

МЕХАТРОНИКА, АВТОМАТИЗАЦИЯ, УПРАВЛЕНИЕ

№ 12 (153)

декабрь

2013

Редакционный совет:

АЛИЕВ Т. А., акад. НАНА, проф.
АНШАКОВ Г. П., чл.-корр. РАН, проф.
БОЛОТНИК Н. Н., чл.-корр. РАН, проф.
ВАСИЛЬЕВ С. Н., акад. РАН, проф.
КАЛЯЕВ И. А., чл.-корр. РАН, проф.
КРАСНЕВСКИЙ Л. Г., чл.-корр. НАНБ, проф.
КУЗНЕЦОВ Н. А., акад. РАН, проф.
ЛЕОНОВ Г. А., чл.-корр. РАН, проф.
МАТВЕЕНКО А. М., акад. РАН, проф.
МИКРИН Е. А., акад. РАН, проф.
ПЕШЕХОНОВ В. Г., акад. РАН, проф.
РЕЗЧИКОВ А. Ф., чл.-корр. РАН, проф.
СЕБРЯКОВ Г. Г., чл.-корр. РАН, проф.
СИГОВ А. С., акад. РАН, проф.
СИРОТКИН О. С., чл.-корр. РАН, проф.
СОЙФЕР В. А., чл.-корр. РАН, проф.
СОЛОВЬЕВ В. А., чл.-корр. РАН, проф.
СОЛОМЕНЦЕВ Ю. М., чл.-корр. РАН, проф.
ФЕДОРОВ И. Б., акад. РАН, проф.
ЧЕНЦОВ А. Г., чл.-корр. РАН, проф.
ЩЕРБАТЮК А. Ф., чл.-корр. РАН, проф.
ЮСУПОВ Р. М., чл.-корр. РАН, проф.

Главный редактор:

ФИЛИМОНОВ Н. Б., д. т. н., с. н. с.

Заместители гл. редактора:

ПОДУРАЕВ Ю. В., д. т. н., проф.
ПУТОВ В. В., д. т. н., проф.
ЮШЕНКО А. С., д. т. н., проф.

Ответственный секретарь:

БЕЗМЕНОВА М. Ю.

Редакционная коллегия:

АЛЕКСАНДРОВ В. В., д. ф.-м. н., проф.
АНТОНОВ Б. И.
АРШАНСКИЙ М. М., д. т. н., проф.
БУКОВ В. Н., д. т. н., проф.
ВИТТИХ В. А., д. т. н., проф.
ВОСТРИКОВ А. С., д. т. н., проф.
ГРАДЕЦКИЙ В. Г., л. т. н., проф.
ИВЧЕНКО В. Д., д. т. н., проф.
ИЛЬЯСОВ Б. Г., д. т. н., проф.
КОЛОСОВ О. С., д. т. н., проф.
КОРОСТЕЛЕВ В. Ф., д. т. н., проф.
КУЗЬМИН Н. Н., к. т. н., доц.
ЛЕБЕДЕВ Г. Н., д. т. н., проф.
ЛОХИН В. М., д. т. н., проф.
ПАВЛОВСКИЙ В. Е., д. ф.-м. н., проф.
ПРОХОРОВ Н. Л., д. т. н., проф.
РАПОПОРТ Э. Я., д. т. н., проф.
СЕРГЕЕВ С. Ф., д. пс., с. н. с.
ТИМОФЕЕВ А. В., д. т. н., проф.
ФИЛАРЕТОВ В. Ф., д. т. н., проф.
ФРАДКОВ А. Л., д. т. н., проф.
ФУРСОВ В. А., д. т. н., проф.
ШАЛОБАЕВ Е. В., к. т. н., доц.
ЮРЕВИЧ Е. И., д. т. н., проф.

Редакция:

ГРИГОРИН-РЯБОВА Е. В.

СОДЕРЖАНИЕ

МЕТОДЫ ТЕОРИИ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

Филимонов А. Б., Филимонов Н. Б. Концепция модальной редукции моделей управляемых систем 2

ГИБРИДНЫЕ СИСТЕМЫ

Александров А. Ю., Косов А. А., Платонов А. В., Фадеев С. С. Об устойчивости и стабилизации механических систем с переключениями силовых полей 9

Переварюха А. Ю. Исследование хаотической динамики гибридных систем в моделях нестабильных биологических процессов 16

ИЗМЕРЕНИЯ И КОНТРОЛЬ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ

Рылов М. А., Софиев А. Э. Синтез виртуальных анализаторов нефтепродуктов на основе самоорганизующихся карт Кохонена 23

Бржозовский Б. М., Захаров О. В. Модель контроля отклонений формы заготовок на шлифовальных станках с неподвижными опорами 28

ПРЕОБРАЗУЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ МЕХАТРОННЫХ СИСТЕМ

Коротков А. А., Виноградов А. Б. Новый алгоритм коммутации векторной ШИМ высоковольтного преобразователя частоты 33

Андрянов А. И., Булохов Н. М. Исследование нелинейной динамики замкнутых систем управления с составными преобразователями напряжения 39

УПРАВЛЕНИЕ КОЛЕСНЫМИ МАШИНАМИ

Манько С. В., Диане С. А. К. Перспективы создания и пути разработки автономного электромобиля для городских условий на основе комплексного применения интеллектуальных технологий управления 46

МЕХАТРОНИКА И ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В БИОМЕДИЦИНСКИХ ПРИЛОЖЕНИЯХ

Алисейчик А. П., Орлов И. А., Дейнего В. Ю., Павловский В. Е., Платонов А. К. Биомехатронный исследовательский комплекс для двигательной нейрореабилитации . . 53

Бодин О. Н., Полосин В. Г., Балахонова С. А. Разработка и исследование модели восстановления миокарда для прогнозирования АВ блокад 59

Указатель статей, опубликованных в журнале "Мехатроника, автоматизация, управление" в 2013 году 65

Contents 71

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

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

УДК 62-50;517.977.5;681.5.01

А. Б. Филимонов¹, д-р техн. наук, проф.,

Н. Б. Филимонов², д-р техн. наук, проф.,

nbfilimonov@mail.ru,

¹МГТУ МИРЭА, ²МГУ им. М. В. Ломоносова

Концепция модальной редукции моделей управляемых систем

Исследуются вопросы редукции моделей линейных стационарных управляемых систем на основе анализа их модальной структуры. Предлагаются методы редукции систем с разнотемповой структурой мод, основу которых составляют схемы спектральной декомпозиции системы и принцип отсечения быстро затухающих мод. Обсуждается связь исследуемых вопросов модальной редукции с проблемой робастного управления.

Ключевые слова: модели управляемых систем, принцип отсечения, спектральная декомпозиция, быстро затухающие моды, модальная редукция системы, робастность процессов управления

Проблема редукции динамических систем

Возникнув еще в период становления автоматической, проблема *редукции*, или сокращения порядка моделей динамических систем, до сих пор является одной из актуальных в современной теории автоматического управления. Общее представление об этой области исследований дают работы [1–7].

Математические модели динамических систем довольно часто оказываются чрезмерно подробными применительно к решаемой задаче, что существенно усложняет получаемые решения. В связи с этим избыточную модель динамической системы целесообразно упростить, исключив некоторое число степеней свободы. Основная цель редукции — получение модели пониженного порядка, причем редуцированная модель должна отражать существенные свойства исходной, полной модели системы.

Самый простой и естественный способ редукции моделей систем дает *принцип отсечения*, т. е. отбрасывания "лишних" частей и характеристик системы — "лишних уравнений", "лишней подсистемы", "лишних нулей и полюсов" и т. п. Данный принцип выражается простым правилом [8]: *преобразуй и отсекай*.

Общеприняты следующие подходы к редукции моделей систем:

- ♦ редукция посредством выявления в структурной схеме или сигнальном графе системы сильных и слабых связей с последующим исключением последних;
- ♦ редукция посредством выделения в системе малоинерционных подсистем с пренебрежением

их динамикой, т. е. обнулением соответствующих постоянных времени;

- ♦ редукция посредством использования свойства разнотемповости процессов в системе с пренебрежением быстрыми составляющими движения;
- ♦ редукция посредством обнуления в сингулярно-возмущенных системах малого параметра при частоте производных и переходу в результате к упрощенной, так называемой вырожденной, системе.

В итоге редукции модели системы удается добиться следующих преимуществ при решении задач управления:

- сокращается размерность решаемых задач;
- упрощается структура управляющих алгоритмов;
- повышается степень робастности полученных решений.

Следует отметить работы, посвященные синтезу редуцированных регуляторов — регуляторов пониженного порядка [8–14]. Здесь, как правило, применяют два приема: либо сначала синтезируется регулятор высокого порядка, который затем редуцируется, либо сначала редуцируется модель исходного объекта, и для нее синтезируется регулятор.

Несмотря на актуальность вопросов редукции управляемых систем, до настоящего времени отсутствуют теоретические разработки, которые с единых позиций решают эти вопросы как для *одноканальных* (SISO — Single-Input-Single-Output), так и для *многоканальных* (MIMO — Multiple-Input-Multiple-Output) систем.

Целью настоящей статьи является анализ вопросов редукции управляемых систем на основе анализа их модальных свойств. Действительно, модальная структура системы может включать *быстро затухающие моды*, которые оказывают слабое влияние на процессы управления. В этом случае целесообразно прибегнуть к построению редуцированной модели системы путем *отсечения* данных мод, т. е. их исключения из динамики системы. Данный подход фактически был сформулирован авторами в работе [15]: посредством жордановой декомпозиции пространства состояний системы в ней выделяется подсистема с доминирующими полюсами, на которую далее сужается задача управления.

Задача спектральной декомпозиции

Рассматриваемый класс линейных стационарных динамических систем описывается уравнениями вида

$$S: \dot{x} = Ax + Bu; \quad (1)$$

$$y = Cx, \quad (2)$$

где $t \in [0; \infty)$; $\mathbf{u} = (u_1, u_2, \dots, u_r) \in \mathbf{R}^r$ — вход, $\mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_n) \in \mathbf{R}^n$ — состояние, $\mathbf{y} = (y_1, y_2, \dots, y_m) \in \mathbf{R}^m$ — выход системы; $\mathbf{A} \in \mathbf{R}^{n \times n}$, $\mathbf{B} \in \mathbf{R}^{n \times r}$, $\mathbf{C} \in \mathbf{R}^{m \times n}$ — числовые матрицы.

Далее полагаем, что тройка $(\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C})$ вполне управляема и наблюдаема.

Введем функции (в нотации библиотечных функций MATLAB):

- $\text{eig}(\mathbf{A})$ — спектр (множество собственных значений) матрицы \mathbf{A} ;
- $\text{pole}(\text{sys})$ — множество полюсов системы sys , которая может быть представлена передаточной матрицей (функцией).

Характеристический многочлен системы:

$$\Delta(s) = \det(\mathbf{E}_n s - \mathbf{A}), \quad (3)$$

где \mathbf{E}_n — единичная матрица n -го порядка, s — комплексная частота.

Спектр системы определяется спектром матрицы \mathbf{A} :

$$\Lambda = \text{eig}(\mathbf{A})$$

и совпадает с множеством корней его характеристического многочлена (3).

Согласно (1) и (2) передаточная функция системы равна

$$\mathbf{W}(s) = \mathbf{C}(\mathbf{E}_n s - \mathbf{A})^{-1} \mathbf{B}.$$

Положим, спектр системы разбит на два непесекающихся подмножества:

$$\Lambda = \Lambda_1 \cup \Lambda_2, \quad \Lambda_1 \neq \emptyset, \quad \Lambda_2 \neq \emptyset, \quad \Lambda_1 \cap \Lambda_2 = \emptyset.$$

Поставим задачу декомпозиции системы на две подсистемы S_1 и S_2 , спектры которых совпадают соответственно с Λ_1 и Λ_2 . Такую декомпозицию будем называть *спектральной*. Представляют интерес три схемы ее реализации: *каскадная*, *последовательная* и *параллельная* схемы, иллюстрируемые рис. 1, а, б, в соответственно.

Решение задачи декомпозиции системы должно дать неособое преобразование ее координат состояния

$$\mathbf{x} = \mathbf{H}\mathbf{z}, \quad (4)$$

$$\mathbf{z} = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix},$$

причем $\mathbf{z}_1 \in \mathbf{R}^{n_1}$ и $\mathbf{z}_2 \in \mathbf{R}^{n_2}$ — соответственно состояния подсистем S_1 и S_2 .

В общем случае результатом спектральной декомпозиции являются уравнения вида

$$S_1: \dot{\mathbf{z}}_1 = \mathbf{A}_{11}\mathbf{z}_1 + \mathbf{A}_{12}\mathbf{z}_2 + \mathbf{B}_1\mathbf{u}; \quad (5)$$

$$S_2: \dot{\mathbf{z}}_2 = \mathbf{A}_{22}\mathbf{z}_2 + \mathbf{B}_2\mathbf{u}; \quad (6)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}_1\mathbf{z}_1 + \mathbf{C}_2\mathbf{z}_2. \quad (7)$$

Здесь \mathbf{A}_{ij} , \mathbf{B}_i , \mathbf{C}_i — числовые матрицы соответствующих размеров, причем

$$\text{eig}(\mathbf{A}_{11}) = \Lambda_1, \quad \text{eig}(\mathbf{A}_{22}) = \Lambda_2.$$

Особенность данной схемы — односторонние связи между подсистемами: подсистема S_2 воздействует на подсистему S_1 , но отсутствует обратное влияние со стороны последней.

Полученную декомпозицию системы отражает следующая структура ее передаточной матрицы:

$$\mathbf{W}(s) = \mathbf{W}_1(s) + \mathbf{W}_2(s) + \tilde{\mathbf{W}}_1 \tilde{\mathbf{W}}_2(s). \quad (8)$$

Здесь $\mathbf{W}_1(s)$, $\mathbf{W}_2(s)$, $\tilde{\mathbf{W}}_1(s)$, $\tilde{\mathbf{W}}_2(s)$ — правильные рациональные матричные функции:

$$\mathbf{W}_1(s) = \mathbf{C}_1(\mathbf{E}_{n_1} s - \mathbf{A}_{11})^{-1} \mathbf{B}_1;$$

$$\mathbf{W}_2(s) = \mathbf{C}_2(\mathbf{E}_{n_2} s - \mathbf{A}_{22})^{-1} \mathbf{B}_2;$$

$$\tilde{\mathbf{W}}_1(s) = \mathbf{C}_1(\mathbf{E}_{n_1} s - \mathbf{A}_{11})^{-1} \mathbf{A}_{12};$$

$$\tilde{\mathbf{W}}_2(s) = (\mathbf{E}_{n_2} s - \mathbf{A}_{22})^{-1} \mathbf{B}_2.$$

Полюсы передаточных матриц $\mathbf{W}_1(s)$ и $\tilde{\mathbf{W}}_1(s)$ образуют множество Λ_1 , а полюсы передаточных матриц $\mathbf{W}_2(s)$ и $\tilde{\mathbf{W}}_2(s)$ — множество Λ_2 .

Из уравнений (5)–(7) следуют три схемы спектральной декомпозиции.

1. *Каскадная схема* (рис. 1, а) отвечает случаю $\mathbf{C}_2 = 0$.

Уравнения системы принимают вид

$$S_1: \dot{\mathbf{z}}_1 = \mathbf{A}_{11}\mathbf{z}_1 + \mathbf{A}_{12}\mathbf{z}_2 + \mathbf{B}_1\mathbf{u};$$

$$S_2: \dot{\mathbf{z}}_2 = \mathbf{A}_{22}\mathbf{z}_2 + \mathbf{B}_2\mathbf{u};$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}_1\mathbf{z}_1.$$

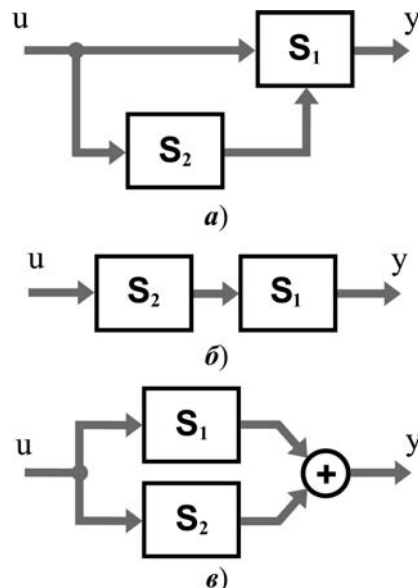


Рис. 1

Особенность данной схемы: выход подсистемы S_2 связан с входом подсистемы S_1 .

Для передаточной матрицы системы справедлива формула

$$\mathbf{W}(s) = \mathbf{W}_1(s) + \tilde{\mathbf{W}}_1(s)\tilde{\mathbf{W}}_2(s).$$

2. Последовательная схема (рис. 1, б) является частным случаем каскадной схемы:

$$\mathbf{B}_1 = 0, \mathbf{C}_2 = 0.$$

Уравнения системы принимают вид

$$S_1: \dot{\mathbf{z}}_1 = \mathbf{A}_{11}\mathbf{z}_1 + \mathbf{A}_{12}\mathbf{z}_2;$$

$$S_2: \dot{\mathbf{z}}_2 = \mathbf{A}_{22}\mathbf{z}_2 + \mathbf{B}_2\mathbf{u};$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}_1\mathbf{z}_1.$$

Передаточная матрица системы разлагается на множители:

$$\mathbf{W}(s) = \tilde{\mathbf{W}}_1(s)\tilde{\mathbf{W}}_2(s).$$

3. Параллельная схема (рис. 1, в) отвечает случаю

$$\mathbf{A}_{12} = 0.$$

Уравнения системы принимают вид

$$S_1: \dot{\mathbf{z}}_1 = \mathbf{A}_{11}\mathbf{z}_1 + \mathbf{B}_1\mathbf{u};$$

$$S_2: \dot{\mathbf{z}}_2 = \mathbf{A}_{22}\mathbf{z}_2 + \mathbf{B}_2\mathbf{u};$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}_1\mathbf{z}_1 + \mathbf{C}_2\mathbf{z}_2.$$

Передаточная матрица разлагается в сумму:

$$\mathbf{W}(s) = \mathbf{W}_1(s) + \mathbf{W}_2(s). \quad (9)$$

Опишем один из способов формирования уравнений (5)–(7). Пусть дана передаточная матрица системы

$$\mathbf{W}(s) = [w_{ij}(s)]_{m \times r},$$

где $w_{ij}(s)$ — передаточная функция канала $u_j \rightarrow y_i$. Возможны три случая:

1) $\text{pole}(w_{ij}(s)) \subset \Lambda_1$. В этом случае канал относится к подсистеме S_1 ;

2) $\text{pole}(w_{ij}(s)) \subset \Lambda_2$. В этом случае канал относится к подсистеме S_2 ;

3) $\text{pole}(w_{ij}(s)) \cap \Lambda_1 \neq \emptyset$ и $\text{pole}(w_{ij}(s)) \cap \Lambda_2 \neq \emptyset$. В этом случае канал расщепляется на два последовательно соединенных звена с передаточными функциями $w_{ij}^{(1)}(s)$ и $w_{ij}^{(2)}(s)$:

$$w_{ij}(s) = w_{ij}^{(1)}(s)w_{ij}^{(2)}(s),$$

причем $\text{pole}(w_{ij}^{(1)}(s)) \subset \Lambda_1$, $\text{pole}(w_{ij}^{(2)}(s)) \subset \Lambda_2$.

Эти звенья будут отнесены к подсистемам S_1 и S_2 соответственно (рис. 2).

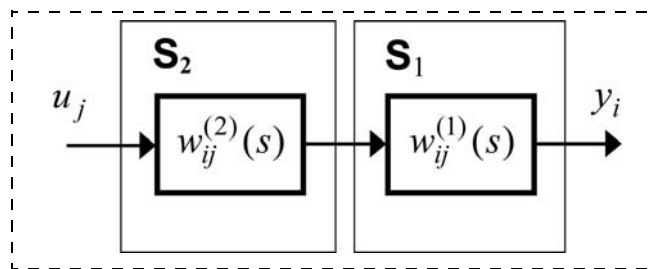


Рис. 2

Заметим, что параллельная декомпозиция может базироваться на спектральном разложении (9) передаточных матриц. С этой целью элементы $w_{ij}(s)$ передаточной матрицы $\mathbf{W}(s)$ разлагаются на сумму элементарных дробей, которые далее группируются по признаку принадлежности полюсов к множествам Λ_1 и Λ_2 .

Декомпозиция на разномасштабные по времени подсистемы

Спектр представляет свойства системы в целом. Дальнейшая структуризация поведения системы естественным образом приводит к понятию мод.

Свободные движения системы S в пространстве состояний описываются однородным дифференциальным уравнением

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x}. \quad (10)$$

Под модами системы с показателем λ понимаются нетривиальные (комплекснозначные) решения уравнения (10) вида

$$\mathbf{x}(\lambda, t) = e^{\lambda t}\boldsymbol{\pi}(t),$$

где $\boldsymbol{\pi}(t)$ — векторный алгебраический многочлен. Подчеркнем, что моды — это простейшие свободные движения системы, причем всякое ее свободное движение является суперпозицией линейно независимых мод.

Если в модальной структуре системы имеются разнотемповые моды, то можно поставить задачу декомпозиции системы на подсистемы, различающиеся временными масштабами протекания динамических процессов.

Пусть $\gamma > 0$ — некоторое пороговое значение степени затухания мод, так что прямая $\text{Re } s = -\gamma$ делит спектр Λ системы S на две части, лежащие слева и справа от этой прямой:

$$\Lambda = \Lambda^+ \cup \Lambda^-,$$

где

$$\Lambda^- = \{s \in \Lambda: \text{Re } s < -\gamma\}, \Lambda^+ = \{s \in \Lambda: \text{Re } s > -\gamma\},$$

$$\Lambda^- \neq \emptyset, \Lambda^+ \neq \emptyset.$$

Результатом спектральной декомпозиции системы S должно быть ее расчленение на подсистемы S^+ и S^- , спектры которых совпадают соответственно с Λ^- и Λ^+ . Данный результат может быть получен

посредством применения приведенных выше схем спектральной декомпозиции с учетом новых обозначений:

$$S_1 = S^+, S_2 = S^-.$$

Введем также иные обозначения для параметров и характеристик данных подсистем:

$$n_1 = n^+, n_2 = n^-,$$

$$A_{11} = A^+, A_{12} = D^+, A_{22} = A^-, B_1 = B^+, B_2 = B^-,$$

$$C_1 = C^+, C_2 = C^-, W_1(s) = W^+(s), \tilde{W}_1(s) = \tilde{W}^+(s),$$

$$W_2(s) = W^-(s), \tilde{W}_2(s) = \tilde{W}^-(s).$$

Схема каскадной декомпозиции (5)–(7) примет вид:

$$S^+: \dot{z}^+ = A^+ z^+ + D^+ z^- + B^+ u; \quad (11)$$

$$S^-: \dot{z}^- = A^- z^- + B^- u; \quad (12)$$

$$y = C^+ z^+ + C^- z^-, \quad (13)$$

где $z^+ \in \mathbf{R}^{n^+}$ и $z^- \in \mathbf{R}^{n^-}$ — состояния подсистем S^+ и S^- соответственно, причем

$$\text{eig}(A^+) = \Lambda^+, \text{eig}(A^-) = \Lambda^-.$$

Для передаточной матрицы системы в соответствии с (8) получим

$$W(s) = W^+(s) + W^-(s) + \tilde{W}^+(s) \tilde{W}^-(s). \quad (14)$$

Теперь в формуле (4)

$$z = \begin{bmatrix} z^+ \\ z^- \end{bmatrix}. \quad (15)$$

Положим, матрица преобразования координат H известна. Разложим ее на блоки $H^+ \in \mathbf{R}^{n^+ \times n^+}$ и $H^- \in \mathbf{R}^{n^- \times n^-}$:

$$H = \begin{bmatrix} H^+ & \\ & H^- \end{bmatrix}. \quad (16)$$

Тогда с учетом (15) соотношение (4) преобразуется к виду

$$x = H^+ z^+ + H^- z^-. \quad (17)$$

Отсюда и из (2), (13) находим

$$C^+ = CH^+, C^- = CH^-.$$

Построим матрицы $G^+ \in \mathbf{R}^{n^+ \times n}$, $G^- \in \mathbf{R}^{n^- \times n}$, удовлетворяющие равенству

$$\begin{bmatrix} G^+ \\ G^- \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H^+ & \\ & H^- \end{bmatrix} = E_n.$$

Отсюда в силу (15)–(17) справедливы соотношения

$$z^+ = G^+ x, z^- = G^- x.$$

Редукция моделей систем с быстро затухающими модами

Нас интересует случай наличия в динамике системы быстро затухающих мод. Данная ситуация достаточно типична и, как правило, порождается одновременным наличием "больших" и "малых" постоянных времени в динамической структуре системы. Ее часто можно наблюдать при появлении в структурных схемах систем малоинерционных аperiodических звеньев. Последние традиционно ассоциируются с передаточными функциями вида

$$W(s) = \frac{1}{\tau s + 1},$$

где τ — так называемая "малая" постоянная времени. Заметим, что ей отвечает мода объекта с показателем — $1/\tau$.

