{ij}^0 \tau} \lambda_i(\tau) d\tau) + v_j(t). \end{aligned}$$

Перейдем к дифференциальному описанию системы. Обозначим

$$\omega_j(t) = \int_0^t e^{\gamma_{ij}^0 \tau} \lambda_j(\tau) d\tau.$$

Продифференцировав по t обе части последнего равенства, получим

$$\omega_j'(t) = e^{\gamma_{ij}^0 t} \lambda_j(t),$$

откуда

$$\lambda_i(t) = \omega_i'(t) e^{-\gamma_{ij}^0 t}.$$

Так как

$$\begin{aligned} \lambda_j(t) &= \sum_i (p_{ij} \gamma_{ij}^0 e^{-\gamma_{ij}^0 t} \int_0^t e^{\gamma_{ij}^0 \tau} \lambda_i(\tau) d\tau) + v_j(t), \text{ то} \\ \lambda_j(t) &= \sum_i (p_{ij} \gamma_{ij}^0 e^{-\gamma_{ij}^0 t} \omega_j(t)) + v_j(t). \end{aligned}$$

Подставляя $\omega_j'(t) e^{-\gamma_{ij}^0 t}$ вместо $\lambda_j(t)$, имеем

$$\omega_j'(t) e^{-\gamma_{ij}^0 t} = \sum_i (p_{ij} \gamma_{ij}^0 e^{-\gamma_{ij}^0 t} \omega_j(t)) + v_j(t).$$

Следовательно, мы получили систему линейных дифференциальных уравнений относительно $\omega_j(t)$

$$\omega_j'(t) = \sum_i (p_{ij} \gamma_{ij}^0 \omega_i(t)) + z(t),$$

где

$$z(t) = v_j(t) e^{\gamma_{ij}^0 t}.$$

Данная система дифференциальных уравнений эквивалентна исходной системе интегральных уравнений.

Решив последнюю систему, легко перейти к исходным переменным с помощью замены

$$\lambda_j(t) = \omega_j'(t) e^{-\gamma_{ij}^0 t}.$$

В новых переменных критерий эффективности принимает вид

$$\begin{aligned} J_2 &= \int_0^{t_1} \sum_{i=1}^n (1-p_i) \lambda_i(t) dt = \int_0^{t_1} \sum_{i=1}^n \left(1 - \sum_{j \neq i} p_{ij}\right) \lambda_i(t) dt = \\ &= \int_0^{t_1} \sum_{i=1}^n \left(1 - \sum_{j \neq i} p_{ij}\right) \left(\sum_{j \neq i} p_{ij} \gamma_{ij}^0 e^{-\gamma_{ij}^0 t} \omega_i(t) + u_i(t)\right) dt. \end{aligned}$$

Для нахождения оптимального управления используем принцип максимума Понтрягина.

Гамильтониан рассматриваемой сетевой системы имеет вид

$$\begin{aligned} H &= - \sum_{i=1}^n \left(1 - \sum_{j \neq i} p_{ij}\right) \left(\sum_{j \neq i} p_{ij} \gamma_{ij}^0 e^{-\gamma_{ij}^0 t} \omega_i(t)\right) + u_i(t) + \\ &+ \sum_{i=1}^n \psi_i \left(\sum_{j \neq i} p_{ij} \gamma_{ij}^0 e^{(\gamma_i^0 - \gamma_j^0)t} \omega_i(t)\right) + e^{\gamma_{ij}^0 t} u_i(t) + b \sum_{i=1}^n u_i(t). \end{aligned}$$

Система уравнений для сопряженных переменных имеет вид

$$\begin{aligned} \psi_k &= - \frac{dH}{d\omega_k} = \\ &= \sum_{i=1}^n (1-p_i) p_{ki} \gamma_k^0 e^{-\gamma_k^0 t} - \sum_{i=1}^n \psi_i p_{ki} \gamma_k^0 e^{-(\gamma_i^0 - \gamma_j^0)t}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \psi_k' &= \frac{dH_k}{d\omega_k} = \sum_{i=1}^n \left(1 - \sum_{j \neq i} p_{ij}\right) p_{ki} \gamma_{ki}^0 e^{-\gamma_{ki}^0 t} - \\ &- \sum_{i=1}^n \psi_i p_{ki} \gamma_{ki}^0 e^{(\gamma_i^0 - \gamma_k^0)t}. \end{aligned}$$

Обозначим $\psi = (\psi_1, \dots, \psi_n)^T$ — решение системы сопряженных уравнений.

Тогда оптимальное управление $u^*(t) = (u_1^*(t), \dots, u_n^*(t))^T$ определяется в соответствии с принципом максимума Понтрягина из условий

$$\max_u H(t, p_{ij}, \gamma_{ij}^0, \omega_i, \psi_k, u(t));$$

$$0 \leq u_i(t) \leq v_i^m.$$

Выражение для максимума Гамильтониана по $u_i(t)$ для рассматриваемой задачи имеет вид

$$\begin{aligned} \max_u H &= - \sum_{i=1}^n (1-p_i) \sum_{j \neq i} p_{ij} \gamma_{ij}^0 e^{-\gamma_{ij}^0 t} \omega_j(t) + \\ &+ \sum_{i=1}^n \bar{\psi}_i \sum_{j \neq i} p_{ij} \gamma_{ji}^0 e^{(\gamma_i^0 - \gamma_j^0)t} \omega_j(t) + \\ &+ \max_u \sum_{i=1}^n \left[-(1-p_i) + \bar{\psi}_i(t) \sum_{j \neq i} e^{\gamma_{ij}^0 t} + b \right] u_i. \end{aligned}$$

Поскольку от $u_i(t)$ зависит только последняя сумма, то условие оптимального управления потоками принимает вид

$$\begin{aligned} \max_u \sum_{i=1}^n \left[-(1-p_i) + \bar{\psi}_i(t) \sum_{j \neq i} e^{\gamma_{ij}^0 t} + b \right] u_i = \\ = \max_u \sum_{i=1}^n \varphi_i u_i, \end{aligned}$$

где

$$\varphi_i = \left[-(1-p_i) + \bar{\psi}_i(t) \sum_{j \neq i} e^{\gamma_{ij}^0 t} + b \right].$$

Решение задачи оптимизации дается следующей теоремой.

Теорема. Оптимальное управление $u = (u_1, \dots, u_n)$ внешними потоками сетевой системы является релейным и имеет вид

$$u_i(t) = \begin{cases} v_i^m, & \text{если } \varphi_i(t) > 0; \\ 0, & \text{если } \varphi_i(t) \leq 0. \end{cases}$$

Полученное релейное управление является оптимальным, но требует определения сопряженных коэффициентов $\psi_i(t)$ [29].

Оптимизация сетевых алгоритмов

Сетевые алгоритмы наряду со структурой сети, параметрами элементов сети, характеристиками сетевого обмена определяют значения сетевых характеристик, поэтому решение задачи оптимизации сетевых алгоритмов может существенно повысить эффективность функционирования сети. Необходимо найти совокупность $A = \{A_i^t\}$ сетевых алгоритмов, максимизирующих (минимизирующих) значения сетевой характеристики η ($\max_{A_i^t} (\min_{A_i^t} \eta)$) при выпол-

нении заданных ограничений на значения остальных сетевых характеристик $\eta_i \leq \bar{\eta}_i$; $\eta_j \geq \underline{\eta}_j$; $i = 2, \dots, k_1$; $j = k + 1, \dots, k$, а также максимальное (минимальное) значение η_{opt} сетевой характеристики. Оптимальный сетевой алгоритм на уровне сети задается следующим образом: сообщение, идущее по адресу t из узла i , передается в доступный в текущий момент времени узел j такой, что сумма компонент показателя эффективности на самом "коротком" пути ξ_{ij} и узле j минимальна: $\min_{\xi_{ij}, j} (\eta^t(\xi_{ij}) + \eta_j^t)$. Определен-

ное приближение к оптимальному по времени сетевому алгоритму может быть получено при использовании в качестве критерия эффективности вместо времени величины, достаточно сильно взаимосвязанной с временем, например, числа переприемов, длины пути. Одним из таких приближений является совокупность алгоритмов совместной коммутации [30].

Заключение

Проведенные исследования позволяют сделать следующие основные выводы.

1. Самосогласованная система моделей отображает основные факторы, влияющие на процесс передачи информации:

- структуру сети;
- сетевые алгоритмы (процедуры выбора маршрута и управления потоками);
- правила обслуживания очередей в узлах сети;
- правила резервирования элементов сети;
- параметры элементов сети: каналные емкости ребер сети, пропускные способности каналов связи, объемы памяти, выделяемые для организации очередей, коэффициенты готовности каналов связи;
- параметры входных потоков (интенсивность, изменение интенсивности, приоритеты, длина сообщений и т. п.).

2. Динамическая потоковая модель на интервале описывает изменение интенсивностей потоков в узлах и очередях сети при изменении интенсивности внешней нагрузки. Начальным состоянием в момент t_0 может являться состояние, описываемое статической моделью. Вместе с тем, в качестве начального состояния можно рассматривать произвольное состояние сетевой системы. Изменение интенсивностей потоков в момент t_0 зависит от вероятностей передачи сообщений между узлами и очередями сети и плотностей распределения времен пребывания сообщений в очередях сети.

3. Модель эволюции функций (плотностей) распределения времен пребывания описывает динамику изменений функций (плотностей) времен пребывания сообщений, поступивших в очередь в момент времени t при изменении интенсивности входного потока. Все три класса моделей взаимосвязаны.

4. Выходные данные статической модели определяют начальную точку как для динамической потоковой модели, так и для модели эволюции функций (плотностей) распределения. Выход динамической потоковой модели (интенсивности потоков на выходе очередей системы) является входом для модели эволюции функций (плотностей) распределения. Выход модели эволюции (плотности распределения времен пребывания в очередях системы) является входом в динамическую потоковую модель.

5. Динамические модели сетевых систем могут быть положены в основу методов и алгоритмов оптимального управления.

6. Приведенные постановки задач оптимального управления сетями обеспечивают привлечение в теорию и практику систем связи, вычислительных и информационных сетей классического аппарата теории оптимального управления [30].

7. Исследование задачи управления потоками показывает, что оптимальным является релейное управление.

Список литературы

1. Клейнрок Л. Коммуникационные сети. М.: Наука, 1970.
2. Мартин Дж. Системный анализ передачи данных. Проектирование систем передачи данных. М.: Мир, 1975.
3. Клейнрок Л. Вычислительные системы с очередями / Под ред. Б. С. Цыбакова. М.: Мир, 1979.
4. Мизин И. А., Богатырев В. А., Кулешов А. Л. Сети коммутации пакетов. М.: Радио и связь, 1986.
5. Давыдов Г. Б., Рогинский В. Н., Толчан А. Я. Сети электросвязи. М.: Связь, 1977.
6. Самойленко С. И. Субоптимальные алгоритмы поиска решений в вычислительных сетях // Вопросы кибернетики. М.: Наука, 1979. Вып. 57.
7. Сети ЭВМ / Под ред. В. М. Глушкова. М.: Связь, 1977.
8. Шнепс-Шнепте М. А. Системы распределения информации. Методы расчета. М.: Связь, 1979.
9. Теория сетей связи / Под ред. В. И. Рогинского. М.: Радио и связь, 1981.
10. Бутрименко А. В. Разработка и эксплуатация сетей ЭВМ. М.: Финансы и статистика, 1981.
11. Захаров Г. П. Методы исследования систем передачи данных. М.: Радио и связь, 1982.
12. Башарин Г. П., Бочаров П. П., Спесивцев С. С. Об алгоритмическом и программном обеспечении методов аналитического моделирования информационно-вычислительных систем и их компонентов. Препринт АН СССР, Научный совет по комплексной проблеме "Кибернетика". М.: ВИНТИ, 1983.
13. Бочаров П. П., Печинкин А. В. Теория массового обслуживания. М.: Изд-во РУДН, 1995.
14. Пранявичюс Г. И. Модели и методы исследования вычислительных систем. Вильнюс: Мокслас, 1982.
15. Дэвис Д., Барбер Д., Прайс Ч., Соломонидес С. Вычислительные сети и сетевые протоколы. М.: Мир, 1982.
16. Протоколы и методы управления в сетях передачи данных / Под ред. Ф. Ф. Куо. М.: Радио и связь, 1985.
17. Фрэнк Г., Фриш И. Сети, связь и потоки. М.: Связь, 1978.
18. Форд Л. Р., Фалджерсон Д. Р. Потоки в сетях. М.: Мир, 1969.
19. Гуревич И. М. Многоуровневая модель сети связи // Вопросы кибернетики. Протоколы и методы коммутации в вычислительных сетях. М.: АН СССР, 1986.
20. Айзерман М. А. Лекции по теории автоматического регулирования. М.: Наука, 1966.
21. Заде Л., Дезоер Ч. Теория линейных систем. М.: Наука, 1970.
22. Воронов А. А. Введение в динамику сложных управляемых систем. М.: Наука, 1985.
23. Справочник по теории автоматического управления / Под ред. А. А. Красовского. М.: Наука, 1987.
24. Пугачев В. С., Синицын И. Н. Теория стохастических систем. М.: Лого, 2000.
25. Гуревич И. М. Проектирование специальных систем связи. Динамические модели управления связью: учебное пособие. М.: ИПК МПСС, 1989.
26. Гуревич И. М. Динамическая модель сети связи // Теория телетрафика в системах информатики. М.: Наука, 1989.
27. Гуревич И. М. Динамические свойства сетевых систем // Вопросы кибернетики. Архитектура и протоколы вычислительных сетей. М.: АН СССР, 1990.
28. Гуревич И. М. Самосогласованная система многоуровневых статических и динамических моделей сетевых систем // Методы доступа и архитектура локальных информационно-вычислительных сетей. М.: Наука, 1992.
29. Гуревич И. М., Кирюхин В. В. О релейном управлении сетевыми потоками в оптимальной динамической сетевой системе // Сб. тезисов докладов IV науч.-техн. конф. "Проблемы, методы и опыт создания автоматизированных систем управления связью". М.: НИИССУ, 1990. С. 33—36.
30. Гуревич И. М., Ипатов С. Д., Райсис Я. Н., Соколов В. А. К вопросу выбора способа коммутации в интегральных сетях связи. Методический материал. М.: МОСФАП АСУ, 1979. Вып. 5.

УДК 681.32

В. А. Колосков, д-р техн. наук, проф.,
v_koloskov@mail.ru,

Г. П. Колоскова, канд. техн. наук, проф.,
Д. В. Павлюченко, аспирант,
Динь Туан Лонг, аспирант,
МАТИ — РГТУ имени К. Э. Циолковского

Адаптивное сетевое управление маршрутизацией в реконфигурируемых системах

Представлены клеточные алгоритмы маршрутизации в реконфигурируемых системах автоматизации, обеспечивающие поиск маршрутов восстановления и оптимальных маршрутов передачи сообщений на основе локальных данных об отказах. Рассмотрены правила обработки локальных данных при поиске маршрутов для перемещаемых источника и приемника в реконфигурированной системе в условиях произвольных отказов.

Ключевые слова: клеточные алгоритмы маршрутизации, многопроцессорные системы, отказоустойчивость, реконфигурация

Введение

Современные системы автоматизации управления процессами различной природы строятся в виде сетей процессоров, позволяющих обрабатывать большие потоки информации и управлять множе-

ством объектов. Важнейшей задачей проектирования подобных систем является обеспечение отказоустойчивости при сохранении этого свойства при масштабировании (наращивании) систем. Масштабируемость предполагает неизменность связей в растущей системе и функций системных средств, обеспечивающих отказоустойчивость. При этом задача обеспечения отказоустойчивости должна решаться без изменений исполняемых процессорами функций.

Известные методы обеспечения отказоустойчивости [1, 2] ориентированы на разработку алгоритмов восстановления для отказов различной кратности с использованием при этом централизованного сбора, хранения и обработки глобальных данных об отказах, что не отвечает требованиям гибкости и масштабировности систем.

Авторами предлагается сетевой, а именно, клеточный подход [3, 4] к обеспечению и сохранению отказоустойчивости сети процессорных элементов с топологией в виде двухмерного тора с произвольными областями отказов и гибким размещением резервных элементов в произвольных узлах сети.

Клеточный подход основан на создании алгоритмов отказоустойчивой маршрутизации, позволяющих решить две взаимосвязанные задачи: 1) реконфигурации системы для произвольных комбинаций отказавших и резервных элементов; 2) отказоустой-

чивой передачи данных в реконфигурированной системе при перемещаемых источниках и приемниках сообщений. Для перераспределения логических адресов на этапе реконфигурации строятся непересекающиеся маршруты виртуального перемещения логических адресов от отказавших элементов к резервным, а при передаче данных в реконфигурированной системе с отказавшими компонентами определяются маршруты от источника к приемнику. На обоих этапах поиск маршрутов выполняется путем клеточной обработки локальных данных.

Известные стратегии отказоустойчивой маршрутизации не в полной мере отвечают приведенным требованиям. Среди множества хорошо изученных подходов выделяют детерминированный и адаптивный классы алгоритмов [5]. Детерминированные алгоритмы используют фиксированные маршруты передачи сообщений между каждой парой модулей и неизменность этой информации в течение всего срока функционирования вычислительной системы. При использовании алгоритмов фиксированной маршрутизации траектория передачи сообщения выбирается при размещении реализуемых программ в модулях системы. Данный подход позволяет оптимизировать характеристики системы до ее фактического введения в действие, но, вместе с тем, не решает проблемы оперативного устранения последствий случайных отказов компонентов на маршрутах (требует наличия полной информации, отражающей функциональные и топологические свойства выполняемых задач).

Применительно к реконфигурируемым системам больший интерес представляют алгоритмы адаптивной маршрутизации, выбирающие маршрут динамически в процессе передачи сообщений без использования априорной информации о направлениях передачи сообщений. Адаптивный выбор выполняется в зависимости от условий, которыми могут являться: конфигурация отказов; исправность каналов связи и их загрузка; число сообщений, пребывающих в очередях и ожидающих выдачи в тех или иных модулях.

Адаптивные алгоритмы, использующие глобальную информацию о состоянии всех узлов и каналов распределенной системы, не обладают масштабируемостью и отличаются трудоемкостью сбора и хранения глобальных данных. Различия в методах данной группы состоят в способах построения, заполнения и обновления таблиц маршрутов для всех узлов системы [6]. Алгоритмы, выбирающие маршрут на основе распределенной локальной информации об областях отказов, являются эвристическими по своей природе. Большинство решений используют распределение информации об отказах только между узлами, смежными отказавшим блокам/узлам. Алгоритмы данной группы отличаются простотой реализации, однако не гарантируют получение оптимальных путей из-за отсутствия в промежуточных узлах данных об отказах. Стратегии обработки локальных данных для невыпуклых отка-

зовых областей [7] приводят к обратной трассировке из-за блокирования оптимальных направлений отказавшими компонентами. Алгоритмы с обратной трассировкой имеют ограничения в применении (непригодны wormhole-маршрутизации из-за резервирования каналов заголовком сообщения) и невысокую отказоустойчивость.

Известен подход [8] к поиску минимальных путей, в котором информация об удаленности от областей отказов распределена между всеми узлами сетчатой структуры (решетки, тора). Имея ограничения на структуру областей отказов (только выпуклые), алгоритм не обеспечивает доставку сообщений к работоспособным узлам, расположенным внутри локализованной области отказов и позволяет эффективно строить только минимальные пути, если они существуют. Альтернативой данному подходу является распределенный алгоритм маршрутизации [9], отслеживающий состояние близлежащих узлов и линков в целях выбора наиболее предпочтительного направления передачи сообщения на основе установленных приоритетов и сложившейся отказовой ситуации. Использование приоритетов может приводить к блокированию сообщений в промежуточных вершинах и выбору новых, более длинных путей.

Все известные алгоритмы маршрутизации используют обновляемые данные о физическом расположении источников и приемников сообщений после восстановления системы при отказах.

В данной статье предложен свободный от перечисленных недостатков клеточный подход к адаптивной маршрутизации в реконфигурируемой многопроцессорной системе, основанный на распределенном формировании данных о достижимости приемника при произвольных областях отказов. Предложенный подход не требует глобальных данных о расположении всех отказавших элементов в исходной структуре, не зависит от конфигурации отказов и размерности сети. В отличие от известных методов, использующих локальные данные о конфигурации отказавших областей либо об удаленности от отказов, рассматриваемый подход впервые формирует и использует для маршрутизации распределенную по всем узлам локальную информацию, отражающую возможность оптимального достижения получателя сообщения. Информация о достижимости приемника формируется автоматически клеточным путем на основании простой обработки минимальных данных о текущем состоянии только смежных соседей. При этом клеточный алгоритм маршрутизации всегда находит оптимальный маршрут от источника к приемнику через работоспособные узлы.

Далее представлен клеточный алгоритм построения параллельных непересекающихся маршрутов восстановления и алгоритм отказоустойчивой маршрутизации между перемещающимися источниками и приемниками сообщений в среде с произвольными отказами.

1. Клеточная маршрутизация при реконфигурации

В структуре отказоустойчивой многопроцессорной системы (МПС) в виде тора каждый (i, j) -й узел соответствует процессорному элементу (ПЭ), выполняющему функции основного или резервного элемента (рис. 1). ПЭ имеет физический адрес и логический адрес, характеризующий исполняемую элементом функцию (программный модуль). При этом рабочий ПЭ в позиции (i, j) хранит собственный программный модуль (ПМ) и копии программных модулей соседних ПЭ с номерами $(i - 1, j)$, $(i + 1, j)$, $(i, j - 1)$, $(i, j + 1)$, а резервный элемент — только копии соседей. Загрузка программных модулей и также настройка элементов (основной/резервный) выполняются перед началом работы сети. Реконфигурация и маршрутизация реализуются клеточной вычислительной средой (СРМ) с топологией, повторяющей топологию основной сети (рис. 1). Процесс реконфигурации инициируется при обнаружении отказов средствами контроля элементов. Путем распределенной обработки локальных данных на этапе реконфигурации СРМ определяет подмножество элементов, участвующих в реконфигурации, и восстанавливает логическую структуру МПС настройкой реконфигурируемых элементов на новые функции.

Разновидности клеточных алгоритмов базируются на обработке логических, дискретных и непрерывных переменных [4]. Механизм реконфигурации основан на построении непересекающихся маршрутов от отказавших к резервным узлам и перенастройке логических адресов ПЭ, принадлежащих маршрутам.

Рассмотрим основные клеточные операции для дискретной модели реконфигурации. Состав клеточных переменных дискретной модели определяется словом состояния клетки: $S^{ij} = x_o^{ij} x_r^{ij} W_1^{ij} W_2^{ij} A^{ij}$, где $(x_o^{ij}, x_r^{ij}) \in \{0, 1\}$ — переменные состояния (работо-

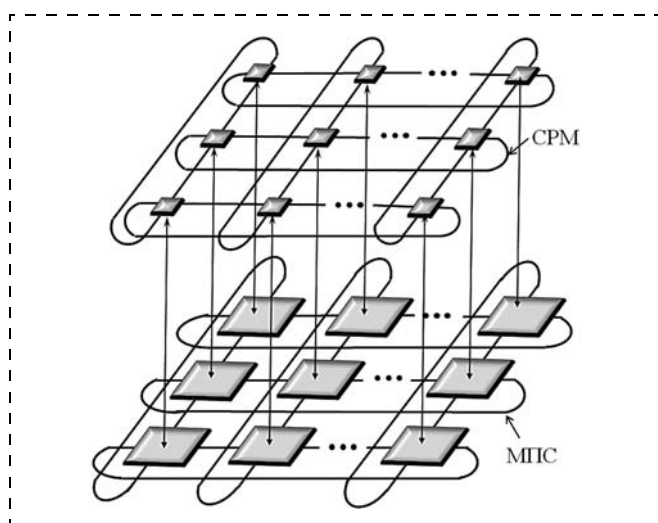


Рис. 1. Структура реконфигурируемой МПС

способный/отказавший) и настройки (основной/резервный) узла (i, j) ; $W_1^{ij} = \{w_{11}^{ij}, w_{12}^{ij}, w_{13}^{ij}, w_{14}^{ij}\}$ — числовой вектор, в k -й позиции которого записывается дискретная характеристика длины маршрута от узла (i, j) до резервного узла в направлении $k \in \{1, 2, 3, 4\}$, $w_{1k}^{ij} = LX$, если перемещение к резерву в направлении k запрещено (LX — значение длины маршрута, которая превышает любую реальную длину маршрута в решетке заданной размерности);

$W_2^{ij} = \{w_{21}^{ij}, w_{22}^{ij}, w_{23}^{ij}, w_{24}^{ij}\}$ — переменные выбранного маршрута реконфигурации, значение $w_{2k}^{ij} \neq 0$ соответствует длине маршрута с направления k от места отказа до текущего узла (i, j) ; $A^{ij} = \{A_k^{ij}\}$ — множество переменных коррекции конкурентных направлений, характеризующих возможность ($A_k^{ij} = 0$) или запрет ($A_k^{ij} > 0$) выбора маршрута с k -го направления.

