

МЕХАТРОНИКА, АВТОМАТИЗАЦИЯ, УПРАВЛЕНИЕ

№ 1 (118)

январь

2011

Редакционный совет:

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

Главный редактор:

ТЕРЯЕВ Е. Д.

Заместители гл. редактора:

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

Выпускающий редактор:

ФИЛИМОНОВ Н. Б.

Ответственный секретарь:

ПЕТРИН К. В.

Редакционная коллегия:

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

Редакция:

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

СОДЕРЖАНИЕ

МЕТОДЫ ТЕОРИИ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

- Пшихопов В. Х., Медведев М. Ю. Блочный синтез робастных автоматических систем при ограничениях на управления и координаты состояния 2
Ким Д. П. Алгебраический метод синтеза линейных непрерывных систем управления 9

ЧЕЛОВЕКО-МАШИННЫЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

- Иванов А. С., Лапковский Р. Ю., Уков Д. А., Филимонюк Л. Ю. Кибернетический подход к моделированию разнородных процессов в мехатронных системах 16
Крыжановский Г. А., Солодудин В. А. Интеллектуальные транспортные системы и обратные задачи оптимизации 21
Петухов И. В. К вопросу обеспечения надежности эргатических систем управления 25

ОЦЕНКА И ПРОГНОЗ В ЗАДАЧАХ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

- Мелёшин И. С. Оценка основного сопротивления поезда метрополитена на основе фильтра Калмана 31
Новик А. Ю., Иващенко В. А. Модели и методы прогнозирования показателей качества листового стекла 37

МЕХАТРОННЫЕ ОБУЧАЮЩИЕ И ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЕ СИСТЕМЫ

- Фрадков А. Л., Андриевский Б. Р., Бойков К. Б., Андриевский А. Б. Многоматричный мехатронный комплекс 41

Журнал в журнале

"УПРАВЛЕНИЕ И ИНФОРМАТИКА В АВИАКОСМИЧЕСКИХ И МОРСКИХ СИСТЕМАХ"

- Солдаткин В. В. Концепция построения и синтез конструктивных параметров неподвижного многоканального аэрометрического приемника системы воздушных сигналов вертолета 56
Алексеев К. Б., Шадян А. В. Об одном способе определения динамических параметров космического летательного аппарата в полете 64
Челноков Ю. Н., Панкратов И. А. Переориентация круговой орбиты космического аппарата с тремя точками переключения управления 70
Басыров А. Г., Лебедев Д. М., Мاستин А. Б. Планирование параллельной обработки информации в высокопроизводительных вычислительных системах бортовых комплексов управления космическими аппаратами 74
Contents 79

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

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

УДК 681.21

В. Х. Пшихопов, д-р техн. наук, зав. каф.,

М. Ю. Медведев, канд. техн. наук, доц.,

Технологический институт

Южного федерального университета, г. Таганрог

medv_mihal@rambler.ru

Блочный синтез робастных автоматических систем при ограничениях на управления и координаты состояния¹

Рассматривается метод синтеза робастных управлений блочными многосвязными нелинейными динамическими системами. Найдено преобразование, приводящее блочную систему к виду, состоящему из одного блока. Построена функция Ляпунова для замкнутых систем рассматриваемого класса. Показано, что если число управлений в блоке больше или равно числу управляемых переменных, то из выполнения ограничений на переменные состояния и управления следует выполнение ранговых критериев управляемости. В процедуре синтеза учтены ограничения на управления и переменные состояния объекта.

Ключевые слова: синтез нелинейных систем, робастность, многосвязность

Введение

В течение многих десятков лет в теории управления одной из самых актуальных проблем является задача синтеза адаптивных регуляторов. Неубывающий поток публикаций подтверждает актуальность этой проблемы и сейчас [1–4]. На сегодняшний день для синтеза адаптивных автоматических систем используются беспоисковые прямые и непрямые методы, поисковые методы, методы обеспечения робастности, инвариантности, методы синтеза скользящих режимов, а также интеллектуальные технологии, основанные на применении нейросетей, нечеткой логики и генетических алгоритмов.

В настоящее время интенсивное развитие получил робастный подход [5–7], позволяющий сохранить требуемые свойства замкнутых систем при наличии ограниченных неопределенностей.

В [8, 9] приводится метод синтеза релейных управлений аффинными объектами в виде обрат-

ных связей, обеспечивающий робастную стабилизацию замкнутой системы. В данной статье сформулирован метод поэтапного синтеза релейных регуляторов для блочных нелинейных объектов при выполнении ограничений на управления и функции переменных состояния и найден общий вид функции Ляпунова для замкнутой системы. Также полученные в [8, 9] прикладные результаты для аффинных по управлению объектов обобщаются на случай, когда число управляющих воздействий может превышать число управляемых переменных. Кроме того, для определенного класса нелинейных многосвязных систем устанавливается связь между условиями разрешимости задачи синтеза в виде ограничений на переменные состояния и управления и ранговыми условиями управляемости.

Синтез управлений в случае одного блока

Пусть объект управления описывается системой уравнений следующего вида:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{B}(\mathbf{x})\mathbf{u}, \quad (1)$$

где $\mathbf{x}$ — n -вектор переменных состояния размерности n ; $\mathbf{u}$ — m -вектор управляющих воздействий размерности m ; $\mathbf{f}(\mathbf{x}) = (f_i(\mathbf{x}))^T$, $i = \overline{1, n}$ — функциональный вектор; $\mathbf{B}(\mathbf{x}) = (\mathbf{b}_i(\mathbf{x}))^T$, $i = \overline{1, n}$, — функциональная матрица размерности $n \times m$.

Предполагается, что на управляющие воздействия наложены ограничения вида

$$|u_j| \leq u_j^{\max}, \quad j = \overline{1, m}, \quad (2)$$

где $u_j^{\max} > 0$ — постоянные положительные числа.

Требуется найти управляющее воздействие $\mathbf{u} = (u_1 \ u_2 \ \dots \ u_m)^T$ в виде векторной функции переменных состояния системы (1) при ограничениях (2), которое переводит объект управления (1) из произвольного начального состояния $\mathbf{x}_0 \neq 0$ в заданное конечное состояние $\mathbf{x}_k = 0$, обеспечивая асимптотическую устойчивость замкнутой системы и робастность к векторной функции $\mathbf{f}(\mathbf{x})$.

Рассматривается случай, когда объект (1) состоит из одного блока.

¹ Работа поддержана грантами РФФИ № 10-08-00200-а, № 10-08-00219-а.

Вводится следующее **определение 1**: объект (1) состоит из одного блока, если выполнено условие

$$\|\mathbf{b}_i(\mathbf{x})\| \neq \mathbf{0}, i = \overline{1, n}, \quad (3)$$

где $\mathbf{0}$ — нулевой вектор.

В целях синтеза управления $\mathbf{u} = \mathbf{u}(\mathbf{x}^1, \dots, \mathbf{x}^k)$ вводится вспомогательный функциональный вектор:

$$\boldsymbol{\psi} = \mathbf{x}, \quad (4)$$

который позволяет сформулировать следующее утверждение.

Утверждение 1. Если управляющие воздействия объекта (1) ограничены условиями (2), то управление

$$\mathbf{u} = -\mathbf{u}^{\max} \times \text{sign}(\mathbf{B}^T(\mathbf{x})\boldsymbol{\psi}), \quad (5)$$

где $\times$ — векторное произведение векторов; $\mathbf{u}^{\max} = (u_1^{\max}, u_2^{\max}, u_m^{\max})^T$; функция sign здесь и далее выполняется над векторами поэлементно, при выполнении условий

$$|(\mathbf{b}_i(\mathbf{x}), \mathbf{u}^{\max})| > |f_i(\mathbf{x})|, i = \overline{1, n}, \quad (6)$$

обеспечивают асимптотическую устойчивость замкнутой системы (1), (2), (5), а функция Ляпунова имеет вид

$$V = \frac{1}{2} \boldsymbol{\psi}^T \boldsymbol{\psi}. \quad (7)$$

Доказательство. Дифференцирование функции (7) дает выражение

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \boldsymbol{\psi}^T \dot{\boldsymbol{\psi}} = \mathbf{x}^T \dot{\mathbf{x}} = \\ &= \mathbf{x}^T(\mathbf{f}(\mathbf{x}) - \mathbf{B}(\mathbf{x})\mathbf{u}^{\max} \times \text{sign}(\mathbf{B}^T(\mathbf{x})\mathbf{x})), \end{aligned} \quad (8)$$

из которого при выполнении условия (6) следует отрицательная определенность производной (8) функции Ляпунова (7).

Из утверждения 1 следует, что управление (5) обеспечивает асимптотическую устойчивость замкнутой системы (1), (2), (5), если модули управляющих воздействий превышают модули функций, входящих в правые части системы (1). Неравенства (6) аналогичны условиям управляемости, представленным в [11]. Если число управляющих воздействий больше или равно числу переменных состояния, т. е. $m \geq n$, то имеет место следующее утверждение.

Утверждение 2. Если для объекта (1) число управляющих воздействий больше или равно числу переменных состояния:

$$m \geq n \quad (9)$$

и выполнены условия (6), то существует вектор линейно независимых величин $\mathbf{u}^{\max}$, обеспечивающий устойчивость и выполнение условия общности положения [12, 13]:

$$\mathbf{D} = (\mathbf{G}_1, \mathbf{G}_2, \dots, \mathbf{G}_n), \text{rank} \mathbf{D} = n, \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_1 &= \mathbf{B}(\mathbf{x}), \mathbf{G}_j = \frac{\partial \mathbf{G}_{j-1}}{\partial \mathbf{x}}(\mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{B}(\mathbf{x})\mathbf{u}) - \\ &- \left(\frac{\partial \mathbf{f}(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + \frac{\partial \mathbf{B}(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{u} \right) \mathbf{G}_{j-1}, j = \overline{2, n}. \end{aligned} \quad (11)$$

Доказательство. Из выражения (6) следует, что

$$|(\mathbf{b}_i(\mathbf{x}), \mathbf{u}^{\max})| = c_i(\mathbf{x}) > |f_i(\mathbf{x})|, i = \overline{1, n},$$

где $c_i(\mathbf{x}) > 0$ — положительные функции.

Последние условия должны выполняться одновременно, поэтому имеет место следующая система алгебраических уравнений:

$$|\mathbf{B}(\mathbf{x})\mathbf{u}^{\max}| = \mathbf{c}(\mathbf{x}).$$

Раскрыв знак модуля (который выполняется поэлементно над каждой составляющей вектора $\mathbf{B}(\mathbf{x})\mathbf{u}^{\max}$), из последнего выражения получаем систему линейных относительно $\mathbf{u}^{\max}$ алгебраических уравнений вида

$$\mathbf{B}(\mathbf{x})\mathbf{u}^{\max} = \tilde{\mathbf{c}}(\mathbf{x}), \quad (12)$$

где функциональный вектор $\tilde{\mathbf{c}}(\mathbf{x})$ отличается от вектора $\mathbf{c}(\mathbf{x})$ знаками элементов, входящих в строки, для которых скалярное произведение $(\mathbf{b}_i(\mathbf{x}), \mathbf{u}^{\max})$ отрицательно.

Система (12) имеет нетривиальное решение, если выполнено следующее условие [14]:

$$\text{rang}(\mathbf{B}(\mathbf{x})) = \min\{m, n\}.$$

Из последнего выражения с учетом (9) и (11) ($\mathbf{G}_1 = \mathbf{B}(\mathbf{x})$) следует:

$$\text{rang}(\mathbf{G}_1(\mathbf{x})) = n, \quad (13)$$

следовательно, выполняется условие (10).

В соответствии с утверждением 1 для решения задачи синтеза управлений на основе алгоритма (5), обеспечивающих асимптотическую устойчивость замкнутой системы, требуются ограниченность неизвестной векторной функции $\mathbf{f}(\mathbf{x})$, которая может быть разрывной, и известные знаки функций, входящих в матрицу $\mathbf{B}(\mathbf{x})$. От функционального вектора $\mathbf{f}(\mathbf{x})$ не требуется непрерывности.

Утверждение 2 дает условия разрешимости задачи синтеза робастных управлений и связывает известные ранговые критерии управляемости с критериями, сформулированными в виде скалярных неравенств [11].

Блочный синтез робастных управлений

Рассмотрим класс объектов, имеющих блочную структуру, отвечающую следующему определению.

Определение 2. Объект (1) называется блочным, если он представляется в виде

$$\dot{\mathbf{x}}^i = \mathbf{f}^i(\mathbf{x}^1, \dots, \mathbf{x}^{i+1}), \quad \dot{\mathbf{x}}^k = \mathbf{f}^k(\mathbf{x}) + \mathbf{B}(\mathbf{x})\mathbf{u},$$

$$i = \overline{1, k-1}, \quad (14)$$

где $\mathbf{x}^i = (x_1^i, x_2^i, \dots, x_l^i)^T$ — векторы размерности l ;

$\mathbf{x} = (\mathbf{x}^1, \mathbf{x}^2, \dots, \mathbf{x}^k)^T$; $\mathbf{f}^i(\mathbf{x}^1, \dots, \mathbf{x}^{i+1}) = (f_1^i(\mathbf{x}^1, \dots, \mathbf{x}^{i+1})$

$f_2^i(\mathbf{x}^1, \dots, \mathbf{x}^{i+1}) \dots f_l^i(\mathbf{x}^1, \dots, \mathbf{x}^{i+1}))^T$ — векторные

функции размерности l ; $\mathbf{f}(\mathbf{x}) = (\mathbf{f}^1(\mathbf{x}^1) \mathbf{f}^2(\mathbf{x}^2) \dots \mathbf{f}^k(\mathbf{x}^k))^T$;

$\left| \frac{\partial \mathbf{f}^i(\mathbf{x}^1, \dots, \mathbf{x}^{i+1})}{\partial \mathbf{x}^{i+1}} \right| > \varepsilon^i \neq 0$; $\mathbf{B}(\mathbf{x}) = (b_{ij}(\mathbf{x}))$ — функцио-

нальная матрица размерности $l \times m$, k — число блоков, $n = l \times k$.

В общем случае блоки могут быть различной размерности l_i , однако в данной статье рассматривается случай блоков одинаковой размерности.

Блочный объект (14) относится к классу систем с управляемой формой Жордана, подробно рассмотренной в [10]. Он обобщает класс блочных объектов, рассмотренных в [18, 20]. Если объект имеет число блоков $k \geq 2$, то вектор управлений $\mathbf{u}$ непосредственно воздействует только на вектор $\mathbf{x}^k$, который, в свою очередь, воздействует на вектор $\mathbf{x}^{k-1}$ и т. д. В связи с этим вектор $\mathbf{x}^k$ называется фиктивным управлением для вектора $\mathbf{x}^{k-1}$.

Если система (1) представлена в блочном виде (14), то при нахождении управлений используется процедура блочного конструирования управлений, излагаемая ниже. Для синтеза управления $\mathbf{u} = \mathbf{u}(\mathbf{x}^1, \dots, \mathbf{x}^k)$ вводятся следующие вспомогательные функции:

$$\boldsymbol{\psi}^k = \mathbf{x}^k, \quad \boldsymbol{\psi}^i = \mathbf{H}^i \mathbf{x}^i + \boldsymbol{\psi}^k, \quad i = \overline{1, k-1}, \quad (15)$$

где $\mathbf{H}^i$ — матрицы весовых коэффициентов, которые позволяют сформулировать следующее утверждение.

Утверждение 3. Если в системе (14) управления ограничены условиями (2), то управление

$$\mathbf{u} = -\mathbf{u}^{\max} \times \text{sign}(\mathbf{B}^T(\mathbf{x}) \left(\sum_{i=1}^n \boldsymbol{\psi}^i \right)), \quad (16)$$

при выполнении ограничений

$$|\mathbf{b}_j(\mathbf{x})| \mathbf{u}^{\max} > |f_i^i + f_i^k|, \quad (17)$$

обеспечивает асимптотическую устойчивость замкнутой системы (14)–(17), а функция Ляпунова имеет вид

$$V = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^k (\boldsymbol{\psi}^i)^T \boldsymbol{\psi}^i. \quad (18)$$

Доказательство. Дифференцирование функции (18) дает следующее выражение:

$$\dot{V} = - \sum_{i=1}^k ((\boldsymbol{\psi}^i)^T \times \mathbf{B}(\mathbf{x}) \mathbf{u}^{\max} \times \text{sign}(\mathbf{B}^T(\mathbf{x}) \sum_{i=1}^k (\boldsymbol{\psi}^i)) +$$

$$+ \sum_{i=1}^{k-1} ((\boldsymbol{\psi}^i)^T \times (\mathbf{f}^i + \mathbf{f}^k)) + (\boldsymbol{\psi}^k)^T \times \mathbf{f}^k. \quad (19)$$

Производная (19) функции Ляпунова (18) отрицательно определена при ограничениях (17). Доказательство завершено.

Преобразование (15) позволяет привести системе (14) к системе с одним блоком (1). При этом система произвольного вида может быть представлена в форме (14) при $k = 2$ путем соответствующей нумерации переменных состояния.

Блочный синтез робастных управлений при ограничениях на координаты состояния

На практике ограничения могут накладываться не только на управляющие воздействия, но и на переменные состояния. В связи с этим рассматривается задача синтеза робастного управления блочной системой (14) при ограничениях на управления (2) и следующих ограничениях на переменные состояния:

$$|x_j^i| \leq x_j^{\max}, \quad i = \overline{1, k}, \quad j = \overline{1, l_i}. \quad (20)$$

Пусть система (14) представлена в виде:

$$\dot{\mathbf{x}}^i = \mathbf{f}^i(\mathbf{x}^1, \dots, \mathbf{x}^i) + \mathbf{B}^i \mathbf{x}^{i+1}, \quad \dot{\mathbf{x}}^k = \mathbf{f}^k(\mathbf{x}) + \mathbf{B}^k \mathbf{u},$$

$$i = \overline{1, k-1}. \quad (21)$$

Для блочного объекта (21) формулируется следующее утверждение.

Утверждение 4. Если в системе (21) управления и переменные ограничены условиями (2), (20), а функции $\mathbf{f}^i(\mathbf{x}^1, \dots, \mathbf{x}^{i+1})$ ограничены секторами

$$|\mathbf{f}^i| < \alpha^i \times |\mathbf{x}^i|, \quad |\mathbf{f}^i| < |\mathbf{b}_j^i| \times \mathbf{x}_{\max}^{i+1}, \quad |\mathbf{f}^k| < |\mathbf{b}_j^k| \times \mathbf{u}_{\max},$$

$$i = \overline{1, k-1}, \quad (22)$$

то управление

$$\mathbf{u} = -\mathbf{u}^{\max} \times \tanh(\mathbf{q}^k \times \mathbf{B}^k \boldsymbol{\psi}^k), \quad (23)$$

$$\boldsymbol{\psi}^1 = \mathbf{x}^1, \boldsymbol{\psi}^i = \mathbf{x}^i + \mathbf{x}^{i\max} \times \tanh(\mathbf{q}^i \times \mathbf{B}^i \boldsymbol{\psi}^{i-1}),$$

$$i = \overline{2, k}, \quad (24)$$

где векторы постоянных коэффициентов $\mathbf{q}^i$ удовлетворяют условиям

$$(\mathbf{B}^1)^T \mathbf{B}^1 \mathbf{q}^1 > \boldsymbol{\alpha}^1, (\mathbf{B}^i)^T \mathbf{B}^i \mathbf{q}^i > \boldsymbol{\alpha}^i + (\mathbf{B}^{i-1})^T \mathbf{B}^{i-1} \mathbf{q}^{i-1},$$

$$i = \overline{2, k}, \quad (25)$$

обеспечивает асимптотическую устойчивость замкнутой системы (21), (23), а функция Ляпунова имеет вид

$$V = 0,5(\boldsymbol{\psi}^k)^T \boldsymbol{\psi}^k. \quad (26)$$

Доказательство. Рассмотрим область малых отклонений, в которой функция гиперболического тангенса пропорциональна своему аргументу:

$$\tanh(\mathbf{q}^i \times \mathbf{B}^i \boldsymbol{\psi}^i) \sim \mathbf{q}^i \times \mathbf{B}^i \boldsymbol{\psi}^i. \quad (27)$$

Дифференцирование функции Ляпунова (26) дает выражение

$$\dot{V} = (\mathbf{x}^k + \mathbf{x}^{k\max} \times (\mathbf{B}^{k-1})^T \mathbf{q}^{k-1} \times (\mathbf{x}^{k-1} + \mathbf{x}^{k-1\max} \times (\mathbf{B}^{k-2})^T \mathbf{q}^{k-2} \times (\mathbf{x}^{k-1} + \dots)))^T (\mathbf{f}^k - \mathbf{B}^k \mathbf{u}^{\max} \times (\mathbf{B}^k)^T \mathbf{q}^k \times \boldsymbol{\psi}^k + \mathbf{x}^{k\max} \times (\mathbf{B}^{k-1})^T \mathbf{q}^{k-1} \times (\dot{\mathbf{x}}^{k-1} + \mathbf{x}^{k-1\max} \times (\mathbf{B}^{k-2})^T \mathbf{q}^{k-2} \times (\dot{\mathbf{x}}^{k-2} + \dots))). \quad (28)$$

Подстановка в выражение (28) максимальных значений функций из секторов $|\mathbf{f}^i| < \boldsymbol{\alpha}^i \times |\mathbf{x}^i|$:

$$\mathbf{f}^i = \boldsymbol{\alpha}^i \times \mathbf{x}^i$$

позволяет записать условия отрицательной определенности функции (28) в виде неравенств (25).

Далее рассматривается область насыщения функции гиперболического тангенса, в которой она стремится к знаковой функции "сигнум", а ее производная стремится к нулю. В этом случае производная функции (26) равна

$$\dot{V} = (\boldsymbol{\psi}^k)^T (\mathbf{f}^k - \mathbf{B}^k \mathbf{u}^{\max} \times \text{sign}((\mathbf{B}^k)^T \boldsymbol{\psi}^k)). \quad (29)$$

При выполнении условий (22) выражение (29) отрицательно определено, что доказывает утверждение 4.

Утверждение 4 дает ограничения, при которых релейный регулятор (23) обеспечивает асимптотическую устойчивость замкнутой системы. Условия (22) заключаются в том, что функции $\mathbf{f}^i$ объекта (21) должны находиться в заданных секторах и быть ограничены величинами, определяемыми ограничениями на координаты. Условия (25) означают, что каждый последующий сектор, в котором

находятся функции $\mathbf{f}^{i+1}$, включает в себя с требуемым запасом предыдущий сектор, который включает в себя функцию $\mathbf{f}^i$.

Примеры

Пример 1. Цель данного примера — продемонстрировать соответствие результатов синтеза, полученных предложенным в настоящей работе методом, и известных результатов. Рассматривается объект, на примере которого наиболее часто демонстрируется синтез оптимальных по быстродействию систем [12, 13]:

$$\frac{dx_1(t)}{dt} = x_2; \quad (30)$$

$$\frac{dx_2(t)}{dt} = u;$$

$$|u| \leq U_{\max}. \quad (31)$$

Оптимальное по быстродействию управление в замкнутой форме для объекта (30), (31) известно и имеет вид [12, 13]

$$u = -U_{\max} \text{sign}(x_1 + 0,5x_2^2 \text{sign}x_2). \quad (32)$$

Управление, полученное предложенным методом, имеет вид

$$u = -U_{\max} \tanh(q^2(x_2 + x_{2\max} \tanh(q^1 x_1))). \quad (33)$$

Известно [13], что фазовые траектории оптимальной по быстродействию системы, учитывающей ограничения на переменные состояния, внутри ограничивающей области совпадают с фазовыми траекториями оптимальной системы, синтезированной без учета указанных ограничений.

На рис. 1 представлены фазовые портреты оптимальной замкнутой системы (30)—(32) и системы (30), (31), (33), при $U_{\max} = 2$, $x_{2\max} = 0,5$, $q^1 = q^2 = 10$.

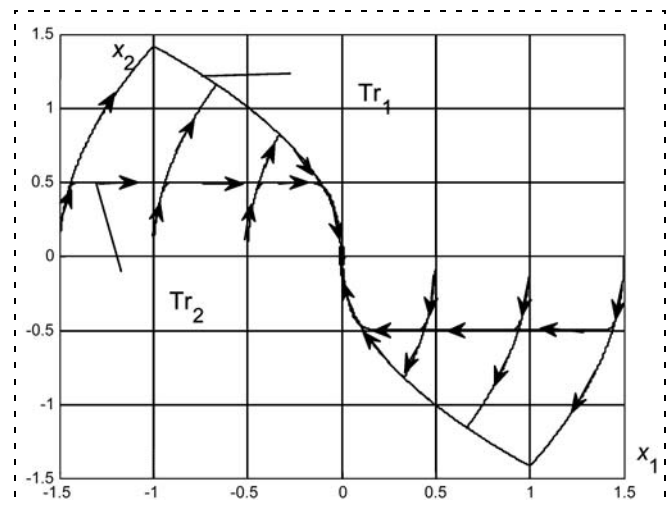


Рис. 1. Фазовые портреты оптимальной и робастной систем

Из рис. 1 следует, что траектории оптимальной замкнутой системы (30)–(32) (траектория Tr1) и системы (30), (31), (33) (траектория Tr2) в области $|x_2| \leq x_{2\max} = 0,5$ совпадают с высокой степенью точности. Вычислив произведение функций, определяющих знаки управлений в (32) и (33), можно получить, что указанные управления совпадают для области, определяемой неравенствами

$$|x_2| < x_{2\max};$$

$$x_1 > 0,5x_2^2.$$

Пример 2. Рассматривается задача синтеза робастного регулятора для нелинейного технологического объекта, уравнения которого имеют следующий вид [19]:

$$\frac{dx_1}{dt} = -\frac{3a}{\pi x_1^2} f_1(x_1 - x_2) + \frac{3}{2\pi x_1^2} (u_1 + u_2); \quad (34)$$

$$\frac{dx_2}{dt} = \frac{3a}{\pi x_2^2} [f_1(x_1 - x_2) - f_2(x_2 - x_3) - f_3(x_2)] + \frac{3}{2\pi x_2^2} u_1;$$

$$\frac{dx_3}{dt} = \frac{3a}{\pi x_3^2} f_2(x_2 - x_3) + \frac{3}{2\pi x_3^2} u_2,$$

где $f_1(x_1 - x_2) = \sqrt{kg|x_1 - x_2|} \operatorname{sign}(x_1 - x_2)$; $f_2(x_2 - x_3) = \sqrt{kg|x_2 - x_3|} \operatorname{sign}(x_2 - x_3)$; $f_3(x_2) = \sqrt{kg|x_2|} \operatorname{sign} x_2$; x_1, x_2, x_3 — переменные состояния системы; u_1, u_2 — управляющие воздействия; k — постоянный коэффициент.

Требуется стабилизировать объект (34) в заданном положении x_1^0, x_2^0, x_3^0 управлениями, независимыми от функций $f_1(x_1 - x_2), f_2(x_2 - x_3), f_3(x_2)$. Для решения задачи синтеза введем в рассмотрение следующую квадратичную функцию:

$$V = \frac{1}{2} (x_1 - x_1^0)^2 + \frac{1}{2} (x_2 - x_2^0)^2 + \frac{1}{2} (x_3 - x_3^0)^2. \quad (35)$$

Вычислим производную функции (35) по времени в силу уравнений объекта (34), в результате чего получим

$$\begin{aligned} \dot{V} = & (x_1 - x_1^0) \left(-\frac{3a}{\pi x_1^2} f_1(x_1 - x_2) + \frac{3}{2\pi x_1^2} (u_1 + u_2) \right) + \\ & + (x_1 - x_2^0) \left(\frac{3a}{\pi x_2^2} [f_1(x_1 - x_2) - f_2(x_2 - x_3) - f_3(x_2)] + \right. \\ & \left. + \frac{3a}{2\pi x_2^2} u_1 \right) + (x_3 - x_3^0) \left(\frac{3a}{\pi x_3^2} f_2(x_2 - x_3) + \frac{3a}{2\pi x_3^2} u_2 \right). \quad (36) \end{aligned}$$

Пусть управляющие воздействия ограничены:

$$|u_i| \leq u_i^{\max}, \quad i = 1, 2. \quad (37)$$

Тогда из (36) получаем управления, обеспечивающие минимум производной (36):

$$\begin{aligned} u_1 &= -u_1^{\max} \operatorname{sign} \left(\frac{x_1 - x_1^0}{x_1^2} + \frac{x_2 - x_2^0}{x_2^2} \right); \\ u_2 &= -u_2^{\max} \operatorname{sign} \left(\frac{x_1 - x_1^0}{x_1^2} + \frac{x_3 - x_3^0}{x_3^2} \right). \end{aligned} \quad (38)$$

Функция (35) является функцией Ляпунова для замкнутой системы (39), (43) в области, ограниченной следующими неравенствами:

$$\begin{aligned} |u_1^m + u_2^m| &> 2a|f_1(x_1 - x_2)|; \\ |u_1^m| &> 2a|f_1(x_1 - x_2) - f_2(x_2 - x_3) - f_3(x_2)|; \\ |u_2^m| &> 2a|f_2(x_2 - x_3)|. \end{aligned} \quad (39)$$

Результаты моделирования замкнутой системы (34), (38), подтверждающие достижение поставленной в примере задачи, представлены на рис. 2–4.

На рис. 2 представлены переходные процессы по переменным состояния системы (34), (38), на рис. 3 — изменение управляющих воздействий, а на рис. 4 — траектории движения системы.

Моделирование проведено при следующих параметрах: $u_1^{\max} = u_2^{\max} = 5$, $a = 0,1$, $g = 9,8$. Как и в предыдущем случае, выполнена аппроксимация знаковой функции непрерывной функцией. На рис. 2 приведены переходные процессы при значе-

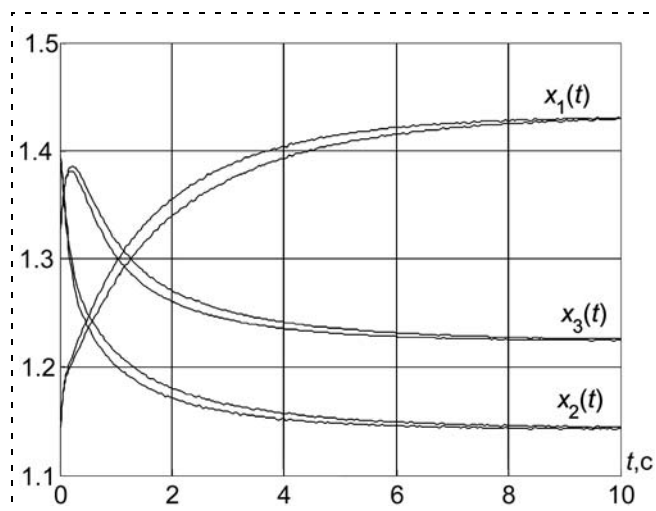


Рис. 2. Переходные процессы системы (39), (43)

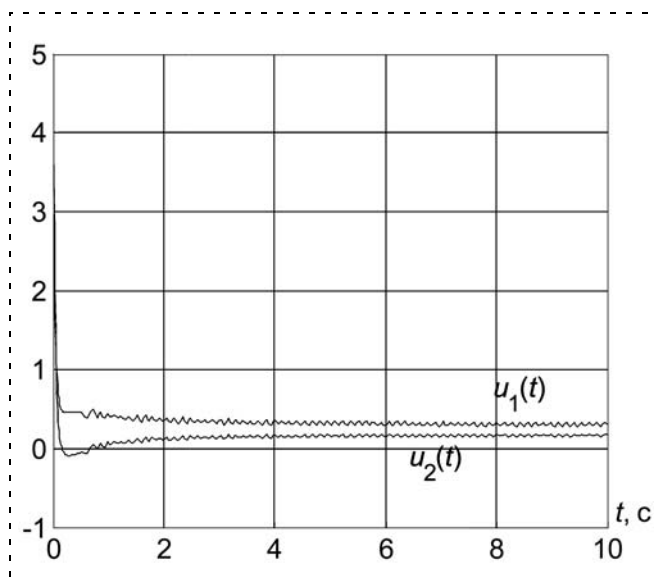


Рис. 3. Управления в системе (34), (39)

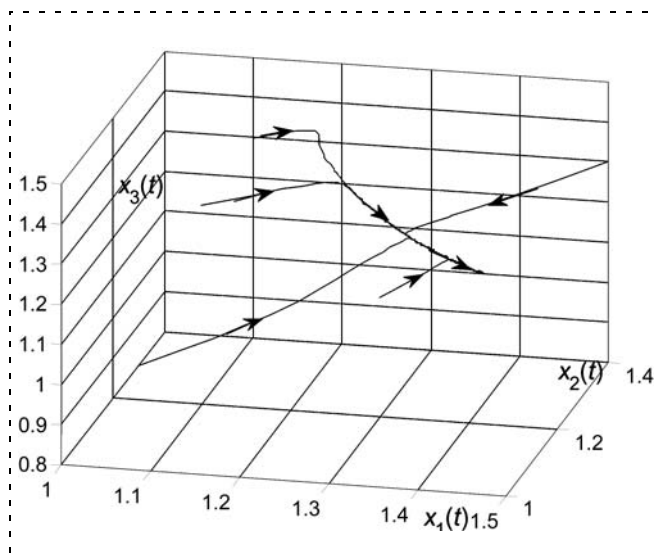


Рис. 4. Траектории движения системы (34), (38)

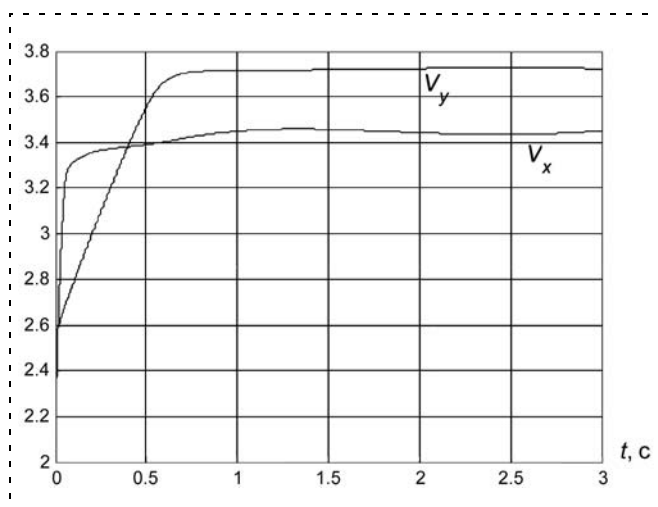


Рис. 5. Скорости летательного аппарата

ниях коэффициента k , равных 1 и 2. Из результатов моделирования видим, что робастный алгоритм управления (38) парирует параметрическое возмущение, действующее на систему.

Отметим, что полученный регулятор (38) не зависит от функций $f_1(x_1 - x_2)$, $f_2(x_2 - x_3)$, $f_3(x_2)$.

Пример 3. Рассматривается задача синтеза робастного управления летательным аппаратом, которая описывается системой [16]

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{y}} &= \mathbf{R}\mathbf{x}; \\ \mathbf{M}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{F}_u + \mathbf{F}_d, \end{aligned} \quad (40)$$

где $\mathbf{x}$ — вектор скоростей ЛА; $\mathbf{y}$ — вектор положений; $\mathbf{F}_u$ — вектор управляющих воздействий; $\mathbf{F}_d$ — нелинейная функция положений и скоростей, включающая в себя как известные соотношения и параметры, так и неизвестные части и возмущения; $\mathbf{M}$ — матрица инерционных элементов.

Требуется обеспечить движение летательного аппарата вдоль заданной траектории с постоянной скоростью.

В соответствии с преобразованием (15) вводятся следующие переменные:

$$\mathbf{x}^1 = \mathbf{x}, \mathbf{x}^2 = \mathbf{x} + \mathbf{E}\mathbf{y}, \quad (41)$$

где $\mathbf{E}$ — неособенная матрица.

Вводится в рассмотрение следующая квадратичная функция:

$$V = 0,5(\mathbf{x}^2)^T(\mathbf{x}^2). \quad (42)$$

Производная функции (42) в силу уравнений (40), (41) равна

$$\dot{V} = (\mathbf{x}^2)^T \dot{\mathbf{x}}^2 = (\mathbf{x}^2)^T (\mathbf{M}^{-1}(\mathbf{F}_u + \mathbf{F}_d) + \mathbf{E}\mathbf{R}\mathbf{x}^1). \quad (43)$$

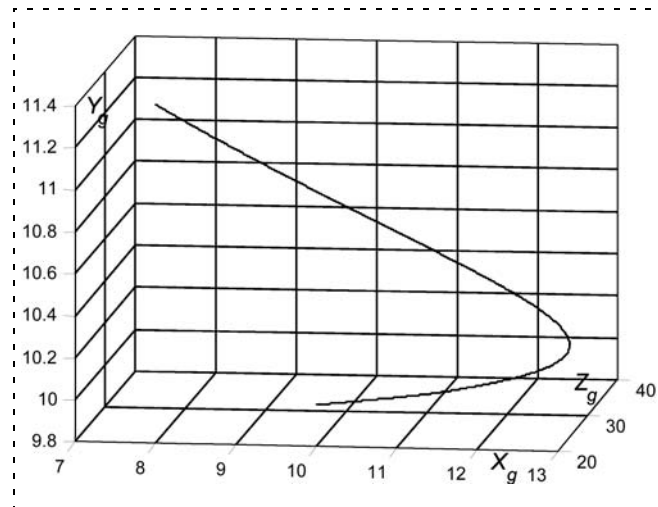


Рис. 6. Траектория летательного аппарата

Тогда управление, доставляющее минимум производной (43), равно

$$\mathbf{F}_u = -\mathbf{F}_u^{\max} \times \text{sign}((\mathbf{M}^{-1})^T(\mathbf{x} + \mathbf{E}\mathbf{y})), \quad (44)$$

где $\mathbf{F}_u^{\max}$ — вектор, определяющий ограничения на управляющие воздействия.

Условием отрицательной определенности производной (43) функции Ляпунова (42) является неравенство

$$|\mathbf{M}^{-1}| \times \mathbf{F}_u^{\max} > |\mathbf{M}^{-1}\mathbf{F}_d + \mathbf{E}\mathbf{R}\mathbf{x}^1|. \quad (45)$$

На рис. 5 и 6 представлены результаты моделирования замкнутой системы уравнения летательным аппаратом (40), (44) при решении задачи движения вдоль прямой линии с постоянной траекторной скоростью 5 м/с.

Заключение

Отметим, что предложенные регуляторы совпадают с робастными регуляторами [8, 9], полученными на основе принципа максимума Понтрягина в задаче о быстродействии. Также аналогичные регуляторы могут быть получены в пределе из субоптимального по быстродействию управления, предложенного в [17]. Сравнивая результаты работ [8, 9] и настоящей статьи, можно установить, что связь между робастным управлением, полученным на базе функций Ляпунова, и оптимальным по быстродействию управлением определяется выражением

$$\frac{dV}{dt} = -H, \quad (46)$$

где H — функция Понтрягина.

Таким образом, в данной статье представлены методы синтеза робастных систем управления, основанные на прямом методе Ляпунова. Показано, что для систем блочной структуры существует преобразование, позволяющее получить робастный регулятор, обеспечивающий минимум производной функции Ляпунова. При выполнении неравенств, ограничивающих область функционирования системы управления, для блочных систем рассматриваемого класса следуют достаточные условия разрешимости задачи синтеза оптимальных управлений в виде выполнения условия общности положения и асимптотическая устойчивость замкнутых систем.

Также показана связь (утверждение 2) между свойствами управляемости по Пятницкому [11] и устойчивостью объекта.

При наличии ограничений на управляющие воздействия и на переменные состояния найдены условия, накладываемые на правые части объекта в виде секторных ограничений, при выполнении ко-

торых осуществляется блочный синтез управления, обеспечивающий асимптотическую устойчивость замкнутых систем.

Приведены примеры блочного синтеза робастных управлений в многосвязных нелинейных системах с ограничениями на координаты и управляющие воздействия, подтверждающие практическую значимость предлагаемого подхода.

Список литературы

1. Земляков С. Д., Рутковский В. Ю. О некоторых результатах развития теории и практики применения беспописковых адаптивных систем // Автоматика и телемеханика. 2001. № 7.
2. Красовский А. А. Теория самоорганизующегося оптимального регулятора с биномиального типа в детерминированно-стохастическом приближении // Автоматика и телемеханика. 1999. № 5. С. 97—112.
3. Александров А. Г., Орлов Ю. Ф. Частотное адаптивное управление многомерными объектами // Автоматика и телемеханика. 2006. № 7. С. 104—119.
4. Дружинина М. В., Никифоров В. О., Фрадков А. Л. Методы адаптивного управления нелинейными объектами по выходу // Автоматика и телемеханика. 1996. № 1. С. 3—33.
5. Бобцов А. А. Алгоритм робастного управления в задаче слежения за командным сигналом с компенсацией паразитного эффекта внешнего неограниченного возмущения // Автоматика и телемеханика. 2005. № 8. С. 108—117.
6. Соколов В. Ф. Итеративный синтез робастных регуляторов при неизвестных нормах ограниченных возмущений // Автоматика и телемеханика. 2005. № 4. С. 110—126.
7. Баландин Д. В., Коган М. М. Синтез грубых регуляторов на основе линейных матричных неравенств // Автоматика и телемеханика. 2006. № 12. С. 154—162.
8. Медведев М. Ю. Синтез замкнутых оптимальных по быстродействию управлений каскадными нелинейными динамическими системами с ограничениями на координаты // Мехатроника, автоматизация и управление. 2009. № 7. С. 2—6.
9. Медведев М. Ю. Синтез субоптимальных управлений нелинейными многосвязными динамическими системами // Мехатроника, автоматизация и управление. 2009. № 12. С. 2—8.
10. Гайдук А. Р. Синтез нелинейных систем на основе управляемой формы Жордана // Автоматика и телемеханика. 2006. № 7. С. 3—13.
11. Пятницкий Е. С. Управляемость классов лагранжевых систем с ограниченными управлениями // Автоматика и телемеханика. 1996. № 12. С. 29—37.
12. Болтянский В. Г. Математические методы оптимального управления. М.: Наука, 1969.
13. Олейников В. А., Зотов Н. С., Пришвин А. Н. Основы оптимального и экстремального управления. Учеб. пособие для студентов вузов. М.: Высшая школа, 1969.
14. Гантмахер Ф. Р. Теория матриц. М.: Наука, 1961. С. 571.
15. Пшихопов В. Х. Организация репеллеров при движении мобильных роботов в среде с препятствиями // Мехатроника, автоматизация и управление. 2008. № 2. С. 34—41.
16. Пшихопов В. Х., Медведев М. Ю. Структурный синтез автопилотов подвижных объектов с оценением возмущений // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2006. № 1. С. 103.
17. Пшихопов В. Х. Оптимальное по быстродействию траекторное управление электромеханическими манипуляционными роботами // Изв. вузов. Электромеханика. 2007. № 1. С. 51—57.
18. Лукьянов А. Г. Блочный метод синтеза нелинейных систем на скользящих режимах // Автоматика и телемеханика. 1998. № 7. С. 14—34.
19. Keller H. Verenfacht Ljapunov — Synthese fur nichtlineare system // Automatisierungstechnik. 1990. № 3. P. 11—113.
20. Краснова С. А., Уткин В. А., Уткин А. В. Блочный синтез управления механическими системами в условиях неопределенности // Мехатроника, автоматизация и управление. 2009. № 6. С. 41—54.

Д. П. Ким, д-р техн. наук, проф.,
МИРЭА (технический университет), Москва
dpkim@yandex.ru

Алгебраический метод синтеза линейных непрерывных систем управления

Рассматривается задача синтеза передаточной функции регулятора по заданному времени регулирования и другим показателям качества алгебраическим методом. Рассматриваются случаи, когда синтезируемая система должна обладать астатизмом второго и более высокого порядка, и объект регулирования является неминимально-фазовым и его передаточная функция содержит правый полюс.

Ключевые слова: время регулирования, астатизм, неминимально-фазовый, нормированная передаточная функция, желаемая передаточная функция

Введение

Основным и широко известным методом синтеза линейных непрерывных систем автоматического управления по заданным показателям качества (время регулирования, перерегулирование и др.) и порядку астатизма является частотный метод [1–9]. Данный метод является трудоемким и рассчитан на синтез для ограниченного класса объектов управления [10]. Алгебраический метод, основанный на использовании желаемой передаточной функции (ЖПФ), известен сравнительно давно [10–12]. Однако он не нашел широкого распространения и применения. Это связано с тем, что не были разработаны четкие алгоритмы синтеза и определения ЖПФ по заданным показателям качества синтезируемой системы. ЖПФ не может быть произвольной, определяемой исключительно по заданным требованиям к качеству системы. При выборе ЖПФ без согласования ее числителя со знаменателем и учета передаточной функции объекта (неизменяемой части) может оказаться, что задача синтеза не разрешима или синтезированная система является не грубой. Для частного случая, когда передаточная функция объекта не имеет "нежелательных" нулей, один из возможных алгебраических способов синтеза системы управления и определения ЖПФ рассмотрен в [10].

Если объект является минимально-фазовым (т. е. его передаточная функция содержит только левые нули и полюсы) и синтезированная система не должна обладать астатизмом выше 1-го порядка, ЖПФ может не иметь нулей. И в этом случае выбор ЖПФ сводится только к определению ее знаменателя — характеристического полинома синтезируемой системы. Известны нормированные полиномы, кото-

рые обладают определенными показателями качества, в том числе полученные эмпирически полиномы, обладающие минимальным временем переходного процесса [13, 11]. По ним путем преобразования можно определить желаемый характеристический полином. В частности, таким образом можно решить задачу синтеза оптимальной по быстродействию линейной системы управления [14].

Задача синтеза неминимально-фазовой системы алгебраическим методом, когда передаточная функция объекта обладает одним правым нулем, была рассмотрена в [15]. В данной статье рассматривается задача синтеза, когда синтезируемая система должна обладать астатизмом r -го порядка ($r > 1$) и когда объект является неминимально-фазовым (его передаточная функция имеет правый полюс).

Алгоритм синтеза систем управления по желаемой передаточной функции

Вкратце остановимся на порядке синтеза системы управления с помощью метода ЖПФ.

Пусть задана передаточная функция объекта $W_o(s) = P(s)/R(s)$, и требуется найти передаточную функцию регулятора $W_p(s)$ (рис. 1), при которой передаточная функция синтезированной системы равна желаемой $W_{\text{ж}}(s)$. При этом регулятор должен быть физически осуществим, и синтезированная система должна быть грубой и обладать астатизмом r -го порядка.