Пример. В задаче управления курсом корабля передаточная функция канала управления угловым движением равна [16, с. 215]

$$W(s) = \frac{K}{(\tau_a s + 1)(\tau_r s + 1)(T s + 1)s},$$

где $K = \text{const}$, а $\tau_a = 0,05$ с, $\tau_r = 0,5$ с, $T = 10$ с — постоянные времени соответственно усилителя мощности, рулевого механизма и самого корабля. Поскольку $\tau_a, \tau_r \ll T$, то авторы работы [16] справедливо предлагают в расчетах постоянными τ_a и τ_r пренебречь.

Закономерен вопрос о распространении такого способа упрощения моделей управляемых систем на формализм пространства состояний, включая системы класса ММО. Поскольку в системах общего вида понятие "малых постоянных времени" лишено конкретного физического смысла, то вместо него предлагается использовать понятие "быстро затухающих мод".

Пусть задано пороговое значение степени затухания мод $\gamma > 0$, так что моды с показателями, лежащими в левой полуплоскости $\text{Re } s < -\gamma$, считаются *быстро затухающими*, а в правой полуплоскости $\text{Re } s > -\gamma$ — *доминирующими* (медленно затухающими либо неустойчивыми). Если в системе S имеются моды обоих типов, то в силу вышеизложенного возможна ее декомпозиция на доминирующую и быструю подсистемы: S^+ и S^- .

Один из подходов к редукции динамической модели системы S состоит в пренебрежении инерционностью ее быстрой подсистемы, т. е. в *замещении ее динамики статическим режимом*. Формально статический режим в подсистеме S^- реализуется при

$$\dot{z}^- \equiv 0.$$

Отсюда и из (12) находим

$$\mathbf{z}^- = -(\mathbf{A}^-)^{-1}\mathbf{B}^-\mathbf{u}.$$

Подстановка данного соотношения в (11) и (13) дает уравнения

$$\hat{\mathbf{S}}: \dot{\mathbf{z}}^+ = \mathbf{A}^+\mathbf{z}^+ + \hat{\mathbf{B}}\mathbf{u};$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}^+\mathbf{z}^+ + \hat{\mathbf{D}}\mathbf{u},$$

где

$$\hat{\mathbf{B}} = \mathbf{B}^+ - \mathbf{D}^+(\mathbf{A}^-)^{-1}\mathbf{B}^-, \quad \hat{\mathbf{D}} = -\mathbf{C}^-(\mathbf{A}^-)^{-1}\mathbf{B}^-.$$

Система $\hat{\mathbf{S}}$ представляет собой *редуцированную модель* системы \mathbf{S} , полученную отсечением быстро затухающих мод.

Опишем результат действия редукции модели на структуру передаточной матрицы системы (14). Запишем матрицы $\mathbf{W}^-(s)$ и $\tilde{\mathbf{W}}^-(s)$ в виде

$$\mathbf{W}^-(s) = \mathbf{V} + \delta\mathbf{W}^-(s), \quad \tilde{\mathbf{W}}^-(s) = \tilde{\mathbf{V}} + \delta\tilde{\mathbf{W}}^-(s), \quad (18)$$

где \mathbf{V} и $\tilde{\mathbf{V}}$ — постоянные матрицы:

$$\mathbf{V} = \mathbf{W}^-(0), \quad \tilde{\mathbf{V}} = \tilde{\mathbf{W}}^-(0).$$

В результате модальной редукции слагаемые $\delta\mathbf{W}^-(s)$ и $\delta\tilde{\mathbf{W}}^-(s)$ в (18) отбрасываются, вследствие чего передаточная матрица (14) трансформируется к виду

$$\hat{\mathbf{W}}(s) = \mathbf{W}^+(s) + \mathbf{V} + \tilde{\mathbf{W}}^+(s)\tilde{\mathbf{V}}. \quad (19)$$

Заметим, что применение описанного способа редукции предполагает наследование свойства управляемости и наблюдаемости формируемой редуцированной модели системы.

Редукция задач управления

Поскольку порядок редуцированной модели системы меньше порядка самой системы: $n^+ < n$, то в результате замещения системы ее моделью достигаются два выигрыша. Во-первых, снижается размерность решаемой задачи управления, а следовательно, упрощается сама задача. Во-вторых, устраняется фактор малых постоянных времени, что позволяет обеспечивать требование грубости получаемого решения.

Пример 1. Объект управления описывается уравнениями состояния

$$\dot{x}_1 = x_2; \quad \dot{x}_2 = x_3; \quad \dot{x}_3 = \frac{1}{T}(-x_3 + x_4 + x_5); \quad (20)$$

$$\dot{x}_4 = \frac{1}{\tau_1}(-x_4 + K_0\kappa_1 u); \quad \dot{x}_5 = \frac{1}{\tau_2}(-x_5 + K_0\kappa_2 u), \quad (21)$$

где

$$\kappa_1 = \frac{\tau_1 - \theta}{\tau_1 - \tau_2}, \quad \kappa_2 = \frac{\tau_2 - \theta}{\tau_2 - \tau_1}.$$

Положим

$$K_0 = 3; \quad T = 1; \quad \tau_1 = 0,05; \quad \tau_2 = 0,1; \quad \theta = 0,075.$$

Тогда спектр объекта

$$\Lambda_0 = \{0; 0; -1; -10; -20\}.$$

Решим задачу модальной стабилизации для данного объекта, полагая, что все его координаты состояния доступны для измерения.

Пусть желаемый спектр — одноточечное множество (т. е. случай кратных полюсов)

$$\Lambda^* = \{-1\}. \quad (22)$$

Искомая стабилизирующая обратная связь:

$$u = -(K_1x_1 + K_2x_2 + K_3x_3 + K_4x_4 + K_5x_5),$$

где

$$K_1 = 0,017; \quad K_2 = 0,0082; \quad K_3 = 0,0065; \\ K_4 = -1,0857; \quad K_5 = 0,4380.$$

Подвергнем параметры объекта малым возмущениям:

$$K'_0 = K_0(1 + \varepsilon); \quad T' = T(1 + \varepsilon); \quad \tau'_1 = \tau_1(1 + \varepsilon); \\ \tau'_2 = \tau_2(1 + \varepsilon); \quad \theta' = \theta(1 + \varepsilon),$$

где $\varepsilon = 0,025$. Теперь спектр замкнутой системы:

$$\Lambda' = \{0,1279 \pm 1,0734i; -0,2554; -1,0000; -3,2687\}.$$

Следовательно, возмущенная замкнутая система оказывается неустойчивой, что свидетельствует о неприемлемости полученного решения.

Проведем редукцию модели системы с учетом малости постоянных времени τ_1 и τ_2 . В быстрой подсистеме (21) полагаем

$$\dot{x}_4 = \dot{x}_5 = 0.$$

Отсюда и из (21) находим

$$x_4 = K_0\kappa_1 u; \quad x_5 = K_0\kappa_2 u.$$

Подставим данные выражения в (20):

$$\dot{x}_1 = x_2; \quad \dot{x}_2 = x_3; \quad \dot{x}_3 = \frac{1}{T}(-x_3 + K_0 u).$$

Теперь стабилизирующая модальная обратная связь, отвечающая спектру (22), будет иметь вид:

$$u = -(K_1x_1 + K_2x_2 + K_3x_3),$$

где

$$K_1 = 0,3252; \quad K_2 = 0,9756; \quad K_3 = 0,6504.$$

Ее применение к реальному объекту наделяет замкнутую систему следующим спектром:

$$\Lambda = \{-0,8340; -1,0000; -1,4112; -8,6998; -19,0549\}.$$

Те же параметрические возмущения объекта дают следующий результат:

$$\Lambda' = \{-0,8006; -1,0000; -1,5271; -8,3958; -18,5447\}.$$

Вывод: полученный спектр является приемлемым — доминирующий полюс замкнутой системы близок к желаемому (22). Кроме того, рассмотренные параметрические возмущения объекта несущественно изменяют спектр замкнутой системы, т. е. полученное решение является грубым.

О правомерности модальной редукции

Закономерным является вопрос о правомерности описанного способа модальной редукции моделей управляемых систем.

Пример 2. Рассмотрим звено первого порядка с передаточной функцией

$$W(s) = k_0 + \frac{k_1}{\tau s + 1}. \quad (23)$$

Положим, оно входит в состав некоторой системы, для динамики которой постоянная времени $\tau > 0$ считается малой. В результате предполагаемой аппроксимации

$$\frac{k_1}{\tau s + 1} \approx k_1$$

получаем

$$\hat{W}(s) = k = k_0 + k_1. \quad (24)$$

Теперь допустим, что

$$k_0 = \frac{\theta}{\tau} \text{ и } k_1 = -\frac{\theta}{\tau},$$

причем

$$\theta \gg \tau. \quad (25)$$

Тогда согласно (23)

$$W(s) = \frac{\theta s}{\tau s + 1}. \quad (26)$$

Таким образом, исходное звено является дифференцирующим. В то же время для его редуцированной модели (24) получаем

$$\hat{W}(s) \equiv 0.$$

Следовательно, проведенная редукция означает не только исключение дифференцирующего звена из структуры системы, но и разрыв образуемого данным звеном канала связи. Такой результат вряд ли приемлем и в особенности сомнителен для цепей обратной связи в системе.

Данный пример демонстрирует случай неправомерности применения принципа отсечения. В свете этого представляется важным сформулировать условия, гарантирующие возможность изложенного способа модальной редукции.

Критерий оценки малости параметрических возмущений

Расхождения между истинной и редуцированной моделью системы можно трактовать как структурно-параметрические возмущения второй, результатом которых являются возмущающие добавки

$\delta W^-(s)$ и $\delta \tilde{W}^-(s)$ в конструкции передаточной матрицы (19). Такой подход позволяет для анализа схем редукции применить методологию *робастного управления* [17, 18]. Так, для оценки возмущений

$\delta W^-(s)$ и $\delta \tilde{W}^-(s)$ можно воспользоваться аппаратом пространств Харди.

Обратимся к понятию H_∞ -нормы передаточных матриц. Для матричной функции $F(s)$ она определяется равенством

$$\|F(s)\|_\infty = \sup_{\omega \in \mathbf{R}} \bar{\sigma}(F(j\omega)),$$

где $\bar{\sigma}(F(j\omega))$ — максимальное сингулярное число матрицы $F(j\omega)$. В случае, если $F(s)$ является аналитической в правой полуплоскости, то

$$\|F(s)\|_\infty = \sup_{\text{Res} > 0} \bar{\sigma}(F(s)).$$

Для рассматриваемой схемы спектральной декомпозиции существенно влияние возмущений передаточных матриц в полуплоскости локализации доминирующих полюсов системы

$$\text{Res} > -\gamma.$$

Тогда мерой малости возмущений $\delta W^-(s)$ и $\delta \tilde{W}^-(s)$ могут служить оценки вида

$$\|\delta W^-(s - \gamma)\|_\infty, \|\delta \tilde{W}^-(s - \gamma)\|_\infty < \Delta,$$

где Δ — достаточно малая величина.

К примеру, для передаточной функции (26)

$$\|W(s)\|_\infty = \frac{\theta}{\tau},$$

что в силу (25) нельзя считать малой величиной.

Замечания

1. Разнотемповая структура мод характерна для многих типов управляемых систем: многомассовых механических и электромеханических систем, автоматизированного многодвигательного электропривода, электроэнергетических сетей и ряда других объектов промышленности, транспорта и энергетики. Соответствующие примеры дают, в частности, работы [19–25].

2. Рассматриваемая в данной статье концепция модальной редукции управляемых систем органично связана с рассмотренной в работе авторов [26] проблематикой неробастности классических схем и методов модального управления. Заметим, что данная проблематика особенно актуальна для больших динамических систем [27].

3. Проблема редукции динамических моделей может естественным образом возникать в задачах многорежимного управления [28].

Многорежимная организация процессов управления является одним из важнейших способов повышения функциональной гибкости и эффективности автоматических систем. В многорежимных САУ управляющая подсистема является двухуровневой: на верхнем уровне действует *контроллер режимов*, а на нижнем — *субрегуляторы режимов*. Каждый режим определяется локальной целью управления и условиями его реализации. В общем случае разные режимы требуют различного уровня детализации динамических характеристик объекта управления. Приведем два иллюстративных примера.

Управление переходными режимами можно организовывать по двухстадийной схеме: на первой стадии решается задача быстрого приближения к целевому состоянию объекта по схеме терминального управления, а на второй осуществляется точная доводка состояния посредством автоматического регулирования. Для решения первой задачи можно ориентироваться на механизмы релейного управления с занижением требований к точности и качеству управления, что позволяет упрощать динамику объекта, а следовательно, и алгоритмы управления.

Другой пример — включение низкочастотных фильтров в каналы измерения в условиях действия интенсивных помех. В этом случае влияние динамики малоинерционных звеньев на контуры регулирования снижается, и им можно пренебречь.

Список литературы

1. Романова И. К. Современные методы редукции систем и их применение к задачам анализа и синтеза систем управления // Вестник МГТУ им. Н. Э. Баумана. Спец. вып. "Специальная робототехника и мехатроника". 2011. С. 142—152.
2. Картвелишвили Н. А., Галактионов Ю. И. Идеализация сложных динамических систем. М.: Наука, 1976.
3. Домбровский В. В. Понижение порядка систем оценивания и управления. Томск: Изд-во Том. ун-та, 1994.
4. Топчев Ю. И. Атлас для проектирования систем автоматического регулирования. М.: Машиностроение, 1989.
5. Згуровский М. З., Романенко В. Д. Системы фильтрации и управления с разделяющимися разнотемповыми движениями. Киев: Наук. думка, 1998.
6. Воропаева Н. В., Соболев В. А. Геометрическая декомпозиция сингулярно-возмущенных систем. М.: Физматлит, 2009.
7. Банах Л. Я. Методы декомпозиции и редукции динамических моделей при колебаниях механических систем // Вестник научно-технического развития. 2012. № 6 (58). С. 3—8.

8. Бойченко В. А., Курдюков А. П., Тимин В. Н., Чайковский М. М., Ядыкин И. Б. Некоторые методы синтеза регуляторов пониженного порядка и заданной структуры // Управление большими системами. 2007. Вып. 19. С. 23—126.
9. Jonckhere A. E., Silverman L. M. A New Set of Invariants for Linear Systems — Application to Reduced Order Compensator Design // IEEE Trans. Automat. Control. 1983. V. 28. P. 953—964.
10. Anderson B. D. O., Lin Y. Controller Reduction: Concepts and Approaches // IEEE Trans. Automat. Control. 1989. V. 34. P. 802—812.
11. Mustafa D., Glover K. Controller Reduction by H_∞ -Balanced Truncation // IEEE Trans. Automat. Control. 1991. V. 36. P. 668—682.
12. Kurdyukov A. P., Tchaikovsky M. M. Model Reduction According to Minimum Anisotropic Norm Performance // Stability and Oscillations of Nonlinear Control Systems: Book of Abstracts of E. S. Pyatnitskiy X Int. Workshop. Moscow. 2008. P. 166—167.
13. Вороной В. В. Краткий обзор методов синтеза регуляторов пониженного порядка // Сб. науч. трудов НГТУ. 2010. № 4(62). С. 25—34.
14. Тарарыкин С. В., Аполонский В. В. Понижение порядка полиномиальных регуляторов динамических систем // Вестник науки Сибири. Сер. Информационные технологии и системы управления. 2013. № 3(9). С. 96—110.
15. Филимонов А. Б., Филимонов Н. Б. Компенсационный способ управления доминирующей подсистемой многомерных объектов // Методы синтеза и планирования развития структур сложных систем: Тезисы докл. Второго Всесоюз. семинара. Ч. II. Ташкент: ТашПИ. 1981. 95 с.
16. Филипп Ч., Харбор Р. Системы управления с обратной связью. М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2002. 616 с.
17. Chandrasekharan P. C. Robust Control of Linear Dynamical Systems, Academic Press, 1996. 341 p.
18. Damen A., Weiland S. Robust Control, Eindhoven University of Technology, 2002. 206 p.
19. Abido M. A. Pole placement technique for PSS and TCSC-based stabilizer design using simulated annealing // Electrical Power and Energy Systems. 2000. V. 22. P. 543—554.
20. Andry A. N., Shapiro E. Y., Chung J. C. Eigenstructure Assignment for Linear Systems // IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems, 1983. 19 (5). P. 711—729.
21. Ha Q. P., Trinh H., Nguyen H. T., Tuan H. D. Dynamic Output Feedback Sliding-Mode Control Using Pole Placement and Linear Functional Observers // IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2003. V. 50. N 5. P. 1030—1037.
22. Kautsky J., Nichols N. K., Van Dooren P. Robust pole assignment in linear state feedback // Int. J. Control. 1985. V. 41, N 5. P. 1129—1155.
23. Kumara R., Singh T. Design of Input Shapers using Modal Cost for Multimode Systems // Automatica. 2010. 45(3). P. 598—604.
24. Reichert R. T. Dynamic Scheduling of Modern-Robust-Control Autopilot Designs for Missiles // IEEE Control Systems, 1992. V. 1. P. 35—42.
25. Soliman H. M., Dabroum A., Mahmoud M. S., Soliman M. Guaranteed-cost reliable control with regional pole placement of a power system // Journal of the Franklin Institute. 2011. 348(5). P. 884—898.
26. Филимонов А. Б., Филимонов Н. Б. О проблеме неробастности спектра в задачах модального управления // Мехатроника, автоматизация, управление. 2011. № 10. С. 8—13.
27. Мисриханов М. Ш., Рябченко В. Н. Размещение полюсов в больших динамических системах с многими входами и выходами // Доклады Академии наук. 2011. Т. 439. № 4. С. 464—466.
28. Филимонов Н. Б. Системы многорежимного регулирования: концепция, принципы построения, проблемы синтеза // Изв. вузов. Приборостроение. 1988. Т. 31. № 2. С. 18—33.

УДК 531.36

А. Ю. Александров¹,

д-р физ.-мат. наук, зав. кафедрой, проф.,
alex43102006@yandex.ru,

А. А. Косов²,

канд. физ.-мат. наук, вед. науч. сотр.,
aakosov@yandex.ru,

А. В. Платонов¹, канд. физ.-мат. наук, доц.,
al-platon1@yandex.ru,

С. С. Фадеев¹, аспирант,
sfdv@yandex.ru,

¹СПбГУ, г. Санкт-Петербург

²ИДСТУ СО РАН, г. Иркутск

Об устойчивости и стабилизации механических систем с переключениями силовых полей*

Изучаются механические системы, находящиеся под действием переключаемых диссипативных и потенциальных сил. Получены достаточные условия асимптотической устойчивости положения равновесия при любом режиме переключений. Рассмотрена задача стабилизации системы с переключающимися неконсервативными позиционными силами за счет специального выбора диссипативных и гироскопических сил. Найдены условия, накладываемые на законы переключения, обеспечивающие глобальную устойчивость в случаях, когда не удается построить общую функцию Ляпунова.

Ключевые слова: гибридные механические системы, устойчивость, стабилизация, функции Ляпунова

Введение

В современной теории автоматического управления важную роль играют гибридные системы, описываемые дифференциальными уравнениями с переключениями правых частей в ходе процесса управления [1, 2]. Системы с переключениями силовых полей встречаются в задачах управления механическими объектами со структурной реконфигурацией, отказами и восстановлениями датчиков или исполнительных органов [3, 4]. Наличие переключений существенно затрудняет решение задач синтеза стабилизирующих управлений, поэтому актуальной задачей является развитие теории устойчивости для такого рода гибридных механических систем [5]. В качестве эффективного средства анализа устойчивости гибридных систем обычно

*Работа выполнена при поддержке РФФИ (проект № 13-08-00948).

используются общие или составные функции Ляпунова (см., например, работы [6–9]).

Основная цель данной работы — построение общих и составных функций Ляпунова применительно к задачам устойчивости и стабилизации механических систем с переключениями силовых полей.

1. Описание системы и постановка задачи

Рассмотрим конечное семейство механических систем, описываемых уравнениями Лагранжа

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial T}{\partial \dot{\mathbf{q}}} - \frac{\partial T}{\partial \mathbf{q}} = \mathbf{Q}_j(t, \mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}), j \in S = \{1, 2, 3, \dots, N\}. \quad (1)$$

Здесь \mathbf{q} и $\dot{\mathbf{q}}$ — n -мерные векторы обобщенных координат и обобщенных скоростей соответственно, кинетическая энергия имеет вид $T = T(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = \frac{1}{2} \dot{\mathbf{q}}^T \mathbf{A}(\mathbf{q}) \dot{\mathbf{q}}$, где $\mathbf{A}(\mathbf{q})$ — симметричная и непрерывно дифференцируемая при $\mathbf{q} \in R^n$ матрица, а стоящие в правых частях вектор-функции $\mathbf{Q}_j = \mathbf{Q}_j(t, \mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$ представляют собой сумму сил, действующих на систему. Таким образом, семейство (1) является набором механических систем с задающей одной и той же формулой кинетической энергии и различными полями обобщенных сил.

Законом переключения будем называть кусочно-постоянную правосторонне непрерывную функцию времени $\sigma(t)$; $\sigma: R_+ \rightarrow S$, $R_+ = [0, +\infty)$. Далее рассматриваются законы переключения, имеющие на каждом конечном интервале времени только конечное число точек разрыва. Рассмотрим порождаемую семейством (1) гибридную механическую систему с произвольным законом переключения силовых полей, описываемую уравнениями

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial T}{\partial \dot{\mathbf{q}}} - \frac{\partial T}{\partial \mathbf{q}} = \mathbf{Q}_{\sigma(t)}(t, \mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}). \quad (2)$$

Предположим, что для кинетической энергии при всех $\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}} \in R^n$ справедливы оценки

$$k_1 \|\dot{\mathbf{q}}\|^2 \leq T(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \leq k_2 \|\dot{\mathbf{q}}\|^2, \\ \left\| \frac{\partial T(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})}{\partial \dot{\mathbf{q}}} \right\| \leq k_3 \|\dot{\mathbf{q}}\|, \left\| \frac{\partial T(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})}{\partial \mathbf{q}} \right\| \leq k_4 \|\dot{\mathbf{q}}\|^2.$$

Здесь k_1, \dots, k_4 — положительные постоянные, а под $\|\cdot\|$ понимаем евклидову норму вектора. Кроме того, будем считать, что каждая система семейства (1) имеет положение равновесия $\mathbf{q} = \dot{\mathbf{q}} = \mathbf{0}$, которое рассматривается в качестве невозмущенного движения для системы с переключениями (2).

Основная задача работы — получить условия асимптотической устойчивости положения равно-

весия систем (2). Будем рассматривать механические системы с переключаемыми диссипативными и потенциальными силами. Диссипативные силы считаются линейно зависящими от обобщенных скоростей, а потенциальные силы рассмотрены для двух вариантов — линейного, когда потенциалы задаются квадратичными формами, и нелинейного, когда потенциалы задаются однородными функциями с порядком однородности больше двух.