Алгоритм клеточной реконфигурации инициируется при обнаружении очередного отказа (отказов) в МПС и включает следующие этапы:

1. Инициализация клеточных переменных и настройка среды реконфигурации: $\forall (i = \overline{1, m}, j = \overline{1, n})$ $x_o^{ij} \in \{1, 0\}$ — отказ/работоспособность узла (i, j) ; $x_r^{ij} = 1$ для резервных узлов; $A^{ij}, W_1^{ij}, W_2^{ij}$ — устанавливаются в нулевые значения.
2. Вычисление значений характеристик достижимости резерва (операция Θ_1).
3. Поиск непересекающихся маршрутов от мест отказов до ближайших резервных узлов (операция Θ_2).
4. Корректировка характеристик достижимости (операция Θ_3) и возврат к п. 2 при наличии столкновений маршрутов.
5. Перенастройка логических адресов $\{L_{ij}\}$ элементов маршрутов (операция Θ_4).

Основными функциями клеточного алгоритма реконфигурации являются определение характеристик длин маршрутов $W_1^{ij} = \{w_{11}^{ij}, w_{12}^{ij}, w_{13}^{ij}, w_{14}^{ij}\}$ от узла (i, j) до резервного элемента и получение на их основе значений переменных $W_2^{ij} = \{w_{21}^{ij}, w_{22}^{ij}, w_{23}^{ij}, w_{24}^{ij}\}$ маршрутов реконфигурации (клеточные операции Θ_1, Θ_2). При этом независимо от комбинации отказов в решетке при определении дискретных значений $\{w_{1k}^{ij}\}, \{w_{2k}^{ij}\}$ ($k \in \{1, 2, 3, 4\}$) обрабатываются только локальные данные о состоянии узла (i, j) и его физических соседей.

Минимальные расстояния от узла решетки (i, j) до ближайшего резервного элемента вычисляются в соответствии с выражением

$$\Theta_1: w_{1k}^{pq} = \begin{cases} w_1^{\min} + 1, & \text{если } (x_r^{ij} = 0) \wedge \\ & \wedge (x_o^{ij} = 0) \wedge (w_1^{\min} \neq LX) \wedge (A_k^{ij} = 0); \\ LX, & \text{если } (w_1^{\min} = LX) \vee (x_o^{ij} = 1) \vee (A_k^{ij} > 0); \\ 1, & \text{если } (x_o^{ij} = 0) \wedge (x_r^{ij} = 1), \end{cases} \quad (1)$$

где $w_1^{\min} = \min\{w_{1k}^{ij}\}$ — минимальный вес исходящей из узла (i, j) дуги;

$$(p, q) \in \{(i, j - 1), (i + 1, j), (i - 1, j), (i, j + 1)\}.$$

Значение переменной w_{2k}^{ij} маршрута реконфигурации определяется из соотношения

$$\Theta_2: \begin{cases} w_{2k}^{ij} = \begin{cases} w_2^{\max} + 1, & \text{если } (\prod_k \neq LX) \wedge (x_o^{ij} = 0) \wedge \\ & \wedge (x_r^{ij} = 0) \wedge (w_2^{\max} \neq 0); \\ 1, & \text{если } (\prod_k \neq LX) \wedge (x_o^{ij} = 1) \wedge (x_r^{ij} = 0); \\ 0, & \text{если } (\prod_k = LX) \vee (x_r^{ij} = 1) \vee (w_2^{\max} = 0), \end{cases} \\ \prod_k^{ij} = \begin{cases} w_{1k}^{ij}, & \text{если } (w_{1k}^{ij} = w_1^{\min}); \\ LX, & \text{если } (w_{1k}^{ij} \neq w_1^{\min}); \end{cases} \end{cases} \quad (2)$$

где $w_2^{\max} = \max\{w_{2k}^{pq}\}$ — максимальный вес входной дуги узла (i, j) от узлов-соседей.

Результаты клеточных вычислений иллюстрируются ориентированной графовой решеткой $\vec{G}(V, U)$, вершины V которой отмечаются весом (x_o^{ij}, x_r^{ij}) , а дуги в направлениях $(k = \overline{1, 4})$ взвешиваются значениями весов $\{w_{1k}^{ij}\}$ (рис. 2). Для $\{w_{2k}^{ij}\}$ направления дуг аналогичны. Пример вычисления значений W_1^{ij} по правилу (1) для тора с тремя отказав-

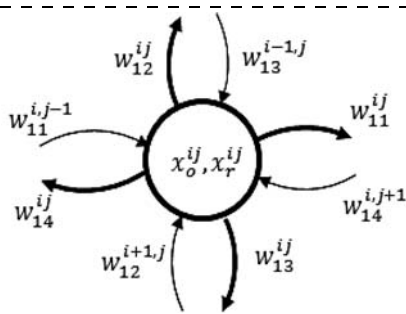


Рис. 2. Порядок расстановки весов дуг W_1^{ij}

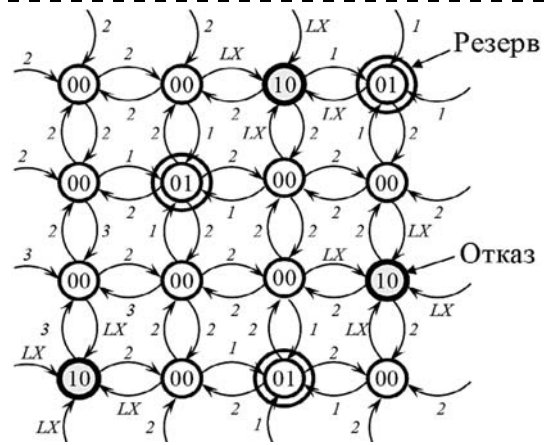


Рис. 3. Пример вычисления значений W_1^{ij}

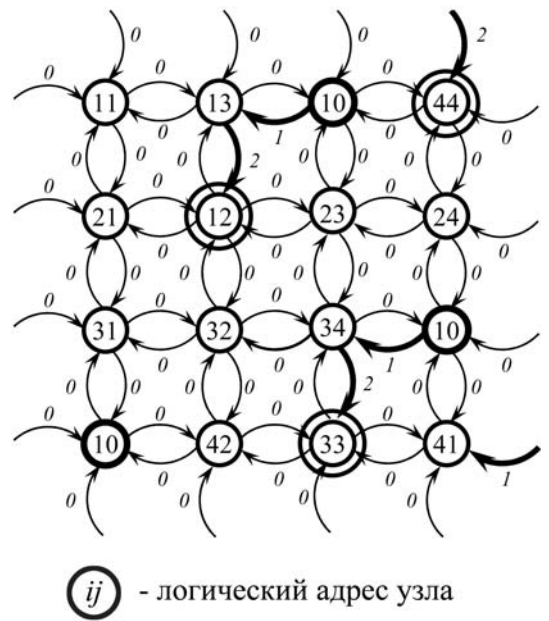


Рис. 4. Пример реконфигурации (операции $\Theta_2, \Theta_3, \Theta_4$)

шими узлами представлен решеткой на рис. 3. Веса исходящих из узла (i, j) дуг $\{w_{1k}^{ij}\}$ указывают на минимальное число шагов до ближайшего резервного элемента при перемещении в направлении k . При запрете перемещения в направлении k дуга отмечается значением LX .

Клеточная операция Θ_2 регламентирует порядок разметки выходных дуг для вершин, которые могут быть начальным $((x_o^{ij}, x_r^{ij}) = (1, 0))$, промежуточным $((x_o^{ij}, x_r^{ij}) = (0, 0))$, или конечным $((x_o^{ij}, x_r^{ij}) = (0, 1))$ пунктом маршрута. Пример построения маршрутов и последующей реконфигурации тора показан на рис. 4. Дуги маршрута следуют в направлении минимальной достижимости резерва $(w_{1k}^{ij} = w_1^{\min})$ и отмечаются числом шагов от места отказа до узла (i, j) .

<i>i</i>	1	2	3	4
1	00	00 ↓	10 ←	01
	02020202	02020202	LXLXLXLX	010101LX
	00000000	00020000	01000000	00000000
	00000000	00000000	00000000	00000001
2	00	01	00	00
	02020202	01010101	02020202	02020202
	00000000	00000000	00000000	00000000
	00000000	00000000	00000000	00000000
3	00	00	00 ↓	10 ←
	03030303	02020202	02020202	LXLXLXLX
	00000000	00000000	00020000	01000000
	00000000	00000000	00000000	00000000
4	10 ←	00	01	00 ↓
	LXLXLXLX	02020202	LX01LX01	02020202
	01000000	00000000	00000000	00020000
	00000000	00000000	02000100	00000000

→ — направление передачи логического адреса

Рис. 5. Итоговое состояние клеточного массива

В рабочих вершинах показаны новые значения логических адресов после реконфигурации (операция Θ_4). Итоговое состояние клеточного массива для рассмотренной на рис. 4 комбинации отказов представлено на рис. 5 значениями переменных клеточного массива:

$$\begin{aligned}
 & x_o^{ij}, x_r^{ij}; \\
 & w_{14}^{i,j+1}, w_{13}^{i-1,j}, w_{12}^{i+1,j}, w_{11}^{i,j-1}; \\
 & w_{24}^{i,j}, w_{23}^{i,j}, w_{22}^{i,j}, w_{21}^{i,j}, \\
 & A_4^{i,j}, A_3^{i,j}, A_2^{i,j}, A_1^{i,j}.
 \end{aligned}$$

Поскольку любой процессор может настраиваться на выполнение только одного программного модуля, клеточные алгоритмы реконфигурации решают проблему коррекции пересекающихся маршрутов (операция Θ_3). Так, при выборе предшественника для узла (i, j) по максимальной удаленности от отказа ($w_{2k}^{pq} = \max_{k=1,4} \{w_{1k}^{ij}\}$) блокируются ($A_k^{ij} > 1$) все остальные входные дуги маршрутов, что создает благоприятные условия для быстрого завершения наиболее длинных маршрутов:

$$\Theta_3: A_k^{ij} = \begin{cases} w_{2k}^{pq}, & \text{если } (w_{2k}^{pq} \neq \max_{k=1,4} \{w_{1k}^{ij}\}) \wedge (w_{2k}^{ij} > 0); \\ 0, & \text{если иначе.} \end{cases} \quad (3)$$

Для представленного выше примера (см. рис. 3, 4) узел-предшественник при пересечении нескольких маршрутов в вершине (i, j) выбирался по правилу (3) с направления с максимальной длиной маршрута от места отказа до узла (i, j) .

Реконфигурация МПС состоит в формировании новых логических адресов $\{L^{ij}\}$ для ПЭ, принадлежащих непересекающимся маршрутам:

$$\Theta_4: L^{ij} = \begin{cases} (p, q), & \text{если } w_{5-k}^{pq} \neq 0; \\ (i, j), & \text{если иначе.} \end{cases} \quad (4)$$

Участие элемента в реконфигурации полностью описывается итоговыми значениями переменных $W_2^{ij} = \{w_{21}^{ij}, w_{22}^{ij}, w_{23}^{ij}, w_{24}^{ij}\}$, соответствующих наличию ($w_2^{\max} \neq 0$) или отсутствию ($w_2^{\max} = 0$) входной дуги маршрута в узле (i, j) . Если узел принадлежит маршруту, он переключается на логический адрес соседа с соответствующего входного направления, передавая свою функцию по выходному направлению с минимальным значением достижимости ($w_{1k}^{ij} = w_1^{\min}$). В противном случае элемент не участвует в реконфигурации. Настройка каждого ПЭ маршрута на функцию своего предшественника заменяет перезагрузку системы автоматической сменой исполняемой резервной копии программы элемента. Каждая последующая реконфигурация предполагает изменение логических адресов ПЭ в соответствии с текущей отказовой ситуацией. При этом вводимые в работу резервные элементы получают логические адреса элементов-предшественников на маршрутах, а не логические адреса замещаемых отказавших узлов.

2. Адаптивная маршрутизация в реконфигурируемой системе

В процессе реконфигурации подмножество ПЭ системы изменяют логические адреса, поэтому передача сообщений должна выполняться в условиях возможного изменения физического расположения источников и/или приемников. Покажем возможность использования значений клеточных переменных W_2^{ij} этапа реконфигурации для целей маршрутизации в МПС с отказавшими элементами и перемещаемыми абонентами.

Для задания физического расположения приемника в формате сообщения используем переменные смещения $\Delta x^{ij}, \Delta y^{ij}$ координат источника (i_1, j_1) относительно координат приемника (i_2, j_2) по осям абсцисс и ординат соответственно. Исходные значения $\Delta x^{ij}, \Delta y^{ij}$ (при движении от источника слева направо и сверху вниз) вычисляются по формулам

$$\begin{aligned}
 \Delta x^{ij} &= \begin{cases} n - |j_2 - j_1|, & \text{если } j_2 < j_1; \\ j_2 - j_1, & \text{если } j_2 \geq j_1; \end{cases} \\
 \Delta y^{ij} &= \begin{cases} m - |i_2 - i_1|, & \text{если } i_2 < i_1; \\ i_2 - i_1, & \text{если } i_2 \geq i_1, \end{cases} \quad (5)
 \end{aligned}$$

где m, n — число строк и столбцов решетки МПС. Так, при передаче данных в торе 4×4 от узла-источника $(4, 1)$ к узлу-приемнику $(2, 4)$ значения смещений координат в соответствии с (1) будут равны $\Delta x^{4,1} = 3, \Delta y^{3,1} = 2$.

Клеточный алгоритм адаптивной маршрутизации представляется системой параллельных клеточных операций $\Theta = \{\Theta_5, \Theta_6, \Theta_7, \Theta_1, \Theta_2, \Theta_8, \Theta_9\}$, где $\Theta_5, \Theta_6, \Theta_7$ — операции поиска приемника в реконфигурируемой МПС с перемещающимися источником и приемником; Θ_1, Θ_2 — операции вычисления значений достижимости приемника W_1^{ij} и маршрутных переменных W_2^{ij} ; Θ_6 — формирование канала передачи сообщения.

Слово состояния S^{ij} клетки среды маршрутизации включает переменные $S^{ij} = \{x_o^{ij}, x_n^{ij}, \Delta x^{ij}, \Delta y^{ij}, W_1^{ij}, W_2^{ij}, M^{ij}, x_\Phi^{ij}, Y_1^{ij}, Y_2^{ij}\}$, где $x_o^{ij} \in \{1, 0\}$ — отказ/работоспособность узла (i, j) ; $x_n^{ij} \in \{1, 0\}$ — переменная принадлежности узла (i, j) к источнику сообщения; $\Delta x^{ij} \in \{0, 1, 2, \dots, n\}$, $\Delta y^{ij} \in \{0, 1, 2, \dots, m\}$ — значения отклонений по осям X, Y от узла (i, j) до приемника; W_1^{ij} — переменные достижимости приемника из узла (i, j) ; W_2^{ij} — переменные маршрута передачи сообщения из узла (i, j) ; $M^{ij} = \{M_k^{ij} \in \{1, 0\}\}$ — переменные хранения результатов реконфигурации узла (i, j) , соответствующие наличию/отсутствию перемещения в узел (i, j) логического адреса с направления $k \in \{1, 2, 3, 4\}$: $M_k^{ij} = 1$, если $w_{2,5-k}^{pq} > 0$, $w_{2,5-k}^{pq} \in \{w_{2,4}^{i,j+1}, w_{2,3}^{i-1,j}, w_{2,2}^{i+1,j}, w_{2,4}^{i,j-1}\}$; $x_\Phi^{ij} \in \{1, 0\}$ — переменная первоначального расположения приемника (при равенстве физических и логических адресов); $Y_1^{ij} = \{y_{1k}^{ij}\}$, $Y_2^{ij} = \{y_{2k}^{ij}\}$ — переменные управления выбором входного и выходного канала маршрутизатора соответственно.

Алгоритм поиска минимального маршрута передачи сообщения в условиях перемещений абонентов включает следующие этапы:

1. Инициализация работы алгоритма по сигналу передачи сообщения от ПЭ и клеточных переменных среды маршрутизации: $\forall (i = \overline{1, m}, j = \overline{1, n})$ $x_o^{ij} \in \{1, 0\}$ — отказ/работоспособность узла (i, j) , $x_o^{ij} = 1$ при $x_n^{ij} = 1$; M^{ij} — вычисленные при реконфигурации направления входных маршрутов восстановления; обнуление остальных переменных.

2. Коррекция значений $\Delta x^{ij}, \Delta y^{ij}$ в формате сообщения источника по результатам реконфигурации (операция Θ_5).

3. Поиск первоначального расположения приемника x_Φ^{ij} (операция Θ_6).

4. Определение позиции приемника x_Π^{ij} по результатам реконфигурации (операция Θ_7).

5. Определение значений W_1^{ij} длин потенциальных минимальных маршрутов к приемнику в условиях отказов (операция Θ_1).

6. Определение минимального маршрута передачи сообщения от источника к приемнику (операция Θ_2).

7. Определение значений переменных управления коммутацией Y_1^{ij}, Y_2^{ij} маршрутизатора (операция Θ_8).

Ниже представлены правила выполнения клеточных операций среды маршрутизации.

Возможность изменения физического расположения источника учитывает клеточная операция Θ_5 коррекции смещений:

$$\Theta_5: \left\{ \begin{array}{l} \Delta x^{ij} = \begin{cases} 0, & \text{если } (\Delta x^{ij} = n - 1) \wedge (M_1^{i,j} = 1); \\ \Delta x^{ij} - 1, & \text{если } (M_4^{i,j} = 1) \wedge (\Delta x^{ij} \neq 0); \\ \Delta x^{ij} + 1, & \text{если } (M_1^{i,j} = 1) \wedge (\Delta x^{ij} \neq n - 1); \\ n - 1, & \text{если } (\Delta x^{ij} = 0) \wedge (M_4^{i,j} = 1); \\ \Delta x^{ij}, & \text{если иначе;} \end{cases} \\ \Delta y^{ij} = \begin{cases} 0, & \text{если } (\Delta y^{ij} = m - 1) \wedge (M_3^{i,j} = 1); \\ \Delta y^{ij} - 1, & \text{если } (M_2^{i,j} = 1) \wedge (\Delta y^{ij} \neq 0); \\ \Delta y^{ij} + 1, & \text{если } (M_3^{i,j} = 1) \wedge (\Delta y^{ij} \neq m - 1); \\ m - 1, & \text{если } (\Delta y^{ij} = 0) \wedge (M_2^{i,j} = 1); \\ \Delta y^{ij}, & \text{если иначе.} \end{cases} \end{array} \right. \quad (6)$$

Так, для варианта реконфигурированной структуры (рис. 4, 5) с координатами источника (1, 3) и приемника (3, 3) первоначальные значения смещений $(\Delta x^{1,3}, \Delta y^{1,3}) = (0, 2)$. По значениям переменных $M_1^{i,j}, M_2^{i,j}, M_3^{i,j}, M_4^{i,j}$ (рис. 6) в позиции (1,2) перемещенного узла-источника видно, что при реконфигурации источник переместился в позицию (1,2) с правого направления ($M_1^{1,2} = 1$). В соответствии с Θ_5 первоначальные значения смещений изменяются: $\Delta x^{1,2} = 0 + 1 = 1$, так как $(\Delta x^{1,3} = 0) \wedge (M_1^{1,2} = 1)$ и $\Delta y^{1,2} = \Delta y^{1,3} = 2$, так как $M_k^{1,2} = 0 \forall k = 1, 2, 3, 4$.

	1	2	3	4
1	0000	1000 ←	0000И	0100 ↓
2	0000	0100 ↓	0000	0000
3	0000	0000	1000 П	0000
4	0001	0000	0100 ↓	1000 ←

→ - направление входной дуги маршрута реконфигурации;
П, И - приемник, источник до реконфигурации

Рис. 6. Состояние переменных $\{M_k^{ij}\}$

Операция Θ_6 определяет координаты физического размещения $x_{\Phi}^{i,j}$ приемника до реконфигурации поиском узла с нулевыми значениями смещений $\Delta x^{ij}, \Delta y^{ij}$:

$$\Theta_6: \begin{cases} \Delta x^{ij} = \begin{cases} \Delta x_{и}^{ij}, \text{ если } x_{и}^{ij} = 1; \\ \Delta x^{i,j-1} - 1, \text{ если } (\Delta x^{i,j-1} \neq n) \vee \\ \vee (\Delta x^{i,j-1} \neq 0); \\ 0, \text{ если } (\Delta x^{i-1,j} = 0); \\ n, \text{ если } (\Delta x^{i,j-1} = 0) \wedge (x_{и}^{ij} = 0); \\ \Delta x^{ij}, \text{ если иначе;} \end{cases} \\ \Delta y^{ij} = \begin{cases} \Delta y_{и}^{ij}, \text{ если } x_{и}^{ij} = 1; \\ \Delta y^{i-1,j} - 1, \text{ если } (\Delta y^{i-1,j} \neq m) \vee \\ \vee (\Delta y^{i-1,j} \neq 0); \\ 0, \text{ если } (\Delta y^{i,j-1} = 0); \\ m, \text{ если } (\Delta y^{i-1,j} = 0) \wedge (x_{и}^{ij} = 0); \\ \Delta y^{ij}, \text{ если иначе;} \end{cases} \\ x_{\Phi}^{ij} = \begin{cases} 1, \text{ если } (\Delta x^{ij}, \Delta y^{ij}) = (0, 0); \\ 0, \text{ если иначе.} \end{cases} \end{cases} \quad (7)$$

Для рассматриваемого примера (рис. 6) итоговые значения клеточных переменных $\Delta x^{ij}, \Delta y^{ij}$, полученные в соответствии с Θ_6 , представлены на рис. 7.

Позиция (3,3) со значениями $x_{\Phi}^{ij} = 1$ соответствует первоначальному расположению приемника, которое может измениться только при попадании узла (3,3) на маршрут восстановления при реконфигурации. На участие любого узла в реконфигурации указывает единичное значение переменной M_k^{ij} .

Клеточная функция операции Θ_7 определения реальной позиции приемника в реконфигурированной структуре имеет вид

$$\Theta_7: x_{\Pi}^{ij} = \begin{cases} 1, \text{ если } (x_{\Phi}^{ij} = 1) \wedge \left(\bigvee_{k=1}^4 M_k^{ij} = 0 \right) \cdot \bar{x}_o^{ij} \vee \\ \vee \bigvee_{k=1}^4 ((x_{\Phi}^{pq} = 1) \wedge (M_k^{ij} = 1)) = 1; \\ 0, \text{ если иначе,} \end{cases} \quad (8)$$

где $(p, q) \in \{(i, j-1), (i+1, j), (i-1, j), (i, j+1)\}$.

В соответствии с операцией Θ_7 реальная позиция приемника при известных $\{M_k^{ij}\}$ и $\{x_{\Phi}^{ij}\}$ (рис. 6, 7) будет равна (4,3) ($x_{\Pi}^{4,3} = 1$), так как $(x_{\Phi}^{3,3} = 1) \wedge (M_2^{4,3} = 1)$.

После установления реальной позиции приемника поиск маршрута передачи сообщения выполняется в соответствии с операциями Θ_1, Θ_2 этапа

реконфигурации с настройками $x_r^{ij} = 1$ для приемника ($x_{\Pi}^{ij} = 1$) и $x_0^{ij} = 1$ для источника ($x_{и}^{ij} = 1$) и отказов. Так, для реконфигурированной структуры (см. рис. 4) значения характеристик достижимости перемещенного в узел (4,3) приемника и результата построения минимального маршрута от перемещенного в узел (1,2) источника показаны на рис. 8.