Порядок решения поставленной задачи методом ЖПФ состоит в следующем [16].

Проводим факторизацию передаточной функции объекта, т. е. представляем ее в виде

$$W_o(s) = \frac{P(s)}{R(s)} = \frac{P^-(s)P^+(s)}{R^-(s)R^+(s)}. \quad (1)$$

Здесь $P^-(s)$, $R^-(s)$ — полиномы с левыми нулями; $P^+(s)$, $R^+(s)$ — полиномы с правыми и нейтральными нулями. Если полиномы $P(s)$ и $R(s)$ не содержат левых нулей, то $P^-(s)$ и $R^-(s)$ следует принять равными константе; если они не содержат правых и нейтральных нулей, то $P^+(s)$ и $R^+(s)$ следует положить равными единице.

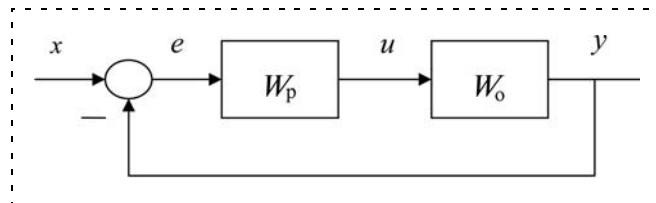


Рис. 1. Структурная схема

Затем выписываем условия разрешимости, физической осуществимости и грубости. При записи этих условий помимо степеней полиномов, входящих в правую часть соотношения (1), используем степени характеристического полинома синтезируемой системы (знаменателя ЖПФ) $G(s)$ и неизвестных полиномов $M(s)$ и $N(s)$. Обозначая степень полинома буквой n с нижним индексом, указывающим на соответствующий полином (например, n_T обозначает степень полинома $T(s)$), эти условия можно записать следующим образом:

- условие физической осуществимости

$$n_{R^-} + n_M \leq n_{P^-} + n_N + r_p; \quad (2)$$

- условие грубости

$$n_G = n_{R^+} + n_N + r_p; \quad (3)$$

- условие разрешимости

$$n_G \leq n_M + n_N + 1. \quad (4)$$

Здесь r_p — степень множителя s^{r_p} в знаменателе передаточной функции регулятора, определяемого требуемым порядком астатизма синтезируемой системы.

Далее, для того чтобы искомая передаточная функция регулятора была более простой, определяем минимально возможные степени n_M и n_N неизвестных полиномов $M(s)$ и $N(s)$, удовлетворяющих системе (2)–(4); выписываем эти полиномы с неизвестными коэффициентами, и составляем полиномиальное уравнение

$$P^+(s)M(s) + R^+(s)N(s)s^{r_p} = G(s). \quad (5)$$

Приравняв коэффициенты при одинаковых степенях слева и справа в последнем уравнении, получаем систему уравнений, откуда находим неизвестные коэффициенты полиномов $M(s)$ и $N(s)$.

Искомая передаточная функция регулятора имеет вид

$$W_p(s) = \frac{R^-(s)}{P^-(s)} \frac{M(s)}{N(s)s^{r_p}}. \quad (6)$$

Передаточная функция синтезируемой системы относительно задающего воздействия g и выхода y имеет вид (см. (1) и (6))

$$W_{yg}(s) = \frac{W_p(s)W_o(s)}{1 + W_p(s)W_o(s)} = \frac{P^+(s)M(s)}{G(s)}. \quad (7)$$

В числителе имеем полином передаточной функции объекта с правыми нулями и полином $M(s)$, который определяется из полиномиального уравнения в процессе синтеза. Таким образом, как отмечалось во введении, числитель ЖПФ не может быть задан произвольно: он зависит от заданной передаточной функции объекта и желаемого характеристического полинома.

Полиномы с левыми полюсами и нулями ($R^-(s)$ и $P^-(s)$) передаточной функции объекта входят в передаточную функцию регулятора, и они формально компенсируются последними. Формализм компенсации состоит в том, что они продолжают влиять на процессы в системе управления. Как отмечается в [10], компенсация левого полюса объекта, близко расположенного к мнимой оси, "порождает возможность возбуждения в системе регулирования нежелательных слабодемпфированных переходных процессов". Поэтому, если нужно, чтобы какие-либо левые нули и полюса передаточной функции объекта не компенсировались, их нужно включать в полиномы $P^+(s)$ и $R^+(s)$ с правыми нулями. Однако следует иметь в виду, что при этом повышается порядок синтезируемой системы управления, и это, как правило, приводит к ухудшению некоторых показателей качества.

Общие положения по определению желаемой передаточной функции

Определение ЖПФ основывается на использовании нормированной передаточной функции (передаточной функции в форме Вишнеградского).

Нормированная передаточная функция

$$W_H(q) = \frac{\tilde{b}_0 q^m + \tilde{b}_1 q^{m-1} + \dots + \tilde{b}_m}{q^n + \tilde{a}_1 q^{n-1} + \dots + \tilde{a}_{n-1} q + 1}$$

при преобразовании переменной $q = \alpha s$ приводится к виду

$$W(s) = \frac{b_0 s^m + b_1 s^{m-1} + \dots + b_m}{a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + 1},$$

где

$$b_i = \tilde{b}_i \alpha^{m-i}, i = 0, 1, \dots, m; a_0 = \alpha^n, a_k = \tilde{a}_k \alpha^{n-k}, k = 1, 2, \dots, n-1. \quad (8)$$

Аргументы τ и t оригиналов изображений с переменными q и s связаны соотношением $t = \alpha \tau$. Поэтому время регулирования t_p исходной системы и время регулирования τ_p для системы с нормиро-

ванной передаточной функцией связаны соотношением

$$t_p = \alpha \tau_p \text{ или } \alpha = t_p / \tau_p.$$

Характер переходного процесса и величина перерегулирования для систем управления с исходной и нормированной передаточными функциями совпадают. Поэтому по заданному требованию к характеру переходного процесса (без учета требования ко времени регулирования) и перерегулированию можно будет осуществить выбор нормированной передаточной функции, и по времени регулирования τ_p системы с выбранной нормированной передаточной функцией и требуемому времени регулирования t_p определить параметр $\alpha = t_p / \tau_p$. Затем по формуле (8) можно будет определить коэффициенты ЖПФ.

Если приравнять передаточную функцию $W_{yg}(s)$ (см. (7)) ЖПФ и разрешить относительно передаточной функции регулятора, то получим

$$W_p(s) = \frac{1}{W_0(s)} \frac{W_{ж}(s)}{1 - W_{ж}(s)}.$$

Отсюда в силу условия физической осуществимости следует, что порядок n_G ЖПФ не должен быть меньше порядка n_R передаточной функции объекта:

$$n_G \geq n_R.$$

Вместе с тем, из (2)–(4) можно получить неравенство

$$n_G - n_R \geq n_{R^+} + r_p - n_{P^-} - 1. \quad (9a)$$

Поэтому для минимально возможного порядка ЖПФ имеем

$$n_G = n_R \text{ при } l \leq 0 \quad (l = n_{R^+} + r_p - n_{P^-} - 1); \quad (9b)$$

$$n_G = n_R + l \text{ при } l > 0. \quad (9b)$$

Как следует из (7), передаточная функция синтезированной системы и, соответственно, ЖПФ не имеют нулей, если передаточная функция объекта не имеет правых нулей, и степень полинома $M(s)$ равна нулю. Из (3) и (4) находим

$$n_M \geq n_{R^+} + r - 1.$$

Поэтому можно будет принять $n_M = 0$, если передаточная функция не имеет правых полюсов и порядок астатизма не превышает единицу или имеет

один правый полюс и синтезированная система является статической.

Таким образом, если объект является минимально-фазовым и порядок астатизма синтезируемой системы не превышает единицы, то ЖПФ не имеет нулей, и ее поиск сводится к определению ее знаменателя $G(s)$.

Определение желаемой передаточной функции при синтезе системы управления с астатизмом r -го порядка ($r > 1$)

Пусть передаточная функция объекта (неизменяемой части) имеет вид

$$W_0(s) = \frac{P(s)}{R_1(s)s^{r_0}},$$

где полиномы $P(s)$ и $R_1(s)$ имеют только левые нули. Требуется синтезировать систему автоматического управления с астатизмом r -го порядка ($r > 1$) относительно задающего воздействия и имеющую характеристический полином

$$G(s) = c_0 s^n + c_1 s^{n-1} + \dots + c_n.$$

Выполним факторизацию передаточной функции объекта.

$$P^-(s) = P(s), \quad P^+(s) = 1; \quad R^-(s) = R_1(s), \quad R^+(s) = s^{r_0}.$$

В данном случае имеем:

$$n_G = n, \quad n_{P^-} = n_P, \quad n_{P^+} = 0, \quad n_{R^-} = n_{R_1}, \quad n_{R^+} = r_0.$$

Условия физической осуществимости, грубости и разрешимости (2)–(4) принимают вид

$$\begin{aligned} n_{R_1} + n_M &\leq n_P + n_N + r_p \quad (r_p = r - r_0); \\ n &= r_0 + n_N + r_p; \quad n \leq n_M + n_N + 1. \end{aligned}$$

Отсюда для минимальных степеней неизвестных полиномов получаем

$$n_N = n - r, \quad n_M = r - 1.$$

Запишем неизвестные полиномы в виде

$$M(s) = b_0 s^{r-1} + b_1 s^{r-2} + \dots + b_{r-1};$$

$$N(s) = a_0 s^{n-r} + a_1 s^{n-r-1} + \dots + a_{n-r}.$$

При этом полиномиальное уравнение (5) примет вид

$$\begin{aligned} b_0 s^{r-1} + b_1 s^{r-2} + \dots + b_{r-1} + (a_0 s^{n-r} + a_1 s^{n-r-1} + \dots + a_{n-r}) s^r = c_0 s^n + c_1 s^{n-1} + \dots + c_n. \end{aligned}$$

Приравнивая коэффициенты при одинаковых степенях в левой и правой частях, получим

$$a_0 = c_0, a_1 = c_1, \dots, a_{n-r} = c_{n-r},$$

$$b_0 = c_{n-r+1}, b_1 = c_{n-r+2}, \dots, b_{r-1} = c_n.$$

Следовательно, имеем

$$M(s) = c_{n-r+1}s^{r-1} + c_{n-r+2}s^{r-2} + \dots + c_n; \quad (10)$$

$$N(s) = c_0s^{n-r} + c_1s^{n-r-1} + \dots + c_{n-r}. \quad (11)$$

Передаточная функция регулятора принимает вид (см. (6))

$$W_p(s) = \frac{R_1(s)(c_{n-r+1}s^{r-1} + c_{n-r+2}s^{r-2} + \dots + c_n)}{P(s)(c_0s^{n-r} + c_1s^{n-r-1} + \dots + c_{n-r})s^{r-r_0}}. \quad (12)$$

Передаточная функция синтезированной системы (см. (7)) и, соответственно, ЖПФ принимает вид

$$W_{\text{ж}}(s) = \frac{c_{n-r+1}s^{r-1} + c_{n-r+2}s^{r-2} + \dots + c_n}{c_0s^n + c_1s^{n-1} + \dots + c_n}. \quad (13)$$

Таким образом, числитель ЖПФ совпадает с суммой r последних слагаемых знаменателя. Такой же вид будет иметь соответствующая нормированная передаточная функция. Поэтому определение нормированной функции и, соответственно, ЖПФ не представляет труда.

Пример 1. Дана передаточная функция объекта

$$W_o(s) = \frac{0,5s + 1}{(0,1s^2 + 1,1s + 1)s}.$$

Требуется определить передаточную функцию регулятора, при котором синтезированная система обладает следующими свойствами:

- коэффициенты позиционной и скоростной ошибок равны нулю;
- переходный процесс апериодический;
- перерегулирование $\sigma \leq 30$;
- время регулирования $t_p \approx 3,3$ с.

Решение. Для того чтобы коэффициенты позиционной и скоростной ошибок были равны нулю, система должна обладать астатизмом второго порядка ($r = 2$). Но так как объект содержит одно интегрирующее звено ($r_0 = 1$), то достаточно, чтобы регулятор включал одно интегрирующее звено ($r_p = 1$).

Определим нормированную передаточную функцию, обеспечивающую апериодический переходный процесс и перерегулирование $\sigma \leq 30$. Но пре-

жде всего нужно определить ее порядок. Выполним факторизацию передаточной функции объекта.

$$P^-(s) = 0,5 + 1, P^+ = 1, \\ R^-(s) = 0,1s^2 + 1,1s + 1, R^+(s) = s.$$

Для степеней этих полиномов имеем

$$n_{P^-} = 1, n_{P^+} = 0, n_{R^-} = 2, n_{R^+} = 1.$$

Условие (9а), которому должен удовлетворять порядок ЖПФ n_G , принимает вид

$$n_G - n_R \geq 1 + 1 - 1 - 1 = 0.$$

Поэтому в соответствии с (9б) принимаем

$$n_G = n_R = 3.$$

Выберем в качестве нормированного характеристического полинома полином с одинаковыми нулями

$$G_H(q) = q^3 + 3q^2 + 3q + 1.$$

Тогда искомая нормированная передаточная функция примет вид

$$W_H(q) = \frac{3q + 1}{q^3 + 3q^2 + 3q + 1}.$$

Переходный процесс системы с такой передаточной функцией апериодический, время регулирования и перерегулирование соответственно равны $\tau_p = 6,53$ и $\sigma = 25$. Таким образом, приведенная нормированная передаточная функция по характеру переходного процесса и перерегулированию удовлетворяет заданным требованиям. Исходя из заданного времени регулирования $t_p \approx 3,3$ и полученного $\tau_p = 6,53$ находим

$$\alpha = \frac{t_p}{\tau_p} \approx 0,5.$$

И, соответственно, для коэффициентов знаменателя ЖПФ

$$G(s) = c_0s^3 + c_1s^2 + c_2s + 1$$

получаем

$$c_0 = \alpha^3 = 0,125, c_1 = 3\alpha^2 = 0,75, c_2 = 3\alpha = 1,5.$$

В данном примере

$$r = 2, n_M = r - 1 = 1, n_N = n - r = 1.$$

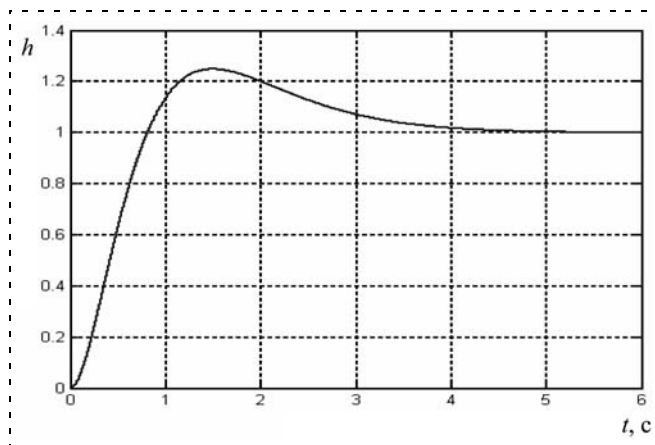


Рис. 2. Переходная характеристика

Поэтому полномы $M(s)$, $N(s)$ и передаточная функция регулятора принимают вид

$$M(s) = c_2 s + 1 = 1,5s + 1;$$

$$N(s) = c_0 s + c_1 = 0,125s + 0,75;$$

$$W_p(s) = \frac{(0,1s^2 + 1,1s + 1)(1,5s + 1)}{(0,5s + 1)(0,125s + 0,75)s}.$$

На рис. 2 представлена переходная характеристика синтезированной системы. Из нее следует, что перерегулирование $\sigma \leq 30$, время регулирования $t_p \approx 3,3$ с и переходный процесс апериодический, что соответствует заданным требованиям.

Определение желаемой передаточной функции при синтезе системы управления с неминимально-фазовым объектом

В данном разделе рассмотрим задачу синтеза в случае, когда объект управления является неминимально-фазовым, и его передаточная функция имеет вид

$$W_o(s) = \frac{P(s)}{R_1(s)(s - \beta)s^{r_0}}. \quad (14)$$

Здесь $P(s)$ и $R_1(s)$ — полиномы с левыми нулями. Требуется синтезировать систему автоматического управления с астатизмом r -го порядка с характеристическим полиномом

$$G(s) = c_0 s^n + c_1 s^{n-1} + \dots + c_n.$$

Проведем факторизацию передаточной функции объекта:

$$P^-(s) = P(s), P^+(s) = 1;$$

$$R^-(s) = R_1(s), R^+(s) = (s - \beta)s^{r_0}.$$

В данном случае имеем:

$$n_G = n, n_{P^-} = n_P, n_{P^+} = 0, n_{R^-} = n_{R_1}, n_{R^+} = r_0 + 1.$$

Условия физической осуществимости, грубости и разрешимости (2)—(4) принимают вид

$$n_{R_1} + n_M \leq n_P + n_N + r_p \quad (r_p = r - r_0);$$

$$n = r_0 + 1 + n_N + r_p;$$

$$n \leq n_M + n_N + 1.$$

Отсюда для минимальных степеней неизвестных полиномов получаем

$$n_N = n - r - 1, n_M = r.$$

Запишем неизвестные полиномы в виде

$$M(s) = b_0 s^r + b_1 s^{r-1} + \dots + b_r;$$

$$N(s) = a_0 s^{n-r-1} + a_1 s^{n-r-2} + \dots + a_{n-r-1}.$$

При этом полиномиальное уравнение (5) примет вид

$$b_0 s^r + b_1 s^{r-1} + \dots + b_r + (s - \beta)(a_0 s^{n-r-1} + a_1 s^{n-r-2} + \dots + a_{n-r-1})s^r = c_0 s^n + c_1 s^{n-1} + \dots + c_n.$$

Приравнявая коэффициенты при одинаковых степенях в левой и правой частях, получим

$$a_0 = c_0, a_1 = c_1 + \beta a_0, a_2 = c_2 + \beta a_1, \dots, a_{n-r-1} = c_{n-r-1} + \beta a_{n-r-2}; \quad (15a)$$

$$b_0 = c_{n-r} + \beta a_{n-r-1}, b_1 = c_{n-r+1}, b_2 = c_{n-r+2}, \dots, b_r = c_n. \quad (15b)$$

Передаточная функция регулятора принимает вид (см. (6))

$$W_p(s) = \frac{R_1(s)(b_0 s^r + b_1 s^{r-1} + \dots + b_r)}{P(s)(a_0 s^{n-r-1} + a_1 s^{n-r-2} + \dots + a_{n-r-1})s^{r_p}}, \quad (16)$$

где b_k ($k = 1, 2, \dots, r$) и a_i ($i = 0, 1, 2, \dots, n - r - 1$) определяются из соотношений (15).

Передаточная функция синтезированной системы (см. (7)) и, соответственно, ЖПФ принимает вид

$$W_{\text{ж}}(s) = \frac{(s_{n-r} + \beta a_{n-r-1})s^r + c_{n-r+1}s^{r-1} + \dots + c_n}{c_0 s^n + c_1 s^{n-1} + \dots + c_n}.$$

Числитель ЖПФ, кроме первого слагаемого, совпадает с суммой последних r слагаемых знаменателя. Положив

$$\frac{c_{n-r} + \beta a_{n-r-1}}{c_{n-r}} = \gamma, \quad (17)$$

ЖПФ можно представить в виде

$$W_{\text{ж}}(s) = \frac{\gamma c_{n-r} s^r + c_{n-r+1} s^{r-1} + \dots + c_n}{c_0 s^n + c_1 s^{n-1} + \dots + c_n}. \quad (18)$$

Соответственно, нормированная передаточная функция будет иметь вид

$$W_{\text{н}}(q) = \frac{\gamma d_{n-r} q^r + d_{n-r+1} q^{r-1} + \dots + d_{n-1} q + 1}{q^n + d_1 q^{n-1} + \dots + d_{n-1} q + 1}.$$

Согласно (8) коэффициенты ЖПФ и нормированной передаточной функции связаны соотношением

$$c_0 = \alpha^n, c_n = 1, c_k = d_k \alpha^{n-k}, k = 1, 2, \dots, n-1. \quad (19)$$

В данном случае нет возможности определить нормированную передаточную функцию, с помощью которой можно было бы определить время регулирования τ_p и параметр $\alpha = t_p/\tau_p$, так как ее числитель зависит от этого параметра.

Для определения передаточной функции регулятора можно воспользоваться следующим алгоритмом, основанном на задании и варьировании параметра α .

1. Выбрать нормированный характеристический полином (знаменатель нормированной передаточной функции).

2. Задав значение параметра α , из соотношений (19) определить коэффициенты c_i ($i = 0, 1, 2, \dots, n$) знаменателя ЖПФ.

3. По рекуррентной формуле (15а) определить коэффициенты a_i ($i = 0, 1, 2, \dots, n-r-1$) полинома $N(s)$.

4. По формуле (15б) определить коэффициенты b_k ($k = 1, 2, \dots, r$) полинома $M(s)$.

5. В соответствии с формулой (16) определить передаточную функцию регулятора и путем исследования синтезированной системы определить время регулирования t_p и перерегулирование σ .

Задавая значением α на интервале с некоторым шагом и проведя расчеты и исследования согласно приведенному алгоритму, можно найти искомую передаточную функцию регулятора.

Пример 2. Дана передаточная функция объекта

$$W_o(s) = \frac{0,5s + 1}{(s + 1)(0,4s - 1)}.$$

Требуется определить передаточную функцию регулятора, при котором синтезированная система обладает следующими свойствами:

- коэффициенты позиционной и скоростной ошибок равны нулю;
- переходный процесс апериодический;
- перерегулирование $\sigma \leq 30$;
- время регулирования $t_p \leq 1$ с.

Решение. Приведем передаточную функцию объекта к виду (14):

$$W_o(s) = \frac{2,5(0,5s + 1)}{(s + 1)(s - 2,5)}.$$

Выполним факторизацию передаточной функции объекта:

$$P^-(s) = 2,5(0,5 + 1), P^+ = 1, \\ R^-(s) = s + 1, R^+(s) = s - 2,5.$$

Для степеней этих полиномов имеем

$$n_{P^-} = 1, n_{P^+} = 0, n_{R^-} = 1, n_{R^+} = 1.$$

Как отмечалось, для того чтобы коэффициенты позиционной и скоростной ошибок были равны нулю, система должна обладать астатизмом второго порядка ($r = 2$). Но так как объект не имеет интегрирующего звена, то регулятор должен содержать два интегрирующих звена ($r_p = 2$).

Определим порядок ЖПФ. В условии (9), которому должен удовлетворять порядок ЖПФ,

$$l = n_{R^+} + r_p - n_{P^-} - 1 = 1.$$

Поэтому в соответствии с (9б) принимаем

$$n = n_G = n_R + 1 = 3.$$

Выберем в качестве нормированного характеристического полинома полином с одинаковыми нулями

$$G_{\text{н}}(q) = q^3 + 3q^2 + 3q + 1.$$

При этом имеем

$$d_0 = 1, d_1 = 3, d_2 = 3, d_3 = 1.$$

В данном случае

$$n_N = n - r - 1 = 0, n_M = r = 2, \beta = 2,5.$$

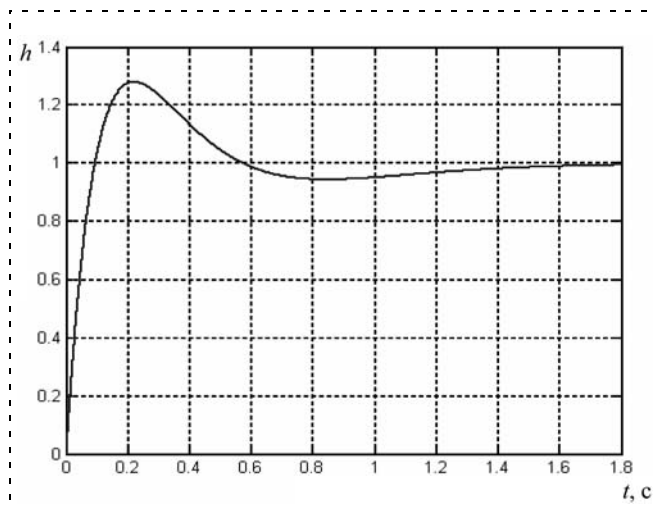


Рис. 3. Переходная характеристика

α	0,05	0,1	0,15	0,2	0,25	0,3	0,35
σ	22,29	24,1	26,03	28,04	30,13	32,29	34,51
t_p	0,135	0,26	0,38	0,99	1,32	1,66	2,01
u_m	50	26	18	14	11,6	10	8,86

Формулы (19) и (15) соответственно принимают вид

$$c_0 = \alpha^3, c_3 = 1, c_1 = d_1 \alpha^2, c_2 = d_2 \alpha,$$

$$a_0 = c_0,$$

$$b_0 = c_1 + 2,5a_0, b_1 = c_2, b_2 = c_3.$$

Передаточная функция регулятора имеет вид (см. (16))

$$W_p(s) = \frac{(s+1)(b_0 s^2 + b_1 s + b_2)}{2,5(0,5s+1)a_0 s^2}.$$

В соответствии с приведенным выше алгоритмом была составлена программа на MATLAB и проведено исследование, результаты которого приведены в таблице (u_m — максимальное по модулю значение управления). Из таблицы следует, что требования к синтезируемой системе выполняются при $\alpha \leq 0,2$. Чем меньше α , тем меньше время регулирования t_p и перерегулирование σ . Однако чем меньше α и, соответственно, меньше время регулирования и перерегулирование, тем больше мак-

симальное по модулю управление u_m . Поэтому в качестве решения примем передаточную функцию регулятора, соответствующую значению $\alpha = 0,2$. При этом

$$W_p(s) = \frac{(s+1)(0,14s^2 + 0,6s + 1)}{0,02(0,5s+1)s^2},$$

перерегулирование $\sigma = 28,04$, время регулирования $t_p = 0,99$ и максимальное по модулю управление $u_m = 14$. На рис. 3 представлена переходная характеристика.

Список литературы

1. Бесекерский В. А., Попов Е. П. Теория систем автоматического регулирования. М.: Наука, 1966.
2. Теория автоматического управления. Ч. 1. Теория линейных систем автоматического управления. Под ред. акад. А. А. Воронова. М.: Высшая школа, 1986.
3. Теория автоматического управления. Под ред. А. В. Нестушила. М.: Высшая школа, 1968.
4. Основы автоматического регулирования и управления. Под ред. В. М. Понамарева и А. П. Литвинова. М.: Высшая школа, 1974.
5. Юревич Е. И. Теория автоматического управления. Л.: Энергия, 1969.
6. Воронов А. А. Основы теории автоматического управления: Автоматическое регулирование непрерывных линейных систем. 2-е издание, переработанное. М.: Энергия, 1980.
7. Солодовников В. В., Плотников В. Н., Яковлев А. В. Основы теории и элементы систем автоматического регулирования. М.: Машиностроение, 1985.
8. Солодовников В. В. Синтез корректирующих устройств систем автоматического регулирования. В кн.: Техническая кибернетика. Теория автоматического регулирования / Под ред. В. В. Солодовникова. Кн. 2. Анализ и синтез линейных непрерывных и дискретных систем автоматического регулирования. М.: Машиностроение, 1967. Гл. 8.
9. Куропаткин П. В. Теория автоматического управления. М.: Высшая школа, 1973.
10. Солодовников В. В., Филимонов Н. Б. Динамическое качество систем автоматического регулирования. М.: МВТУ им. Н. Э. Баумана, 1987.
11. Соколов Н. И. Аналитический метод синтеза систем управления. М.: Машиностроение, 1966.
12. Гайдук А. Р. Алгебраические методы анализа и синтеза систем автоматического управления. Ростов-на-Дону: Изд-во Ростовского университета, 1988.
13. Красовский А. А., Поспелов Г. С. Основы автоматизации и технической кибернетики. М.-Л.: ГОСЭНЕРГОИЗДАТ, 1962.
14. Ким Д. П. Синтез оптимальных по быстродействию непрерывных линейных регуляторов // Автоматика и Телемеханика. 2009. № 3. С. 5—14.
15. Ким Д. П. Синтез неминимально-фазовых систем управления с заданным временем регулирования // Мехатроника, автоматизация, управление. 2010. № 4. С. 5—10.
16. Ким Д. П. Теория автоматического управления. Т. 1. Линейные системы. Изд. второе, исправленное и дополненное. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2007.

УДК 510.67; 656.081

А. С. Иванов, канд. физ.-мат. наук, зав. кафедрой,
Р. Ю. Лапковский, аспирант,
Д. А. Уков, аспирант,
Л. Ю. Филимонюк, инженер-исследователь,
Институт проблем точной механики
и управления РАН, г. Саратов
ac_ivanov@info.sgu.ru

Кибернетический подход к моделированию разнородных процессов в мехатронных системах

Предлагается применение разработанного средствами математической кибернетики причинно-следственного подхода к моделированию сложных мехатронных человеко-машинных эргатических систем. Особенностью таких систем является взаимодействие в них процессов различной физической природы. Создание моделей подобных систем необходимо для решения задач анализа, синтеза и диагностики.

Для построения причинно-следственных комплексов, описывающих действия человека-оператора и функционирование технических систем, а также связывающих разнородные процессы, предложено применение метода особых состояний. Приведены примеры подхода к моделированию автомобильных и авиационных транспортных систем.

Ключевые слова: моделирование, кибернетические системы, сложные системы, эргатические системы, человеко-машинные системы, причинно-следственный комплекс, особые состояния

Введение

Моделирование функционирования сложных эргатических систем (предприятия, самолета, подводной лодки, электростанции и т. п.), а особенно поиск причин возникновения критических ситуаций в таких системах является сложной и актуальной задачей. Подобные системы, как правило, состоят из большого числа компонентов различной природы, каждый из которых описывается своей моделью, своим набором характеристик и свойств [1, 2].

Существуют довольно много программных комплексов, моделирующих происшествие в дорожно-транспортных системах (CARAT, CMAC, PC-CRASH [3]), систем поддержки пилота в особых ситуациях и диагностирования Intelligent flight control system (IFCS) [4], Predicate Failures & Advanced Diagnostics (PFAD) [5], а также систем посадки са-

молетов [6]. Они позволяют выполнять сложные расчеты разрушения и деформации, а также обеспечивают визуализацию полученных результатов, однако основная нагрузка по интерпретации этих результатов приходится на сотрудников экспертизы и на лица, проводящие расследование, а также на пилотов. Более того, вышеуказанные модели практически не учитывают человеческий фактор, т. е. не учитываются логика и действия лиц, принимающих решения (членов экипажа, водителей и т. д.) непосредственно перед моментом аварии и во время ее развития.

Вместе с тем, в настоящее время существуют научные разработки, позволяющие формировать модели, основанные на использовании категорий "причина" и "следствие" как достаточно общих понятий для представления объектов, процессов и явлений, которые описываются количественными и качественными показателями. В [7] предложен метод построения моделей для описания взаимосвязей и взаимодействий разнородных процессов в сложных мехатронных системах на основе описания причинно-следственных связей. Предлагаемый метод позволит уменьшить субъективизм в выводах лиц, проводящих расследование, предлагая наиболее вероятную причину аварии.

Основные понятия причинно-следственного комплекса

В основу причинно-следственного комплекса (ПСК) положена формализация причинно-следственных связей в структуре системы.

Для описания структуры системы используются звенья причинно-следственных связей, предложенные А. Ф. Резчиковым и В. А. Твердохлебовым [7, 8]. Звено состоит из группы причины, группы следствия и ядра, описывающего связь групп причины и следствия, согласующихся с целями системы и представляющего собой явно или неявно механизм (законы, правила, модели и алгоритмы и т. п.) реализации причинно-следственной связи. Группа причины включает в себя причину и условие реализации причинно-следственной связи, называемое *условием 1*. В состав группы следствия входит как, собственно, следствие, вызываемое взаимодействием причины и условия 1, так и условие после реализации связи, называемое *условием 2*. Построение ПСК осуществляется по правилам композиции

звеньев. На основе этих правил в [7] была предложена алгебра, определяющая операции над звеньями, и формальный язык, представляющий связь аргументов операции с ее результатом.

Причина, следствие, условия 1 и 2 представляются элементами некоторого универсума Ω , включающего в себя все объекты, процессы и явления описываемой предметной области, определенные с различными уровнями полноты, общности и точности. Содержимое универсума определяется конкретной областью приложения. Универсум представляет собой совокупность частных универсумов $\Omega_1, \dots, \Omega_n$ — компонентов, описывающих характеристики моделируемых процессов $\Omega = \Omega_1 \times \dots \times \Omega_n$. Так, в [9] при расследовании наезда автомобиля на неподвижное препятствие элементы универсума были образованы шестью компонентами $\Omega_1, \dots, \Omega_6$ (командно-информационный, участники, технические средства, энергообеспечение, природные факторы и описание места аварии).

Причинно-следственный комплекс позволяет учитывать взаимодействие и взаимовлияние различных по природе явлений, описываемых как количественными, так и качественными характеристиками.

Свойство фрактальности, которым обладает структура ПСК, дает возможность постепенно, не упуская важных деталей, описать в общем виде эргатическую систему. Человеку свойственно ошибаться и упускать детали при анализе сложных процессов, а причинно-следственный подход позволяет проводить подобный анализ с минимальными ошибками и упрощениями.

Причинно-следственный комплекс как средство моделирования взаимодействия разнородных процессов

Одним из основных принципов построения ПСК, описывающего какую-либо сложную систему, является принцип фрактальности или самоподобия, согласно которому основной комплекс декомпозируется на ряд более простых, которые, в свою очередь, также могут быть подвергнуты декомпозиции и т. д.

Таким образом, внутренняя структура основного комплекса представляется несколькими уровнями декомпозиции, каждому из которых соответствует описание моделируемого процесса на соответствующем уровне детализации. Каждый уровень представляет собой набор звеньев, связанных друг с другом, и описывающих тот или иной подпроцесс.

Подпроцессы могут протекать последовательно (второй подпроцесс выполняется только после то-

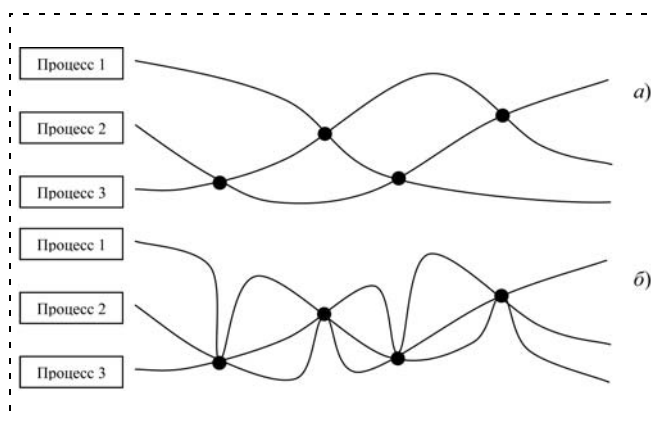


Рис. 1. Точки взаимодействия процессов (а) и особые состояния системы, состоящей из взаимодействующих процессов (б)

го, как выполнялся первый) и параллельно (два процесса выполняются одновременно, в одно и то же модельное время).

Последовательные и параллельные процессы, как правило, описываются, соответственно, последовательными и параллельными конструкциями ПСК, которые задаются с помощью алгебры ПСК [8].

Взаимодействие процессов системы схематично изображено на рис. 1, а. На отдельных этапах каждый процесс протекает изолированно, используя только те сведения об остальных процессах, которые необходимы для выполнения текущего этапа. В какой-то момент времени параметры одного из процессов изменяются, и их надо передать другим процессам. На схеме эти моменты обозначены точками. Для моделирования такого взаимодействия удобно использовать ПСК, в которых для каждого процесса участок между двумя точками моделируется звеном, ядро которого и реализует моделируемый процесс, а точки образуют связи этих звеньев. Основная проблема заключается в том, что число точек и их местоположение заранее предсказать невозможно, так как оно зависит от исходных данных и поведения системы в целом.

Для решения проблемы предлагается применить метод особых состояний [10], где выделяются два типа состояний сложной системы:

- 1) обычные (неособые) состояния, в которых система находится почти все время;
- 2) особые состояния, характерные для системы в некоторые моменты времени, в которые происходит взаимодействие процессов в ПСК.

Таким образом, процесс разбивается на этапы так, что после окончания каждого наступает особое состояние системы, в которое происходит взаимодействие всех процессов (рис. 1, б).

Точки — это места сочленения звеньев цепочек, а линии между точками — сами звенья, модели-

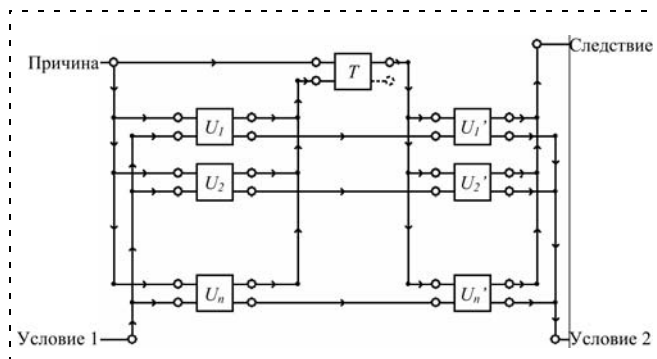


Рис. 2. Декомпозиция звена, описывающего один этап моделирования

рующие соответствующий процесс в соответствующее модельное время.

В результате всегда получится комплекс n последовательно соединенных звеньев причинно-следственных связей.

Каждое звено построенного комплекса, в свою очередь, декомпозируется в комплекс, изображенный на рис. 2. На первом этапе для i -го процесса звено U_i будет вычислять модельное время, через которое он перейдет в особое состояние, т. е. ему будет необходимо осуществить связь с другим процессом. Полученное время t_i звено U_i передает звену T , которое из полученного списка времен выбирает минимальное $t_{\min} = \min(t_1, \dots, t_n)$. После этого, на втором этапе звенья $U_1', \dots, U_n'$ будут моделировать поведение системы за вычисленное минимальное время $t_{\min}$.

На основании предложенного подхода можно построить ПСК, описывающий взаимодействие сложных разнородных процессов, протекающих параллельно. Комплекс легко масштабируется и может быть использован для моделирования движения различного рода транспортных и иных средств, учитывая при этом взаимное влияние процессов, описывающих действия участников движения, погодные условия, физические законы движения и т. д. ПСК также дает возможность по заданной группе причины, описывающей начальное состояние моделируемой мехатронной системы, получить следствие, т. е. результат ее функционирования. При этом можно описывать как "штатное", регулярное функционирование, так и "нарушенный режим" [1].

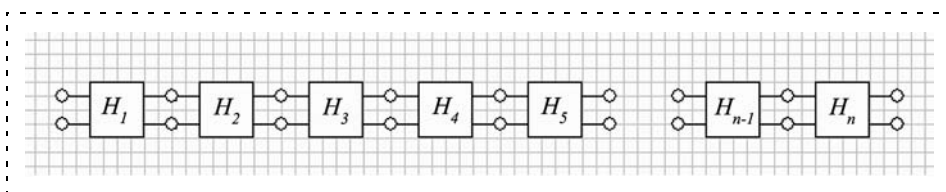


Рис. 3. Цепочка причинно-следственных комплексов, описывающих основные этапы движения автомобиля

Применение причинно-следственных комплексов в моделировании движения транспортных средств

Рассмотрим применение комплексов причинно-следственных связей для моделирования движения транспортного средства, такого как автомобиль, самолет и т. д. Транспортное средство как человеко-машинная система должно управляться оператором (водителем, пилотом и т. д.), иметь возможность перевозить определенное количество грузов и пассажиров, а также уметь выполнять ряд функций, таких как выезд из гаража, парковка, проезд перекрестка, взлет, посадка и т. д. При этом результаты выполнения одного этапа движения служат входными данными для следующего этапа (рис. 3).

Процесс движения как автомобиля, так и самолета по маршруту может быть представлен в виде последовательной конструкции звеньев, где каждое звено описывает тот или иной этап процесса движения.

В случае автомобиля:

H_1 — подготовительный этап, на котором выполняется проверка систем автомобиля, запуск двигателя и т. д.;

H_2 — начало движения, выезд из дворовой территории;

H_3 — движение по прямому участку дороги;

H_4 — проезд перекрестка;

H_5 — движение по прямому участку дороги;

...

H_{n-1} — въезд на территорию стоянки, завершение движения;

H_n — завершающий этап, остановка двигателя.

Из представленных этапов для реализации был выбран этап, описываемый звеном H_4 — проезд перекрестка. Предлагается более подробно рассмотреть моделирование движения двух автомобилей, пересекающих перекресток в перпендикулярном направлении друг к другу. При моделировании движения необходимо учитывать ряд факторов, влияющих на поведение автомобиля. Эти факторы представляются пятью компонентами глобального универсума [6]:

- "командно-информационный" компонент Ω_1 включает в себя правила дорожного движения, информацию о светофорах, регулирующих движение на перекрестке, и другую информацию, которой пользуется водитель для принятия решений;
- компонент "транспортные средства" Ω_2 содержит информацию как о самих средствах передвижения, так и о функционировании составляющих их механизмов;

- компонент "участники движения" Ω_3 включает в себя информацию о водителях рассматриваемых транспортных средств с учетом их индивидуальных особенностей, текущего состояния и реакций на внешние воздействия, оказываемые светофорами, информационными сигналами автомобилей и др.;
- компонент "энергообеспечение" Ω_4 содержит информацию о топливной системе, системе зажигания и т. д.;
- компонент "дорожные условия" Ω_5 включает в себя данные о всех важных для движения факторах дороги, таких как расположение командно-информационных элементов, препятствий, характеристики дорожного полотна, полос движения, а также погодных условий.

Так как этап проезда перекрестка (как и большинство других этапов движения) представляет собой процесс, состоящий из множества подпроцессов, протекающих параллельно и взаимодействующих между собой, структуру звена H_4 будем строить с помощью рассмотренного ранее метода. Декомпозиция звена представляет собой последовательную цепочку звеньев, каждое из которых описывает очередной этап движения автомобилей. В местах соединения звеньев цепочки осуществляется причинно-следственное взаимодействие всех подпроцессов после очередного этапа движения.

Каждое звено цепочки является звеном со структурой, представленной на рис. 2. В данной структуре все подпроцессы разделяются на классы в соответствии с компонентами универсума, за каждый из которых отвечают пары звеньев $(U_1, U'_1) \dots (U_5, U'_5)$.

Рассмотрим более детально работу комплекса, построенного с использованием предлагаемого подхода и моделирующего движение автомобилей на перекрестке. Для краткости изложения ограничимся четырьмя составляющими: один светофор (командно-информационный), водитель одного автомобиля (участники движения), транспортное средство рассматриваемого водителя (транспортные средства), движение автомобиля как материального тела (дорожные условия). Рассмотрим фрагмент моделирования дорожной ситуации на примере четырех этапов, на каждом из которых осуществляется связь между процессами, как показано на рис. 4.

Этап 1: при наступлении момента, в который водитель реагирует на окружающие условия, процесс "Участники движения" передает запрос процессам "Командно-информационный"

и "Дорожные условия" на получение данных о состоянии светофора и текущего положения автомобиля на дороге.

Этап 2: при поступлении запроса процессы "Командно-информационный" и "Дорожные условия" немедленно передают соответствующую информацию процессу "Участники движения".

Этап 3: водитель анализирует поступившую информацию и принимает решение об экстренном торможении. Процесс "Участники движения" передает команду нажатия на тормоз процессу "Транспортные средства" с соответствующей задержкой.

Этап 4: процесс "Транспортные средства" получает команду о торможении и с задержкой, равной времени срабатывания тормозов, передает процессу "Дорожные условия" информацию об изменившемся ускорении.

После получения информации о новом ускорении процесс "Дорожные условия" будет соответствующим образом моделировать дальнейший процесс движения.

Таким образом происходит моделирование дорожно-транспортной системы, включающей в себя такие разнородные элементы, как светофоры, автомобили, водители и т. д.

Для ПСК, описывающего этап посадки самолета, используются следующие компоненты глобального универсума:

- "командно-информационный" компонент Ω_1 включает в себя инструкции и правила захода на посадку и другую информацию, которой пользуется экипаж при принятии решений;
- компонент "участники процесса посадки" Ω_2 содержит информацию об экипаже рассматриваемого воздушного судна и диспетчерах, определяя их индивидуальные свойства;
- компонент "воздушное судно" Ω_3 включает в себя данные как о самом самолете, так и о функционировании составляющих механизмов;
- компонент "энергообеспечение" Ω_4 содержит информацию о топливной системе, системе электропитания и т. д.;
- компонент "метеорологические условия" Ω_5 содержит все существенные для движения по глиссаде погодные характеристики.

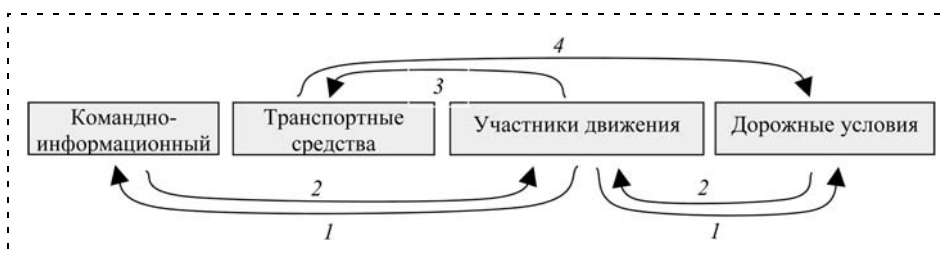


Рис. 4. Схема взаимодействия процессов на различных этапах движения

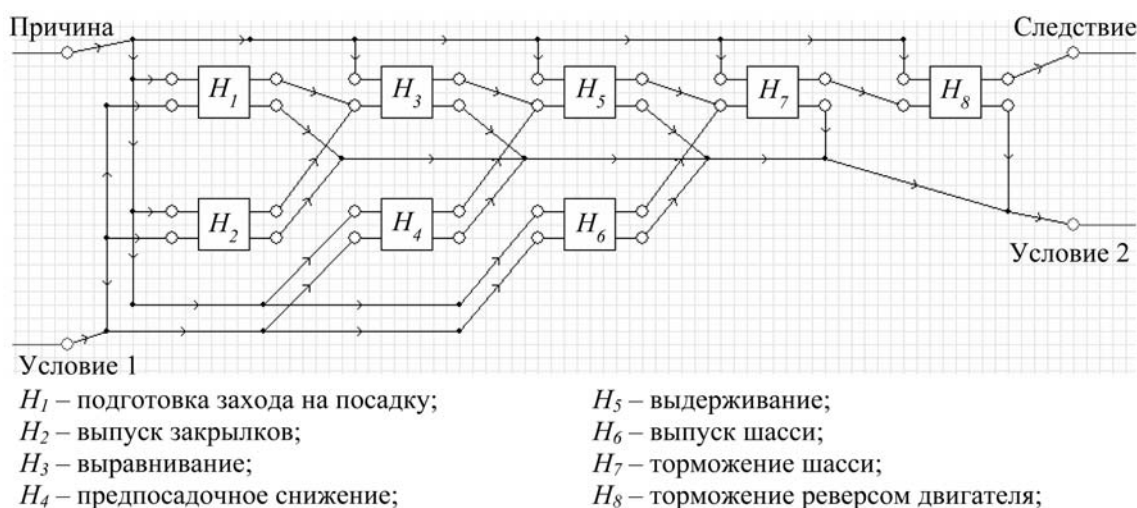


Рис. 5. Структура ПСК для примера о посадке самолета

Для примера, описывающего процесс посадки самолета, ПСК имеет вид, изображенный на рис. 5. На более глубоком уровне декомпозиции каждое из звеньев на рис. 5 будет иметь общий вид, представленный на рис. 2.