2. Линейные системы с переключаемыми диссипативными и потенциальными силами

Рассмотрим вначале случай, когда семейство (1) состоит из линейных систем, описываемых уравнениями

$$\mathbf{A}\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{B}_j\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{C}_j\mathbf{q} = \mathbf{0}, j \in S. \quad (3)$$

Здесь $\mathbf{A} = \mathbf{A}(\mathbf{0})$ — симметричная положительно определенная матрица, порождая кинетической энергией; \mathbf{B}_j и \mathbf{C}_j — постоянные симметричные положительно определенные матрицы соответственно диссипативных и потенциальных сил. Таким образом, у каждой системы семейства (3), рассматриваемой изолированно, существует положение равновесия $\mathbf{q} = \dot{\mathbf{q}} = \mathbf{0}$, которое будет асимптотически устойчиво на основании третьей теоремы Томсона—Тэта—Четаева [10]. Исследуем устойчивость этого положения равновесия для системы с переключениями силовых полей по произвольному закону $\sigma(t)$

$$\mathbf{A}\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{B}_{\sigma(t)}\dot{\mathbf{q}} + \mathbf{C}_{\sigma(t)}\mathbf{q} = \mathbf{0}. \quad (4)$$

Предположим, что матрицы \mathbf{C}_j мало отличаются друг от друга, т. е. их можно представить в виде $\mathbf{C}_j = \mathbf{C}_0 + \varepsilon\Delta_j$, где \mathbf{C}_0 — симметричная положительно определенная матрица, $\varepsilon > 0$ — малый параметр, Δ_j — некоторые симметричные матрицы.

Общую функцию Ляпунова для семейства (3) будем конструировать в виде

$$V(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = \dot{\mathbf{q}}^T \mathbf{A} \dot{\mathbf{q}} + 4\varepsilon \mathbf{q}^T \mathbf{A} \dot{\mathbf{q}} + \sum_{i=1}^N \lambda_i \mathbf{q}^T \mathbf{C}_i \mathbf{q}, \quad (5)$$

где $\lambda_i \geq 0$, причем $\lambda_1 + \dots + \lambda_N = 1$.

Для симметричной матрицы \mathbf{M} через $\lambda_{\min}(\mathbf{M})$ и $\lambda_{\max}(\mathbf{M})$ соответственно будем обозначать минимальное и максимальное собственные числа. Введем обозначения: $a = \lambda_{\min}(\mathbf{A})$, $\bar{a} = \lambda_{\max}(\mathbf{A})$, $b_j = \lambda_{\min}(\mathbf{B}_j)$, $\bar{b}_j = \lambda_{\max}(\mathbf{B}_j)$, $c_j(\varepsilon) = \lambda_{\min}(\mathbf{C}_j)$, $d_{ij} = \|\Delta_i - \Delta_j\| = \lambda_{\max}^{1/2}((\Delta_i - \Delta_j)^2)$, $\omega_j = \sum_{i=1}^N \lambda_i d_{ij}$. Будем считать, что нам известны оценки снизу $0 < c_j \leq c_j(\varepsilon)$, $j \in S$. Функция (5) будет положительно определена, если выполняется неравенство

$$\varepsilon < \sqrt{\frac{N}{a \sum_{i=1}^N \lambda_i c_i}} / 2\bar{a}. \quad (6)$$

Дифференцируя (5), в силу j -й системы семейства (3) получаем оценку

$$\dot{V}|_{(j)} \leq -2(b_j - 2\varepsilon\bar{a})\|\dot{\mathbf{q}}\|^2 - 4\varepsilon c_j \|\mathbf{q}\|^2 + (4\varepsilon\bar{b}_j + 2\varepsilon\omega_j)\|\mathbf{q}\|\|\dot{\mathbf{q}}\|. \quad (7)$$

Применяя критерий Сильвестра, приходим к неравенству, гарантирующему отрицательную определенность всех производных (7):

$$\varepsilon < \min_{j \in S} \frac{8c_j b_j}{16\bar{a}c_j + (2\bar{b}_j + \omega_j)^2}. \quad (8)$$

Объединяя оценки (6) и (8), приходим к следующему утверждению.

Теорема 1. Если существуют числа $\lambda_i \geq 0$, $\lambda_1 + \dots + \lambda_N = 1$, для которых выполняется неравенство

$$\varepsilon < \min \left\{ \sqrt{\frac{N}{a \sum_{i=1}^N \lambda_i c_i}} / 2\bar{a}, \min_{j \in S} \frac{8c_j b_j}{16\bar{a}c_j + \left(2\bar{b}_j + \sum_{i=1}^N \lambda_i d_{ij}\right)^2} \right\}, \quad (9)$$

то положение равновесия $\mathbf{q} = \dot{\mathbf{q}} = \mathbf{0}$ линейной системы (4) с переключающимися диссипативными и потенциальными силами асимптотически устойчиво при произвольном законе переключения $\sigma(t)$.

Отметим, что если параметр $\varepsilon > 0$ в системе (4) является достаточно малым (т. е. матрица потенциальных сил не очень сильно меняется при переключениях), то неравенство (9) будет выполнено при любом выборе параметров λ_i . Но в целях расширения области устойчивости можно рассматривать задачу оптимизации выбора чисел $\lambda_i \geq 0$, $\lambda_1 + \dots + \lambda_N = 1$, максимизирующих правую часть в (9).

3. Системы с переключаемыми линейными диссипативными и однородными потенциальными силами

Пусть уравнения семейства (1) имеют вид

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial T}{\partial \dot{\mathbf{q}}} - \frac{\partial T}{\partial \mathbf{q}} = -\mathbf{B}_j \dot{\mathbf{q}} - \frac{\partial \Pi_j(\mathbf{q})}{\partial \mathbf{q}}, j \in S. \quad (10)$$

Здесь кинетическая энергия считается удовлетворяющей указанным в п. 1 условиям; \mathbf{B}_j — постоянные симметричные положительно определенные матрицы диссипативных сил; $\Pi_j(\mathbf{q})$ — непрерывно дифференцируемые при всех $\mathbf{q} \in \mathbb{R}^n$ положительно определенные и однородные функции порядка $\mu + 1 > 2$. Таким образом, у каждой системы семейства (10), рассматриваемой изолированно, существует положение равновесия $\mathbf{q} = \dot{\mathbf{q}} = \mathbf{0}$, которое будет асимптотически устойчиво на основании третьей теоремы Томсона—Тэта—Четаева [10]. Исследуем устойчивость этого положения равновесия

для системы с переключениями силовых полей по произвольному закону $\sigma(t)$

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial T}{\partial \dot{\mathbf{q}}} - \frac{\partial T}{\partial \mathbf{q}} = -\mathbf{B}_{\sigma(t)} \dot{\mathbf{q}} - \frac{\partial \Pi_{\sigma(t)}(\mathbf{q})}{\partial \mathbf{q}}. \quad (11)$$

Общую функцию Ляпунова для семейства (10) будем конструировать в виде

$$V(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = T + \sum_{i=1}^N \lambda_i \Pi_i(\mathbf{q}) + \gamma \|\mathbf{q}\|^{\mu-1} \mathbf{q}^T \frac{\partial T}{\partial \dot{\mathbf{q}}}, \quad (12)$$

где параметры $\gamma > 0$, $\lambda_i \geq 0$, причем $\lambda_1 + \dots + \lambda_N = 1$. Функция (12) при любом выборе параметров будет положительно определена в некоторой окрестности положения равновесия. Дифференцируя (12) в силу j -й системы семейства (10), получаем оценку

$$\begin{aligned} \dot{V}|_{(j)} &\leq -\dot{\mathbf{q}}^T \mathbf{B}_j \dot{\mathbf{q}} - \gamma(\mu + 1) \|\mathbf{q}\|^{\mu-1} \Pi_j(\mathbf{q}) + \\ &+ \sum_{i=1}^N \lambda_i \left\| \frac{\partial \Pi_i(\mathbf{q})}{\partial \mathbf{q}} - \frac{\partial \Pi_j(\mathbf{q})}{\partial \mathbf{q}} \right\| \|\dot{\mathbf{q}}\| + \gamma \|\mathbf{B}_j\| \|\mathbf{q}\|^{\mu} \|\dot{\mathbf{q}}\| + \\ &+ \gamma k_4 \|\mathbf{q}\|^{\mu} \|\dot{\mathbf{q}}\|^2 + L \gamma k_3 \|\mathbf{q}\|^{\mu-1} \|\dot{\mathbf{q}}\|^2. \end{aligned} \quad (13)$$

Здесь $L > 0$ — некоторая постоянная. Введем обозначения: $b_j = \lambda_{\min}(\mathbf{B}_j)$, $\bar{b}_j = \lambda_{\max}(\mathbf{B}_j)$,

$$\begin{aligned} p_j &= (\mu + 1) \min_{\|\mathbf{q}\|=1} \Pi_j(\mathbf{q}), \\ \Theta_{ij} &= \max_{\|\mathbf{q}\|=1} \left\| \frac{\partial \Pi_i(\mathbf{q})}{\partial \mathbf{q}} - \frac{\partial \Pi_j(\mathbf{q})}{\partial \mathbf{q}} \right\|, \quad \omega_j = \sum_{i=1}^N \lambda_i \Theta_{ij}. \end{aligned}$$

Используя эти обозначения и объединяя два последних слагаемых более высокого порядка малости, из (13) получим

$$\begin{aligned} \dot{V}|_{(j)} &\leq -b_j \|\dot{\mathbf{q}}\|^2 - \gamma p_j \|\mathbf{q}\|^{2\mu} + \\ &+ (\gamma \bar{b}_j + \omega_j) \|\mathbf{q}\|^{\mu} \|\dot{\mathbf{q}}\| + \alpha (\|\dot{\mathbf{q}}\|^2 + \|\mathbf{q}\|^{2\mu}). \end{aligned}$$

В соответствии с критерием Сильвестра для отрицательной определенности производной функции Ляпунова в силу каждой системы семейства (10) параметры должны удовлетворять неравенствам

$$4b_j p_j \gamma - (\gamma \bar{b}_j + \omega_j)^2 > 0, \quad j \in S. \quad (14)$$

Рассмотрим квадратные трехчлены

$$g_j(\gamma) = -\bar{b}_j^2 \gamma^2 + (4b_j p_j - 2\bar{b}_j \omega_j) \gamma - \omega_j^2, \quad j \in S.$$

Каждый из них должен удовлетворять условию $g'_j(0) > 0$ и иметь положительный дискриминант, что обеспечит возможность выбирать параметр $\gamma > 0$ между двумя положительными корнями трехчлена, гарантируя выполнение соответствующего неравенства из (14). Названные условия приводят к неравенствам $\omega_j < b_j p_j / \bar{b}_j$, $j \in S$. Однако их выполнения еще недостаточно для совместности (14) при одном и том же значении параметра $\gamma > 0$. Диапазоны изменения ω_j необходимо уменьшить настолько,

чтобы максимальный по j левый корень трехчленов $g_j(\gamma)$ был меньше минимального по j правого. Извлекая квадратный корень, (14) можно переписать в виде

$$\psi_j \equiv \eta_j - \sqrt{\eta_j^2 - \omega_j / \bar{b}_j} < \sqrt{\gamma} < \eta_j + \sqrt{\eta_j^2 - \omega_j / \bar{b}_j} \equiv \Psi_j,$$

где $\eta_j = \sqrt{b_j p_j / \bar{b}_j}$, $j \in S$.

Обозначим $\psi_* = \max_{j \in S} \psi_j$, $\Psi_* = \min_{j \in S} \Psi_j$. Заметим,

что величины ψ_* и Ψ_* по своему построению зависят не только от исходной системы (11), но и от выбора параметров функции Ляпунова λ_i , $i \in S$, и могут изменяться за счет подбора этих параметров.

Таким образом, положительное число $\gamma > 0$, удовлетворяющее всем неравенствам (14) и обеспечивающее отрицательную определенность производной функции (12) в силу любой системы семейства (10), существует, если выполнено неравенство

$$\psi_* < \Psi_*. \quad (15)$$

Тем самым доказано следующее утверждение.

Теорема 2. Если существуют числа $\lambda_i \geq 0$, $\lambda_1 + \dots + \lambda_N = 1$, для которых выполняются условия $\omega_j < b_j p_j / \bar{b}_j$, $j \in S$, и неравенство (15), то положение равновесия $\mathbf{q} = \dot{\mathbf{q}} = \mathbf{0}$ системы (11) с переключающимися диссипативными и потенциальными силами асимптотически устойчиво при произвольном законе переключения $\sigma(t)$.

Будем уменьшать диапазоны изменения всех ω_j одинаковым образом, умножая их на число $0 < \alpha \leq 1$.

Пусть β есть отношение величин $\min_{j \in S} \{\sqrt{b_j p_j / \bar{b}_j}\}$

и $\max_{j \in S} \{\sqrt{b_j p_j / \bar{b}_j}\}$, значит, $0 < \beta \leq 1$. Заменяя ω_j в выражениях для корней $g_j(\gamma)$ на $\alpha b_j p_j / \bar{b}_j$ и рассматривая задачу определения максимально допустимого значения α , приходим к уравнению $(\beta^2 - 1)^2 \alpha^2 + 16\beta^2 \alpha - 16\beta^2 = 0$. Положительный корень этого уравнения при $\beta \leq 1$ есть $\alpha_{\oplus} = \frac{4\beta}{(1 + \beta)^2}$.

Теперь из теоремы 2 вытекает следующее утверждение.

Следствие 1. Если существуют числа $\lambda_i \geq 0$, $\lambda_1 + \dots + \lambda_N = 1$, для которых выполняется система неравенств

$$\omega_j = \sum_{i=1}^N \lambda_i \Theta_{ij} < \alpha_{\oplus} b_j p_j / \bar{b}_j, \quad j \in S, \quad (16)$$

то положение равновесия $\mathbf{q} = \dot{\mathbf{q}} = \mathbf{0}$ системы (11) с переключающимися диссипативными и потенциальными силами асимптотически устойчиво при произвольном законе переключения $\sigma(t)$.

4. Стабилизация механической системы с потенциальными и переключающимися неконсервативными позиционными силами

В данном разделе статьи исследуем задачу стабилизации системы с потенциальными и переключающимися неконсервативными позиционными силами за счет гироскопических сил и линейных диссипативных сил.

Пусть системы из семейства (1) имеют вид

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial T}{\partial \dot{\mathbf{q}}} - \frac{\partial T}{\partial \mathbf{q}} = -\frac{\partial \Pi(\mathbf{q})}{\partial \mathbf{q}} - \mathbf{P}_j(t, \mathbf{q})\mathbf{q} + \mathbf{U}, j \in S. \quad (17)$$

Здесь кинетическая энергия, как и ранее, считается удовлетворяющей указанным в п. 1 условиям; $\Pi(\mathbf{q})$ — непрерывно дифференцируемая при всех $\mathbf{q} \in R^n$ положительно определенная функция, такая что выражение $\mathbf{q}^T \frac{\partial \Pi(\mathbf{q})}{\partial \mathbf{q}}$ положительно определено;

$\mathbf{P}_j(t, \mathbf{q})$ — непрерывные при $t \geq 0$ и $\mathbf{q} \in R^n$ кососимметричные матрицы; \mathbf{U} — управляющие силы.

Рассмотрим гибридную систему, порождаемую системами (17) и законом переключения $\sigma(t)$,

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial T}{\partial \dot{\mathbf{q}}} - \frac{\partial T}{\partial \mathbf{q}} = -\frac{\partial \Pi(\mathbf{q})}{\partial \mathbf{q}} - \mathbf{P}_{\sigma(t)}(t, \mathbf{q})\mathbf{q} + \mathbf{U}. \quad (18)$$

Пусть закон переключения $\sigma(t)$ становится нам известен в ходе функционирования системы (т. е. в каждый момент времени мы знаем значение $\sigma(t)$ и можем использовать его для формирования управления для этого момента). Будем также считать, что доступен для измерения вектор обобщенных скоростей. Поставим задачу — подобрать управляющие силы \mathbf{U} таким образом, чтобы положение равновесия $\mathbf{q} = \dot{\mathbf{q}} = \mathbf{0}$ системы (18) стало асимптотически устойчиво при произвольном законе переключения $\sigma(t)$.

Теорема 3. *Положение равновесия $\mathbf{q} = \dot{\mathbf{q}} = \mathbf{0}$ системы (18) будет асимптотически устойчиво, если управляющие силы выбрать в виде [11]*

$$\mathbf{U}_{\sigma(t)} = -\mathbf{B}\dot{\mathbf{q}} - \mathbf{G}_{\sigma(t)}\dot{\mathbf{q}} \quad (19)$$

суммы линейных диссипативных сил с произвольной постоянной симметричной положительно определенной матрицей \mathbf{B} и переключаемых гироскопических сил с матрицей $\mathbf{G}_{\sigma(t)} = h\mathbf{P}_{\sigma(t)}(t, \mathbf{q})$, где $h > \max\{k_3/b; k_3^2/(2bk_1)\}$, $b = \lambda_{\min}(\mathbf{B})$.

Доказательство. Рассмотрим систему (18), замкнутую управлением (19). Общую функцию Ляпунова для систем из семейства (17) строим в виде

$$V(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = h(T + \Pi) + \frac{1}{2} \mathbf{q}^T \mathbf{B} \mathbf{q} + \mathbf{q}^T \frac{\partial T}{\partial \dot{\mathbf{q}}}. \quad (20)$$

Получаем

$$\dot{V}|_{(j)} = -h\dot{\mathbf{q}}^T \mathbf{B} \dot{\mathbf{q}} - \mathbf{q}^T \frac{\partial \Pi}{\partial \mathbf{q}} + \dot{\mathbf{q}}^T \frac{\partial T}{\partial \dot{\mathbf{q}}} + \mathbf{q}^T \frac{\partial T}{\partial \mathbf{q}}, j \in S. \quad (21)$$

Значит, при всех $\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}} \in R^n$ справедливы оценки

$$\dot{V}|_{(j)} \leq -hb\|\dot{\mathbf{q}}\|^2 - \mathbf{q}^T \frac{\partial \Pi}{\partial \mathbf{q}} + k_3\|\dot{\mathbf{q}}\|^2 + k_4\|\dot{\mathbf{q}}\|^2\|\mathbf{q}\|, j \in S.$$

Если постоянную h выбрать в соответствии с условием из формулировки теоремы, то функция (20) будет положительно определенной, а производные (21) — отрицательно определенными. Отсюда имеем требуемое.

Следствие 2. *Пусть матрица кинетической энергии \mathbf{A} является постоянной. Тогда управляющие силы (19) при указанном в теореме 3 условии на параметр h обеспечивают глобальную асимптотическую устойчивость положения равновесия $\mathbf{q} = \dot{\mathbf{q}} = \mathbf{0}$ системы (18).*

Замечание 1. Функция Ляпунова вида (20) для системы линейного приближения применялась в работе [12].

5. Анализ устойчивости систем с переключаемыми линейными диссипативными и однородными потенциальными силами с помощью составной функции Ляпунова

В п. 3 статьи были получены достаточные условия, при выполнении которых для семейства систем (10) существует общая функция Ляпунова, удовлетворяющая требованиям теоремы Ляпунова об асимптотической устойчивости. Если эти условия не выполнены, то обеспечить асимптотическую устойчивость положения равновесия $\mathbf{q} = \dot{\mathbf{q}} = \mathbf{0}$ системы (11) можно за счет наложения специальных ограничений на закон переключения (dwell-time approach) [1, 3, 6, 7]. Такой подход применялся для анализа устойчивости гибридной системы (11) в работе [13]. Для каждой j -й системы из (10) строилась своя функция Ляпунова в виде

$$V_j(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = T + \Pi_j(\mathbf{q}) + \gamma_j\|\mathbf{q}\|^{\mu-1} \mathbf{q}^T \frac{\partial T}{\partial \dot{\mathbf{q}}}, \gamma_j > 0,$$

и из них потом конструировалась составная функция Ляпунова $V_{\sigma(t)}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$, соответствующая закону переключения $\sigma(t)$. С помощью такой функции были установлены ограничения на закон переключения, гарантирующие локальную асимптотическую устойчивость рассматриваемого положения равновесия.

В настоящем разделе статьи предположим, что матрица кинетической энергии \mathbf{A} является постоянной. Покажем, что в этом случае с использованием предложенной в п. 4 конструкции функции Ляпунова можно получить достаточные условия глобальной асимптотической устойчивости положения равновесия $\mathbf{q} = \dot{\mathbf{q}} = \mathbf{0}$ соответствующей гибридной системы (11).

Пусть уравнения семейства (10) имеют вид

$$\mathbf{A}\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{B}_j\dot{\mathbf{q}} + \frac{\partial \Pi_j(\mathbf{q})}{\partial \mathbf{q}} = \mathbf{0}, j \in S. \quad (22)$$

Здесь \mathbf{A} — постоянная симметричная положительно определенная матрица кинетической энер-

гии; \mathbf{B}_j — постоянные симметричные положительно определенные матрицы диссипативных сил; $\Pi_j(\mathbf{q})$ — непрерывно дифференцируемые при всех $\mathbf{q} \in R^n$ положительно определенные и однородные функции порядка $\mu + 1 > 2$.

Рассмотрим соответствующую систему с переключениями

$$\mathbf{A}\ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{B}_{\sigma(t)}\dot{\mathbf{q}} + \frac{\partial \Pi_{\sigma(t)}(\mathbf{q})}{\partial \mathbf{q}} = \mathbf{0}. \quad (23)$$

Моменты переключения обозначим θ_i , $i = 1, 2, \dots$, $0 < \theta_1 < \theta_2 < \dots$, и $\theta_0 = 0$. Будем считать, что эти моменты известны, а порядок, в котором системы из семейства (22) переключаются между собой, вообще говоря, не известен.

Для каждого $j \in S$ построим функцию Ляпунова для j -й системы из семейства (22) в виде

$$V_j(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) = h \left(\frac{1}{2} \dot{\mathbf{q}}^T \mathbf{A} \dot{\mathbf{q}} + \Pi_j(\mathbf{q}) \right) + \frac{1}{2} \mathbf{q}^T \mathbf{B}_j \mathbf{q} + \mathbf{q}^T \mathbf{A} \dot{\mathbf{q}}, \quad (24)$$

где $h > \bar{a}^2 / (a\bar{b})$, $a = \lambda_{\min}(\mathbf{A})$, $\bar{a} = \lambda_{\max}(\mathbf{A})$, $\bar{b} = \min_{j \in S} \lambda_{\min}(\mathbf{B}_j)$. Дифференцируя функцию (24) в силу j -й системы, из (22) получаем

$$\dot{V}_j|_{(j)} = -h \dot{\mathbf{q}}^T \mathbf{B}_j \dot{\mathbf{q}} - \mathbf{q}^T \frac{\partial \Pi_j(\mathbf{q})}{\partial \mathbf{q}} + \dot{\mathbf{q}}^T \mathbf{A} \dot{\mathbf{q}}.$$

Для любого $\bar{H} > 0$ можно указать такие положительные постоянные \bar{a}_1 , \bar{a}_2 , \bar{a}_3 , что при $\|(\mathbf{q}^T, \dot{\mathbf{q}}^T)^T\| < \bar{H}$ будут иметь место соотношения

$$\bar{a}_1 (\|\dot{\mathbf{q}}\|^2 + \|\mathbf{q}\|^2) \leq V_j(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \leq \bar{a}_2 (\|\dot{\mathbf{q}}\|^2 + \|\mathbf{q}\|^2), \quad j \in S, \quad (25)$$

$$\dot{V}_j|_{(j)} \leq -\bar{a}_3 V_j^{1+\xi}, \quad j \in S. \quad (26)$$

Здесь $\xi = (\mu - 1)/2$. Аналогично для любого $\tilde{H} > 0$ можно указать такие положительные постоянные \tilde{a}_1 , \tilde{a}_2 , \tilde{a}_3 , что при $\|(\mathbf{q}^T, \dot{\mathbf{q}}^T)^T\| > \tilde{H}$ будут иметь место соотношения

$$\tilde{a}_1 (\|\dot{\mathbf{q}}\|^2 + \|\mathbf{q}\|^{\mu+1}) \leq V_j(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \leq \tilde{a}_2 (\|\dot{\mathbf{q}}\|^2 + \|\mathbf{q}\|^{\mu+1}), \quad j \in S, \quad (27)$$

$$\dot{V}_j|_{(j)} \leq -\tilde{a}_3 V_j, \quad j \in S. \quad (28)$$

Найдем $\omega \geq 1$ такое, что

$$V_i(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \leq \omega V_j(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \quad (29)$$

при всех $\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}} \in R^n$ и при любых $i, j \in S$. Если $\omega = 1$, то $V_1(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}}) \equiv \dots \equiv V_N(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$, т. е. для систем (22) построена общая функция Ляпунова, удовлетворяющая требованиям теоремы Барбашина—Красовского [14]. В этом случае при любом законе переключения положение равновесия $\mathbf{q} = \dot{\mathbf{q}} = \mathbf{0}$ системы (23)

асимптотически устойчиво в целом. Поэтому далее будем считать, что $\omega > 1$.