Полученные значения переменных $\{W_2^{ij}\}$ обеспечивают управление коммутацией каналов маршрутизатора для каждого узла при передаче сообщения по найденному маршруту. Настройка коммутационных элементов процессоров при формировании канала передачи выполняется с замыканием определенных входов $\{s\}$ ($y_{1s}^{ij} = 1$) с выходами $\{k\}$ ($y_{2k}^{ij} = 1$) по следующему правилу:

$$\Theta_8: y_{1s}^{ij} = \begin{cases} 1, \text{ если } w_{2,5-s}^{pq} > 0; \\ 0, \text{ если иначе;} \end{cases} \quad y_{2k}^{ij} = \begin{cases} 1, \text{ если } w_{2k}^{ij} > 0; \\ 0, \text{ если иначе,} \end{cases} \quad (9)$$

где y_{1s}^{ij}, y_{2k}^{ij} — управление замыканием s -го входа и k -го выхода коммутационного элемента (i, j) -го процессора; $(s, k) \in (1, 2, 3, 4)$ — направления приема и передачи сообщения. Для полученных значений

	1	2	3	4
1	4,2	1,2И	0,2	4,2
2	4,1	4,1	0,1	4,1
3	4,0	4,0	0,0	4,0
4	4,4	4,4	0,4П	4,4

И, П — приемник, источник после реконфигурации

Рис. 7. Итоговые значения $\Delta x^{ij}, \Delta y^{ij}$

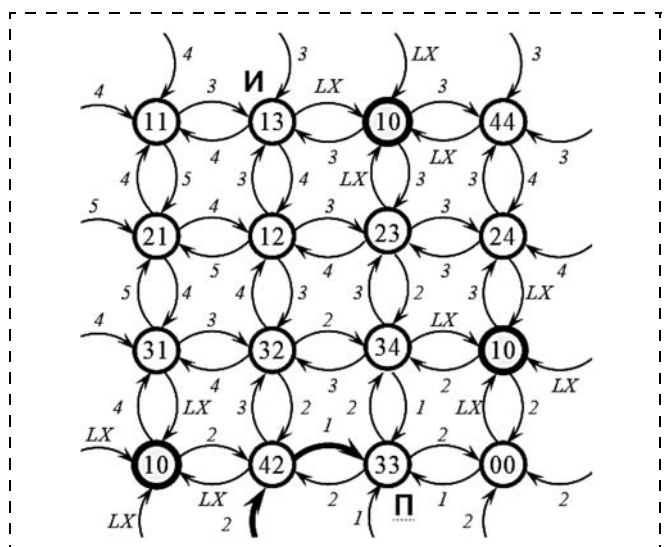


Рис. 8. Результаты поиска минимального маршрута (операции Θ_1, Θ_2)

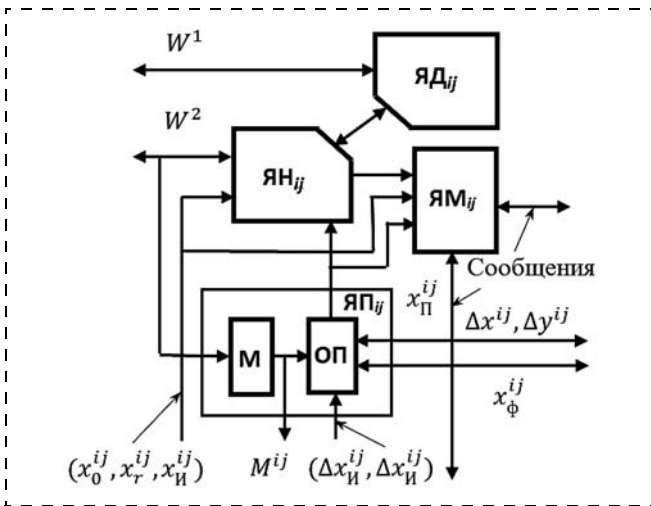


Рис. 9. Структура клетки реконфигурации и маршрутизации

переменных $\{Y_1^{ij}, Y_2^{ij}\}$ канал передачи сообщения от источника к приемнику обеспечивается замыканием входов (y_{1s}^{ij}) с выходами (y_{2k}^{ij}) коммутационных элементов ПЭ маршрута. Если элемент (i, j) — приемник, то принятое сообщение передается в ПЭ по сигналу $x_{\Pi}^{ij} = 1$, а если элемент (i, j) — источник, то передача сообщения из него выполняется по сигналу $x_{\text{И}}^{ij} = 1$.

Разработанные клеточные операции реализуются в структуре клетки среды реконфигурации и маршрутизации отказоустойчивой МПС (рис. 9). В структуре операция Θ_1 реализуется ячейкой ЯД_{ij} вычисления минимальных расстояний до ближайшего резерва. Ячейка настройки ЯН_{ij} служит для исполнения операций Θ_2, Θ_3 формирования и коррекции переменной маршрута. Операции $\Theta_4, \dots, \Theta_7$ исполняются в ячейке ЯП_{ij} поиска приемника и настройки ПЭ. Хранимые в памяти М результаты реконфигурации позволяют настроить ПЭ на требуемую функцию, а в блоке ОП корректируется смещение источника и определяется принадлежность элемента приемнику. В ячейке ЯМ_{ij} маршрутизации сообщение передается, принимается или ретранслируется в соответствии с операцией Θ_8 .

Заключение

Рассмотрены клеточные алгоритмы адаптивного управления маршрутизацией, позволяющие восстанавливать логическую структуру при реконфигурации и передавать данные между источниками и приемниками, мигрирующими в среде с произвольным расположением отказавших элементов. Вычисление направления маршрута в каждом его пункте на основании локальных данных позволило

исключить сбор, хранение и обработку глобальных данных об отказах, а также таблицы маршрутизации в каждом элементе системы. Локальность связей между элементами системы и неизменность клеточных правил вычисления маршрутов для произвольных комбинаций отказов и числа элементов в сетевой структуре позволяют применять клеточные алгоритмы для гибких масштабируемых отказоустойчивых систем.

Клеточные алгоритмы реализуют единый подход к поиску решений на основе определения минимальных удаленностей от приемника сообщения для всех элементов системы в обход отказавших компонентов. Движение к приемнику всегда выполняется в сторону уменьшения удаленности, что исключает заикливания и гарантирует достижение приемника. Особенностью разработанной стратегии отказоустойчивой маршрутизации является привлечение распределенных данных о результатах реконфигурации, что обеспечило передачу сообщений при изменении физического расположения источников и/или приемников.

Алгоритмы воплощены в универсальный элемент клеточной среды адаптивного управления маршрутизацией в отказоустойчивых, масштабируемых системах автоматизации. Результаты моделирования разработанных алгоритмов показали корректность предложенного подхода.

Список литературы

1. **Каравай М. Ф.** Минимизированное вложение произвольных гамильтоновых графов в отказоустойчивый граф и реконфигурация при отказах. II. Решетки и k -отказоустойчивость // Автоматика и телемеханика. 2005. № 2. С. 175—189.
2. **Хорошевский В. Г.** Распределенные вычислительные системы с программируемой структурой // Вестник Сиб. ГУТИ. 2010. № 2. С. 3—11.
3. **Medvedeva M. V., Koloskov V. A.** Self-Organization of Cellular Environment and Reproduction of the Network Logical Structure // Nuclear Inst. And Methods in Physics Research, A. April 2003. Vol. 502/2—3. P. 540—542.
4. **Колосков В. А., Колоскова Г. П., Лонг Динь Т.** Управляемая клеточная непрерывная среда самореконфигурации многопроцессорных систем // Информационные технологии. 2012. № 9. С. 22—27.
5. **Тимофеев А. В.** Адаптивное управление и многоагентная обработка информационных потоков в интегрированных телекоммуникационных и компьютерных сетях // Труды СПИИ-РАН. Вып. 3, т. 1. СПб.: Наука, 2006.
6. **Савенков Н. А., Колосков В. А.** Алгоритм адаптивной маршрутизации в многопроцессорных управляющих сетях // Труды V Междунар. конф. "Идентификация систем и задачи управления" SICPRO'06. М.: Институт проблем управления им. В. А. Трапезникова РАН, 2006. С. 1312—1329.
7. **Chen C.-L., Chiu G.-M.** A Fault-Tolerant routing Scheme for Meshes with Nonconvex Faults // IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems. 2001. Vol. 12. N 5. P. 467—475.
8. **Wu J.** Fault-Tolerant Adaptive and Minimal Routing in Mesh-Connected Multi-computers Using Extended Safety Levels // IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems. 2000. Vol. 11. N 2. P. 149—159.
9. **Khan G. N., Wei G.** Fault-tolerant Wormhole Routing using a Variation of Distributed Recovery Block Approach // IEE Proceeding Computers and Digital Techniques. 2000. Vol. 147. N 6. P. 397—402.

УДК 621.384.658

В. А. Шахнин, д-р техн. наук, проф.,

vshakhnin@rambler.ru,

О. И. Моногаров, аспирант,

mngarv@rambler.ru,

Ю. С. Чебрякова, аспирант,

uchebryakova@mail.ru,

Владимирский государственный университет

им. А. Г. и Н. Г. Столетовых

Управление движением мехатронного комплекса электрошумовой диагностики высоковольтного оборудования

Предложен способ управления движением элементов мехатронного диагностического комплекса. Принцип управления основан на корректировке параметров движения в соответствии с текущими результатами электрошумовой интродиагностики. Для интерполяции траекторий движения применен модифицированный метод оценочной функции.

Ключевые слова: интродиагностика, высоковольтное оборудование, интеграционная платформа, метод оценочной функции

В последнее десятилетие стратегия технического обслуживания высоковольтного оборудования постепенно изменяется: осуществляется переход от концепции регламентных ремонтов к более ресурсо- и энергосберегающей концепции обслуживания на основе оценки текущего технического состояния [1]. Эффективность такого перехода в значительной мере определяется возможностями применяемых методов и средств диагностики. Безусловно, наиболее перспективны методы интродиагностики, т. е. диагностики под рабочим напряжением без вывода оборудования из эксплуатации для вскрытия баков и слива диэлектрических жидкостей. К их числу относятся электрошумовые методы, позволяющие обнаружить быстроразвивающиеся локальные дефекты [2–4]. Физической основой большой группы электрошумовых методов являются частичные разряды (ЧР), т. е. микропробой в диапазоне от десятых долей до десятков нанокулонов, перекрывающие лишь небольшую часть изоляции. Процесс возникновения частичных разрядов является результатом действия множества факторов и носит случайный характер, что позволяет отнести метод ЧР к электрошумовым. К числу наиболее важных диагностических признаков ЧР относится сопровождающее их высокочастотное электромагнитное излучение.

Во Владимирском государственном университете им. А. Г. и Н. Г. Столетовых совместно с ОАО "Электросетьсервис" разработан мехатронный диагностический комплекс (МДК) "ЭЛЕКТРО", предназначенный для электрошумовой диагностики трансформаторного оборудования электрических подстанций. Комплекс представляет собой автономно функционирующую систему, объединяющую на общей интеграционной платформе мехатронные модули электрошумовой диагностики с манипуляционно-исполнительными мехатронными модулями. Аппаратные и программные средства комплекса обеспечивают возможность его встраивания в диагностические системы более высокого уровня. Термин "интеграционная платформа" в данном случае означает те общие принципы функционирования мехатронных модулей, на основе которых они объединяются в комплекс. Для МДК "ЭЛЕКТРО" в качестве интеграционной платформы предложен принцип управления модулями на основе учета текущих результатов диагностики [5]. Этот принцип используется при формировании законов изменения напряженности электрического поля диагностируемого объекта, алгоритмов обработки диагностических сигналов, траектории перемещения компонентов комплекса и характера изменения параметров движения во времени.

Рассмотрим особенности реализации названного принципа для управления движением датчиков электромагнитного излучения мехатронного комплекса "ЭЛЕКТРО", в качестве которых применены направленные СВЧ антенны типа АШП-1. Эти антенны предназначены для измерения шумов в диапазоне частот от 5 до 3000 МГц и хорошо подходят для электрошумовой диагностики высоковольтного оборудования. Антенна имеет наружное исполнение, диапазон рабочих температур от -40° до $+40^{\circ}$ °С, массу 0,5 кг. В электроприводах МДК для перемещения элементов антенны использованы высокомоментные бесколлекторные двигатели постоянного тока с полым ротором. В качестве преобразователей движения применены планетарные и роliko-винтовые механизмы. Для сканирования диагностируемого крупногабаритного объекта (силового трансформатора) необходимо обеспечить перемещение элементов антенны по криволинейным траекториям с реализацией сложных законов движения во времени. Анализ особенностей систем программного управления движением позволяет сделать вывод о том, что для перемещения антенны наиболее пригодны системы, реализующие контурное управление [6, 7]. Эти системы обеспечивают решение практически любой задачи формообразования, с их помощью можно реализовать любую за-

данную траекторию перемещения антенны. Однако гибкость мехатронного комплекса при использовании систем контурного управления ограничивается тем, что траектории движения должны быть заданы заранее на этапе переобучения, например, в связи с переходом на другой вид диагностируемого оборудования. Эта гибкость оказывается недостаточной в тех случаях, когда текущие результаты контроля требуют изменения траекторий непосредственно в процессе диагностики. Необходимо решение задачи управления движением с элементами адаптации к текущим результатам диагностики, например, к интенсивности электрошумовых процессов в изоляции. Для этого были проанализированы возможности создания алгоритмов управления движением антенны с элементами адаптации на основе наиболее распространенных методов интерполяции траекторных перемещений. С использованием программных моделей по методике, предложенной в работе [8], исследовали следующие алгоритмы интерполяции: на основе параметрического уравнения траектории; на основе метода оценочной функции; на основе метода цифровых дифференциальных анализаторов (ЦДА), а также алгоритм CORDIC (цифра за цифрой). Сделан вывод о том, что для повышения достоверности диагностики путем изменения параметров движения антенны в соответствии с текущими результатами диагностики целесообразно применение модернизированного метода оценочной функции.

Поясним его суть на примере наиболее простого исполнительного механизма антенны. Механизм имеет ортогональную кинематическую схему и осуществляет перемещения одного из элементов антенны в плоскости XU . При движении элемента со скоростью $\mathbf{v} = (v_x, v_y)$ координаты контрольной точки и проекции ее скорости связаны соотношениями $dx/dt = v_x$ и $dy/dt = v_y$, которые можно рассматривать как математическую модель системы перемещения. Управляющим (входным) для этой системы является вектор \mathbf{v} , а выходным — вектор положения контрольной точки датчика. Пусть задана кривая S , по которой в идеале должно происходить перемещение, а \mathbf{v} имеет точки разрыва первого рода в моменты равенства нулю функции $F(x, y) = S(x, y)(\partial S/\partial x)(\partial S/\partial y)$. Это означает, что функция F обращается в ноль во всех точках кривой S и в точках равенства нулю частных производных $S_x = \partial S/\partial x$ и $S_y = \partial S/\partial y$. Обеспечим в области над траекторией S , где функция F отрицательна, возможность перемещения только вдоль оси X , а под траекторией, где F — положительна, только вдоль оси Y . Функцию F можно рассматривать как функцию переключения. В этом случае контрольная точка, находящаяся над траекторией S , начав свое движение в начальный момент t_0 , будет двигаться в направлении к кривой S только при выполнении условия $S(dS/dt) < 0$. Учитывая, что $\frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} + \frac{\partial S}{\partial y} \frac{\partial y}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} v_x + \frac{\partial S}{\partial y} v_y$, это условие можно

записать следующим образом: $Sv_x \frac{\partial S}{\partial x} < 0$. Аналогично, точка, находящаяся в начальном момент под траекторией, будет приближаться к последней, если только выполняется неравенство $Sv_y \frac{\partial S}{\partial y} < 0$.

При выполнении вышеназванных условий точка из любого начального положения на плоскости XU будет двигаться по траектории, "втыкающейся" в кривую S . В дальнейшем при смещении точки с этой кривой возникнет движение, возвращающее точку на S . Таким образом, после попадания на идеальную траекторию контролируемая точка сможет двигаться только вдоль нее, совершая при этом колебания с бесконечно малой амплитудой и бесконечно большой частотой. Этот режим называется идеальным скольжением. В реальном случае из-за инерционностей, запаздывания и других причин точка будет двигаться вдоль линии S , совершая колебания с конечными значениями названных параметров.

Управление $\mathbf{v} = (v_x, v_y)$, позволяющее контрольной точке датчика, начиная с некоторого момента $t_1 \geq t_0$ воспроизводить кривую в скользящем режиме, можно определить следующим образом:

$$v_x = \begin{cases} -|v_x(t_0)| \operatorname{sign}\left(\frac{\partial S}{\partial y}\right), & \text{если } S \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial S}{\partial y} > 0; \\ 0, & \text{если } S \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial S}{\partial y} < 0; \end{cases} \quad (1)$$

$$v_y = \begin{cases} +|v_y(t_0)| \operatorname{sign}\left(\frac{\partial S}{\partial x}\right), & \text{если } S \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial S}{\partial y} < 0; \\ 0, & \text{если } S \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial S}{\partial y} > 0. \end{cases}$$

Сущность предлагаемой модернизации метода оценочной функции в целях корректировки перемещения элементов антенны МДК в соответствии с текущими результатами диагностики рассмотрим на примере интерполятора, основными узлами которого являются логическое переключающее устройство (ЛПУ), вычислительное устройство и интеграторы каналов X и Y . В теории автоматического управления известен метод вибрационной линеаризации, который, например, используется для улучшения параметров скользящего режима при интерполяции траекторий [9]. Для его реализации на вход логического переключающего устройства, реализующего (1), подаются пилообразное воздействие $f(t)$ с частотой, значительно более высокой, чем частота периодической составляющей $S(t)$. При этом на выходе ЛПУ по-прежнему будет действовать последовательность импульсов, но с частотой внешнего периодического воздействия. Такой режим воспроизведения траектории S называется вынужденным скольжением. Для адаптации траектории перемещения датчика к текущим результатам диагностики предлагается корректировать режим работы логического переключающего устройства сигналом, который является результатом интегрирова-

ния мгновенных интенсивности электрошумовых процессов в изоляции диагностируемого высоковольтного оборудования. При технической реализации способа интегрируются короткие импульсы с амплитудой, равной текущим значениям интенсивности шума, которые формируются в результате стробирования соответствующих выходных сигналов антенны. Корректирующее воздействие $f(t)$ на входе логического переключающего устройства в общем случае будет также пилообразным, но с изменяющимся наклоном. Структурная схема адаптивного интерполятора, реализующего управление (1) при $v_x(t_0) = v_y(t_0) = v_0 = \text{const}$, представлена на рис. 1. В состав интерполятора входят: ЛПУ, реализуемое на двух переключающих элементах (1, 7) и одном релейном элементе (5); звенья чистого запаздывания (2, 8); интеграторы каналов X и Y (3, 9); сумматор (4), а также вычислительное устройство (6).

Определим условия, обеспечивающие режим перемещения элемента антенны, адаптированный к текущим результатам диагностики. Для этого воспользуемся методикой, предложенной в работе [10] при анализе вынужденного скользящего режима. Пусть интерполятор имеет запаздывание τ в переключении компонент вектора управления, а на входе ЛПУ действует сигнал $p^*(t) = p(t) + f^*(t)$, где $p(t) = S \text{sign} \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial S}{\partial y}$; $f^*(t) = f(t) \text{sign} \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial S}{\partial y}$; $f(t)$ — результат интегрирования текущих мгновенных значений выходного сигнала антенны. Система уравнений, соответствующая адаптивному интерполятору (рис. 1), имеет следующий вид:

$$v_x(t) = v_x^*(t - \tau), v_y(t) = v_y^*(t - \tau);$$

$$v_x^* = F_x(\theta) = \begin{cases} -v_0 \text{sign} \frac{\partial S}{\partial y} & \text{при } \theta = 1; \\ 0 & \text{при } \theta = -1; \end{cases}$$

$$v_y^* = F_y(\theta) = \begin{cases} v_0 \text{sign} \frac{\partial S}{\partial x} & \text{при } \theta = -1; \\ 0 & \text{при } \theta = 1; \end{cases}$$

$$\theta = F(p^*) = \begin{cases} 1 & \text{при } p^* > 0; \\ -1 & \text{при } p^* < 0; \end{cases} \quad p = S \text{sign} \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial S}{\partial y}.$$

Выходные сигналы нелинейных элементов v_x^* и v_y^* представляют собой последовательности импульсов, текущая частота которых (ω) определяется частотой стробирования выходного сигнала антенны и его уровнем в момент стробирования. Значение ω лежит за пределами высокочастотной области полосы пропускания исполнительных органов мехатронного комплекса, поэтому влиянием переменных составляющих сигналов v_x^* и v_y^* можно пренебречь. Интерполятор, таким образом, представляет собой замкнутую систему для текущих средних значений названных сигналов и разомкнутую для их высокочастотных составляющих. Для реальных значений контурной скорости перемещения элементов антенны текущие средние значения кинематических переменных v_x^* и v_y^* можно рассмат-

ривать как медленно изменяющиеся функции. Их значения, а также значение S на интервалах времени, включающих несколько последовательных стробирующих импульсов, будем считать постоянными. С учетом этих замечаний алгоритм работы адаптивного интерполятора поясняется диаграммами на рис. 2. Диаграмма пилообразной формы соответствует выходному сигналу интегратора, на вход которого подаются поочередно стробирующие импульсы с амплитудой, равной мгновенным значениям выходного сигнала антенны, и образцовое компенсирующее напряжение противоположной полярности постоянного уровня. Время интегрирования выходного напряжения датчика τ постоянно и равно длительности стробимпульса. Следовательно, значение коэффициента α определяется выходным напряжением датчика в момент стробирования. Средние текущие значения компонент скорости перемещения датчика можно определить так:

$$v_{xcp} = -|v_0|(t_1/T) \text{sign} \frac{\partial S}{\partial y}, \quad v_{ycp} = |v_0|(t_2/T) \text{sign} \frac{\partial S}{\partial x}.$$

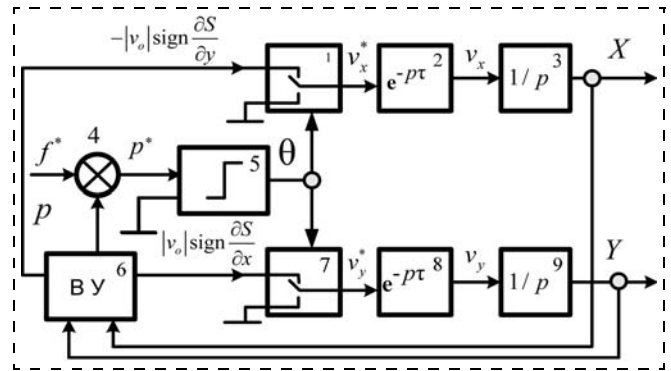


Рис. 1. Структурная схема адаптивного интерполятора

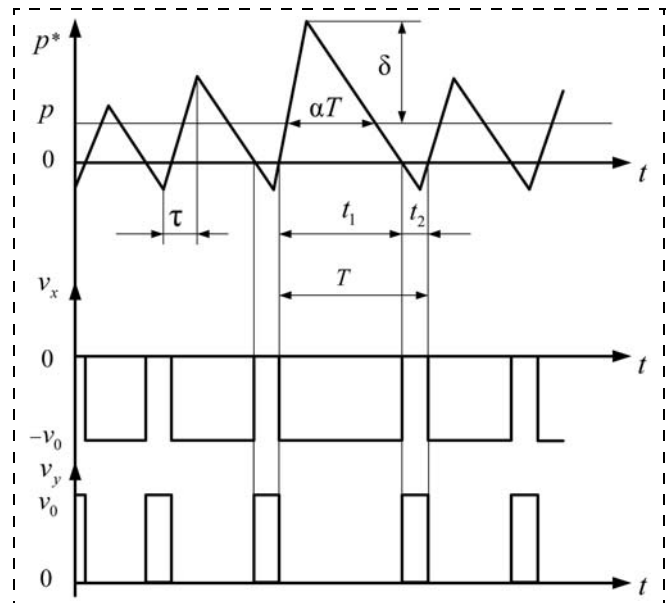


Рис. 2. Диаграммы работы адаптивного интерполятора

С учетом подобия треугольников на рис. 2 справедливы следующие соотношения:

$$\delta/\alpha T = (p + \delta)/t_1; t_1 = \alpha T(1 + p/\delta); t_2 = T(\beta + \alpha p/\delta),$$

где $\beta = 1 - a$. Таким образом, (2) можно представить в виде

$$v_{xcp}^* = -\alpha|v_o|(1 + p/\delta)\text{sign}\frac{\partial S}{\partial y};$$

$$v_{ycp}^* = |v_o|(\beta + \alpha p/\delta)\text{sign}\frac{\partial S}{\partial x}.$$

Анализ последних формул показывает, что текущие средние значения сигналов v_x^* и v_y^* зависят от

величин $p = S\text{sign}\frac{\partial S}{\partial x}$, α и β , т. е. предложенный способ

позволяет не только реализовать эффект вибрационной линеаризации, но и адаптировать параметры движения элементов антенны к текущим значениям ее выходного сигнала, а следовательно, к интенсивности электрошумовых процессов в диагностируемом оборудовании.

Рассмотренный метод адаптации параметров движения антенны реализован системой управления мехатронного диагностического комплекса "ЭЛЕКТРО" с электродвигателями L6234PD на базе микроконтроллеров MSP430F2274 (компании Texas

Instruments) и PSS300 (фирмы Pilz). В настоящее время четыре образца комплекса эксплуатируются на подстанциях Федеральной сетевой компании и Холдинга МРСК.