Ядра звеньев, используемых для моделирования предпосадочного снижения, построены с использованием линеаризованных дифференциальных уравнений [11].

Причинно-следственный комплекс, моделирующий взаимодействие процессов на этапе посадки самолета, работает аналогично рассмотренному выше примеру с автомобилями.

Заключение

В рамках модели причинно-следственных комплексов предложен подход для описания логики и действий человека в эргатической системе в нормальных и критических ситуациях.

Предложен новый подход к построению причинно-следственных комплексов для моделирования функционирования сложных систем, включающих большое число разнородных, взаимодействующих процессов с использованием метода особых состояний. С помощью предложенного подхода можно решать задачи анализа и синтеза систем, а также поиска причин возникновения критических ситуаций.

Приведены примеры решения задач проезда перекрестка транспортными средствами и посадки самолета.

Список литературы

1. Новожилов Г. В., Неймарк М. С., Цесарский Л. Г. Безопасность полета самолета: концепция и технология. М.: Изд. МАИ, 2007. 196 с.
2. Теряев Е. Д., Филимонов Н. Б., Петрин К. В. Мехатроника как компьютерная парадигма развития технической кибернетики // Мехатроника, автоматизация, управление. 2009. № 6. С. 2–10.
3. Мерлов Е. В., Осокин С. А. Применение компьютерных технологий в расследовании и экспертизе дорожно-транспортных происшествий // Вестник ВФ МАДИ (ГТУ). 2006. Вып. 2. ВФ МАДИ.
4. Williams-Hayes P. S. Flight Test Implementation of a Second Generation Intelligent Flight Control System // NASA / TM-2005-213669. November, 2005.
5. Sheehy C. B. System Integration Offers Answer to Fault Analysis // Signal Magazine, May, 2001.
6. Патент РФ 2086471, МКИ В64С 13/20. Система посадки самолетов / Алексеев Е. Г., Бангальтер Р. И., Николаев Л. Е. и др. 1997.
7. Резчиков А. Ф., Твердохлебов В. А. Причинно-следственные модели производственных систем. Саратов: Издательский центр "Наука", 2008. 137 с.
8. Резчиков А. Ф., Твердохлебов В. А. Причинно-следственные комплексы взаимодействий производственных процессов // Проблемы управления. 2010. № 3. С. 51–59.
9. Резчиков А. Ф., Иванов А. С., Домнич В. С. Анализ аварий в человеко-машинных системах с использованием моделей причинно-следственных связей // Мехатроника, автоматизация, управление. 2009. № 7. С. 30–35.
10. Бусленко Н. П. Моделирование сложных систем. М.: Наука, 1968. С. 198–228.
11. Иванов А. Г. Моделирование движения самолета на этапе посадки // Проблемы управления с гарантированным результатом / Под ред. А. И. Субботина, А. Брыкалова. Екатеринбург: ИММ УрО РАН, 1992. С. 15–26.

Г. А. Крыжановский, д-р техн. наук, зав. кафедрой,
В. А. Солодухин, канд. техн. наук, проф.,
 Санкт-Петербургский государственный
 университет гражданской авиации
 soloduhin@nextmail.ru

Интеллектуальные транспортные системы и обратные задачи оптимизации*

Рассмотрена расширенная постановка обратной задачи оптимизации в интеллектуальных системах управления транспортными процессами (ИСУТП). Описан подход к формированию банка данных для наиболее характерных типовых задач с учетом расширенной обратной задачи. Приведены решения прямой и обратной задач оптимизации очередности обслуживания объектов, актуальной для ИСУТП.

Ключевые слова: интеллектуальные системы управления, процессы принятия решений, обратная задача оптимизации, мотивация ЛПР

20. Итак по плодам их узнайте их
 От Матфея 7.

15.... но конец их будет по делам их
 2 Кор 11

Интеграция механизмов (в широком смысле) и людей при автоматизации транспортных систем привела к разработке интеллектуальных систем управления транспортными процессами (ИСУТП). Это, в свою очередь, вызвало необходимость моделирования процессов действий (движения) и деятельности (речевых функциональных актов, РФА), с той или иной степенью адекватности описывающих состояние такой сложной интегрированной человеко-машинной системы. На этом направлении достигнуты впечатляющие результаты и получены конкретные, доведенные до законченных алгоритмов и инженерных разработок внедрения [1–4]. Однако достаточно очевидными являются и явления "неравновесности" эффективности моделей машинной и эргатической составляющих такой гибридной системы [5]. Существенный сдвиг, достигнутый применением нечетких множеств и возможностью подхода при моделировании процессов принятия решений и других проявлений деятельности человека-оператора, характерных для ИСУТП, пока не обеспечивает "равновесность" эффективности моделирования обеих составляющих**).

* Работа выполнена при финансовой поддержке гранта РФФИ № 08-08-00012-а.

** Об этом красноречиво свидетельствует дискуссия, возвращенная в журнале "Мехатроника, автоматизация, управление". 2008. № 10. С. 48–53.

Одной из существенных причин этого можно считать и различную степень точности описания процессов, которая, например, при оценках ошибок отклонения движения достигает фантастически малых значений (секунды в угловых измерениях, сантиметры в отклонениях на картинной плоскости, отстоящей от точки старта на тысячи километров и т. д.). В противовес этому при моделировании РФА прибегают к качественным и/или лингвистическим — нечетким оценкам [6, 7].

Действительно, для эргатических элементов ИСУТП характерно то, что интеллектуальная (когнитивная), чувственная (отношения), нравственная (духовная) и физическая (потребностно-плотская) составляющие его мотивации и побуждения нередко вступают в конфликт. Такой элемент ИСУТП решает трудно пока моделируемую проблему выбора между потребностями духа и плоти, души и рассудка — проблему формирования доминирующей мотивации. Одна из первых попыток смоделировать (описать) процесс формирования мотивации состоит в исследовании процессов принятия решений, ею вызванных [8–10]. Здесь же не обойтись без учета влияния эмоций, которые грубо разделяются на три вида чувств: положительные, отрицательные и чувства безразличия. Эти попытки, реализуемые на экспликационном уровне и/или опять же с применением нечетких оценок, не могут войти в сравнение с уровнем эффективности моделирования процессов движения. Одним из возможных выходов из такого противоречия может быть использование подхода, базирующегося на решении совокупности обратных задач теории оптимальных процессов (ОЗТОП) [11–13].

Если представить структуру ИСУТП в виде, близком к используемому, например, в [1, 2, 4, 10, 11, 15, 16], то можно рассмотреть достаточно широкую совокупность ОЗТОП, охватывающую как задачи оптимизации динамических процессов, где состояние системы определяется дифференциальными или конечно-разностными уравнениями, так и задачи оптимизации статических процессов с линейными или частично булевыми и кусочно-линейными моделями процессов. Интерес к решениям таких задач опять же продиктован желанием оценить характеристики эргатических элементов ИСУТП. При этом, если учитывать и другие цели исследователей процессов в ИСУТП, то речь пойдет не только о попытках с помощью решений ОЗТОП осуществить моделирование целей и процессов принятия решений эргатическими их элементами, но и о попытках представить модели учитываемых ими ограничений, образующих области допустимых решений. Таким образом, речь идет не только

о решении ОЗТОП по поиску показателя эффективности процессов в ИСУТП, но и о поиске решений ОЗТОП при неизвестных — искомым ограничениях на выбор этим наилучшим эргатическим элементом управляющих РФА. Это позволяет говорить о попытках моделирования с помощью ОЗТОП не только мотиваций эргатических элементов ИСУТП, но и учитываемых ими ограничений. А это уже попытка моделирования результатов не только обучающих, но и воспитательных воздействий при формировании профессиональных качеств таких элементов. Следовательно, говоря о направлениях применения решений ОЗТОП, можно говорить о целом их ряде, включающем и поиск моделей мотивации в виде искомым показателей эффективности, поиск учитываемой области допустимых решений и многих других, общим для которых является установление зависимости между структурой и параметрами математических моделей известного оптимального (рационального) РФА, искомого показателя эффективности, области(ей) допустимых решений, описывающих процессы состояния в ИСУТП. Для целого ряда частных случаев такие зависимости были получены, начиная с известной работы А. И. Лурье [17], и далее в достигнутых результатах обобщающих работ [18–20], а также в [11–15]. Отдельные результаты решения обратных задач дискретной оптимизации обсуждены в [21]. Важнейшим свойством этих решений является то, что часто (а может быть и всегда) они не являются однозначными и позволяют лишь выделить некоторое множество. Это приводит к возникновению нового ряда задач выбора.

Среди них, в первую очередь, выделяются задачи, связанные с разработкой математической модели принятия решения (ММПР) эргатическим элементом ИСУТП — лицом, принимающим решение (ЛПР). Под ЛПР можно понимать как операторов, непосредственно управляющих ТП, так и специалистов, связанных с организацией и планированием реализации ТП, а также лиц, осуществляющих подготовку персонала ИСУТП, контроль и исследование их деятельности.

ММПР обычно включает: описание множества допустимых решений (МДР) в конкретной ситуации принятия решения (ПР), множество частных критериев (показателей) эффективности ПР, описание способа учета многокритериальности ПР (принципа оптимальности) и системы предпочтений ЛПР.

"ЛПР определяет "наилучшее", с его точки зрения, рациональное решение, под которым понимается наличие рациональных, понятных другим людям причин, приведших к выбору данного решения из множества альтернативных" [22].

Именно для решений, удовлетворяющих требованиям к качеству функционирования системы, в [12] предложено использовать решения ОЗТОП для формирования банка данных "типовая задача ПР — ситуация ПР — показатель эффективности решения" при положительной оценке решения типовой задачи, выбранного ЛПР, а также для оценки качества деятельности ЛПР на основе сравнения вектора функции полезности (решения ОЗТОП) ЛПР с уже имеющимися в банке данными. Там же приведена структурно-логическая схема методологии и использования результатов решения обратной задачи оптимизации. Из сказанного следует, что при отрицательной оценке решения, выбранного ЛПР, перечень причин, которые могут привести ЛПР к "нерациональному решению", должен быть расширен путем включения в них таких, которые нарушают некоторые моральные (включая и корпоративно-моральные) ограничения. Методология ОЗТОП, предложенная в [12], позволяет исключить такие ПР из формируемого банка данных, особо актуального для целого ряда типовых задач, встречающихся в ИСУТП.

Математические модели для наиболее характерных типовых задач ПР в системе управления воздушным движением рассмотрены в [10, 12, 13, 23]. Для большинства из них общей является возможность получения решения как прямой, так и обратной задачи оптимизации в рамках теории линейного программирования. Исключение составляет модель типовой задачи определения рациональной очередности захода воздушных судов на посадку, МДР которой определяется квазицелочисленным многогранником. Если такая прямая задача может быть решена симплекс-методом (с незначительными изменениями) [25], то соответствующая обратная задача может быть практически решена только при небольшой длине очереди [13]. Учитывая, что задача очередности обслуживания объектов в том или ином виде присуща всем транспортным системам, представляется целесообразным рассмотреть возможность использования других ММПР (это тоже обратная задача оптимизации!).

Введем в рассмотрение переменные $y_j^{(i)} \in \{0, 1\}$, $i, j = 1, \dots, n$, принимающие значения $y_j^{(i)} = 1$, если на i -м месте обслуживается j -й объект, и $y_j^{(i)} = 0$ — в противном случае. Пусть известны: $n \times n$ — матрица C (c_{qr} — обобщенные затраты (в общем случае зависящие от значений частных показателей эффективности) на переход от обслуживания q -го объекта к обслуживанию r -го объекта, $c_{ss} = M \gg 0$, $s = 1, \dots, n$).

Тогда задачу очередности обслуживания можно рассматривать в виде квадратичной задачи о назначениях

$$\min_{y \in \{0,1\}} \sum_{i=1}^{n-1} y^{(i)\top} C y^{(i+1)} \quad (1)$$

при ограничениях

$$\sum_{j=1}^n y_j^{(i)} = 1, i = 1, \dots, n; \quad \sum_{i=1}^n y_j^{(i)} = 1, j = 1, \dots, n. \quad (2)$$

Введем переменные $z_{qr}^i \in \{0, 1\}$, принимающие значения $z_{qr}^i = 1$, если на i -м шаге осуществляется переход от обслуживания q -го объекта к обслуживанию r -го объекта, и $z_{qr}^i = 0$ в противном случае.

Очевидно, что $z_{qr}^i = y_q^{(i)} y_r^{(i+1)}$ и $\sum_{\substack{q,r=1 \\ q \neq r}}^{n,n} z_{qr}^i = 1$, $i = 1, \dots, n-1$.

Рассмотрим задачу

$$\min \sum_{\substack{q,r=1 \\ q \neq r}}^{n,n} c_{qr} \sum_{i=1}^{n-1} z_{qr}^i \quad (3)$$

при ограничениях (2) и

$$y_q^{(i)} + y_r^{(i+1)} - z_{qr}^i \leq 1, \quad i = 1, \dots, n-1; q, r = 1, \dots, n; q \neq r. \quad (4)$$

Поскольку каждый объект может быть назначен для обслуживания только на одно место, только для одного значения $i = i^*$ при фиксированных значениях q и r будет иметь место равенство $y_q^{(i)} = y_r^{(i+1)} = 1$.

Для выполнения условия (4) необходимо $z_{qr}^i = 1$. Следовательно, задача (2)–(4) эквивалентна задаче (1)–(2).

Введем дополнительные переменные $w_{qr}^i \in \{0, 1\}$ такие, что

$$z_{qr}^i = y_q^{(i)} + y_r^{(i+1)} + w_{qr}^i - 1, \quad i = 1, \dots, n-1; q, r = 1, \dots, n; q \neq r.$$

Выполняя необходимые преобразования, получаем задачу о покрытии, эквивалентную задаче (2)–(4):

$$\min_{y \in \{0,1\}} \sum_{\substack{q,r=1 \\ q \neq r}}^{n,n} c_{qr} \sum_{i=1}^{n-1} (y_q^{(i)} + y_r^{(i+1)} + w_{qr}^i) \quad (5)$$

при ограничениях

$$\sum_{j=1}^n y_j^{(i)} \geq 1, \quad \sum_{j=1}^n y_j^{(i)} \geq 1; i, j = 1, \dots, n; \quad (6)$$

$$y_q^{(i)} + y_r^{(i+1)} + w_{qr}^i \geq 1, \quad i = 1, \dots, n-1; q, r = 1, \dots, n; q \neq r. \quad (7)$$

Для задачи о покрытии установлено [24], что существует оптимальное решение релаксированной эквивалентной задачи о вершинном покрытии с компонентами $\{0, 1/2, 1\}$, совпадающее по соответствующим целочисленным компонентам с решением исходной задачи о покрытии.

Пусть известно оптимальное решение соответствующей релаксированной задачи, и оно не целочисленное. Учитывая связь между решениями релаксированной и исходной задачи, выделим переменные, значения которых целочисленные. Исключим из рассмотрения условия (2), в которые входят переменные, значения которых равны единице. Понятно, что оставшиеся условия (2) должны включать ровно по две переменных, значения которых равны $1/2$. Тогда матрица H , соответствующая условиям (2) в сокращенной задаче, является циклической, т. е. в каждой линии имеется ровно по два элемента, равных единице, а остальные равны нулю. Очевидно, что подсистема $Hu = e$, $y \geq 0$, где e — вектор с единичными компонентами, имеет только два допустимых целочисленных решения $y^{(1)}$, $y^{(2)}$, и одно из них, дополненное целочисленными компонентами $(0, 1)$, является оптимальным решением задачи (5)–(7). Решение релаксированной задачи имеет вид $\tilde{y}^* = 1/2(y^{(1)} + y^{(2)})$.

Для удобства постановку релаксированной задачи запишем в матричном виде

$$\min \{F(y, w) = f^T y + \sigma^T w | Ay + w \geq e\}. \quad (8)$$

Пусть $y^* = y^{(1)}$ — оптимальное решение задачи (5)–(7). Тогда задача (8) эквивалентна задаче

$$\min (1/2 f^T y + \sigma^T w) \quad (9)$$

при ограничениях

$$1/2 Ay + w \geq e - 1/2 Ay^*. \quad (10)$$

Очевидно, что $(\tilde{y}^{(2)}, \tilde{w}^*)$ является ее решением. При этом

$$F(y^*, w(y^*)) \leq F(\tilde{y}^{(2)}, w(\tilde{y}^{(2)})). \quad (11)$$

Пусть теперь требуется решить обратную задачу оптимизации: найти множество целевых функций

$F(y, w)$, для которых заданное решение y^* является оптимальным.

Рассмотрим задачу, двойственную к задаче (9):

$$\max(e - 1/2Ay^*)^T u \quad (12)$$

при ограничениях

$$A^T u \leq f, \quad 0 \leq u \leq \sigma. \quad (13)$$

Очевидно, что функция $F(y, w)$ является решением обратной задачи тогда и только тогда, когда выполнены условия (10), (11), (13) и

$$1/2f^T y + \sigma^T w = (e - 1/2Ay^*)^T u.$$

Тогда частное решение обратной задачи оптимизации можно получить, если решить задачу биллинейного программирования

$$\min_{f, y, \sigma, w, u} (1/2f^T y + \sigma^T w - (e - 1/2Ay^*)^T u) \quad (14)$$

при условиях (10), (13) и $F(y^*, w(y^*)) \leq F(y, w)$.

Общее решение обратной задачи определяется условиями оптимальности решения задачи (14).

Список литературы

1. Макаров И. М., Лохин В. М., Манько С. В., Романов М. П. Искусственный интеллект и интеллектуальные системы управления. М.: Наука, 2006. 333 с.
2. Пешехонов В. Г. Микромеханические гироскопические приборы и задачи навигации // Гироскопия и навигация. 1996. № 3. С. 129—136.
3. Недзельский Н. И. Морские навигационные тренажеры: проблемы выбора. СПб.: ГНЦРФ ЦНИИ "Электроприбор", 2006. 220 с.
4. Баханов Л. Е., Демкин М. А., Федун Б. Е. Математическая модель движения самолета для баз знаний бортовых оперативно советующих экспертных систем // Изв. РАН. Теория и системы управления. 2010. № 1. С. 90—98.
5. Сергеев С. Ф. Методология эргатического проектирования систем искусственного интеллекта для самолетов 5-го поколения // Мехатроника, автоматизация, управление. 2007. № 11. С. 6—11.
6. Малышев Н. Г., Бернштейн Л. С., Боженик А. В. Нечеткие модели для экспертных систем в САПР. М.: Радио и связь, 1990. 288 с.
7. Пытьев Ю. П. Возможность, как альтернатива вероятности. М.: Физматлит, 1999. 212 с.

8. Ухтомский А. А. Доминанта. Л., 1966. С. 236—265.
9. Ухтомский А. А. Интуиция совести. Под редакцией А. С. Багуева. СПб., 1996.
10. Дарымов Ю. П., Крыжановский Г. А., Солодухин В. А., Кизько В. Г., Киров Б. А. Автоматизация процессов управления воздушным движением. Учеб. пособ. М.: Транспорт, 1981. 400 с.
11. Крыжановский Г. А., Солодухин В. А. Проблемы моделирования и обратные задачи оптимизации процессов деятельности, профессиональной подготовки и повышения квалификации операторов авиатранспортных систем // Мехатроника, автоматизация, управление. Приложение. 2008. № 11. С. 2—5.
12. Крыжановский Г. А., Солодухин В. А. Методологические и прикладные аспекты обратной задачи оптимизации в процессах принятия решений при управлении воздушным движением // Мехатроника, автоматизация, управление. 2009. № 11. С. 54—60.
13. Солодухин В. А. Обоснование решений в автоматизированной системе поддержки деятельности диспетчера по управлению воздушным движением и обратная задача линейного программирования // Мехатроника, автоматизация, управление. 2008. № 11. С. 47—53.
14. Сельвесюк Н. И. Использование адаптирующих регуляторов для синтеза оптимального управления множества объектов // Мехатроника, автоматизация, управление. 2008. № 11. С. 8—12.
15. Лебедев Г. Н., Тин Пхо Чжо. Оценка безопасности и экономичности полета самолетов при заходе на посадку с помощью обратной задачи линейного программирования // Мехатроника, автоматизация, управление. 2008. № 11. С. 41—46.
16. Сильвестров М. М., Федоров А. В., Котишвен Л. О. и др. Концепция построения эргатического комплекса управления // Мехатроника, автоматизация, управление. 2010. № 3. С. 62—73.
17. Лурье А. И. Минимаксный квадратичный критерий качества регулируемой системы // Изв. АН СССР. Техническая кибернетика. 1963. № 4. С. 140—146.
18. Буков В. Н., Рябченко В. Н., Сильвесюк Н. И. Параметризация уравнений Лурье-Риккати // Изв. РАН. Теория и системы управления. 2005. № 4. С. 67—71.
19. Айда-Заде К. Р., Кулиев С. З. Об одном классе обратных задач для разрывных систем // Кибернетика и системный анализ. 2008. № 6. С. 142—152.
20. Шматков А. М. Об оптимальном выборе ограничений по управлению // Прикладная математика и механика. 2010. Т. 74.1. С. 170—175.
21. Леонтьев В. К. Дискретные экстремальные задачи // Итоги науки и техники. Сер. "Теор. вероятн. Мат. стат. Теор. киберн.". 1979. Т. 16. С. 39—101.
22. Батищев Д. И., Шапошников Д. Е. Многокритериальный выбор с учетом индивидуальных предпочтений. Нижний Новгород: ИПФ РАН, 1994. 92 с.
23. Солодухин В. А. Задачи оптимизации процессов планирования и управления потоками воздушного движения // Научный вестник МГТУ ГА. 2009. 139. С. 85—90.
24. Агеев А. А. О минимизации квадратичных полиномов от булевых функций // Управляемые системы, ИМ СО АН СССР. 1984. 25. С. 3—16.
25. Трубин В. А. О методе решения задач целочисленного линейного программирования специального вида // Докл. АН СССР. 1969. 189. № 5. С. 952—954.

И. В. Петухов, канд. техн. наук, доц.,
Марийский государственный
технический университет
laboratory502@rambler.ru

К вопросу обеспечения надежности эргатических систем управления

Рассмотрены основные подходы к исследованию и обеспечению надежности эргатических систем. Проведен анализ известных методов и методик учета человеческого фактора. Предложен подход к повышению надежности работы человека-оператора посредством исследования его функций на отдельных этапах операторской деятельности.

Ключевые слова: человеко-машинные системы, человек-оператор, эргатические системы, надежность

Введение

Эргатическая система управления характеризует сложную систему, составной частью которой является человек-оператор. При этом сегодня не человек рассматривается как рядовое звено, включенное в техническую систему, а техническое устройство — как средство, включенное в деятельность человека-оператора. Именно человек порождает и трансформирует цели функционирования эргатической системы, достигает их с помощью технического устройства.

Понятие эргатической системы пришло из психологии труда и надежно закрепилось в технических науках в контексте проектирования систем адаптивного информационного обеспечения деятельности человека для распределения функций между человеком и машиной для обеспечения надежности, безопасности и производительности процесса информационного взаимодействия.

Целью данной работы является анализ известных методов определения надежности и производительности процесса информационного взаимодействия между человеком-оператором и технической системой, определение подходов к исследованию операторской деятельности в контексте определения возможностей для повышения надежности и производительности человеко-машинных систем (ЧМС).

Теоретический анализ

Структуру эргатической системы можно представить в виде, показанном на рис. 1, на котором под "человеком-оператором" подразумевается персонал, "техническая система" — это технологическое оборудование, "рабочая среда" — пространство, в котором они функционируют. В упрощенном

виде эргатическую систему можно рассматривать сквозь призму ЧМС.

Человек в данной системе управления осуществляет функции регулирования управляемого объекта и одновременно функции саморегулирования собственной деятельности с учетом изменяющейся обстановки.

При этом, как показывает практика, наиболее "слабым" звеном в ЧМС является человек. Так, в 70 % случаев происшествий на транспорте их причиной являются ошибки или физическое состояние человека [1]. Это подтверждается многочисленными исследованиями других ученых, выявившими, что человеческие ошибки повлияли на 70...80 % нарушений и аварий, произошедших в гражданской и военной авиации. На производстве также наблюдается подобная картина. Установлено, что число аварий и аварийных инцидентов составляет 20...80 % в зависимости от вида и степени автоматизации производства [2, 3].

Анализ свидетельствует, что ошибки человека обусловлены нежелательными действиями или бездействием, возникающим по ряду причин: неверный порядок действий, несвоевременные действия, незнание, плохое оборудование и т. д., в результате чего люди и оборудование подвергаются риску.

В настоящее время известно значительное число методов анализа и учета человеческого фактора, методик оценки рисков и снижения влияния человеческого фактора.

Так, известны аналитические методы оценки с использованием метода "дерева отказов" THERP (Technique for Human Error Rate Prediction), метод когнитивного анализа надежности и ошибок CREAM (Cognitive Reliability and Error Analysis Method), методика экспертной оценки SLIM (Success Likelihood Index Method), позволяющей оценить индекс вероятности успеха обеспечения безаварийной ра-

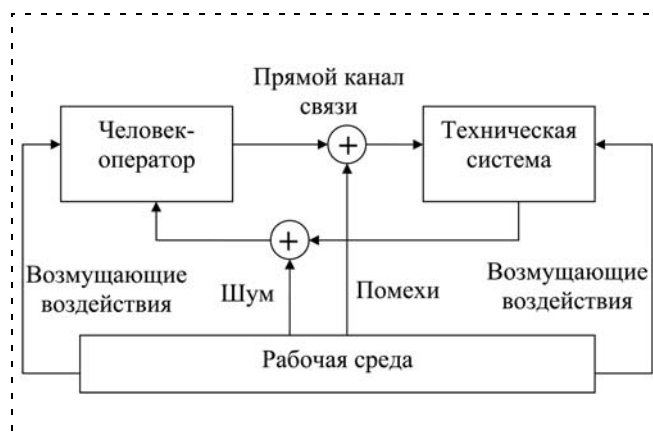


Рис. 1. Структура эргатической системы управления

боты и DNE (Direct Numerical Estimation), метод имитационного моделирования MAPPS (Maintenance Personnel Performance Simulation), использующий метод Монте-Карло и позволяющий имитировать вероятность безотказной работы, время окончания работы, время перерывов, напряженности работы человека, уровень стресса и др. [4—7]. Основной задачей данных методов является оценка человеческого фактора и отказов техники. При этом все перечисленные методики используются исключительно в качестве скрининговых для выявления вероятного источника ошибок и принятия решения в чрезвычайных ситуациях.

Помимо этого активно развиваются методы исследования профессионально-значимых качеств оператора, оценки его способности к операторской деятельности, тестирования его работоспособности и профпригодности. Задачей данного направления является снижение вероятности возникновения чрезвычайных ситуаций по вине человеческого фактора за счет оптимизации взаимодействия человека и технической системы по критерию надежности.

В рамках данного направления для оценки деятельности, работоспособности и надежности операторов разработано значительное число методов и методик исследования, включающих разнообразные общепсихологические (профессионально неспецифичные) тесты отдельных психических свойств — скорости восприятия, переключения внимания, объема памяти, различных способностей и т. д., а также мотивационных, эмоциональных и других отношений [8].

Для решения задачи оценки профпригодности операторов и оценки вероятности их безошибочной работы может быть использован подход Е. В. Глебовой. Ее модель профессиональной пригодности представляет математическую зависимость показателя профессиональной пригодности от уровня развития профессионально важных психофизиологических и личностных качеств, определяемых по результатам тестирования. Для этого были выделены основные профессионально важные качества операторов и подобраны известные психофизиологические методики их тестирования [9].

Установление функциональной связи между результатами тестирования и показателем профессиональной пригодности, определяемым экспертным методом, осуществлялось решением следующей линейной регрессионной задачи [9]:

$$Y = X\theta + \xi, \quad (1)$$

где Y — функция отклика (профессиональная пригодность оператора); θ — неизвестные коэффициенты регрессии; X — факторы, влияющие на отклик

(результаты тестирования психофизиологических и личностных качеств в соответствии с программой); ξ — независимые случайные ошибки.

Модель профессиональной пригодности представляется в виде [9]:

$$Y = -K + aX_1 + bX_2 + cX_3 + dX_4 + eX_5 + fX_6 + gX_7 + hX_8 + iX_9, \quad (2)$$

где Y — показатель профессиональной пригодности оператора; K — свободный член уравнения; $a, b, c, d, e, f, g, h, i$ — коэффициенты регрессии; $X_1, \dots, X_9$ — приведенные к нормализованному виду результаты тестирования, а именно: X_1 — распределение и переключение внимания; X_2 — концентрация и устойчивость внимания; X_3 — кратковременная память; X_4 — долговременная память; X_5 — технический интеллект; X_6 — глазомер; X_7 — вероятностное прогнозирование; X_8 — эмоциональная устойчивость; X_9 — ответственность.

Следует отметить, что большинство операторских профессий имеют свою уникальность, связанную с объектом управления, и определенную специфику реализации операторских функций на каждом из этапов деятельности. В результате для обеспечения достоверной оценки способности к операторской деятельности принято использовать большое число тестов, ориентированных на конкретную область применения. Очевидно, что возникает проблема выбора таких тестов, адекватно отражающих способности индивидуума.

Вместе с тем, несмотря на значительное число методов исследования, достаточно простых и лишенных субъективизма методов оценивания надежности информационного взаимодействия человека и технической системы не существует, известные тесты ориентированы на выполнение конкретного вида операторской деятельности и отличаются специфичностью. Существует проблема невозможности сравнения операторов различных областей профессиональной деятельности.

Очевидно, что устранение данных недостатков и разработка интегрального метода оценки операторской деятельности представляются актуальными и востребованными.

Обоснование подходов к развитию методов исследования надежности и производительности человека-оператора

Для решения поставленной задачи представляется необходимым анализ операторской деятельности сквозь призму человеко-машинного взаимодействия.

Основные этапы деятельности оператора выглядят следующим образом [10]:

1. Прием, восприятие поступающей информации, для чего выполняются следующие основные действия: обнаружение сигнала; выделение наиболее важных сигналов; расшифровка и декодирование информации; построение предварительного образа ситуации.

2. Оценка и переработка информации (в основе — сопоставление заданных и текущих режимов работы ЧМС) предполагают выполнение следующих действий: запоминание информации; извлечение из памяти нормативных информационных образцов; декодирование информации.

3. Принятие решения (во многом зависит от имеющихся альтернатив). При этом важную роль играет выделение оператором критерия правильного решения (критерия выбора одной из альтернатив), соответствующего представлениям оператора о цели и результате своей работы.

4. Реализация принятого решения, которая во многом зависит от готовности оператора быстро, на уровне автоматизма выполнять сложные действия в экстремальных условиях. Для поддержания такой (автоматизированной) готовности важную роль играют специальные занятия на тренажерах, где моделируются различные экстремальные ситуации.

5. Проверка решения и его коррекция (по возможности).

Анализ этапов операторской деятельности свидетельствует о том, что действия человека-оператора на каждом из этапов довольно специфичны,

уникальны и требуют взаимодействия сенсорных, анализаторных, когнитивных и двигательных систем.

Согласно этому предложено посредством обобщенного структурного анализа разложить деятельность оператора на ряд иерархических уровней и определить набор методов, позволяющих исследовать безошибочность и своевременность выполнения теста данного уровня.

При этом принято считать, что вероятность безошибочной работы для поиска, восприятия и декодирования информации составляет от 0,95 до 0,995; для принятия решения — от 0,9 до 0,995; выполнения принятого решения — от 0,92 до 0,995 в зависимости от сложности работы с техническими средствами [11].

Очевидно, что проблема обеспечения надежности системы "человек—машина" многогранна, имеет нетривиальное решение, возможное лишь при использовании комплексного подхода и только в конкретно определенных условиях.

Существенно задачу усложняет уникальность некоторых профессионально-значимых качеств, взаимосвязь их с опытом работы, профзаболеваниями и т. д.

Анализ литературных источников свидетельствует о том, что надежность ЧМС зависит от всех структурных составляющих ЧМС.

Для исследования надежности человека-оператора в составе ЧМС и оценки его способности к операторской деятельности предложен подход,



Рис. 2. Схема взаимосвязи отдельных этапов операторской деятельности и ПВК оператора

основанный на использовании концептуальной модели операторской деятельности.

Согласно этому подходу деятельность человека-оператора условно разбивается на отдельные этапы.

Вероятность безошибочной работы человека-оператора, напрямую связанная с успешностью операторской деятельности, определяется выражением

$$P_{\text{оп}} = P_{\text{оп1}} P_{\text{оп2}} P_{\text{оп3}} P_{\text{оп4}} P_{\text{оп5}}, \quad (3)$$

где $P_{\text{оп1}}, \dots, P_{\text{оп5}}$ — вероятности безошибочной работы оператора на разных этапах, а именно: $P_{\text{оп1}}$ — на этапе восприятия информации; $P_{\text{оп2}}$ — на этапе переработки информации, $P_{\text{оп3}}$ — на этапе принятия решения, $P_{\text{оп4}}$ — на этапе реализации принятого решения; $P_{\text{оп5}}$ — на этапе проверки принятого решения.

Вне зависимости от специфики операторской деятельности каждый из этапов сопоставляется с опре-

деленными профессионально важными качествами (ПВК) оператора и определенным тестом или набором тестов, характеризующих данные ПВК.

На рис. 2 представлена схема взаимосвязи отдельных этапов операторской деятельности и ПВК оператора, разработанная с использованием классических методов экспертной оценки. Анализ схемы свидетельствует, что значительная часть ПВК характерна для нескольких этапов операторской деятельности.

Основной проблемой становится правильный выбор тестов исследования операторской пригодности. Известно, что результаты психофизиологических тестов во многом зависят от текущего психофункционального состояния испытуемого, его мотивации и эмоциональной настроенности и, следовательно, могут быть различными для одного и того же испытуемого при проведении тестирования в различное время.

Очевидно, что для повышения достоверности оценки необходимо проведение многократного тестирования. Однако при использовании данного подхода большинство известных тестов, в первую очередь опросники, становятся непригодными.

Кроме того, возникает ряд психологических проблем, связанных с самосознанием и самоопределением: каждый испытуемый желает выглядеть лучше, нежели чем он есть.

Для решения обозначенных проблем предложено использование новых тестовых методик, ориентированных на простейшие перцептивные функции испытуемого, его зрительно-моторные навыки и простейшие когнитивные функции. Использование данного подхода позволяет снизить влияние языковой, территориально-распределенной, смысловой и лексической тестовой нагрузки, осуществлять многократное тестирование.

Для решения поставленной задачи был предложен ряд тестов, позволяющих тестировать ПВК операторов на простейшем перцептивном уровне.

На рис. 3 представлена схема взаимосвязи отдельных этапов операторской деятельности и предложенных психо-

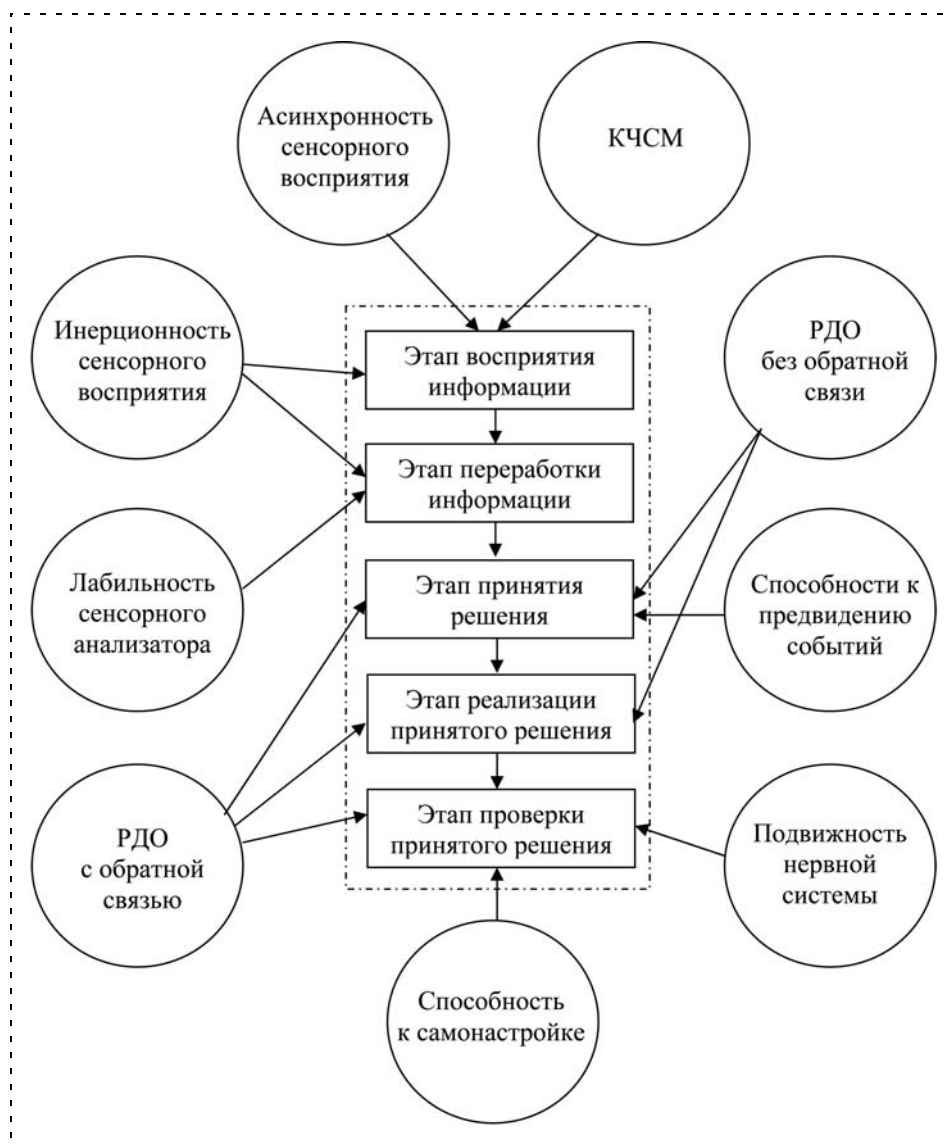


Рис. 3. Схема взаимосвязи отдельных этапов операторской деятельности и предложенных психофизиологических тестов

физиологических тестов, состав которых также определялся с использованием метода экспертных оценок.

В качестве основной сенсорной системы выбран зрительный анализатор человека как система, поставляющая более 80 % информации и наиболее активно задействованная в трудовом процессе. В качестве дополнительной выбрана слуховая система человека, используемая для передачи текстовой командной информации и в качестве средства передачи информации об аварийном состоянии.

В качестве основных методов исследований предлагается использовать способ оценки инерционности зрительной системы посредством парных световых импульсов [12], метод оценки асинхронности сенсорного восприятия [13] и метод оценки критической частоты световых мельканий (КЧСМ) [14].

Для оценки успешности операторской деятельности на втором этапе предложено применение способа оценки лабильности сенсорного анализатора [15], позволяющего оценить скоростные характеристики переработки информации.

Для исследования этапа принятия решения предлагается использование метода оценки реакции на движущийся объект (РДО) как реализации наиболее простой следящей системы. Принято считать, что метод РДО позволяет оценить точность восприятия временных и пространственных характеристик движения, а также способность к саморегуляции и предвидению хода событий [16].

Используя различные модификации метода РДО как с предоставлением оператору информации о результате своих действий [17], так и без предоставления данной информации [18], предполагается исследовать успешность операторской деятельности на третьем, четвертом и пятом этапах операторской деятельности и третьем-четвертом этапах операторской деятельности, соответственно.

Успешность действий на этапе принятия решения существенно зависит от способности оператора к прогнозированию и экстраполяции [19].

На этапе проверки принятого решения значимую роль играет функциональная подвижность оператора, характеризующая наивысший для данного индивида уровень быстроедействия, исследовать которую можно с использованием известного способа оценки подвижности на основе метода РДО [20]. Подобным же образом можно оценить и способность к самонастройке посредством анализа времени, затраченного на адаптацию при выполнении стандартного теста РДО.

Для инструментальной реализации предложенного подхода разработан программно-аппаратный комплекс (АПК) психофункционального исследования человека-оператора. АПК реализует выбранные тестовые способы и выносит оценку соответствия испытываемого профессионально-значимым

качествам оператора. В основе модели соответствия лежит модель на нечеткой логике, база правил которой формировалась с использованием экспертного подхода.

Апробацию разработанного АПК осуществляли применительно к водителям автотранспортных средств. Результаты свидетельствуют о возможности использования АПК для тестирования операторов ЧМС. Вместе с тем, требуется расширение комплекса диагностических методов, формирование базы правил для иных областей деятельности человека-оператора.

Вывод

В статье предложен подход к комплексному исследованию информационного согласования человека-оператора и технической системы в целом и на каждом из этапов операторской деятельности в отдельности.

Абсолютное большинство тестов, предложенных для оценки операторской деятельности, разработаны специально для решения задачи оценки успешности операторской деятельности на отдельных ее этапах. Разработанные тесты реализованы на уровне простого обнаружения сигнала "световой стимул" типа "да-нет", обеспечивающего максимально перцептивно-простой уровень переработки информации, и на уровне сложной зрительно-моторной реакции.

Для инструментальной реализации подхода разработан АПК психофункционального исследования человека-оператора, реализующий набор тестовых методов и вынесение оценки на основе модели на нечеткой логике.

Приведенные в статье результаты исследований получены при поддержке ФЦП "Научные и научно-педагогические кадры инновационной России" на 2009—2013 годы по направлению "Обработка, хранение, передача и защита информации" (шифр НК-136П), по проблеме "Методы, модели и алгоритмы когнитивных исследований процессов восприятия, переработки информации, принятия решений и аспектов интерфейсного взаимодействия человека-оператора и информационной системы" (государственный контракт № П1005).

Список литературы

1. **Феофанов В., Медведев А.** Сравнительный анализ статистических данных деятельности линейных и обучающихся экипажей на авиационных тренажерах // Proc. of the 5th Internat. Conf. RelStat'05. Transport and Telecommunication. 2006. V. 7. № 3. P. 515—518.
2. **Садердинов Р. А.** Влияние человека-оператора на характеристики надежности информационных систем // Интеллектуальные системы и технологии: Научная сессия МИФИ. 2004. Т. 3. С. 209—210.

3. Джуря С. Г., Чурсинов В. И., Чурсинова А. А. О системном подходе к оценке ядерных рисков и безопасности на атомных станциях // Наук. пр. (Сер. Электротехника и энергетика; Вип. 67). Донец. нац. техн. ун-т. 2003. С. 57—60.
4. **Technique for Human Error Rate Prediction (THERP)** // Alion Science and Technology. Rome: System Reliability Center. 2005. 3 p.
5. **Simplified Plant Analysis Risk (SPAR) Human Reliability Analysis (HRA) Methodology: Comparisons With Other HRA Methods.** J. C. Byers, D. I. Gertman, S. G. Hill, H. S. Blackman at all // International Ergonomics Association and Human Factors & Ergonomics Society Annual Meeting July 31, 2000 — August 4, 2000. INEEL/CON-2000-00146 PREPRINT.
6. **PARK Kyung S.** JAE IN LEE new method for estimating human error probabilities: AHP-SLIM // Reliability engineering & systems safety 2008. V. 93. N 4. P. 578—587.
7. **Modarres M.** Risk analysis in engineering: techniques, tools, and trends USA, Hardcover: CRC PRESS, 2006. 401 p.
8. **Беспалов Б. И.** Психодиагностика профессионально-важных качеств и профотбор диспетчеров пожарной службы "01" // Вестник Московского университета. Сер. 14. Психология. 1998. № 3. С. 79—94.
9. **Глебова Е. В.** Снижение риска аварийности и травматизма в нефтегазовой промышленности на основе модели профессиональной пригодности операторов / Автореф. докт. техн. наук. Уфа, 2008. 46 с.
10. **Стрелков Ю. К.** Инженерная и профессиональная психология. М.: Академия, 2001. 360 с.
11. **Костелянец Н. Б., Каменкович В. М.** Временные характеристики оценки простых свойств контурных и текстурированных изображений // Физиология человека. 1984. Т. 10. № 2. С. 272—275.

12. **Патент № 2372834 РФ.** Способ определения времени инерционности зрительной системы человека / Петухов И. В. (РФ). Оpubл. 20.11.2009. Бюл. № 32.
13. **Патент № 2262293 РФ,** МПК7 А 61 В 3/02. Способ определения времени инерционности зрительной системы человека / Петухов И. В., Лежнин А. В., Роженцов В. В. (РФ). Оpubликовано 20.10.2005, Бюл. № 29.
14. **Патент № 2207809 РФ,** МКИ7 А 61 В 5/16. Способ увеличения точности оценки критической частоты слияния световых мельканий / А. Г. Исаев, И. В. Петухов, В. В. Роженцов (РФ). Оpubл. 10.07.2003. Бюл. № 19.
15. **Патент № 2233115 РФ,** МКИ7 А 61 В 5/16. Способ определения лабильности зрительной системы человека // Роженцов О. В., Петухов И. В. Оpubл. 27.07.2004. Бюл. № 21.
16. **Пейсахов Н. М.** Закономерности динамики психических явлений. Казань: КГУ, 1984. 235 с.
17. **Патент № 2326595 РФ.** Способ оценки времени реакции человека на движущийся объект / А. В. Песошин, И. В. Петухов, В. В. Роженцов. Оpubл. 20.06.2008. Бюл. № 17.
18. **Патент № 2322187 РФ.** Способ оценки соотношения процессов возбуждения и торможения в центральной нервной системе / А. В. Песошин, И. В. Петухов, В. В. Роженцов. Оpubл. 20.04.2008. Бюл. № 11.
19. **Патент № 2381742.** Способ определения способности к предвидению событий / Петухов И. В. (РФ). Оpubл. 20.02.2010. Бюл. № 5.
20. **Патент № 2336021 РФ.** Способ оценки подвижности нервных процессов человека / Петухов А. В., Роженцов В. В. Оpubл. 20.10.2008. Бюл. № 29.