Пусть $\eta = \omega^{-\xi}$, $T_i = \theta_i - \theta_{i-1}$, $i = 1, 2, \dots$. Построим вспомогательные функции. Положим $\psi(m, 1) = \chi(m, 1) = 0$,

$$\psi(m, k) = \sum_{i=1}^{k-1} T_{m+i} \eta^{k-i}, \quad \chi(m, k) = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^{k-1} T_{m+i}$$

при $k = 2, 3, \dots$; $m = 1, 2, \dots$.

Теорема 4. Если

$$\psi(m, k) \rightarrow +\infty \text{ при } k \rightarrow +\infty \quad (30)$$

равномерно относительно $m \in \{1, 2, \dots\}$, и

$$\chi(1, k) \rightarrow +\infty \text{ при } k \rightarrow +\infty, \quad (31)$$

то положение равновесия $\mathbf{q} = \dot{\mathbf{q}} = \mathbf{0}$ системы (23) асимптотически устойчиво в целом.

Доказательство. Используя частные функции Ляпунова $V_1(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$, ..., $V_N(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$, построим составную функцию Ляпунова $V_{\sigma(t)}(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$, соответствующую закону переключения $\sigma(t)$.

Выберем некоторое $\bar{H} > 0$ и найдем положительные постоянные \bar{a}_1 , \bar{a}_2 , \bar{a}_3 так, чтобы при $\|(\mathbf{q}^T, \dot{\mathbf{q}}^T)^T\| < \bar{H}$ имели место соотношения (25), (26).

Зададим $\varepsilon \in (0, \bar{H})$. Рассмотрим решение $\mathbf{q}(t)$ системы (23) с начальными данными, удовлетворяющими условиям $t_0 \geq 0$, $0 < \|(\mathbf{q}^T(t_0), \dot{\mathbf{q}}^T(t_0))^T\| < \varepsilon$. Определим натуральное число m такое, что $t_0 \in [\theta_{m-1}, \theta_m)$.

Предположим, что $\|(\mathbf{q}^T(t), \dot{\mathbf{q}}^T(t))^T\| < \bar{H}$ при $t \in [t_0, \bar{t}]$. Если $t_0 < \bar{t} < \theta_m$, то, интегрируя дифференциальное неравенство с номером $\sigma(\theta_{m-1})$ из семейства (26), получаем

$$\begin{aligned} & V_{\sigma(\theta_{m-1})}^{-\xi}(\mathbf{q}(\bar{t}), \dot{\mathbf{q}}(\bar{t})) \geq \\ & \geq V_{\sigma(\theta_{m-1})}^{-\xi}(\mathbf{q}(t_0), \dot{\mathbf{q}}(t_0)) + \bar{a}_3 \xi (\bar{t} - t_0). \end{aligned} \quad (32)$$

Если $\bar{t} \geq \theta_m$, то найдется такое натуральное k , что $\theta_{m+k-1} \leq \bar{t} < \theta_{m+k}$. Отметим, что $k \rightarrow \infty$ при $\bar{t} \rightarrow +\infty$. Интегрируя соответствующие неравенства из семейства (26) на интервалах $[\theta_{m+k-1}, \bar{t}]$, $[\theta_{m+k-2}, \theta_{m+k-1}]$, ..., $[t_0, \theta_m]$ и учитывая соотношение (29), приходим к оценкам

$$\begin{aligned} & V_{\sigma(\theta_{m+k-1})}^{-\xi}(\mathbf{q}(\bar{t}), \dot{\mathbf{q}}(\bar{t})) \geq \\ & \geq V_{\sigma(\theta_{m+k-1})}^{-\xi}(\mathbf{q}(\theta_{m+k-1}), \dot{\mathbf{q}}(\theta_{m+k-1})) + \\ & + \bar{a}_3 \xi (\bar{t} - \theta_{m+k-1}) \geq \eta V_{\sigma(\theta_{m+k-2})}^{-\xi}(\mathbf{q}(\theta_{m+k-1}), \\ & \dot{\mathbf{q}}(\theta_{m+k-1})) + \bar{a}_3 \xi (\bar{t} - \theta_{m+k-1}) \geq \dots \geq \\ & \geq \eta^k V_{\sigma(\theta_{m-1})}^{-\xi}(\mathbf{q}(t_0), \dot{\mathbf{q}}(t_0)) + \bar{a}_3 \xi ((\bar{t} - \theta_{m+k-1}) + \\ & + \psi(m, k) + \eta^k (\theta_m - t_0)). \end{aligned} \quad (33)$$

Из соотношений (25), (32) и (33) следует, что

$$\|(\mathbf{q}^T(\bar{t}), \dot{\mathbf{q}}^T(\bar{t}))^T\| \leq \bar{a}_1^{-1/2} (\bar{a}_2^{-\xi} \|(\mathbf{q}^T(t_0), \dot{\mathbf{q}}^T(t_0))^T\|^{-2\xi} + \bar{a}_3 \xi (\bar{t} - t_0)^{-1/2\xi}) \quad (34)$$

при $\bar{t} \in [t_0, \theta_m)$, и

$$\|(\mathbf{q}^T(\bar{t}), \dot{\mathbf{q}}^T(\bar{t}))^T\| \leq \bar{a}_1^{-1/2} (\eta^k \bar{a}_2^{-\xi} \|(\mathbf{q}^T(t_0), \dot{\mathbf{q}}^T(t_0))^T\|^{-2\xi} + \bar{a}_3 \xi ((\bar{t} - \theta_{m+k-1}) + \psi(m, k) + \eta^k (\theta_m - t_0))^{-1/2\xi}) \quad (35)$$

при $\bar{t} \in [\theta_{m+k-1}, \theta_{m+k})$, $k \geq 1$.

Пусть условие (30) выполнено равномерно относительно $m \in \{1, 2, \dots\}$. Для выбранного значения $\varepsilon > 0$ укажем натуральное k_0 такое, что

$$\psi(m, k) > \frac{1}{\bar{a}_3 \xi} (\varepsilon^2 \bar{a}_1)^{-\xi} \text{ при } k \geq k_0, m = 1, 2, \dots$$

Положим

$$\delta = \varepsilon \left(\frac{\bar{a}_1}{\bar{a}_2} \right)^{1/2} \eta^{\frac{k_0}{2\xi}}.$$

Используя оценки (34) и (35), получаем, что если начальные данные решения $\mathbf{q}(t)$ системы (23) удовлетворяют условиям $t_0 \geq 0$, $\|(\mathbf{q}^T(t_0), \dot{\mathbf{q}}^T(t_0))^T\| < \delta$, то тогда при всех $t \geq t_0$ справедливо неравенство $\|(\mathbf{q}^T(t), \dot{\mathbf{q}}^T(t))^T\| < \varepsilon$. Таким образом, положение равновесия $\mathbf{q} = \dot{\mathbf{q}} = \mathbf{0}$ равномерно устойчиво. Более того, из (35) следует, что в этом случае $\|(\mathbf{q}^T(t), \dot{\mathbf{q}}^T(t))^T\| \rightarrow 0$ при $t \rightarrow +\infty$. Значит, имеет место и асимптотическая устойчивость положения равновесия.

Покажем далее, что асимптотическая устойчивость положения равновесия $\mathbf{q} = \dot{\mathbf{q}} = \mathbf{0}$ является глобальной. Из доказанного выше имеем, что если для решения $\mathbf{q}(t)$ системы (23) найдется момент времени t^* такой, что $\|(\mathbf{q}^T(t^*), \dot{\mathbf{q}}^T(t^*))^T\| < \delta$, то тогда $\|(\mathbf{q}^T(t), \dot{\mathbf{q}}^T(t))^T\| \rightarrow 0$ при $t \rightarrow +\infty$.

Зададим $\tilde{H} \in (0, \delta)$ и $t_0 \geq 0$. Найдем положительные постоянные $\tilde{a}_1, \tilde{a}_2, \tilde{a}_3$ такие, чтобы при $\|(\mathbf{q}^T, \dot{\mathbf{q}}^T)^T\| > \tilde{H}$ выполнялись соотношения (27), (28). Рассмотрим решение $\mathbf{q}(t)$ системы (23) с начальными данными, удовлетворяющими условиям $t_0 \geq 0$, $\|(\mathbf{q}^T(t_0), \dot{\mathbf{q}}^T(t_0))^T\| > \tilde{H}$. Снова определим натуральное число m такое, что $t_0 \in [\theta_{m-1}, \theta_m)$.

Предположим, что $\|(\mathbf{q}^T(t), \dot{\mathbf{q}}^T(t))^T\| > \tilde{H}$ при $t \in [t_0, \tilde{t}]$. Интегрируя соответствующие дифференциальные неравенства из семейства (28), получаем, что при $t_0 < \tilde{t} < \theta_m$ справедливо соотношение

$$V_{\sigma(\theta_{m-1})}(\mathbf{q}(\tilde{t}), \dot{\mathbf{q}}(\tilde{t})) \leq V_{\sigma(\theta_{m-1})}(\mathbf{q}(t_0), \dot{\mathbf{q}}(t_0)) \exp(-\tilde{a}_3 (\tilde{t} - t_0)),$$

а при $\tilde{t} \in [\theta_{m+k-1}, \theta_{m+k})$, $k \geq 1$, — соотношение

$$V_{\sigma(\theta_{m+k-1})}(\mathbf{q}(\tilde{t}), \dot{\mathbf{q}}(\tilde{t})) \leq V_{\sigma(\theta_{m-1})}(\mathbf{q}(t_0), \dot{\mathbf{q}}(t_0)) \exp(k \ln \omega - \tilde{a}_3 (\tilde{t} - t_0)). \quad (36)$$

Пусть выполнено условие (31). Тогда $\chi(m, k) \rightarrow +\infty$ при $k \rightarrow +\infty$ для любого $m \in \{1, 2, \dots\}$. Учитывая, что $\tilde{t} - t_0 = (\tilde{t} - \theta_{m+k-1}) + k\chi(m, k) + (\theta_m - t_0)$ при $\tilde{t} \in [\theta_{m+k-1}, \theta_{m+k})$, $k \geq 1$, находим, что правая часть неравенства (36) стремится к нулю при $\tilde{t} \rightarrow +\infty$, в то время как левая ограничена снизу некоторой положительной постоянной. Значит, существует момент времени t^* такой, что $\|(\mathbf{q}^T(t^*), \dot{\mathbf{q}}^T(t^*))^T\| \leq \tilde{H}$. Но тогда справедливо неравенство $\|(\mathbf{q}^T(t^*), \dot{\mathbf{q}}^T(t^*))^T\| < \delta$. Отсюда имеем требуемое. Теорема доказана.

Следствие 3. Если $T_i \rightarrow +\infty$ при $t \rightarrow +\infty$, то положение равновесия $\mathbf{q} = \dot{\mathbf{q}} = \mathbf{0}$ системы (23) асимптотически устойчиво в целом.

Замечание 2. Если соотношение (30) выполнено равномерно относительно $m \in \{1, 2, \dots\}$, то тогда положение равновесия $\mathbf{q} = \dot{\mathbf{q}} = \mathbf{0}$ системы (23) равномерно асимптотически устойчиво. Если это соотношение выполнено, но неравномерно относительно $m \in \{1, 2, \dots\}$, то тогда указанное положение равновесия асимптотически устойчиво. Однако в этом случае мы не можем гарантировать ни равномерной устойчивости, ни глобальной асимптотической устойчивости, даже если имеет место соотношение (31).

Замечание 3. Условие (31) теоремы 4 можно заменить более слабым условием. Достаточно потребовать, чтобы выполнялось соотношение $k(\tilde{a}_3 \chi(m, k) - \ln \omega) \rightarrow +\infty$ при $k \rightarrow +\infty$ для всех $m \in \{1, 2, \dots\}$. Здесь положительная постоянная \tilde{a}_3 определяется так, как указано в доказательстве теоремы.

6. Пример. Пружинно-массовая система с переключаемыми пружинами и демпферами

Рассмотрим механическую систему [15].

Две тележки массы m соединены со стенами и между собой пружинами и демпферами (рис. 1). Коэффициенты жесткости c и коэффициенты трения b одинаковы для обеих тележек. Переключаемая часть (по верхнему краю): между тележками —

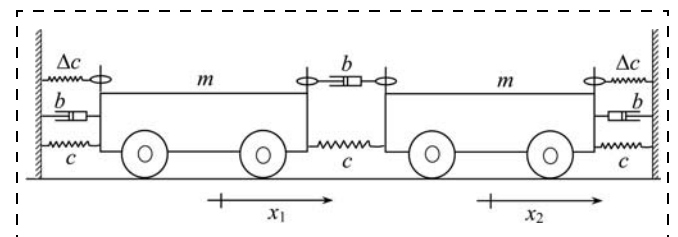


Рис. 1. Переключаемая пружинно-массовая система

стандартный демпфер, и для каждой тележки к стене — дополнительная пружина. Требуется определить верхний предел коэффициента жесткости дополнительных пружин Δc , при котором сохраняется асимптотическая устойчивость равновесия при любых переключениях.

Уравнения движения в случае линейных пружин имеют вид

$$\begin{aligned} m\ddot{x}_1 + (b + \delta_{\sigma(t)}^{(1)} b)\dot{x}_1 - \delta_{\sigma(t)}^{(1)} b\dot{x}_2 + \\ + (2c + \delta_{\sigma(t)}^{(2)} \Delta c)x_1 - cx_2 = 0, \\ m\ddot{x}_2 - \delta_{\sigma(t)}^{(1)} b\dot{x}_1 + (b + \delta_{\sigma(t)}^{(1)} b)\dot{x}_2 - cx_1 + \\ + (2c + \delta_{\sigma(t)}^{(3)} \Delta c)x_2 = 0. \end{aligned}$$

Здесь функция $\sigma(t)$ задает закон переключения, и $\delta_{\sigma(t)}^{(i)} \in \{0; 1\}$, $i = 1, 2, 3$.

Применяя теорему 1, получим, что положение равновесия асимптотически устойчиво при любом режиме переключений, если коэффициенты жесткости переключаемых пружин удовлетворяют ограничению

$$\Delta c < \min \left\{ \sqrt{\frac{c}{4m}}, \frac{8bc}{16mc + (6b + 1)^2} \right\}.$$

Заметим, что это ограничение зависит от инерционных и диссипативных характеристик и ужесточается с ростом массы и коэффициента трения.

В случае кубических пружин уравнения движения имеют вид

$$\begin{aligned} m\ddot{x}_1 + (b + \delta_{\sigma(t)}^{(1)} b)\dot{x}_1 - \delta_{\sigma(t)}^{(1)} b\dot{x}_2 + cx_1^3 - \\ - c(x_2 - x_1)^3 + \delta_{\sigma(t)}^{(2)} \Delta cx_1^3 = 0, \\ m\ddot{x}_2 - \delta_{\sigma(t)}^{(1)} b\dot{x}_1 + (b + \delta_{\sigma(t)}^{(1)} b)\dot{x}_2 + cx_2^3 + \\ + c(x_2 - x_1)^3 + \delta_{\sigma(t)}^{(3)} \Delta cx_2^3 = 0. \end{aligned} \quad (37)$$

Применяя следствие 1 из теоремы 2, получаем, что положение равновесия асимптотически устойчиво при любом режиме переключений, если коэффициенты жесткости переключаемых пружин удовлетворяют ограничению

$$\Delta c < \frac{c}{6}. \quad (38)$$

Полученное для нелинейного случая ограничение от инерционных и диссипативных характеристик никак не зависит.

Предположим теперь, что неравенство (38) не выполнено. В этом случае для нахождения условий асимптотической устойчивости положения равновесия воспользуемся результатами п. 5.

Нетрудно проверить, что можно взять $\omega = \max\{1 + \Delta c/c; 3\}$. Тогда, применяя теорему 4 с константой $\eta = 1/\omega$, получаем ограничения на закон переключения, гарантирующие асимптотическую устойчивость положения равновесия $x_1 = x_2 = \dot{x}_1 = \dot{x}_2 = 0$ системы (37).

На рис. 2 и 3 представлены результаты численного моделирования для координаты x_1 . Были выбраны следующие значения параметров: $m = 3$; $b = 0,11$; $c = 1$; $\Delta c = 4,5$; $x_1(0) = 0$; $x_2(0) = 0$; $\dot{x}_1(0) = 0,65$; $\dot{x}_2(0) = -0,65$.

Рис. 2 соответствует случаю, когда выполнены условия теоремы 4. Предполагалось, что длины промежутков активности подсистем, для которых $(\delta_{\sigma(t)}^{(1)}, \delta_{\sigma(t)}^{(2)}, \delta_{\sigma(t)}^{(3)}) = (1, 0, 0)$ и $(\delta_{\sigma(t)}^{(1)}, \delta_{\sigma(t)}^{(2)}, \delta_{\sigma(t)}^{(3)}) = (0, 1, 1)$, стремятся к бесконечности, а промежутки активности остальных подсистем ограничены.

Вместе с тем, рис. 3 показывает, что существуют законы переключения, при которых положение равновесия $x_1 = x_2 = \dot{x}_1 = \dot{x}_2 = 0$ системы (37) является неустойчивым. Предполагалось, что верхний демпфер и верхние пружины отсоединяются, когда $x_1(t) = 0$, и подключаются обратно, когда $\dot{x}_1(t) = 0$ и при этом $x_1(t) \neq 0$.

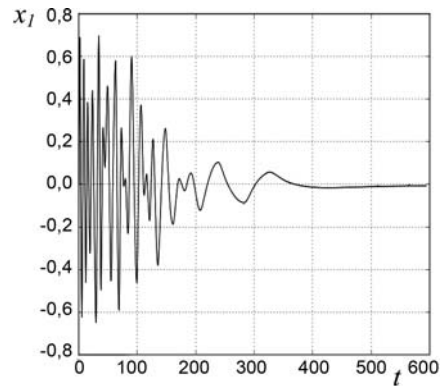


Рис. 2. Случай устойчивости

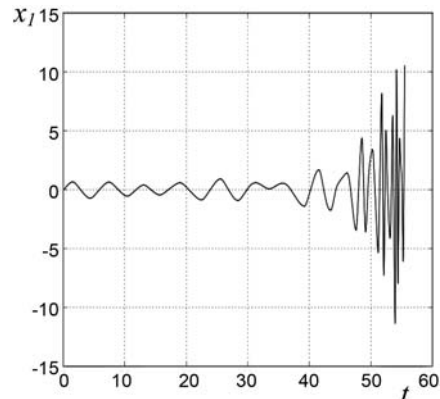


Рис. 3. Случай неустойчивости

Список литературы

1. Shorten R., Wirth F., Mason O., Wulf K., King C. Stability Criteria for Switched and Hybrid Systems // SIAM Rev. 2007. V. 49, N. 4. P. 545–592.
2. Hai Lin, Antsaklis P. J. Stability and Stabilizability of Switched Linear Systems: a Survey of Recent Results // IEEE Trans. Automat. Contr. 2009. V. 54, N. 2. P. 308–322.
3. DeCarlo R., Branicky M., Pettersson S., Lennartson B. Perspectives and Results on the Stability and Stabilizability of Hybrid Systems // Proc. IEEE. 2000. V. 88. P. 1069–1082.
4. Александров А. Ю., Косов А. А., Чэнь Я. Об устойчивости и стабилизации механических систем с переключениями // Автоматика и телемеханика. 2011. № 6. С. 5–17.
5. Unsolved Problems in Mathematical Systems and Control Theory / Edited by V. D. Blondel & A. Megretski. Princeton, Oxford: Princeton University Press, 2004.
6. Liberzon D. Switching in Systems and Control. Boston, MA: Birkhauser, 2003.
7. Branicky M. S. Multiple Lyapunov Functions and Other Analysis Tools for Switched and Hybrid Systems // IEEE Trans. Automat. Control. 1998. V. 43, N. 4. P. 475–482.
8. Васильев С. Н., Косов А. А. Анализ динамики гибридных систем с помощью общих функций Ляпунова и множественных гомоморфизмов // Автоматика и телемеханика. 2011. № 6. С. 27–47.
9. Aleksandrov A. Yu., Kosov A. A., Platonov A. V. On the Asymptotic Stability of Switched Homogeneous Systems // Systems & Control Letters. 2012. V. 61. N. 1. P. 127–133.
10. Меркин Д. Р. Введение в теорию устойчивости движения. М.: Наука, 1987.
11. Александров А. Ю., Косов А. А. Устойчивость и стабилизация положения равновесия нелинейных неавтономных механических систем // Известия РАН. Теория и системы управления. 2009. № 4. С. 13–23.
12. Косов А. А. Об экспоненциальной устойчивости и стабилизации неавтономных механических систем с неконсервативными силами // Прикладная математика и механика. 2007. Т. 71. Вып. 3. С. 411–426.
13. Aleksandrov A. Yu., Platonov A. V., Lakrisenko P. A. Stability Analysis of Nonlinear Mechanical Systems with Switched Force Fields // Proc. of 21th IEEE Mediterranean Conference on Control and Automation (MED'13). Greece. June 25–28, 2013. P. 628–633.
14. Барбашин Е. А., Красовский Н. Н. Об устойчивости движения в целом // Докл. АН СССР. 1952. Т. 86, № 3. С. 453–456.
15. Vasilyev S. N., Kosov A. A., Malikov A. I. Stability Analysis of Nonlinear Switched Systems via Reduction Method // Preprints of the 18th IFAC World Congress. Milano. Italy. Aug. 28–Sept. 2, 2011. P. 5718–5723.

УДК 629.075

А. Ю. Переварюха, канд. техн. наук, науч. сотр.,
temp_elf@mail.ru,
Санкт-Петербургский институт информатики
и автоматизации РАН

Исследование хаотической динамики гибридных систем в моделях нестабильных биологических процессов

В ретроспективном обзоре подходов к моделированию сложных динамических процессов обсуждаются проблемы биологической интерпретации нелинейных эффектов, обнаруженных в вычислительных экспериментах. Фундаментальные свойства дискретных функциональных итераций заключают в себе ряд противоречий, возникающих при формировании управленческих решений и прогнозировании экологических последствий на основе компьютерных моделей. Многогранность явления хаотизации дополняется другими нелинейными эффектами и метаморфозами поведения, в частности, нами рассмотрен пример фрактализации границы областей притяжения аттракторов. На основе развиваемого метода реализации гибридных автоматов в вычислительной среде обоснован подход к применению мультистабильных динамических систем и его перспективность для прогнозирования возможности восстановления биоресурсов.

Ключевые слова: методы нелинейной динамики, моделирование популяционных процессов, биологическая интерпретация, гибридные автоматы

Введение

Разработка современных методов моделирования антропогенного влияния в природных процессах с применением вычислительных средств оканчивается комплексной междисциплинарной проблемой. Подобно классической компьютерной игре задача состоит из нескольких уровней, где для

прохождения последующего уровня требуется отыскать подходящие инструменты разработчика. В качестве арсенала выступают строгие математические теории и слабоформализуемые экологические принципы, которые непросто соединить в одном проекте из-за многообразия резких изменений поведения нелинейных моделей в пространстве параметров и различных видов хаотического режима.

В статье обсуждается задача построения компьютерной модели для оценки уровня допустимой эксплуатации популяции с выраженным действием отрицательного "эффекта группы", приводящая к рассмотрению нелинейных зависимостей, не удовлетворяющих условиям реализации универсального сценария хаотизации дискретных динамических систем. Для построения современных моделей рациональной эксплуатации биоресурсов хорошо изученный каскад удвоения периода цикла не является безальтернативным и однозначно интерпретируемым сценарием развития флуктуаций [1].

Экологическим системам свойственно наличие нескольких альтернативных устойчивых состояний, и определение условий трансформации между состояниями является одной из задач при стратегическом планировании в природопользовании. В описании нестабильных природных процессов перспективной технологией оказалась реализация непрерывно-дискретного представления времени функциональными средствами инструментальной среды, позволяющими исследовать уравнения с переменной структурой.

При анализе результатов вычислительных экспериментов оказалось, что для описывающих структурные изменения динамических систем могут наблюдаться метаморфозы границ областей притяжения

альтернативных аттракторов. В ходе исследования новой модели подтвердилось предположение, что подобные свойства границы не противоречат наблюдаемым популяционным изменениям, но влияют на возможности применения методов моделирования для долгосрочного прогнозирования.