Список литературы

1. **Михеев Г. М.** Цифровая диагностика высоковольтного оборудования. М.: Издательский дом "Додэка-XXI", 2008. 304 с.
2. **Вдовико В. П.** Частичные разряды в диагностике высоковольтного оборудования. Новосибирск: Наука, 2007. 155 с.
3. **Wubbenhorst M.** et al. Spontaneous Polarization and Orientational Dynamics in Host/Guest Materials // IEEE Transactions on Dielectrics and Insulation. August, 2000. V. 7. N 4. P. 523—530.
4. **Meijer S., Gulski E., Smit J.** Pattern Analysis of Partial Discharges // IEEE Transactions on Dielectrics and Insulation. December, 2008. V. 15. N 6. P. 830—842.
5. **Шахнин В. А.** Гибкие производственные модули неразрушающего контроля // Дефектоскопия. 2008. № 2. С. 18—25.
6. **Зенкевич С. Л., Ющенко А. С.** Основы управления манипуляционными роботами. М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2004. 479 с.
7. **Подураев Ю. В.** Мехатроника: основы, методы, применение. М.: Машиностроение, 2007. 256 с.
8. **Юнусов Н. Ф., Ильин Г. И., Васильев И. И., Хохлов Ю. М.** Сравнительный анализ методов интерполяции линейных и круговых движений, применяемых на станках с фазовой СПУ // Мехатроника, автоматизация, управление. 2005. № 6. С. 40—45.
9. **Уткин В. И.** Скользящие режимы в задачах оптимизации управления. М.: Наука, 1981. 368 с.
10. **Зотеев А. И.** Алгоритмы управления технологическим оборудованием с ЧПУ. Владимир: Изд-во ВлГУ, 1984. 111 с.

УДК 62-523.6

А. Н. Шемякин¹, канд. техн. наук, науч. сотр.,

М. Ю. Рачков², д-р техн. наук, проф.,
michyur@gmail.com,

Н. Г. Соловьев¹, д-р физ.-мат. наук, зав. лаб.,

¹ Институт проблем механики
им. А. Ю. Ишлинского РАН

² Московский государственный
индустриальный университет

Особенности управления мощностью излучения технологического CO₂-лазера с несамостоятельным тлеющим разрядом с учетом деградации рабочей смеси газов

Исследовано влияние деградации рабочей смеси газов, связанное с протеканием плазмохимических реакций в тлеющем разряде, на мощность излучения лазера с несамостоятельным тлеющим разрядом, что позволяет модернизировать алгоритмы работы системы управления при включении лазера, а также при полной замене газовой смеси.

Ключевые слова: лазер, система управления, несамостоятельный тлеющий разряд, мощность излучения лазера, деградация рабочей смеси газов

Введение

Мощный технологический CO₂-лазер с несамостоятельным тлеющим разрядом предназначен для резки, сварки и модификации поверхности различных материалов в составе лазерного технологического комплекса [1]. Это быстропроточный лазер с замкнутым газовым циклом и несамостоятельным продольным тлеющим разрядом с импульсной емкостной ионизацией [2]. Такой способ организации разряда позволяет легко управлять мощностью лазерного излучения, обеспечивает высокую оптическую однородность, стабильность разряда и высокий КПД.

В CO₂-лазерах соотношение компонентов рабочей смеси газов CO₂/N₂/He тщательно подбирается для достижения максимальной мощности и стабильности излучения. Однако при работе лазера на новой газовой смеси, при полной ее замене после откачки газового контура, состав смеси деградирует из-за протекания плазмохимических реакций в тлеющем разряде [3]. Основным процессом, определяющим деградацию, является процесс диссоциации CO₂: 2CO₂ <====> 2CO + O₂. В результате появления устойчивых примесей CO и O₂, а также быстрореагирующих атомов O приводит к снижению мощности лазерного излучения. Например, характерное время плазмохимического процесса для лазера

с несамостоятельным тлеющим разрядом "Лантан" составляет порядка 30 с, причем за время воздействия разряда порядка 100 с состав смеси успевает стабилизироваться [4].

Деграцию новой газовой смеси за счет диссоциации CO_2 необходимо учитывать при управлении мощностью лазерного излучения, так как мощность излучения в начале деграции значительно превышает мощности излучения в рабочем режиме при достижении химического равновесия в газовом контуре.

Постановка эксперимента и обработка результатов

Мощность лазерного излучения измеряется термоэлектрическим зеркалом-приемником с анизотропией термоЭДС [5]. Его основными преимуществами являющиеся непосредственное измерение мощности широкоапертурного (диаметр 20...50 мм) высокоинтенсивного (до 1 кВт/см²) лазерного излучения и высокое быстродействие ($\approx 10^{-5}$ с). Зеркало-приемник обладает линейной характеристикой в диапазоне мощности от 0 до 3 кВт [6]. После предварительного усиления сигнал с зеркала-приемника поступает на дифференциальный аналоговый вход USB-устройства сбора данных NI 6008 фирмы *National Instruments* [7].

Сбор данных и обработку результатов экспериментов проводили в среде проектирования виртуальных приборов *LabVIEW 2009* фирмы *National Instruments* [8, 9].

Перед проведением основных экспериментов необходимо выполнить усреднение мощности лазерного излучения для устранения влияния амплитудных изменений мощности с частотой импульсов ионизации [10]. В работе [11] показано, что $n = 100$ точек усреднения позволяют уменьшить флуктуацию мощности до значения менее 1 %, а именно $\Delta P = 0,68$ %.

При проведении основных экспериментов исследовали изменение мощности лазерного излучения во времени, вызванное деграцией рабочей смеси газов, при различных начальных частотах импульсов ионизации. USB-устройство сбора данных NI 6008 было запрограммировано на аналоговый ввод данных по дифференциальной схеме с диапазоном входного напряжения ± 1 В и частотой дискретизации 10 кГц. С интервалом в 1 с программа сбора данных вводила 100 значений мощности лазерного излучения, усредняла эти значения и записывала их в компьютер. Измерения проводили в течение 300 с. На рис. 1 показано характерное изменение мощности излучения во время проведения эксперимента.

При работе лазера на новой газовой смеси первоначальная подача импульсов ионизации частотой 844 Гц вызывает резкий скачок мощности излучения. Затем мощность излучения плавно уменьшается до нулевого значения за время порядка 60 с. Последующая подача импульсов ионизации с час-

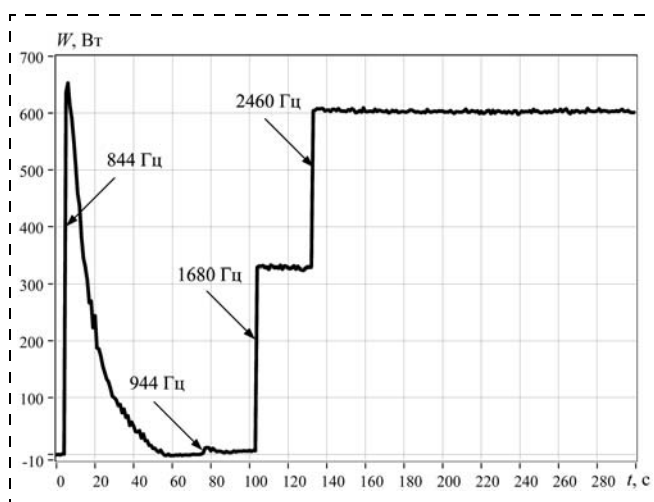


Рис. 1. Изменение мощности излучения W при частоте ионизации 844 Гц

тотой 944 Гц вызывает лишь слабый кратковременный всплеск мощности. Далее лазер переводится в рабочий режим с обратной связью по мощности и на него подаются импульсы ионизации частотой 1680 и 2460 Гц. Видно, что мощность лазерного излучения при частоте импульсов ионизации 2460 Гц в рабочем режиме меньше, чем пиковая мощность излучения при первоначальной подаче импульсов ионизации частотой 844 Гц, хотя между мощностью излучения и частотой импульсов ионизации существует прямая линейная зависимость [12]. Пиковая мощность излучения на новой газовой смеси примерно в 3,17 раза превышает мощность излучения в рабочем режиме при одинаковой частоте импульсов ионизации. Спад пиковой мощности связан с протеканием плазмохимических реакций в газовом контуре. За время порядка 60 с в газовом контуре устанавливается химическое равновесие, и состав смеси стабилизируется.

Рассмотрим спад пиковой мощности излучения подробнее. Для аналитического представления зависимости $W = f(t)$ применим экспоненциальную регрессию вида $y = a_1 e^{a_2 x} + a_3$. Для расчета коэффициентов регрессии воспользуемся функцией *Exponential Fit* среды проектирования *LabVIEW 2009*. Уравнение экспоненциальной регрессии принимает вид

$$W = 677,23e^{-0,08t}. \quad (1)$$

Спад пиковой мощности излучения представлен на рис. 2.

Квадрат коэффициента корреляции r^2 [13] между множеством экспериментальных данных и множеством, рассчитанным по уравнению полученной экспоненциальной регрессии (1), равен $r^2 = 0,997$.

Спад пиковой мощности излучения W очень точно описывается экспоненциальной регрессией. Это хорошо согласуется с результатами работы [4], в которой рост степени диссоциации CO_2 интерполируется экспонентой и подтверждает вывод о спаде

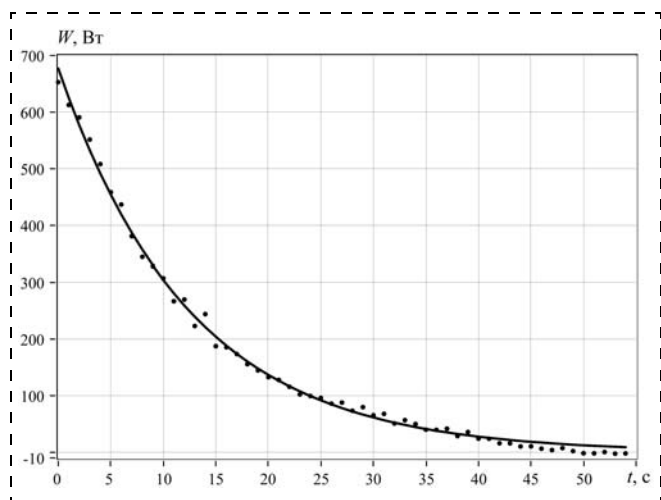


Рис. 2. Спад пиковой мощности излучения W при частоте импульсов ионизации 844 Гц и кривая экспоненциальной регрессии W на t (1)

пиковой мощности в результате протекания плазмохимических реакций.

Характер изменения мощности излучения во времени зависит от значения частоты импульсов ионизации. На рис. 3 показано изменение мощности излучения при частоте импульсов ионизации 428, 740 и 944 Гц.

Подача импульсов ионизации частотой 428 Гц (рис. 3, а) вызывает скачок мощности излучения, однако за время спада мощности плазмохимические реакции в газовом контуре не успевают завершиться. Поэтому подача импульсов ионизации частотой 532 Гц вызывает новый, хотя и меньший по амплитуде, скачок мощности. И только подача импульсов ионизации частотой 740 Гц вызывает слабый всплеск мощности и стабилизацию ее на некотором постоянном уровне, свидетельствуя о завершении плазмохимических реакций.

При повышении частоты ионизации картина изменяется. На рис. 3, б показано изменение мощности излучения при частоте импульсов ионизации 740 Гц. Подача импульсов ионизации частотой 740 Гц вызывает скачок мощности излучения. За время спада мощности в течение порядка 50 с плазмохимические реакции в газовом контуре успевают завершиться, и состав смеси стабилизируется. Поэтому подача импульсов ионизации частотой 844 Гц вызывает только слабый всплеск мощности излучения.

Характер изменения мощности излучения при дальнейшем повышении частоты импульсов ионизации показан на рис. 3, в. Подача импульсов ионизации частотой 944 Гц вызывает скачок мощности излучения. В ходе эксперимента мощность излучения не спадает до нулевого значения и на 133-й с подача импульсов ионизации прекращается. Указать точное время окончания плазмохимических реакций не представляется возможным, однако к моменту подачи импульсов ионизации частотой

1045 Гц они уже завершились, так как после подачи импульсов скачка мощности не наблюдается, и она сразу устанавливается на некий постоянный уровень.

На рис. 4 показан итоговый график изменения мощности излучения при частоте импульсов ионизации 428, 667, 740, 844 и 944 Гц.

С ростом частоты импульсов ионизации увеличивается значение пиковой мощности излучения и время ее спада до нулевого значения. При частоте импульсов ионизации 944 Гц мощность излучения уменьшается до некоторого постоянного значения и не достигает нулевого уровня.

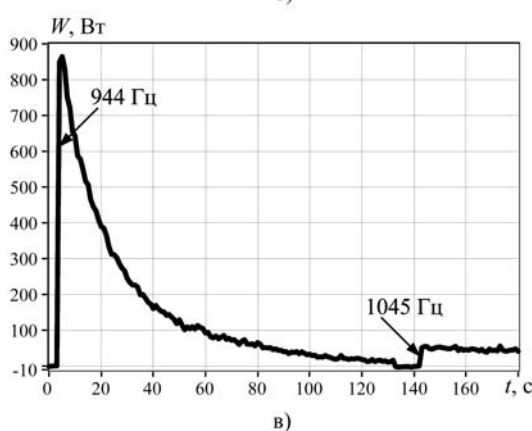
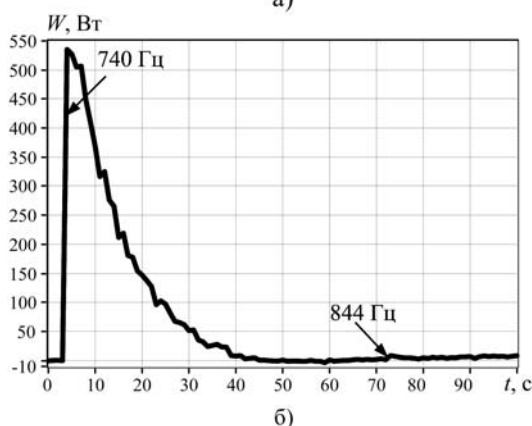
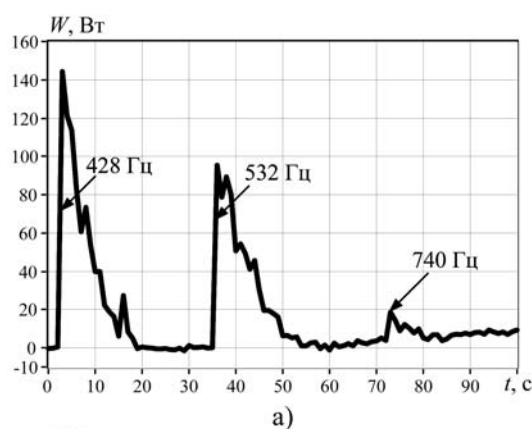


Рис. 3. Изменение мощности излучения при частоте импульсов ионизации 428, 740 и 944 Гц

По экспериментальным данным, представленным на рис. 4, вычислим пиковые значения мощности лазерного излучения с помощью функции *Array Max & Min* среды проектирования *Lab VIEW 2009*.

Для аналитического представления зависимости $W_p = f(F)$ применим линейную регрессию вида $y = ax + b$. Для расчета коэффициентов регрессии воспользуемся функцией *Linear Fit* среды проектирования *LabVIEW 2009*. Уравнение линейной регрессии принимает вид

$$W_p = 1,35F - 452,10. \quad (2)$$

Зависимость пиковой мощности излучения от частоты импульсов ионизации показана на рис. 5.

Квадрат коэффициента корреляции r^2 между двумя множествами данных равен $r^2 = 0,987$.

Рост пиковой мощности излучения W_p с увеличением частоты импульсов ионизации F точно описывается линейной регрессией W_p . Следует отметить, что при чрезмерном увеличении пиковых

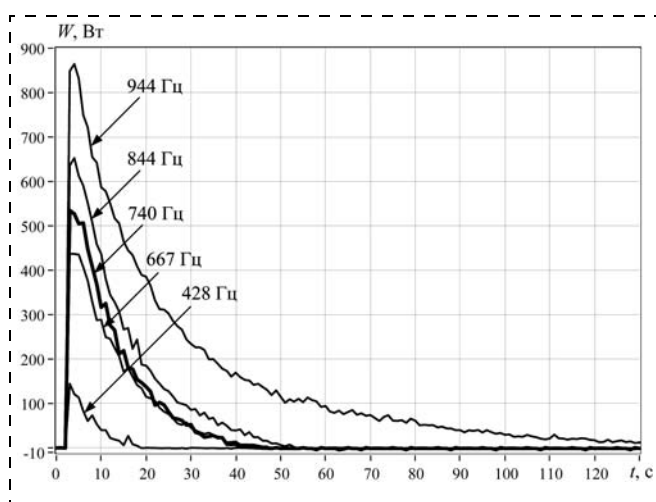


Рис. 4. Изменение мощности излучения при частоте импульсов ионизации 428, 667, 740, 844 и 944 Гц

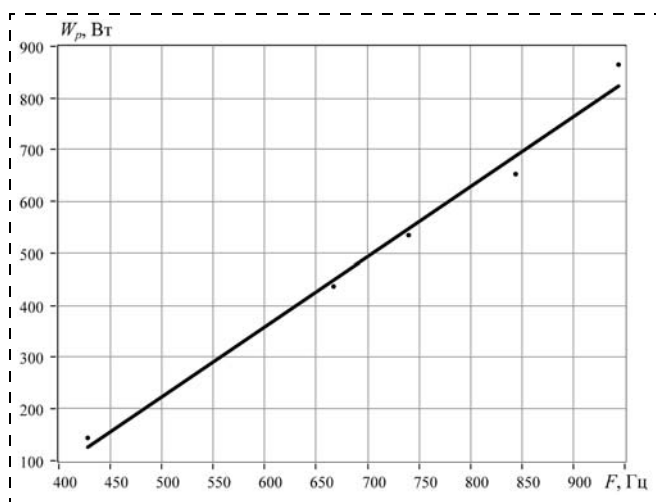


Рис. 5. Зависимость пиковой мощности излучения от частоты импульсов ионизации и прямая регрессии W_p на F (2)

значений мощности излучения во время протекания плазмохимических реакций в газовом контуре может произойти контракция разряда и срыв лазерной генерации.

Экспериментальное исследование показало, что при низкой частоте импульсов ионизации, например 428 Гц (см. рис. 3, а), за время спада пиковой мощности излучения плазмохимические реакции в контуре не успевают завершиться. При увеличении частоты импульсов ионизации (667, 740, 844 Гц) за время спада пиковой мощности плазмохимические реакции успевают завершиться, однако само время спада начинает расти. При высокой частоте импульсов ионизации, например 944 Гц (см. рис. 3, в), время спада мощности продолжает увеличиваться, а сама мощность не уменьшается до нулевого значения, поэтому становится трудно определить время окончания плазмохимических реакций.

Оптимальной с точки зрения значения пиковой мощности лазерного излучения является частота импульсов ионизации 740 Гц (см. рис. 3, б). Пиковая мощность при этой частоте составляет 535 Вт и не превышает максимальную мощность лазерного комплекса в рабочем режиме, которая равна 600 Вт. Время спада пиковой мощности и окончания плазмохимических реакций составляет порядка 50 с. Таким образом, для перехода лазера в рабочий режим при работе на новой газовой смеси необходимо подавать импульсы ионизации частотой 740 Гц в течение 50 с.

Заключение

Проведенные исследования показали, что при включении лазера с несамостоятельным тлеющим разрядом и при полной замене газовой смеси в работе системы управления должна учитываться деградация газовой смеси за счет диссоциации CO_2 . В алгоритме работы системы управления необходимо предусмотреть процедуру перевода газовой смеси в состояние химического равновесия и только после этого переходить в рабочий режим. В противном случае может произойти контракция разряда и срыв лазерной генерации из-за пиковых значений мощности излучения во время протекания плазмохимических реакций в газовом контуре. Для перехода лазера в рабочий режим при работе на новой газовой смеси необходимо подавать импульсы ионизации частотой 740 Гц в течение 50 с. На основе полученных результатов модернизированы алгоритмы работы системы управления лазерным технологическим комплексом "Лантан-3" при его включении и при полной замене рабочей смеси в газовом контуре. Это позволило расширить функциональные возможности системы управления, повысить степень автоматизации и увеличить надежность работы комплекса. Полученные результаты могут быть использованы для управления газоразрядными CO_2 -лазерами других типов.

Список литературы

1. **Шемякин А. Н., Рачков М. Ю.** Выбор способа управления мощностью излучения лазерного технологического комплекса с несамостоятельным тлеющим разрядом // Известия МГИУ. 2009. № 3(16). С. 25–31.
2. **А. С. 615795 СССР, МКИ³ NOIS 3/22.** Способ получения непрерывного тлеющего разряда / Н. А. Генералов, В. П. Зимков, В. Д. Косынкин и др. Опубл. 21.03.1978.
3. **Клоповский К. С., Лопанцева Г. Б., Старостин А. Н.** Химические процессы в плазме несамостоятельного разряда CO₂-лазера // Химия высоких энергий. 1978. Т. 12. № 5. С. 448–455.
4. **Якимов М. Ю.** Экспериментальное исследование физико-химических процессов в лазерных разрядах в потоке молекулярных газов: дис. ... канд. физ.-мат. наук. М., 1990. 247 с.
5. **Термоэлектрическое зеркало-приемник лазерного излучения** / В. Н. Глебов, В. М. Мананков, А. М. Малютин и др. // Известия РАН. Серия физическая. Т. 57. № 12. 1993. С. 167–169.
6. **Шемякин А. Н., Рачков М. Ю., Якимов М. Ю.** Измерение мощности лазерного излучения технологического комплекса с несамостоятельным тлеющим разрядом // Машиностроение и инженерное образование. 2009. № 2(19). С. 22–29.

7. **Low-Cost, Bus-Powered Multifunction DAQ for USB 12- or 14-Bit, Up to 48 kS/s, 8 Analog Inputs.** URL: <http://sine.ni.com/ds/app/doc/p/id/ds-218/lang/ru> (дата обращения: 06.02.2013).
8. **Трэвис Дж., Кринг Дж.** LabVIEW для всех. М.: ДМК Пресс, 2008. 800 с.
9. **Суранов А. Я.** LabVIEW 8.20: Справочник по функциям. М.: ДМК Пресс, 2007. 536 с.
10. **Шемякин А. Н., Рачков М. Ю., Соловьев Н. Г.** Исследование характеристик мощности лазерного излучения технологического комплекса с несамостоятельным тлеющим разрядом // Машиностроение и инженерное образование. 2011. № 1(26). С. 40–48.
11. **Шемякин А. Н., Рачков М. Ю., Соловьев Н. Г.** Исследование влияния деградации рабочей смеси газов на мощность излучения лазерного технологического комплекса с несамостоятельным тлеющим разрядом // Известия МГИУ. 2010. № 3(20). С. 28–31.
12. **Соловьев Н. Г.** Разработка физических основ и создание мощных технологических CO₂-лазеров с высококачественным быстро управляемым излучением: дис. ... докт. физ.-мат. наук. М., 2004. 244 с.
13. **Румшинский Л. З.** Математическая обработка результатов эксперимента. М.: Наука, 1971. 192 с.

ИНФОРМАЦИЯ

2–4 октября 2013 г. в ВК "ЛЕНЭКСПО" (Санкт-Петербург) состоятся международные молодежные соревнования по робототехнике и выставка инновационных разработок молодежных коллективов "РОБОТЕХ-2013".

За последние годы это первые планируемые полномасштабные международные мероприятия в России в области робототехники для молодежных научно-исследовательских коллективов. Организатором этих мероприятий при поддержке Минобрнауки России выступает ГНЦ России "Центральный научно-исследовательский и опытно-конструкторский институт робототехники и технической кибернетики" (ЦНИИ РТК, Санкт-Петербург). Как родоначальник и головная организация отечественной робототехники ЦНИИ РТК регулярно проводит всероссийские и международные выставки и конференции по робототехнике, в том числе научные школы для молодежи.

Так, более 20 лет ЦНИИ РТК проводит конференцию "Экстремальная робототехника", которая ежегодно собирает известных ученых и молодых специалистов, представляющих ведущие российские и зарубежные университеты, научные организации. Популярность конференции у молодых ученых, аспирантов, студентов, ее значение в реализации государственной молодежной политики позволили на этот раз приурочить к ее проведению и полномасштабные молодежные мероприятия, целью которых является повышение мобильности молодых ученых и привлечение их к участию в перспективных научных исследованиях и разработках в области робототехники.