ИНФОРМАЦИЯ

С 4 по 8 апреля 2011 г. в п. Домбай состоится
Шестая Всероссийская научно-практическая конференция

"ПЕРСПЕКТИВНЫЕ СИСТЕМЫ И ЗАДАЧИ УПРАВЛЕНИЯ"

Направления работы конференции:

- ♦ Базовые и критические технологии управления
- ♦ Системы управления
- ♦ Робототехника (наземного, воздушного и морского базирования)
- ♦ Информационно-измерительные системы, навигация и наведение
- ♦ Датчики и микросистемотехника
- ♦ Системы информационного обеспечения принятий решений
- ♦ Тренажеры и обучающие системы
- ♦ Молодежная секция (школа-семинар)

Подробную информацию о конференции см. на сайте: www.psct.tsure.ru

С 30 мая по 1 июня 2011 г. в Санкт-Петербурге
на базе ОАО "Концерн "ЦНИИ "Электрон" состоится

XVIII Санкт-Петербургская международная конференция по интегрированным навигационным системам

Тематика конференции

- ♦ Системы навигации, управления и наведения и их элементы
- ♦ Интегрированные навигационные системы для морских, наземных и аэрокосмических объектов
- ♦ Инерциальные системы и датчики
- ♦ Спутниковые системы GLONASS, GPS, Galileo и их дополнения
- ♦ Микромеханические системы
- ♦ Алгоритмы и программное обеспечение
- ♦ Испытания и метрология

Подробную информацию о конференции см. на сайте: <http://www.elektropribor.spb.ru/rufset.html>

ОЦЕНКА И ПРОГНОЗ В ЗАДАЧАХ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

УДК 681.5

И. С. Мелёшин, ассистент,
Московский институт инженеров транспорта
ivanmel@mail.ru

Оценка основного сопротивления поезда метрополитена на основе фильтра Калмана

Представлен способ идентификации параметров основного сопротивления движению поезда с использованием фильтра Калмана, результаты которого могут использоваться в тяговом расчете и системах автоведения.

Ключевые слова: метрополитен, модель движения поезда, сопротивление движению, нелинейная фильтрация, фильтр Калмана, сигма-точечный фильтр Калмана

Внедрение систем автоматизированного управления движением поезда метрополитена позволяет повысить точность выполнения заданного расписания движения, уменьшить энергозатраты на тягу, улучшить условия труда локомотивных бригад. Автоматический выбор режимов управления поездом, позволяющий с фиксированной точностью соблюдать заданное время хода и минимизировать расход электроэнергии на тягу с учетом ограничений на все фазовые переменные, относится к классу изопериметрических задач вариационного исчисления. Решение этих задач выполняется методом динамического программирования и его разновидностями, методом случайного поиска, а также с использованием принципа максимума Понтрягина в формулировке Милютина и Дубовицкого [1]. Получение результата, соответствующего реальным условиям движения, непосредственно связано с точным моделированием движения поезда. Как показали многочисленные исследования и опыт внедрения автоматизированных систем управления, основные погрешности возникают при моделировании (как на борту, так и в стационарных условиях) движения поезда по инерции — в режиме выбега. Это связано с погрешностью определения основного сопротивления движению поезда в этом режиме. В данной статье приведена методика определения основного сопротивления движению поезда метрополитена с помощью фильтра Калмана.

Особенности модели сопротивления движению поезда

Для точного расчета необходима адекватная модель движения поезда, которая описывается дифференциальным уравнением [1]

$$\dot{V} = \xi(f - w_0 - w_d - b_T), \quad (1)$$

где V — мгновенная текущая скорость поезда; $\dot{V}$ — производная скорости по времени; ξ — коэффициент, учитывающий размерность величин и инерцию вращающихся масс поезда; f — удельная сила тяги; w_0 — удельная сила основного сопротивления движению поезда; w_d — удельная сила дополнительного сопротивления движению поезда; b_T — удельная сила торможения.

Силу основного сопротивления можно представить как функцию скорости в форме полинома второй степени:

$$w_0 = a + bV + cV^2, \quad (2)$$

где a , b , c — коэффициенты основного сопротивления.

Коэффициенты полинома (2) зависят от внешней среды и самого поезда. Обычно параметры основного сопротивления определяются на основе правил тягового расчета [2] или в результате опытных поездок при определенных условиях. На практике данные параметры являются уникальными для каждого подвижного состава и перегона [2, 3] и со временем могут изменяться. Более точная оценка параметров основного сопротивления возможна на основе экспериментальных данных. Для систем автоведения желательно, чтобы оценка происходила в процессе движения поезда. Эта задача может быть решена на основе текущих измерений скорости через обратное решение уравнения движения. Следует также отметить, что поскольку сила основного сопротивления при разгоне и торможении много меньше сил тяги и торможения, то для повышения точности w_0 следует рассчитывать на выбеге. Определение основного сопротивления движению при заданной модели поезда и измеренных значениях скорости является так называемой обратной задачей, решение которой при наличии шумов сталкивается с известными трудностями [4, 5].

Фильтрация шумов может быть осуществлена с помощью метода наименьших квадратов [6]. Повышение точности оценки возможно с использованием фильтра Калмана [7, 8], который позволяет учитывать шумы измерений. В связи с тем, что объект описывается нелинейным уравнением (2), для оценки параметров необходимо использовать модифицированные для нелинейных систем фильтры. В данной статье рассмотрен способ оценки параметров основного сопротивления с помощью расширенного (EKF) и сигма-точечного (UFK) фильтров Калмана [8].

Алгоритм рекуррентной оценки коэффициентов основного сопротивления движению поезда

Рассмотрим *расширенный фильтр Калмана*. Для получения оценок вектора состояния по серии зашумленных измерений необходимо представить модель динамики системы и измерения для каждого такта работы фильтра.

Нелинейная модель динамики системы позволяет определить вектор состояний системы в момент k при известном состоянии в момент $(k - 1)$ в соответствии с уравнением [9]

$$x_k = f_{k-1}(x_{k-1}) + w_{k-1}, \quad (3)$$

где k — номер отсчета; x_k — вектор текущего состояния системы; x_{k-1} — вектор состояния, полученный в предыдущий момент времени; f_{k-1} — вектор-функция, определяемая нелинейным уравнением системы; w_{k-1} — шум системы, заданный гауссовским законом распределения с нулевым математическим ожиданием и СКО Q_{k-1} .

В результате работы фильтра происходит оценка вектора состояния x , который включает в себя коэффициенты основного сопротивления и в решаемой задаче был определен следующим образом:

$$x = [x_1, x_2, x_3, x_4]^T, \quad (4)$$

где $x_1 = V$ — скорость подвижного состава; $x_2 = a + w_d$; $x_3 = b$; $x_4 = c$, причем a , b и c — коэффициенты основного сопротивления; w_d — дополнительное сопротивление движению поезда.

В момент k проводится измерение z_k истинного вектора состояния x_k :

$$z_k = h_k(x_k) + v_k, \quad (5)$$

где z_k — результат измерения в момент k ; h_k — вектор-функция, определяемая нелинейной моделью измерения; v_k — шум измерения, заданный гауссовским законом распределения с нулевым математическим ожиданием и СКО R_k .

Весь процесс оценки разбивается на два этапа — прогноза и коррекции оценки. На этапе предсказания для экстраполяции состояния системы для момента времени k используется модель динамики системы и оценка состояния на предыдущем $k - 1$ такте работы:

$$\hat{x}_k^- = f_{k-1}(\hat{x}_{k-1}^+), \quad (6)$$

где $-$ и $+$ — здесь и далее в тексте априорная и апостериорная оценки соответственно.

В соответствии с (1) скорость поезда, движущегося в режиме выбега, в момент k будет определяться следующим образом:

$$V_k = V_{k-1} + \dot{V}\xi\Delta T = V_{k-1} - (w_0 + w_d)\xi\Delta T, \quad (7)$$

где T — шаг временной дискретизации.

Тогда вектор-функция f имеет следующий вид:

$$f = \begin{bmatrix} x_1 - (x_2 + x_3x_1 + x_4x_1^2)\xi\Delta T \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Используя модель измерения (5) и априорную оценку вектора состояния (6), вычисляем оценку ожидаемого измерения:

$$\hat{z}_k = h_k(\hat{x}_k^-). \quad (9)$$

Результатом измерения z_k является скорость, первый элемент вектора состояния x . Тогда модель измерения будет определена как

$$h = x_1. \quad (10)$$

После получения очередного измерения наступает этап коррекции, для работы которого необходимы оценка состояния систем и оценка погрешности определения этого состояния. Коррекция оценки вектора состояния описывается уравнением

$$\hat{x}_k^+ = \hat{x}_k^- + \bar{K}_k(z_k - \hat{z}_k), \quad (11)$$

где $\hat{x}_k^+$ — апостериорная оценка состояния системы для текущего отсчета; $\bar{K}_k$ — оптимальная по Калману матрица коэффициентов усиления.

Матрица коэффициентов усиления определяется следующим образом:

$$\bar{K}_k = P_k^- H_k^T [H_k P_k^- H_k^T + R_k]^{-1}, \quad (12)$$

где P_k^- — априорная оценка ковариационной матрицы оценки вектора состояния; H_k — матрица Якоби.

Как видно из уравнения (12), для нахождения матрицы коэффициентов усиления необходима ковариационная матрица, которая является оценкой погрешности определения состояния. Данная матрица определяет точность полученной оценки вектора состояния и включает в себя оценку дисперсий погрешности вычисленного состояния и ковариаций между параметрами состояния системы. Вычисление матрицы ковариаций происходит перед моментом вычисления матрицы коэффициентов усиления по формуле

$$P_k^- = \Phi_{k-1} P_{k-1}^+ \Phi_{k-1}^T + Q_{k-1}, \quad (13)$$

где Φ_{k-1} — матрица Якоби (линеаризация уравнения состояния системы); P_{k-1}^+ — апостериорная оценка ковариационной матрицы оценки вектора состояния на предыдущем такте.

Матрица Φ представляет собой матрицу частных производных нелинейного уравнения динамики системы по вектору состояния:

$$\Phi = \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{x=\hat{x}^-} = \begin{bmatrix} 1 - (x_3 + 2x_4x_1)\xi\Delta T & -\xi\Delta T & -x_1\xi\Delta T & -x_1^2\xi\Delta T \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (14)$$

Для модели измерения матрица Якоби имеет следующий вид:

$$H = [1 \ 0 \ 0 \ 0]. \quad (15)$$

После уточнения вектора состояния (11) необходимо получить апостериорную оценку ковариационной матрицы, которая потребуется на следующем такте работы фильтра:

$$P_k^+ = [I - \bar{K}_k H_k] P_k^-, \quad (16)$$

где I — единичная матрица.

Для начала работы алгоритма необходимо задать начальную оценку вектора состояния, которая может быть получена на основе последнего измерения скорости и коэффициентов основного сопротивления, рассчитанных по правилам тягового

расчета [2]. Также требуется начальная оценка матрицы ковариаций P_0 , которая задает представление о разнице между истинным и оцениваемым состоянием. Можно определить оценку P_0 , как это показано в [10]:

$$P_0 = \begin{bmatrix} \sigma_v^2 & \sigma_v\sigma_a & \sigma_v\sigma_b & \sigma_v\sigma_c \\ \sigma_a\sigma_v & \sigma_a^2 & \sigma_a\sigma_v & \sigma_a\sigma_c \\ \sigma_b\sigma_v & \sigma_b\sigma_a & \sigma_b^2 & \sigma_b\sigma_c \\ \sigma_c\sigma_v & \sigma_c\sigma_a & \sigma_c\sigma_b & \sigma_c^2 \end{bmatrix}, \quad (17)$$

где σ_v — погрешность измерения скорости подвижного состава, км/ч; $\sigma_a, \sigma_b, \sigma_c$ — погрешность определения коэффициентов основного сопротивления.

В случае, если это не первый такт работы фильтра, необходимо получить априорную оценку вектора состояния и измерения по уравнениям (6) и (9), используя апостериорную оценку на предыдущем такте работы фильтра. Одной из особенностей работы фильтра является то, что с увеличением погрешности измерений значения матрицы коэффициентов усиления будут уменьшаться, и фильтр будет больше доверять прогнозным оценкам. С уменьшением помех измерения и увеличением шума системы с большим весом используются измеряемые параметры.

Перейдем далее к рассмотрению *сигма-точечного фильтра Калмана* [11]. Его применение позволяет достичь хороших результатов, когда гауссовское приближение рассматриваемых процессов дает большие ошибки. Метод основан на так называемом УТ-преобразовании, которое используется для расчета статистических характеристик случайных величин при их нелинейном преобразовании. УТ-преобразование обеспечивает формирование квазиоптимальных оценок состояния на основе представления плотности распределения вероятности конечным множеством выбранных особым образом сигма-точек. Алгоритм UFK подробно изложен в [12]. Преимущество фильтра UFK по сравнению с ЕФК заключается в том, что первый не требует расчета матрицы Якоби.

Оба алгоритма были реализованы в среде матричных вычислений MATLAB. Хотя использование первого вида алгоритма требует вычисления частных производных на каждом такте работы, в данной задаче, как показала практика, это не вызывает особенных вычислительных трудностей.

Проверка работоспособности алгоритмов

Для проверки работоспособности алгоритмов было проведено имитационное моделирование движения поезда при следующих заданных параметрах: масса загрузки и тары, начальная скорость, время выбега, дополнительное сопротивление движению, число вагонов и коэффициенты основного сопротивления. Затем к полученным значениям скорости добавляется подготовленная предварительно последовательность шумов. Зашумленная скорость подается на входы обоих фильтров и в результате получаются две оценки коэффициентов сопротивления. Использование одинаковой последовательности случайных данных позволяет сравнивать результаты работы между собой. Для упрощения задачи выявления основных особенностей работы алгоритмов предполагается, что в (3) отсутствует шум системы и все параметры движения, кроме параметров основного сопротивления движения (w_0), известны точно. Коэффициенты полинома (2) принимаются неизменными в течение поездки, а их начальные оценки принимаются равными истинным со 100 %-ной погрешностью. Следует особо отметить, что на точность и скорость работы алгоритма сильно влияет начальная оценка матрицы ковариаций. При ее задании по формуле (17) алгоритм практически сразу правильно определяет оценки. Погрешности определения оценок при $\sigma_v = 0,1$ км/ч составляют менее 0,03 % за 4 с работы фильтра. Подробно метод выбора начальной оценки

матрицы ковариаций для рассматриваемой задачи рассмотрен в [8]. При проверке работы рассматриваемых алгоритмов принималось, что начальная матрица ковариаций неизвестна и задается как единичная матрица соответствующей размерности. Расчеты выполняются для различных значений СКО шума измерений и различных условий численного эксперимента — продолжительности выбега, начальной скорости, уклона. Шаг дискретизации принимался равным 0,5 с. Оценим относительную погрешность определения коэффициента "a" следующим образом:

$$\Delta a = \frac{a - a^*}{a} \cdot 100 \%, \quad (18)$$

где a — коэффициенты, полученные по типовой методике; a^* — коэффициенты, полученные в результате работы алгоритма.

Относительная погрешность коэффициентов b и c определяется аналогичным образом. В результате сравнения работы обоих фильтров при всех перечисленных условиях было установлено, что их результаты практически совпадают. При задании закона распределения помехи, отличного от гауссовского, немного лучших результатов достигает сигматочечный фильтр Калмана по сравнению с ЕФК. Использование алгоритма УФК позволяет уменьшить погрешность оценок на 0,05 %. В дальнейшем рассматривался только расширенный фильтр Калмана. На рис. 1 представлен результат модели-

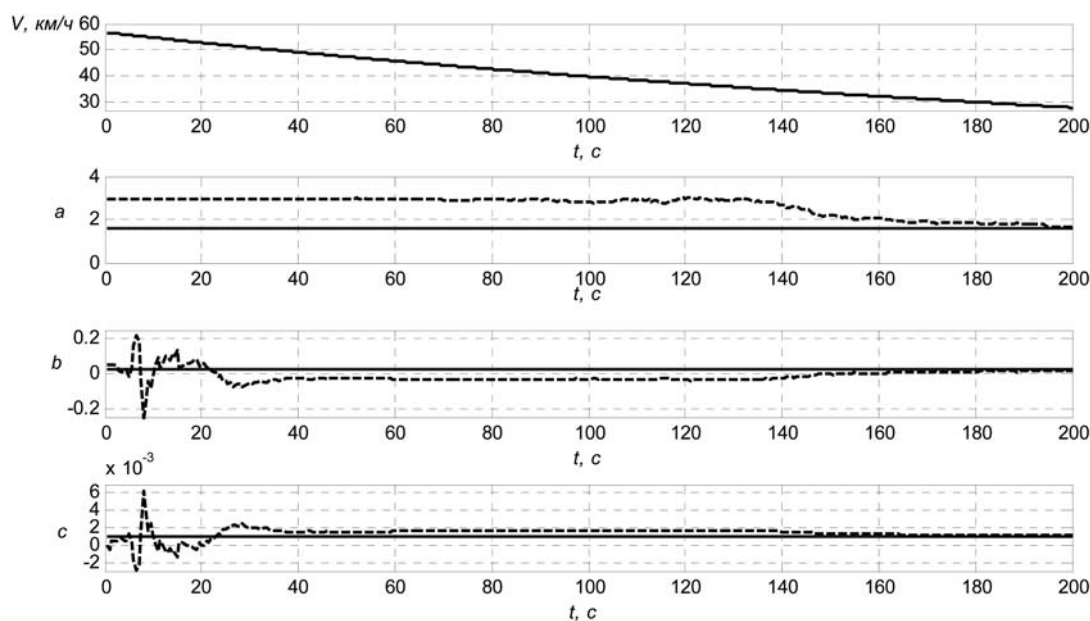


Рис. 1. Процесс моделирования движения поезда на выбеге и оценки коэффициентов: сплошная линия — истинные заданные значения, штриховая — результат работы фильтра

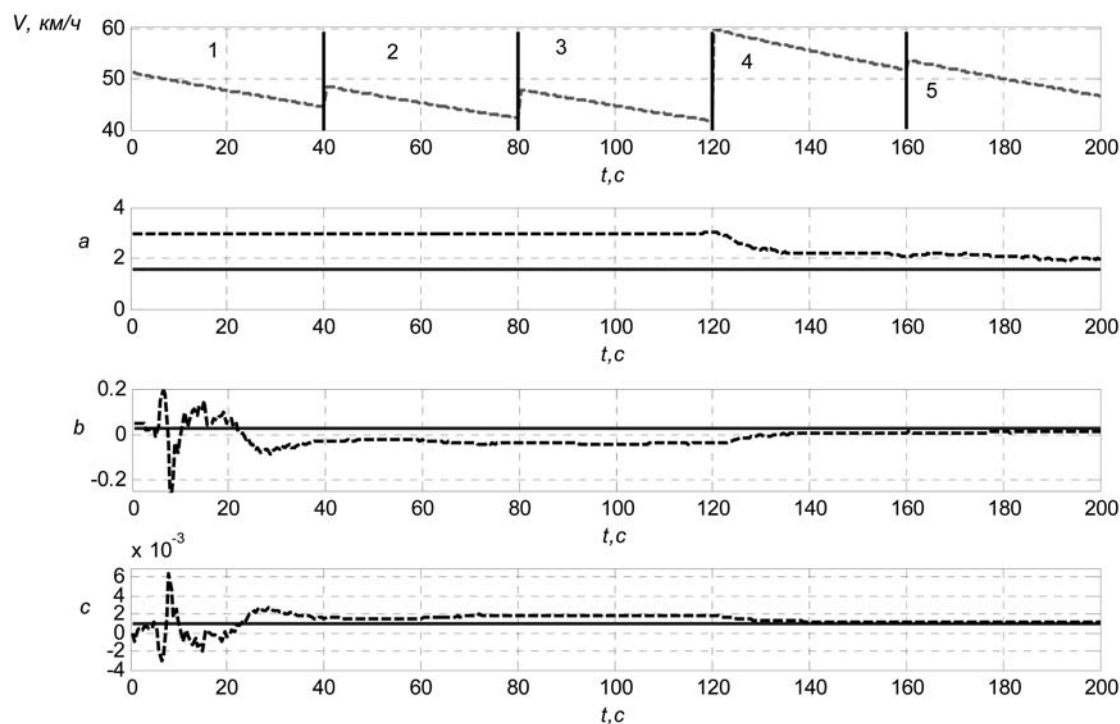


Рис. 2. Процесс моделирования движения поезда на выбеге и оценки коэффициентов при пяти проездах по одному участку с различными начальными скоростями: сплошная линия — истинные заданные значения, штриховая — результат работы фильтра

рования алгоритма при нулевом профиле, начальной скорости 60 км/ч, времени выбега 200 с и помете измерения скорости $\sigma_v = 0,1$ км/ч.

Погрешность расчета основного сопротивления по полученным оценкам составляет менее 1 %, что практически не сказывается на точности тягового расчета. При прочих начальных условиях были также получены приемлемые результаты. Время оценки в приведенном примере не сопоставимо со временем движения поезда в режиме выбега на перегонах метрополитена. Если подобная ситуация возникнет при работе с реальными данными, то эту проблему можно разрешить при многократном проезде поезда по выбранному участку пути и соответствующей настройке фильтра. Как показано в [9], при появлении некачественных данных или наступлении периода работы, когда данные отсутствуют, фильтр может приостановить работу до момента прихода необходимой информации. Предположим, что поезд движется при тех же условиях на выбеге в течение 40 с, и его скорость опускается до 52 км/ч. На основании численного эксперимента установлено, что хотя погрешность оценок коэффициентов будет составлять 90,2 %, 186,92 %, 37,5 % соответственно для a , b и c , погрешность расчета основного сопротивления на том же интер-

вале скорости не будет превышать 0,7 %. При расчете силы сопротивления на всем возможном диапазоне скоростей максимальная относительная погрешность составит 90 %. Поэтому важным моментом является работа фильтра на как можно большем диапазоне скоростей. При пятикратном проезде с различными начальными скоростями точность оценок увеличивается в 6 раз, если охватываемый диапазон скоростей опускается до 40 км/ч, как это показано на рис. 2. Точность оценок будет составлять 18,1, 33,6 и 5 %. Таким образом, в ситуации, когда полученные оценки оказываются неприемлемыми в связи с небольшим диапазоном скорости выбега или неустановившимся процессом уточнения оценок, работу фильтра можно продолжить при повторном проезде того же участка перегона с той же загрузкой до выполнения заданных требований.

При проезде поезда по переменному профилю в алгоритме работы фильтра необходимо учесть дополнительное сопротивление. Для этого перед каждым тактом работы фильтра дополнительное сопротивление прибавляется ко второму элементу вектора состояния. После получения скорректированной оценки необходимо вычесть из второго элемента значение того же дополнительного сопротивления.

Проверка работы алгоритма на реальных данных

Далее приведены результаты работы алгоритма на реальных данных, полученных с помощью регистратора параметров движения типа "черный ящик". Данные записывались на Серпуховско-Тимирязевской линии Московского метрополитена на вагонах типа 81-717 в ночное время, что соот-

ветствует околонулевой загрузке. Формула расчета основного удельного сопротивления, полученная на основе типовой методики [2], следующая:

$$w_0 = 1,776 + 0,025V + 0,0009V^2. \quad (19)$$

В результате обработки данных для трех перегонов были получены данные, приведенные в табл. 1,

где σ_1 — среднеквадратичные отклонения между измеренной скоростью и рассчитанной по формуле (19); σ_2 — среднеквадратичные отклонения между измеренной скоростью и рассчитанной по найденным коэффициентам; диапазон V — диапазон скорости, на котором происходил выбег.

Результат аналогичного расчета для трех других перегонов на одном перегоне показал близость найденных коэффициентов, что говорит о необходимости оценки параметров для каждого перегона и подвижного состава. Пример расчета для перегона Отрадное—Владыкино представлен в табл. 2.

Сравнение реальной траектории и рассчитанной по найденным коэффициентам для данного перегона показано на рис. 3. На рис. 4 показана разница между измеренной скоростью и рассчитанной.

Существенное значение в тяговом расчете имеет адекватность выбранных моделей. Предложенная методика позволяет проводить идентификацию параметров основного сопротивления на основе реальных данных, которая может быть использована в системах автоведения. В результате проведенной работы были получены уточненные оценки, которые использовались для проведения расчетов для линий Московского метрополитена в автоматизированной системе энергооптимальных расчетов [13].

Таблица 1

Перегон	Коэффициенты основного сопротивления			Диапазон V , км/ч	σ_1 , км/ч	σ_2 , км/ч
	a	b	c			
АЛТУФЬЕВО—БИБИРЕВО	1,6254	0,022878	0,00081678	65...56	0,50354	0,30655
БИБИРЕВО—ОТРАДНОЕ	1,7232	0,024255	0,00086596	74...58	0,33121	0,3157
ОТРАДНОЕ—ВЛАДЫКИНО	1,415	0,019917	0,00071105	72...35	1,1865	0,19329

Таблица 2

№ вагона	Коэффициенты основного сопротивления			Диапазон V , км/ч
	a	b	c	
290	1,415	0,019917	0,00071105	72...35
286	1,4238	0,02004	0,00071547	75...40
8520	1,3288	0,018703	0,00066773	80...55
8525	1,3687	0,019265	0,00068779	70...48

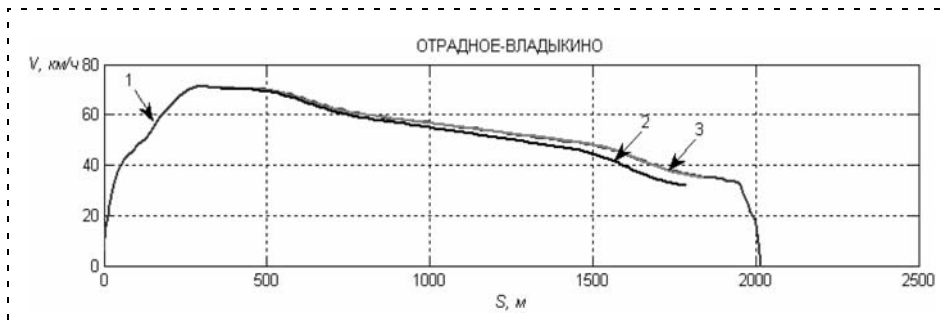


Рис. 3. Зависимость скорости поезда от пройденного пути:

1 — измеренная на всем участке; 2 — рассчитанная на выбеге по стандартным коэффициентам, 3 — рассчитанная на выбеге по полученным коэффициентам

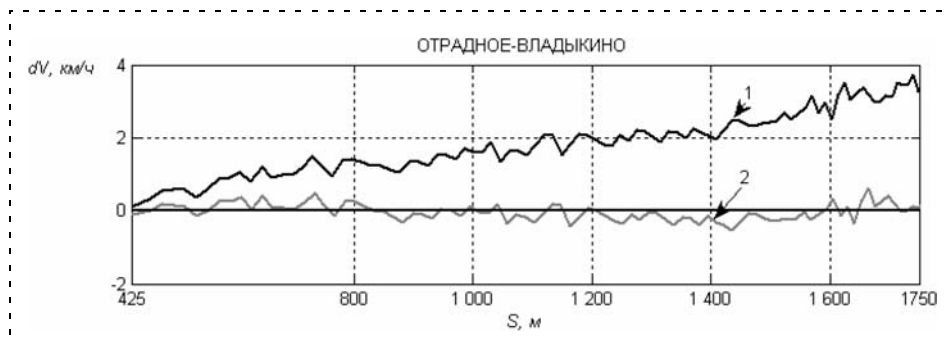


Рис. 4. Разница между измеренной скоростью на выбеге и рассчитанной:

1 — по стандартным коэффициентам; 2 — по полученным коэффициентам

Список литературы

1. Баранов Л. А., Головичер Я. М., Ерофеев Е. В., Максимов В. М. Микропроцессорные системы автоведения электроподвижного состава. М.: Транспорт, 1990.
2. Радченко В. Д. Сопротивление движению вагонов метрополитена. М.: Трансжелдориздат, 1956. 71 с.
3. Мелёшин И. С. Расчет основного сопротивления движению поезда метрополитена в автоматизированной системе выбора энергооптимальных режимов // Вестник МИИТ. 2008. № 19.
4. Тихонов А. Н., Арсенин В. Я. Методы решения некорректных задач. М.: Наука, 1979. 288 с.
5. Василенко Г. И. Теория восстановления сигналов. М.: Советское радио, 1979. 272 с.
6. Баранов Л. А., Мелёшин И. С. Определение параметров основного сопротивления движению поезда метрополитена // Мир транспорта. 2010. № 2.
7. Жербак Л., Елисеев И., Худорожко М. Метод оценки переменных с минимальной дисперсией // Мир транспорта. 2009. № 1.
8. Howlett P., Pudney P., Vu X. Estimating train parameters with an unscented Kalman filter. 2004. С. 34.13.1—34.13.10. http://www.apiems.net/archive/apiems2004/topication.php?paper=apiems2004_34.13.pdf.
9. Mohinder S. Grewal, Angus P. Andrews. Kalman filtering. Theory and practice using MatLab. Second edition. New York: A Wiley interscience publication, 2001.
10. Dan S. Kalman Filtering // Embedded Systems Programming. June, 2001.
11. Julier S. J., Uhlmann J. K. A new extension of the Kalman filter to nonlinear systems. http://www.cs.unc.edu/~welch/kalman/media/pdf/Julier1997_SPIE_KF.pdf.
12. Eric A. Wan, Rudolph van der Merwe. The Unscented Kalman Filter for Nonlinear Estimation. <http://www.lara.unb.br/~gaborges/disciplinas/efe/papers/wan2000.pdf>.
13. Баранов Л. А., Васильева М. А., Ершов А. В., Максимов В. М., Мелёшин И. С. Автоматизированная система выбора энергооптимальных режимов управления движением поезда метрополитена // Вестник МИИТ. 2008. № 19.

УДК 519.715

А. Ю. Новик, аспирант,
Саратовский государственный
технический университет,

В. А. Иващенко, д-р техн. наук, ст. науч. сотр.,
Институт проблем точной механики
и управления РАН, г. Саратов
iptmuran@san.ru

Модели и методы прогнозирования показателей качества листового стекла

Предложены модели и методы прогнозирования показателей качества листового стекла на основе фильтра Брауна, искусственной нейронной сети и системы нечеткого вывода, обеспечивающие повышение эффективности управления стекольным производством.

Ключевые слова: листовое стекло, автоматизированное управление, прогнозирование качества стекла

Введение

Технологические процессы производства листового стекла характеризуются наличием запаздывания по каналам управления и возмущающих воздействий, которое изменяется в широких пределах: от нескольких минут (для ванны расплава и печи отжига) до нескольких суток (по составу шихты). Поэтому эффективное управление этими процессами невозможно без прогнозирования показателей качества стекла [1].

Показатели качества стекла зависят от состава шихты и от процесса подготовки ее к варке. Для

приготовления шихты в качестве сырьевых материалов используются: песок, карбонат кальция, доломит, полевой шпат, сода, сульфат натрия и уголь. Их качество и количество в составе шихты определяют показатели качества листового стекла.

Фильтры Брауна

Одним из основных показателей качества стекла является его неоднородность, характеризующаяся свильностью — резко выраженными локальными оптическими неоднородностями стекла, которые представляют собой прозрачные нитевидные или слоистые включения, имеющие показатель преломления, отличный от показателя преломления основной массы стекла. Свиля в виде слоев вызывают астигматизм поверхности. Для прогнозирования этого показателя использован фильтр Брауна второго порядка [2].

По Брауну значение функции $f(t)$, предсказываемое на интервал времени Δt , может быть выражено рядом Тейлора

$$f_t + \Delta t = f_t + \frac{df}{dt} \Delta t + \frac{1}{2!} \frac{d^2 f}{dt^2} \Delta t^2 + \dots + \frac{1}{n!} \frac{d^n f}{dt^n} \Delta t^n.$$

Члены данного ряда связаны рекуррентной формулой

$$S_t^n(f) = \alpha S_t^{n-1}(f) + (1 - \alpha) S_{t-1}^n(f),$$

где в качестве начального условия принимаются

$$S_0^1(f) = S_0^2(f) = S_0^3 = f_k;$$

f_k — значение функции в точке, с которой начинается прогноз.

Для фильтра Брауна второго порядка имеют место следующие соотношения:

$$f_t = a_0 = 3S_t(f) - 3S_t^2(f) + S_t^3(f);$$

$$\frac{df}{dt} = a_1 = \frac{\alpha^2}{2(1-\alpha)^2} ((6-5\alpha)S_t(f) - 2(5-4\alpha)S_t^2(f) + (4-3\alpha)S_t^3(f));$$

$$\frac{d^2f}{dt^2} = a_2 = \frac{\alpha^2}{(1-\alpha)^2} (S_t(f) - 2S_t^2(f) + S_t^3(f)),$$

где α — параметр сглаживания.

Использование фильтров Брауна второго порядка обеспечивает прогнозирование свильности стекла с погрешностью, не превышающей 1...2 % (абсолютная ошибка прогноза, отнесенная к фактическому значению прогнозируемого параметра, в процентах) на интервалы времени $\Theta = n\Delta t = 10$ мин ($\Delta t = 5$ мин — интервал сбора информации в системе, $n = 2$ — число интервалов, на которое выполняется прогноз).

Качество прогноза оценивается значением среднеквадратической ошибки

$$e = \sqrt{\sum_{i=k}^{n-1} [(p_i - \hat{p}_i)^2 / (n-k)]},$$

где p_i и $\hat{p}_i$ — действительное и прогнозное значения свильности стекла; k — длина предыстории (ретроспективы), используемой для прогноза.

Качество прогноза существенно зависит от выбора параметра сглаживания α . Чем больше этот параметр, тем существеннее вклад последних наблюдений в результаты прогнозирования (влияние начальных условий быстро убывает).

Таблица 1
Зависимость среднеквадратических ошибок прогноза от параметров фильтра

Параметры фильтра	$k = 5$	$k = 6$	$k = 7$
$\alpha = 0,5$	1,06	1,09	1,06
$\alpha = 0,6$	1,04	1,02	1,30
$\alpha = 0,7$	1,05	1,03	1,15

Помимо параметра α на качество прогноза оказывает влияние и выбор параметра k — длины предыстории, используемой для прогноза.

На рис. 1 (см. вторую сторону обложки) приведены результаты прогнозирования свильности стекла, полученные для $k = 6$ и $\alpha = 0,6$.

Среднеквадратическая ошибка при данных параметрах фильтра составила 1,02 %. Значение среднеквадратических ошибок прогноза при $k \in \{5; 6; 7\}$ и $\alpha \in \{0,5; 0,6; 0,7\}$ приведены в табл. 1.

Искусственные нейронные сети

При использовании фильтра Брауна в явном виде не учитывается влияние на качество стекла отдельных компонентов шихты. Это становится возможным при использовании искусственной нейронной сети (ИНС) [3].

В качестве прогнозируемых значений при этом выступают одновременно несколько показателей качества: плотность, однородность и свильность стекла.

При определении конфигурации ИНС большое внимание уделяется ее размерности. Это обусловлено тем, что при большой размерности обучение сети занимает много времени, а при недостаточной — сеть плохо обучается и при функционировании выдает неприемлемые результаты.

В основу определения размерностей входного и выходного слоев ИНС положены следующие условия:

- во входном слое сети число элементов (нейронов) соответствует используемому числу параметров, влияющих на однородность стекла;
- выходной слой содержит три нейрона, определяющих прогнозные значения показателей качества стекла (плотности, однородности и свильности).

Вопрос о числе промежуточных (скрытых) слоев и нейронов в них решался экспериментальным путем исходя из времени обучения сети и точности прогноза. В результате установлено, что достаточно одного скрытого слоя с числом нейронов, равным числу нейронов во входном слое.

Таким образом, конфигурация сети представляет собой трехслойный персептрон, входной и скрытый слои которого содержат по 5 нейронов, а выходной слой — 3 нейрона (рис. 2).

Обучение персептрона проводилось по комбинированному алгоритму — совокупности алгоритмов обратного распространения ошибки и Коши. Такое сочетание алгоритмов обеспечивает достаточное быстрое обучение персептрона и выход функции обучения из локальных минимумов.

Нормирование данных выполняли по соотношению $p_i^H = (p_i - p_{\min}) / (p_{\max} - p_{\min})$, в котором

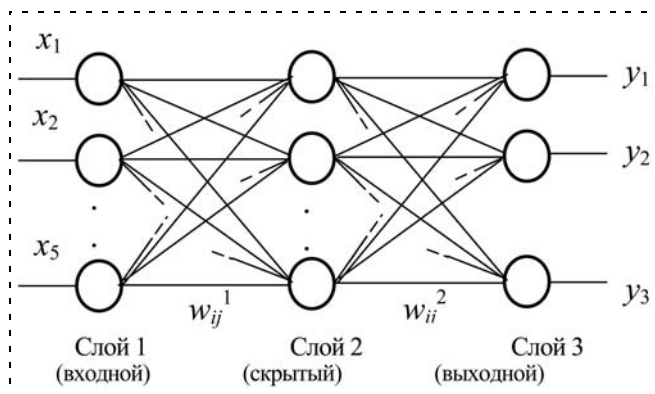


Рис. 2. Структура ИНС:

x_1 — содержание кремнезема в шихте (SiO_2), %; x_2 — содержание оксида натрия в шихте (Na_2O), %; x_3 — содержание оксидов кальция и магния в шихте (CaO , MgO), %; x_4 — содержание оксида железа в шихте (Fe_2O_3), %; x_5 — содержание оксида алюминия в шихте (Al_2O_3), %; y_1 — однородность стекла, %; y_2 — плотность стекла, г/см³; y_3 — свильность стекла, г/см³; w_{ij}^1 , w_{ij}^2 — весовые коэффициенты (синапсы) линий, связывающих элементы первого и второго, второго и третьего слоев сети, соответственно; i и j — номера элементов в слоях

$p_{\min}$ и $p_{\max}$ — минимальное и максимальное значения входных параметров в обучающей выборке; p_i и p_i^H — ненормированное и нормированное значения входных параметров, подаваемых на i -й вход сети.

В качестве функции активации использовали сигмоидальную функцию $f(s) = 1/(1 + e^{-as})$, где a — некоторый параметр; s — взвешенные суммы входных сигналов нейронов. Ценным свойством сигмоидальной функции, существенным для решения данной задачи, является ее способность усиливать слабые сигналы лучше, чем большие, и предотвращать насыщение от больших сигналов. Данное свойство определяется значением параметра a , который рекомендуется назначать равным или большим 1.

Персептрон обучали на недельной выборке объемом 1232 пары обучающих векторов.

В указанных выше условиях при 2000 итерациях (циклах обучения) время обучения сети не превышало 7...8 с (процессор AMD Ahtlon X2 6000+), ошибка обучения находилась в пределах 0,0548...0,0612, а максимальная относительная ошибка прогнозирования составила 0,82 %.

На рис. 3 (см. вторую сторону обложки) представлены результаты прогнозирования свильности стекла с помощью персептрона.

Из результатов прогнозирования показателей качества

листового стекла с помощью фильтра Брауна второго порядка и персептрона на интервалы времени $\Theta = 10$ мин следует, что для персептрона средне-квадратическая ошибка прогноза на 0,07...0,18 %, а максимальная относительная — на 0,93...0,76 % меньше, чем для фильтра Брауна второго порядка.

Системы нечеткого вывода

В отличие от фильтра Брауна и ИНС системы нечеткого вывода (СНВ) позволяют осуществлять прогнозирование показателей качества стекла на более длительные отрезки времени.

Для построения СНВ необходимо создание базы знаний, которая формируется специалистами предметной области в виде совокупности нечетких предикатных правил, число которых ограничено возможными комбинациями входных лингвистических переменных (ЛП).

В рассматриваемой СНВ выходными переменными является содержание в шихте ингредиентов (SiO_2 , Al_2O_3 , CaO , MgO , Na_2O , Fe_2O_3 и стеклобоя), характеризующее термами: "низкое", "среднее" и "высокое". В качестве выходной переменной выступает однородность стекла, характеризующаяся термами: "низкая", "средняя" и "высокая".

ЛП описываются функциями принадлежности $\mu(x)$, вид которых выбирается с учетом простоты представления и вычисления при условии обеспечения требуемого качества решения задачи. Исходя из этих соображений для всех ЛП приняты трапециевидальные функции принадлежности (рис. 4).

В табл. 2 приведены параметры входных ЛП.

В качестве алгоритма нечеткого вывода использован алгоритм Мамдани [4].

База продукционных правил представлена в табл. 3.

На рис. 5 (см. вторую сторону обложки) приведены результаты прогнозирования однородности стекла с помощью СНВ.

При прогнозировании на 2...4 суток ошибка прогноза находилась на уровне 1...2 %.

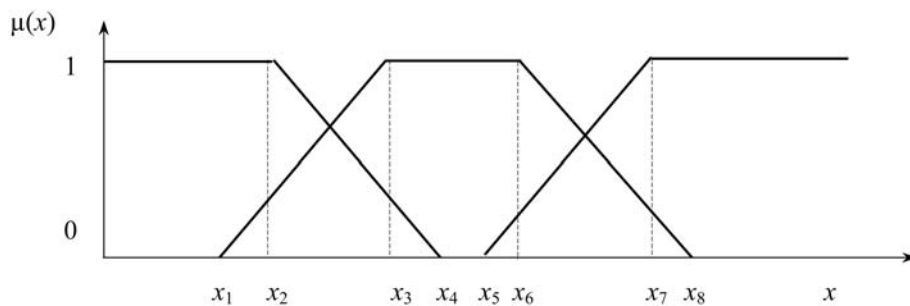


Рис. 4. Вид функций принадлежности входных ЛП

Таблица 2

Параметры функций принадлежности входных ЛП

Входные ЛП		x_1	x_2	x_3	x_4	x_5	x_6	x_7	x_8
Ингредиенты шихты, %	SiO ₂	71,5	71,7	72,3	72,5	72,7	72,9	73,5	73,7
	Al ₂ O ₃	0,89	0,90	0,95	0,98	1,01	1,05	1,1	1,11
	CaO	8,1	8,2	8,6	8,7	8,8	9	9,5	9,6
	MgO	3	3,2	3,5	3,7	3,8	3,9	4,3	4,5
	Na ₂ O	12,7	12,9	13,2	13,3	13,4	13,5	13,8	14
	Fe ₂ O ₃	0,3	0,4	0,7	0,8	0,9	1	1,3	1,5
Содержание стеклобоя в шихте, %		1,5	1,3	1	0,8	0,7	0,6	0,4	0,1

Таблица 3

База продукционных правил

№ правила	Условия	Вывод
1	Если "Содержание SiO ₂ в шихте высокое" или "Содержание CaO и MgO высокое" или "Содержание Fe ₂ O ₃ в шихте высокое"	Однородность стекла низкая
2	Если "Содержание Na ₂ O в шихте высокое" или "Содержание Al ₂ O ₃ в шихте высокое"	Однородность стекла низкая
3	Если "Содержание Na ₂ O в шихте среднее" и "Содержание Al ₂ O ₃ в шихте среднее" и "Содержание стеклобоя среднее"	Однородность стекла низкая
4	Если "Содержание SiO ₂ в шихте низкое" и "Содержание Na ₂ O в шихте низкое" и "Содержание CaO и MgO среднее"	Однородность стекла низкая
5	Если "Содержание SiO ₂ в шихте среднее" и "Содержание CaO и MgO среднее" и "Содержание Fe ₂ O ₃ в шихте низкое"	Однородность стекла средняя
6	Если "Содержание Na ₂ O в шихте среднее" и "Содержание Al ₂ O ₃ в шихте среднее" и "Количество (съем) стекломассы высокое"	Однородность стекла средняя
7	Если "Содержание Na ₂ O в шихте низкое" и "Содержание Al ₂ O ₃ в шихте среднее" и "Содержание стеклобоя низкое" и "Содержание CaO и MgO среднее"	Однородность стекла средняя
8	Если "Содержание SiO ₂ в шихте низкое" и "Содержание Al ₂ O ₃ в шихте среднее" и "Содержание стеклобоя высокое"	Однородность стекла средняя
9	Если "Содержание Fe ₂ O ₃ в шихте среднее" и "Содержание SiO ₂ в шихте среднее" и "Содержание CaO и MgO среднее"	Однородность стекла высокая
10	Если "Содержание Na ₂ O в шихте низкое" и "Содержание Fe ₂ O ₃ в шихте среднее" и "Содержание CaO и MgO среднее"	Однородность стекла высокая
11	Если "Содержание Na ₂ O в шихте среднее" и "Содержание Al ₂ O ₃ в шихте среднее" и "Съем стекломассы не низкий" и "Содержание стеклобоя среднее"	Однородность стекла высокая
12	Если "Содержание SiO ₂ в шихте не низкое" и "Содержание Na ₂ O в шихте низкое" и "Содержание CaO и MgO среднее" и "Содержание стеклобоя среднее" и "Содержание Fe ₂ O ₃ в шихте не высокое"	Однородность стекла высокая

Предложенные модели и методы реализованы в среде Delphi 7.

Заключение

1. Предложены модели и методы прогнозирования показателей качества листового стекла на основе фильтра Брауна, искусственной нейронной сети и системы нечеткого вывода. Совместное использование этих методов обеспечивает прогнозирование показателей качества стекла в широком временном диапазоне — от нескольких минут до нескольких суток.

2. Прогнозирование показателей качества листового стекла обеспечивает повышение эффективности управления стекольным производством в условиях запаздывания управляющих и возмущающих

воздействий в технологических процессах производства стекла.

3. Предложенные в работе модели и методы внедрены на ОАО "Саратовстройстекло".

Список литературы

1. Макаров Р. И., Тарбеев В. В., Хорошева Е. Р. Управление качеством листового стекла (флоат-способ). М.: Изд-во АСВ, 2002. 192 с.
2. Теория прогнозирования / Под. ред. Саркисяна С. А. М.: Высшая школа, 1977. 351 с.
3. Иващенко В. А., Васильев Д. А., Резчиков А. Ф. Методы прогнозирования электрических нагрузок в условиях АСУ электропотреблением промышленных предприятий // Мехатроника, автоматизация, управление. 2006. № 7. С. 52—55.
4. Новик А. Ю., Иващенко В. А. Прогнозирование показателей качества листового стекла на основе систем нечеткого вывода // Актуальные задачи управления социально-экономическими и техническими системами. Саратов: Научная книга, 2010. С. 14—18.