Определение хаоса в рамках естественных наук

Теория динамического хаоса — развивающаяся математическая дисциплина, для которой характерно отсутствие устоявшихся определений основных понятий. В случае с хаосом встречаем, например, название "Унимодальные отображения и хаос по Ли—Йорку". Ли и Йорк первыми ввели в оборот определение хаоса, но проблему не закрыли. Красноречиво название статьи 1997 г. в старейшем американском математическом журнале — "Еще одно определение хаоса" [2]. Определения интеграла и дифференциала известны из учебников, но вот в едином мнении о хаосе математики пока не сошлись, что косвенным образом свидетельствует о сложности исследуемой области. Одно определение оказывается вдруг слишком широким, для другого доказывают тавтологичность, когда один пункт является только следствием другого свойства, тоже входящего в это определение. Главное свойство хаоса, входившее во все первые определения, — чувствительная зависимость от точности определения начальных условий — оказалось сведено к следствию из более фундаментальных критериев и в настоящее время не рассматривается как универсальный идентификатор хаоса.

Параллельно с работами по уточнению определения развивались теоретические представления о путях перехода к хаотическому режиму различных динамических систем $M(t, \Omega, \psi[\mathbf{P}])$ — объектов, для которых задано время t , фазовое пространство Ω , зависящий от набора параметров \mathbf{P} оператор эволюции ψ — некоторый закон изменения состояния системы во времени. Последовательность всех изменений называют траекторией.

Получить возможность наблюдения хаоса было не так просто. Открытие было сделано случайно, что для математики в отличие от естественных наук редкость. Многие открытия в нелинейной динамике были сделаны с применением вычислительных средств, и только потом начинались работы по формулированию согласованной доказательной теории. Метеоролог Эдвард Лоренц в 1961 г. проводил на компьютере расчеты по модели атмосферных потоков. Его система ОДУ считается упрощением гораздо более общей и многомерной модели [3]. Случайно получилось, что Лоренц ввел в компьютер, который работал с точностью до шести знаков после запятой, данные, округленные до трех знаков, и получил совершенно другой результат. После проведения серии опытов стало ясно, что незначительные изменения

в точности начальных условий для системы из трех дифференциальных уравнений коренным образом меняют асимптотическое состояние траектории системы.

Известна легендарная фраза Лоренца про "эффект бабочки". На самом деле Лоренц в докладе задавал сакраментальный вопрос, а не формулировал утверждение: "Предсказуемость: может ли взмах крыльев бабочки в Бразилии вызвать торнадо в Техасе?" Полученная визуализация аттрактора Лоренца напоминает крылья изысканной бабочки, сложенные в виде особой структуры. В выборе ответа на этот вопрос лежит проблема соответствия формального абстрактного упрощения и реальных многофакторных процессов. Метеоролог отметил, что ошибки при прогнозировании состояния атмосферы определяются недостаточным знанием физических процессов. Читатель понимает, что никакие взмахи крыльев бабочек или стаи птиц ураганов не вызывают. Лоренц установил, что существует фундаментальная невозможность делать долгосрочные прогнозы на основе выбранной исследователем частной вычислительной структуры.

Системе Лоренца присуще свойство чувствительности к начальным условиям, что правильнее называть экспоненциальным разбеганием траекторий с начальными точками в одной малой ε -окрестности. О возможности подобного эффекта разбегания интуитивно догадывался Анри Пуанкаре в докомпьютерную эпоху, но не мог измерить его количественно, написав: "Совершенно незначительная причина, ускользнувшая от нашего внимания, вызывает значительный эффект, который мы не можем не заметить, и тогда мы говорим, что этот эффект вызван случаем".

Гугенхеймер и Мюсеревич доказали, что чувствительная зависимость от малого изменения начальных условий является только следствием других свойств нелинейных динамических систем. В прикладных задачах для определения хаотичности проводят вычисление так называемых показателей "экспонент Ляпунова".

Проблемы геометрической интерпретации динамических моделей

В задачах гидродинамики долгое время разрабатывалась теория, объясняющая открытое в 1883 г. явление турбулентности. При увеличении скорости обтекающего препятствия течения самопроизвольно и без внешнего воздействия наблюдается возникновение неупорядоченных волн. Нобелевский лауреат Ричард Фейнман считал турбулентность самой важной из нерешенных до настоящего времени задач классической физики. Были предложены сразу несколько математических теорий турбулентности. Понадобилось применение аппарата развивавшейся параллельно в то время теории нелинейных колебаний [4] при изменениях в поведении системы, за которыми закрепился термин "бифур-

кация", утративший при этом семантический смысл префикса "би".

В основе теории — представление о динамической системе, включающей оператор эволюции, фазовое пространство и время, которое может быть непрерывным, дискретным. В современных подходах к вычислительному моделированию развивается гибридное время, вводящее компоненту событий при управлении непрерывным процессом:

$$\vartheta = \bigcup_n \{R_{-\tau_n}, [t_{n-1}, t_n], L_{-\tau_n}\}, \quad (1)$$

где $R_{-\tau_n}$, $L_{-\tau_n}$ — временные щели на правом и левом концах отрезка времени $[t_{n-1}, t_n]$.

Динамический подход предложил Л. Ландау на основе гипотезы о том, что возникновение турбулентности связано с последовательным усложнением динамики за счет появления устойчивых инвариантных торов все более высоких размерностей с квазипериодическим движением [5]. Э. Хопф представил пример динамической системы, для которой возможны подобные метаморфозы инвариантных торов. Однако оказалось, что предельное множество траектории в виде незамкнутой намотки на многомерном торе структурно неустойчиво и разрушается при малом изменении параметров системы [6]. Следующий этап в понимании проблемы турбулентности стал неординарным для специалистов. Сделавшие прорыв ученые долго нигде не могли опубликовать свои результаты, сформулированные в теперь считающейся классической статье "О природе турбулентности" [7].

Новый подход к объяснению явления турбулентности возник из современных разделов геометрии. Диссипативные динамические системы характеризуются притяжением всех траекторий, проходящих через некоторую область фазового пространства, к инвариантному относительно действия оператора эволюции подмножеству, называемому аттрактором. Множество точек, приводящих к некоторому аттрактору, называется его областью притяжения. В обычных случаях аттрактор может быть просто точкой-фокусом или замкнутой кривой, в многомерном случае может образовывать тор. Исследователи турбулентности представляли себе притягивающее множество как очень сложное, но гладкое многообразие или их конечное объединение.

Д. Рюэль и Ф. Такенс предложили гипотезу о странности геометрической формы аттрактора для объяснения возникновения турбулентности в жидкостях. Оказалось, что аттрактор системы ОДУ может быть "волчком", бесконечно слоистым в сечении.

Хаотичность движения траектории определена наличием "странной" геометрической формы аттрактора. Строгого определения "странности" не существует, устойчивое множество представляет собой определенным образом упорядоченное образование, для которого можно рассчитать такой параметр,

как фрактальная топологическая размерность Хаусдорфа. Важным свойством странного хаотического аттрактора является факт, что в любой сколь угодно малой окрестности точки траектории можно найти другую точку, так как при уменьшении масштаба слоистая структура сохраняется. Компьютерными методами получен облик диковинных аттракторов.

Геометрические свойства важны для практики моделирования тем, что возникновение странного аттрактора предполагает бесконечную делимость фазового пространства и сколь угодно малые различия в состоянии системы. Факт не влечет противоречий для гидродинамики, но применительно к прикладным проблемам экономики составит проблему интерпретации. Хаос на счетном множестве невозможен. Введение естественной дискретности в единицы измерения исключает странный аттрактор. Известны работы, где переменные системы Лоренца интерпретировались как число работающих на рынке фирм и среднее число их сотрудников, но тогда сотрудники таких фирм должны обладать действительно сказочными свойствами.

Интерпретация нелинейных эффектов в моделях управления биоресурсами

Классифицируются виды бифуркаций, которые могут возникать в различных динамических системах, дискретных или непрерывных. Самой распространенной и хорошо изученной бифуркацией является удвоение периода цикла в итерациях $x_{n+1} = f(x_n)$ функции с единственным максимумом. Для непрерывных систем ее аналогом является бифуркация Андронова—Хопфа. Удвоения возникают, например, в функции Рикера, которую используют для прогнозирования эффективности воспроизводства рыб:

$$x_{n+1} = ax_n e^{-bx_n}, \quad a > 1, b \ll 1. \quad (2)$$

Функция в (2) связывает величину нерестового стада x_n и полученного от него в следующем году пополнения, что удобно при описании динамики популяции короткоцикловых лососевых рыб. При достижении значения задающего репродуктивный потенциал популяции управляющего параметра $a = e^2$ вместо единственной стационарной возникают две циклические точки. Они будут устойчивыми для дважды вычисленной функции $\psi(\psi(x, a))$. При дальнейшем увеличении параметра a возникнет цикл периода четыре и далее 2^n , пока период цикла не станет неограниченно большим. Тогда уже вычислительно определяется экспоненциальное разбегание траекторий. М. Фейгенбаум совершил открытие, когда понял, что этот сценарий не зависит от конкретной выбранной функции и одинаково реализуется для целого класса отображений. Скорость усложнения поведения траектории характеризуется универсальной константой [8], по-

казывающей, в какой пропорции сокращается интервал между двумя соседними бифуркациями.

При исследовании модели волнообразной кривой воспроизводства волжской севрюги нами обнаружено, что хаос может возникать и помимо широко известного сценария Фейгенбаума после единственной бифуркации с образованием аттрактора подковообразной структуры. Существует набор других нелинейных эффектов, о которых не догадываются специалисты-экологи при исследовании моделей, подобных (2) [9].

Для задач экологии наличие бифуркации означает важную проблему интерпретации результатов моделирования. Ставший бифуркационным параметр модели отражает по мысли разработчика действие какого-то фактора. Качественные изменения в результатах вычислений нужно объяснить с позиций предметной области и формулировать практические выводы о следствиях изменения действия фактора.

Рассматривая эффективность влияния искусственного воспроизводства на состояние осетровых Каспийского моря с использованием (2), можно прийти к выводу, что искусственный выпуск молоди рыб увеличивает амплитуду колебаний численности разных возрастных групп, как показано в вычислительном эксперименте на рис. 1 (здесь и далее обозначения на осях имеют следующий смысл: S — запас, R — пополнение).

Но насколько такой вывод соответствует реальности? В действительности мы наблюдаем только тот факт, что у динамической системы добавился еще один бифуркационный параметр. Множество дискуссий связано с мнением о хорошей применимости моделей динамики популяций, которые могут демонстрировать хаотический режим при изменении некоторого параметра.

На основе одной модели исследователь может сделать вывод о том, что увеличение репродуктивного потенциала популяции приводит к росту амплитуды флуктуаций численности и даже к хаотизации, как это будет при использовании формулы Рикера (2).

Существуют альтернативные формализации зависимости "запас—пополнение", в частности, модель

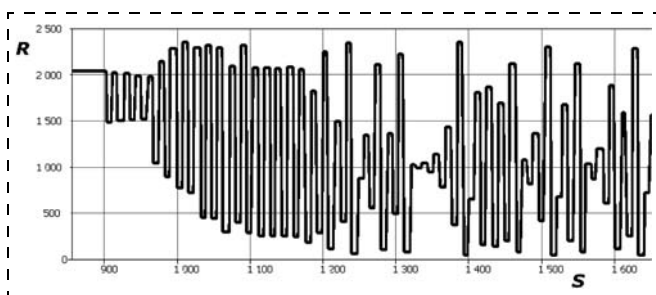


Рис. 1. Хаотизация из-за искусственного воспроизводства по модели (2)

Дж. Шепарда, считающаяся только усовершенствованием модели (2):

$$f(x_{n+1}) = \frac{ax_n}{1 + (x_n/K)^b}. \quad (3)$$

В динамической системе (3) в функцию "запас—пополнение" введен параметр, аналогичный по сути параметру K из уравнения Ферхюльста: ограничение емкости среды, силу действия которого определяет показатель степени b . От значения показателя b зависит, будет ли (3) SU -отображением или итерацией монотонной функции.

Стационарная точка x^* функциональной итерации (3) и критерий ее устойчивости вычисляются следующим образом:

$$x^* = K^b \sqrt{a-1};$$

$$\frac{df(x)}{dx} = \frac{(K^b + x^b)aK^b - ab(Kx)^b}{(K^b + x^b)^2}, \quad \frac{df(x^*)}{dx} = \frac{a - ba + b}{a}.$$

В ограниченном диапазоне значений параметра a , имеющих биологический смысл, бифуркации удвоения периода возникают при изменении показателя степени b . Таким образом, используя вычисления на основе (3), можно обосновать тот факт, что усиление действия лимитирующих факторов среды влечет появление популяционных колебаний.

В случае существования нескольких бифуркационных параметров в компьютерной модели критерий устойчивости аттрактора становится сложной функцией от n переменных. Варьируя коэффициенты, можно получать непредсказуемые выводы.

Экологические рассуждения на основе моделей должны принимать во внимание факт, что итерации некоторого класса функций, удовлетворяющих условиям теоремы Д. Синжера, могут обладать хаотическим поведением, но эти критерии не связаны с реальной предметной областью. Классифицирующим признаком является математическая величина, дифференциальный инвариант Шварца, включающий вторую и третью производные, не имеющий биологического толкования [10].

Особенностью данного класса отображений является глобальность аттрактора, что принципиально ограничивает возможности описания последствий перемен в состоянии экосистем. Очевидно, необходима модель с двумя областями притяжения Ω_1, Ω_2 , но если их гладкая инвариантная граница $\Xi \notin \Omega_1 \cup \Omega_2$, то это аналогично не позволит решить задачу моделирования невынужденных переходов между стационарными состояниями.

Временный хаос в структурно-изменяемой модели популяционной динамики

Задача разработки новых методов представления динамических систем актуальна не только для теории, но и для практических нужд управления экс-

плуатацией биоресурсов. В рамках работ по оценке возможностей восстановления популяций осетровых Каспийского моря автором разрабатывались модели воспроизводства биоресурсов, учитывающие особенности эколого-физиологических стадий развития молоди и отрицательное действие эффекта группы при нересте малочисленного стада на больших площадях [11]. По данным многолетнего мониторинга, установлено, что при сокращении численности S нерестующих особей волжских популяций осетровых (как и некоторых тихоокеанских лососевых) ниже критической Z эффективность нереста резко снижается. В результате была предложена непрерывно-дискретная математическая модель, реализованная в вычислительной среде в форме гибридного автомата на основе системы ОДУ с динамически переопределяемой правой частью. Второе уравнение описывает убыль численности поколения $N(t)$ в раннем онтогенезе, первое — скорость размерного развития:

$$\begin{cases} \frac{dw}{dt} = \frac{g}{N^k(t) + l}, & k < 1; \\ \frac{dN}{dt} = -\alpha w(t)N^2(t) - \Psi\beta N(t), \end{cases} \quad t \in [0, \tau], \quad (4)$$

где α — коэффициент, зависящий от плотности компенсационной смертности; β — коэффициент нейтральной убыли; g — параметр объема доступных кормовых ресурсов; l учитывает ограничение скорости развития, не связанное с плотностью. Функционал

$$\Psi[S] = 1 + \exp(-cS^2) \quad (5)$$

отражает выявленное по данным о воспроизводстве волжской севрюги действие отрицательного эффекта группы, когда при низкой плотности уменьшается вероятность встреч на нерестилищах, что сильно сокращает продуктивность нереста. Исходя из средней популяционной плодовитости λ начальные условия в (4) для последовательных численных решений задачи Коши следующие:

$$N(0) = \lambda S, \quad w(0) = \frac{w_{\max}}{\sqrt{\lambda}}.$$

После завершения этапа уязвимости $[0, \tau]$ выжившие рыбы выходят из-под пресса хищников и переживают адаптацию к морским условиям. В соответствии с экологией анадромных видов осетровых, являющихся высшими звеньями пищевой цепи ихтиоценозов, уже нет необходимости в функционале $\Psi\beta N(t)$, но важен средний набранный вес $w(\tau)$, численность поколения $N(\tau)$ в период начала адаптации. Опишем убыль численности поколения уравнением со структурно изменяемой правой частью:

$$\frac{dN}{dt} = \begin{cases} -\alpha w(t)N^2(t) - \Psi\beta N(t), & t \in [0, \tau]; \\ -\alpha N(\tau)N(t)/w(\tau) - \beta, & t > \tau, \quad w(t) < w_m. \end{cases} \quad (6)$$

Для вычислительного исследования модели (6) реализуем в инструментальной среде AnyLogic гиб-

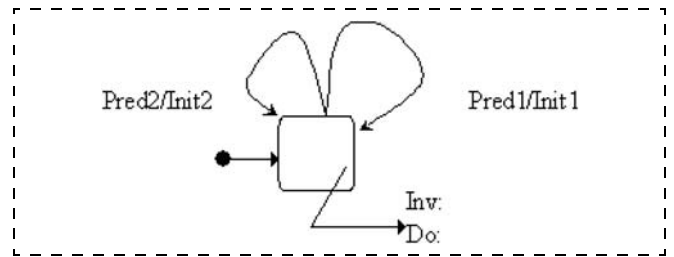


Рис. 2. Гибридный автомат с двумя переходами

ридный автомат (рис. 2), карту состояний с двумя условными переходами.

В примененном подходе переключение автомата с непрерывно-дискретным (гибридным) временем в форме (1) происходит между режимами изменения состояния системы. Каждому из двух переходов сопоставлен набор предикатов $Pred1$ и $Pred2$. За подтверждением истинности предикатов следует инициализация вычислительной задачи, для чего формируются переопределяемые начальные условия $Init$. Режимам изменения численности поколения соответствует набор из двух возможных форм правой части системы ОДУ. Алгоритм контроля предикатов определяет выбор решаемой в данный момент задачи Коши с инициализацией новых начальных условий или останавливает вычисления при достижении граничных значений.

Новая структура модели (6) дополнена функционалом (5) и реализована с применением гибридного времени формы (1), где P_{τ} , L_{τ} — выделяемые события, ограничивающие справа и слева интервалы непрерывного времени.

Гибридная модификация $MG(\{\mathcal{G}\}, \Omega, \psi(S, \lambda))$ классической динамической системы описывает изменение скорости убыли численности поколения в зависимости от условий развития особей. Момент переходов между стадиями вычисляется при определенном уровне размерного развития организма и связан с важными событиями в жизненном цикле, например, началом самостоятельной миграции в русле реки. Данный подход к формированию моделей перспективен при моделировании большого числа процессов в экологии, которые испытывают резкие антропогенные изменения.

Эффект локально-несвязной границы при регулярных аттракторах

Биологическое обоснование модели базируется на теории формирования пополнения и классификации причин смертности в зависимости от плотности особей на пригодных для нереста участках. Концепция зависимости запаса и пополнения У. Рикера и Ф. Нива была расширена с учетом представления теории этапности развития рыб [12].

Реализацией (6) в гибридном автомате была получена функциональная зависимость запаса и пополнения с несколькими нетривиальными стационар-

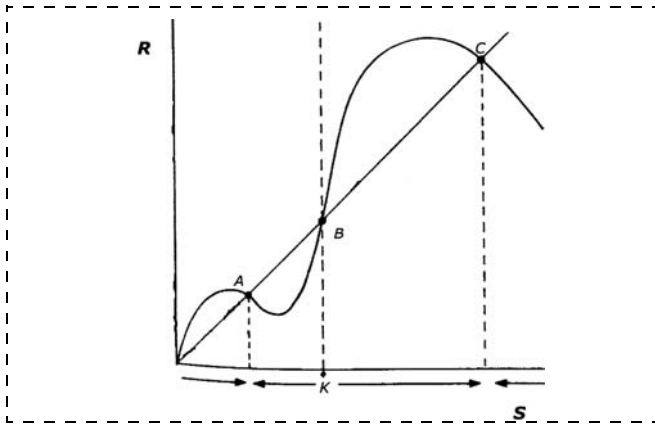


Рис. 3. Эмпирическая функциональная зависимость в воспроизводстве горбуши

ными состояниями. Подобная зависимость отражает наблюдаемое для лососевых Канады явление существования двух возможных уровней численности A и G (рис. 3) [12].

Зависимость на рис. 3 обладает гладкой границей областей со свойством $\psi(\Omega_A) < \psi(K) = B$. Популяция с данной функцией воспроизводства не сможет пересечь неустойчивую стационарную точку B и, таким образом, восстановить свою численность.

Гибридная динамическая система с оператором эволюции в виде новой зависимости имеет два аттрактора, один из которых — точка начала координат. Границы областей притяжения аттракторов оказались локально-несвязными, имеющими структуру канторовского множества [13]. Для новой модели мы наблюдаем неопределенность относительно притяжения траектории к одному из аттракторов. Сдвигая в численном эксперименте начальную точку, мы увидим, что траектория под действием оператора эволюции после длительных хаотических перемещений окажется "притянутой" к другому аттрактору. Значение неопределенности можно измерить специальными численными методами. В вычислительном эксперименте (рис. 4) траектория оказалась в области тривиальной устойчивой точки $(0, 0)$, а не промежуточного равновесия A , как на рис. 3. Модельное развитие событий интерпретируется

для популяции как сценарий стремительной деградации, одного из самых неприятных и регулярно наблюдаемых явлений для современного нерационального и часто хищнического природопользования.

Модель показывает, что при низкой численности популяция испытывает флуктуации с ограниченной амплитудой, но существует перспектива восстановления высокой численности при прекращении промысла. Однако при рассмотрении случая нерационального промысла устойчивая стационарная точка модели исчезнет. Произойдет обратная касательная бифуркация, что будет означать для популяции необратимую деградацию после совсем непродолжительных флуктуаций.

Сценарий "странных аттракторов" не исчерпывает все возможности нерегулярного движения траекторий для популяционных моделей. Не всегда наблюдение хаоса в популяционной динамике будет связано с аттракторами. Если при бифуркации удвоения в сценарии Фейгенбаума стационарная точка теряет устойчивость, то к образовавшемуся циклу притягиваются почти все точки интервала, за исключением самой неустойчивой точки и всех точек, которые под действием функциональной итерации являются ее прообразами. В общем случае могут существовать несколько аттракторов.

В некоторых динамических системах аттракторы оказываются просто точками, а хаотичность связана со сложной (говорят, локально-несвязной или "фрактальной") структурой границ тех областей Ω , откуда притягиваются траектории к альтернативным аттракторам. Границы областей притяжения $\partial\Omega$ могут выглядеть страннее хаотичных аттракторов. Область притяжения может быть разорвана на неупорядоченную структуру малых интервалов несчетным множеством всех прообразов неустойчивых стационарных и циклических точек, составляющих границу области. Граница области — инвариантное множество, и граничная точка p_i под действием оператора эволюции должна отображаться в другую

точку, принадлежащую множеству: $\bigcup_i^{\infty} p_i \in \partial\Omega$.

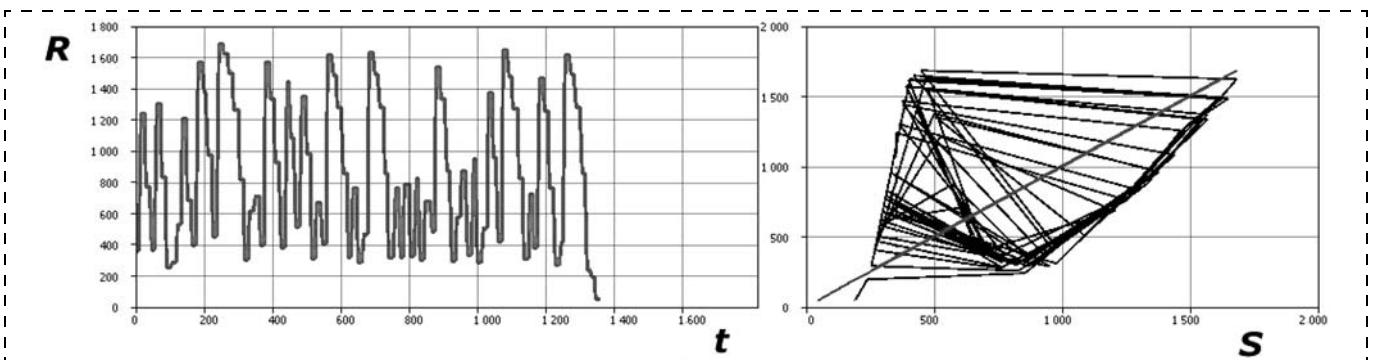


Рис. 4. Непритягивающий хаос в новой модели (временная и фазовая диаграммы)

Заключение

Сопоставляя современные математические результаты нелинейной динамики с экологическими задачами, можно сделать заключение, что модель с образованием хаотического аттрактора в результате каскада бифуркаций выходит за рамки возможностей существенной интерпретации. Использование особенностей перехода к хаосу через каскад удвоений представляется актуальным некоторым авторам в контексте моделирования динамики популяций. Однако тогда нужно предлагать теоретическое обоснование и другим нелинейным эффектам и бифуркациям. Кризисы аттрактора и "окна" периодичности наблюдаются в дискретных популяционных моделях, но они настолько тонкие и происходят так внезапно, что не поддаются объяснению с точки зрения популяционной биологии. Диапазон значения управляющего параметра с хаотическим поведением модели (2) и (3) будет прерываться бесконечным числом окон с циклами всевозможных периодов. Обнаружение для динамической системы периодического окна с циклом периода 3 означает наличие хаотического поведения, что следует из теоремы, доказанной советским математиком А. Н. Шарковским [14] в 1964 г.