В этом году в рамках организуемой ЦНИИ РТК выставки свои разработки смогут представить российские молодежные научно-исследовательские коллективы. Их зарубежные коллеги тоже примут участие в экспозиции выставки и впервые представят российской публике своих роботов.

Кульминацией всего действия станут международные соревнования по робототехнике между молодежными командами российских и зарубежных вузов. Согласно регламенту соревнования пройдут по четырем номинациям, каждая из которых будет посвящена выполнению определенной задачи.

Команды представят на суд зрителей и судей автономных роботов, которые продемонстрируют свое умение грамотно строить алгоритмы, решать навигационные задачи, распознавать образы. Инновационная направленность задач, поставленная перед участниками соревнований, ориентирована на поиск оригинальных идей для решения самых актуальных проблем, имеющих практическое значение.

Соревнования и выставка открыты для всех желающих, а их организатор — ЦНИИ РТК — всегда рад новым участникам и командам.

Подробную информацию см. на сайте ЦНИИ РТК: <http://www.rtc.ru/>



ЖУРНАЛ В ЖУРНАЛЕ



Управление и информатика в авиакосмических и морских системах



Главный редактор:

ЛЕБЕДЕВ Г. Н.

Ответственный секретарь:

БЕЗМЕНОВА М. Ю.

Редакционная коллегия:

АЛЕКСЕЕВ В. В.
БАРАНОВ Л. А.
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.
ФИЛИМОНОВ Н. Б.
ХИМЕНКО В. И.
ЧЕБУРАХИН И. Ф.
ШИРЯЕВ В. И.
ШКОЛИН В. П.

Редакция:

ГРИГОРИН-РЯБОВА Е. В.

СОДЕРЖАНИЕ

Панкратов В. М., Ольшанский В. Ю., Растегаев Ю. О.

Влияние неоднородного температурного поля на характеристики микромеханического пьезогироскопа 56

Микрюков С. Г., Ефанов В. Н., Зайцева А. А.

Алгоритм совмещенного управления силовой установкой вертолета 59

Пушков С. Г., Горшкова О. Ю., Корсун О. Н.

Математические модели погрешностей бортовых измерений скорости и угла атаки на режимах посадки самолета 65

В. М. Панкратов, д-р техн. наук, проф.,
зам. директора по научной работе,
iptmuran@san.ru,

В. Ю. Ольшанский, д-р физ.-мат. наук, проф.,
гл. науч. сотр.,
olshansky_vlad@mail.ru,

Ю. О. Растегаев, аспирант,
urast@yandex.ru,
ИНТМУ РАН, г. Саратов

Влияние неоднородного температурного поля на характеристики микромеханического пьезогироскопа

Рассмотрено влияние температурного поля на выходной сигнал чувствительного элемента пьезогироскопа. Выявлено существенное уменьшение значения выходного сигнала при изменении температурного поля. Предлагаются способы восстановления значения сигнала до значений, близких к максимальным.

Ключевые слова: пьезогироскоп, тепловые воздействия, метод теплового баланса

Введение. В данной статье исследуются характеристики пьезогироскопа, предназначенного для измерения одной из компонент угловой скорости контролируемого объекта. В работах [1, 2] описана принципиальная схема пьезогироскопа и приведены результаты расчетов для переходного этапа и установившихся колебаний.

Модель датчика включает в себя микроэлектромеханические структуры в виде двух взаимно перпендикулярных пьезокерамических пластин Π_1 и Π_2 , чувствительный элемент M в форме упругого куба, зону теплового контакта C корпуса с окружающей средой и внутренний источник теплоты D (рис. 1).

На пластину Π_1 подается переменное напряжение, возбуждающее в ней за счет обратного пьезоэффекта плоские упругие волны, вызывающие колебания чувствительного элемента. При наличии сил Кориолиса чувствительный элемент воздействует на вторую пластину, и за счет прямого пьезоэффекта в ней генерируется электрический ток.

Для повышения чувствительности прибора отыскивается резонансная частота напряжения, возбуждающего колебания в первой пьезопластине. Изменение выходного сигнала при малом отклонении частоты от резонансной оказывается значительным, и достаточно малые изменения геометрических и физических параметров датчика при увеличении температуры могут вызывать существенное уменьшение сигнала. Показано, что при подстройке частоты уменьшение сигнала при изменении температуры не является существенным.

1. Математическая модель пьезогироскопа в нестационарном температурном поле. В качестве мате-

матической модели рассматривается связанная линейная динамическая задача электроупругости для системы упругих тел. Так как период колебаний пластин мал, и за один период угловая скорость объекта изменяется незначительно, то рассматривается режим установившихся колебаний.

Пусть силовое поле отсутствует, и на груз M , кроме реакций связей, действует сила инерции $F^c = -2m\omega \times v_r$. Связь механического напряжения \tilde{T}_i с напряженностью электрического поля E_i в пластине Π_i дается уравнением обратного пьезоэффекта [3, 4]

$$\frac{\partial \tilde{u}_i}{\partial \tilde{x}_i} = d_{ii}^E E_i + s_{ii}^E \tilde{T}_i. \quad (1)$$

Здесь $\tilde{u}_i(\tilde{x}_i, \tilde{t})$ — перемещение плоского слоя с координатой \tilde{x}_i в пластине Π_i ; d_{ii}^E — пьезомодуль при продольном пьезоэффекте; s_{ii}^E — упругие податливости по осям $i = 1, 2$.

Приравнивая силы, вызванные механическими напряжениями в пластине, и силы, действующие на свободную поверхность пластины со стороны груза M , получим условия для нормальных напряжений:

$$A_i \tilde{T}_i(h_i, \tilde{t}) = F_i^c - M \frac{\partial^2 \tilde{u}_i(h_i, \tilde{t})}{\partial \tilde{t}^2}, \quad i = 1, 2. \quad (2)$$

Здесь A_i, h_i — площади и толщины пьезопластин;

$$F_1^c = 2m\omega_3 \frac{\partial \tilde{u}_2(h_2, \tilde{t})}{\partial \tilde{t}}, \quad F_2^c = -2m\omega_3 \frac{\partial \tilde{u}_1(h_1, \tilde{t})}{\partial \tilde{t}}. \quad (3)$$

Для описания распространения плоских волн в пьезопластинах используется уравнение [1]

$$\frac{\partial^2 u_i}{\partial t^2} + \alpha \frac{\partial u_i}{\partial t} = \frac{\partial^2 u_i}{\partial x_i^2}, \quad i = 1, 2. \quad (4)$$

Здесь $x_i = \tilde{x}_i/h_2$, $u_i = \tilde{u}_i/h_2$, $i = 1, 2$; $t = \tilde{t} c^E/h_2$; $\alpha = \tilde{\alpha} h/c^E$, где $\tilde{\alpha}$ — коэффициент затухания, учитывающий рассеивание энергии; c^E — скорость звука в пьезокерамической пластине.

Для напряженности электрического поля E и электрической индукции D в пьезокерамике справедливы уравнения вынужденной электростатики $\text{rot} E = 0, \text{div} D = 0$.

С учетом уравнения обратного пьезоэффекта (1) и используя выражение в одномерном случае напряженности через электрический потенциал ψ в виде $E = -\partial\psi/\partial x$, можно записать уравнения вынужденной электростатики в виде

$$\frac{\partial^2 \psi_i}{\partial x_i^2} = \frac{k_{33}^2}{1 - k_{33}^2} \frac{\partial^2 u_i}{\partial x_i^2}, \quad i = 1, 2. \quad (5)$$

Здесь $k_{33}^2 = d_{33}^2/s_{33}\epsilon_{33}$ — продольный статический коэффициент электромеханической связи.

Связанная нестационарная задача электроупругости описывается уравнениями в частных производных (4), (5) с краевыми условиями (2) и условиями

$$u_i(0, t) = 0, \quad i = 1, 2; \quad (6)$$

$$\psi_1(0, t) = -U(t)/2, \quad \psi_1(h, t) = U(t)/2; \\ \psi_2(0, t) = 0, \quad \psi_2(h_2, t) = 0. \quad (7)$$

Решение указанной краевой задачи для случая, когда приложенное к пластине Π_1 напряжение изменяется по гармоническому закону $U(t) = U_0 \sin \beta t$, искали в виде

$$u_i(x_i, t) = \xi_i(x_i) \cos \beta t + \eta_i(x_i) \sin \beta t, \quad i = 1, 2. \quad (8)$$

Функции $\xi_i(x_i)$, $\eta_i(x_i)$ определяются из системы обыкновенных дифференциальных уравнений аналитически.

Сила тока I , генерируемого в пластине Π_2 , может быть представлена через нормальную к поверхности электрода S составляющую вектора индукции D следующим образом:

$$I(t) = -\frac{d}{dt} \iint_S (nD) ds. \quad (9)$$

Для пластин, все основание которых покрыто электродом, в случае одномерного электрического поля формула (9) дает следующее выражение силы тока через решение краевой задачи (4)–(7):

$$I(t) = \left(A \frac{c^E}{h} e_{33} \right) \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial u_2(h_2, t)}{\partial x_2} \right) - \left(A \frac{c^E}{h} \frac{\varepsilon_{33}}{d_{33}} \right) \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial \psi_2(h_2, t)}{\partial x_2} \right). \quad (10)$$

Здесь A — площадь пластин Π_1 , Π_2 ; e_{33} — пьезомодуль; ε_{33} — диэлектрическая проницаемость; d_{33} — пьезоэлектрическая постоянная.

Как известно [5], датчики инерциальной информации должны надежно работать в экстремальных внешних условиях. Важным является исследование влияния тепловых воздействий на выходной сигнал прибора [6].

Для определения степени и скорости нагрева отдельных элементов прибора построен алгоритм расчета трехмерного нестационарного температурного поля. В модели учтено присутствие теплоизлучающего элемента D внутри корпуса прибора. Поверхностью теплового контакта S в расчетах являлось основание корпуса, остальная часть внешней поверхности корпуса теплоизолирована (рис. 1).

При построении температурной модели прибора использовали метод теплового баланса [6]. Прибор рассматривается как n обособленных частей, каждая из которых представляет собой прямоугольный параллелепипед. Таким образом, прибор представляет собой упорядоченное множество объектов указанной выше формы, имеющих ряд пространственных (положение в пространстве и линейные размеры) и физических характеристик, таких как плотность материала, его удельная теплоемкость, пьезомодуль, модуль Юнга.

При расчете температуры применяли явную разностную схему [6]

$$T^{i+1} = T^i + \Delta t \frac{2}{\rho C_y V_0 h} \left(\frac{S_0}{h} K(K_L) \frac{T_L^i - T^i}{K + K_L} + K_R \frac{T_R^i - T^i}{K + K_R} + K_{BK} \frac{T_{BK}^i - T^i}{K + K_{BK}} + K_F \frac{T_F^i - T^i}{K + K_F} + K_{Top} \frac{T_{Top}^i - T^i}{K + K_{Top}} + K_B \frac{T_B^i - T^i}{K + K_B} \right) + B_0.$$

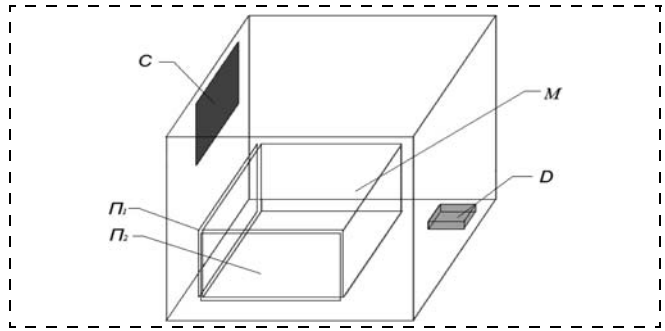


Рис. 1. Схема пьезогирокопа

Индексы L , R , BK , F , Top , B обозначают относительное положение соседних элементов разбиения по отношению к рассматриваемому: $L(Left)$ — элемент слева от текущего; $R(Right)$ — справа; $BK(Back)$ — сзади; $F(Front)$ — спереди; Top — сверху от текущего; $B(Bottom)$ — снизу от текущего. Далее, K — теплопроводность соответствующего элемента; ρ — плотность; V_0 — объем элемента разбиения (ЭР); S_0 — площадь ЭР; h — толщина ЭР; C_y — теплоемкость текущего ЭР; T — температура; B_0 — мощность внутреннего источника теплоты.

Для реализации алгоритма была написана программа на языке *Java (jdk 1.7)* с использованием технологии *java3D*, *OpenJL* и библиотеки *JfreeChart*, которая дает возможность расчета поля температур в любой момент времени для различных компоновок датчика.

2. Влияние температурного поля на выходной сигнал. При нагревании прибора изменяются его линейные размеры и физические характеристики. Как показывают расчеты [7], изменение линейных размеров, вызванное нагревом до температуры порядка 200°C , оказывает малое влияние на значение выходного сигнала. Ниже показано, что значительно большее влияние оказывает температурное изменение модуля Юнга E пьезопластин. В разработанной температурной модели была учтена зависимость модуля Юнга кварца от температуры [8], при этом полагалось, что скорость звука c^E пропорциональна квадратному корню из модуля Юнга [3].

Как видно из рис. 2, зависимость выходного сигнала пьезогирокопа от частоты колебаний, возбуждаемых на пластине Π_1 , имеет выраженный макси-

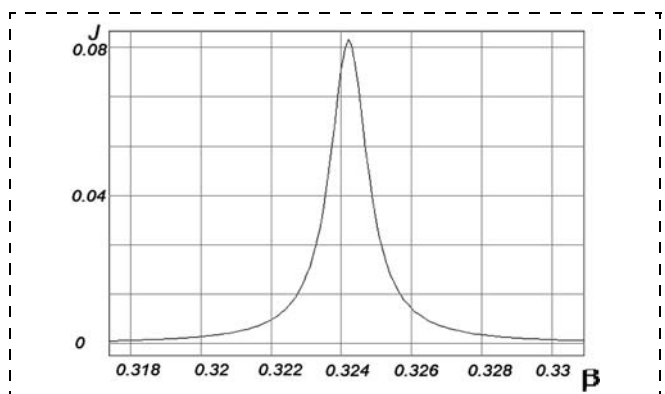


Рис. 2. Зависимость выходного сигнала от частоты возбуждаемых колебаний

мум, и любое отклонение частоты от резонансной дает резкое падение значения выходного сигнала.

Представленная на рис. 2, 3 безразмерная величина J , зависящая от частоты возбуждаемых колебаний β , пропорциональна амплитуде выходного тока I

$$J(\beta) = \frac{\max I(t)}{A_1 \frac{c^E}{h_1} \sqrt{e_{33}^2 + \frac{\epsilon_{33}^2}{d_{33}^2}}} \quad (11)$$

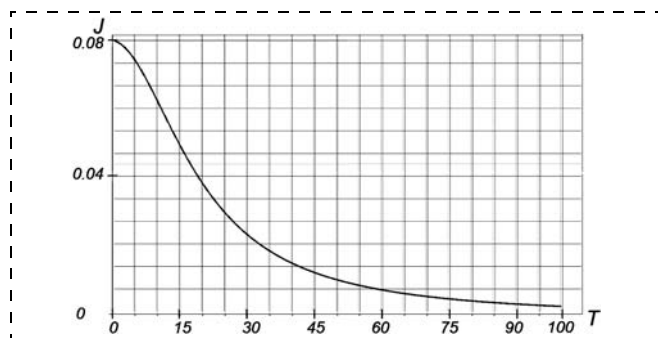


Рис. 3. Влияние температурного изменения модуля Юнга на выходной сигнал

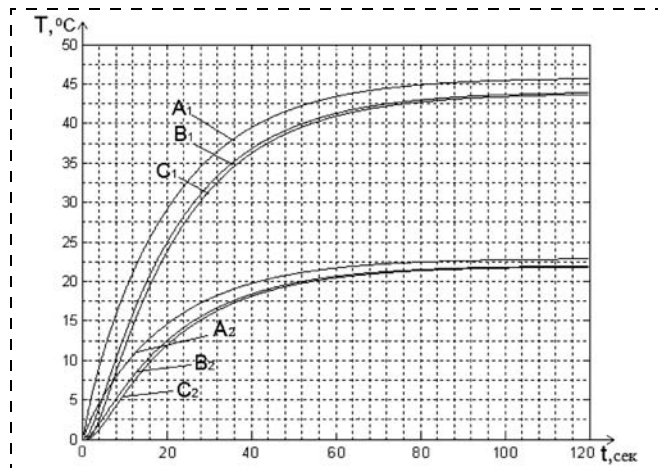


Рис. 4. График выхода температуры пластины P_1 на стационарный режим

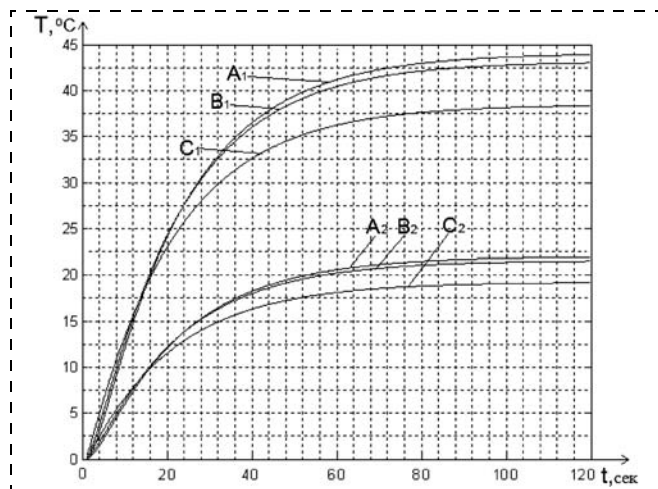


Рис. 5. График выхода температуры пластины P_2 на стационарный режим

Зависимость выходного сигнала от модуля Юнга показана на рис. 3. При построении данной зависимости для набора значений температуры выбирали значение модуля Юнга по экспериментальной зависимости, полученной в работе [8]. Затем, после решения задачи (4)–(7) по формулам (10), (11) находили силу тока на выходе. Оказывается, что изменение модуля Юнга на 0,11 % при увеличении температуры от 0 до 100 °C влечет за собой потерю более 90 % значения выходного сигнала.

Для определения температурных условий, в которых работают элементы прибора, находили время выхода на стационарный режим, максимальную температуру внутри прибора и значения температуры в обеих пьезопластинах. Для расчетов брали следующие линейные размеры моделируемого прибора: корпус прибора — 12 × 13 × 18 мм, присоединенная масса — куб с ребром 11 мм, пьезопластины — 11 × 11 × 0,5 мм.

На рис. 4, 5 представлены графики выхода температуры пьезопластин на стационарный режим при внешней температуре 0 °C. Расчеты для каждой пьезопластины проводили в трех точках (кривые B_2 и B_1 — для центра пьезопластины, кривые A_2 , A_1 и C_2 , C_1 — для точек на краях пьезопластины). Индексы 1 и 2 соответствуют значению мощности внутреннего источника теплоты 4 и 2 Вт соответственно.

Как видно из графиков на рис. 4, 5, при мощности внутреннего источника теплоты 2 Вт температура достигает 20 °C, а при мощности 4 Вт — 45 °C. Зависимость $J(T)$, представленная на рис. 3, показывает, что в первом случае выходной сигнал уменьшается вдвое, а во втором — в семь раз.

Для недопущения уменьшения выходного сигнала рекомендуется модифицировать алгоритм его измерения. Если подбирать резонансную частоту возбуждаемых колебаний в зависимости от степени нагрева прибора, то выходной сигнал J слабо меняется при увеличении температуры. Как показывают расчеты, зависимость J от T можно приближенно представить в виде $J = J_0(1 - kT)$, где $k = -7,216 \cdot 10^{-5} (\text{°C})^{-1}$.

Список литературы

1. Ольшанский В. Ю., Абитова И. Ф., Нагар Ю. Н., Серебряков А. В. Об одной модели датчика инерциальной информации. Часть 2 // Вестник Нижегородского университета. 2011. № 4. С. 260–261.
2. Панкратов В. М., Ольшанский В. Ю., Нагар Ю. Н., Серебряков А. В. Влияние диссипации на характеристики измерителя угловой скорости на основе взаимного пьезоэффекта // Авиакосмическое приборостроение. 2010. № 8. С. 3–8.
3. Гринченко В. Т., Улитко А. Ф., Шульга Н. А. Электроупругость. Киев: Наук. думка, 1989. 280 с.
4. Окадзаки К. Технология керамических диэлектриков. М.: Энергия, 1976. С. 228–232.
5. Расповов В. Я. Микромеханические приборы: учеб. пособие. М.: Машиностроение, 2007. 400 с.
6. Джашитов В. Э., Панкратов В. М. Датчики, приборы и системы авиакосмического и морского приборостроения в условиях тепловых воздействий. СПб.: ГНЦ РФ ЦНИИ "Электроприбор", 2005. 404 с.
7. Растагаев Ю. О. Влияние геометрических параметров на величину выходного сигнала пьезогироскопа // Математика. Механика. Сб. научн. тр. Изд. СГУ. 2011. С. 173–175.
8. Perrirer A. Roger de Mandrot Elasticité et symétrie du Quartz aux températures élevées // Impr. Réunies S. A., 1924.

С. Г. Микрюков, управляющий директор,
msg04041956@gmail.com,
Кумертауское авиационное
производственное предприятие,
efanov@mail.rb.ru,

В. Н. Ефанов, д-р техн. наук, проф.,
А. А. Зайцева, ст. преподаватель,
zalina@inbox.ru,
Уфимский государственный
авиационный технический университет

Алгоритм совмещенного управления силовой установкой вертолета

Рассматривается задача синтеза алгоритма совмещенного управления силовой установкой вертолета в условиях нечеткой информации о свойствах случайных событий, связанных с необходимостью перехода на ручной режим управления и с последующим возвратом на исходный автоматический режим. Предлагается аналитическая процедура формализации нечеткой информации о текущих состояниях исследуемой системы, основанная на максимизации меры размытости соответствующих нечетких множеств для обеспечения минимального влияния субъективной составляющей экспертных оценок. На основе полученных функций принадлежности разрабатывается алгоритм синтеза, обеспечивающий желаемый вид нечеткого ожидания выходных переменных силовой установки вертолета.

Ключевые слова: синтез, нечеткие множества, силовая установка, вертолет

Введение

Системы управления силовыми установками вертолетов представляют собой многофункциональные и многорежимные комплексы, объединяющие подсистемы управления основными элементами силовой установки, а также связанные с ними подсистемы управления летательным аппаратом. Система управления обеспечивает выполнение следующих функций: пуск, регулировка частоты вращения, ручное управление, защита от заброса частоты вращения, применение средств контроля и технического обслуживания. Отдельные подсистемы такой многофункциональной системы взаимодействуют друг с другом, причем интенсивность такого взаимодействия меняется во времени в зависимости от складывающейся ситуации. Это обуславливает необходимость постоянного согласования процессов взаимодействия локальных подсистем в целях обеспечения высокого качества функционирования силовой установки в широком диапазоне условий полета и режимов работы. Подобное согласование направлено на то, чтобы устранить неблагоприятное внутрисистемное взаимодействие локальных подсистем при выполнении ими собственных задач управления. В данной статье основное внимание уделяется организации взаимодействия подсистем

регулирования частоты вращения и ручного управления. Подсистема регулирования частоты вращения поддерживает практически постоянное значение частоты вращения винта вертолета во всех условиях эксплуатации. Также она обеспечивает защиту двигателя посредством различных ограничений: частоты вращения, приемистости, дросселирования, расхода топлива и т. д. Подсистема ручного управления обеспечивает управление двигателем в случае сбоя автоматической системы управления.

Как правило, каждая из этих подсистем эффективно выполняет свою задачу при автономном функционировании. Однако в процессе перехода с алгоритма автоматического управления на алгоритм ручного управления и при последующем возврате на основной алгоритм должно быть предусмотрено согласование исходных данных и состояний процесса управления с тем, чтобы устранить возможность конфликта между ними.

При реализации этого подхода важное место отводится задаче синтеза алгоритма совмещенного управления, который обеспечивает сохранение заданного уровня качества управления при описанных вариантах взаимодействия подсистем регулирования частоты вращения и ручного управления. Решение этой задачи усложняется тем, что в реальных условиях существует дефицит достоверной информации о том, из-за чего происходит сбой автоматической системы и через какой промежуток времени она восстановит свою работоспособность. В этом случае приходится прибегать к экспертным оценкам моментов перехода на ручной режим и возврата на автоматический режим управления. Использование этой информации позволяет описывать поведение системы с помощью более адекватных характеристик, например функций принадлежности к автоматическому режиму и ручному режиму. В статье предлагается метод построения подобных функций принадлежности, предусматривающий минимизацию субъективной составляющей экспертных оценок, что достигается за счет оптимизации показателей размытости соответствующих нечетких множеств.