МЕХАТРОННЫЕ ОБУЧАЮЩИЕ И ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЕ СИСТЕМЫ

УДК 531.53+681.5

А. Л. Фрадков^{1, 2}, д-р техн. наук, проф.,
Б. Р. Андриевский^{1, 2}, д-р техн. наук, доц.,
К. Б. Бойков³, **А. Б. Андриевский**¹, магистр,

¹ Институт проблем машиноведения РАН,
Санкт-Петербург,

² Санкт-Петербургский государственный
университет информационных технологий,
механики и оптики, Санкт-Петербург,

³ Корпорация "Гранит-7", Санкт-Петербург
boris.andrievsky@gmail.com

Многомаятниковый мехатронный комплекс*

Описан разработанный в ИПМаш РАН многомаятниковый мехатронный комплекс, механическая часть которого представляет собой набор взаимосвязанных маятниковых устройств, образующих сложную колебательную нелинейную механическую систему с большим числом степеней свободы. Представлены результаты экспериментальных исследований по изучению поведения цепочки маятников при гармоническом внешнем возбуждении, подтверждающие полученные ранее теоретические положения. На основе экспериментального исследования взаимодействия цифровой измерительно-управляющей системы комплекса через канал связи намечены пути оптимизации канала связи для многоточечных локальных мехатронных комплексов.

Ключевые слова: мехатронный стенд, цепочка маятников, нелинейные колебания, обмен данными, канал связи

*Посвящается светлой памяти
Бориса Петровича Лаврова*

Введение

Задачи управления колебательными механическими системами имеют значительный теоретический интерес и возрастающее практическое значение. Для проведения научных исследований и учебного процесса в области мехатроники и автоматического управления в различных исследовательских центрах и университетах разрабатывается

* Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (гранты №№ 07-01-92166, 09-08-00803), Межсекционной программы фундаментальных исследований ОЭМПУ РАН, "Проблемы управления и безопасности энергетики и технических систем" и Российской федеральной целевой программы "Научные и научно-педагогические кадры инновационной России" (контракт № 16.740.11.0042). Авторы признательны Роману Золотуху (ООО ЭФО, Санкт-Петербург) за консультации по САПР Quartus II.

лабораторное оборудование, методическое, алгоритмическое и программное обеспечение. Широкое распространение находят лабораторные маятниковые учебно-исследовательские установки. Маятниковые системы характеризуются существенно нелинейной динамикой, что позволяет изучать и наглядно демонстрировать с их помощью достаточно сложные нелинейные эффекты, такие как неустойчивость, хаос, синхронизацию, эффект Зоммерфельда [1]. Данная статья посвящена описанию новой уникальной мехатронной установки — *многомаятникового мехатронного комплекса* (ММК ИПМаш), разрабатываемого в лаборатории управления сложными системами ИПМаш РАН в 2005—2009 гг. на базе предыдущих разработок [2—7]. Значительную роль в разработке и создании механической части стенда сыграл безвременно ушедший проф. Б. П. Лавров (НПО "Механобр-Техника").

Комплекс ММК ИПМаш включает:

- модульную многосекционную маятниковую систему, включающую два двигателя возбуждения (постоянного тока) и до пятидесяти маятниковых секций, маятники которых последовательно связаны между собой торсионными пружинами;
- электронное оборудование (включая устройства обмена данными с компьютером);
- управляющую вычислительную машину (УВМ) для управления установкой в реальном времени, обработки и визуализации результатов экспериментов;
- электросиловые устройства (усилители мощности, блоки питания).

Механическая часть комплекса описана в разделе 1. Обмен данными осуществляется через стандартный порт ввода-вывода компьютера. Для управления комплексом в реальном времени, проведения лабораторных экспериментов, отображения и обработки их результатов разработано специальное аппаратное и программное обеспечение, которому посвящен раздел 2.

ММК ИПМаш создан в целях проверки теоретических основ управления нелинейными колебаниями, тестирования и совершенствования алгоритмов взаимодействия цифровой измерительно-управляющей системы комплекса через канал связи для многоточечных локальных мехатронных комплексов. При проектировании аппаратно-программ-

ного обеспечения комплекса требовалось решить проблему увеличения пропускной способности канала связи при сохранении синхронности взаимодействия вычислительных алгоритмов, выполняемых УВМ, с работой модулей комплекса. Сложность решения поставленной задачи обусловлена тем, что комплекс содержит большое число модулей (до 50 маятников и два двигателя) при необходимости изменять конфигурацию (пространственное размещение) модулей и их число. Вследствие этого длина линий канала связи между последним модулем до УВМ составляет не менее 10 м. Кроме этого, требуется обеспечить универсальность и аппаратную независимость используемого в ММК ИПМаш интерфейса для возможности согласования как со стандартными персональными компьютерами, так и со специализированными системами обработки информации на базе микроконтроллеров.

К настоящему времени на комплексе проведены экспериментальные исследования, результаты которых нашли отражение в работах [7—9]. Результаты проведенных экспериментов позволили сформировать окончательные требования к аппаратно-программному обеспечению комплекса и на примере ММК ИПМаш наметить пути оптимизации каналов связи многоточечных локальных мехатронных комплексов.

1. Механическая часть комплекса

Механическая часть комплекса ММК ИПМаш состоит из одинаковых маятниковых секций, соединенных между собой торсионными пружинами. В комплекс входит до 50 секций, причем конструкция комплекса дает возможность располагать их как линейно (последовательно), так и циклически. Схематический чертеж маятниковой секции представлен на рис. 1, а на рис. 2 приведена фотография установки при соединении 12 секций. Каждая секция имеет в основании полую прямоугольную коробку, в которой смонтирован электромагнит и (локальное) электронное управляющее устройство. Каждый маятник имеет одну (вращательную) степень свободы. Маятник подвешен на опоре, через специальные отверстия которой проходит ось вращения маятника. Груз маятника включает вставку из постоянного магнита. Когда маятник находится вблизи нижнего положения, возможно возбуждение магнитного взаимодействия между подвижной частью маятника (грузом) и электромагнитом, расположенным в основании маятниковой секции. Напряжение, подаваемое на электромагнит, вырабатывается локальным автоматом управления ма-

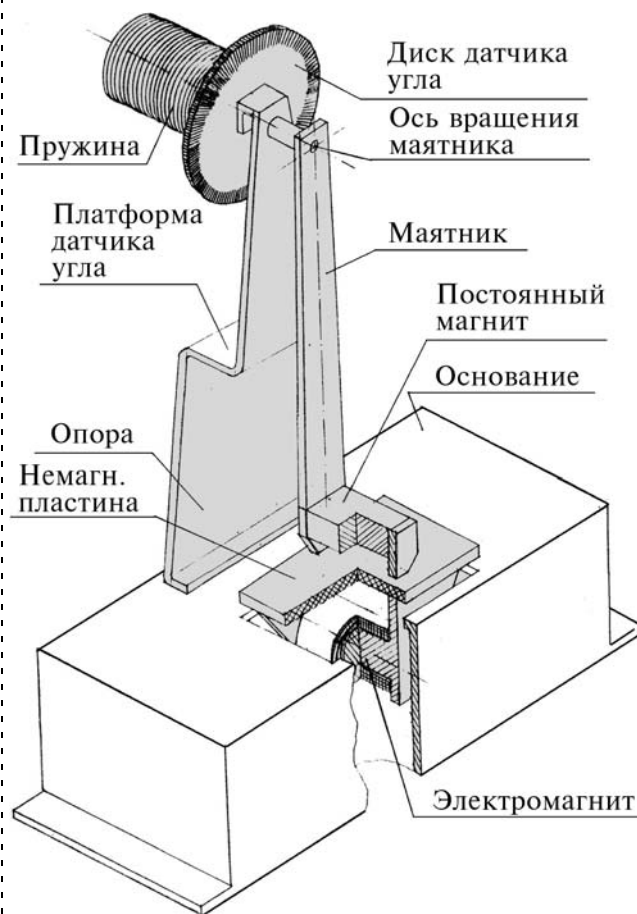


Рис. 1. Схематический чертеж маятниковой секции



Рис. 2. Маятниковая установка с 12 секциями и двигателем

ятниковой секции, который, в свою очередь, подчиняется командам управления от центрального компьютера. Благодаря этому есть возможность реализовать импульсное управление движением маятника. Чтобы менять частоту собственных колебаний маятника, к нему может быть прикреплен противовес с грузом. Благодаря этому можно изменять момент инерции и эффективную длину маятника (расстояние между его осью вращения и центром масс). На валу вращения также закреплен диск с маской (с прорезями) оптического датчика угла поворота маятника. Диск имеет 90 прорезей по окружности. Электронная плата датчика угла поворота размещена на средней части опоры. Плата датчика охватывает периферийную часть диска с прорезями. Чувствительный элемент состоит из пары излучатель (светодиод) — приемник (фотодиод). На основе полученной на выходе фотодиода последовательности импульсов определяется текущее значение угла поворота и направление вращения маятника. Обработка импульсов выполняется в локальном автомате управления, который формирует данные для передачи через общую шину по запросу в центральный компьютер. Алгоритм обработки позволяет при указанном числе прорезей измерять угол поворота маятника с точностью в один градус.

Оси маятников соседних секций связаны между собой торсионными пружинами, служащими для передачи крутящего момента и обмена энергией между маятниками. Помимо электромагнитного момента, действующего через основания маятниковых секций, на первый и последний маятники в цепочке можно воздействовать вращающим моментом со стороны электрических двигателей¹. Электродвигатели также имеют локальные устройства управления и датчики угла поворота, сопряженные с центральным компьютером.

Набор взаимосвязанных маятниковых устройств образует сложную колебательную механическую систему, обладающую нелинейной динамикой и большим числом степеней свободы. Такая механическая система может служить основой для проведения обучающих и научных экспериментов по нелинейной динамике, управлению и синхронизации в сетях нелинейных динамических систем высокого порядка, а также для отработки принципов организации, программных и аппаратных средств для сбора информации и управления в сложных распределенных комплексах.

¹ В настоящее время на комплексе установлен один электродвигатель.

2. Аппаратно-программное обеспечение системы управления комплекса

Система управления комплекса состоит из: контроллеров модулей маятников и двигателей; УВМ и устройства сопряжения с объектом (УСО); электросиловых устройств (усилителей мощности, блоков питания); канала связи. Ниже эти компоненты описываются более подробно.

Контроллеры модулей

Контроллеры модулей маятников и двигателей базируются на *универсальной логической плате* (УЛП), разработанной для ММК ИПМаш в целях схемотехнической унификации модулей при соблюдении условия достижения максимально возможного быстродействия контроллера, которое необходимо обеспечить для устойчивого управления электромагнитным возбудителем маятника.

Ядром УЛП является микросхема программируемой логики (ПЛИС) типа *EPM240T100C5* логической емкостью 240 макроячеек производства фирмы *Altera*. Каждый контроллер представляет собой специализированный микропрограммный автомат с жесткой "прошивкой" (встроенной программой) для задач управления маятниками (для модулей маятников) или двигателями постоянного тока (для модулей двигателей), а также измерения углов поворота вала (для модулей обоих типов). Помимо ПЛИС в состав УЛП входят: три формирователя входных сигналов (компаратора) на основе микросхем *AD790AR* для сопряжения с импульсными датчиками положения вала, установленными на механических частях модулей; вторичные источники питания (стабилизаторы напряжения) на основе микросхем 7805 и *ADP3338-3.3AKC*, служащие для электропитания ПЛИС и формирования стабильных напряжений с номинальными значениями 5 В и 3,3 В при внешнем питании УЛП напряжением в диапазоне от 7,5 до 15 В. На УЛП также находится тактовый генератор на микросхеме *74HC04D*, стабилизированный кварцевым резонатором с номинальной частотой 10 МГц.

Программирование ПЛИС проводится непосредственно в составе УЛП с помощью разъема, на который выведен интерфейс *JTAG* микросхемы, к которому подключается кабель программатора *Altera ByteBlaster*.

Разработка прошивок ПЛИС УЛП выполняется с использованием системы проектирования *Quartus II* версии *9.1 BETA*, производства фирмы *Altera* (свободно распространяемой через сеть Интернет на сайте компании *Altera* и не требующей лицензии) [10]. В качестве базовой версии выбрана вер-

сия, работающая под управлением *операционной системы (ОС) GNU/Linux*. Выбор ОС — единый для поддержки всего аппаратно-программного обеспечения комплекса и предполагает использование отечественного дистрибутива *ALT Linux 4.0 Desktop* [11].

Микросхема *EPM240T100C5* была выбрана исходя из анализа задач, стоящих перед контроллером, оптимальности схемотехнического решения и минимизации стоимости платы.

Основными задачами, решаемыми контроллером, являются [6, 7]:

- реализация *программного управления* маятником либо двигателем в целях обеспечения максимальных возможностей управления с верхнего уровня (в данном случае — с УВМ);
- *полностью цифровое* формирование управляющего сигнала (с помощью *широотно-импульсной модуляции* (ШИМ): *синхронной* с колебаниями (моменты прохода через состояние равновесия) в случае модулей маятников и *асинхронной* в случае модулей двигателей (частота определяется требуемыми параметрами быстрогодействия по реверсу и инерционными свойствами объекта управления — коллекторного двигателя постоянного тока));
- *полностью цифровой* способ измерения угла и определения направления движения вала электромеханического модуля (с помощью импульсных датчиков — *валкодеров*);
- ввод и обработка *аппаратных уставок* — адреса модуля, событий датчиков, требующих немедленной обработки;
- формирование протокола информационного взаимодействия с системой управления верхнего уровня (в данном случае — с УВМ);
- организация быстрогодействующего (время доступа не более 5 мкс) физического канала связи, представляющего собой *шину с открытым выходом* (сток или коллектор).

Оптимальность схемотехнического решения контроллера определяется требованием минимальности числа элементов, располагаемых на плате, при соблюдении условия выполнения задач, стоящих перед контроллером.

Применение ПЛИС *Altera EPM240T100C5* позволило соблюсти требование оптимальности схемотехнического решения, применительно ко всем модулям комплекса:

- время доступа к контроллеру по чтению и записи — не более 1 мкс (типовое — 400 нс);
- отсчет угла — 12 разрядов с автоматическим определением направления движения;

- широтно-импульсное управление (8 разрядов) возбуждением двигателей и маятников с синхронизацией по нулевому положению (маятники);
- абсолютная погрешность отработки импульса синхронизации — не более 100 нс;
- формирование унифицированного протокола информационного взаимодействия (запись/чтение по каналам адреса и данных);
- независимые асинхронные каналы считывания результата измерения и ШИМ управления *параллельного действия*.

При применении микропроцессоров в устройствах управления нижнего уровня возникает нестабильность начала выполнения задач в зависимости от приоритетности решаемой контроллером задачи (результат последовательного выполнения инструкций программы, частично компенсируемый возможностями прерываний), период латентности может достигать сотен микросекунд — единиц миллисекунд (в лучшем случае). Возможно (с большими, чем в случае применения ПЛИС, допусками) применение в составе модулей ММК ИПМаш микропроцессорных контроллеров с ядром *ARM7* или *ARM9*.

Заметим также, что применение микросхем *EPM240T100C5* является более выгодным решением с точки зрения стоимости, чем использование программируемых микропроцессорных контроллеров.

Управляющая вычислительная машина и устройство сопряжения

В качестве УВМ в составе аппаратно-программного обеспечения комплекса применен персональный компьютер на базе процессора *Intel Celeron* с тактовой частотой 400 МГц, объемом ОЗУ 384 Мбайт и объемом накопителя на жестком диске 40 Гбайт. УВМ используется для:

- управления контроллерами модулей;
- обработки и визуализации данных эксперимента.

УВМ работает под управлением ОС *GNU/Linux* (дистрибутив *ALT Linux Desktop 4.0 Personal*). Использование Linux в качестве ОС УВМ имеет ряд преимуществ по сравнению с программным обеспечением экспериментальных стендов на базе ОС *Microsoft Windows*, а именно:

- открытый код ядра ОС, допускающий редактирование и пересборку под решаемую задачу;
- возможность выбора *планировщика* задач ядра ОС (три планировщика в случае *Linux* и один в случае *Windows*) в целях оптимизации использования процессорного времени в пользу приоритетных задач опроса и формирования управляющих воздействий;

- более полная реализация многозадачности и многопоточности;
- наличие дополнительного программного обеспечения для поддержки режима, близкого к режиму "жесткого" реального времени (пакеты *rtai* и *rtLinux*);
- наличие специализированного программного обеспечения под задачи измерения и управления (пакет *comedi* — *COntrol and MEasurement Driver Interface* [12]);
- масштабируемость ОС (возможность частичной конфигурации ядра — от минимальной до избыточной);
- переносимость ОС (кросс-компиляторы);
- простота и безопасность удаленного доступа к ресурсам УВМ, в том числе через сеть Интернет (по протоколу *ssh*) [13];
- отсутствие проблем, связанных с лицензионным программным обеспечением (с необходимостью приобретения пакетов *MATLAB*, *Realtime Toolbox* и аналогичных);
- отсутствие проблем, связанных с компьютерными вирусами (с необходимостью приобретения антивирусных программ, со значительным замедлением работы компьютера и, в частности, операций ввода/вывода под воздействием антивирусного программного обеспечения).

Дистрибутив *ALT Linux Desktop 4.0 Personal* установлен на УВМ в стандартной конфигурации. Для поддержки обмена с аппаратными средствами комплекса дополнительно установлены пакеты *comedi 0.7.76* и *comedilib 0.8.1*. Они представляют собой специализированный набор программных средств абстрагирования от аппаратуры с помощью виртуальной файловой системы. Пакет *comedi 0.7.76* представляет собой набор драйверов (в исходных текстах) для поддержки ядром *Linux* универсальных плат аналого-цифрового и цифрового ввода/вывода ведущих фирм-производителей, таких, как *Advantech*, *National Instruments*, *ComputerBoards* и т. д. После сборки пакета предоставляются драйверы уровня ядра ОС для всех поддерживаемых плат. Пакет *comedilib 0.8.1* — интерфейс функций уровня пользовательских программ к драйверам, предоставляемым пакетом *comedi 0.7.76*. Доступ предоставляется через виртуальные файлы (*/dev/comedi**), избавляющие конечного пользователя от необходимости изучения регистровой модели контроллеров комплекса. Работая под управлением ОС *GNU/Linux*, пакет *comedilib 0.8.1* не вызывает дополнительных затрат времени на обращение к физическому устройству. Это связано с тем, что в ОС *GNU/Linux* существует понятие *файл-устройство*, представляю-

щее собой *ссылку* на физический ресурс (регистр). В случае же *Windows* требуется время для формирования *пакетов запроса ввода/вывода* к драйверу устройства. Для еще большего приближения к контексту решаемых на комплексе задач разработан и установлен на УВМ *функциональный программный интерфейс* — надстройка над *comedilib 0.8.1*, ориентированный непосредственно на задачи комплекса. Разработанный функциональный интерфейс включает в себя законченные программные модули, готовые к исполнению из командной консоли в среде ОС *GNU/Linux*, и их функциональные аналоги в виде заголовочного файла на языке Си.

Программное обеспечение под задачу пишется на языке программирования Си с использованием функций разработанного интерфейса и компилируется встроенным в ОС *GNU/Linux* компилятором *gcc* с использованием оптимизации. Результаты эксперимента подвергаются постобработке с помощью установленного на УВМ пакета *SCILAB* (свободно-распространяемый аналог пакета *MATLAB*) [14, 15]. Как альтернатива возможна обработка с помощью пакета *octave* [16] и визуализация с помощью программы *gnuplot*, а также установка пакета *MATLAB* под ОС *GNU/Linux* (коммерческий вариант).

Канал связи

Для информационных систем с числом узлов более 5...8 наиболее рациональной является шинная архитектура [17]. Шина станда является двунаправленной и включает в себя линии двунаправленной передачи данных, линии управления, линию подтверждения и линии питания. Длина шины составляет 14 м.

При разработке шины и резервировании линий учитывалась возможность введения дополнительных интерфейсов, например последовательных, таких как *RS-422*, *RS-422*, *CAN*, *Profibus*, *ARINC 429* (ГОСТ 18977—79) и подобных, а также возможность перехода к параллельной дифференциальной связи на базе технологии *LVDS (Low Voltage Differential Signalling)* при существующих прошивках УЛП в целях повышения помехоустойчивости.

Разработка шины выполнена на основе следующих требований:

- байтовый, или словный, режим работы, обеспечивающий максимальную пропускную способность при сохранении совместимости с традиционными системами параллельного ввода/вывода (*General Purpose In/Out, GPIO*), что обеспечивает совместимость с системами управления как на базе компьютеров общего назначения, так и со

специализированными системами управления на базе микроконтроллеров;

- максимальная пропускная способность не менее 1 Мбайт/с, требуемая для обеспечения должной точности измерений угла при наличии 52 модулей с индивидуальной адресацией на шине;
- возможность одновременной записи управляющего воздействия (команды) и считывания последнего результата измерения с адресованного модуля на шине (синхронность циклов управления).

В целях обеспечения последнего требования общая шина разделена на *шину записи (DW)* и *шину чтения (DR)*. Подобное разделение позволило ценой увеличения числа проводников менее чем в два раза резко сократить число шинных конфликтов, возникающих при мультиплексировании записи/чтения (переключениях направления передачи данных), особенно на высоких скоростях обмена, а также реализовать возможность единовременного исполнения цикла записи/чтения ввиду раздельности информационных линий в обоих направлениях. В каждом из циклов обмена могут быть активны по две линии запроса, одна из которых является линией запроса на запись, а вторая — на чтение.

Помехозащита на аппаратном уровне обеспечена согласованием (терминацией) активных сопротивлений на обоих концах. В целях обеспечения безопасности при шинных конфликтах, возникающих при сбоях в модулях стенда, шина построена с использованием передатчиков с открытым коллектором (или открытым стоком) и инвертирующими приемниками. Шина выполнена из 40-жильного плоского кабеля марки *FC 40* с погонной емкостью 40 пФ/м. Терминация осуществлена резисторами с номинальным расчетным сопротивлением 430 Ом на каждую линию.

Устройство сопряжения (УСО) комплекса состоит из двух элементов:

- 48-разрядной универсальной платы цифрового ввода/вывода *PCI-1751* производства фирмы *Advantech*;
- шинного формирователя с выходами "открытый коллектор".

Плата *PCI-1751* выбрана по критерию минимальной стоимости при условии поддержки пакетом *comedi*. При существующей в составе комплекса архитектуре линии связи, плата *PCI-1751* имеет двукратный резерв по линиям ввода/вывода. Плата *PCI-1751* обеспечивает скорость обмена по шине до 10 Мбайт/с (без учета затрат времени на ввод/вывод программным обеспечением). Совместимость по регистрам со стандартным параллельным адап-

тером 8255 (традиционный ввод/вывод) обеспечивает простоту переноса программного обеспечения (кроссплатформенность).

Шинный формирователь, обеспечивающий параметры импульсов в линиях шины, соответствующие требованиям пропускной способности (длительность импульса менее 1 мкс на длине шины 14 м), выполнен на базе микросхем отечественного производства типа *K155ЛА8* (4 элемента 2И-НЕ с открытым коллектором) — передатчики на линию и *K155ЛН1* (6 инверторов) — приемники с линии. Шинный формирователь имеет два источника питания — с номинальным напряжением 5 В для работы микросхем серии 155 (транзисторно-транзисторная логика, ТТЛ) и 3,3 В для работы линии связи с открытыми выходами. Последнее условие продиктовано ограничением на максимальный ток открытого стока ПЛИС *ЕРМ240Т100С5*, максимальным напряжением на стоке и расчетным сопротивлением резистора терминирования. Источником питания 3,3 В является вспомогательный стабилизатор на базе микросхемы *ADP3338-3.3АКС*, размещенный в терминаторе последнего модуля на линии связи комплекса.

Электросиловые устройства

Электросиловые устройства ММК ИПМаш обеспечивают питание электронных узлов и управление приводными элементами — двигателями и электромагнитами, имеющими токи потребления до 2 А при напряжениях 5...7 В (электромагниты) и 48 В (двигатели).

Питание обеспечивается системой вторичного электропитания, состоящей из трех независимых преобразователей напряжения:

- из напряжения 220 В переменного тока частотой 50 Гц (первичная сеть электропитания) в однополярное напряжение $(12 \pm 0,5)$ В постоянного тока — для питания УЛП. Ток потребления по цепи данного источника составляет не более 5 А при наличии на шине 50 маятников и двух двигателей;
- из напряжения 220 В переменного тока частотой 50 Гц (первичная сеть электропитания) в однополярное напряжение (48 ± 2) В постоянного тока — для питания оконечных усилителей возбуждения двигателей. Ток потребления по цепи данного источника составляет не более 2,2 А при заторможенных якорях двигателей и 100 %-м вводе управления на оба двигателя;
- из напряжения 220 В переменного тока частотой 50 Гц (первичная сеть электропитания) в однополярное напряжение (5 ± 2) В постоянного то-

ка — для питания окончных усилителей возбуждения электромагнитов. Ток потребления по цепи данного источника составляет более 100 А при одновременном (синхронном и синфазном) срабатывании электромагнитов возбуждения всех пятидесяти маятников. Время воздействия нагрузки ограничено ввиду ограниченности зоны действия электромагнитов на подвижные элементы маятников. Максимальная длительность возбуждающего импульса составляет 255 мс.

В качестве элементной базы системы вторичного электропитания выбраны преобразователи напряжения серии "S" и "PSP" производства фирмы *FranMar*. Продукция данной фирмы характеризуется высоким уровнем надежности при умеренных ценах и хорошо зарекомендовала себя при построении систем промышленной автоматизации и ограничения доступа в помещения. Источник питания УЛП выполнен на базе преобразователя *S-50-12* номинальной мощностью 50 Вт. В качестве источника питания двигателей использован преобразователь *S-100F-48* номинальной мощностью 100 Вт. Особенно следует отметить источник питания цепи электромагнитов возбуждения маятников. Этот источник работает в импульсном режиме нагрузки, варьирующейся по времени со случайными значениями тока в диапазоне от 0 до 100 А в течение каждого импульса. Он выполнен на преобразователе *PSP-1000-5* номинальной мощностью 1 кВт и соединен с каждым из модулей маятников индивидуальной двухпроводной линией. Индивидуальные линии от модулей маятников подключены к групповому коллектору, расположенному на корпусе преобразователя напряжения и имеющему минимальную длину (не более 10 см). Таким образом, путь следования тока большой силы сведен к минимуму, и помехи, создаваемые работающим комплексом, также минимальны. Все использованные преобразователи напряжения имеют встроенные средства защиты от перегрузки и перегрева, что обеспечивает безопасность эксплуатации комплекса в штатных режимах.

Управление электромагнитами возбуждения маятников осуществляется с помощью простейших одноканальных ключевых усилителей с гальванической развязкой по цепи управляющего сигнала. Ключевые усилители построены целиком на отечественной элементной базе. В качестве элементов гальванической развязки использованы оптроны типа АОТ101БС, имеющие сравнительно низкий коэффициент передачи тока и большой его разброс от экземпляра к экземпляру. Оptron АОТ101БС обеспечивает неискаженную передачу прямоугольного импульса тока амплитудой до 3 мА и длительностью

менее 1 мс в цепь базы транзистора выходного каскада. Ввиду малости и разброса коэффициента передачи тока оптрона при необходимости получения номинального тока возбуждения в обмотке электромагнита до 2 А в окончном каскаде использованы составные транзисторы "супер- β " типа КТ829В с $\beta = (850...1000)$, что позволило получить устойчивый режим насыщения выходного каскада при номинальном выходном токе даже с учетом большого разброса параметров, свойственного отечественным полупроводниковым приборам. Выбранная максимальная длительность импульса возбуждения (255 мс) и устойчивое глубокое насыщение позволили обойтись без применения дополнительных теплоотводов от окончного каскада. Малые габаритные размеры корпуса ТО-220 позволили максимально упростить конструкцию усилителя и компактно разместить его в подставке маятника. Входной сигнал подается на светодиод оптрона через токоограничительный резистор непосредственно с вывода микросхемы ПЛИС УЛП модуля маятника. Нагрузочные характеристики ПЛИС по выходам (ток нагрузки до 16 мА) позволяют управлять светодиодом оптрона (прямой ток не более 10 мА, типовое значение — 8 мА). Это позволило отказаться от предварительного каскада усиления тока и упростить схему усилителя.

Управление двигателями постоянного тока осуществляется с помощью мостовых ключевых усилителей с гальванической развязкой по цепи управляющего сигнала. Мостовая схема усилителя, являясь избыточной, обеспечивает возможность реверса двигателя без применения электромеханических элементов (реле) при однополярном питании. Применение мостовой схемы усилителя позволило значительно упростить систему вторичного электропитания комплекса путем исключения необходимости получения двуполярного напряжения с номинальным значением каждой из полярностей 48 В. Мостовые усилители построены на базе полевых транзисторов с изолированным затвором (*MOSFET*) типа *IRF830A* производства фирмы *International Rectifier*. Использование полевых транзисторов позволило уменьшить общее число транзисторов в усилителе и снизить выделение тепла за счет управления выходным каскадом напряжением. Всего в усилителе мощности использовано 8 полевых транзисторов *IRF830A*. Узел гальванической развязки построен на основе быстродействующих оптронов производства фирмы *Agilent Technologies* (бывшая *Hewlett-Packard*). Оптоны выбраны исходя из требования: узел должен обеспечивать неискаженную передачу прямоугольных импульсов ШИМ управления двигателем при номинальной частоте 400 Гц

и дискретности 1/256 (длительность одного элементарного импульса 9,8 мкс). Для питания узла гальванической развязки используется линейный стабилизатор, обеспечивающий оптроны напряжением $(5 \pm 0,2)$ В при питании от источника с номинальным напряжением 48 В. Входные сигналы управления (четыре сигнала — два ШИМ на нижние плечи усилителя и два постоянных логических уровня на верхние плечи для управления направлением вращения) подаются на светодиоды оптронов через токоограничительные резисторы непосредственно с выводов микросхемы ПЛИС УЛП, аналогично усилителям модулей маятников. Выходные каскады усилителя работают в режиме глубокого насыщения во всем диапазоне управляющих сигналов и не требуют применения дополнительных теплоотводов. Регулирующий элемент стабилизатора питания гальванической развязки работает в напряженном тепловом режиме и размещен на радиаторе с эффективной площадью 1 дм². Для защиты мостовой схемы от сквозных токов при реверсе во время выбега ротора двигателя в структуре прошивки УЛП двигателя предусмотрена "мертвая зона" по переключению верхних плечей усилителя (оба плеча закрыты) длительностью 1,2 мс. Величина "мертвой зоны" пренебрежительно мала в сравнении со временем выбега и не оказывает существенного влияния на динамику управления двигателем. УЛП модуля двигателя предусматривает возможность подключения датчика защиты усилителя и двигателя по току перегрузки.

Проблемы и перспективы. Оптимизация канала связи для многоточечных локальных мехатронных комплексов

Первые эксперименты, проведенные на ММК ИПМаш, в составе пяти модулей маятников и одного модуля двигателя, показали правильность технических решений, использованных для управления многоточечной распределенной системой, но в процессе экспериментов выявлены и некоторые недостатки.

Выявленные проблемы заключались в использовании УВМ как для управления оборудованием, так и для визуализации получаемых данных (одномашинная реализация аппаратно-программного комплекса). Визуализация требует нагружения ОС УВМ драйверами графического видеоадаптера (*X Server* в случае ОС *GNU/Linux*), предъявляющими значительные требования к системным ресурсам. Добавочно загружается *оконный менеджер* — графическая оболочка, обеспечивающая удобства ин-

терактивного графического пользовательского интерфейса (ГПИ).

Перехват системных приоритетов графическими компонентами дестабилизирует работу драйверов пакета *comedi 0.7.76*, что негативно сказывается на абсолютной частоте опроса модулей на шине комплекса и на погрешности частоты опроса. В ряде случаев (при необходимости прецизионного управления) проведение эксперимента оказывается невозможным. Вследствие этого в настоящее время запуск опроса и получение результатов эксперимента проводится из консоли без запуска поддержки графического интерфейса.

Для полноценной поддержки платы *PCI-1751* в драйвере пакета *comedi 0.7.76* недостает поддержки таймеров-счетчиков, имеющихся на плате, а также поддержки прерываний по изменению состояний линий ввода/вывода. Использование программируемого ввода/вывода отрицательно сказывается на стабильности частоты опроса шины в зависимости от влияющих факторов. Число этих факторов достаточно велико даже в случае отсутствия графических драйверов. Для обеспечения работы ядра *ALT Linux 4.0 Desktop Personal* в оперативную память загружается большое число модулей, не имеющих отношения к процессу управления целевыми устройствами, но предъявляющими запросы на процессорное время. Это неизбежно ввиду того, что дистрибутив *ALT Linux 4.0 Desktop Personal* является ОС общего назначения, не рассчитанной на режимы реального времени.

Частичным выходом из сложившейся ситуации может послужить установка *поддержки реального времени* в виде набора модулей ядра высшего приоритета исполнения *rtai* или *rtLinux* [18]. Данное решение позволит стабилизировать процесс опроса, однако при программируемом вводе/выводе проблема повышения абсолютного значения частоты опроса до возможного максимума остается насущной.

Кардинальным решением может стать разделение процессов на процессы *нижнего уровня* (опрос модулей, формирование первичного потока данных, расчет и запись управляющих величин в модули) и *верхнего уровня* (перевод в физические величины и визуализация). Подобное решение требует перехода от одномашинной к *многомашинной* (распределенной) системе обработки, узлы которой связаны асинхронным каналом связи (последовательный интерфейс или сеть *Ethernet*).

Как перспективное решение в планах модернизации комплекса можно рассматривать переход на многомашинный комплекс со связью между узлами по сети *Ethernet* на базе специально разрабатывае-

мого протокола синхронного доступа (без объединения сети комплекса с существующими компьютерными сетями) во избежание влияния на порядок обмена сообщений протоколов *ARP* и *ICMP*, постоянно присутствующих в большинстве сетей.

Аппаратурное решение контроллеров обмена с модулями стенда (из расчета один контроллер на 3...5 модулей) целесообразно выполнять на базе процессорных модулей с архитектурой *x86* (широко используемых в средствах автоматизации производства) в целях поддержания единого цикла поддержки и развития программного обеспечения комплекса. Из существующих на рынке процессорных модулей особенно следует отметить платы *CPC150* и *CPC109* — продукцию российского производителя — фирмы *FASTWEL*.

В качестве ОС контроллеров обмена предполагается использовать ОС *microLinux* (*ucLinux*), *Embedded Linux* или дистрибутив *OpenWrt* с встроенной поддержкой режима реального масштаба времени. Дополнительным достоинством модулей *CPC150* и *CPC109* является компактность решения (одноплатная вычислительная машина с интегрированным цифровым вводом/выводом). Разработка ВПМО контроллеров обмена может вестись на УВМ с последующей загрузкой в память контроллеров обмена по протоколу *ssh*. Отладка ВПМО вплоть до режима реального времени ведется непосредственно на контроллерах обмена по сети *Ethernet*. Имеется дополнительная возможность подключения стандартных монитора и клавиатуры к модулям *CPC150* и *CPC109* вплоть до автономной работы без УВМ.

Переход от централизованной к распределенной системе обработки информации и управления в любом случае значительно повышает вычислительную мощность системы управления комплекса, что позволит использовать распределение ресурсов между вычислительными модулями в зависимости от исполняемого алгоритма.

Выше рассмотрены пути аппаратного и программного повышения пропускной способности канала связи комплекса. Кроме этого, возможен и алгоритмический способ совершенствования информационного канала мехатронных комплексов, заключающийся в использовании алгоритмов кодирования-декодирования информации, минимизирующих объем передаваемой по каналу информации. Задаче определения границ для скоростей передачи данных, при которых обеспечение заданных целей оценивания и управления в принципе осуществимо, в последнее десятилетие уделено значительное внимание, см., например, обзоры [19—22] и библиографию в них. Задачи синтеза систем при

ограниченной пропускной способности каналов связи между отдельными компонентами близки к задачам построения цифровых систем с квантованием по уровню в том смысле, что для них можно выразить количество передаваемых данных между отдельными элементами системы в единицах количества информации. Но между ними имеются весьма существенные отличия. Действительно, в системах с квантованием по уровню характеристика преобразователя (шаг квантования), как правило, фиксирована, в то время как при передаче данных по каналу связи единственным ограничением на кодирующее устройство является число символов используемого алфавита. Функция кодирования может меняться во времени в зависимости от всех предшествующих измерений. Эта дополнительная степень свободы фундаментально меняет существо в рассматриваемой задаче, так как устройство обработки данных (кодер) может эффективно выбирать подлежащие измерению величины путем целенаправленного изменения функции кодирования. Как правило, существенное снижение объема передаваемых по каналу данных можно достичь, используя модель динамики наблюдаемого процесса (объекта) [19—25].

3. Экспериментальные исследования с системой четырех связанных маятников

Математическая модель цепи и идентификация параметров по результатам экспериментов

Следуя [8, 9], считаем, что управляющим воздействием, приложенным к цепочке, является *угол поворота* выходного вала двигателя, связанного торсионной пружиной с первым маятником. Обратным влиянием маятника на двигатель через пружину пренебрегаем с учетом соотношения между моментами инерции маятника и ротора двигателя. Последний (*N*-й) маятник в цепи механически связан через пружину только с предыдущим маятником. Также будем пренебрегать кулоновым ("сухим") трением в опорах маятников и будем считать, что маятники в цепи идентичны (имеют одинаковые механические характеристики). Указанные предположения позволяют получить следующую модель динамики цепи *N* маятников [8, 9]:

$$\begin{cases} \ddot{\varphi}_1 + \rho \dot{\varphi}_1 + \omega_0^2 \sin \varphi_1 - k(\varphi_2 - \varphi_1) = ku(t); \\ \dots\dots\dots \\ \ddot{\varphi}_i + \rho \dot{\varphi}_i + \omega_0^2 \sin \varphi_i - k(\varphi_{i+1} - 2\varphi_i + \varphi_{i-1}) = 0 \\ (i = 2, \dots, N-1); \\ \dots\dots\dots \\ \ddot{\varphi}_N + \rho \dot{\varphi}_N + \omega_0^2 \sin \varphi_N - k(\varphi_N - \varphi_{N-1}) = 0, \end{cases} \quad (1)$$

где $\varphi_i(t)$ ($i = 1, 2, \dots, N$) — углы поворота маятников; $u(t)$ — управляющее воздействие — угол поворота ротора двигателя; ρ — приведенный коэффициент вязкого трения; ω_0 — частота собственных угловых колебаний малой амплитуды изолированного маятника; k — параметр связи между маятниками (приведенный коэффициент упругости пружины).

Для идентификации параметров ρ , ω_0 , k проведен ряд экспериментов на комплексе. Параметры ρ , ω_0 определены на основе анализа собственных (свободных) колебаний изолированных маятников. Для этого связывающие пружины были сняты и проведено по четыре эксперимента с каждым из маятников. Маятники отклонялись оператором вручную на угол около 2 рад, после чего их угловые движения считывали валкодеры, и их передавали через аппаратуру стенда в управляющий компьютер. Длитель-

ность каждого эксперимента составляла 20 с, частота выборки — 100 Гц. Примеры полученных процессов для маятников № 1, 3 показаны на рис. 3, 4 (графики $\varphi(t)$).

Для исследования поведения системы (например, для построения фазовых траекторий), а также для управления колебаниями [3, 26—30] кроме углового положения маятника требуется и значение его скорости. Это значение не измеряется аппаратурой комплекса, поэтому оно восстанавливалось по угловому положению численным дифференцированием.

Как видно из рис. 3 (графики $\dot{\varphi}$), непосредственное вычисление первых разностей приводит к появлению "шума" дифференцирования из-за погрешностей измерения угла (уровень квантования — 2°). Для более точного вычисления производной выполнена фильтрация результатов измере-

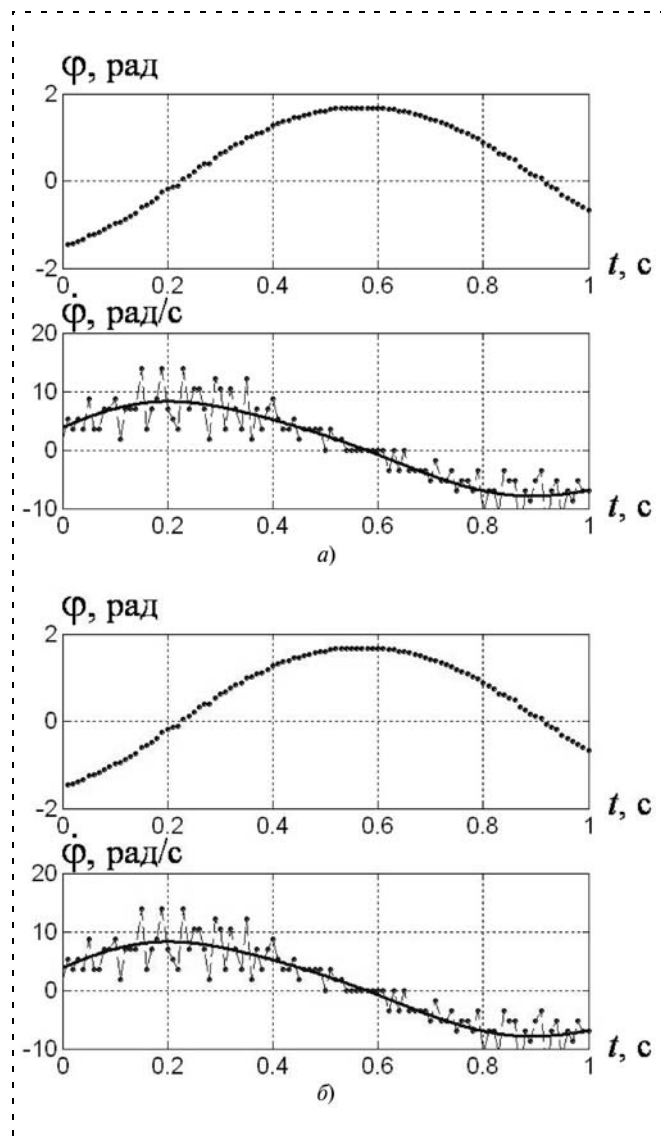


Рис. 3. Результаты измерений углов и оценка угловой скорости для первого (а) и третьего (б) маятников

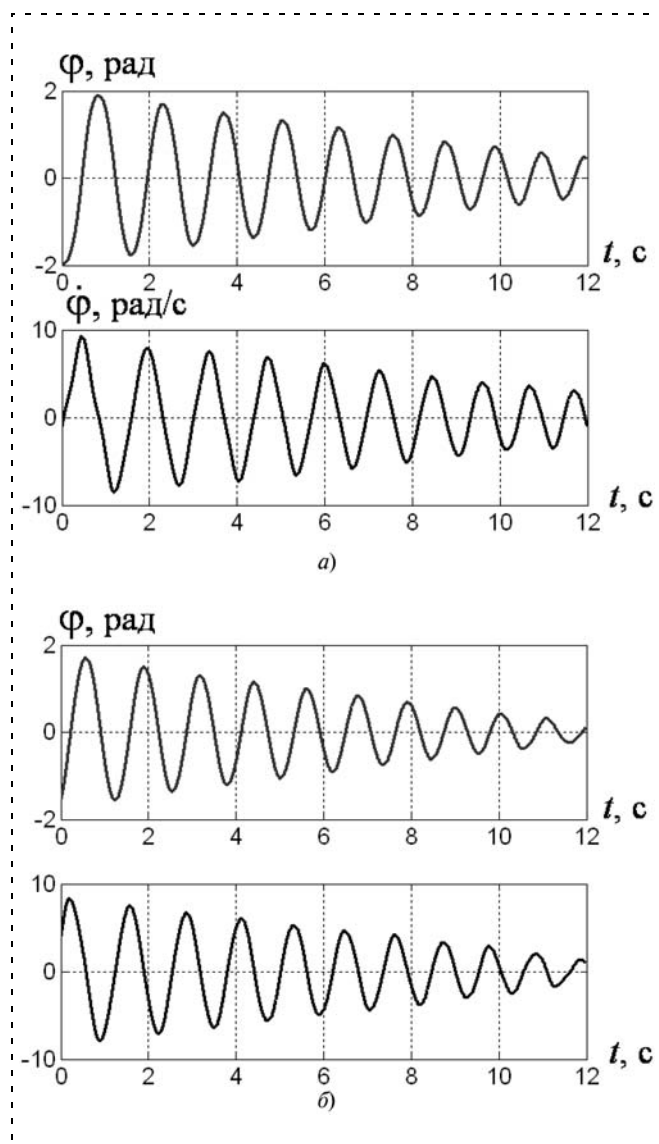


Рис. 4. Угол отклонения и угловая скорость первого (а) и третьего (б) маятников

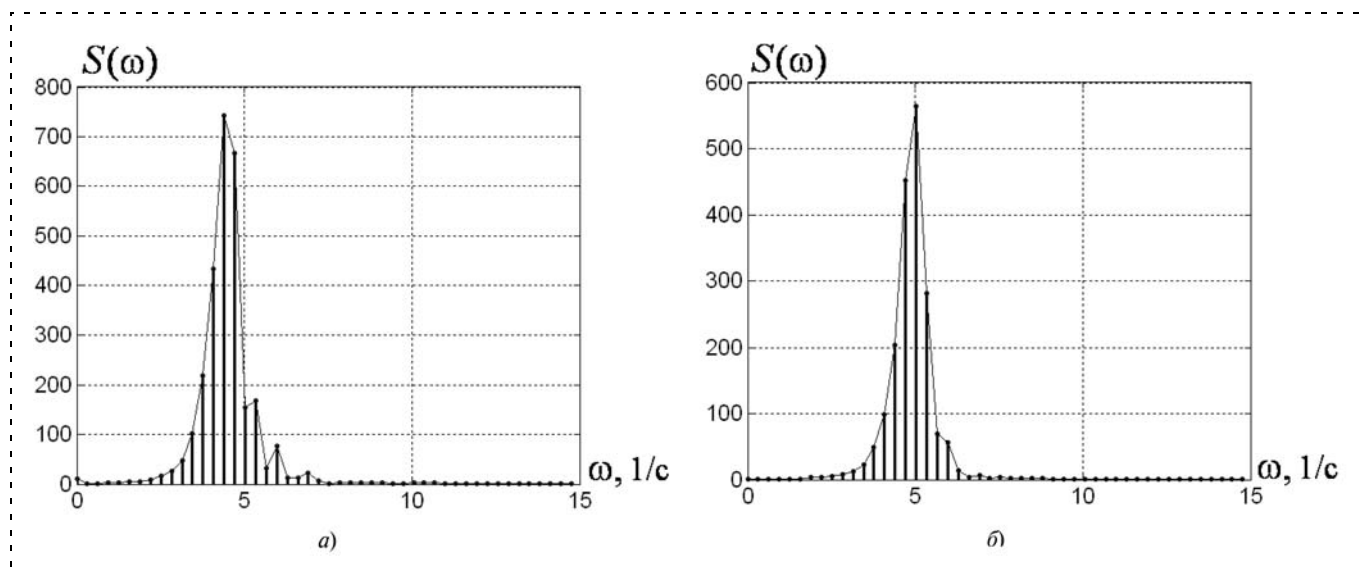


Рис. 5. Спектрограммы собственных колебаний первого (а) и третьего (б) маятников

ний с помощью быстрого преобразования Фурье (БПФ) [31, 32]. Использованы функции *fft* и *ifft* прямого и обратного БПФ пакета MATLAB [15]. Для этого измеренные датчиком значения $\varphi(t_k)$, ($t_k = kT_0$, $k = 0, 1, \dots$, $T_0 = 0,01$ с — интервал квантования) интерполировали в $N = 2^{13}$ точках и полученную последовательность подвергали БПФ. Примеры вычисленных по БПФ спектрограмм $S(\omega)$ представлены на рис. 5. Спектрограммы выведены с шагом $\Delta\omega$ по частоте ω , который найден из формулы [15] $\Delta\omega = 2\pi/t_f$, где $t_f = 20$ с — длина реализации процесса. Таким образом, $\Delta\omega = 0,1\pi \approx 0,314$ с⁻¹. Получено, что максимум спектра процесса (в разных экспериментах с разными маятниками) лежит в пределах 4,4...5,0 с⁻¹,

что позволяет приближенно определить параметр ω_0 модели (1).