Данные экологического мониторинга пока не дают оснований для однозначного заключения по проблеме автоколебаний. Опубликованные в журнале *Science* исследования данных длительных наблюдений показывают, что для короткоцикловых видов характерно постепенное демпфирование флуктуаций [15].

По нашему мнению, наиболее рациональным представляется дифференциация моделей математической биологии в зависимости от особенностей изначально заложенного теоретического базиса и возможности интерпретации результатов. Однозначное определение характера взаимозависимости за-

ложенного в модель теоретического обоснования и наблюдаемых в экспериментах нелинейных эффектов будет способствовать распространению современных информационно-вычислительных методов моделирования.

Работа поддержана грантом РФФИ № 13-07-00925.

Список литературы

1. **Переварюха А. Ю.** Нелинейные модели и особенности оптимизации в задаче системного анализа динамики популяций // Информационные технологии. 2009. № 1. С. 77–82.
2. **Touhey P.** Yet another definition of chaos // Amer. Math. Monthly. 1997. V. 104, N 5. P. 411–414.
3. **Lorenz E. N.** Deterministic Nonperiodic Flow // Journal of the Atmospheric Sciences, 1963. V. 20, N 2. P. 130–141.
4. **Андронов А. А., Витт А. А., Хайкин С. Э.** Теория колебаний. М., 1959. 916 с.
5. **Ландау Л. Д., Лифшиц Е. М.** Теоретическая физика. Гидродинамика. 3-е изд., испр. М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1986. 736 с.
6. **Колесов А. Ю., Розов Н. Х., Садовничий В. А.** Математические аспекты теории развития турбулентности по Ландау // Успехи математических наук, 2008. Т. 63. Вып. 2. С. 21–84.
7. **Ruelle D., Takens F.** On the nature of turbulence // Communication in Mathematical Physics. 1971. V. 20. P. 167–192.
8. **Feigenbaum M. J.** Universal behavior in nonlinear systems // Physica D. 1983. V. 7. N 1–3. P. 16–39.
9. **Переварюха А. Ю.** Новый метод компьютерного моделирования режима переходного хаоса // Информационные технологии. 2010. № 2. С. 18–25.
10. **Singer D.** Stable orbits and bifurcations of the maps on the interval // SIAM journal of applied math. 1978. V. 35. P. 260–268.
11. **Вещев П. В., Гутенева Г. И.** Эффективность естественного воспроизводства осетровых в низовьях Волги в современных условиях // Экология. 2012. № 2. С. 123–128.
12. **Grebogi C., Ott E., Yorke J.** Chaos, strange attractors and fractal basin boundaries in nonlinear dynamics // Science. 1987. V. 238, N 4827. P. 632–638.
13. **Еремеева Е. Ф., Смирнов А. И.** Теория этапности развития и ее значение в рыболовстве // Теоретические основы рыболовства. М.: Наука, 1965. С. 129–138.
14. **Шарковский А. М.** Существование циклов непрерывного преобразования прямой в себя // Украинский математический журнал. 1964. Т. 16. № 1. С. 61–65.
15. **Cornulier T., Yoccoz N. G., Bretagnolle V. et al.** Europe-Wide Dampening of Population Cycles in Keystone Herbivores // Science. 2013. V. 340. P. 63–66.

ИНФОРМАЦИЯ



**Весной 2014 г. в Санкт-Петербурге
на базе ГНЦ РФ ОАО «Концерн «Электроприбор»
состоится конференция и симпозиум:**

- ♦ с 11 по 14 марта 2014 г. — XVI конференция молодых ученых «НАВИГАЦИЯ И УПРАВЛЕНИЕ ДВИЖЕНИЕМ» (XVI КМУ 2014)
- ♦ с 26 по 28 мая 2014 г. — XXI Санкт-Петербургская международная конференция по интегрированным навигационным системам (XXI МКИНС 2014)

Подробную информацию о конференциях см. сайтах:

<http://www.elektropribor.spb.ru/kmu2014/>
<http://www.elektropribor.spb.ru/icins2014/rindex>

УДК 681.51:665.6

М. А. Рылов, аспирант,
Rulmike@mail.ru,
МГТУ "МАМИ",

А. Э. Софиев, д-р техн. наук, проф., зав. кафедрой,
Институт инженеров экологии
и химического машиностроения

Синтез виртуальных анализаторов нефтепродуктов на основе самоорганизующихся карт Кохонена

Описывается подход к синтезу виртуальных анализаторов (ВА) нефтепродуктов на основе самоорганизующихся карт Кохонена. Приведены результаты построения ВА октанового числа стабильного катализатора на установке каталитического риформинга бензина. Выполнено сравнение полученных результатов и лабораторных данных.

Ключевые слова: самоорганизующиеся карты Кохонена, виртуальные анализаторы нефтепродуктов, каталитический риформинг, стабильный катализатор, октановое число

Введение

Одной из основных проблем, стоящих перед современной нефтеперерабатывающей промышленностью, является повышение качества основных видов нефтепродуктов и экономической эффективности их производства. Достижение данных целей возможно не только путем модернизации самих нефтеперерабатывающих установок, но и систем диспетчеризации и управления технологическими процессами.

В большинстве случаев оперативное управление технологическими процессами осуществляется на основе сбора и первичной обработки данных, включающих в себя результаты применения измерительных средств и комплексов (как правило, входящих в структуру АСУ ТП), а также лабораторные анализы промежуточной и товарной продукции [1, 2]. Обеспечение контроля качества на всем цикле производства продукции позволяет избежать ситуаций, когда брак выявляется только на завершающей стадии производства или на складе готовой продукции. И чем раньше будет известно о нарушении качественных показателей, тем меньше будут возможные издержки от потери качества. Кроме того, наличие оперативного контроля позволяет в течение длительного времени поддерживать стабильно заданное качество, т. е. обеспечивать регулируемый выпуск однородной продукции.

К сожалению, результаты анализов, проводимых средствами заводских лабораторий, как правило, не обладают необходимым уровнем полноты и оперативности (один раз в смену или даже в сутки). Отсутствие информации по качеству, соответствующей текущему режиму технологического процесса, а также отсутствие точных количественных соотношений для корректного управления процессом вынуждает операторов поддерживать режимы, обеспечивающие большой запас по качеству продуктов, тем самым повышая расход сырья и энергии и увеличивая стоимость конечного продукта.

Применение on-line анализаторов существенно повышает своевременность контроля состояния материальных потоков, однако стоимость таких приборов весьма велика, и они требуют регулярного высококвалифицированного обслуживания.

Решение указанных проблем возможно при использовании виртуальных анализаторов нефтепродуктов [3, 4]. Виртуальные анализаторы (ВА) — это программно-алгоритмический комплекс, позволяющий компенсировать недостаточность априорной информации о процессе. Они могут применяться для прогнозирования редко измеряемых показателей процесса, дублирования отдельных измерительных средств в целях оперативного контроля их возможных неисправностей, определения необходимости проведения калибровки и т. п.

В данной статье описывается подход к синтезу ВА нефтепродуктов на основе самоорганизующихся карт Кохонена.

Этапы построения виртуальных анализаторов нефтепродуктов

Можно выделить четыре этапа в построении ВА сложных нефтехимических технологических процессов (ТП):

1. Определение и сбор необходимых исходных данных.
2. Предварительная обработка исходных данных.
3. Синтез ВА.
4. Компьютерная апробация ВА.

Рассмотрим каждый из этих этапов более подробно.

Определение и сбор необходимых исходных данных.

На первом этапе необходимо определиться с теми данными, которые необходимы для построения ВА. Так, для ВА качества бензина каталитического риформинга необходимы две группы данных:

- данные по качеству стабильного катализатора;
- данные технологического режима.

Контроль качества нефтепродуктов, получаемых на установках большинства нефтеперерабатывающих заводов (НПЗ), осуществляется по анализам качества проб, отбираемых раз в вахту или в сутки. Ввод результатов анализов в лабораторную информационную систему (ЛИС) осуществляется вручную, после чего они становятся доступны службам завода.

Если с первой группой данных все более или менее понятно, то со второй группой связана проблема отбора необходимых показателей из множества имеющихся. Для решения этой проблемы необходимо обратиться к регламенту технологического процесса и опытным технологам для выявления наиболее важных факторов, влияющих на процесс. В первую очередь к ним относятся температуры, давления и расходы на входах и выходах, а также внутри аппаратов технологической схемы.

После того, как выделены основные переменные технологического процесса, возникает проблема сбора данных по ним. В общем случае сбор данных может стать отдельной нетривиальной проблемой из-за разнородности различных систем АСУ ТП [5]. Выходом из данной ситуации может быть построение системы ВА на базе единой информационной системы предприятия, например, такой как PI System [6, 7]. Это позволяет не только упростить сбор и хранение технологической информации, но и объединить другие системы завода в единое информационное пространство. Благодаря широкому распространению PI System на НПЗ этот подход может быть с легкостью применен на заводах таких фирм, как ТНК-ВР, Лукойл, Сибур, Роснефть и др. Наличие большого числа инструментов программного взаимодействия с PI System позволяет разрабатывать свое программное обеспечение (ПО) для построения ВА или использовать встроенные вычислительные средства (PI-ACE) [6, 7].

Предварительная обработка исходных данных. Собранные в результате данные, как правило, необходимо обработать: отредактировать пропуски и аномальные выбросы, устранить противоречия и т. д. Для подготовки данных по массиву значений каждого технологического параметра выполняются следующие действия:

- контроль "замерзания" показаний датчика по постоянству их значений;
- оценка стабильности показаний датчика по максимально допустимым приращениям соседних значений;
- отсеивание импульсных помех, оценка стабильности показаний, проверка по границам, расчет среднего значения.

Критерием "замерзания" показаний является постоянство их значений на установленном периоде времени. Если равны подряд идущие показания, делается вывод о "замерзании" показаний.

Если "замерзания" не обнаружено, рассчитываются приращения соседних показаний.

Критерием нестабильности показаний датчика является превышение рассчитанными приращениями

допустимого значения на одном шаге, установленно-го для каждого датчика. Критерием импульсной помехи является наличие недопустимых приращений разных знаков у текущего и предыдущего показаний. При этом текущее показание отсеивается.

Оставшиеся показания проверяются по границам, значения, удовлетворяющие границам, усредняются. В результате получается отфильтрованное текущее значение параметра.

Полученные текущие значения используются далее при построении ВА.

Синтез виртуальных анализаторов нефтепродуктов. Авторами предложен алгоритм построения ВА нефтепродуктов на основе самоорганизующихся карт Кохонена (СОК). Данная структура позволяет проводить автоматическую кластеризацию исходной выборки данных, разбивая ее на группы схожих данных. Применяя затем метод факторного анализа, для точек одного кластера мы получаем алгоритм, который в любой выбранный для анализа момент времени каждый раз создает новый ВА (вместо аппроксимации реального процесса во времени).

Компьютерная апробация виртуальных анализаторов. Для апробации ВА было разработано специализированное программное обеспечение [8]. Оно позволяет оценить адекватность синтезированного ВА. Для оценки предлагается использовать следующие критерии:

- для оценки степени взаимосвязи рассчитанных и лабораторных значений показателей качества — среднеквадратичное отклонение прогнозов от лабораторных анализов и коэффициент корреляции между ними;
- для оценки пригодности ВА для целей контроля или управления — долю абсолютных отклонений прогнозов от анализа, превышающих критический порог.

Ключевым этапом является этап синтеза ВА. Поэтому рассмотрим его более подробно.

Самоорганизующиеся карты Кохонена

Т. Кохонен предложил (1982 г.) нейросетевую архитектуру для автоматической кластеризации. Основной принцип работы сетей — введение в правило обучения нейрона информации относительно его расположения. Сигнал в такую нейросеть поступает сразу на все нейроны, а веса соответствующих синапсов интерпретируются как координаты положения узла, и выходной сигнал формируется по принципу "победитель забирает все", т. е. ненулевой выходной сигнал имеет нейрон, ближайший (в смысле весов синапсов) к подаваемому на вход объекту. В процессе обучения веса синапсов настраиваются таким образом, чтобы узлы решетки располагались в местах локальных сгущений данных, т. е. описывали кластерную структуру облака данных, причем связи между нейронами соответствуют отношениям соседства между соответствующими кластерами в пространстве признаков.

Выбор структуры и обучение карты Кохонена

Сеть Кохонена состоит из M нейронов, образующих прямоугольную решетку на плоскости — слой.

К нейронам, расположенным в одном слое, представляющем собой двумерную плоскость, подходят синапсы, по которым поступает N -мерный входной сигнал. Каждый нейрон характеризуется своим положением в слое и весовым коэффициентом. Положение нейронов, в свою очередь, характеризуется некоторой метрикой и определяется топологией слоя, при которой соседние нейроны во время обучения влияют друг на друга сильнее, чем расположенные дальше. Наличие связей между нейронами приводит к тому, что при возбуждении одного из них можно вычислить возбуждение остальных нейронов в слое, причем это возбуждение уменьшается с увеличением расстояния от возбужденного нейрона. Поэтому центр возникающей реакции слоя на полученное раздражение соответствует месту положению возбужденного нейрона. Изменение входного обучающего сигнала приводит к максимальному возбуждению другого нейрона и, соответственно, к другой реакции слоя.

Несмотря на то, что СОК изначально были описаны в нейросетевом языке, нам будет удобно рассматривать такие карты как двумерные сетки узлов. Т. Кохонен рассматривал два варианта соединения узлов — с прямоугольной и гексагональной сеткой. В прямоугольной сетке каждый узел соединен с четырьмя соседними, а в гексагональной — с шестью ближайшими узлами. Шестиугольные ячейки более корректно отображают расстояния между объектами на карте, так как для этих ячеек расстояния между центрами смежных ячеек одинаковы. Поэтому чаще применяют шестиугольные ячейки (рис. 1).

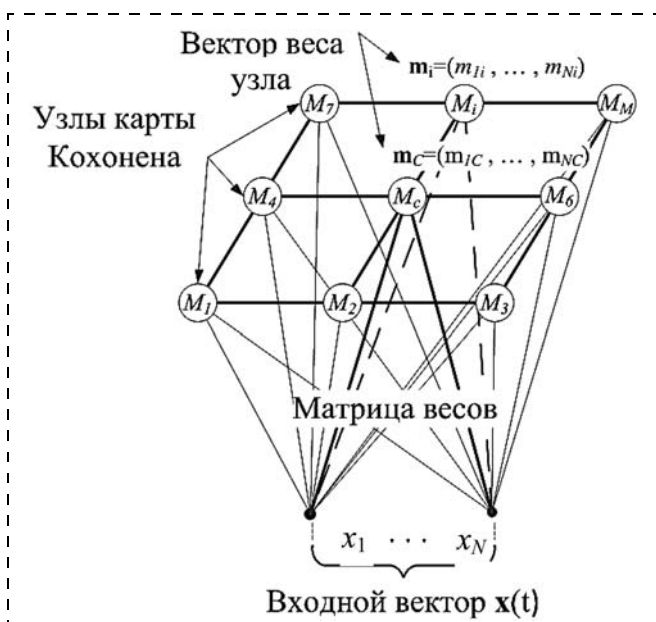


Рис. 1. Топология СОК

Для двух таких сеток процесс построения СОК отличается лишь в том месте, где перебираются ближайшие к данному узлу соседи.

Карта Кохонена обучается методом последовательных приближений. В процессе обучения карты на вход подается случайно выбранный вектор данных, но карта при этом подстраивается не под эталонное значение выхода, а под закономерности во входных данных. Начинается обучение с выбора случайным образом весовых коэффициентов узлов карты. Рассмотрим один из возможных алгоритмов обучения СОК.

Пусть t — номер итерации цикла.

1. Выбираем случайный вектор $\mathbf{x}(t)$ из набора входных значений.

2. Находим расстояние от $\mathbf{x}(t)$ до всех векторов веса узлов карты. Ищем ближайший по весу узел $M_c(t)$, наиболее близкий к входному значению $\mathbf{x}(t)$ (Best Matching Unit (BMU)):

$$\|\mathbf{x}(t) - \mathbf{m}_c(t)\| \leq \|\mathbf{x}(t) - \mathbf{m}_i(t)\|$$

для любого $\mathbf{m}_i(t)$, где $\mathbf{m}_i(t)$ — вектор веса узла $M_i(t)$, $\mathbf{m}_c(t)$ — вектор веса узла $M_c(t)$.

В случае, если указанному условию удовлетворяют несколько узлов, то узел-победитель выбирается случайным образом.

3. Этот узел перемещается на заданный шаг по направлению к $\mathbf{x}(t)$. Однако узел перемещается не один, а увлекает за собой определенное число ближайших узлов из некоторой окрестности на карте. Поясним сказанное: если радиус окрестности равен 1, то вместе с ближайшим узлом по направлению к $\mathbf{x}(t)$ двигаются 4 его соседа по карте, в случае прямоугольной сетки, и 6 соседей, в случае гексагональной сетки. Настройку карты можно разбить на два этапа — этап грубой и этап тонкой настройки. На первом этапе выбираются большие значения окрестностей, и движение узлов носит коллективный характер — в результате карта грубым образом отражает структуру данных; на этапе тонкой подстройки радиус окрестности лежит в диапазоне 1...2, и настраиваются уже индивидуальные положения узлов. Характер движения задается так называемой функцией соседства (neighborhood functions) $h_{ci}(t)$, которая определяет "меру соседства" узлов M_i и M_c и изменение векторов веса. Функция соседства должна постепенно уточнять их значения, сначала у большего числа узлов и сильнее, потом у меньшего числа узлов и слабее. Часто в качестве функции соседства используется гауссовская функция.

4. Пересчитывается вектор весов по формуле

$$\mathbf{m}_i(t) = \mathbf{m}_i(t-1) + h_{ci}(t)(\mathbf{x}(t) - \mathbf{m}_i(t-1)).$$

5. Алгоритм повторяется определенное число тактов или пока карта не достигнет заданной точности аппроксимации данных. Ошибка карты может быть рассчитана по формуле

$$\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \|\mathbf{x}_i - \mathbf{m}_c\|^2}.$$

Уже обученная СОК может использовать для восстановления пропущенных данных. Допустим, объект имеет следующие значения признаков: $\mathbf{X} = (\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_{k-1}, @, \xi_{k+1}, \xi_m)$, где @ — неизвестное значение признака ξ_k .

Пусть значения признаков объекта известны полностью: $\mathbf{Y} = (\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_m)$. Тогда найдем кратчайшее расстояние между \mathbf{X} и \mathbf{Y} .

Для вычисления расстояний можно просто приравнять к нулю значение k -го признака объектов \mathbf{X} и \mathbf{Y} . Тогда, например, в случае евклидова расстояния получаем формулу для вычисления расстояния:

$$d(\mathbf{X}, \mathbf{Y}) = \sqrt{\sum_{\substack{i=1 \\ \xi_i = @}}^m (\xi_i - \eta_i)^2}$$

Тогда можно предложить следующий алгоритм для восстановления пропущенных данных или прогнозирования, например, редко измеряемых величин:

- обучаем СОК по набору архивных данных;
- берем вектор $\mathbf{X} = (\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_{k-1}, @, \xi_{k+1}, \xi_m)$ и отбрасываем в нем пропущенные признаки. Если было пропущено, например, значение режима, то мы восстановим его, если же в векторе \mathbf{X} пропущено значение редко измеряемого параметра, то фактически мы получим его прогноз;
- находим ВМУ. Пусть это узел M_c . Тогда значение k -й координаты вектора веса \mathbf{m}_c узла M_c и будет искомым значением. При этом точность восстановления (прогнозирования) будет зависеть от числа узлов на карте. Карта с большим числом узлов позволяет квантовать данные точнее, и получается более точная модель нелинейной регрессии.

Точность ВА можно повысить, если строить ВА по данным из одной области Вороного. Для любого центра множества точек $\{A\}$ можно указать область пространства, все точки которой ближе к данному центру, чем к любому другому центру системы. Такая область называется *многогранником Вороного* или *областью Вороного* (рис. 2).

Таким образом, область Вороного V_i для узла карты i — это набор векторов $\{x_1, \dots, x_n\}$, для которых вектор весов \mathbf{m}_i ближайший:

$$V_i = \{x \mid \|\mathbf{m}_i - x\| < \|\mathbf{m}_j - x\|, \forall j, j \neq i\}$$

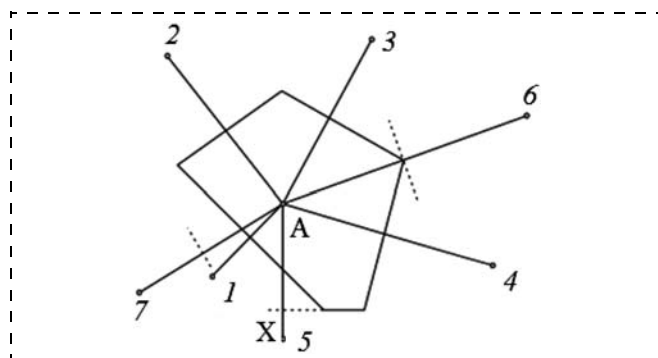


Рис. 2. Двухмерная область Вороного

Области Вороного обеспечивают разделение входных данных на непересекающиеся наборы. Каждый набор содержит точки, которые находятся близко друг к другу в исходном пространстве. Множество линейных моделей, полученных в этих областях, в общем описывают нелинейную модель системы. Каждая модель основывается только на локальном наборе данных V_i . Для построения модели в области Вороного можно использовать метод главных компонент.

Применение синтезированного виртуального анализатора для определения октанового числа стабильного катализата

Установка каталитического риформинга является обязательным звеном любого современного НПЗ. Назначение данного процесса — получение высокооктанового компонента автомобильных бензинов, ароматизированного концентрата для производства индивидуальных ароматических углеводородов и технического водорода в результате каталитических превращений бензиновых фракций.

Для построения ВА октанового числа (ОЧ) стабильного катализата были использованы 79 технологических переменных и соответствующие им по времени отбора проб показания октанового числа полученного бензина. Блок-схема алгоритма расчета показателей качества приведена на рис. 3.

Выборка, состоящая из 451 точки, была разделена на обучающую и тестовую в соотношении 9:1. Для получения модели была сформирована и обучена сеть Кохонена размерностью 10×2 с прямоугольной сеткой. Ошибка аппроксимации карты составила 19,98. Затем данные обучающей выборки были разбиты на области Вороного. На рис. 4 показана диаграмма распределения обучающей выборки по узлам полученной карты.