1. Постановка задачи синтеза алгоритма совмещенного управления

При разработке метода синтеза алгоритма совмещенного управления будем учитывать два возможных состояния системы — автоматическое и ручное управление. Каждое из этих состояний характеризуется определенным набором функциональных элементов, которые с учетом существующих между ними связей образуют структурно-функциональный облик системы, свойственный каждому отдельному состоянию и определяющий поведение системы в этом состоянии.

Перейдем теперь к математической формулировке данной задачи. Пусть замкнутая система управления, включающая объект управления, а также регулятор заданной структуры, с неизвестными (искомыми) параметрами в исходном состоянии опи-

сывается следующей совокупностью разностных уравнений:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{H}_0 \mathbf{x}(k) + \mathbf{G}_0 \mathbf{g}(k); \\ \mathbf{y}(k) &= \mathbf{C}_0 \mathbf{x}(k), \end{aligned} \quad (1)$$

где $\mathbf{x}(k)$, $\mathbf{g}(k)$, $\mathbf{y}(k)$ — векторы переменных состояния, задающих воздействий и выходных переменных соответственно.

При переходе на ручное управление в некоторый момент времени $(p-1)T_0 < \tau < pT_0$ ($p = 1, 2, \dots$; T_0 — длительность такта квантования) уравнения динамики системы принимают вид

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1, p) &= \mathbf{H}_1 \mathbf{x}(k, p) + \mathbf{G}_1 \mathbf{g}(k); \\ \mathbf{y}(k, p) &= \mathbf{C}_1 \mathbf{x}(k, p); \quad k \geq p, \end{aligned} \quad (2)$$

с начальными условиями, определяющими совпадение состояний системы в момент перехода на другой режим управления $\mathbf{x}(k, p)|_{k=p} = \mathbf{x}(k)|_{k=p}$.

Такой режим управления сохраняется в течение всего времени, необходимого для восстановления работоспособности автоматической системы. После этого в момент времени $(l-1)T_0 < \theta < lT_0$ происходит возврат к исходному состоянию

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1, p, l) &= \mathbf{H}_0 \mathbf{x}(k, p, l) + \mathbf{G}_0 \mathbf{g}(k); \\ \mathbf{y}(k, p, l) &= \mathbf{C}_0 \mathbf{x}(k, p, l); \quad k \geq l \geq p. \end{aligned} \quad (3)$$

Начальные условия для этой системы уравнений также должны обеспечивать совпадение состояний $\mathbf{x}(k, p, l)|_{k=l} = \mathbf{x}(k, p)|_{k=l}$ в момент переключения.

В качестве критерия синтеза параметров регулятора предлагается использовать условие принадлежности временных характеристик системы управления к заданной области допустимых значений. Для обобщенной оценки поведения системы в рассматриваемых состояниях, учитывая условия дефицита достоверной информации об интенсивностях отказов и восстановлений, воспользуемся нечетким ожиданием вектора ее выходных реакций

$$\begin{aligned} E(\mathbf{y}(k)) &= \mathbf{y}(k) \left[1 - \sum_{p=0}^k \mu_1(p) \right] + \\ &+ \sum_{p=0}^k \mathbf{y}(k, p) \mu_1(p) \left[1 - \sum_{l=p}^k \mu_2(l-p) \right] + \\ &+ \sum_{p=0}^k \sum_{l=p}^k \mathbf{y}(k, p, l) \mu_1(p) \mu_2(l-p), \end{aligned} \quad (4)$$

где $\mu_1(p)$, $\mu_2(l)$ — функции принадлежности синтезируемой системы к описанным состояниям (1)–(3).

Для обеспечения желаемого поведения системы потребуем, чтобы вектор (4) лежал в области, ограниченной вектор-функциями $\mathbf{y}^{(1)}(k)$ и $\mathbf{y}^{(2)}(k)$:

$$\mathbf{y}^{(1)}(k) \leq E(\mathbf{y}(k)) \leq \mathbf{y}^{(2)}(k). \quad (5)$$

2. Метод описания системы в базе дискретных ортогональных многочленов с экспоненциальной метрикой

Для осуществления процедуры синтеза алгоритма совмещенного управления по критерию принадлеж-

ности нечеткого ожидания вектора выходных реакций системы к заданной области необходимо описать временные характеристики системы управления в такой форме, которая позволит установить непосредственную связь между их поведением и значениями параметров подсистем управления. В качестве математического аппарата, позволяющего решить эту задачу, предлагается использовать ортогональные разложения временных характеристик по совокупности функций экспоненциального вида [1]:

$$\varphi_i(k) = \sum_{j=1}^q \lambda_{ij} \exp(-(j-1)\beta k T_0), \quad \beta > 0, \quad i = 1, 2, \dots \quad (6)$$

Здесь $\lambda_{ii} = 1$, а при $i \neq j$ коэффициенты λ_{ij} определяются из условия ортогональности многочленов $\varphi_i(k)$ с весом $h(k) = \exp(-\alpha k T_0)$, $\alpha \geq 0$:

$$\sum_{k=0}^{\infty} h(k) \varphi_i(k) \varphi_l(k) = \delta_{il}, \quad (7)$$

где δ_{il} — символ Кронекера.

Из (7) следует рекуррентная формула для вычисления коэффициентов λ_{ij} :

$$\begin{aligned} \lambda_{(r+1)p} &= \\ &= \frac{-\sum_{l=p+1}^{r+1} \lambda_{(r+1)l} \sum_{j=1}^p \lambda_{pj} / (1 - \exp(-(\alpha + (l+j-2)\beta) T_0))}{\sum_{j=1}^p \lambda_{pj} / (1 - \exp(-(\alpha + (p+j-2)\beta) T_0))}. \end{aligned} \quad (8)$$

Такое описание оказывается наиболее оправданным в тех случаях, когда высокое качество управления ассоциируется с монотонным или слабоколебательным характером временных реакций системы. Этому требованию как раз отвечают силовые установки летательных аппаратов.

Чтобы получить искомое выражение для нечеткого ожидания (4), найдем последовательно решения систем уравнений (3), (2) и (1) в виде рядов по совокупности ортогональных функций (6). Для получения замкнутой системы линейных алгебраических уравнений необходимо установить непосредственную зависимость между ортогональными коэффициентами разложения вектора $\mathbf{x}(k, p, l)$ и аналогичными коэффициентами разложения вектора $\mathbf{x}(k+1, p, l)$. С этой целью представим фигурирующие в (3) характеристики следующим образом:

$$\begin{aligned} \mathbf{g}(k) &= \mathbf{Q}\Phi(k); \quad \mathbf{x}(k, p, l) = \mathbf{F}(p, l)\Phi(k-l); \\ \mathbf{x}(k+1, p, l) &= \mathbf{F}^l(p, l)\Phi(k-l), \end{aligned}$$

где $\Phi(k) = \|\varphi_i(k)\|_{q \times 1}$ — вектор ортогональных многочленов; q — число членов ряда; \mathbf{Q} , $\mathbf{F}(p, l)$, $\mathbf{F}^T(p, l)$ — матрицы ортогональных коэффициентов, элементы которых вычисляются следующим образом:

$$\begin{aligned} Q_{ij} &= \sum_{k=0}^{\infty} h(k) g_i(k) \varphi_j(k); \quad F_{ij}(p, l) = \sum_{k=l}^{\infty} h(k-l) x_i(k, p, l) \times \\ &\times \varphi_j(k-l) = \sum_{s=1}^q \lambda_{js} \sum_{k=l}^{\infty} x_i(k, p, l) \exp(-(\alpha + (s-1)\beta) \times \\ &\times (k-l) T_0). \end{aligned}$$

Введем обозначение $\gamma_{is}(p, l) = \sum_{k=l}^{\infty} x_i(k, p, l) \times \exp(-(\alpha + (s-1)\beta)(k-l)T_0)$, тогда $F_{ij}(p, l) = \sum_{s=1}^q \lambda_{js} \gamma_{is}(p, l)$.

Аналогично, $F_{ij}^I(p, l) = \sum_{k=l}^{\infty} h(k-l)x_i(k+1, p, l) \times \varphi_i(k-l) = \sum_{s=1}^q \lambda_{js} \sum_{k=l}^{\infty} x_i(k+1, p, l) \exp(-(\alpha + (s-1)\beta)(k-l)T_0)$.

Осуществим подстановку $k_1 = k + 1$, при этом

$$F_{ij}^I(p, l) = \sum_{s=1}^q \lambda_{js} \sum_{k_1=l+1}^{\infty} x_i(k_1, p, l) \times \exp(-(\alpha + (s-1)\beta)(k_1-l-1)T_0) = \sum_{s=1}^q \lambda_{js} (\exp((\alpha + (s-1)\beta)T_0) \times \left\{ \sum_{k_1=l}^{\infty} x_i(k_1, p, l) \exp(-(\alpha + (s-1)\beta)(k_1-l)T_0) - x_i(l, p, l) \right\} = \sum_{s=1}^q \lambda_{js} (\exp((\alpha + (s-1)\beta)T_0) \times \{ \gamma_{is}(p, l) - x_i(l, p, l) \}.$$

В матричной форме записи полученные выражения принимают следующий вид:

$$\mathbf{F}(p, l) = \mathbf{\Gamma}(p, l)\mathbf{\Lambda}^T; \quad \mathbf{F}^I(p, l) = (\mathbf{\Gamma}(p, l) - \mathbf{x}(l, p, l)\mathbf{E}_q)\mathbf{\Pi}\mathbf{\Lambda}^T. \quad (9)$$

Здесь использованы матрицы

$$\mathbf{\Gamma}(p, l) = \|\gamma_{ij}(p, l)\|_{n \times q}; \quad \mathbf{\Lambda} = \|\lambda_{ij}\|_{q \times q}; \\ \mathbf{E}_q = \|1, 1, \dots, 1\|_{1 \times q}; \\ \mathbf{\Pi} = \text{diag}\{\exp(\alpha T_0); \exp((\alpha + \beta)T_0); \dots; \exp((\alpha + (q-1)\beta)T_0)\}.$$

Выразим предварительно векторы ортогональных функций в следующей форме:

$$\mathbf{\Phi}(k-l) = \mathbf{\Lambda}\mathbf{V}(l)\mathbf{\Psi}(k); \quad \mathbf{\Phi}(k) = \mathbf{\Lambda}\mathbf{\Psi}(k), \quad (10)$$

где $\mathbf{\Psi}(k) = \|\exp(-(i-1)\beta k T_0)\|_{q \times 1}$; $\mathbf{V}(l) = \text{diag}\{1, \exp(\beta l T_0), \dots, \exp(\beta(q-1)l T_0)\}$.

Подставим полученные ортогональные разложения (9) и (10) в (3):

$$[(\mathbf{\Gamma}(p, l) - \mathbf{x}(l, p, l)\mathbf{E}_q)\mathbf{\Pi} - \mathbf{H}_0\mathbf{\Gamma}(p, l)]\mathbf{\Lambda}^T\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}(l)\mathbf{\Psi}(k) = \mathbf{G}_0\mathbf{Q}\mathbf{\Lambda}\mathbf{\Psi}(k). \quad (11)$$

Приравнивая коэффициенты при одинаковых составляющих вектора $\mathbf{\Psi}(k)$ в выражении (11), получим следующую систему уравнений относительно искомой матрицы $\mathbf{\Gamma}(p, l)$:

$$\mathbf{\Gamma}(p, l)\mathbf{\Pi} - \mathbf{H}_0\mathbf{\Gamma}(p, l) = \mathbf{G}_0\mathbf{Q}\mathbf{\Lambda}(\mathbf{\Lambda}^T\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}(l))^{-1} + \mathbf{x}(l, p, l)\mathbf{E}_q\mathbf{\Pi}. \quad (12)$$

Решение системы (12) найдем в виде

$$\mathbf{\Gamma}^*(p, l) = [\mathbf{\Pi} \otimes \mathbf{I}_n - \mathbf{I}_q \otimes \mathbf{H}_0]^{-1} [(\mathbf{\Lambda}^T\mathbf{\Lambda})^{-1} \otimes (\mathbf{G}_0\mathbf{Q}\mathbf{\Lambda})](\mathbf{V}^{-1})^*(l) + (\mathbf{\Pi}\mathbf{E}_q \otimes \mathbf{I}_n)\mathbf{x}(l, p, l), \quad (13)$$

где $\mathbf{\Gamma}^*(p, l)$, $(\mathbf{V}^{-1})^*(l)$ — прямые суммы столбцов соответствующих матриц, \otimes — прямое (кронекерово) произведение.

Полученное решение зависит от вектора переменных состояния $\mathbf{x}(l, p, l)$, который в силу начальных условий для (3) равен $\mathbf{x}(l, p)$. Используя изложенную выше методику описания динамических характеристик для системы (2), требуемый вектор $\mathbf{x}(l, p)$ можно найти в следующей форме:

$$\mathbf{x}(l, p) = \mathbf{F}(p)\mathbf{\Phi}(l-p) = \mathbf{\Gamma}(p)\mathbf{\Lambda}^T\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}(p)\mathbf{\Psi}(l), \quad (14)$$

где $\mathbf{\Gamma}^*(p) = [\mathbf{\Pi} \otimes \mathbf{I}_n - \mathbf{I}_q \otimes \mathbf{H}_1]^{-1} [(\mathbf{\Lambda}^T\mathbf{\Lambda})^{-1} \otimes (\mathbf{G}_0\mathbf{Q}\mathbf{\Lambda})](\mathbf{V}^{-1})^*(l) + (\mathbf{\Pi}\mathbf{E}_q \otimes \mathbf{I}_n)\mathbf{x}(p, p)$.

Наконец, вектор $\mathbf{x}(p, p)$ может быть определен в виде ортогонального ряда при решении исходной системы уравнений (1):

$$\mathbf{x}(p) = \mathbf{F}\mathbf{\Phi}(p) = \mathbf{\Gamma}\mathbf{\Lambda}^T\mathbf{\Lambda}\mathbf{\Psi}(p), \quad (15)$$

где $\mathbf{\Gamma}^* = [\mathbf{\Pi} \otimes \mathbf{I}_n - \mathbf{I}_q \otimes \mathbf{H}_0]^{-1} [\mathbf{G}_0\mathbf{Q}(\mathbf{\Lambda}^T)^{-1}]$.

Следующий шаг в вычислении нечеткого ожидания вектора выходных координат синтезируемой системы связан с определением функций принадлежности.

3. Метод формализации нечеткой информации

Функции принадлежности $\mu_1(p)$ и $\mu_2(l)$ найдем исходя из условия минимизации субъективной составляющей экспертных оценок. При этом будем руководствоваться следующими соображениями. Использование любой информации, в том числе о виде функций принадлежности, снижает неопределенность исследуемых состояний системы. Уровень неопределенности оценивается соответствующими показателями размытости [2]

$$d_i = K \sum_{j=1}^N S(\mu_i(j)), \quad N \rightarrow \infty, \quad i = 1, 2, \quad (16)$$

где $S(\mu) = -\mu \ln \mu - (1-\mu) \ln(1-\mu)$ — функция Шеннона.

Следовательно, наиболее непредвзятые, при прочих равных условиях, функции принадлежности должны соответствовать максимуму функционалов (16) при ограничениях на значение нечетких моментов различных порядков:

$$\sum_{j=1}^N j^r \mu_i(j) = (1/N) \sum_{j=1}^N (\tau_{ij}^*/T_0)^r, \\ r = 1, 2, \dots, R; \quad i = 1, 2, \quad (17)$$

где τ_{ij}^* — объективные данные о моментах перехода на ручное управление и о длительностях таких режимов, которые фиксируются и хранятся в системе измерения и индикации вертолета.

Решение сформулированной задачи найдем, используя аппроксимацию функций принадлежно-

сти $\mu_1(p)$ и $\mu_2(l)$ ортогональными рядами по системе многочленов (6):

$$\begin{aligned} \mu_i(p) &= \sum_{l=1}^q a_l[\mu_i]\varphi_l(p) = \\ &= \sum_{l=1}^q \sum_{j=1}^q a_l[\mu_i]\lambda_{lj}\exp(-(j-1)\beta p T_0) = \\ &= \sum_{j=1}^q \mu_j^{(i)} \exp(-(j-1)\beta p T_0), \text{ где } i = 1, 2. \end{aligned} \quad (18)$$

Данный подход позволяет, в силу свойств используемой ортогональной системы [3], описать неизвестные заранее экстремали с любой заданной точностью. При этом коэффициенты $\mu_j^{(i)}$, $i = 1, 2$, $j = \overline{1, q}$, находятся из системы уравнений

$$\begin{aligned} \frac{\partial d_i}{\partial \mu_j^{(i)}} &= K \sum_{p=1}^N \ln \left(\frac{1 - \sum_{l=1}^q \mu_l^{(i)} \exp(-(l-1)\beta p T_0)}{\sum_{l=1}^q \mu_l^{(i)} \exp(-(l-1)\beta p T_0)} \right) \times \\ &\times \exp(-(j-1)\beta p T_0) = 0; \quad j = \overline{1, q}; \\ &\sum_{j=1}^q \mu_j^{(i)} \sum_{p=1}^N p^r \exp(-(j-1)\beta p T_0) = \\ &= (1/N) \sum_{p=1}^N (\tau_{ip}^*/T_0)^r; \quad r = 1, 2, \dots, R; \quad i = 1, 2. \end{aligned}$$

Достигнутая точность аппроксимации может быть признана достаточной, если при увеличении числа членов ряда изменения значений функций принадлежности на концах интервала ортогональности (которые характеризуются максимальной ошибкой) укладываются в пределы допустимой погрешности.

4. Аппроксимация нечеткого ожидания вектора выходных реакций и формирование системы ограничений

Используя уравнение наблюдения, выразим нечеткое ожидание (4) вектора выходных координат синтезируемой системы через ее векторы переменных состояния:

$$\begin{aligned} E(\mathbf{y}(k)) &= \mathbf{C}_0 \{ \mathbf{x}(k) [1 - \sum_{p=0}^k \mu_1(p)] + \\ &+ \sum_{p=0}^k \sum_{l=p}^k \mathbf{x}(k, p, l) \mu_1(p) \mu_2(l-p) \} + \\ &+ \mathbf{C}_1 \sum_{p=0}^k \mathbf{x}(k, p) \mu_1(p) [1 - \sum_{l=p}^k \mu_2(l-p)]. \end{aligned} \quad (19)$$

Для упрощения последующих выкладок преобразуем выражения для компонент векторов $\mathbf{x}(k)$, $\mathbf{x}(k, l)$, $\mathbf{x}(k, l, p)$, подставляя последовательно соотношения, найденные по формуле (15), в (14) и далее в (13). После приведения подобных членов при

одинаковых экспоненциальных составляющих получаем:

$$\begin{aligned} x_i(k) &= \sum_{j=1}^q a_{ij}^{(1)} \exp(-(j-1)\beta k T_0); \\ x_i(k, p) &= \sum_{j_1=1}^q \sum_{j_2=1}^q a_{i(j_1 j_2)}^{(2)} \exp(-(j_1-1)\beta k T_0) \times \\ &\times \exp(-(j_2-j_1)\beta p T_0); \\ x_i(k, p, l) &= \sum_{j_1=1}^q \sum_{j_2=1}^q \sum_{j_3=1}^q a_{i(j_1 j_2 j_3)}^{(3)} \exp(-(j_1-1) \times \\ &\times \beta k T_0) \exp(-(j_2-j_1)\beta l T_0) \exp(-(j_3-j_2)\beta p T_0). \end{aligned}$$

Рассмотрим теперь отдельные составляющие выражения (19):

$$\begin{aligned} &\sum_{p=0}^k \sum_{l=p}^k x_i(k, p, l) \mu_1(p) \mu_2(l-p) = \\ &= \sum_{p=0}^k \sum_{l=p}^k \sum_{j_1=1}^q \sum_{j_2=1}^q \sum_{j_3=1}^q a_{i(j_1 j_2 j_3)}^{(3)} \mu_{j_4}^{(1)} \mu_{j_5}^{(2)} \times \\ &\times \exp(-(j_1-1)\beta k T_0) \exp(-(j_2-j_1)\beta l T_0) \exp(-(j_3-j_2) \times \\ &\times \beta p T_0) \exp(-(j_4-1)\beta p T_0) \exp(-(j_5-1)\beta(l-p) T_0). \end{aligned}$$

Меняем порядок суммирования и используем соотношение для нижеследующей суммы:

$$\begin{aligned} &\sum_{l=p}^k \exp(-(j_5+j_2-j_1-1)\beta l T_0) = \\ &= [\exp(-(j_5+j_2-j_1-1)\beta p T_0) - \\ &- \exp(-(j_5+j_2-j_1-1)(k+1)\beta T_0)] \times \\ &\times [1 - \exp(-(j_5+j_2-j_1-1)\beta T_0)]^{-1}. \end{aligned}$$

Поступаем подобным же образом при суммировании по переменной p . После приведения подобных членов при одинаковых экспоненциальных составляющих получаем

$$\begin{aligned} &\sum_{p=0}^k \sum_{l=p}^k x_i(k, p, l) \mu_1(p) \mu_2(l-p) = \\ &= \sum_{j=1}^{2q-1} b_{ij}^{(3)} \exp(-(j-1)\beta k T_0). \end{aligned} \quad (20)$$

Для других составляющих выражения (19) найдем аналогичные выражения:

$$\begin{aligned} &\sum_{p=0}^k x_i(k, p) \mu_1(p) \left[1 - \sum_{l=p}^k \mu_2(l-p) \right] = \\ &= \sum_{j=1}^{2q-1} b_{ij}^{(2)} \exp(-(j-1)\beta k T_0); \end{aligned} \quad (21)$$

$$x_i(k) \left[1 - \sum_{p=0}^k \mu_1(p) \right] = \sum_{j=1}^{2q-1} b_{ij}^{(1)} \exp(-(j-1)\beta k T_0). \quad (22)$$

Объединяя (20), (21), (22) с (19), окончательно получим

$$E(y_i(k)) = \sum_{j_1=1}^n \sum_{j_2=1}^{2q-1} \{c_{i(j_1)}^0 (b_{(j_1)(j_2)}^{(1)} + b_{i(j_1)(j_2)}^{(3)} + c_{i(j_1)}^1 b_{(j_1)(j_2)}^{(2)})\} \exp(-(j_2 - 1)\beta k T_0), \quad (23)$$

где $\mathbf{C}_0 = \|c_{ij}^0\|_{m \times n}$; $\mathbf{C}_1 = \|c_{ij}^1\|_{m \times n}$; $m = \dim\{y(k)\}$.

Завершим процедуру аппроксимации временных характеристик, раскладывая в ряд по системе дискретных ортогональных многочленов (6) функции, ограничивающие допустимые области для вектора $E(\mathbf{y}(k))$:

$$\begin{aligned} y_i^{(1)}(k) &= \sum_{j_1=1}^{2q-1} f_{i(j_1)}^{(1)} \varphi_{j_1}(k) = \\ &= \sum_{j_1=1}^{2q-1} \sum_{j_2=1}^{2q-1} f_{i(j_1)}^{(1)} \lambda_{(j_1)(j_2)} \exp(-(j_2 - 1)\beta k T_0); \\ y_i^{(2)}(k) &= \sum_{j_1=1}^{2q-1} f_{i(j_1)}^{(2)} \varphi_{j_1}(k) = \\ &= \sum_{j_1=1}^{2q-1} \sum_{j_2=1}^{2q-1} f_{i(j_1)}^{(2)} \lambda_{(j_1)(j_2)} \exp(-(j_2 - 1)\beta k T_0). \end{aligned}$$

С учетом последних соотношений система неравенств (5) может быть представлена следующим образом:

$$\begin{aligned} E(y_i(k)) - y_i^{(1)}(k) &= \sum_{j_2=1}^{2q-1} \left[\sum_{j_1=1}^n \{c_{i(j_1)}^0 (b_{(j_1)(j_2)}^{(1)} + b_{(j_1)(j_2)}^{(3)} + c_{i(j_1)}^1 b_{(j_1)(j_2)}^{(2)}) - \right. \\ &\left. - \sum_{j_1=1}^{2q-1} f_{i(j_1)}^{(1)} \lambda_{(j_1)(j_2)} \right] \exp(-(j_2 - 1)\beta k T_0) \geq 0; \\ y_i^{(2)}(k) - E(y_i(k)) &= \sum_{j_2=1}^{2q-1} \left[\sum_{j_1=1}^{2q-1} f_{i(j_1)}^{(2)} \lambda_{(j_1)(j_2)} - \right. \\ &\left. - \sum_{j_1=1}^n \{c_{i(j_1)}^0 (b_{(j_1)(j_2)}^{(1)} + b_{(j_1)(j_2)}^{(3)}) + \right. \\ &\left. + c_{i(j_1)}^1 b_{(j_1)(j_2)}^{(2)} \right] \exp(-(j_2 - 1)\beta k T_0) \geq 0, \end{aligned}$$

где $i = 1, 2, \dots, m$ — размерность вектора выходных реакций системы.