Как видно из рис. 5, составляющие процесса с частотой выше 15 с⁻¹ не относятся к механическим колебаниям маятника и ими можно пренебречь. Поэтому при выполнении обратного преобразования Фурье (ОБПФ, функция *ifft*) использованы только значения, соответствующие частотам в диапазоне от 0 до 15 с⁻¹. Для расчета производной $\dot{\varphi}(t)$ процесса $\varphi(t)$ комплексный спектр сигнала в указанном диапазоне частот $\omega \in [0, 15]$ с⁻¹ умножался на $i\omega$ (где i — мнимая единица), а затем к полученному произведению применялось ОБПФ. В резуль-

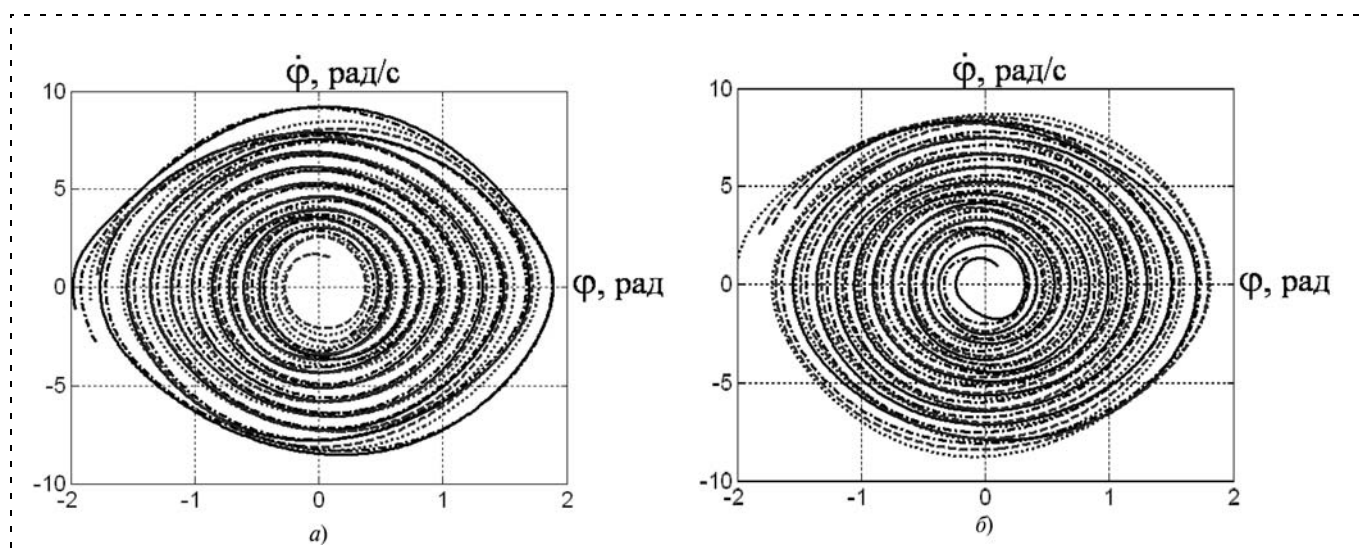


Рис. 6. Фазовые портреты колебаний первого (а) и третьего (б) маятников

тате вычислений получены графики производных $\dot{\varphi}(t)$, показанные на рис. 4 сплошной линией. Заметим, что искажение процесса $\varphi(t)$, полученного в результате фильтрации, составило не более 2 % от амплитуды исходного сигнала. Представление о характере собственных колебаний разных маятников в разных экспериментах дают фазовые портреты, изображенные на рис. 6.

Параметры ρ , ω_0 определены на основе анализа собственных (свободных) колебаний изолированных маятников. Для идентификации этих параметров использовали стандартную процедуру минимизации *fminsearch* пакета *MATLAB* [33], использующую метод прямого поиска Нелдера—Мида (*Nelder—Mead*). Использовали квадратичную целевую функцию. Для ее вычисления экспериментально полученные массивы данных передавали программе интегрирования уравнения $\ddot{\varphi}_i + \rho \dot{\varphi}_i + \omega_0^2 \sin \varphi_i = 0$, описывающего собственное движение i -го изолированного маятника. Начальное отклонение $\varphi_i(0)$ считывали из массива экспериментальных данных в точке, близкой к первому экстремуму колебаний. Величину $\dot{\varphi}_i(0)$ принимали нулевой. Интегрирование выполняли на интервале $t \in [0, 12]$ со стандартной процедурой *ode45* пакета *MATLAB*. Вычисленные интегрированием значения $\varphi_i(t)$ интерполировали в узлах (моментах времени) t_k , соответствующих экспериментальному массиву данных. Сравнением с найденными экспериментально величинами $\tilde{\varphi}_i(t_k)$ вычисляли невязку $e_k = \varphi_i(t_k) - \tilde{\varphi}_i(t_k)$ и квад-

ратичную целевую функцию $Q = \frac{1}{N} \sqrt{\sum_{k=1}^N e_k^2}$. Значение Q передавали программе минимизации *fminsearch*, в результате выполнения которой получены оценки параметров ρ , ω_0 . Результаты сравнительного анализа процессов, полученных экспериментально и путем интегрирования для первого маятника при $\omega_0 = 5,11 \text{ с}^{-1}$, $\rho = 0,17 \text{ с}^{-1}$ показаны на рис. 7. Видно,

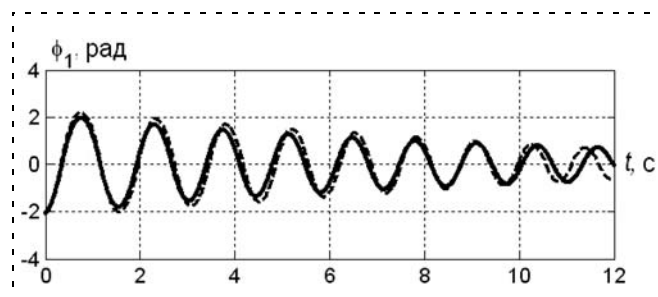


Рис. 7. Колебания маятника № 1: сравнение результатов

что имеется достаточно хорошее совпадение процессов в течение первых 10 с. Далее проявляется накопление ошибок. С точки зрения построения систем с обратной связью такое расхождение представляется вполне приемлемым, так как обратная связь снижает влияние ошибок параметров объекта.

Для определения коэффициента упругости пружин два боковых маятника в группе из трех связанных маятников отклонялись оператором на заданный угол $\varphi_1 = \varphi_3 = \pi$, и с помощью аппаратуры стенда измерялось положение среднего маятника. Получены значения в диапазоне $\varphi_2 = 0,58...0,64$ рад. Параметр жесткости пружины k вычислен исходя из найденного значения φ_2 оценки параметра ω_0 по формуле

$$k = \frac{\omega_0^2 \sin \varphi_2}{\varphi_3 - 2\varphi_2 + \varphi_1}, \quad (2)$$

которая следует из (1) при фиксированных значениях φ_1 , φ_2 , φ_3 и данном ω_0 .

Исследование поведения цепочки маятников при гармоническом возбуждении

Рассмотрим колебания четырех маятников, соединенных последовательно (в цепочку) торсионными пружинами при периодическом управляющем воздействии со стороны электродвигателя. Частота воздействия взята в диапазоне характерных (резонансных) частот цепочки при малой амплитуде колебаний.

В работах [8, 9] на основе использования линеаризованной модели системы (1) получены аналитические результаты по исследованию прохождения гармонического воздействия через цепочку связанных маятников. Показано, что имеются некоторые частоты ω_1 и ω_2 такие, что колебания маятников близки к синфазным при $\omega < \omega_1$ и к противофазным, если $\omega > \omega_2$. В области частот $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_2$ фазовые соотношения между маятниками имеют более сложный характер. Фазовые сдвиги между колебаниями соседних маятников могут быть в этом диапазоне различными в зависимости от частоты воздействия и номеров рассматриваемых маятников. В работе проведено численное сравнение аналитических результатов, полученных по методу [8, 9] с результатами экспериментов. Для этого выполнена серия экспериментов с четырьмя маятниками, соединенными последовательно торсионными пружинами и периодическим управляющим сигналом $u(t)$. Длительность каждого эксперимента составляла 120 с, частота выборки — 100 Гц. Частота управляющего

воздействия взята в диапазоне характерных (резонансных) частот цепочки. Некоторые результаты приведены на рис. 8 (см. третью сторону обложки).

Результаты обработки экспериментальных процессов и амплитудно- и фазочастотных характеристик по [8, 9] отражены на рис. 9 (см. третью сторону обложки), где показаны диаграммы Боде для маятников №№ 1—4, вычисленные аналитически и по результатам экспериментов для маятника № 1 (символ "звездочка"), а также фазовый сдвиг ψ_{1-2} между установившимися маятниками № 1 и № 2. Получено соответствие между выводами [8, 9] и результатами экспериментов. Имеющееся численное расхождение объясняется использованием линеаризованной модели в [8, 9], в то время как экспериментальные результаты получены при значительной амплитуде колебаний первого маятника. Кроме того, ошибка вносится погрешностями модели (1), не учитывающей влияние кулонова (сухого) трения в опорах маятников и намагниченности сердечников [5].

Заключение

В статье дано описание разработанного в ИПМаш РАН многомаятникового мехатронного комплекса. Механическая часть комплекса представляет собой набор взаимосвязанных маятниковых устройств, образующих сложную колебательную нелинейную механическую систему с большим числом степеней свободы. Комплекс может использоваться при проведении разнообразных обучающих и научных экспериментов по нелинейной динамике, управлению и синхронизации в сетях нелинейных динамических систем высокого порядка, а также для отработки принципов организации, программных и аппаратных средств для сбора информации и управления в сложных распределенных комплексах.

В настоящее время установка тестируется и настраивается. Введены в действие пять активных (снабженных электронным оборудованием) и один управляемый электродвигатель. Еще сорок пять пассивных маятниковых секций могут быть присоединены пружинами. Даже в настоящем виде система используется для демонстрации и экспериментов. Так, соединением активной и двух пассивных секций получены эффекты как синфазной, так и противофазной синхронизации маятников. Эксперименты показали, что для рассматриваемой системы характер синхронизации (синфазная или противофазная) зависит от начальных условий, что совпадает с результатами приведенных в [29] исследований. Серия экспериментов была также проведена по ис-

следованию поведения цепочки маятников при гармоническом внешнем возбуждении (моментом со стороны электромотора). Зависимость характера полученных экспериментально процессов в цепочках из пяти и двенадцати маятников соответствует аналитическим результатам работы [8, 9]. Также на основе экспериментального исследования взаимодействия цифровой измерительно-управляющей системы комплекса через канал связи намечены пути оптимизации канала связи для многоточечных локальных мехатронных комплексов.

Список литературы

1. Блехман И. И. Синхронизация динамических систем. М.: Наука, 1971.
2. Blekhnman I. I., Bortsov Yu. A., Burmistrov A. A., Fradkov A. L., Gavrilov S. V., Kononov O. A., Lavrov B. P., Shestakov V. M., Sokolov P. V., Tomchina O. P. Computer-controlled vibrational set-up for education and research // Proc. 14th IFAC World Congress. 1999. P. 193—197.
3. Управление мехатронными вибрационными установками / Под ред. И. И. Блехмана, А. Л. Фрадкова. СПб.: Наука, 2001.
4. Andrievsky B., Fradkov A. L., Konoplev V., Gavrilov S. Modeling and synchronization of the mechatronic vibrational stand // Proc. 2nd Int. Conf. Physics and Control. Saint Petersburg, Russia: IEEE, Aug. 24—26. 2005. P. 165—168.
5. Fradkov A. L., Andrievsky B., Boykov K. B. Control of the coupled double pendulums system // Mechatronics. 2005. Vol. 15. P. 1289—1303.
6. Фрадков А. Л., Андриевский Б. Р., Бойков К. Б. Мехатронный учебно-исследовательский маятниковый комплекс // Мехатроника, автоматизация, управление. 2003. № 5. С. 42—47.
7. Андриевский Б. Р., Бойков К. Б., Лавров Б. П., Фрадков А. Л. Многомаятниковый мехатронный комплекс // Нелинейные проблемы теории колебаний и теории управления. СПб.: Наука, 2009.
8. Андриевский Б. Р. Синфазные и антифазные колебания в цепочке гармонически возбужденных маятников // Нелинейные проблемы теории колебаний и теории управления. СПб.: Наука, 2009.
9. Andrievsky B., Fradkov A. L. Behavior analysis of harmonically forced chain of pendulums // Proc. 2009 IEEE Int. Conf. on Control Applications. Saint Petersburg, Russia: IEEE, July 8—10. 2009. P. 1563—1567.
10. Quartus II Software Version 9.1 SP2 Release Notes. Altera Corporation, Apr. 2010. [Online]. www.altera.com/literature/rn/rn_qts.pdf
11. ALT Linux 4.0 Desktop Руководство пользователя. [Online]. http://docs.altlinux.org/archive/4.0/desktop_personal/
12. Schleef P., Hess F., Bruyninckx H. Comedi. The control and Measurement Device Interface handbook, 2003. [Online]. <http://www.comedi.org/doc/indox.html>
13. Barrett D., Silverman R., Byrnes R. SSH, The Secure Shell: The Definitive Guide, Second Edition. O'Reilly Media, 2005.
14. Bunks C., Chancelier J.-P., Delebecque F. et al. Engineering and Scientific Computing with Scilab, C. Gomez, Ed. Boston, Basel, Berlin: Birkhäuser, 1998.
15. Андриевский Б. Р., Фрадков А. Л. Элементы математического моделирования в программных средах MATLAB 5 и Scilab. Учеб. пособ. СПб.: Наука, 2001.

16. Eaton J., Bateman P., Hauberg S. GNU Octave Manual, Version 3. Network Theory Ltd, 2008. [Online]. <http://www.network-theory.co.uk/docs/octave3/>
17. Бройдо В. Л., Ильина О. П. Архитектура ЭВМ и систем: Учеб. для вузов. СПб.: Питер, 2006.
18. Dankwardt K. Comparing real-time Linux alternatives. Oct. 2000. [Online]. <http://www.linuxfordevices.com/>
19. Nair G., Fagnani F., Zampieri S., Evans R. Feedback control under data rate constraints: an overview // Proc. IEEE. 2007. Vol. 95. N 1. P. 108—137.
20. Matveev A. S., Savkin A. V. Estimation and Control over Communication Networks. Boston: Birkhauser, 2009 (Series: Control Engineering).
21. Андриевский В. Р., Фрадков А. Л. Управление и наблюдение через каналы связи с ограниченной пропускной способностью // Гироскопия и навигация. 2009. № 4. С. 103—114.
22. Андриевский В. Р., Матвеев А. С., Фрадков А. Л. Управление и оценивание при информационных ограничениях: к единой теории управления, вычислений и связи // АиТ. 2010. № 4. С. 34—99.
23. Zherlitsyn G., Matveev A. Optimal data encoding and fusion in sensor networks // Proc. 18th IEEE Int. Conf. Control Applications, Part of 2009 IEEE Multi-conference on Systems and Control (MSC 2009). Saint Petersburg, Russia: IEEE Control Systems Society, Piscataway, NJ, USA. July 2009. P. 666—670.
24. Fradkov A. L., Andrievsky B., Peaucelle D. Estimation and control under information constraints for LAAS helicopter benchmark // IEEE Trans. Contr. Syst. Technol. 2010. Vol. 18. N. 5. P. 1180—1187.
25. Андриевский В. Р., Фрадков А. Л. Адаптивная синхронизация нелинейных систем одного класса при ограниченной пропускной способности канала связи // Управление большими системами. М.: ИПУ РАН, 2009. Вып. 25. С. 48—83.
26. Fradkov A. L., Pogromsky A. Y. Introduction to control of oscillations and chaos. Singapore: World Scientific Publishers, 1998.
27. Fradkov A. L. Feedback resonance in nonlinear oscillators // Proc. 5th European Contr. Conf., Karlsruhe, Aug. 1999.
28. Фрадков А. Л. Кибернетическая физика. Принципы и примеры. СПб.: Наука, 2003.
29. Fradkov A. L., Andrievsky B. Synchronization and phase relations in the motion of two-pendulum system // Int. J. Non-Linear Mechanics. 2007. July. V. 42. N 6. P. 895—901.
30. Fradkov A. L., Andrievsky B. Control of wave motion in the chain of pendulums // Proc. 17th World Congress of IFAC. Seoul, Korea, July 6—11. 2008. P. 3136—3141.
31. Введение в цифровую фильтрацию / Под ред. Р. Богнер, А. Константи́нидис. М.: Мир, 1976.
32. Нуссбаумер Г. Быстрое преобразование Фурье и алгоритмы вычисления сверток. М.: Радио и связь, 1985.
33. Андриевский В. Р., Фрадков А. Л. Избранные главы теории автоматического управления с примерами на языке MATLAB. СПб.: Наука, 1999.

ИНФОРМАЦИЯ



**ВЫСТАВКА
АВТОМАТИЗАЦИЯ.
ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ. ИННОВАЦИИ**
в рамках «VI Сибирского промышленного форума»
1–4 марта 2011 года

**Автоматизация технологических процессов
Автоматизация производственных,
коммерческих и жилых объектов
Инновационная обработка поверхностей
Логистика. Транспорт. Склад**

2–3 марта

**VI Международная научно-практическая конференция
«ЛОГИСТИКА — ЕВРАЗИЙСКИЙ МОСТ»**

Официальная поддержка



г. Красноярск,
МВДЦ «Сибирь»,
ул. Авиаторов, 19
тел.: (391) 22–88–601
e-mail: auto@krasfair.ru
www.krasfair.ru



ЖУРНАЛ В ВЕСТНИКЕ



Управление и информатика в авиакосмических и морских системах

№ 1 (118)
ЯНВАРЬ
2011

Главный редактор:

ЛЕБЕДЕВ Г. Н.

Редакционная коллегия:

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

Редакция:

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

СОДЕРЖАНИЕ

Солдаткин В. В.

Концепция построения и синтез конструктивных параметров неподвижного многоканального аэрометрического приемника системы воздушных сигналов вертолета 56

Алексеев К. Б., Шадян А. В.

Об одном способе определения динамических параметров космического летательного аппарата в полете 64

Челноков Ю. Н., Панкратов И. А.

Переориентация круговой орбиты космического аппарата с тремя точками переключения управления 70

Басыров А. Г., Лебедев Д. М., Мاستин А. Б.

Планирование параллельной обработки информации в высокопроизводительных вычислительных системах бортовых комплексов управления космическими аппаратами . 74

В. В. Солдаткин, канд. техн. наук, доц.,
Казанский государственный
технический университет им. А. Н. Туполева
xli@piis.kstu-kai.ru

Концепция построения и синтез конструктивных параметров неподвижного многоканального аэрометрического приемника системы воздушных сигналов вертолета

Рассматриваются принципы построения, модели информативных сигналов, методика параметрического синтеза и рекомендации по рациональному выбору конструктивных параметров неподвижного многоканального проточного аэрометрического приемника системы воздушных сигналов вертолета.

Ключевые слова: вертолет, высотно-скоростные параметры, измерение, аэрометрическая информация, неподвижный многоканальный проточный приемник, построение, синтез конструктивных параметров

Введение

В народном хозяйстве страны и в военных целях широкое применение находят вертолеты различных классов и назначений.

Для обеспечения безопасности полета вертолета, решения задач пилотирования и других полетных задач необходима информация о модуле, составляющих и углах направления вектора истинной воздушной скорости, барометрической высоте и других высотно-скоростных параметрах полета.

Анализ проблемы измерения высотно-скоростных параметров вертолета [1, 2], особенно в диапазоне малых скоростей полета показывает, что дальнейшим развитием аэрометрического метода измерения является создание системы воздушных сигналов вертолета на основе неподвижного многоканального проточного аэрометрического приемника [3], обладающей повышенной помехоустойчивостью к аэродинамическим возмущениям вихревой колонной несущего винта и расширенной нижней границей рабочих скоростей.

Принципы построения и информативные сигналы неподвижного многоканального проточного аэрометрического приемника

Одним из направлений расширения нижней границы рабочих скоростей полета является построение аэрометрических приемников, в которых процесс восприятия воздушных сигналов вертолета базируется на одновременном использовании двух

базисных эффектов. Первый из них состоит в традиционном преобразовании кинетической энергии набегающего воздушного потока в потенциальную путем торможения потока и широко используется при аэрометрических измерениях [4]. Второй базисный эффект заключается в мультиплицировании скорости воздушного потока путем его деформации (дресселирования) в профилированном проточном канале, например, в трубке Вентури, обеспечивающей пневматическое усиление скоростного напора [5].

Картина обтекания, эпюра распределения давления и расположение приемников аэрометрической информации в проточном канале аэрометрического приемника показаны на рис. 1.

Для рабочих скоростей полета вертолета ($V \leq 400$ км/ч) справедливо допущение о несжимаемости воздуха и постоянстве его вязкости. Тогда для осесимметричного установившегося течения воздуха и адиабатического процесса теплообмена можно получить аналитическое описание распределения давления в канале проточного аэрометрического приемника.

Если принять, что набегающий воздушный поток на некотором расстоянии от входного сечения проточного аэрометрического приемника движется с равномерной скоростью, определяемой вектором V , то при взаимодействии с входной кромкой приемника происходит распределение воздушного потока на две части. Первая часть потока стягивается в осесимметричную струю, протекающую внутри проточного канала приемника, а вторая обтекает корпус аэрометрического приемника снаружи и практического влияния на процесс формирования информативных аэрометрических сигналов аэрометрического приемника не оказывает.

Отличительной особенностью течения воздушного потока на входном участке проточного аэрометрического приемника является его существенная неравномерность, при этом заметно изменяются средняя скорость течения и ее распределение по сечению. По мере удаления потока от входного сечения происходит постепенное сужение потока и значительная перестройка его поля скоростей. Градиент скорости по сечению приемника нарастает. Наряду с изменением поля скоростей на входном участке проточного приемника могут возникать отрывы потока от поверхности приемной части — конфузора — и образовываться циркуляционные зоны. Перестройка поля скоростей и, главным образом, отрывы потока вызывают усиление процесса вихреобразования в сравнении с равномерным движением набегающего потока. Это вихреобразо-

вание является основной причиной потерь на входном участке проточного приемника и приводит к отрицательному градиенту статического давления P по длине конфузора.

После критического сечения в точке B , характеризующегося наименьшей его площадью и наибольшей осевой скоростью, воздушный поток в канале расширяется за счет рассасывания вихревой области. Получаемый в конце входного участка профиль скоростей в последующих сечениях диффузора выравнивается, устанавливается некоторый стабилизированный профиль и средняя скорость потока уменьшается.

Информативный сигнал проточного аэрометрического приемника по модулю воздушной скорости V представляет собой перепад давления $\Delta P = P_{\Pi} - P_B$ между давлением P_{Π} , воспринимаемым трубкой полного давления, и давлением P_B , отбираемом в кольцевой щели, размещенной в точке B в наиболее узком сечении проточного канала приемника.

Для получения зависимости информативного перепада ΔP от скорости V набегающего воздушного потока рассмотрим три сечения: первое сечение $0-0$ — на удалении от входной кромки приемника, второе $1-1$ — на входе приемника, третье $2-2$ — вблизи критического сечения в точке B (рис. 1). Тогда с учетом закона сохранения энергии $\int V dV_i = -\int dP_i/\rho$ и уравнения неразрывности струи $\rho V_i F_i = \text{const}$ (где ρ — плотность воздуха; F — площадь сечения струи воздушного потока; V_i и P_i — текущая скорость и давление воздушного потока) для рассматриваемых сечений можно записать следующие соотношения:

$$\begin{aligned} \frac{P_0}{\rho} + \frac{V_0^2}{2} &= \frac{P_1}{\rho} + \frac{V_1^2}{2}; \\ \frac{P_1}{\rho} + \frac{k_1 V_1^2}{2} &= \frac{P_2}{\rho} + \frac{k_2 V_2^2}{2} + \xi \frac{V_2^2}{2}; \\ \rho V_1 F_1 &= \rho V_2 F_2, \end{aligned} \quad (1)$$

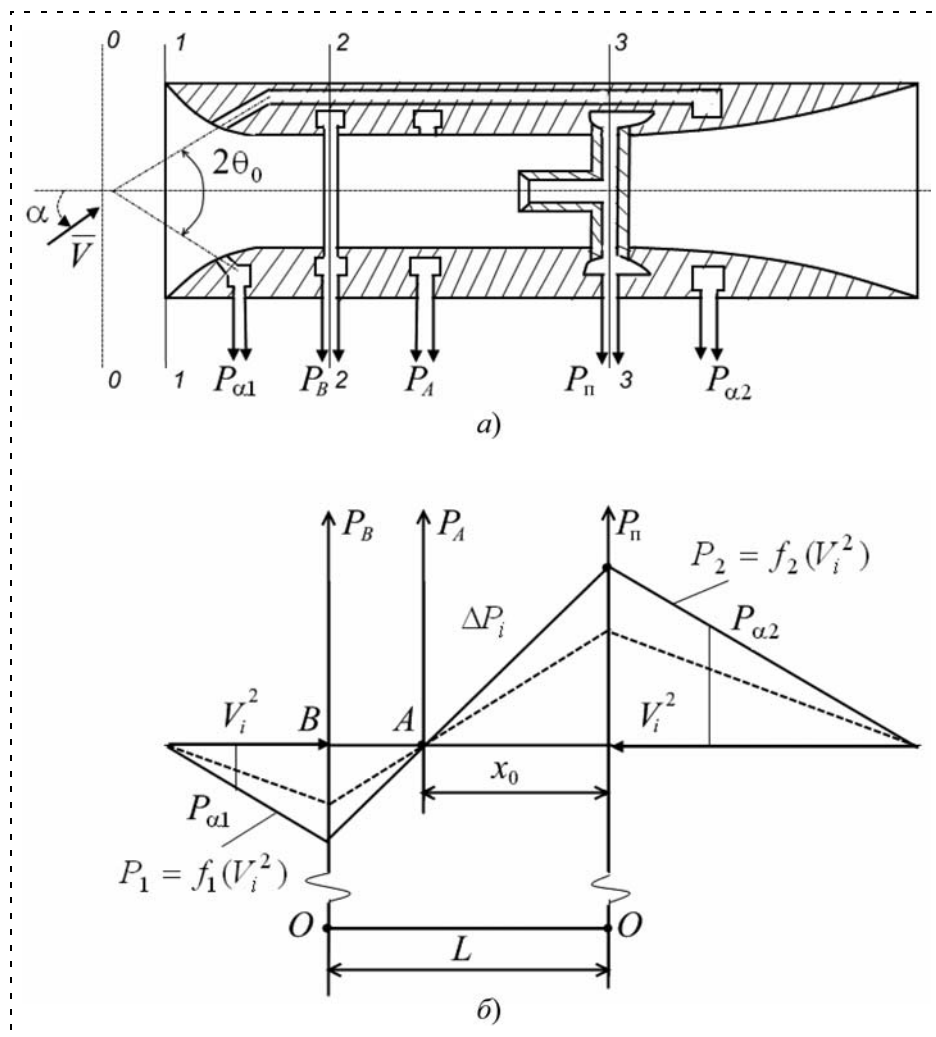


Рис. 1. Формирование информативных сигналов в проточном аэрометрическом приемнике

где k_1, k_2 — поправочные множители, учитывающие неравномерность распределения скорости в сечениях $1-1$ и $2-2$ соответственно; ξ — коэффициент сопротивления проточного канала на участке от сечения $1-1$ до сечения $2-2$; F_1 и F_2 , V_1 и V_2 , P_1 и P_2 — соответственно площади сечения струи, ее средние скорости и статические давления в сечениях $1-1$ и $2-2$.

Конструкция проточного аэрометрического приемника оказывает некоторое сопротивление набегающему воздушному потоку, поэтому при входе в проточный канал происходит некоторое повышение давления на величину δP , т. е.

$$P_1 = P_0 + \delta P, \quad (2)$$

где P_0 — статическое давление невозмущенной воздушной среды.

Приращение давления δP можно определить на основании уравнения Бернулли [4, 5] вида

$$\rho \frac{V_0^2}{2} - \rho \frac{V_1^2}{2} = \delta P = \xi \Delta P_K, \quad (3)$$

где $\Delta P_K = P_1 - P_2$ — потери давления во входной части приемника.

После несложных преобразований получим соотношение для скорости V_1 на входной кромке проточного приемника

$$V_1 = k_c m \sqrt{2 \Delta P_K / \rho}, \quad (4)$$

где k_c — коэффициент расхода сужающего канала проточного приемника, равный [6]

$$k_c = \frac{\mu \sqrt{\varphi_{от}}}{\sqrt{\xi + k_2 + k_1 \mu^2 m^2}}, \quad (5)$$

где $\mu = F_2/F_1$ — коэффициент, определяемый отношением наименьшей площади осесимметричной струи воздуха в сечении 2—2 к площади сечения входной кромки приемника; m — коэффициент, равный отношению F_0/F_1 и называемый модулем сужающего канала аэрометрического приемника; $\varphi_{от}$ — коэффициент, определяемый несовпадением точек отбора давлений P'_1 и P'_2 с рассматриваемыми сечениями 1—1 и 2—2, равный

$$\varphi_{от} = (P_1 - P_2)/(P'_1 - P'_2). \quad (6)$$

Если пренебречь дополнительным сужением струи воздуха в проточном канале аэрометрического приемника и считать отклонение точек забора давлений P_1 и P_2 от расчетного положения сечений 1—1 и 2—2 пренебрежимо малым, то коэффициент расхода будет определяться как

$$k_c = \frac{1}{\sqrt{\xi + k_2 + k_1 m^2}}. \quad (7)$$

Тогда выражение (4) принимает вид

$$V_1 = \sqrt{k_c^2 m^2 + \xi} \sqrt{2 \Delta P_K / \rho}. \quad (8)$$

Для определения зависимости, связывающей скорость V_2 воздушного потока в сечении 2—2 со

скоростью V_0 набегающего воздушного потока, рассмотрим отношение

$$\frac{V_2}{V_0} = \frac{k_c}{\sqrt{k_c m^2 + \xi}}. \quad (9)$$

Давление P_{Π} , воспринимаемое трубкой полного давления, можно представить как

$$P_{\Pi} = P_0 + \chi_{\Pi} \frac{\rho V_2^2}{2},$$

где χ_{Π} — коэффициент восстановления полного давления, определяемый конструктивными параметрами трубки полного давления ($\chi_{\Pi} > 0$).

С учетом (9) получим

$$P_{\Pi} = P_0 + 0,5 \chi_{\Pi} \frac{\rho V_0^2 k_c^2}{(k_c^2 m^2 + \xi)} = P_0 + 0,5 \chi_T V_0^2, \quad (10)$$

где $\chi_T = \chi_{\Pi} k_c / (k_c^2 m^2 + \xi)$.

Давление P_B , отбираемое в кольцевой щели в сечении 2—2, можно представить в виде

$$P_B = P_0 + 0,5 \chi_B V_2^2,$$

где χ_B — коэффициент восстановления давления приемной щели ($\chi_B < 0$).

С учетом (3) и (4) получим

$$P_B = P_0 + 0,5 \chi_{\Pi} \rho V_0^2, \quad (11)$$

где $\chi_{\Pi} = \chi_B k_c / (k_c^2 m^2 + \xi)$.

Тогда информативный перепад давлений $\Delta P = P_{\Pi} - P_B$ будет иметь вид

$$\Delta P = 0,5 (\chi_T - \chi_{\Pi}) \rho V_0^2. \quad (12)$$

Если в выражение (12) подставить числовые значения входящих величин [6]: $\chi_{\Pi} = 0,98 \pm 0,02$; $\chi_B = 1,2 \dots 5$; $k_c = 0,9 \dots 0,99$; $\xi = 0,8 \dots 1,0$; $m = 0,25$, то отношение информативного перепада давлений ΔP к расчетному значению скоростного напора набегающего воздушного потока $q_0 = 0,5 \rho V_0^2$ может достигать величины $\Delta P/q_0 = 2,3 \dots 5,7$.

Таким образом, использование двух базисных эффектов (эффекта торможения и эффекта дросселирования набегающего воздушного потока) позволяет повысить чувствительность проточного

аэрометрического приемника по скорости и, следовательно, расширить нижнюю границу рабочих скоростей.

Другим важным достоинством проточного аэрометрического приемника (рис. 1, а) является возможность получения информативного сигнала по статическому давлению P непосредственно в проточном приемнике.

Как видно из выражений (10) и (11), давление P_{Π} заторможенного потока и давление P_B дросселированного потока имеют общий уровень отсчета — статическое местное давление P . Кроме того, вторые члены этих зависимостей пропорциональны скоростному напору и противоположны по знаку ($\chi_{\Pi} > 0$, $\chi_B < 0$).

Тогда распределение давления по длине проточного капиллярного канала, на входы которого подаются давления P_{Π} и P_B , подчиняется известному из математики положению [7], которое состоит в том, что если функция $f(x)$ непрерывна и монотонна на интервале $[a, b]$, и на границах этого интервала ее значения противоположны по знаку, то существует точка $x_0 \in [a, b]$, в которой значение функции $f(x)$ обращается в нуль. Это утверждение является математической предпосылкой инструментального способа формирования информативного сигнала статического давления непосредственно в проточном аэрометрическом приемнике [8, 9].

На рис. 1, б показана графическая интерпретация получения информативного сигнала по статическому давлению в проточном аэрометрическом приемнике.

Если на оси абсцисс использовать функциональную шкалу квадрата скорости V_i^2 движения потока по каналу при допущении, что распределение перепада давлений ΔP_i по длине L проточного элемента приемника имеет линейный характер (достигаемый, например, профилированием канала), то можно всегда определить координату x_0 , в которой измеренное давление будет соответствовать статическому давлению P .

В соответствии с рис. 1, б с учетом выражений (10) и (11) можно получить уравнение закона распределения перепада давлений ΔP_i по длине L проточного приемника в виде

$$\Delta P_i = [(\chi_{\Pi} + \chi_B)(x - x_0)/L + \chi_{\Pi}] \rho V_i^2 / 2. \quad (13)$$

Из выражения (13) следует, что изменение скорости V_i воздушного потока по проточному каналу приемника не влияет на координату x_0 . Положив $\Delta P_i = 0$ и $x = 0$, получим соотношение для координаты x_0 , в которой давление равно статическому давлению P :

$$x_0 = L/[1 + (\chi_B/\chi_{\Pi})]. \quad (14)$$

Скорость V_i воздушного потока в проточном канале приемника влияет на угловой коэффициент кривой распределения давлений $P_1 = f_1(V_i^2)$ и $P_2 = f_2(V_i^2)$, т. е. при различных скоростях V_i кривые распределения перепада давления ΔP_i по длине L проточного канала приемника будут как бы совершать вращательное движение вокруг точки A (штриховая кривая на рис. 1).

На основании геометрического подобия треугольников, расположенных симметрично относительно точки A , можно записать

$$\frac{\Delta P_{\Pi}}{\Delta P_B} = \frac{x}{L-x} \text{ или } \frac{P_{\Pi} - P_X}{P_X - P_B} = \frac{x}{L-x}. \quad (15)$$

После простых преобразований из выражения (15) можно получить зависимость, определяющую давление P_X в любой из точек кривой распределения давления по длине проточного канала:

$$P_X = P_0 + 0,5[\chi_{\Pi} - (x/L)(\chi_B + \chi_{\Pi})] \rho V_i^2. \quad (16)$$

Если в выражении (16) положить $x = x_0$, то с учетом соотношения (14) получим $P_X = P_0$.

Таким образом, давление P_X , измеренное в точке A с координатой $x = x_0$, соответствует местному (дросселированному) статическому давлению P_0 , что подтверждает инструментальную возможность получения информативного сигнала по статическому давлению в проточном аэрометрическом приемнике.

Для получения информативных сигналов по углу атаки на поверхности конфузора (рис. 1, а) устанавливаются приемные отверстия для забора давлений $P_{\alpha 1}$ и $P_{\alpha 2}$. С этой целью контур конфузора реализован в виде поверхности, полученной от вращения дуги окружности, стягиваемой центральным углом, близким к 90° , около оси внутреннего канала, лежащей в плоскости дуги этой окружности и не пересекающей ее. При этом оси приемных отверстий по углам атаки расположены в ортогональных плоскостях на конической поверхности конфузора с углом раствора при вершине $2\theta_0 = 70...90^\circ$. Вершина этой конической поверхности отстоит от плоскости входного отверстия конфузора на расстоянии радиуса узкой части проточного канала аэрометрического приемника.

Давления $P_{\alpha 1}$ и $P_{\alpha 2}$, воспринимаемые приемными отверстиями для получения информации по углу α направления вектора скорости V набегающего воздушного потока, можно представить в виде

$$\begin{aligned} P_{\alpha 1} &= P_0 + 0,5[1 - 4\sin^2(\theta - \alpha)]\rho V^2; \\ P_{\alpha 2} &= P_0 + 0,5[1 - 4\sin^2(\theta + \alpha)]\rho V^2. \end{aligned} \quad (17)$$

В качестве информативного сигнала по углу α , не зависящему от скоростного напора, можно использовать соотношение

$$\chi'_\alpha = \frac{P_{\alpha 1} - P_{\alpha 2}}{P_\Pi - P_0} = 4\sin 2\theta_0 \sin 2\alpha \quad (18)$$

или

$$\chi''_\alpha = \frac{P_\Pi - P_{\alpha 1}}{P_\Pi - P_{\alpha 2}} = \frac{1 - \cos 2(\theta_0 - \alpha)}{1 - \cos 2(\theta_0 + \alpha)}, \quad (19)$$

которые являются мерой измеряемого угла атаки α .

Для обеспечения панорамного измерения угла скольжения β вертолета в диапазоне $\pm 180^\circ$ предложено [9] распространить (трансформировать) рассмотренный принцип формирования информатив-

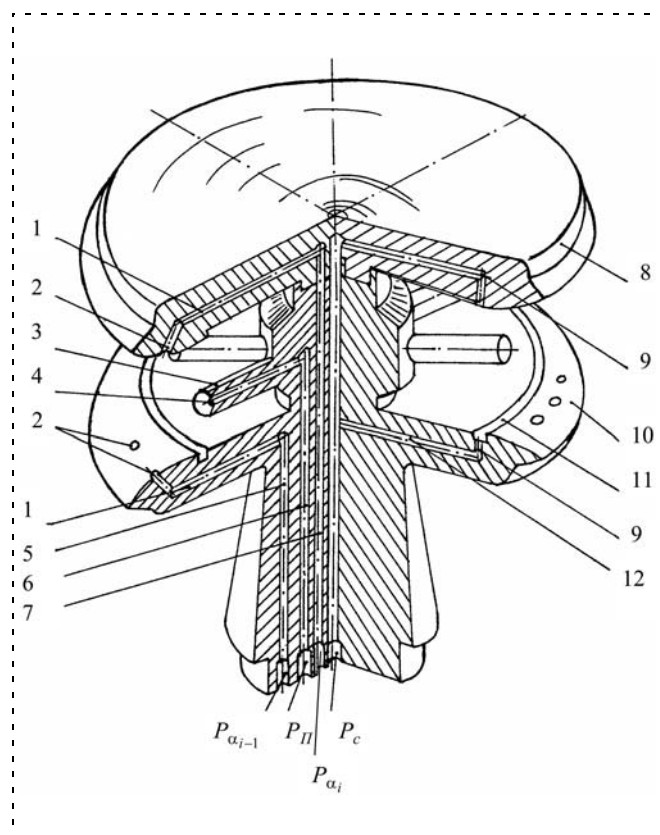


Рис. 2. Конструктивная схема неподвижного проточного аэрометрического приемника

ных сигналов проточного аэрометрического приемника на всю плоскость рыскания. С этой целью сечение проточного аэрометрического приемника, приведенное на рис. 1, а, условно поворачивается на 360° относительно сечения 3—3, образуя профилированную проточную поверхность, в проходном канале которой под одинаковыми углами устанавливаются несколько трубок полного давления.

Такой неподвижный многоканальный проточный аэрометрический приемник (рис. 2) с помощью двух профилированных дисков 8 и 10 обеспечивает выделение в набегающем воздушном потоке пространственной воздушной струи, кинематические параметры которой зависят от модуля и углов α , β направления вектора V скорости набегающего воздушного потока.

Восприятие параметров набегающего воздушного потока такой струи осуществляется посредством нескольких трубок 3, приемные отверстия 4 которых воспринимают полные давления P_i пространственной воздушной среды, приемных отверстий 2, воспринимающих давления $P_{\alpha i}$ и $P_{\alpha i-1}$, определяющих угол атаки α . Кольцевые щели 11 с установленными в них приемными отверстиями 9 воспринимают местное (дресселированное) статическое давление P_c . Воспринимаемые давления P_i , $P_{\alpha i}$, $P_{\alpha i-1}$, P_c по пневмоканалам 5, 6, 7, 12 подаются на входы пневмоэлектрических преобразователей и далее в устройство обработки информации системы воздушных сигналов вертолета [3].

Методика параметрического синтеза неподвижного многоканального проточного аэрометрического приемника

Важной задачей проектирования неподвижного многоканального проточного аэрометрического приемника является синтез конструктивных параметров, обеспечивающих требуемые метрологические и эксплуатационные характеристики системы воздушных сигналов вертолета.

Задача выбора и обоснования предпочтительных форм и параметров неподвижного многоканального аэрометрического приемника (АМП) является многокритериальной и не имеет строгого решения. Эта задача отличается большой трудоемкостью в силу сложности воспроизведения реального режима работы неподвижного многоканального АМП, многомерности целевой функции, недостаточности априорных сведений. В связи с этим весьма рациональным является следующий подход к решению задачи параметрического синтеза неподвижного многоканального аэрометрического приемника:

- декомпозиция целевой функции на ряд частных критериев;
- разбиение полной модели неподвижного многоканального АМП на функциональные модули, определяемые некоторыми из частных критериев;
- выделение доминирующих факторов (конструктивных форм и параметров) из всего массива факторов, присущих каждому из модулей АМП;
- определение чувствительности частных критериев к вариациям доминирующих конструктивных факторов;
- определение конструктивных параметров модулей приемника методом планирования эксперимента и рационального проектирования.

Данный подход не претендует на получение наилучших результатов, но его применение отвечает задаче рационального проектирования и оправдано как ограниченностью достоверных исходных данных при разработке модели неподвижного многоканального АМП, так и невозможностью практической реализации точного решения в процессе проработки конструкции и изготовления экспериментальных образцов неподвижного многоканального аэрометрического приемника.

В общем случае задача оптимального проектирования неподвижного многоканального аэрометрического приемника состоит в таком выборе процесса формирования информативных сигналов и вектора оптимизируемых параметров АМП, при котором достигается оптимум некоторого функционала — критерия качества

$$\begin{aligned} \text{opt} \Phi(u, z) &= \Phi(u, z_{\text{opt}}), \\ u &\in U, z \in Z. \end{aligned} \quad (20)$$

Из выражения (20) следует, что решение задачи обеспечения заданных метрологических характеристик $u \in U$ включает не только поиск эффективных мер по повышению инвариантности процесса измерительного преобразования АМП, но и выбор оптимальных конструктивных форм и параметров $z \in Z$.

Область допустимых значений параметров неподвижного многоканального аэрометрического приемника определяется неравенствами

$$\begin{aligned} \bar{z}_- < \bar{z} \leq \bar{z}_+; \\ \xi_i(\bar{z}) \leq 0, i \in \{1...k\}, \end{aligned} \quad (21)$$

где $\bar{z}_-$, $\bar{z}_+$ — конструктивные или физические ограничения на параметры синтезируемого АМП; $\xi_i(\bar{z})$ — функциональные (неявные) ограничения.

Ключевой вопрос задачи параметрического синтеза неподвижного многоканального аэрометрического приемника — выбор критерия качества АМП. Следует отметить, что не существует каких-либо формальных методов, приводящих к однозначному критерию качества аэрометрического приемника. Поэтому процедура выбора критерия качества АМП — это искусство, базирующееся скорее на опыте разработчика, нежели на формальных принципах. Очевидно, что, с одной стороны, критерий качества АМП должен быть чувствителен к изменению наиболее значимых конструктивных форм и параметров. С другой стороны, критерий должен быть по возможности простым и легко вычисляемым. Это особенно важно, поскольку при проведении экспериментов по оценке адекватности модели неподвижного многоканального аэрометрического приемника критерий качества приходится вычислять не один раз.