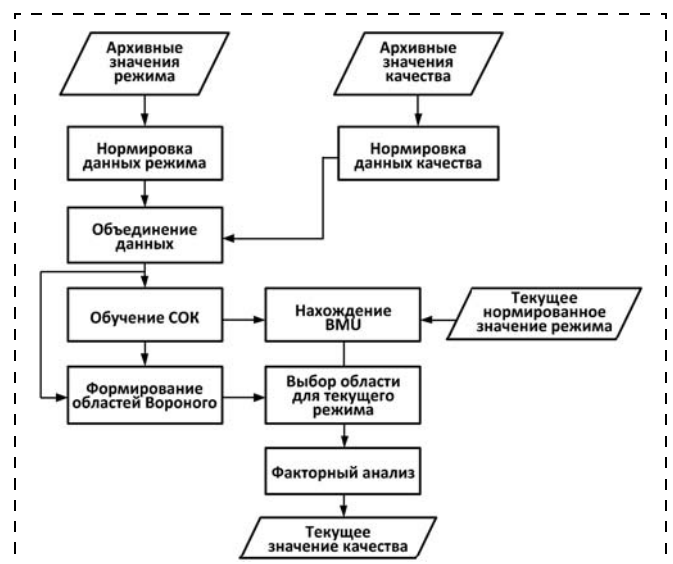


Рис. 3. Блок-схема алгоритма построения ВА на основе карт Кохонена

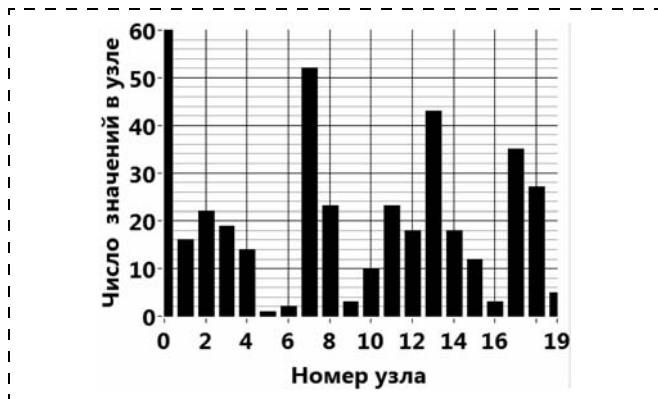


Рис. 4. Диаграмма распределения обучающей выборки по узлам карты



Рис. 5. Работа ВА на обучающей выборке

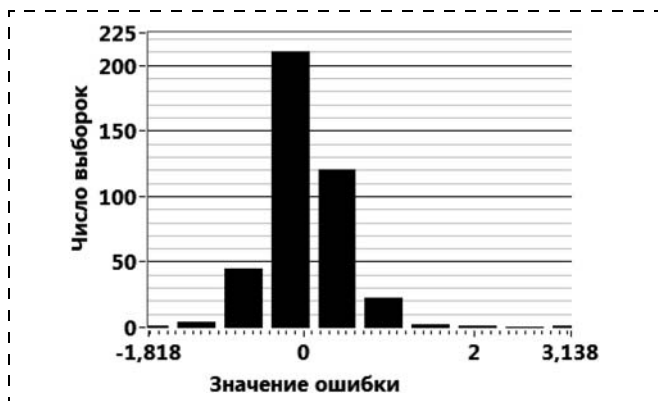


Рис. 6. Гистограмма распределения абсолютной ошибки между расчетными и лабораторными данными (обучающая выборка)

Таблица 1
Показатели адекватности ВА

Показатель	Значение
Среднее значение ошибки	0
Максимальная абсолютная ошибка	3,39
Дисперсия ошибки	0,2
СКО прогнозов от анализов	0,2
Корреляция анализов и прогнозов	0,84

Таблица 2
Показатели адекватности ВА

Показатель	Значение
Среднее значение ошибки	0,01
Максимальная абсолютная ошибка	1,46
Дисперсия ошибки	0,18
СКО прогнозов от анализов	0,18
Корреляция анализов и прогнозов	0,87

Адекватность ВА была проверена на обучающей выборке. Результаты представлены на рис. 5.

Также была построена гистограмма распределения абсолютной ошибки между расчетными и лабораторными данными ОЧ (рис. 6) и рассчитаны основные показатели адекватности ВА (табл. 1).

Затем в соответствии с алгоритмом ВА был проверен на тестовой выборке (рис. 7), построена гистограмма распределения абсолютной ошибки между расчетными и лабораторными данными (рис. 8) и рассчитаны основные показатели адекватности ВА (табл. 2).

Сравнение расчетных данных, полученных на основе ВА нефтепродуктов, и реальных измерений октанового числа стабильного катализа, гистограмма распределения ошибки и показатели адекватности моделирования позволяют судить о высокой степени адекватности ВА. Для повышения точности ВА нефтепродуктов можно увеличить число узлов карты Кохонена и увеличить число выборок для обучения карты. Увеличение числа узлов позволит разбить на большее число областей Вороного, а увеличение обучающей выборки в каждой такой области позволит повысить точность факторного анализа.

Расчеты показателей качества по полученным ВА нефтепродуктов позволят проводить фильтрацию лабораторных анализов и отсеивать те из них, кото-



Рис. 7. Работа ВА на тестовой выборке

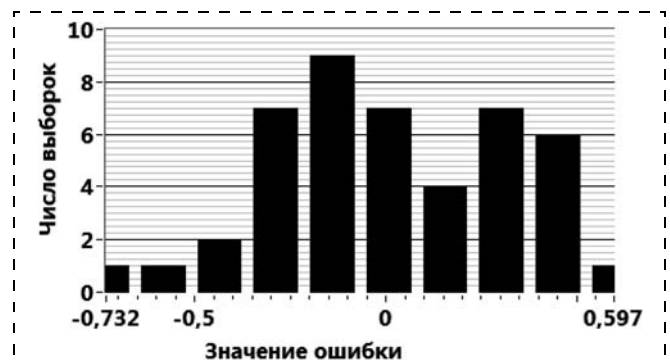


Рис. 8. Гистограмма распределения абсолютной ошибки между расчетными и лабораторными данными (тестовая выборка)

рые были выполнены со значительной погрешностью или были введены в ЛИС с ошибками. Операторы установок получают возможность проанализировать причины изменения качества за заданный промежуток времени и в соответствии с этим оперативно предпринимать соответствующие действия по компенсации возмущений. Руководство завода получит возможность оперативно отслеживать изменения в качестве отбираемых нефтепродуктов, контролировать величину и продолжительность нарушений, если они имели место.

Список литературы

1. Федоров Ю. Н. Основы построения АСУТП взрывоопасных производств. В 2-х томах. Т. 2. "Проектирование". М.: СИНТЕГ, 2006. 612 с.
2. Леффлер Уильям. Л. Переработка нефти. — 2-е изд., пересмотренное: Пер. с англ. М.: ЗАО "Олимп-Бизнес", 2004. 224 с.
3. Bauer M., Craig I. K. Economic assessment of advanced process control — A survey and framework // Journal of Process Control. 2008. V. 18. P. 2—18.
4. Asawachatroj A., Banjerdpongchai D. Analysis of Advanced Process Control Technology and Economical Assessment Improvement // Engineering Journal. 2012. V. 16. Is. 4.1. P. 1—4.
5. Рылов М. А., Софиев А. Э. Построение модели качества продукции на основе данных единого информационного пространства предприятия // Приборы. 2012. № 10. С. 23—29.

6. **Официальный** сайт компании ООО "Индасофт". URL: <http://www.indusoft.ru>
7. **Официальный** сайт компании ООО "OSIsoft". URL: <http://www.osisoft.com>
8. Рылов М. А. Программный комплекс для мониторинга и расчета показателей качества продукции в темпе с технологическим процессом // Сб. тр. 10 Междунар. науч.-практ. конф. "Инженерные, научные и образовательные приложения на базе технологий "National Instruments — 2011" (Москва 8—9 декабря 2011 г.). М.: ДМК-пресс, 2011. С. 220—221.
9. Esa Alhoniemi, Jaakko Hollm, Olli Simula and Juha Vesanto. Process Monitoring and Modeling using the Self-Organizing Map. Helsinki University of Technology, Laboratory of Computer and Information Science, P. O. Box 2200, FIN-02015 HUT, Finland, 3rd July 1997.
10. Jonathon Shlens. A Tutorial on Principal Component Analysis. Center for Neural Science, New York University, New York City, NY 10003-6603 and Systems Neurobiology Laboratory, Salk Institute for Biological Studies La Jolla, CA 92037, 2009.
11. Kohonen T., Oja E., Simula O., Visa A., Kangas J. Engineering applications of the self-organizing map // Proc. of the IEEE. 84(10): 1358-1384. October 1996.
12. ГОСТ 511—82. Топливо для двигателей. Моторный метод определения октанового числа. 01.10.2001 переиздание с изм. 1.
13. Дубров А. М., Мхитарян В. С., Трошин Л. И. Многомерные статистические методы: Учебник. М.: Финансы и статистика, 2003. 352 с.
14. Зиновьев А. Ю. Визуализация многомерных данных. Красноярск: Изд. Красноярского государственного технического университета, 2000. 180 с.
15. Шумейко А. А., Сотник С. Л. Интеллектуальный анализ данных (Введение в Data Mining). Днепропетровск: Белая Е. А., 2012. 212 с.

УДК 621.923

Б. М. Бржозовский, д-р техн. наук, проф.,
зав. кафедрой,
bmbars85@mail.ru,

О. В. Захаров, д-р техн. наук, проф.,
zov17@mail.ru,

Саратовский государственный
технический университет

Модель контроля отклонений формы заготовок на шлифовальных станках с неподвижными опорами

Разработана модель контроля отклонений формы заготовок на шлифовальных станках с неподвижными опорами. Показана возможность применения модели для управления точностью обработки на основе результатов измерения.

Ключевые слова: контроль, отклонения формы заготовок, бесцентровое шлифование, наладка шлифовальных станков

Введение

В современном машиностроении наблюдается постоянное повышение требований к точности размеров, формы и расположения поверхностей деталей. В связи с этим особую актуальность приобретает управление точностью обработки. Вопросы, связанные с созданием систем управления качеством

обработки, достаточно изучены [1—3]. Вместе с тем, эффективность управления во многом зависит от достоверности получаемой информации по результатам контроля размеров заготовок. Для прецизионных деталей, например подшипников качения, наиболее сложно обеспечить регламентированные значения отклонения от круглости, составляющие 0,0003...0,002 мм. Это во многом обусловлено существенным влиянием технологической наследственности, которую необходимо учитывать при шлифовании на неподвижных опорах.

Применяемое на финишных операциях оборудование представляет собой станки-автоматы, которые следует отнести к слабоуправляемым системам. Организация управления по выходным параметрам с помощью обратной связи в данном случае затруднительна. Более того, бесцентровые шлифовальные станки на неподвижных опорах моделей *SIW-5* и *SWaAGL-50* имеют ограниченные возможности по изменению не только геометрической наладки, но и режимов резания [4, 5]. Вместе с тем, статическая настройка на размер таких станков более сложна ввиду нежестких кинематических связей и силового замыкания контакта между заготовкой, инструментом и базирующими элементами станка. При этом возникающие погрешности базирования зависят как от параметров наладки станков, так и от исходной погрешности геометрии заготовок.

Важное место в проблеме обеспечения малых отклонений формы занимает уменьшение колебаний в технологической системе. Основной вклад вносит колебание шпиндельной группы элементов, связанных с инструментом. Существенное значение также имеет перенос волнистости шлифовального круга на поверхность заготовки и учет следов, оставшихся от предшествующей обработки [3, 7]. Выявление этих погрешностей на этапе измерения позволяет оптимизировать процесс обработки введением подналадки.

Постановка задачи контроля

Измерительная задача при исследовании процесса образования погрешностей формы в условиях технологического наследования состоит в том, чтобы построить измерение не собственно величины, а процесса. Поэтому формообразование необходимо описывать в виде траектории относительного движения, которую можно условно разделить на номинальную и возмущенную (определяющую появление погрешностей поверхности). Тогда возникают два вопроса: минимизация методической составляющей погрешности измерения и получение в процессе измерения информации о наследуемой составляющей погрешности. Решение этих проблем связано как с разработкой методов и средств измерений, так и с выбором эффективных методик обработки измерительной информации. Отличительная особенность измерения в процессе обработки состоит в том, что, стремясь сократить метрологическую размерную цепь, за измерительную базу принимают непосредственно обрабатываемую поверхность. Это приводит к использованию трехточечной схемы контроля, где измеряются не радиусы заготовки, а разности между ее последовательными положениями.

Управление точностью обработки на шлифовальных станках с неподвижными опорами, прежде всего, имеет своей целью обеспечение максималь-

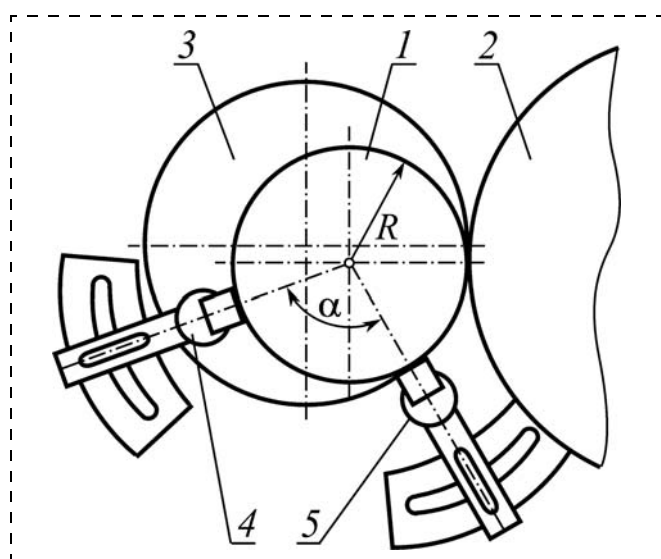


Рис. 1. Базирование при шлифовании на неподвижных опорах

ного исправления отклонений формы заготовок в поперечном сечении. Решение данной задачи выполняется на основе оптимальной наладки станка по параметрам, задающим относительное положение заготовки 1, шлифовального круга 2 и базирующих элементов — планшайбы 3 с магнитным прижимом и двух неподвижных опор 4, 5 (рис. 1). Основная сложность заключается в том, что отклонения формы заготовок имеют стохастический характер, и найти априори наилучшую наладку не представляется возможным. Поэтому целесообразно осуществлять наладку шлифовального станка на определенную партию заготовок по результатам статистического моделирования [8]. Такой подход требует значительного объема предварительных измерений поперечного сечения заготовок с последующим проведением гармонического анализа. Это существенно увеличивает время на подготовку станка к работе и в ряде случаев экономически не оправдано.

Известна схема бесцентрового измерения на призме с помощью датчика малых линейных перемещений [9, 10], которая с успехом может быть реализована на шлифовальном станке с неподвижными опорами. Таким образом, удастся автоматизировать процесс контроля непосредственно на обрабатывающем оборудовании с минимальными затратами и обеспечить выполнение основных принципов измерения за счет единой схемы базирования. Вместе с тем, метод бесцентрового измерения имеет определенные особенности применения, описанию которых и посвящена данная статья.

Известная математическая модель бесцентрового измерения, описанная в работе [9], предполагает неизменность точек контакта детали с гранями призмы в процессе контроля. При этом полученные зависимости справедливы только для отдельных гармоник, не учитываются их начальные фазы, что нарушает принцип суперпозиции. Поэтому разработана более корректная модель измерения, ориентированная на использование численных методов анализа и компьютерную поддержку с визуализацией процесса контроля.

Математическая модель контроля

Основная особенность бесцентрового измерения состоит в том, что показания датчика связаны со значением фактического отклонения формы заготовки нелинейной зависимостью, т. е. имеется систематическая погрешность. Эта погрешность обусловлена самой схемой измерения и не может быть исключена конструктивно или математически, но может быть минимизирована. Сущность процесса измерения состоит в том, что деталь базируется на опорах, как правило, по самой измеряемой поверхности. Поэтому погрешность базирования приводит к изменению положения центра профиля и, соответственно, расстояния до измерительного датчика. Эти изменения датчик воспринимает так же, как и отклонения формы заготовки. При фиксированных

значениях угла призмы и положения датчика имеется различная погрешность измерения для гармонических составляющих профиля детали. Поскольку профиль детали описывается суперпозицией гармоник с различными амплитудами и начальными фазами, то минимизация систематической погрешности измерения представляет собой сложную математическую задачу.

Математическое описание процесса измерения рассматривается в три этапа: нахождение центра средней окружности профиля после базирования (для каждого текущего положения), определение радиусов измеренных датчиком точек профиля при вращении, расчет отклонения от круглости по измеренным точкам и гармонический анализ (рис. 2, 3).

В работе [10] показано, что поперечный профиль детали наилучшим образом описывается тригонометрическим полиномом. Значения амплитуд и начальных фаз гармоник получают на основе гармонического анализа профилей деталей. Поэтому возможно смоделировать как профиль конкретной детали, так и профили заданной партии деталей с некоторым законом распределения. В полярной системе координат профиль задается следующим образом:

$$r = R + \sum_{n=2}^p a_n \cos(n\varphi - \varphi_n), \quad (1)$$

где R — радиус средней окружности; a_n, φ_n — амплитуда и начальная фаза n -й гармоники; p — наибольшее число гармоник; φ — полярный угол.

На первом этапе определяют погрешность базирования, которая представляет собой отклонение фактически достигнутого положения детали с центром O_1 от положения O номинально цилиндрической детали радиуса R без отклонения формы. Базирующие неподвижные опоры шлифовального станка можно представить как призму с углом α (рис. 2). В зависимости от конструктивного испол-

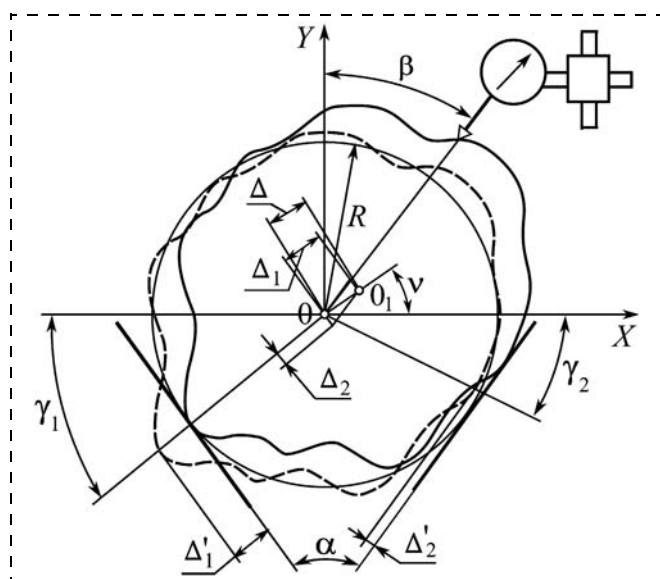


Рис. 2. Алгоритм контроля отклонений формы заготовок

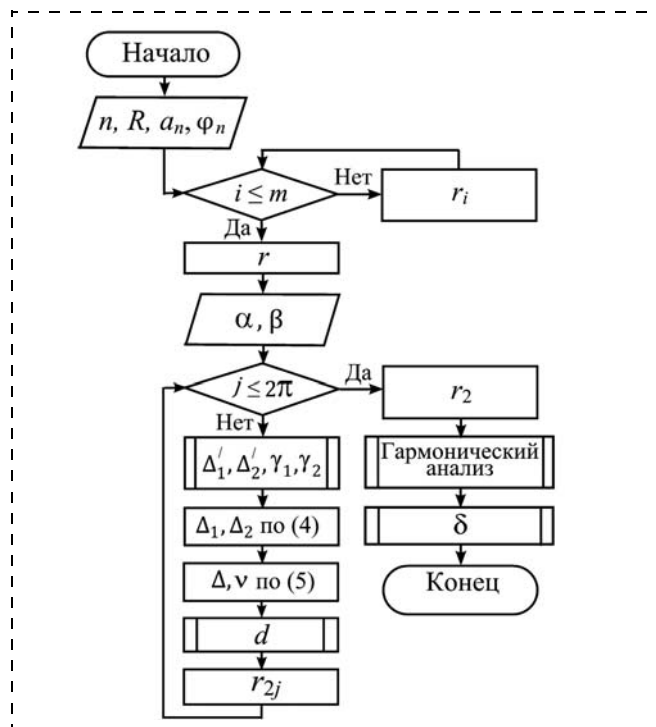


Рис. 3. Схема контроля отклонений формы заготовок

нения опоры станка могут быть плоскими или в виде призмы, а регулирование их положения выполняется крестовым перемещением стола или перемещением по круговому пазу.

Уравнение прямолинейной грани призмы в полярной системе координат имеет вид

$$r_1 = R/\cos(\lambda - \varphi), \quad (2)$$

где λ — угол, задающий перпендикуляр к грани (для левой грани $\lambda_1 = 180^\circ + \alpha/2$; для правой грани $\lambda_2 = 360^\circ - \alpha/2$).

Точками контакта детали с гранями призмы будут точки на профиле, которые наиболее близко расположены к граням призмы. Найдем зазор Δ' и полярный угол γ между гранью и деталью в исходном положении с помощью численной процедуры:

$$\Delta' = \{r - r_1\} \rightarrow \max. \quad (3)$$

По результатам нахождения максимума функционала (3) определяются углы γ_1, γ_2 и зазоры Δ'_1, Δ'_2 для каждой грани призмы при текущем угле поворота.

Считаем, что деталь одновременно и постоянно находится в точечном контакте с обеими гранями призмы. Поэтому при отклонении формы в точках контакта деталь смещается по направлениям углов γ_1 и γ_2 , а фактическое смещение происходит вдоль граней призмы. Таким образом, деталь последовательно перемещается по граням призмы на величины Δ_1 и Δ_2 , которые представляют собой проекции Δ'_1 и Δ'_2 :

$$\begin{cases} \Delta_1 = \Delta'_1 [\sin(\gamma_1 + \alpha/2) + \cos(\gamma_1 + \alpha/2)\text{ctg}\alpha]; \\ \Delta_2 = \Delta'_2 [\sin(\gamma_1 + \alpha/2) + \cos(\gamma_1 + \alpha/2)\text{ctg}\alpha]. \end{cases} \quad (4)$$

Положение центра O_1 детали после базирования находится векторным сложением смещений Δ_1 и Δ_2 :

$$\left. \begin{aligned} \Delta &= \sqrt{\Delta_1^2 + \Delta_2^2 - 2\Delta_1\Delta_2\cos\alpha}; \\ v &= \arctg[(\Delta_1 + \Delta_2)\operatorname{tg}\alpha/2(\Delta_1 - \Delta_2)]. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

На втором этапе определяем радиусы r_2 измененных точек профиля детали после базирования. Исходными данными являются координаты (Δ, v) центра средней окружности профиля, полученные на первом этапе, и радиусы r точек профиля детали.

Вначале следует пересчитать координаты профиля детали в декартову систему координат с учетом смещения центра:

$$\left. \begin{aligned} x_i &= r\cos\varphi + \Delta\cos v; \\ y_i &= r\sin\varphi + \Delta\sin v. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Для определения зависимости между радиус-векторами r_2 и r целесообразно воспользоваться численным методом. Так как измерительный датчик может перемещаться только вдоль прямой, заданной углом β , то он регистрирует точку, наиболее близко расположенную к данной прямой. Поэтому задача сводится к поиску точки профиля, имеющей кратчайшее расстояние d до прямой перемещения датчика:

$$d = |y_i - x_i\operatorname{tg}\beta|/\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2\beta} \rightarrow \min, \quad (7)$$

где x_i, y_i — декартовы координаты i -й точки профиля детали.

По результатам минимизации функционала (7) находятся радиусы r_2 для каждого текущего углового положения детали при вращении.

В результате расчетов по формулам (1)—(7) получаем измеренный профиль в декартовой системе координат. При необходимости построения круглограммы следует преобразовать координаты из декартовой в полярную систему.

На третьем этапе определяют отклонение от круглости — максимальное расстояние от точек профиля до базовой окружности. Наиболее просто отклонение от круглости находится для средней окружности [9]. Если центр средней окружности круглограммы совпадает с началом системы координат, то отклонение от круглости представляет собой разность максимального и минимального радиусов. Гармонический анализ определяет состав погрешностей профиля, в том числе величину и угловое положение эксцентриситета для центрирования круглограммы. Зная гармонический состав отклонений формы, необходимо по формуле (1) смоделировать профили заготовок, а затем найти оптимальную наладку опор станка, соответствующую минимальной погрешности измерения.

Результаты моделирования и практической реализации при наладке станков

Разработанная модель контроля прошла проверку на ОАО "Саратовский подшипниковый завод" при

бесцентровом шлифовании желоба наружного кольца подшипника 5-830900AE1 на станках модели *SWaAGL-50 (VEB Berliner Werkzeugmaschinenfabrik, Германия)*. По техническим требованиям допуск на отклонение от круглости желоба в среднем сечении составляет 0,0012 мм, базой является поверхность бортов кольца. В целях исследования методической погрешности и путей ее минимизации проведены измерение и моделирование для 50 колец подшипников. Эталонные измерения, с которыми сравнивались результаты измерения профиля деталей, выполняли на прецизионном кругломере модели Talysond 30.