Исследуем особенности полученных неравенств. Для этого осуществим замену переменной $z = \exp(-\beta k T_0)$, в результате чего эти неравенства приобретают вид

$$\begin{aligned} P_i^{(1)}(z) &= \sum_{j=1}^{2q-1} (R_{ij} - R_{ij}^{(1)}) z^{(j-1)} \geq 0, \\ P_i^{(2)}(z) &= \sum_{j=1}^{2q-1} (R_{ij}^{(2)} - R_{ij}) z^{(j-1)} \geq 0, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{где } R_{ij} &= \sum_{j_1=1}^n \{c_{i(j_1)}^0 (b_{(j_1)(j_2)}^{(1)} + b_{(j_1)(j_2)}^{(3)} + c_{i(j_1)}^1 b_{(j_1)(j_2)}^{(2)})\}; \\ R_{ij}^{(1)} &= \sum_{j_1=1}^{2q-1} f_{i(j_1)}^{(1)} \lambda_{(j_1)j}; \quad R_{ij}^{(2)} = \sum_{j_1=1}^{2q-1} f_{i(j_1)}^{(2)} \lambda_{(j_1)j}. \end{aligned}$$

Полиномы $P_i^{(1)}(z)$ и $P_i^{(2)}(z)$ принимают неотрицательные значения в интервале $[0; 1]$, если они положительны хотя бы в одной точке этого интервала и, кроме того, все их действительные корни располагаются правее точки $z = 1$.

Согласно теореме Ньютона, число $z = 1$ можно принять за нижнюю границу положительных корней полиномов $P_i^{(1)}(z)$ и $P_i^{(2)}(z)$, если выполняются условия

$$[z^{q-1} P_i^{(1)}(1/z)]_{z=1}^{(k)} \geq 0, \quad [z^{q-1} P_i^{(2)}(1/z)]_{z=1}^{(k)} \geq 0, \quad k = 0, 1, \dots, q-1.$$

При выполнении строгих неравенств

$$[z^{q-1} P_i^{(1)}(1/z)]_{z=1}^{(q-1)} > 0, \quad [z^{q-1} P_i^{(2)}(1/z)]_{z=1}^{(q-1)} > 0$$

полиномы $P_i^{(1)}(z)$ и $P_i^{(2)}(z)$ принимают положительные значения при $z = 0$.

Отсюда вытекает совокупность ограничений на параметры управляющей части системы, которые определяют принадлежность нечетких ожиданий выходных координат системы заданной области:

$$R_{ij} - R_{ij}^{(1)} > 0, \quad R_{ij}^{(2)} - R_{ij} > 0,$$

$$\sum_{j=1}^{2q-k} [(2q-j)!/(2q-k-j)!] (R_{ij} - R_{ij}^{(1)}) \geq 0;$$

$$\sum_{j=1}^{2q-k} [(2q-j)!/(2q-k-j)!] (R_{ij}^{(2)} - R_{ij}) \geq 0, \quad (24)$$

где $k = 0, 1, \dots, 2q-2$; $i = 1, 2, \dots, m$ — размерность вектора выходных реакций.

Решение полученной системы алгебраических неравенств завершает процедуру синтеза.

5. Синтез алгоритма совмещенного управления силовой установкой на базе двигателя ARRIUS 2K

Рассмотрим систему управления турбовальным двигателем, для которого управляющим воздействием служит расход топлива в камере сгорания, а управляемой переменной — частота вращения свободной турбины. Разностная модель объекта управления для периода дискретизации $T_0 = 10^{-2}$ с имеет вид

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0,991 & 0 \\ -0,648 & 0,974 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0,012 \\ 0,615 \end{bmatrix} u(k); \\ y(k) &= x_2(k), \end{aligned}$$

где $x_1(k)$, $x_2(k)$ — переменные состояния — частоты вращения ротора турбокомпрессора и свободной турбины; $u(k)$, $y(k)$ — соответственно входная и выходная переменные объекта управления.

Структура исходного алгоритма управления расходом топлива соответствует цифровому ИИ-регулятору в прямом канале управления и инерционно-форсирующему звену в канале обратной связи:

$$\begin{bmatrix} x_3(k+1) \\ x_4(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_3(k) \\ x_4(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_2 & 0 \\ 0 & \frac{T_1 - T_2}{T_2^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_3(k) \\ v_4(k) \end{bmatrix};$$

$$\begin{bmatrix} y_3(k) \\ y_4(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_3(k) \\ x_4(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_1 & 0 \\ 0 & \frac{T_1}{T_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_3(k) \\ v_4(k) \end{bmatrix},$$

где K_1 , K_2 , T_1 , T_2 — искомые параметры; $x_3(k)$, $x_4(k)$ — переменные состояния; $v_3(k)$, $v_4(k)$ — входные воздействия; $y_3(k)$, $y_4(k)$ — выходные переменные.

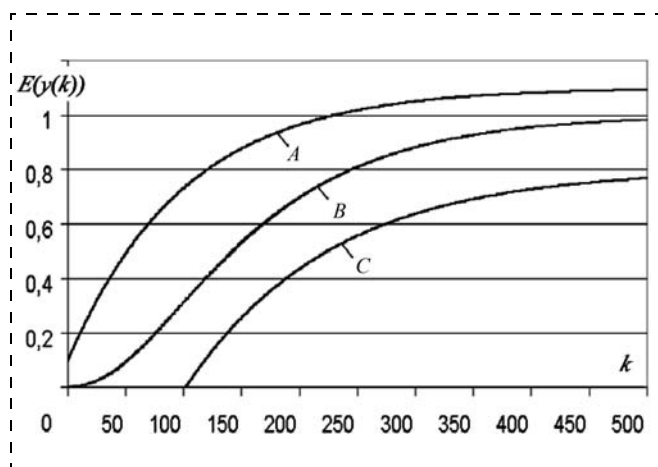
Уравнения связей между переменными объекта и управляющей части:

$$v_3(k) = g(k) - y_4(k); v_4(k) = y(k); u(k) = y_3(k).$$

Экспертная оценка среднего времени между двумя последовательными нарушениями нормального функционирования автоматической системы равна $100T_0$. При возникновении нарушения происходит переключение на упрощенный пропорциональный закон дозирования топлива в прямом канале управления, который сохраняется в течение всего времени ручного управления

$$y_4(k) = K_3 v_4(k),$$

где K_3 — искомый параметр; $v_4(k)$, $y_4(k)$ — входное воздействие и выходная переменная регулятора.



Результаты моделирования синтезированной системы:
A и C — верхняя и нижняя границы допустимой области, B — нечеткое ожидание частоты вращения свободной турбины турбовального двигателя

Уравнения связей для этого случая имеют вид $v_2(k) = y(k)$; $v_4(k) = g(k) - y_3(k)$; $u(k) = y_3(k)$.

Экспертная оценка среднего времени восстановления нормального функционирования системы составляет $50T_0$.

Область, определяющая допустимые показатели качества управления, задается следующими границами:

$$y^{(1)}(k) = 0,8 - 1,8 \exp(-0,8kT_0);$$

$$y^{(2)}(k) = 1,1 - \exp(-kT_0).$$

Параметры управляющей части K_1 , K_2 , K_3 , T_1 , T_2 , которые обеспечивают желаемый вид нечеткого ожидания управляемой переменной, принимают следующие значения:

$$K_1 = 0,286, K_2 = 0,0164, K_3 = 0,122,$$

$$T_1 = 1,009, T_2 = 1,022.$$

График этой функции совместно с границами допустимой области изображен на рисунке.

Заключение

1. В работе выполнен анализ особенностей функционирования силовой установки вертолета при автоматическом режиме регулирования частоты вращения свободной турбины, а также при переходе на ручной режим управления, что определило методологию разрабатываемой процедуры синтеза алгоритма совмещенного управления силовой установкой.

2. Предложен метод синтеза алгоритма совмещенного управления в условиях нечеткой информации о свойствах случайных событий, связанных с необходимостью перехода на ручной режим управления и с последующим возвратом на исходный автоматический режим.

3. Разработана аналитическая процедура формализации нечеткой информации, основанная на максимизации меры размытости соответствующих нечетких множеств для обеспечения минимального влияния субъективной составляющей экспертных оценок.

4. Эффективность предложенного метода иллюстрируется примером синтеза параметров совмещенного алгоритма управления турбовального двигателя ARRIUS 2K.

Список литературы

1. Ефанов В. Н., Неретина В. В. Регуляризация процедуры синтеза субоптимального управления полетом с использованием ортогонального базиса экспоненциального вида // Мехатроника. 2001. № 6. С. 10—15.
2. Нечеткие множества в моделях управления и искусственного интеллекта / Под ред. Д. А. Поспелова. М.: Наука, 1986.
3. Никифоров А. Ф., Сулов С. К., Уваров В. Б. Классические ортогональные полиномы дискретной переменной. М.: Наука, 1985.

С. Г. Пушков, д-р техн. наук, гл. науч. сотр.,
nio9@lii.ru,

О. Ю. Горшкова, инженер 1-й категории,
ОАО "Летно-исследовательский институт
им. М. М. Громова",

О. Н. Корсун, д-р техн. наук, проф.,
marmotto@rambler.ru,

Московский авиационный институт
(национальный исследовательский университет)

Математические модели погрешностей бортовых измерений скорости и угла атаки на режимах посадки самолета¹

Рассмотрены погрешности трактов измерения скорости и угла атаки на режимах посадки самолета при классическом построении бортовых средств определения воздушных параметров. В стационарном приближении сформулированы математические модели погрешностей.

Приведены результаты параметрической идентификации моделей при проведении испытаний современного самолета транспортной категории. Показаны значение учета составляющей аэродинамической погрешности экранного влияния "земли", а также хорошее соответствие идентифицированных моделей данным летных испытаний на режимах посадки.

Ключевые слова: воздушные параметры, аэродинамические погрешности, экранный эффект, летные испытания

Введение

При проведении испытаний воздушных судов (ВС) заметное место занимают вопросы определения действительных значений воздушных параметров и систематических погрешностей их измерения бортовыми системами на режимах взлета-посадки, что необходимо для оценивания бортовых средств определения воздушных параметров (СВП) и взлетно-посадочных характеристик (ВПХ) самолета. В последнее время значение данной проблематики возрастает в связи с задачами автоматической посадки ВС по III категории. Для статистического моделирования, полно воспроизводящего эксплуатационный диапазон изменения условий посадки, требуются адекватные математические модели погрешностей бортовых СВП.

Вопросам математического моделирования погрешностей СВП на режимах посадки, идентификации моделей с использованием данных летного эксперимента посвящена данная статья. Решение задачи идентификации рассматривается в рамках общей технологии оценивания СВП с применением спутниковых навигационных систем, разработанной в Летно-исследовательском институте им. М. М. Громова и получившей применение в отечественной практике летных испытаний [3–7].

¹ Работа выполнена при поддержке РФФИ, проект 12-08-00682.

1. Основные составляющие погрешностей бортовых измерений воздушных параметров на режимах посадки летательных аппаратов

При классическом построении СВП погрешности измерительного тракта воздушных параметров главным образом обусловлены погрешностями восприятия и измерения статического давления на высоте полета P_H , полного давления P_{H0} , температуры торможения T_T и аэродинамических углов.

Абсолютная барометрическая высота $H_{абс}$, приборная скорость $V_{пр}$, истинная воздушная скорость $V_{ист}$, число Маха M , вертикальная скорость V_y вычисляются в системах воздушных сигналов (СВС) по значениям P_{H0} , P_H , T_T на основании известных соотношений [1].

Углы атаки α и скольжения β рассчитываются с использованием измерений местных углов $\alpha_{мест}$, $\beta_{мест}$ на основании функциональных зависимостей, определенных в условиях трубного и летного экспериментов.

В работе основное внимание уделено вопросам бортовых измерений индикаторной земной скорости V_{i3} и угла атаки как наиболее важных параметров для моделирования режимов посадки.

Погрешности трактов измерения статического и полного давлений в первом приближении представляются в виде [1]

$$\Delta P_H = \Delta P_a + \Delta P_{Hтр} + \Delta P_{Hинстр} + \delta P_a; \quad (1)$$

$$\Delta P_{H0} = \Delta P_{0a} + \Delta P_{0тр} + \Delta P_{0инстр}, \quad (2)$$

где ΔP_a , ΔP_{0a} — аэродинамические погрешности измерения статического и полного давлений, по физической природе являющиеся погрешностями восприятия давлений приемниками статического и полного давлений; $\Delta P_{Hтр}$, $\Delta P_{0тр}$ — погрешности передачи давлений по пневматическим каналам (трубопроводам); $\Delta P_{Hинстр}$, $\Delta P_{0инстр}$ — инструментальные погрешности датчиков статического и полного давления.

В современных системах воздушных данных, как правило, выполняется коррекция погрешностей восприятия статического давления по некоторому реализованному в СВС закону. Исходя из этого в выражение (1) дополнительно, в отличие от представления в работе [1], введен четвертый член, учитывающий корректирующую поправку.

Как следует из выражений (1), (2), при исключении инструментальных погрешностей и погрешностей передачи, а также при отсутствии коррекции ($\delta P_a = 0$) аэродинамические погрешности соответствуют разнице измеряемых значений статического и полного давлений и их действительных значений.

При реализации в СВС закона коррекции погрешности восприятия статического давления следует рассматривать так называемую остаточную аэродинамическую погрешность измерения статического давления: $\Delta P_{Ност} = \Delta P_a + \delta P_a$.

Аэродинамические погрешности. Погрешности ΔP_a , ΔP_{0a} в (1), (2) определяются параметрами не-

возмущенного набегающего потока и коэффициентами воспринимаемых приемниками статического и полного давлений, которые, в свою очередь, зависят от условий обтекания приемников, конструкции приемников, конфигурации самолета, параметров движения самолета относительно воздушной среды и границы раздела сред и даже от предыстории движения в случае нестационарных режимов полета.

Многочисленные материалы летных испытаний ВС транспортной категории по установлению функциональных зависимостей между приборной и индикаторной земной скоростями на режимах взлета показывают, что в случае классической схемы размещения плит статического давления на поверхности фюзеляжа на режимах взлета-посадки можно ограничиться стационарными приближениями для аэродинамической погрешности измерения статического давления $\Delta P_a = f(P_H, M, \alpha, \beta, \delta, h_T)$ и аэродинамической погрешности измерения полного давления $\Delta P_{0a} = f(P_{H0}, M, \alpha, \beta)$. Здесь δ — угол выпуска механизации крыла, определяющий конфигурацию самолета, h_T — геометрическая высота полета самолета относительно подстилающей поверхности, экрана, "земли".

Фактические зависимости, степень влияния указанных параметров на погрешности восприятия давлений определяются и оцениваются при проведении летных испытаний. Структура функциональных зависимостей в первом приближении будет показана в разделе 2.

Погрешности в каналах передачи давлений и инструментальные погрешности измерений. С переходом от аналоговых к цифровым системам и сокращением практики передачи давлений по трубопроводам составляющими погрешности ΔP_{HTr} , ΔP_{0Tr} , как правило, можно пренебречь.

Коэффициенты запаздывания в трактах передачи давлений ВС нового поколения, даже в случае соединения приемников правого, левого бортов пневматическими каналами, очень незначительны и не превышают 0,1 с (на уровне моря в условиях стандартной атмосферы). В отношении инструментальных погрешностей измерений следует отметить, что с применением частотных датчиков давления в моделях погрешностей СВП целесообразно учитывать лишь систематическую погрешность, которая в первом приближении является функцией давления: $\Delta P_{инстр} = f_H(P_H)$, $\Delta P_{0инстр} = f_{H0}(P_{H0})$. Систематическая погрешность может быть выделена при индивидуальных тарировках датчиков на борту самолета или в лабораторных условиях.

Коррекция аэродинамических погрешностей в СВС. Из перечисленных составляющих погрешности наиболее существенной, как правило, является аэродинамическая погрешность восприятия статического давления. Последняя составляющая в выражении (1), представляющая корректирующую поправку, в идеальном случае должна полностью компенсировать аэродинамическую погрешность, т. е. $\delta P_a = -\Delta P_a$, однако законы коррекции реальных бортовых сис-

тем лишь частично учитывают факторы, влияющие на восприятие статического давления.

Например, в отечественной практике для ВС транспортной категории на сегодняшний день наиболее часто используется корректирующая поправка, являющаяся функцией числа М или функцией числа М и угла атаки, при этом не учитываются все варианты конфигурации ВС.

В законах коррекции, как правило, не учитывается влияние угла скольжения на погрешность восприятия статического давления. Вместе с тем, этот фактор может быть весьма заметным даже в случае осреднения давлений, воспринимаемых приемниками статического воздушного давления (ПВД), размещенными на правом, левом бортах фюзеляжа (классическая схема размещения ПВД).

На режимах взлета-посадки становится существенным еще один не учитываемый в СВС фактор погрешности — экранное влияние "земли".

Аэродинамическая погрешность на режимах посадки. Особенностью погрешности на режимах посадки, так же как и взлета, является существенное изменение аэродинамической погрешности восприятия статического давления за счет изменения поля скоростей и давлений при движении летательного аппарата вблизи "земли", вызванного экраным эффектом [2]. Дополнительным фактором погрешности может также быть влияние реверса тяги двигателей. Однако данный фактор может иметь место только на конечном этапе пробега по ВПП, и мы его в данной работе рассматривать не будем.

С учетом экранного влияния "земли" аэродинамическую погрешность можно представить в виде

$$\Delta P_a = \Delta P_a(h_T = \infty) + \Delta P_3(h_T), \quad (3)$$

где h_T — геометрическая высота полета; $\Delta P_a(h_T = \infty)$ — значение аэродинамической погрешности вне влияния экрана; $\Delta P_3(h_T)$ — составляющая погрешности, вызванная экраным эффектом.

Необходимо уточнить, что две составляющие рассматриваются при одинаковых параметрах полета, кроме геометрической высоты h_T . Под обозначением $h_T = \infty$ в данном случае понимается полет на высотах, где не проявляется экраный эффект, что обычно соответствует высоте полета, превышающей размах крыла.

Значения погрешности ΔP_3 , вызванные экраным эффектом, могут быть очень существенными. Дополнительные погрешности на режимах посадки самолета с приближением к ВПП могут достигать 10 км/ч в измерении скорости, 20 м — в измерении барометрической высоты и даже могут превышать указанные значения в зависимости от компоновки самолета и размещения приемников.

2. Модели погрешностей

В представляемых моделях погрешностей трактов измерения статического и полного давлений мы будем исходить из того, что на самолете реали-

зована классическая схема средств определения воздушных параметров. ПСД размещены на боковой поверхности фюзеляжа симметрично относительно плоскости симметрии самолета. В СВС реализован закон коррекции погрешностей с поправкой $\Pi_{\text{корр}} = f(M, \alpha, \delta)$, являющейся функцией числа M полета, угла атаки α и угла выпуска механизации крыла δ .

В качестве моделей мы будем рассматривать стационарные приближения:

$$\Delta P_H = \Delta P_a(P_H, M, \alpha, \beta, \delta, h_T) + P_H \Pi_{\text{корр}} + \Delta P_{H\text{инстр}}(P_H); \quad (4)$$

$$\Delta P_{H0} = \Delta P_{0a}(P_{H0}, M, \alpha, \beta, \delta) + \Delta P_{0\text{инстр}}(P_{H0}). \quad (5)$$

Структура аэродинамических погрешностей восприятия давлений (4), (5), представленная в общем виде, может быть детализирована для случая режимов посадки (при необходимости ее в полной мере можно отнести и к режимам взлета).

Модель погрешности тракта измерения статического давления. Для уточнения структуры аэродинамической погрешности восприятия статического давления целесообразно перейти от погрешностей к коэффициентам давления. Тогда выражение (3) можно переписать в виде

$$C_P = \frac{\Delta P_a}{q} = C_{P\infty} + \Delta C_{P\beta},$$

где $q = \frac{k}{2} P_H M^2$ — скоростной напор, k — показатель адиабаты; $C_P, C_{P\infty}, C_{P\beta}$ — коэффициенты давлений.

При небольших значениях числа M на режимах посадки можно пренебречь влиянием числа M на коэффициенты давления. Пренебрежем также влиянием скольжения на приращение коэффициента давления, вызванное влиянием экрана. Тогда в стационарном приближении:

$$C_P = C_{P\infty}(\alpha, \beta, \delta) + \Delta C_{P\beta}(\alpha, h_T, \delta).$$

Первую составляющую в выражении целесообразно представить в виде

$$C_{P\infty}(\alpha, \beta, \delta) = C_{P\infty}(\alpha, \delta, \beta = 0) + \Delta C_{P\infty}(\beta, \delta).$$

При этом мы пренебрегаем влиянием угла атаки на вторую составляющую погрешности, что допустимо в случае стандартной схемы размещения приемников симметрично относительно плоскости симметрии самолета и осреднении соответствующих воспринимаемых давлений. В выражениях для коэффициентов давления, как и ранее, h_T — геометрическая высота полета, δ — угол выпуска механизации, определяющий конфигурацию ВС.

На основании изложенного и с учетом раздела 1 выражение (4) для погрешности измерения стати-

ческого давления при фиксированной конфигурации самолета (δ) может быть представлено в виде

$$\frac{\Delta P_H}{P_H} = \left[\frac{k}{2} M^2 C_{P\infty}(\alpha, \beta = 0) + \Pi_{\text{корр}}(\alpha, M) \right] + \frac{k}{2} M^2 [\Delta C_{P\infty}(\beta) + \Delta C_{P\beta}(\alpha, h_T)] + \frac{\Delta P_{H\text{инстр}}}{P_H}(P_H), \quad (6)$$

где $C_{P\infty} = f_\alpha(\alpha)$, $\Delta C_{P\infty} = f_\beta(\beta)$.

Коэффициенты давлений $C_{P\infty}$, $\Delta C_{P\infty}$ в эксплуатационном диапазоне изменения аэродинамических углов, как правило, хорошо описываются полиномами второго порядка.

Составляющая погрешности, вызванная влиянием экрана, в первом приближении имеет следующую структуру: $\Delta C_{P\beta}(\alpha, h_T) = f_1(\alpha) f_2(h_T)$, где $f_2(h_T)$ — некоторая функция, такая что $f_2(h_T = \infty) = 0$, $f_2(h_T = 0) = 1$. При этом принимается, что $h_T = 0$ на режиме пробега по ВПП. Обоснование структуры зависимости $\Delta C_{P\beta} = f(\alpha, h_T)$ было дано в работе [2].

В модели погрешности тракта измерения статического давления на режиме посадки (6) первая составляющая в квадратных скобках представляет собой невязку фактической относительной аэродинамической погрешности в полете без скольжения вне влияния экрана и корректирующей поправки согласно реализованному в СВС закону коррекции. Вторая составляющая учитывает влияние угла скольжения и экранный эффект. Третья составляющая является инструментальной погрешностью измерения давления.

Модель погрешности тракта измерения полного давления. На режимах посадки в эксплуатационном диапазоне углов атаки и скольжения, как правило, можно пренебречь влиянием аэродинамических углов на погрешности восприятия полного давления и ограничиться моделью погрешности приемника с протоком в камере торможения [6]. Исходя из этого модель погрешности тракта измерения полного давления (5) можно представить в виде

$$\Delta P_{H0} = P_{H0} \frac{bM^2}{\left(1 + \frac{k-1}{2} M^2\right)} + \Delta P_{0\text{инстр}}(P_{H0}), \quad (7)$$

где b — некоторый коэффициент, отрицательный по значению, зависящий от конструкции приемника.

Модель погрешности определения индикаторной земной скорости. В модели погрешности мы пренебрегаем погрешностью операции расчета в бортовом вычислителе. В данном случае погрешности определения индикаторной земной скорости в полной мере определяются составляющими погрешности трактов измерения статического и полного давлений (6), (7). На режимах посадки, при небольших значениях числа M , погрешности определения полного, статического давлений и индика-

торной земной скорости в первом приближении связаны соотношением $\frac{2\Delta V_{i3}}{V_{i3}} = \frac{\Delta P_{H0} - \Delta P_H}{q}$.