Рассмотренные требования к критерию качества АМП противоречивы, и выполнить их можно далеко не всегда. Особенно важным является то, что критерий качества АМП должен быть содержательным, т. е. характеризовать основное назначение неподвижного многоканального аэрометрического приемника, предъявляемые к нему технические требования и условия эксплуатации.

В значительной степени перечисленные требования к критериям качества неподвижного многоканального аэрометрического приемника отражаются в коэффициентах восстановления давлений, которые входят в уравнения, описывающие процессы восприятия полного P_{Π} и дросселированного P_B давлений (см. рис. 1, б):

$$\begin{aligned} P_{\Pi} &= P_{\text{с.м}} + 0,5\chi_{\Pi} V^2; \\ P_B &= P_{\text{с.м}} + 0,5\chi_B V^2, \end{aligned} \quad (22)$$

где $P_{\text{с.м}}$ — местное статическое давление, воспринимаемое АМП; χ_{Π} и χ_B — коэффициенты восстановления давлений P_{Π} и P_B , числовые значения которых определяются соотношениями

$$\begin{aligned} \chi_{\Pi} &= (P_{\Pi} - P_0)/0,5\rho V^2; \\ \chi_B &= (P_B - P_0)/0,5\rho V^2, \end{aligned} \quad (23)$$

где P_0 — невозмущенное статическое давление набегающего воздушного потока.

Обобщенный критерий качества неподвижного многоканального аэрометрического приемника может быть представлен как некоторый функционал Φ от коэффициентов восстановления χ_{Π} и χ_B давлений P_{Π} и P_B , которые используются при формиро-

вании информативных сигналов по полному P_{Π} , дросселированному P_B , статическому P давлениям и по углам атаки и скольжения.

Для канала восприятия полного давления P_{Π} функционал Φ можно представить в виде трех частных критериев:

$$\begin{aligned}\Phi[\chi_{\Pi}] &\rightarrow \max; \\ \Phi[J_V] &\rightarrow \min, J_V = \partial\chi_{\Pi}/\partial V; \\ \Phi[J_{\varphi}] &\rightarrow \min, J_{\varphi} = \partial\chi_{\Pi}/\partial\alpha(\beta); \\ \chi_{\Pi} &\in K_{\Pi}.\end{aligned}\quad (24)$$

Первый частный критерий требует обеспечения максимально возможного значения χ_{Π} , что позволяет повысить уровень информативного перепада давлений $\Delta P = P_{\Pi} - P_{с.м}$ и, как результат, расширить диапазон измерения в область малых скоростей полета. Второй и третий частные критерии требуют минимума чувствительности коэффициента χ_{Π} к вариациям скорости и углов направления набегающего воздушного потока в рабочем диапазоне их изменения, либо хорошей воспроизводимости зависимостей $\chi_{\Pi} = \chi(V)$ и $\chi_{\Pi} = \chi(\alpha(\beta))$ с достаточной простой аппроксимацией этих зависимостей.

Для канала восприятия дросселированного давления P_B функционал Φ также может быть представлен в виде трех критериев вида

$$\begin{aligned}\Phi[\chi_B] &\rightarrow \max; \\ \Phi[J_V] &\rightarrow \min, J_V = \partial\chi_B/\partial V; \\ \Phi[J_{\varphi}] &\rightarrow \min, J_{\varphi} = \partial\chi_B/\partial\alpha(\beta); \\ \chi_B &\in K_B.\end{aligned}\quad (25)$$

Входящие в систему (25) частные критерии преследуют те же цели, что аналогичные критерии, входящие в систему (24).

Для канала измерения угла атаки по воспринимаемому давлению $P_{\alpha i}$ и $P_{\alpha i-1}$ неподвижного многоканального аэрометрического приемника функционал Φ можно представить в виде частных критериев вида

$$\begin{aligned}\Phi[\chi_{\alpha}] &\rightarrow \max; \\ \Phi[J_{\alpha}] &\rightarrow \text{const}, J_{\alpha} = \partial\chi_{\alpha}/\partial\alpha; \\ \chi_{\alpha} &\in K_{\alpha}.\end{aligned}\quad (26)$$

Первый из частных критериев определяет необходимость получения уровня информативного сигнала $\Delta P = P_{\alpha i} - P_{\alpha i-1}$ по углу атаки α , достаточного для последующего преобразования и обработки, а второй связан с требованием постоянства крутизны его статической характеристики. Кроме того, возникает задача расширения диапазона измерения D_{α} по углу атаки α , а также снижения чувст-

вительности коэффициента восстановления давления χ_{α} к вариациям скорости. Эти требования приводят еще к двум частным критериям вида

$$\begin{aligned}\Phi[D_{\alpha}] &\rightarrow \max; \\ \Phi[J_V] &\rightarrow \min, J_V = \partial\chi_{\alpha}/\partial V; \\ \chi_{\alpha} &\in K_{\alpha}.\end{aligned}\quad (27)$$

Синтез конструктивных параметров неподвижного многоканального проточного аэрометрического приемника

В процессе параметрического синтеза неподвижного многоканального аэрометрического приемника в целях сокращения размерности задачи рациональным является разделение полной модели АМП на идентичные модули, соответствующие числу трубок полного давления, установленных между профилированными дисками 8 и 10 (рис. 2) с одинаковыми профилями и параметрами входной и выходной частей.

Каждый из идентичных модулей также можно разделить на функциональные модули: модуль конфузора; модуль восприятия давлений $P_{\Pi i}$; $P_{с.м}$, модуль диффузора.

В соответствии с предложенным разделением полной модели неподвижного многоканального аэрометрического приемника на частные и их применением к отдельным функциональным модулям для каждой из них могут быть выбраны характерные конструктивные параметры, вариация которых может существенно повлиять на метрологические характеристики АМП, оцениваемые через частные критерии (24)–(27).

Сложность получения аналитических решений задачи анализа конструктивных параметров неподвижного многоканального аэрометрического приемника обуславливает необходимость использования метода планирования эксперимента [10] для выявления наиболее значимых факторов (конструктивных форм и параметров), оказывающих определяющее влияние на метрологические, технологические и эксплуатационные характеристики АМП. При этом при проведении планируемых экспериментов, как показано выше, целесообразно исследовать отдельные каналы преобразования — канал воздушной скорости и угла скольжения, которые используют одни и те же информативные сигналы, и канал угла атаки, выполняющий свои функции автономно.

Многочисленные экспериментальные исследования различных вариантов аэрометрических приемников, выполненные А. А. Поруновым и В. М. Солдаткиным [9], позволили выявить доминирующие

факторы каналов восприятия полного P_{Π} и дросселированного P_B давлений и канала формирования местного статического давления. Для рационального интервала варьирования исследуемых факторов наиболее значимыми из них являются:

- для безрасходного режима работы АМП — диаметр приемного отверстия d_P трубки полного давления, наружный $R_{\text{нар}}$ и внутренний $R_{\text{вн}}$ радиусы конфузора и его длина L_K , ширина щели b_V отбора дросселированного давления P_B ;
- для расходного режима работы АМП — диаметр приемного отверстия d_P трубки полного давления, длина L_K конфузора, угол раствора конфузора $2\theta_d$, осевая координата x_P отбора полного давления.

Исследование чувствительности выбранных параметров оптимизации χ_{Π} , χ_B к направлению изменения доминирующих факторов показывает, что в большинстве случаев эти изменения приводят к противоположным по величине приращениям параметров оптимизации. Например, для канала восприятия полного давления P_{Π} уменьшение диаметра приемного отверстия d_P трубки полного давления приводит к увеличению параметра оптимизации χ_{Π} , в то время как для повышения параметра оптимизации χ_B канала восприятия дросселированного давления P_B требуется увеличение диаметра d_P . Аналогичные положения характерны и для таких факторов, как внутренний $R_{\text{вн}}$ и наружный $R_{\text{нар}}$ радиусы конфузора и длина L_K конфузора. Это усложняет решение задачи параметрического синтеза, приводит к необходимости использования методов рационального проектирования и поиска компромисса.

Анализ результатов проведенных экспериментальных исследований [9] позволяет выявить доминирующие факторы канала измерения угла атаки. Для рационального интервала варьирования выявлены следующие доминирующие факторы канала измерения угла атаки: длина конфузора L_K , внутренний $R_{\text{вн}}$ и наружный $R_{\text{нар}}$ радиусы конфузора, осевая координата x_{α} приемных отверстий и угол раствора между их осями $2\varphi_{\alpha}$.

Использование метода рационального проектирования и поиска компромисса между взаимно противоположными критериями оптимизации позволяет рекомендовать следующие предпочтительные значения конструктивных параметров неподвижного одноканального аэрометрического приемника, выраженные в единицах минимального диаметра d проточного канала:

- модуль конфузора:
 - диаметр входной кромки $D_{\text{вх}} = 1,5d$;

- модуль сужающего канала $m = F_0/F_1 = 1/4$;
- длина конфузора $L_K = (1,5 \pm 0,2)d$;
- внутренний радиус конфузора $R_{\text{вн}} = (1,5 \pm 0,1)d$;
- наружный радиус конфузора $R_{\text{нар}} = (1,2 \pm 0,2)d$;
- модуль восприятия давлений:
 - осевая координата установки щели отбора дросселированного давления $x_V = 1,6d$;
 - ширина щели отбора дросселированного давления $b_V = (0,03...0,07)d$;
 - осевая координата отбора полного давления $x_P = (1,6 \pm 0,1)d$;
 - осевая координата приемных отверстий по углу атаки $x_{\alpha} = (0,3 \pm 0,05)d$;
 - диаметр приемного отверстия трубки полного давления $d_P = 0,2d$;
 - диаметр приемного отверстия по углу атаки $d_{\alpha} = 0,2d$;
- модуль диффузора:
 - длина диффузора $l_d = (2...3)d$;
 - угол раствора диффузора $2\theta_d = 8 \pm 1^{\circ}$.

Так как неподвижный многоканальный аэрометрический приемник представляет собой развернутый по кругу в плоскости рыскания профиль одноканального проточного аэрометрического приемника (см. рис. 1, а), то приведенные выше рациональные параметры могут быть использованы при выборе конструктивных параметров неподвижного многоканального аэрометрического приемника. При этом для обеспечения диапазона измерения угла скольжения, равного 360° или $\pm 180^{\circ}$, в качестве параметров диффузора следует использовать $2\theta_d = 0$, а остальные параметры диффузора принимают значения конструктивных параметров конфузора — d , $D_{\text{вх}}$, L_K , $R_{\text{вн}}$, $R_{\text{нар}}$, развернутых по кругу в плоскости рыскания относительно точки торможения трубки полного давления.

Заключение

Предложенная концепция построения, модели формирования первичных пневматических информативных сигналов по каналам истинной воздушной скорости, барометрической высоте (статическому давлению), углам атаки и скольжения являются теоретической основой проектирования неподвижного многоканального аэрометрического приемника и построенной на его основе системы воздушных сигналов вертолета.

Разработанная методика параметрического синтеза неподвижного многоканального аэрометрического приемника предусматривает разделение полной модели приемника на функциональные модули, для которых обоснованы характерные конструк-

тивные формы, параметры и частные критерии оптимизации, обеспечивающие наилучшие метрологические характеристики каналов измерения.

Методами планирования эксперимента, рационального проектирования и поиска компромисса между взаимно противоречивыми критериями оптимизации выработаны рекомендации по выбору конструктивных форм и параметров неподвижного многоканального аэрометрического приемника.

Проведенные исследования экспериментального образца неподвижного многоканального аэрометрического приемника в аэродинамической трубе подтверждают адекватность разработанных моделей формирования первичных информативных сигналов по каналам истинной воздушной скорости, углов атаки и скольжения, по барометрической высоте и вертикальной скорости, а также эффективность разработанной методики параметрического синтеза и рационального проектирования, достоверность рекомендаций по выбору конструктивных форм и параметров неподвижного многоканального аэрометрического приемника системы воздушных сигналов вертолета.

Список литературы

1. Алексеев Н. В., Кравцов В. Г., Назаров О. И. и др. Системы измерения воздушных параметров нового поколения // Авиакосмическое приборостроение. 2003. № 8. С. 31—36.
2. Козицин В. К., Макаров Н. Н., Порунов А. А., Солдаткин В. М. Анализ принципов построения систем воздушных сигналов вертолета // Авиакосмическое приборостроение. 2003. № 10. С. 2—13.
3. Солдаткин В. В., Никитин А. В. Система воздушных сигналов вертолета на основе неподвижного комбинированного аэрометрического приемника // Мехатроника, автоматизация, управление. 2010. № 6. С. 71—78.
4. Петунии А. Н. Методы и техника измерений параметров газового потока (приемники давления и скоростного напора). М.: Машиностроение, 1972. 332 с.
5. Клюев Г. И., Макаров Н. Н., Солдаткин В. М., Ефимов И. П. Измерители аэродинамических параметров летательных аппаратов: Учебное пособие / Под ред. В. А. Мишина. Ульяновск: Изд-во Ульяновск. гос. техн. ун-та, 2005. 509 с.
6. Кремлевский П. Л. Расходомеры и счетчики. М.: Машиностроение, 1975. 776 с.
7. Понтрягин Л. С., Болтинский В. Г., Гамкрелидзе Р. В., Машенко Е. Ф. Математическая теория оптимальных процессов. М.: Наука, 1961. 384 с.
8. А. с. 695299 СССР, G01P 15/00. Преобразователь статического давления на летательном аппарате / В. А. Ференц, А. А. Порунов. 1973.
9. Солдаткин В. М. Методы и средства измерения аэродинамических углов летательных аппаратов. Казань: Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2001. 448 с.
10. Планирование эксперимента в исследовании технологических процессов: Пер. с нем. / Под ред. Э. К. Лецкого. М.: Мир, 1977. 436 с.

УДК 629.7

К. Б. Алексеев, д-р техн. наук, проф.,
А. В. Шадян, аспирант,
Московский государственный
индустриальный университет
akbr@mail.msiu.ru

Об одном способе определения динамических параметров космического летательного аппарата в полете

Предложен ряд способов для идентификации динамических параметров космического аппарата в полете. Наиболее известный расчетно-экспериментальный способ основан на приложении пробных воздействий на аппарат и обработке реакции аппарата на эти воздействия. Основным его недостатком является большое число пробных воздействий, что отрицательно сказывается на управляемом процессе ориентации аппарата. Предлагаемый расчетный способ использует управляющие воздействия на аппарат при требуемом изменении его углового положения в пространстве. Это устраняет влияние процедуры определения тензора инерции аппарата на процесс его программной ориентации.

Ключевые слова: твердое тело, тензор инерции, космический аппарат, динамическая асимметрия

Введение

Управление угловой ориентацией космического летательного аппарата (КЛА) [1—3] предполагает знание его динамических параметров. В случае рассмотрения КЛА как абсолютно твердого тела [4—5] такими параметрами являются компоненты I_{ij} ($i, j = \overline{1, 3}$) его тензора инерции $\mathbf{I}$. При синтезе системы управления ориентацией КЛА оси связанной системы координат (ССК) $Ox_1x_2x_3$, относительно которых к аппарату прикладываются моментные воздействия, совмещаются с одноименными осями главных моментов инерции (ГМИ) $OX_1X_2X_3$ аппарата. При таком выборе осей триэдра $Ox_1x_2x_3$ тензор инерции приобретает форму диагональной матрицы $\mathbf{I}_{\text{diag}}$, что облегчает задачу оптимизации этого процесса в смысле энергетических затрат, быстродействия, точности и т. п. Перераспределение и изменение массы аппарата при длительном полете приводят к утрате свойств указанной оптимизации, что особенно нежелательно из-за увеличения энергетических затрат при длительном

полете аппарата. Из сказанного следует, что знание текущего значения тензора инерции является условием оптимальности управления вращательными движениями аппарата, заложенного при его синтезе. Именно это обстоятельство послужило причиной целого ряда исследований по идентификации динамических параметров аппарата в полете [6–8]. Известные решения этой задачи были получены с использованием телеметрических, аналитических и расчетно-экспериментальных способов. Последние получили наибольшую известность в силу простоты их физического содержания, которое заключается в приложении к аппарату пробных (тестовых) воздействий с последующей обработкой реакции аппарата на эти воздействия. Однако приложение к аппарату пробных воздействий нарушает программную ориентацию аппарата, что недопустимо.

В статье рассматривается расчетный способ, основанный на обработке информации о текущем значении векторов кинетического момента и угловой скорости, которые возникают при переориентации аппарата в пространстве, так что необходимость в пробных воздействиях исключается.

Определение тензора инерции КА при отсутствии начального кинетического момента

Для создания пробных воздействий на аппарат в качестве моментных исполнительных устройств (МИУ) применяются преимущественно газо-реактивные двигатели и двигатели-маховики. В статье для этой цели рассматриваются спаренные двухстепенные гироскопы (гирорама) [1], показанные на рисунке. В сравнении с двигателями-маховиками они имеют лучшие энергетические характеристики.

Гирорама, установленная по оси Ox_1 (аналогичные рамы установлены по двум другим осям), включает в себя два одинаковых двухстепенных гироскопа I , причем ось одного подвеса параллельна оси другого [1]. Механическая связь 2 обеспечивает повороты гироскопов в разные стороны на равные углы. Оси подвесов гироскопов совмещены со связанными осями КЛА Ox_1 , Ox_2 , Ox_3 . Главные оси гироскопа параллельны осям Ox_2 , Ox_3 и Ox_1 , соответственно.

Гирорама с двигателями-маховиками объединяет единая физическая основа для создания управляющего воздействия на аппарат при из-

менении его углового положения в пространстве. Этой основой является закон сохранения кинетического момента аппарата. В этом случае математическая модель аппарата представляет собой механическую систему, состоящую из корпуса аппарата и трех (или более) электромеханических устройств. Тогда вектор кинетического момента аппарата $\mathbf{K}_a$ равен сумме векторов кинетических моментов корпуса аппарата $\mathbf{K}$ и исполнительных органов $\mathbf{H}$, т. е.

$$\mathbf{K}_a = \mathbf{K} + \mathbf{H},$$

где $\mathbf{K} = I\boldsymbol{\omega}$, $\mathbf{H} = I_M\boldsymbol{\Omega}$ — для двигателей-маховиков и $\mathbf{H} = 2\Gamma\sin\alpha$ — для гирорама. Здесь $\boldsymbol{\omega}$ — вектор угловой скорости аппарата; I_M — осевой момент инерции двигателя-маховика; $\boldsymbol{\Omega}$ — вектор угловой скорости двигателей-маховиков; Γ — вектор собственного кинетического момента гироскопа гирорама; α — угол прецессии гирорама.

На интервале времени измерений параметров $\mathbf{H}$ и $\boldsymbol{\omega}$ внешние возмущения, действующие на КЛА, считаются пренебрежимо малыми, не оказывающими влияния на определение тензора инерции. Тогда в силу закона сохранения кинетического момента имеем

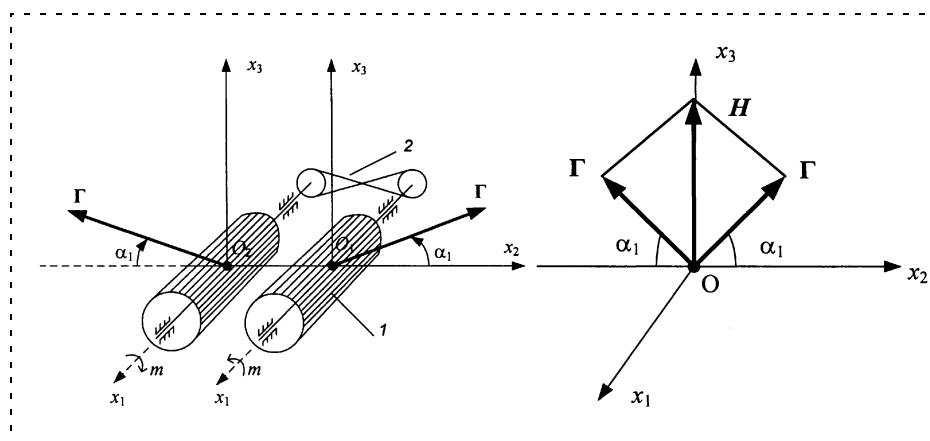
$$\mathbf{K}_a = I\boldsymbol{\omega} + \mathbf{H}. \quad (1)$$

Для рассматриваемого случая уравнение (1) запишется в виде

$$I\boldsymbol{\omega} = -\mathbf{H}. \quad (2)$$

Уравнение (2) является исходным для определения тензора инерции в полете как в случае отсутствия пробных воздействий со стороны МИУ, так и при их наличии.

В первом случае в момент измерения определяются текущие значения $\mathbf{H}$ и $\boldsymbol{\omega}$, которые создаются управляющими воздействиями на аппарат при ре-



Спаренные двухстепенные гироскопы (гирорама)

шении его программной ориентации. В результате этих измерений в момент времени t_1 имеем следующую систему алгебраических уравнений:

$$\begin{pmatrix} I_{11} & I_{12} & I_{13} \\ I_{21} & I_{22} & I_{23} \\ I_{31} & I_{32} & I_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \omega_{11} \\ \omega_{12} \\ \omega_{13} \end{pmatrix} = - \begin{pmatrix} h_{11} \\ h_{12} \\ h_{13} \end{pmatrix},$$

где h_{1i} и ω_{1i} ($i = \overline{1, 3}$) — составляющие векторов кинетического момента гирорамы $\mathbf{H}$ и угловой скорости аппарата $\boldsymbol{\omega}$ в момент времени t_1 , соответственно.

Аналогичные измерения этих же параметров проводятся в моменты времени t_2 и t_3 . В результате составляется окончательное уравнение:

$$\mathbf{I}\mathbf{W} = -\mathbf{H}, \quad (3)$$

где $\mathbf{W} = \begin{pmatrix} \omega_{11} & \omega_{21} & \omega_{31} \\ \omega_{12} & \omega_{22} & \omega_{32} \\ \omega_{13} & \omega_{23} & \omega_{33} \end{pmatrix}$, $\mathbf{H} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{21} & h_{31} \\ h_{12} & h_{22} & h_{32} \\ h_{13} & h_{23} & h_{33} \end{pmatrix}$, при-

чем h_{2i} , h_{3i} и ω_{2i} , ω_{3i} ($i = \overline{1, 3}$) — составляющие векторов кинетического момента гирорамы $\mathbf{H}$ и угловой скорости аппарата $\boldsymbol{\omega}$ в моменты времени t_2 и t_3 , соответственно.

Для решения уравнения (3) необходимым и достаточным условием является линейная независимость векторов $\boldsymbol{\omega}(t_1)$, $\boldsymbol{\omega}(t_2)$, $\boldsymbol{\omega}(t_3)$. Данное условие достигается при выполнении неравенства

$$\boldsymbol{\omega}(t_1) \widehat{\boldsymbol{\omega}}(t_2) \boldsymbol{\omega}(t_3)^T \neq 0 \quad (4)$$

или

$$|\boldsymbol{\omega}(t_1) \boldsymbol{\omega}(t_2) \boldsymbol{\omega}(t_3)| \neq 0, \quad (5)$$

где $\boldsymbol{\omega}(t_i) = (\omega_{i1} \ \omega_{i2} \ \omega_{i3})^T$, $i = \overline{1, 3}$, верхний индекс T означает операцию транспонирования.

В результате искомым тензор инерции $\mathbf{I}$ равен

$$\mathbf{I} = -\mathbf{H}\mathbf{W}^{-1}. \quad (6)$$

Реализация второго случая [9] предполагает последовательное приложение одинаковых пробных воздействий h со стороны гирорам по трем ортогональным осям базиса $Ox_1x_2x_3$. Тензор инерции

в этом случае определяется по формуле (6), однако матрица $\mathbf{H}$ будет иметь вид

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} h & 0 & 0 \\ 0 & h & 0 \\ 0 & 0 & h \end{pmatrix}.$$

В результате осевые и центробежные компоненты тензора инерции можно определить соответственно по формулам

$$I_{ii} = \frac{h(\omega_{i+1,j+2}^2 - \omega_{i+1,j+1}\omega_{i+2,j+2})}{\prod_{s=1}^3 \omega_{ss} + 2 \prod_{s=1}^3 \omega_{s,s+1} - \sum_{s=1}^3 \omega_{ss} \omega_{s+1,s+2}^2}, \quad (7)$$

$i = \overline{1, 3}; i+3 = i; s+3 = s;$

$$I_{ij} = \frac{h(\omega_{ij}\omega_{kk} - \omega_{ik}\omega_{jk})}{\prod_{s=1}^3 \omega_{ss} + 2 \prod_{s=1}^3 \omega_{s,s+1} - \sum_{s=1}^3 \omega_{ss} \omega_{s+1,s+2}^2}, \quad (8)$$

$i, j, k = \overline{1, 3}; k \neq i, k \neq j; s+3 = s.$

Однако практика вычислений показывает, что целесообразно определять компоненты обращенного тензора инерции. Для этого умножим равенство (3) слева и справа на матрицу $\mathbf{I}^{-1}$, обратную матрице $\mathbf{I}$, в результате получим

$$\mathbf{W} = -\mathbf{I}^{-1}\mathbf{H}.$$

Это равенство, в свою очередь, умножим на матрицу $\mathbf{H}^{-1}$, обратную матрице $\mathbf{H}$, что дает

$$\mathbf{I}^{-1} = -\mathbf{W}\mathbf{H}^{-1}.$$

Обозначая p_{kj} ($k, j = \overline{1, 3}$) элементы матрицы $\mathbf{I}^{-1}$, определим их по формуле

$$p_{kj} = -\frac{1}{h} \omega_{jk}, \quad k, j = \overline{1, 3}. \quad (9)$$

Переход к искомой матрице $\mathbf{I}$ не представляет каких-либо трудностей.

Пример моделирования описанного алгоритма. Взаимное расположение осей ГМИ по отношению к осям ССК определяет матрица направляющих косинусов $\mathbf{A}$. Углы Эйлера-Крылова ε_i ($i = \overline{1, 3}$) примем равными 10° каждый, а значения главных моментов инерции: $J_1 = 100 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$; $J_2 = 120 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$; $J_3 = 160 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$. Собственный вектор кинетического момента Γ равен $1 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{с}$. В результате после при-

ложений одинаковых пробных воздействий были составлены следующие матрицы:

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} -1,76774 & 0 & 0 \\ 0 & -1,76774 & 0 \\ 0 & 0 & -1,76774 \end{pmatrix};$$

$$\mathbf{W} = \begin{pmatrix} -0,0174 & -5,9198 \cdot 10^{-4} & 0,0012 \\ -5,9198 \cdot 10^{-4} & -0,0147 & -4,1725 \cdot 10^{-4} \\ 0,0012 & -4,1725 \cdot 10^{-4} & -0,0114 \end{pmatrix};$$

$$\mathbf{I}^{-1} = \begin{pmatrix} 9,8430 \cdot 10^{-3} & 3,3488 \cdot 10^{-4} & -6,7888 \cdot 10^{-4} \\ 3,3488 \cdot 10^{-4} & 8,3157 \cdot 10^{-3} & 2,3604 \cdot 10^{-4} \\ -6,7888 \cdot 10^{-4} & 2,3604 \cdot 10^{-4} & 6,4449 \cdot 10^{-3} \end{pmatrix},$$

где $p_{11} = -\frac{1}{1,76774} \cdot (-0,0174) = 0,00984$, $p_{12} = -\frac{1}{1,76774} \cdot (-5,9198) \cdot 10^{-4} = 0,00033$, ... и т. д.

Обратная матрица от $\mathbf{I}^{-1}$ позволяет определить тензор инерции:

$$\mathbf{I} = \begin{pmatrix} p_{11} & p_{12} & p_{13} \\ p_{21} & p_{22} & p_{23} \\ p_{31} & p_{32} & p_{33} \end{pmatrix}^{-1} = \begin{pmatrix} 102,501 & -4,439 & 10,952 \\ -4,439 & 120,572 & -4,880 \\ 10,952 & -4,880 & 156,396 \end{pmatrix}.$$

Для определения тензора инерции можно предложить несколько иной алгоритм, а именно, сразу диагонализировать полученную матрицу $\mathbf{W}$. При одинаковых пробных воздействиях h со стороны гироскопа матрица $\mathbf{W}$ является симметричной. Диагонализация данной матрицы позволит получить следующие матрицы:

$$\mathbf{W}_{diag} = \begin{pmatrix} \omega_1 & 0 & 0 \\ 0 & \omega_2 & 0 \\ 0 & 0 & \omega_3 \end{pmatrix};$$

$$\mathbf{A} = (\mathbf{a}_1 \ \mathbf{a}_2 \ \mathbf{a}_3)^T; \ \mathbf{a}_i = (a_{i1} \ a_{i2} \ a_{i3})^T.$$

Тензор инерции КА можно рассчитать по формуле

$$\mathbf{I} = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{I}_{diag} \mathbf{A}, \quad (10)$$

$$\text{где } \mathbf{I}_{diag} = \begin{pmatrix} J_1 & 0 & 0 \\ 0 & J_2 & 0 \\ 0 & 0 & J_3 \end{pmatrix}; \ J_i = -h/\omega_i; \ i = \overline{1,3}.$$

Результаты моделирования данного алгоритма с описанными выше исходными данными представлены ниже:

$$\mathbf{W}_{diag} = \begin{pmatrix} -0,0177 & 0 & 0 \\ 0 & -0,0147 & 0 \\ 0 & 0 & -0,0111 \end{pmatrix};$$

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 0,9698 & 0,1710 & -0,1736 \\ -0,1413 & 0,9751 & 0,1710 \\ 0,1986 & -0,1413 & 0,9698 \end{pmatrix};$$

$$\mathbf{I}_{diag} = \begin{pmatrix} \frac{-1,7677}{-0,0177} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-1,7677}{-0,0147} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1,7677}{-0,0111} \end{pmatrix} =$$

$$= \begin{pmatrix} 99,870 & 0 & 0 \\ 0 & 120,252 & 0 \\ 0 & 0 & 159,252 \end{pmatrix};$$

$$\mathbf{I} = \begin{pmatrix} 102,618 & -4,474 & 10,941 \\ -4,475 & 120,435 & -4,740 \\ 10,946 & -4,739 & 156,321 \end{pmatrix}.$$

Относительная погрешность по первому инварианту матрицы моментов инерции составляет 0,14 % — для первого алгоритма и 0,16 % — для второго алгоритма.

Определение тензора инерции КЛА при наличии начального кинетического момента

Переходя к рассмотрению случая, когда у КЛА имеется начальный кинетический момент, будем считать, что в момент времени $t = 0$ оси строительной системы координат (ССК) совпадают с осями инерциальной системы координат (ИСК), и текущие значения параметров $\mathbf{H}$ и $\boldsymbol{\omega}$ обозначаются как $\mathbf{H}(0)$ и $\boldsymbol{\omega}(0)$, соответственно. При отклонении осей ССК от ИСК в момент времени $t > 0$ имеем

$$\mathbf{K}(t) + \mathbf{H}(t) = \mathbf{A}(t)(\mathbf{K}(0) + \mathbf{H}(0)), \quad (11)$$

где $\mathbf{A}(t)$ — матрица направляющих косинусов, определяющая взаимное расположение ССК и ИСК, причем при $t = 0$

$$\mathbf{A}(0) = \mathbf{E},$$

где $\mathbf{E}$ — единичная матрица.

Перепишем уравнение (11) в матричном виде:

$$\begin{pmatrix} I_{11} & I_{12} & I_{13} \\ I_{21} & I_{22} & I_{23} \\ I_{31} & I_{32} & I_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \omega_1 \\ \omega_2 \\ \omega_3 \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{11} & I_{12} & I_{13} \\ I_{21} & I_{22} & I_{23} \\ I_{31} & I_{32} & I_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \omega_{01} \\ \omega_{02} \\ \omega_{03} \end{pmatrix} = - \begin{pmatrix} H_1 \\ H_2 \\ H_3 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} H_{01} \\ H_{02} \\ H_{03} \end{pmatrix}, \quad (12)$$

здесь ω_{0i} ($i = \overline{1, 3}$) — угловые скорости аппарата в момент времени t_0 в проекциях на оси ССК; H_{0i} ($i = \overline{1, 3}$) — начальные кинетические моменты гироскопов по i -й оси в момент времени $t_0 = 0$ в проекциях на оси ССК; ω_i , H_i ($i = \overline{1, 3}$) — текущие значения скорости аппарата и кинетического момента гироскопов в момент времени t_s в проекциях на оси ССК, соответственно; a_{ij} , $j = \overline{1, 3}$ — текущие значения элементов матрицы направляющих косинусов в момент времени t_s .

Для определения тензора инерции КЛА по уравнению (12) необходимо проводить измерения угловых скоростей КЛА $\omega(t_s)$ и кинетических моментов гироскопов $\mathbf{H}(t_s)$. Минимально достаточное число таких измерений $\omega(t_s)$ и $\mathbf{H}(t_s)$ для определения полного тензора моментов инерции $\mathbf{I}$ равно трем.

Рассмотрев три сеанса измерений векторов $\omega(t_s)$ и $\mathbf{H}(t_s)$, представим уравнение (12) в виде

$$\begin{cases} +D_{11}\mathbf{J}_1 - D_{12}\mathbf{J}_2 - D_{13}\mathbf{J}_3 = U_1; \\ -D_{21}\mathbf{J}_1 + D_{22}\mathbf{J}_2 - D_{23}\mathbf{J}_3 = U_2; \\ -D_{31}\mathbf{J}_1 - D_{32}\mathbf{J}_2 - D_{33}\mathbf{J}_3 = U_3, \end{cases} \quad (13)$$

где $\mathbf{J}_i = (I_{i1} \ I_{i2} \ I_{i3})^T$; $\mathbf{H}(0) = (H_{01} \ H_{02} \ H_{03})^T$; $U_i = -H_i + u_i$, причем $H_i = H_i(s)$, а $u_i = \mathbf{a}_i^T \mathbf{H}(0)$, $\mathbf{a}_i = (a_{i1} \ a_{i2} \ a_{i3})^T$, $i = \overline{1, 3}$; $\mathbf{D}_{ij} = \mathbf{D}(w)\delta_{ij} - D_{ij}(0)$, причем $\mathbf{D}(w) = \omega^T(s)$; $\mathbf{D}_{ij}(0) = a_{ij}(s)\omega^T(0)$; $\omega(0) = (\omega_{01} \ \omega_{02} \ \omega_{03})$; $\omega(s) = (\omega_1(t_s) \ \omega_2(t_s) \ \omega_3(t_s))^T$, $\delta_{ij} = \begin{cases} 1, & i = j; \\ 0, & i \neq j. \end{cases}$

Систему уравнений (13) можно переписать в виде одного уравнения

$$\mathbf{D}\Delta = \mathbf{U}, \quad (14)$$

где $\Delta = (\mathbf{J}_1 \ \mathbf{J}_2 \ \mathbf{J}_3)^T$.

Решение уравнения (14) методом наименьших квадратов относительно Δ позволяет получить равенство

$$\Delta = (\mathbf{D}^T \mathbf{D})^{-1} \mathbf{D}^T \mathbf{U}, \quad (15)$$

которое определяет все компоненты тензора моментов инерции КЛА с учетом ненулевого начального кинетического момента. Для разрешения уравнения (15) необходимо выполнение условия (4) или (5).

Пример моделирования описанного алгоритма. Дополним начальные условия, рассмотренные в предыдущем примере:

- угловые скорости аппарата по трем осям примем одинаковыми: $\omega_i(0) = 0,05236$ рад/с;
- кинетические моменты гироскопов: по первой оси $H_1(0) = 0,03$ Н·м·с, по второй $H_2(0) = 0,06$ Н·м·с, по третьей $H_3(0) = 0,09$ Н·м·с;
- матрица направляющих косинусов, описывающая связь между ССК и ИСК, $\mathbf{A}(0) = \mathbf{E}$;
- допустим, до сеанса измерений, одновременно по трем связанным осям на КА был приложен импульс момента длительностью 1 с (например, с 3 по 4) с помощью гироскопов.

Проведем три сеанса измерений вектора угловой скорости КЛА, кинетического момента гироскопов и матрицы направляющих косинусов в моменты времени $t_1 = 10$ с, $t_2 = 50$ с, $t_3 = 100$ с:

$$\begin{cases} \omega(t_1) = (0,02203 \ 0,04178 \ 0,03571)^T; \\ \omega(t_2) = (-0,01941 \ 0,06253 \ 0,06090)^T; \\ \omega(t_3) = (-0,03657 \ 0,00652 \ 0,09059)^T; \end{cases}$$

$$\begin{cases} \mathbf{H}(t_1) = (1,7977 \ 2,3581 \ 2,9184)^T; \\ \mathbf{H}(t_2) = (0,0743 \ 0,1176 \ 0,1609)^T; \\ \mathbf{H}(t_3) = (-1,8999 \ -2,4489 \ -2,9979)^T; \end{cases}$$

$$\mathbf{A}(t_1) = \begin{pmatrix} 0,7190 & 0,5819 & -0,3801 \\ -0,3473 & 0,7745 & 0,5287 \\ 0,6020 & -0,2481 & 0,7590 \end{pmatrix};$$

$$\mathbf{A}(t_2) = \begin{pmatrix} -0,3452 & -0,7505 & 0,5635 \\ 0,9220 & -0,1591 & 0,3530 \\ -0,1752 & 0,6414 & 0,7469 \end{pmatrix};$$

$$A(t_3) = \begin{pmatrix} -0,6892 & 0,5579 & -0,4614 \\ -0,7163 & -0,4334 & 0,5468 \\ 0,1051 & 0,7077 & 0,6986 \end{pmatrix}.$$

В результате после промежуточных вычислений и серии подстановок получим матрицы **D** и **U**:

$$D = \begin{pmatrix} -0,0156 & 0,0041 & -0,0019 & -0,0305 & -0,0305 & -0,0305 & 0,0199 & 0,0199 & 0,0199 \\ 0,0182 & 0,0182 & 0,0182 & -0,0185 & 0,0012 & -0,0048 & -0,0277 & -0,0277 & -0,0277 \\ -0,0315 & -0,0315 & -0,0315 & 0,0130 & 0,0130 & 0,0130 & -0,0177 & 0,0020 & -0,0040 \\ -0,0013 & 0,0806 & 0,0790 & 0,0393 & 0,0393 & 0,0393 & -0,0295 & -0,0295 & -0,0295 \\ -0,0483 & -0,0483 & -0,0483 & -0,0111 & 0,0709 & 0,0692 & -0,0185 & 0,0185 & -0,0185 \\ 0,0092 & 0,0092 & 0,0092 & -0,0336 & -0,0336 & -0,0336 & -0,0585 & 0,0234 & 0,0218 \\ -0,0005 & 0,0426 & 0,1267 & -0,0292 & -0,0292 & -0,0292 & 0,0242 & 0,0242 & 0,0242 \\ 0,0375 & 0,0375 & 0,0375 & -0,0139 & 0,0292 & 0,1133 & -0,0286 & -0,0286 & -0,0286 \\ -0,0055 & -0,0055 & -0,0055 & -0,0371 & -0,0371 & -0,0371 & -0,0731 & -0,0301 & -0,0540 \end{pmatrix},$$

$$U^T = (-1,7754 \quad -2,2745 \quad -2,8469 \quad -0,0790 \\ -0,0677 \quad -0,0605 \quad 1,8712 \quad 2,4506 \quad 3,1064).$$

Подставляя полученные значения в формулу (15), определим все компоненты тензора моментов инерции

$$\Delta^T = (102,942 \quad -4,372 \quad 10,998 \quad -4,627 \quad 120,485 \\ -5,037 \quad 11,164 \quad -5,019 \quad 157,139).$$

Относительная погрешность по первому инварианту матрицы моментов инерции составила 0,15 %. Повысить точность определения компонент тензора инерции можно, увеличив число сеансов измерений указанных векторов.

Заключение

В статье изложен способ определения тензора инерции КЛА в полете с помощью спаренных двухстепенных гироскопов. Принципиальные отличия предлагаемого способа от известных [6, 9] заключаются в возможности идентификации тензора инерции КЛА при ненулевом кинетическом моменте аппарата и без приложения пробных воз-

действий. Значение тензора инерции определяется по результатам измерения текущих значений угловой скорости аппарата и кинетического момента спаренных двухстепенных гироскопов, создаваемых управляющими воздействиями на аппарат при изменении его углового положения в пространстве. Приведенные числовые примеры вычисления тензора инерции аппарата свидетельствуют о целесообразности применения расчетного способа.

Список литературы

1. Раушенбах Б. В., Токарь Е. Н. Управление ориентацией космических аппаратов. М.: Наука, 1974. 600 с.
2. Алексеев К. Б., Бебенин Г. Г. Управление космическими летательными аппаратами. 2-е изд., доп. и перераб. М.: Машиностроение, 1974. 343 с.
3. Разыграев А. П. Основы управления полетом космических аппаратов. М.: Машиностроение, 1990. 480 с.
4. Голубев Ю. Ф. Основы теоретической механики: Учебник. 2-е изд., перераб. и дополн. М.: Изд-во МГУ, 2000. 719 с.
5. Трухан Н. М. Динамика твердого тела: Учебно-методическое пособие. М.: Изд. МФТИ, 2000. 42 с.
6. Алексеев К. Б., Злодырева О. В., Синильников О. В. К вопросу определения тензора инерции аппарата в полете // Известия АН СССР. Механика твердого тела. 1986. № 2. С. 90—93.
7. Алексанов Е. А., Алексеев К. Б., Шадян А. В. К вопросу идентификации тензора моментов инерции КЛА в полете // Машиностроение и инженерное образование. 2010. (в печати).
8. Алексеев К. Б., Николаев Н. В. Об одном способе определения тензора инерции аппарата в полете // Известия АН СССР. Механика твердого тела. 1989. № 2. С. 60—61.
9. Андреев Г. М., Алексеев К. Б., Киселев М. И. Об определении тензора инерции космического аппарата в полете // Космические исследования. 1978. Т. 16. № 3. С. 456—459.
10. Карпачев Ю. А. Равномодульное программно-частотное управление минимально избыточной структурой двухстепенных гироскопов системы ориентации космического аппарата // Известия АН СССР. Механика твердого тела. 1986. № 2. С. 3—10.
11. Сорокин А. В. Юбилейная научно-практическая конференция, посвященная 40-летию первого полета человека в космос. Силовые гироскопические комплексы для прецизионных высокодинамических систем ориентации космических аппаратов. СПб., 11 апреля 2001 г.

Читайте в следующих номерах журнала

Следующий номер журнала посвящен

60-летию кафедры "Мехатроника и робототехника"

Балтийского государственного технического университета "Военмех" им. Д. Ф. Устинова.

В рубриках "Робототехника", "Проблемы моделирования и управления в технических объектах и технологических процессах", "Исполнительные элементы мехатронных систем и технологий", "Образование в области мехатроники и робототехники" будут представлены работы известных ученых, представителей одной из ведущих отечественных научных школ в области мехатронных и робототехнических систем: чл.-корр. РАН В. А. Лопоты, д-ра техн. наук, проф. Е. И. Юревича, А. М. Потапова, Ю. В. Загашвили, Б. В. Ноовоселова, В. Т. Шароватова и др.

Ю. Н. Челноков^{1, 2}, д-р физ.-мат. наук, проф.,

И. А. Панкратов¹, аспирант,

¹ Саратовский государственный университет
им. Н. Г. Чернышевского

² Институт проблем точной механики
и управления РАН, г. Саратов

PankratovIA@info.sgu.ru

Переориентация круговой орбиты космического аппарата с тремя точками переключения управления

Обсуждается задача четырехимпульсной переориентации круговой орбиты космического аппарата (КА). Построено численное решение полученной системы уравнений при условии равенства длин двух внутренних участков активного движения КА. В частных же случаях, когда 1) длины второго и третьего участков активного движения КА равны конкретной величине; 2) равны к тому же длины первого и четвертого участков активного движения КА, найдено аналитическое решение задачи.

Ключевые слова: космический аппарат, кватернион, импульс, орбита

Уравнения движения центра масс космического аппарата в ньютоновском гравитационном поле

КА рассматриваем как материальную точку B переменной массы $m = m(t)$. Движение КА рассматриваем в системе координат $OX_1X_2X_3(X)$, имеющей начало в центре притяжения O и координатные оси, параллельные осям инерциальной системы координат (рис. 1).

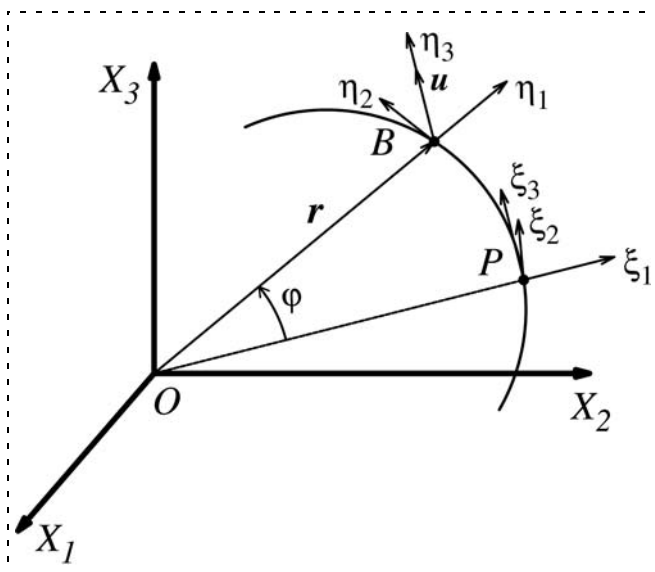


Рис. 1. Системы координат

При условии, что вектор реактивной тяги ортогонален плоскости орбиты, кватернионное дифференциальное уравнение ориентации круговой орбиты КА имеет вид [1]

$$2 \frac{d\lambda}{dt} = \lambda \circ \omega_\eta, \quad \omega_\eta = \frac{u}{c} \mathbf{i}_1 + \frac{c}{r^2} \mathbf{i}_3, \quad \frac{d\varphi}{dt} = \frac{c}{r^2}, \quad (1)$$

где $r = |\mathbf{r}| = \text{const}$ — модуль радиуса-вектора центра масс КА, проводимого из центра притяжения; u — проекция вектора ускорения $\mathbf{u}$ на направление вектора момента скорости центра масс КА (алгебраическая величина реактивного ускорения, перпендикулярного плоскости орбиты КА); $\lambda = \lambda_0 + \lambda_1 \mathbf{i}_1 + \lambda_2 \mathbf{i}_2 + \lambda_3 \mathbf{i}_3$ — нормированный кватернион, задающий угловое положение орбитальной системы координат η в системе координат X (ось η_1 направлена вдоль радиуса-вектора $\mathbf{r}$, ось η_3 ортогональна плоскости орбиты); $\mathbf{i}_1, \mathbf{i}_2, \mathbf{i}_3$ — векторные мнимые единицы Гамильтона; $\circ$ — символ кватернионного умножения; φ — истинная аномалия, характеризующая положение КА на орбите; $c = \text{const}$ — постоянная площадей; ω_η — вектор абсолютной угловой скорости системы координат η ; нижний индекс η у векторов (точнее, кватернионов с нулевыми скалярными частями) означает, что они определены своими проекциями в системе координат η .

Отметим, что под действием вектора реактивной тяги, ортогонального плоскости орбиты, орбита КА поворачивается в пространстве как твердое тело, не изменяя своей формы и своих размеров.

Решение уравнения (1) при $\omega_\eta = \text{const}$ имеет вид

$$\lambda = \lambda(0) \circ \left[\cos\left(\frac{\omega}{2}t\right) + \frac{1}{\omega} \sin\left(\frac{\omega}{2}t\right) \omega_\eta \right],$$

$$\omega = \sqrt{u^2 \frac{r^2}{c^2} + \frac{c^2}{r^4}}. \quad (2)$$

Введем в рассмотрение еще одну систему координат ξ (рис. 1), связанную с перицентром орбиты (точкой P). Ось ξ_1 этой системы координат направим вдоль радиуса-вектора перицентра, а ось ξ_3 — вдоль вектора момента скорости КА. Ориентация системы координат ξ получается с помощью поворота системы координат η на угол $-\varphi$ вокруг оси η_3 . Кватернион λ связан с кватернионом Λ ориентации орбиты, характеризующим ориентацию системы координат ξ в системе координат X , соотношением

$$\lambda = \Lambda \circ \left[\cos\left(\frac{\varphi}{2}\right) + \sin\left(\frac{\varphi}{2}\right) \mathbf{i}_3 \right].$$

Четырехимпульсная переориентация круговой орбиты КА

Рассмотрим перевод орбиты КА из заданного начального состояния $\Lambda(t_0) = \Lambda(\varphi_0)$ в заданное конечное состояние $\Lambda^* = \Lambda(t^*) = \Lambda(\varphi^*)$ с помощью управления $u = \pm u_{\max}$ при наличии трех точек переключения управления в моменты времени t_1, t_2, t_3 , которым соответствуют значения $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$ истинной аномалии φ (рис. 2).

Кватернион ориентации $\lambda(\varphi^*)$ орбитальной системы координат η в конечный момент времени t^* в соответствии с (2), рис. 2 и формулой сложения конечных поворотов [2, 3] примет следующий вид:

$$\lambda(\varphi^*) = \Lambda^* \circ \left\{ \cos \left[\frac{1}{2} \left(\varphi_0 + \sum_{i=1}^4 \Delta\varphi_i \right) \right] + \right. \\ \left. + \mathbf{i}_3 \sin \left[\frac{1}{2} \left(\varphi_0 + \sum_{i=1}^4 \Delta\varphi_i \right) \right] \right\} = \\ = \lambda(\varphi_0) \circ \Delta\lambda_1(\Delta\varphi_1) \circ \Delta\lambda_2(\Delta\varphi_2) \circ \Delta\lambda_3(\Delta\varphi_3) \circ \Delta\lambda_4(\Delta\varphi_4). \quad (3)$$

Здесь $\Delta\lambda_k(\Delta\varphi_k) = \cos\left(\frac{\omega^* \Delta\varphi_k}{2}\right) + \frac{\omega_{\eta k}^*}{\omega^*} \sin\left(\frac{\omega^* \Delta\varphi_k}{2}\right)$ — кватернион конечного поворота орбитальной системы координат на k -м активном участке движения ($k = \overline{1, 4}$); $\omega_{\eta k}^* = \pm N \mathbf{i}_1 + \mathbf{i}_3$, если k — нечетное, и $\omega_{\eta k}^* = \mp N \mathbf{i}_1 + \mathbf{i}_3$ — в противном случае; $\omega^* = \sqrt{1 + N^2}$, $N = \frac{u_{\max} r^3}{c^2}$; в записи $\pm$ ($\mp$) верхний знак берется, если на первом активном участке движения КА управление $u = +u_{\max}$, иначе берется нижний.

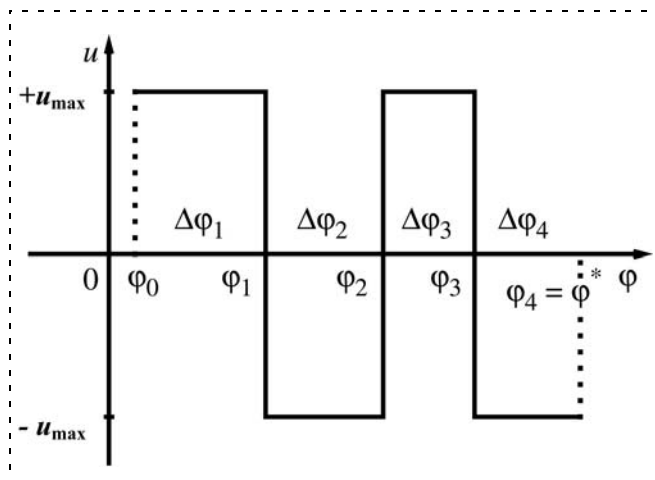


Рис. 2. Схема переключения управления

Четырехимпульсная переориентация круговой орбиты КА при условии равенства двух внутренних участков активного движения КА

Поставим следующую задачу: зная $\varphi_0, \Lambda(\varphi_0)$ (или $\lambda(\varphi_0)$), Λ^* , т. е. зная начальное положение КА на орбите, а также начальную и конечную ориентации орбиты, найти длины участков активного движения КА $\Delta\varphi_1, \Delta\varphi_4, \Delta\varphi_2 = \Delta\varphi_3$ (в радианах) при условии, что

$$\omega^* \Delta\varphi_2 = \omega^* \Delta\varphi_3 = x. \quad (4)$$

Отметим, что поставленная задача вытекает из решения задачи оптимального (в смысле быстрого действия) разворота орбиты КА с помощью принципа максимума. Это решение сводится к нахождению времени оптимального движения $t^*(\varphi^*)$, числа активных участков движения КА и их длительностей (величин $\Delta\varphi_i, i = 1, 2, \dots$). Условие (4) следует из результатов численного решения вышеуказанной задачи оптимальной переориентации орбиты КА.

После ряда преобразований кватернионного уравнения (3) приходим к системе четырех нелинейных трансцендентных уравнений относительно трех переменных Δ_1, Δ_4, x :

$$\left(\cos^2 \frac{x}{2} + a_{11} \sin^2 \frac{x}{2} \right) \cos \Delta_1 \cos \Delta_4 + \\ + a_{12} \sin x \sin(\Delta_1 + \Delta_4) + \sin \Delta_1 \sin \Delta_4 \left(a_{13} \cos^2 \frac{x}{2} + \right. \\ \left. + a_{14} \sin^2 \frac{x}{2} \right) = \lambda_0^{(3)} \cos \frac{\varphi^*}{2} - \lambda_3^{(3)} \sin \frac{\varphi^*}{2}; \\ \pm \sin(\Delta_1 - \Delta_4) \left[a_{21} \cos^2 \frac{x}{2} + a_{22} \sin^2 \frac{x}{2} \right] = \\ = \lambda_1^{(3)} \cos \frac{\varphi^*}{2} + \lambda_2^{(3)} \sin \frac{\varphi^*}{2}; \\ \mp \sin \Delta_1 \sin \Delta_4 \left(a_{31} \cos^2 \frac{x}{2} - a_{32} \right) \pm a_{33} \cos \Delta_1 \cos \Delta_4 \mp \\ \mp a_{34} \sin(\Delta_1 + \Delta_4) = \lambda_2^{(3)} \cos \frac{\varphi^*}{2} - \lambda_1^{(3)} \sin \frac{\varphi^*}{2}; \\ a_{41} \cos(\Delta_1 + \Delta_4) \sin x + \sin(\Delta_1 + \Delta_4) \left[a_{42} \cos^2 \frac{x}{2} + a_{43} \right] = \\ = \lambda_3^{(3)} \cos \frac{\varphi^*}{2} + \lambda_0^{(3)} \sin \frac{\varphi^*}{2}. \quad (5)$$

Здесь $\varphi^* = \varphi_0 + 2 \frac{\Delta_1 + x + \Delta_4}{\omega^*}$; $\Delta_1 = (1/2) \omega^* \Delta\varphi_1$; $\Delta_4 = (1/2) \omega^* \Delta\varphi_4$; $a_{ij}, \lambda_k^{(3)} (k = \overline{0, 3})$ — величины, выражаемые через известные параметры задачи.

Примеры численного решения

u , 1-й участок	Ω_0 , °	I_0 , °	Ω_1 , °	I_1 , °	$\Delta\varphi_1$, рад	$\Delta\varphi_2 = \Delta\varphi_3$, рад	$\Delta\varphi_4$, рад
$+u_{\max}$	210	66	215,25	64,8	3,229326	1,352621	2,820122
$-u_{\max}$	210	66	215,25	64,8	2,223588	1,358245	2,938439
$+u_{\max}$	240	70	215,25	64,8	0,491153	2,999735	4,455259

Четыре уравнения (5) связаны условием нормировки: суммы квадратов левых и правых частей равны единице. Поэтому можно решать любые три из них, исключенное же уравнение используется для контроля.

Для численного решения указанной системы уравнений была разработана программа, использующая метод Ньютона решения системы нелинейных уравнений. В качестве конечной ориентации брались долгота восходящего узла и наклонение одного из спутников орбитальной системы ГЛОНАСС. Примеры результатов приведены в таблице, где Ω_0 и Ω_1 — долготы восходящего узла, а I_0 и I_1 — наклонения начальной и конечной орбит КА. При численном решении параметры задачи полагались равными:

$$u_{\max} = 0,101907 \text{ м/с}^2; r = 26\,000\,000 \text{ м}; \\ c = 1,017914 \cdot 10^{11} \text{ м}^2/\text{с}; \omega^* = 1,014831, N = 0,172863.$$

Видно, что знак управления u на первом участке активного движения КА (указанный в первом столбце) оказывает существенное влияние на длительность разворота орбиты. Так, на разворот орбиты из начального положения $\Omega_0 = 210^\circ$, $I_0 = 66^\circ$ при $u = -u_{\max}$ на первом участке активного движения КА затрачивается значительно меньше времени, чем при $u = +u_{\max}$. Необходимо отметить, что хорошая сходимость метода имела место при следующих ограничениях на входные данные: разница между Ω_0 и Ω_1 не должна превышать 35° , а разница между I_0 и I_1 — 5° .

Четырехимпульсная переориентация орбиты КА при условии, что длины двух внутренних участков равны π/ω^*

Поставим следующую задачу: зная φ_0 , $\Lambda(\varphi_0)$ (или $\lambda(\varphi_0)$), Λ^* , найти "длительности" первого и четвертого участков траектории КА $\Delta\varphi_1$ и $\Delta\varphi_4$ при условии, что

$$\omega^* \Delta\varphi_2 = \omega^* \Delta\varphi_3 = \pi. \quad (6)$$

С учетом (6) система (5) перейдет в следующую систему четырех трансцендентных уравнений относительно переменных Δ_1 , Δ_4 :

$$\lambda_0^{(23)} \cos \Delta_1 \cos \Delta_4 + \frac{\sin \Delta_1 \sin \Delta_4}{(\omega^*)^2} [(N^2 - 1) \lambda_0^{(23)} \mp \\ \mp 2N \lambda_2^{(23)}] = \lambda_0^{(3)} \cos \frac{\varphi^*}{2} - \lambda_3^{(3)} \sin \frac{\varphi^*}{2};$$

$$\frac{\sin(\Delta_1 - \Delta_4)}{\omega^*} [\pm N \lambda_0^{(23)} - \lambda_2^{(23)}] = \\ = \lambda_1^{(3)} \cos \frac{\varphi^*}{2} + \lambda_2^{(3)} \sin \frac{\varphi^*}{2};$$

$$\lambda_2^{(23)} \cos \Delta_1 \cos \Delta_4 + \frac{\sin \Delta_1 \sin \Delta_4}{(\omega^*)^2} [(1 - N^2) \lambda_2^{(23)} \mp \\ \mp 2N \lambda_0^{(23)}] = \lambda_2^{(3)} \cos \frac{\varphi^*}{2} - \lambda_1^{(3)} \sin \frac{\varphi^*}{2};$$

$$\frac{\sin(\Delta_1 - \Delta_4)}{\omega^*} [\pm N \lambda_2^{(23)} - \lambda_0^{(23)}] = \\ = \lambda_3^{(3)} \cos \frac{\varphi^*}{2} + \lambda_0^{(3)} \sin \frac{\varphi^*}{2}, \quad (7)$$

связанных условием нормировки: суммы квадратов левых и правых частей уравнений (7) равны единице.

Здесь $\lambda_0^{(23)}$, $\lambda_2^{(23)}$ — величины, выражаемые через известные параметры задачи; в записи $\pm$ ($\mp$) верхний знак по-прежнему берется, если на первом активном участке движения КА управление $u = +u_{\max}$, а нижний — в противном случае.

Из этой системы вытекают два уравнения относительно неизвестных Δ_1 , Δ_4 :

$$\operatorname{tg}(\Delta_1 + \Delta_4) = \mp \alpha(\varphi^*), \operatorname{tg}(\Delta_1 - \Delta_4) = \mp \beta(\varphi^*), \quad (8)$$

где $\alpha(\varphi^*)$, $\beta(\varphi^*)$ — сложные выражения, содержащие тригонометрические функции относительно φ^* .

Разрешая (8), имеем:

$$\Delta\varphi_1 = (1/\omega^*)(\arctg(\alpha(\varphi^*)) + \arctg(\beta(\varphi^*))) + \pi(k + n), \\ k, n \in Z; \quad (9)$$

$$\Delta\varphi_4 = (1/\omega^*)(\arctg(\alpha(\varphi^*)) + \arctg(\beta(\varphi^*))) + \pi(k + n), \\ k, n \in Z. \quad (10)$$

Из (7) получаем тригонометрическое уравнение для нахождения φ^* :

$$a(N)\cos^2(\varphi^*/2) + 2b(N)\cos(\varphi^*/2)\sin(\varphi^*/2) + c(N)\sin^2(\varphi^*/2) = 1/(\omega^*)^4, \quad (11)$$

в котором $a(N)$, $b(N)$, $c(N)$ — полиномы относительно известных параметров задачи.

Решая уравнение (11), находим

$$\varphi^* = \gamma + \arccos\left(\frac{2/(\omega^*)^4 - (a(N) + c(N))}{\sqrt{(a(N) + c(N))^2 + 4b^2(N)}}\right) + 2\pi k, \quad k \in \mathbb{Z}; \quad (12)$$

$$\cos\gamma = \frac{a(N) - c(N)}{\sqrt{(a(N) + c(N))^2 + 4b^2(N)}},$$

$$\sin\gamma = \frac{2b(N)}{\sqrt{(a(N) + c(N))^2 + 4b^2(N)}}.$$

Итак, полученные формулы (9), (10), (12) дают аналитическое решение поставленной задачи при выполнении условий существования решения, заключающихся в совместности уравнений (7) для построенного решения.

Четырехимпульсная переориентация круговой орбиты КА при условии равенства двух внутренних участков активного движения КА и двух крайних участков

Рассмотрим частный случай, когда выполнено условие (3) и, к тому же, для первого и четвертого участков управляемого движения выполняется равенство

$$\omega^*\Delta\varphi_1 = \omega^*\Delta\varphi_4 = y.$$

Второе уравнение системы (5) примет вид

$$\lambda_1^{(3)} \cos \frac{\varphi^*}{2} + \lambda_2^{(3)} \sin \frac{\varphi^*}{2} = 0. \quad (13)$$

Решая (13) относительно φ^* , получим

$$x + y = \omega^*(\arctg(-\lambda_1^{(3)}/\lambda_2^{(3)})) + \pi k - \varphi_0/2 = C_k, \quad k \in \mathbb{Z}. \quad (14)$$

Путем несложных тригонометрических преобразований систему (5) с учетом (14) можно привести к следующему виду:

$$\begin{aligned} d_{11}\cos x \cos y + d_{12}\sin x \sin y + d_{13}\cos x + d_{14}\cos y &= f_1; \\ d_{21}\cos x \cos y + d_{22}\sin x \sin y + d_{23}\cos x + d_{24}\cos y &= f_2; \\ d_{31}\sin x \cos y + d_{32}\sin y \cos x + d_{33}\sin y &= b_3, \\ x + y &= C_k, \end{aligned} \quad (15)$$

где d_{ij} , b_3 , f_s — известные величины.

Выражая из второго уравнения системы (15) величину $\sin x \sin y$ и подставляя ее в первое уравнение с учетом четвертого уравнения указанной системы, приходим к системе двух нелинейных тригонометрических уравнений:

$$a_{11}\cos^2 x + a_{12}\sin x \cos x + a_{13}\cos x + a_{14}\sin x = f_1;$$

$$a_{21}\cos^2 x + a_{22}\sin x \cos x + a_{23}\cos x + a_{24}\sin x = b_3. \quad (16)$$

Выражая из второго уравнения системы (16) величину $\sin x$ и подставляя ее в первое уравнение этой системы, приходим к уравнению вида

$$A\cos^3 x + B\cos^2 x + C\cos x + D = 0,$$

где A , B , C , D — известные величины.

Таким образом, в рассматриваемом нами частном случае все свелось к алгебраическому уравнению третьего порядка относительно $\cos x$, решение которого и дает ответ на поставленную задачу.

Заключение

Итак, решение задачи переориентации круговой орбиты КА с тремя точками переключения управления в случае равенства длин второго и третьего участков активного движения КА сведено к решению системы четырех нелинейных трансцендентных уравнений относительно трех переменных (уравнения связаны условием нормировки: суммы квадратов левых и правых частей равны единице). Построено численное решение полученной системы уравнений.

В частных же случаях, когда 1) длины второго и третьего участков активного движения КА равны π/ω^* ; 2) равны, к тому же, длины первого и четвертого участков активного движения КА, построено аналитическое решение задачи.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект № 08-01-00310).

Список литературы

1. Челноков Ю. Н. Построение оптимальных управлений и траекторий движения космического аппарата, использующее кватернионное описание пространственной ориентации орбиты // Космические исследования. 1997. Т. 35. № 5. С. 534—542.
2. Бранец В. Н., Шмыглевский И. П. Применение кватернионов в задачах ориентации твердого тела. М.: Наука, 1973. 320 с.
3. Челноков Ю. Н. Кватернионные и бикватернионные модели и методы механики твердого тела и их приложения. Геометрия и кинематика движения. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2006. 512 с.

А. Г. Басыров, канд. техн. наук, доц.,
Военно-космическая академия
им. А. Ф. Можайского,

Д. М. Лебедев, науч. сотр.,

А. Б. Мастин, науч. сотр.,

Научно-производственная организация "Орион"
alexanderbas@mail.ru

Планирование параллельной обработки информации в высокопроизводительных вычислительных системах бортовых комплексов управления космическими аппаратами

Предложен метод распределения в параллельной вычислительной системе независимых заданий, имеющих случайное время выполнения. Приведены оценки эффективности применения метода и даны рекомендации по его практическому использованию.

Ключевые слова: директивный срок, независимые задания, параллельная вычислительная система, планирование вычислительного процесса

Применение информационных технологий для управления сложными техническими объектами, функционирующими в реальном масштабе времени, как правило, связано с использованием высокопроизводительных вычислительных систем. Повышенные требования к производительности, надежности и энергоемкости функционирования таких систем предъявляются, например, в бортовых комплексах управления космическими аппаратами (КА). Центральным звеном бортовых комплексов управления является бортовая вычислительная система (БВС).

БВС КА непосредственно участвует в решении широкого круга задач, включающих:

- радиолокационное зондирование Земли;
- автономную навигацию;
- спутниковую связь;
- автономное управление движением центра масс КА и планирование работы бортовой аппаратуры;
- обработку телеметрической информации;
- контроль и диагностику бортовых систем КА.

Современные технологии построения многомодульных БВС позволяют, с одной стороны, увеличить объем целевых задач, решаемых на борту КА, а с другой — требуют применения более действенных подходов к организации вычислений в БВС. Перспективным направлением повышения эффек-

тивности функционирования бортовых вычислительных систем является применение методов параллельных вычислений. Планирование параллельных вычислительных процессов (ПВП) является центральной задачей параллельной обработки информации [1].

Точные методы решения задачи планирования ПВП весьма трудоемки и на практике обычно не применяются. В связи с этим широкое распространение нашли *приближенные* методы планирования, позволяющие получать близкий к оптимальному результат за полиномиальное время. Среди способов приближенного решения задачи оптимального отображения наиболее известным является метод балансировки загрузки параллельной вычислительной системы (ПВС). Основная идея метода состоит в распределении процессов (*заданий*) по вычислительным модулям (ВМ) ПВС таким образом, чтобы суммарная вычислительная и коммуникационная загрузки ВМ были примерно одинаковы.

Общая постановка задачи планирования стохастических параллельных вычислительных процессов

Результатом планирования является расписание выполнения ПВП. Показателями качества расписания стохастического ПВП для заданного числа ВМ, на которые отображаются задания, являются вероятность выполнения заданий к директивному сроку и время, затрачиваемое на распределение заданий по ВМ. Постановка задачи планирования стохастических параллельных вычислений в общем виде может быть представлена следующим образом. Пусть заданы:

- параметры распределения времени выполнения заданий, составляющих целевую задачу;
- модель вычислительной системы;
- лимитные (директивные) сроки завершения заданий.

Требуется найти план (расписание) ПВП, обеспечивающий максимальную вероятность события, которое заключается в выполнении заданий к их директивным срокам. В качестве вероятности такого события может приниматься:

а) p_1 — минимальная из вероятностей завершения каждого задания к его директивному сроку, т. е.

$$p_1 = \min(Y_1(d_1), Y_2(d_2), \dots, Y_N(d_N)),$$

где $Y_i(t)$ — функция распределения времени завершения задания i ; d_i — директивный срок завершения выполнения задания i ; N — общее число заданий;

б) вероятность p_2 того, что все задания завершатся к своим директивным срокам:

$$p_2 = \prod_{i=1}^N Y_i(d_i);$$

в) средняя вероятность p_3 завершения заданий к директивным срокам:

$$p_3 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N Y_i(d_i).$$

Целевая задача представляет собой множество $\{x_1, x_2, \dots, x_N\}$ независимых заданий, каждому из которых поставлена в соответствие некоторая неслучайная величина d_i , являющаяся директивным сроком, к которому задание x_i должно быть выполнено. Превышение срока выполнения задания x_i на величину $l_i = z_i - d_i$, где z_i — время завершения задания, приводит к возникновению "штрафа" [2]. Суммарный штраф, который придется "заплатить" за нарушение директивных сроков заданий, составляет

$$L = \sum_{i=1}^N l_i = \sum_{i=1}^N \max(0, z_i - d_i).$$

Требуется определить отображение множества $X_{<N>} = \{x_1, x_2, \dots, x_N\}$ заданий на множество $Q_{<M>} = \{q_1, q_2, \dots, q_M\}$ ВМ, задаваемое матрицей $\Psi_{<N \times M>}$ коэффициентов

$$\Psi = \begin{pmatrix} \xi_{11} & \dots & \xi_{1M} \\ \dots & \dots & \dots \\ \xi_{N1} & \dots & \xi_{NM} \end{pmatrix},$$

где ξ_{ij} является порядковым номером задания x_i , назначенного на ВМ q_j (номером в очереди заданий на исполнение ВМ), M — число ВМ. При этом $\xi_{ij} = 0$ означает, что задание x_i не будет выполняться ВМ q_j . Если все задания имеют одинаковый директивный срок выполнения, то можно говорить о двоичных коэффициентах ξ_{ij} , причем $\xi_{ij} = 1$, если задание x_i назначено на ВМ q_j , и $\xi_{ij} = 0$ — в противном случае.

При построении модели вычислительной системы, как правило, учитывают множество входящих в нее ВМ, их характеристики (производительность, надежность, энергопотребление и др.), способ взаимодействия, функциональное соответствие выполняемым задачам.

При планировании ПВП решаются прямая и обратная задачи [3]. Прямая задача требует нахождения минимально необходимого числа ВМ, обеспечивающих решение заданий к их директивным срокам. Рассматриваемая постановка является *обратной* задачей планирования ПВП, в соответствии с которой необходимо найти распределение задач по ВМ, при котором время реализации ПВП будет минимальным.

Метод планирования стохастических параллельных вычислительных процессов

При планировании стохастических ПВП момент времени завершения задания x_i является случайной величиной, определяемой некоторой функцией $Y_i(t)$ распределения времени завершения задания. В этом случае вероятность возникновения штрафа за задержку задания x_i составляет $1 - Y_i(d_i)$, а усредненное значение вероятности P_L возникновения штрафа за задержку всех заданий определяется выражением

$$P_L = 1 - \frac{\sum_{i=1}^N Y_i(d_i)}{N}. \quad (1)$$

Отсюда следует, что минимальное значение вероятности P_L достигается при максимальном значении функционала

$$\sum_{i=1}^N Y_i(d_i).$$

Время завершения задания является суммой значений момента времени начала исполнения задания и интервала времени его исполнения. Поэтому $Y_i(t)$ представляет собой свертку двух законов распределения: закона $B_i(t)$ распределения момента времени начала исполнения задания и закона $W_i(t)$ распределения времени (длительности) исполнения задания.

Очевидно, что при реализации параллельной обработки *независимых* заданий завершение одного задания на любом ВМ совпадает с началом выполнения на нем следующего независимо от обработки заданий на других ВМ. Задача планирования ПВП в этом случае сводится к определению такой последовательности выполнения заданий, при которой значение вероятности P_L в выражении (1) принимает минимальное значение.

Точное решение данной задачи в реальном масштабе времени возможно лишь при небольшом числе N заданий. Поэтому для оперативного планирования параллельной обработки независимых заданий применяют различные эвристические алгоритмы. Известно, что при детерминированном времени выполнения заданий наиболее популярным из подобных решений является алгоритм распределения заданий по вычислительным модулям по правилу: "наивысший приоритет при назначении имеет задание, имеющее наибольшее время выполнения". Распространение этого правила на случайное время выполнения заданий приводит к следующему решающему правилу: "наивысший приоритет при назначении для выполнения имеет задание, имеющее наименьшую вероятность выполнения к своему директивному сроку". Такое правило оправдывается необходимостью как можно быстрее

выполнить задание, для которого директивный срок наступает раньше.

При случайном времени выполнения задания его приоритет определяется в соответствии с вероятностью завершения данного задания к директивному сроку. Тогда функция e_i , на основе которой определяется приоритет i -го задания, имеет вид

$$e_i = Y_i(d_i), i = \overline{1, N}, \quad (2)$$

где $Y_i(t)$ — функция распределения времени завершения задания, т. е. суммы двух случайных величин: момента времени начала обработки задания и времени, необходимого на его выполнение.

Пусть известны начальные моменты s -го порядка $v_s(t_i)$, $s = 1, 2, \dots$, распределения длительности выполнения i -го задания и начальные моменты $v_s(b_i)$ распределения времени начала его обработки, т. е.

$$v_s(t_i) = \int_0^{\infty} t^s w_i(t) dt \text{ и}$$

$$v_s(b_i) = \int_0^{\infty} t^s \beta_i(t) dt,$$

где $\beta_i(t)$ — плотность распределения времени начала исполнения i -го задания; $w_i(t)$ — плотность распределения времени (длительности) исполнения i -го задания.

Тогда начальные моменты $v_s(\gamma_i)$ времени завершения задания можно определить по формуле [4]

$$v_s(\gamma_i) = \sum_{j=0}^s C_j^s v_j(t_i) v_{s-j}(b_i). \quad (3)$$

Время выполнения задания и время начала его обработки являются независимыми величинами. Также очевидно, что время начала обработки любого задания есть сумма времени выполнения предыдущих заданий. Тогда можно считать, что время завершения задания распределено по усеченному слева нормальному закону распределения. Следовательно, на основании (2) получим

$$e_i = F(v_1(\gamma_i), v_2(\gamma_i), d_i) =$$

$$= \frac{\Phi(v_1(\gamma_i), \sqrt{v_2(\gamma_i) - v_1^2(\gamma_i)}, d_i) - \Phi(v_1(\gamma_i), \sqrt{v_2(\gamma_i) - v_1^2(\gamma_i)}, 0)}{1 - \Phi(v_1(\gamma_i), \sqrt{v_2(\gamma_i) - v_1^2(\gamma_i)}, 0)}, \quad (4)$$

где $\Phi(m, \sigma, x)$ — функция нормального распределения в точке x для математического ожидания m и среднего квадратического отклонения σ , равная

$$\Phi(m, \sigma, x) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp\left(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}\right) dt.$$

При фиксированных параметрах распределения времени выполнения задания значение функции приоритета задания зависит от момента времени начала его обработки. В свою очередь, этот момент времени в общем случае будет иметь различное значение при назначении задания на разные ВМ.

Обозначим b_{ij} , $i = \overline{1, N}$, $j = \overline{1, M}$, момент времени начала выполнения задания x_i на ВМ q_j . Тогда в соответствии с (4) получим матрицу $E = |e_{ij}|$ значений приоритетов заданий, состоящую из N строк и M столбцов. Введем обозначение Ξ_i обобщенного приоритета задания x_i и рассмотрим два варианта его расчета:

$$1) \Xi_i = e_{ik} \text{ при условии: } b_{ik} = \min\{b_{ij}\}, j = \overline{1, M};$$

$$2) \Xi_i = \min\{e_{ij}\} = \min\{F(m_{ij}, \sigma_{ij}, d_i)\}, j = \overline{1, M}; \quad (5)$$

где $m_{ij} = v_1(b_{ij}) + v_1(t_i)$,

$$\sigma_{ij} = \sqrt{v_2(b_{ij}) + v_2(t_i) - v_1^2(b_{ij}) - v_1^2(t_i)}.$$

Значения $\Xi_1, \Xi_2, \dots, \Xi_N$ определяют очередность назначения заданий $\{x_1, x_2, \dots, x_N\}$ для выполнения на ВМ. Меньшее значение Ξ_i соответствует более раннему времени начала выполнения задания x_i . При этом для выполнения задания выбирается тот ВМ, на котором значение функции (4) максимально, т. е. ВМ, освободившийся раньше других.

Расчет приоритетов заданий может выполняться до реализации вычислений (статическое планирование) или во время реализации (динамическое планирование). В любом случае планирование ПВП состоит из N шагов (по числу заданий), на каждом из которых:

- рассчитываются параметры закона распределения времени завершения вычислительного процесса на каждом ВМ (моменты времени освобождения ВМ);
- определяется приоритет каждого нераспределенного задания;
- определяется ВМ, на котором вероятность завершения самого приоритетного задания к его директивному сроку максимальна;
- задание назначается на выбранный ВМ и удаляется из подмножества нераспределенных заданий.

Рассмотренные показатели качества планирования ПВП достаточно легко могут быть оценены на основе анализа полученного в результате статического планирования расписания ПВП. Начало выполнения каждого последующего задания на любом ВМ совпадает с окончанием предыдущего. Воспользовавшись выражением (3), найдем начальные моменты времени завершения задания. Для этого используем начальные моменты времени *начала* выполнения задания и начальные моменты *длитель-*

ности его решения. Эту операцию нужно проводить в порядке следования заданий. По начальным моментам времени завершения задания можно определить вероятность его выполнения к директивному сроку. Для этого достаточно аппроксимировать закон распределения времени завершения задания по известным начальным моментам распределения к некоторому теоретическому распределению, например, к нормальному закону.

Анализ эффективности планирования параллельных вычислительных процессов

Для анализа эффективности процессов распределения заданий по ВМ были проведены статистические испытания программных моделей процессов планирования ПВП по каждому из двух вариантов расчета приоритетов заданий в выражении (5). На рис. 1 и 2 представлены результаты статистических испытаний моделей планирования независимых заданий, основанные на двух вариантах (A_1 и A_2) расчета приоритетов заданий, соответствующих первому и второму вариантам в выражении (5). На рис. 1 приведены оценки $\bar{\Delta}_L$ и ρ_L случайной величины

$$\Delta_L = L(A_1)/L(A_2),$$

где $L(A_j)$ — среднее значение функции штрафа при планировании ПВП алгоритмом $A_j, j = \{1, 2\}$; $\bar{\Delta}_L$ — среднее значение величины $(\Delta_L - 1) \cdot 100 \%$; ρ_L — частота события $\Delta_L > 1$.

На рис. 2 представлены оценки временных затрат на планирование ПВП с помощью алгоритмов A_1 и A_2 расчета приоритетов заданий. Анализ результатов моделирования показывает, что применение алгоритма (A_2), учитывающего вероятностный характер времени завершения заданий на разных ВМ, по сравнению с традиционно используемым (A_1) значительно увеличивает вероятность выполнения требований относительно времени завершения заданий. При этом затраты времени, связанные с усложнением расчета приоритетов заданий, увеличиваются незначительно.

Использование описанного подхода для планирования загрузки бортовой вычислительной системы малого КА позволяет повысить производительность БВС на 10...20 %, что обеспечивает:

- возможность применения более сложных алгоритмов целевых задач, решаемых на борту КА;
- повышение оперативности обработки информации;
- снижение потребления энергоресурса бортовых источников питания.

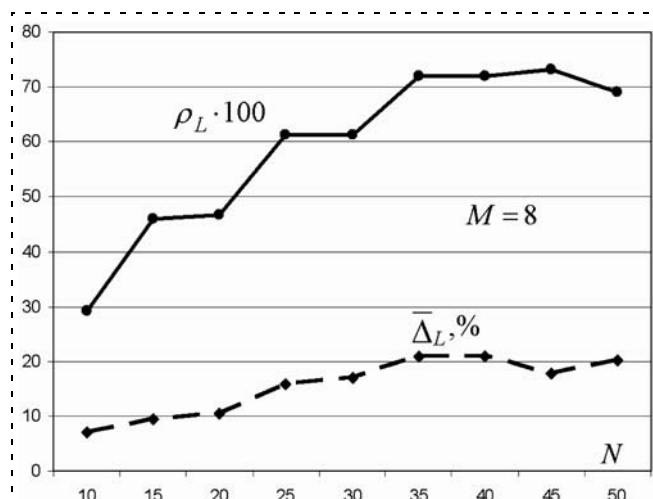


Рис. 1. Зависимость $\bar{\Delta}_L$ и ρ_L от числа заданий

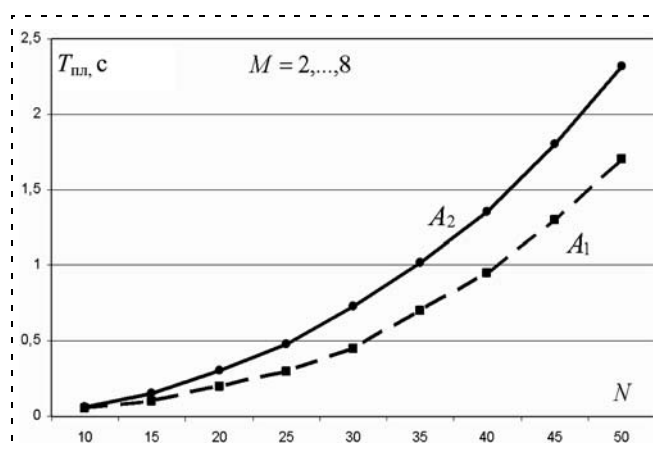


Рис. 2. Зависимость времени планирования независимых заданий от их числа

Применение рассмотренного метода целесообразно для планирования параллельной обработки широкого круга прикладных задач, характеризующихся случайным временем выполнения, в частности, при решении задач с широким диапазоном исходных данных, значительным числом системных прерываний или требующих участия оператора. Эффективность использования описанного подхода повышается с ростом числа распределяемых заданий (программ).

Список литературы

1. Головкин Б. А. Расчет характеристик и планирование параллельных вычислительных процессов. М.: Радио и связь, 1983. 272 с.
2. Танаев В. С., Гордон В. С., Шафранский Я. М. Теория расписаний. Одностадийные системы. М.: Наука, 1984. 384 с.
3. Барский А. Б. Параллельные информационные технологии: учеб. пособ. М.: Интернет-Университет информационных технологий; БИНОМ. Лаборатория знаний, 2007. 503 с.
4. Королюк В. С. и др. Справочник по теории вероятностей и математической статистике. Киев: Наукова думка, 1978. 582 с.
5. Кустов В. Н. Основы теории ограниченного структурного параллелизма. МО РФ, 1992. 246 с.

III Международная специализированная выставка "Передовые технологии автоматизации ПТА-Сибирь 2011"

13—15 апреля 2011 года
Новосибирск



С 13 по 15 апреля 2011 года в Новосибирске (ТЦ "Манхэттен", корп. 2, ул. Ленина, 21/1) Состоится III Международная специализированная выставка "Передовые технологии автоматизации. ПТА-Сибирь-2011". Организатор: выставочная компания "ЭКСПОТРОНИКА".

Тематические разделы:

- Автоматизация промышленного предприятия и технологических процессов
- Бортовые и встраиваемые системы
- Системы пневмо- и гидроавтоматики
- Системная интеграция и консалтинг
- Автоматизация зданий (оборудование, технологии, программное обеспечение)

"ПТА-Сибирь" — первая и единственная выставка международного уровня по промышленной автоматизации, встраиваемым системам, автоматизации зданий в регионе. Выставка неуклонно поддерживает курс на развитие инноваций и модернизацию, которые были провозглашены президентом РФ Дмитрием Медведевым. Широкий спектр новейшего оборудования для автоматизации производства и уникальные решения в области высоких технологий, представленные на выставке "ПТА-Сибирь 2011", позволяют детально ознакомиться с самыми современными и передовыми достижениями науки и техники.

В 2010 году в выставке принимали участие ведущие российские и зарубежные компании рынка промышленной автоматизации, среди которых: **5С Групп, АВВ, Beckhoff, Camozzi, PHOENIX CONTACT Rus, Витэк Сибирь, Лик Технолджи, ОВЕН, ПРОСОФТ, Символ Автоматика, Электронные технологии** и другие.

В рамках деловой программы выставки "ПТА Сибирь-2011" пройдет **III Сибирская конференция по АСУ ТП и встраиваемым системам.** Ее программа поделена на секции: автоматизация промышленного предприятия, автоматизация технологических условий, автоматизация объектов ТЭК Сибири, промышленный Ethernet. Также будут организованы семинары, круглые столы, презентации и мастер-классы ведущих компаний по автоматизации.

Официальную поддержку мероприятию оказывают: Департамент промышленности, инноваций и предпринимательства мэрии г. Новосибирск, Новосибирская Торгово-промышленная палата, Российское представительство Общества приборостроения, систем и автоматики (ISA), Ассоциации сибирского и дальневосточных городов, Исполнительный комитет Межрегиональной ассоциации "Сибирское соглашение", Некоммерческое партнерство "Межрегиональное Объединение Сибирских Электротехнических Предприятий".

К участию в выставке приглашаются ведущие российские и зарубежные компании — разработчики, дистрибьюторы и системные интеграторы решений и технологий, оборудования и компонентов для автоматизации процессов производства.

Официальный сайт мероприятия: <http://www.pta-expo.ru/Siberia/>

ПО ВОПРОСАМ УЧАСТИЯ ОБРАЩАЙТЕСЬ:

Новосибирск
тел./факс (383) 230-27-25
e-mail: nsk@pta-expo.ru
Контактное лицо: Новикова Ольга

Москва
Тел: (495) 234-2210
e-mail: info@pta-expo.ru
Контактное лицо: Самойлова Татьяна
Контакты для прессы: Козляева Мария

Экспотроника

CONTENTS

Pshikhopov V. Kh., Medvedev M. Yu. Block Design of Robust Systems with Bounded Controls	2
--	---

In this paper a new method of a robust control design for nonlinear multilinked dynamical systems is developed. The design procedure is based on the direct Lyapunov method. The results of theoretical analysis, solvability conditions of the control design equations, and robust control algorithms are presented. Theoretic results are implemented on experimental robotic mini-airship.

Keywords: nonlinear system, robust control, multilinked systems

Kim D. P. Algebraic Method for Linear Continuous Control System Synthesis	9
--	---

The algebraic method of synthesis of transfer function of a regulator on set time of regulation and other indicators of quality is discussed. The cases when the synthesized system should possess astaticism of the second and more higher order are considered. It is thus considered that the object of regulation is nonminimal-phase and its transfer function contains the right pole.

Keywords: setting time, astaticism, nonminimum-phase, standardized transfer function, desired transfer function

Ivanov A. S., Lapkovsky R. Yu., Ukov D. A., Filimonyuk L. Yu. Cybernetic Approach to Heterogeneous Processes Modeling in Mechatronic Systems.	16
--	----

This article suggests an application of cause-effect approach, which was developed by mathematic cybernetics, to complicated mechatronic, man-machine, ergatic systems modeling. The main feature of these systems is complicated interaction between heterogeneous processes. Those systems models' developing is important for solving some problems of analysis, synthesis and diagnostics.

The authors propose using the method of special states for developing of cause-effect complexes, which implement the interaction between heterogeneous processes, and describe human actions as well as technical system functioning.

The authors provide the article with two examples of auto and air transport systems modeling

Keywords: modeling, cybernetic systems, complicated systems, ergatic systems, man-machine systems, cause-effect complex, special states

Kryzhanovsky G. A., Solodukhin V. A. Intelligent Transport Systems and Inverse Problems of Optimization . .	21
--	----

The extended formulation of the inverse optimization problem in intelligent control systems for transport processes (ICSTP) is considered. The approach to creating a data base for the most characteristic typical tasks with the expansion of the inverse problem is described. We give direct and inverse problems of optimization of priority service facilities, actual for ICSTP.

Keywords: intelligent control systems, processes of making decision, inverse problem of optimization, motivation of the decision maker

Petukhov I. V. To the Question of Maintenance of Reliability Human-Machine System	25
--	----

In clause the basic approaches to research and maintenance of reliability human-machine system are considered. The analysis of known methods and techniques of the account of the human factor is lead.

The approach to increase of reliability of the person-operator by means of research of its functions at separate stages of camera activity is offered.

Keywords: human-machine system, the person-operator, reliability

Meljoshin I. S. The Estimating Underground Train Running Resistance Parameters with Kalman Filter	31
--	----

In article is presented way of identifying train running resistance parameters using methods of Kalman filtering. The results can be used in train traction calculating work and in automatic train operation system.

Keywords: subway, train model, train running resistance, non-linear filtration, Kalman Filter, Unscented Kalman Filter

Novik A. Yu., Ivaschenko V. A. Models and Methods for Predicting Quality Sheet Glass	37
---	----

The models and methods for predicting performance of flat glass on the basis of the filter Brown, artificial neural networks and fuzzy inference system to ensure better management of glass manufacture.

Keywords: sheet glass, automated management, forecasting the quality of glass

Fradkov A. L., Andrievskii B. R., Boykov K. B., Andrievskii A. B. Multipendulum Mechatronic Setup 41

The Multipendulum Mechatronic Setup designed in the IPME RAS is described. The mechanical part of the setup is a set of the interconnected pendulum devices, forming complex oscillatory nonlinear mechanical systems with many degrees of freedom. The special-purpose hardware and software tools was developed for real-time control of the setup, carrying out laboratory experiments, displaying and processing of their results, special hardware and software, including electronic equipment (data exchange interface with a computer), the control computer and electric power devices (power amplifiers, power supplies). The setup is designed for educational and scientific experimental research on nonlinear dynamics, control and synchronization in networks of nonlinear dynamical systems of high order as well as for working out principles for the organization of software and hardware for data collection and management in complex distributed systems.

At the present time, five active (equipped with electronic devices) sections and one controlled electric motor are launched. The article presents the results of experimental study of the behavior of the chain of pendulums under harmonic external excitation, confirming the earlier theoretical statements. Based on the experimental research of data exchange between digital measurement/control system and the complex through the communication channel, the ways for optimization of local multipoint mechatronic systems communication channel are outlined.

Keywords: mechatronic setup, chain of pendulums, nonlinear oscillations, data exchange, communication channel

Soldatkin V. V. The Construction Concept and Synthesis of Design Factors for a Stationary Multichannel Aerometric Transducer of the Helicopter Air Data System 56

The construction principles, the models of informative signals, the parametric synthesis technique, and the recommendations on rational selection of design factors for a stationary multichannel flow-type transducer of the helicopter air data system are considered.

Keywords: helicopter, altitude-velocity parameters, aerometric data, stationary multichannel flow-type transducer, construction, synthesis of design factors

Alekseev K. B., Shadyan A. V. A Method of Determining the Dynamic Parameters of the Spacecraft in Flight . . . 64

The paper deals with the problem of algebraic synthesis of the controller transfer function for given control time and other performance characteristics. The case are considered in which the system to be synthesized should be second- or higher-order astaticism, the plant is nonminimum-phase, and the plant transfer function has a right pole.

Keywords: rigid body, tensor of inertia, the spacecraft, the dynamic asymmetry

Chelnokov Yu. N., Pankratov I. A. The Reorientation of Circular Spacecraft's Orbit with Three Points of Switching Control 70

The problem of reorientation of circular spacecraft's orbit with the help of four impulses of thrust is discussed. We constructed a numerical solution of the resulting system of equations under the condition that lengths of two internal parts of spacecraft's active motion are equal. In particular cases, when 1) lengths of second and third parts of spacecraft's active motion are equal to given value; 2) lengths of first and fourth parts of spacecraft's active motion are also equal; we found an analytical solution.

Keywords: spacecraft, quaternion, impulse, orbit

Basyrov A. G., Lebedev D. M., Mastin A. B. Planning of Parallel Processing of the Information in High-Efficiency Computing Systems of Onboard Complexes of Management of Space Vehicles 74

The authors propose a method of distribution in the parallel computing system of independent tasks with random execution time. The analysis of the effectiveness of the method and recommendations for its practical application.

Keywords: directive term, independent tasks, the parallel computing system, planning of computing process

Издательство «НОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ»

107076, Москва, Строминский 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 03.11.2010. Подписано в печать 20.12.2010. Формат 60×88 1/8. Бумага офсетная. Печать офсетная. Усл. печ. л. 9,8. Уч.-изд. л. 10,58. Заказ 18. Цена договорная.

Журнал зарегистрирован в Комитете Российской Федерации по делам печати, телерадиовещания и средств массовых коммуникаций
Свидетельство о регистрации ПИ № 77-11648 от 21.01.02

Учредитель: Издательство "Новые технологии"

Отпечатано в ООО "Подольская Периодика". 142110, Московская обл., г. Подольск, ул. Кирова, 15