Исходя из этого модель погрешности определения индикаторной земной скорости на режимах посадки имеет следующую структуру:

$$\frac{2\Delta V_{i3}}{V_{i3}} = - \left[C_{P_{\infty}}(\alpha, \beta = 0) + \frac{\Pi_{\text{корр}}(\alpha, M)}{\frac{k}{2}M^2} \right] - \Delta C_{P_{\infty}}(\beta) - \Delta C_{P_3}(\alpha, h_T) + \frac{2b}{k} + \frac{\Delta P_{\text{дин.инстр}}(P_H)}{\frac{k}{2}P_H M^2}. \quad (8)$$

В выражении (8) при небольших значениях числа M ($M < 0,3$) на режимах посадки, в отличие от моделей погрешностей (6) и (7), в предпоследнем члене исключается влияние числа M на коэффициент восприятия полного давления ($\frac{k-1}{2}M^2 = 0$) и используется известная формула [1], выражающая полное давление через статическое давление и число M :

$$P_{H0} = P_H \left(1 + \frac{k-1}{2} M^2 \right)^{3,5}.$$

Кроме того, в последнем слагаемом введено обозначение

$$\Delta P_{0\text{инстр}}(P_{H0}) - \Delta P_{H\text{инстр}}(P_H) = \Delta P_{\text{дин.инстр}}(P_H),$$

т. е. разность инструментальных погрешностей измерения полного и статического давления рассматривается как инструментальная погрешность измерения динамического давления.

Модель погрешности определения угла атаки.

Аналогично выражению (8) может быть представлена и погрешность определения в СВС угла атаки:

$$\Delta\alpha = [\Pi_{\alpha}(\alpha_{\text{мест}}, M, \delta) - \alpha_{\text{ист}}(\alpha_{\text{мест}}, \delta, \beta = 0)] + \Delta\alpha_{\beta}(\beta, \alpha_{\text{мест}}, \delta) + \Delta\alpha_{\delta}(\alpha_{\text{мест}}, h, \delta) + \Delta\alpha_{\text{инстр}}. \quad (9)$$

Здесь $\Pi_{\alpha}(\alpha_{\text{мест}}, M, \delta)$ — полиномиальная зависимость для расчета истинного угла атаки по значениям местного угла $\alpha_{\text{мест}}$, реализованная в СВС.

Первая составляющая в квадратных скобках представляет собой невязку реализованной в СВС и фактической зависимостей истинного угла атаки от местного в полете вне влияния экрана, без скольжения при конфигурации, определяемой углом выпуска механизации δ . Вторая составляющая определяется влиянием угла скольжения, третья — экраным эффектом, четвертая — инструментальной погрешностью измерения местного угла атаки.

Необходимо отметить, что мы опять рассматриваем модель погрешности в виде стационарного приближения. При этом также пренебрегаем составляющими погрешности за счет угловых скоростей.

Определение фактических значений параметров полиномов, зависимостей (7)—(9) является задачей летных испытаний.

3. Идентификация моделей погрешностей в условиях летного эксперимента

Структура моделей погрешностей (7)—(9) указывает на возможность разделения задач определения, оценивания составляющих погрешности, а также представляет последовательность их идентификации в условиях летного эксперимента. Соответствующая последовательность отражается в технологии оценивания СВП с применением спутниковых навигационных систем [3—5]. Первыми решаются задачи определения систематических погрешностей СВП, зависимостей коррекции аэродинамических погрешностей, оценивания средств определения воздушных параметров и вертикального эшелонирования в полете вне влияния экрана. Полнота решения задачи идентификации моделей погрешностей СВП на режимах взлета-посадки возможна тогда, когда на предыдущих этапах испытаний были определены и оценены все составляющие погрешностей, за исключением составляющей, вызванной экраным эффектом.

Основные методические вопросы определения аэродинамических погрешностей измерения скорости с применением спутниковых навигационных систем уже были отражены в работах [2—5], и здесь мы не будем на них останавливаться. В работе [2] также были представлены некоторые результаты по установлению функциональных зависимостей между приборной и индикаторной земной скоростями на режимах разбега при взлете, а также взлета (включая воздушный участок) самолета Ту-334.

В данной статье приведем наиболее показательные результаты идентификации представленных моделей на режимах посадки, полученные при проведении испытаний ближнемагистрального самолета в интересах решения задачи автоматической посадки по категории IIIa.

Особенностью СВП самолета являлось размещение резервных плит статического давления в носовой части фюзеляжа, а основных — на цилиндрической поверхности, ближе к крылу. Соответственно, были разнесены и датчики аэродинамических углов.

Идентификация была проведена в рамках общей технологии оценивания СВП [4]. Массив данных был сформирован по результатам испытаний самолета, в ходе которых выполнено ~100 режимов с вариацией скорости (угла атаки), в том числе режимы установившегося горизонтального полета (ГП) на барометрической высоте 200 м и геометрических высотах $h_T \approx 3$ м, $h_{\Gamma} \approx 10$ м относительно взлетно-посадочной полосы (ВПП), а также посадки, пробег по ВПП, скольжения.

Статистическая обработка данных, полученных в ходе наземных и летных испытаний, позволила с достаточной степенью точности определить оцен-

ки для всех составляющих погрешности в выражениях (7)—(9) и в целом подтвердила адекватность представленных моделей погрешностей СВП, и их пригодность для решения задачи моделирования режима автоматической посадки самолета.

Средние по совокупности выполненных режимов значения отклонения расчетных (по данным СВП после компенсации идентифицированных погрешностей) от действительных значений скорости и угла атаки (остаточные погрешности) составили не более 2 км/ч и 0,25° соответственно.

Анализ результатов оценивания составляющих погрешностей в выражениях (7)—(9) показал, что при реализованных в СВП законах коррекции погрешности восприятия статического давления и расчета истинного угла атаки наиболее значимыми для самолета на режимах посадки являются погрешности, вызванные экраным эффектом. Некоторые результаты идентификации этой составляющей погрешности приведем более подробно. Результаты представим для основного (СВС-1) и резервного (СВС-3) трактов измерения воздушных параметров.

Рис. 1 и рис. 2 показательно иллюстрируют изменения значений коэффициентов давления в зависимости от местного угла атаки, непосредственно измеряемого датчиком аэродинамических углов (ДАУ) на режимах ГП ($h_T \approx 200$ м), режимах пробега и проходов над ВПП на высоте $h_T \approx 3$ м и $h_T \approx 10$ м соответственно для основной и резервной систем. Аппроксимирующие линии 4 на рис. 1, 2 соответствуют $C_{P\infty} = f_{\alpha}(\alpha_{мест}, h_T = \infty, \beta = 0)$. Разницы между аппроксимациями 1 и 4 определяют максимальные значения $\Delta C_{P\alpha}(\alpha_{мест}, h_T = 0)$.

Аппроксимирующие линии на рис. 3 повторяют крупным планом рис. 1, только здесь вместо точечных данных на режимах проходов над ВПП показаны значения коэффициентов давления на режимах посадки. С учетом погрешности эксперимента можно говорить, что значения коэффициентов давления на режимах посадки находятся в области между аппроксимациями 1 и 2.

На рис. 4 показаны примеры расчета (с использованием полученных полиномов) значений аэродинамических погрешностей измерения высоты и скорости, вызванных влиянием экрана. Как следует из полученных результатов, влияние экранного эффекта на восприятие статического давления и, соответственно, на измерение барометрической высоты и скорости, как и следовало ожидать [2], проявляется более слабо для приемников статического давления, размещенных в носовой части фюзеляжа

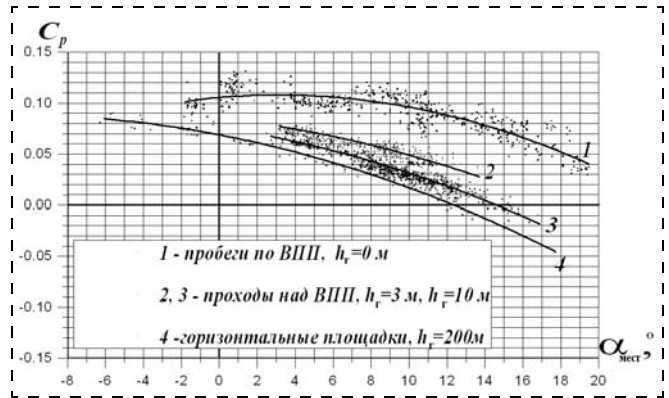


Рис. 1. Зависимость коэффициента давления от местного угла атаки ДАУ (СВС-1)

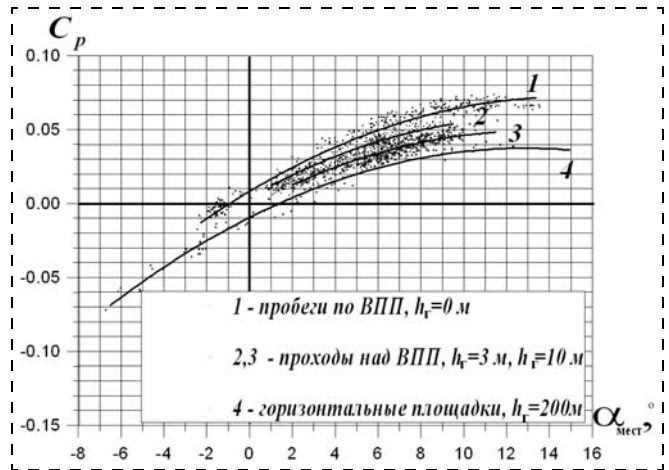


Рис. 2. Зависимость коэффициента давления от местного угла атаки ДАУ (СВС-3)

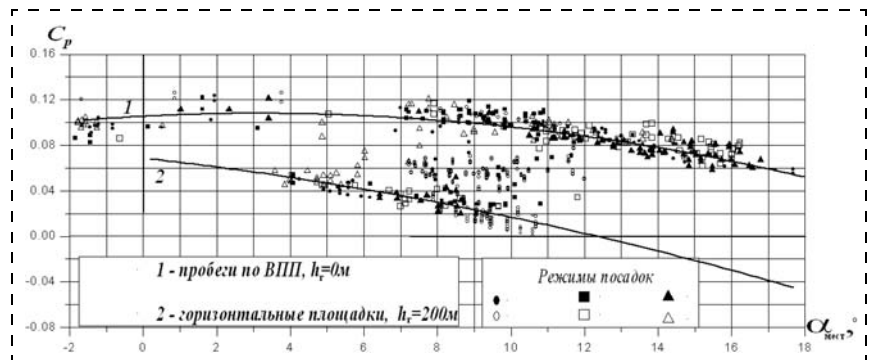


Рис. 3. Зависимость коэффициента давления от местного угла атаки ДАУ (СВС-1)

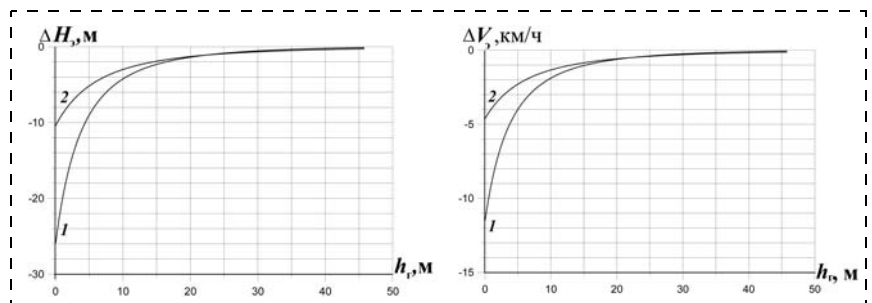


Рис. 4. Аэродинамические погрешности измерения высоты и скорости, вызванные экраным влиянием "земли" ($\alpha = 5^\circ$, $V_{пр} = 280$ км/ч): 1 — СВС-1; 2 — СВС-3

(СВС-3). Аэродинамические погрешности, вызванные экраным эффектом, начинают проявляться примерно с полуразмаха крыла и в момент касания ВПП в заданных условиях посадки составляют: $\Delta H_3 \approx -25$ м, $\Delta V_3 \approx -11$ км/ч для СВС-1 и $\Delta H_3 \approx -10$ м, $\Delta V_3 \approx -5$ км/ч для СВС-3.

Рис. 5 и 6 иллюстрируют влияние экранного эффекта на бортовые измерения угла атаки. На рис. 5 показаны фактические и расчетные значения угла атаки с использованием траекторных измерений и параметров пространственного положения самолета в зависимости от местного угла атаки ДАУ СВС-1 на режимах горизонтального установившегося полета при различных значениях высоты полета, а также при пробегах по ВПП. Рис. 6 иллюстрирует соответствующие результаты расчета, в соответствии с идентифицированной моделью, приращенния местного угла ДАУ, а также погрешности определения истинного угла атаки СВС за счет

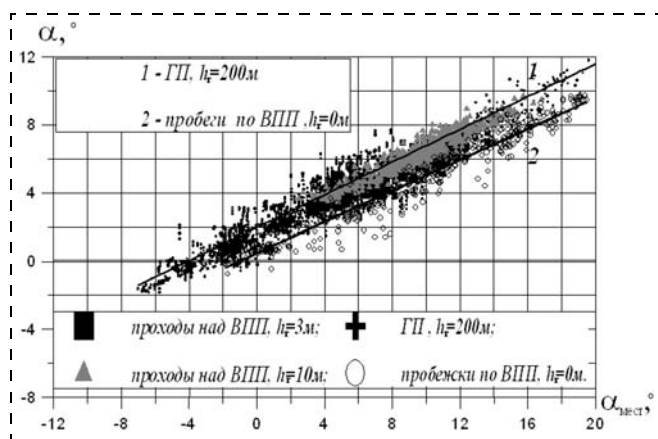


Рис. 5. Зависимость истинного угла атаки от местного (СВС-1)

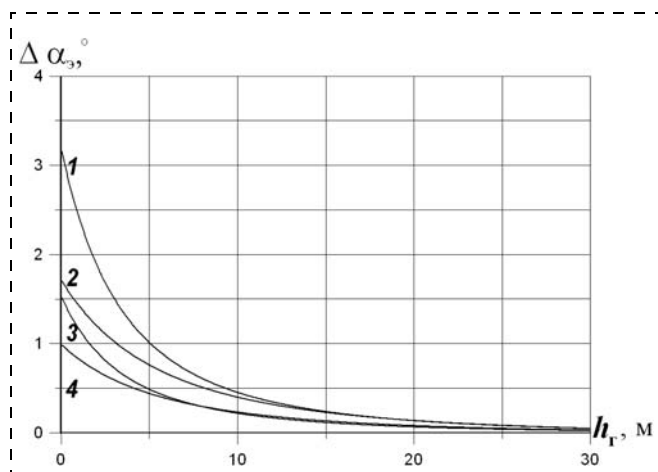


Рис. 6. Влияние экрана на измерения угла атаки при $\alpha = 5^\circ$: 1, 2 — приращения местного угла атаки ДАУ; 3, 4 — погрешность определения угла атаки; 1, 3 — для СВС-1; 2, 4 — для СВС-3

экранного эффекта. Расчеты выполнены при фиксированном значении угла атаки самолета $\alpha = 5^\circ$. Подобно результатам для коэффициентов давления $\Delta C_{p3}(\alpha, h_f)$ экранное влияние "земли" проявляется в большей степени для ДАУ, расположенных ближе к крылу самолета (СВС-1). Значения погрешности определения угла атаки СВС за счет экранного эффекта в момент касания ВПП составляют 1° и $1,5^\circ$ соответственно для СВС-3 и СВС-1.

Подводя итог выполненной работы, можно сделать следующие выводы:

- представленные модели с учетом факторов погрешностей, результатов их оценивания и параметрической идентификации при проведении испытаний дают адекватное математическое описание погрешностей СВП классической схемы, приемлемое для моделирования режима автоматической посадки самолета;
- структура моделей погрешностей СВП позволяет разделить задачи оценивания и идентификации отдельных составляющих погрешностей в условиях летного эксперимента;
- полученные результаты идентификации в летных испытаниях ближнемагистрального самолета подтверждают эффективность предлагаемых моделей погрешностей измерительных трактов барометрической высоты, скорости и угла атаки на режимах посадки;
- важным условием математического моделирования режима автоматической посадки является учет фактора экранного влияния Земли.

Список литературы

1. Котик М. Г., Павлов А. В., Пашковский И. М., Щитаев Н. Г. Летные испытания самолетов. М.: Машиностроение, 1968.
2. Пушков С. Г., Малахова И. В., Горшкова О. Ю. Исследования задачи определения аэродинамических погрешностей ПВД на режимах взлета, посадки самолета в условиях летного эксперимента с применением спутниковых технологий // ВИНТИ РАН, Проблемы безопасности полетов. 2006. № 9. С. 24—38.
3. Пушков С. Г., Харин Е. Г., Кожурин В. Р., Захаров В. Г. Технология определения аэродинамических погрешностей ПВД и воздушных параметров в летных испытаниях ЛА с использованием спутниковых средств траекторных измерений // ВИНТИ РАН. Проблемы безопасности полетов. 2006. № 7. С. 8—26.
4. Пушков С. Г., Харин Е. Г., Кожурин В. Р., Ловицкий Л. Л. Эталонное измерение воздушных параметров с использованием спутниковых средств траекторных измерений в летных испытаниях воздушных судов // Авиакосмическое приборостроение. 2010. № 4. С. 5—9.
5. Пушков С. Г., Харин Е. Г., Ловицкий Л. Л. Технология определения воздушных параметров на больших углах атаки // Полет. 2010. № 6. С. 30—36.
6. Пушков С. Г., Ловицкий Л. Л. Погрешность восприятия полного давления приемником с протоком в камере торможения // Авиакосмическое приборостроение. 2010. № 5. С. 25—30.
7. Корсун О. Н., Зиновьев А. В., Лысюк О. П., Багнюк Е. С. Алгоритм оценивания постоянной составляющей погрешности измерения воздушной скорости при учете скорости ветра // Вестник компьютерных и информационных технологий. 2008. № 9. С. 2—6.

CONTENTS

Makarov N. N., Semashkin V. E. Properties of the Worst External Signals for Linear Tracing Systems 2

A linear system with external input signal is considered. Input signal belongs to a set of allowed signals. The task of finding an allowed input signal which lead to maximum output deviation is solved. Systems properties and allowed signals set influence to such worst signal is researched.

Keywords: tracing systems, external signals, precision, deviation accumulation, typical influences, worst influence

Biryukov D. S., Dudarenko N. A., Slita O. V., Ushakov A. V. Control Object Development. Part 2. Control Matrix Rank as a System Resource. 7

In the second part of the article we considered the possibilities of increasing control matrix rank in the control task. Maximum control matrix rank was achieved by the increasing of control devices amount during control object development. The numerical example is attached.

Keywords: dynamic system, gramian, matrix rank, disturbance interference

Anisimov D. N., Novikov V. N., Safina E. A., Sitnikov K. Y. Research of Logical Basis Choice Influence on Fuzzy Regulator Characteristics 12

Results of research of logical basis (T- and S-norms) choice influence on fuzzy regulator static and frequency characteristics based on relational model are given. The main types of fuzzy relations reflecting the most essential features of decision-making are proposed.

Keywords: fuzzy regulator, logical basis, non-linear dynamic element, static characteristic, spectrum, gain-frequency characteristic, phase frequency characteristic

Osipov V. Yu. Double Signaling Systems Associative Machine 17The paper presents an approach to empower Associative Machine with the second signal system, responsible for data processing in isolation from direct reflection of reality. A core model of the machine, an advanced recurrent neural network with control synapses is disclosed. It is shown that the presence of second signaling system can significantly increase the depth and intellectuality of information processing. Recommendations for the approach application are given.

Keywords: associative Machine, neural network, signaling system

Averianov E. V., Kovalenko B. B., Kostin A. V., Pelepas E. I., Poduraev Yu. V., Yakovlev S. F. Main Aspects of Domestic Wall Climbing Robot Design 23

In this article we show our approach for developments in one of the most important branches of mobile robotic systems wall climbing robotics for technological application. Current areas and perspective areas of application for such systems are shown. We also show result, of MSTU "STANKIN" R & D project: design requirements for robotic system, special decisions in hardware design and study results dynamics of pneumatic drive.

Keywords: robotics, wall climbing mobile robot, scout robot, technological robot, robotic manipulator, non-destructive control, metal finishing

Zenkevich S. L., Bolotin E. I. Clusterization of Distributed Systems 28

In this paper the problem of a multilevel clustering of distributed systems is considered. That problem is in search of the multilevel hierarchical system structure which minimizes total number of communications between the objects. Two strategies of splitting are considered. Analytical solution of described problem allow to find quantities of objects in sub-systems for given structurization level. A number of numerical experiments is carried out.

Keywords: clustering, distributed system, communications

Curevich I. M. Network Management of Queuing Systems 34

In this paper we consider the general structure of models of network management. Control object is described by the self-consistent models represent the main factors affecting the process of communication. Dynamic models of network systems form the basis of methods and algorithms for optimal control. The above formulation of optimal control networks provide attraction to the theory and practice of communication, computing and information networks of the classical apparatus of the theory of optimal control. The study of the flow control shows that the optimum control is on-off control.

Keywords: network, static and dynamic models, the external environment, control theory, on-off control

Koloskov V. A., Koloskova G. P., Pavlyuchenko D. V., Dinh Tuan Long. Adaptive Cellular Controlling of Routing in Reconfigured Systems 39

The paper presents the cellular algorithms of routing in reconfigured systems of automating, which provide the search of routs of recovery and the search of optimal routs of message transfer based on local data about faults. The authors considered the rules of processing of local data for the search of routs of the transferred source and the transferred receiver in the reconfigured system in the case of random faults.

Keywords: cellular algorithm of the routing, multiprocessor systems, fault tolerance, reconfiguration

Shakhnin V. A., Monogarov O. I., Chebryakova Y. S. Traffic Control of a Mekhatronik Complex for Electronoise Diagnostics of High-Voltage Equipment 47

The adaptive control's conception of movement for mekhatronik diagnostic complex is proposed. The functional principle of the control is based on the correction of movement's parameters in the correspondence with current results of electronoise introdiagnostics. The modified estimation function's method is used for interpolation of movement trajectories.

Keywords: introdiagnostics, high-voltage equipment, integration platform, method of estimation function

Shemjakin A. N., Rachkov M. Yu., Solovjov N. G. Features of the Power Control Technology Emission of CO₂ Laser with a Non-Maintained Discharge in View of the Working Gas Mixture Degradation 50

The paper contains investigation results of degradation of the working gas mixture influence to the flow of plasma-associated responses in a glow discharge un the laser power with non-self-maintained discharge. It allows to upgrade control algorithms of laser startup and while replacing of the gas mixture.

Keywords: laser, control system, non-self-glow discharge, power, working gas mixture degradation

Pankratov V. M., Olshanskii V. Yu., Rastegaev Yu. O. The Influence of Nonuniform Temperature Field on the Characteristics of the Micromechanical Piezogiroskop 56

In this article we study the influence of the temperature field on the output signal of the piezogiroskop's sensor element. The article shows the dependences that characterize a significant decrease in the level of the output signal when the temperature field changes. It comes up with ways to restore the signal's strength up to the maximum level.

Keywords: pezogiroskop, thermal effects, the method of heat balance

Mikryukov S. G., Efanov V. N., Zaytseva A. A. Algorithm of the Combine Control of a Power-Plant of the Helicopter 59

The problem of synthesis of algorithm of the combine control by a power-plant of the helicopter in the conditions of the indistinct information on properties of the casual events link with necessity of transition to a manual mode of control and with the subsequent backstock on an initial automatic mode are consider. Analytical procedure of formalization of the indistinct information on current conditions of the examine system, ground on maximization of a measure of a blurring of correspond fuzzy sets for security of minimum influence of a subjective component of expert estimations are offered. On the basis of the charge functions of an inhering the synthesis algorithm ensure a desirable aspect of indistinct expectation of output variables of a power-plant of the helicopter are develop.

Keywords: synthesis, fuzzy sets, power-plant, helicopter

Pushkov S. G., Gorshkova O. Yu., Korsun O. N. Mathematical Models of Errors of Onboard Measurements of Speed and Angle of Attack on Plane Landing Modes 65

Factors of errors of paths of measurement of speed and angle of attack on plane landing modes are considered at classical creation of onboard means of determination of air parameters. In stationary approach the expressions making mathematical models of errors are defined.

Results of parametrical identification of models are given when carrying out tests of the modern plane of transport category. Value of the accounting of a making aerodynamic error of screen influence of "earth", efficiency and adequacy of the identified models as a whole for mathematical modeling of a mode of automatic landing are shown.

Keywords: air parameters, aerodynamic errors, screen effect, flight tests

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 *Е. В. Комиссарова.*

Сдано в набор 31.05.2013. Подписано в печать 22.07.2013. Формат 60×88 1/8. Бумага офсетная.

Усл. печ. л. 8,86. Заказ МН813. 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"

Оригинал-макет ООО "Авансед солюшнз". Отпечатано в ООО "Авансед солюшнз".

105120, г. Москва, ул. Нижняя Сыромятническая, д. 5/7, стр. 2, офис 2.