В ходе исследований установлено, что для отдельных деталей и параметров наладки станка относительная погрешность измерения достигает 120 %. Для партии деталей наихудшее значение относительной погрешности составило 62 %, что соответствовало параметрам $\alpha = 120^\circ, \beta = 75^\circ$, наилучшее равно $17,5^\circ$ для параметров $\alpha = 90^\circ, \beta = 15^\circ$. Стандартное отклонение для указанных вариантов настройки составило 26 % и 14,5 % соответственно. Таким образом, оптимальная наладка для партии деталей позволяет одновременно уменьшить среднее значение систематической погрешности и ее размах. Минимальное значение стандартного отклонения не всегда соответствует минимальному среднему значению погрешности. Однако это важно только при оптимальной настройке прибора на конкретную партию деталей.

Пример моделирования бесцентрового измерения детали для двух вариантов наладки показан на рис. 4 для детали 5-830900AE1 диаметром 30 мм с отклонением от круглости 1,05 мкм. Параметры наладки рис. 4, а — $\alpha = 90^\circ, \beta = 0$; рис. 4, б — $\alpha = 60^\circ, \beta = 45^\circ$ (увеличение 1000, фильтр 50 гармоник). Погрешность измерения составила в первом варианте 42%, а во втором 0,5 %. Видно, что в обоих случаях измеренный профиль отличается от действительного. Однако по результатам первого измерения удается определить примерный состав гармонических погрешностей профиля заготовки и на основании этого провести моделирование с нахождением наилучшего значения параметров наладки станка.

Практическая реализация изложенного подхода возможна двумя путями. Первый из них ориентирован на использование созданного программного обеспечения и предполагает оснащение шлифовального станка компьютером. Методика наладки включает следующую последовательность операций: измерение заготовки при ее вращении на скорости подачи без подвода шлифовального круга; расчет отклонения от круглости и гармонический анализ полученного профиля, передача данных в компьютер; моделирование процесса измерения на призме и нахождение наилучшего варианта угла призмы и датчика; установка найденной наладки опор станка, повторное измерение заготовки и сравнение с первоначальным значением отклонения от

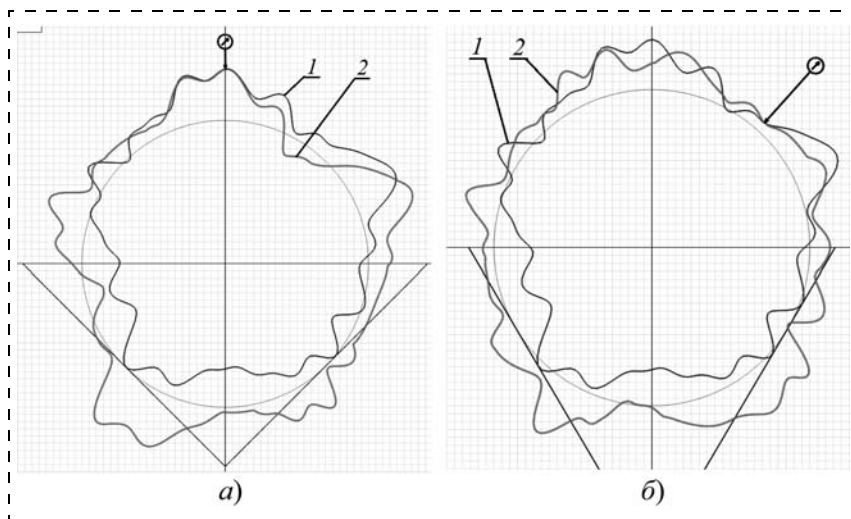


Рис. 4. Моделирование измерения круглости заготовок:
1 — действительный профиль; 2 — измеренный профиль

круглости. Если достигнуто требуемое уменьшение отклонения от круглости, то процесс наладки считается завершенным. В противном случае проводится еще один этап оптимизации в рассмотренной последовательности. Исследования показали, что систематическая погрешность измерения может быть уменьшена до величины, не превышающей 5 %. Однако при этом измеренный профиль и результаты гармонического анализа будут существенно отличаться от действительных. Поэтому оптимальная наладка позволяет уменьшить погрешность базирования и измерения, но не гарантирует максимального исправления отклонений формы.

Другой вариант реализации подразумевает конструктивное направление оптимальной наладки шлифовального станка. Для этого измерительный датчик устанавливается в положение, соответствующее шлифовальному кругу, и за счет изменения только положения опор добиваются минимального отклонения показаний датчика. Такая методика не использует математического моделирования и не зависит от результатов гармонического анализа. Измерение заготовки по линии действия шлифовального круга позволяет косвенно учесть дополнительные факторы, например, деформации и вибрации в технологической системе. Перебор возможных вариантов установки опор осуществляется с учетом обеспечения силового замыкания контакта [11]. С достаточной для практики точностью можно ограничиться дискретностью 3° при варьировании углов опор. Вместе с тем, трудоемкость реализации данной методики велика, поэтому целесообразна модернизация станка путем оснаще-

ния неподвижных опор отдельными микроприводами для их быстрого перемещения в заданные положения.

Выбор одной из двух указанных методик зависит от заданных требований к точности обработки, стабильности технологического процесса, а также от возможности конкретного предприятия по модернизации станка или оснащению его компьютером.

Заключение

Разработанная модель контроля отклонений формы поперечного профиля заготовок на бесцентровых шлифовальных станках с неподвижными опорами позволяет выявить гармонический состав исходных погрешностей. Проведенные исследования доказали эффективность оптимизации значений параметров наладки станка на основе измерения как отдельных заготовок, так и партий в целом. Для того чтобы в полной мере использовать полученные результаты, требуется создание мехатронных систем на базе круглошлифовальных станков.

Список литературы

1. Филькин В. П., Колтунов И. Б. Прогрессивные методы бесцентрового шлифования. М.: Машиностроение, 1971. 204 с.
2. Базров Б. М. Технологические основы проектирования самоподнастраивающихся станков. М.: Машиностроение, 1978. 216 с.
3. Бржозовский Б. М., Янкин И. Н. Обеспечение качества обработки на основе оптимальной динамической настройки формообразующих механических подсистем изделия, абразивного и правящего инструментов. Саратов: СГТУ, 2004. 116 с.
4. Васин А. Н., Бочкарев П. Ю. Влияние наладочных параметров бесцентрово-шлифовального станка на режим обработки // СТИН. 2005. № 13. С. 5—8.
5. Мониторинг станков и процессов шлифования в подшипниковом производстве / А. А. Игнатъев, М. В. Виноградов, В. В. Горбунов и др. Саратов: СГТУ, 2004. 124 с.
6. Хомяков В. С., Кочинев Н. А., Сабиров Ф. С. Экспериментальное и расчетное исследование динамических характеристик шпиндельных узлов // СТИН. 2009. № 3. С. 5—9.
7. Захаров О. В. Минимизация погрешностей формообразования при бесцентровой абразивной обработке. Саратов: СГТУ, 2006. 152 с.
8. Захаров О. В. Управление точностью бесцентрового шлифования статистическими методами // Мехатроника, автоматизация, управление. 2009. № 9. С. 32—35.
9. Авдулов А. Н. Контроль и оценка круглости деталей машин. М.: Изд-во стандартов, 1974. 176 с.
10. Захаров О. В. Бесцентровое измерение отклонения от круглости тел вращения // Контроль. Диагностика. 2010. № 12. С. 69—72.
11. Захаров О. В. Стабильность силового замыкания контакта при бесцентровом шлифовании на неподвижных опорах // СТИН. 2011. № 7. С. 8—10.

УДК 621.314.26:621.372.632

А. А. Коротков, мл. науч. сотр.,
korotkov_alexand@mail.ru,

А. Б. Виноградов, д-р техн. наук, проф.,
vector@drive.ispu.ru,

Ивановский государственный энергетический
университет имени В. И. Ленина

Новый алгоритм коммутации векторной ШИМ высоковольтного преобразователя частоты

Для векторного способа ШИМ высоковольтного каскадного преобразователя частоты разработана инвариантная к числу уровней методика синтеза алгоритма коммутации силовых ключей, основанная на законе "центрированной" ШИМ с минимизацией коммутационных потерь в IGBT-инверторах ячеек. Предложена методика равномерного распределения коммутационной нагрузки по ячейкам в фазах преобразователя. Выполнены комплексные исследования и получены результаты модельных и макетных испытаний 17-уровневого каскадного преобразователя в составе высоковольтного частотно-регулируемого привода, показывающие снижение потерь мощности в преобразователе с разработанными алгоритмами векторной ШИМ по сравнению с традиционным алгоритмом синусоидальной ШИМ.

Ключевые слова: каскадный преобразователь, высоковольтный частотно-регулируемый привод, векторное формирование ШИМ, коммутационные потери

Введение

Мощный высоковольтный электропривод (ВЭП) находит практическое применение во многих современных отраслях народного хозяйства: в промышленности, электроэнергетике, жилищно-коммунальном хозяйстве. Энергоэффективность таких объектов определяется рациональным использованием энергии и во многом зависит от эффективности самого электрооборудования и методов регулирования. Одним из основных путей энергосбережения на предприятиях, использующих ВЭП, является модернизация оборудования и внедрение высоковольтного частотно-регулируемого привода (ВЧРП). Регулирование частоты вращения позволяет оптимизировать многие технологические процессы, повысить уровень их автоматизации, а также, имея возможность задания режима работы, снизить энергопотребление, уменьшить износ и повысить надежность эксплуатации электрического и механического оборудования. Значительный эффект энергосбережения достигается при переходе на

управление от ВЧРП мощных турбомеханизмов (насосов, вентиляторов, компрессоров) [1].

Разработка эффективного ВЧРП предполагает выбор оптимального по технико-экономическим критериям варианта силовой схемы высоковольтного преобразователя частоты (ВПЧ), а также синтез системы управления, обеспечивающей максимальный КПД ВЭП в заданных режимах работы, соответствующих требованиям технологического процесса.

Стратегия векторного формирования ШИМ каскадного преобразователя частоты

В статье рассматривается высоковольтный асинхронный привод, построенный на базе многоуровневого каскадного преобразователя [1] с векторным формированием ШИМ и частотной системой управления. Область применения такого привода включает объекты управления, работающие в статических режимах с функциями плавного разгона/торможения. Выбор векторного способа ШИМ объясняется возможностью более гибкой оптимизации алгоритма коммутации силовых ключей ВПЧ и ориентацией на микропроцессорную реализацию.

Разработка алгоритма векторной ШИМ включает в себя две основные задачи: синтез закона модуляции и синтез закона коммутации [2]. Первая задача заключается в определении состава векторов и длительностей их включения на периоде ШИМ. Вторая задача — синтез закона коммутации — формирует последовательности переключения векторов напряжения и соответствующие включаемым векторам комбинации состояния ключей. Решение указанных задач основано на анализе векторной диаграммы, первый сектор которой на примере пятиуровневого каскадного преобразователя показан на рис. 1.

Известный алгоритм в рамках "треугольного" закона модуляции, однозначно определяющий длительности включения трех ближайших векторов напряжения, образующих на плоскости треугольник, представлен следующими этапами расчета [3]:

1. Нормализация модуля вектора заданного напряжения U_z .

2. Определение номера сектора S_i векторной диаграммы и углового положения φ_i в границах этого сектора для заданного нормализованного вектора по его проекциям (u_α, u_β) (рис. 1).

3. Расчет коэффициентов k_1 и k_2 , определяющих область двух смежных треугольников I и II типов (заштрихованная область на рис. 1):

$$k_1 = \text{int}(u_\alpha + u_\beta)/(2h), \quad k_2 = \text{int}(u_\beta/h),$$

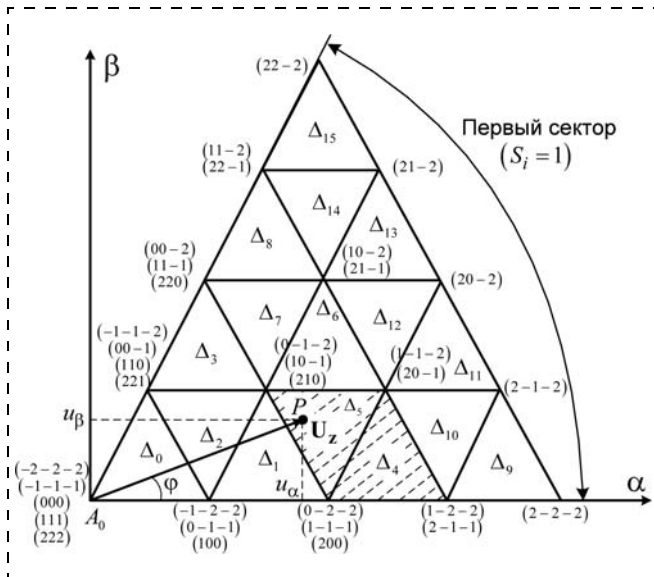


Рис. 1. Диаграмма напряжений пятиуровневого каскадного преобразователя в первом секторе с указанием комбинаций состояния ключей

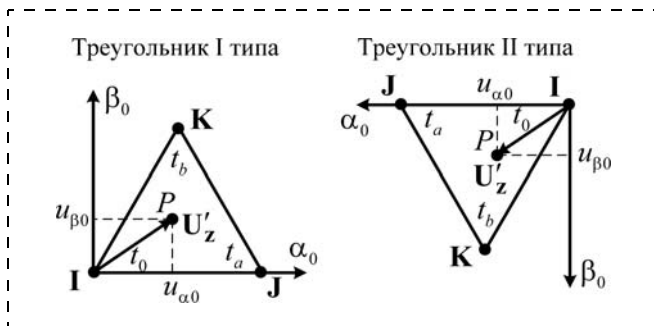


Рис. 2. Ориентация вспомогательных осей треугольников I и II типов

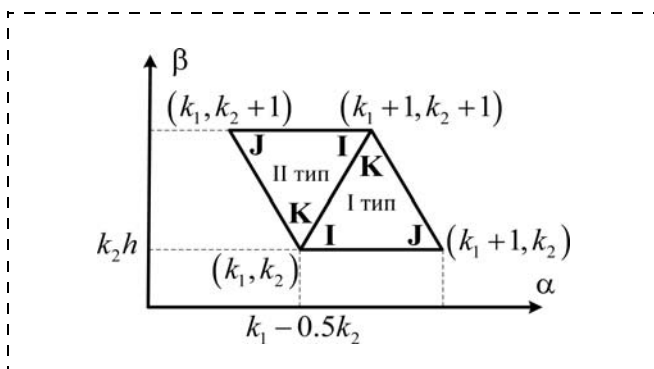


Рис. 3. Символьное обозначение и расчет проекций вершин треугольников I и II типов в ортогональной системе координат

где $h = \sqrt{3}/2$, $\text{int}(x)$ — функция выделения целой части аргумента.

4. Определение типа и номера треугольника Δ_j , в котором лежит вершина вектора \mathbf{U}_z (точка P). Расчет проекций \mathbf{U}'_z во вспомогательной системе координат $(u_{\alpha 0}, u_{\beta 0})$, ориентированной так, как показано на рис. 2.

5. Расчет длительностей включения векторов треугольника Δ_j на периоде ШИМ по следующим формулам:

$$t_a = T_0(u_{\alpha 0} - u_{\beta 0}/(2h)), t_b = T_0(u_{\beta 0}/h), t_0 = T_0 - t_a - t_b, \quad (1)$$

где T_0 — период ШИМ.

Полученные в результате расчета параметры t_a , t_b , t_0 отмечены на рис. 2 и представляют собой длительности включения за цикл ШИМ соответственно трех векторов \mathbf{I} , \mathbf{J} и \mathbf{K} в вершинах треугольника Δ_j . Пары коэффициентов (k_i, k_j) , соотношенных с каждой вершиной треугольника, приведены на рис. 3 и определяют проекции векторов \mathbf{I} , \mathbf{J} , \mathbf{K} :

$$u_{\alpha IJK} = k_i - 0,5k_j; u_{\beta IJK} = k_jh.$$

Алгоритм коммутации векторной ШИМ

Алгоритм коммутации в рамках векторной стратегии ШИМ формирует последовательности переключения векторов мгновенного напряжения и устанавливает соответствующие коммутации силовых ключей ячеек преобразователя. В основу разработанной авторами методики синтеза алгоритма коммутации положен принцип симметричного формирования импульсов напряжения относительно точек отсчета (закон "центрированной" ШИМ), согласно которому полный цикл модуляции составлен из двух полуциклов прямой и обратной последовательностей. В начале и в конце каждого полуцикла на равные интервалы времени включаются различные комбинации состояния ключей, соответствующие одному из векторов \mathbf{I} , \mathbf{J} , \mathbf{K} . Переключение векторов напряжения за цикл ШИМ осуществляется только одной коммутацией в одной из ячеек преобразователя.

Определим основные понятия, раскрывающие суть разработанной методики синтеза алгоритма коммутации каскадного ВПЧ:

- "разрешенная" комбинация векторов — группа векторов, выбранных из множества образующих векторов в вершинах треугольника Δ_j и записанных в оптимальном порядке их коммутации;
- псевдонулевой вектор — один из векторов \mathbf{I} , \mathbf{J} , \mathbf{K} треугольника Δ_j , соответствующий минимум двум комбинациям состояния ключей в записи "разрешенной" комбинации векторов и включаемый в начале и в конце расчетного интервала ШИМ;
- "элементарная" последовательность — последовательность коммутации векторов на полном цикле ШИМ, составленная из векторов "разрешенной" комбинации в соответствии с законом "центрированной" ШИМ и выбранным псевдонулевым вектором.

Заметим, что вектор \mathbf{I} , \mathbf{J} или \mathbf{K} в вершинах треугольника определяет не один, а группу от одного до n совпадающих векторов, каждый из которых образован своей комбинацией состояния ключей.

Понятие участка псевдонулевого вектора и расчет комбинаций состояния ключей каскадного преобразователя

Соотношение относительных длительностей включения векторов **I**, **J**, **K** на периоде ШИМ $d_i = t_i/T_0$, $d_j = t_j/T_0$, $d_k = t_k/T_0$ определяет условие выбора псевдонулевого вектора. Один из векторов **I**, **J** или **K** с наибольшей длительностью включения выступает в качестве псевдонулевого вектора. В геометрическом представлении d_i , d_j , d_k выражаются в длины перпендикуляров, опущенных из вершины заданного вектора \mathbf{U}_z на противоположные вершины треугольника боковые грани (рис. 4), т. е.:

$$h_i = (\sqrt{3}/2)d_i, h_j = (\sqrt{3}/2)d_j, h_k = (\sqrt{3}/2)d_k.$$

Разделение треугольников I и II типов на участки псевдонулевых векторов (ПНВ) — ПНВ **I**, ПНВ **J**, ПНВ **K** — показано на рис. 4. Границы ПНВ в пределах одного треугольника определяют перпендикуляры, проведенные из центра этого треугольника к его боковым граням.

Все возможные комбинации состояния ключей (s_a, s_b, s_c) вектора **I**, **J** или **K**, для которого определена пара коэффициентов k_i и k_j (см. рис. 3), вычисляются по вспомогательным параметрам m_2, m_3, m_4 и m_5 , значения которых для каскадной структуры ВПЧ находят по следующим формулам:

$$\begin{aligned} m_2 &= n - k_i; m_3 = (n - 1)/2; \\ m_4 &= k_i - m_3; m_5 = k_j - m_3, \end{aligned} \quad (2)$$

где n — число уровней напряжения преобразователя.

Число комбинаций состояния ключей вектора **I**, **J** или **K** задает параметр m_2 , а значения параметров m_4, m_5 и m_3 определяют состояния ключей i -й комбинации по следующим формулам:

$$s_a = m_4 + i - 1, s_b = m_5 + i - 1, s_c = -m_3 + i - 1. \quad (3)$$

Таким образом, по заданному коэффициентами k_i, k_j вектору напряжения и номеру комбинации в диапазоне $i = 1, 2, \dots, m_2$ формулы (2) и (3) восстанавливают состояния ключей, соответствующие положению этого вектора в первом секторе диаграммы напряжений. Определив положение заданного вектора \mathbf{U}_z в секторе S_i , пересчет выбранных комбинаций осуществляют в соответствии с таблицей.

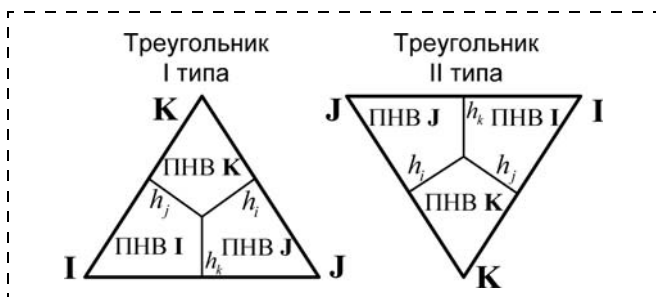


Рис. 4. Участки псевдонулевых векторов **I**, **J**, **K** в пределах треугольников I и II типов

Взаимосвязь состояний ключей по секторам векторной диаграммы напряжений ВПЧ

Сектор S_i	Состояние ключей фазы А	Состояние ключей фазы В	Состояние ключей фазы С
S_1	s_a	s_b	s_c
S_2	$-s_b$	$-s_c$	$-s_a$
S_3	s_c	s_a	s_b
S_4	$-s_a$	$-s_b$	$-s_c$
S_5	s_b	s_c	s_a
S_6	$-s_c$	$-s_a$	$-s_b$

Для одного треугольника из множества образующих векторов в его вершинах отбирают потенциально используемые, составляющие "разрешенную" комбинацию векторов.

"Разрешенные" комбинации векторов

"Разрешенные" комбинации устанавливают последовательности переключения векторов, составленные для треугольника так, что каждому вектору в этой последовательности соответствует единственная комбинация состояния ключей, порядковый номер которой указан в верхнем индексе обозначения вектора. Таким образом:

- группа векторов $\mathbf{I}^{(1)}, \mathbf{I}^{(2)}, \dots, \mathbf{I}^{(m_{2I})}$ составляет вектор **I**;
- группа векторов $\mathbf{J}^{(1)}, \mathbf{J}^{(2)}, \dots, \mathbf{J}^{(m_{2J})}$ составляет вектор **J**;
- группа векторов $\mathbf{K}^{(1)}, \mathbf{K}^{(2)}, \dots, \mathbf{K}^{(m_{2K})}$ составляет вектор **K**,

где m_{2I}, m_{2J}, m_{2K} — число комбинаций состояния ключей векторов **I**, **J**, **K** соответственно.

Выделить из группы определенный вектор означает указать номер его комбинации состояния ключей в верхнем индексе названия этой группы.

В зависимости от типа треугольника Δ_j и четности коэффициента k_1 разработаны следующие "разрешенные" комбинации векторов:

- для треугольника I типа, если значение k_1 — четно:

$$\mathbf{I}^{(i)} \Leftrightarrow \mathbf{J}^{(i)} \Leftrightarrow \mathbf{K}^{(i)} \Leftrightarrow \mathbf{I}^{(i+1)} \Leftrightarrow \mathbf{J}^{(i+1)} \Leftrightarrow \mathbf{K}^{(i+1)} \Leftrightarrow \mathbf{I}^{(i+2)};$$

- для треугольника II типа, если значение k_1 — четно:

$$\begin{aligned} \mathbf{K}^{(i)} \Leftrightarrow \mathbf{J}^{(i)} \Leftrightarrow \mathbf{I}^{(i)} \Leftrightarrow \mathbf{K}^{(i+1)} \Leftrightarrow \mathbf{J}^{(i+1)} \Leftrightarrow \mathbf{I}^{(i+1)} \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow \mathbf{K}^{(i+2)} \Leftrightarrow \mathbf{J}^{(i+2)}; \end{aligned}$$

- для треугольника I типа, если значение k_1 — нечетно:

$$\begin{aligned} \mathbf{J}^{(i)} \Leftrightarrow \mathbf{K}^{(i)} \Leftrightarrow \mathbf{I}^{(i)} \Leftrightarrow \mathbf{J}^{(i+1)} \Leftrightarrow \mathbf{K}^{(i+1)} \Leftrightarrow \mathbf{I}^{(i+1)} \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow \mathbf{J}^{(i+2)} \Leftrightarrow \mathbf{K}^{(i+2)}; \end{aligned}$$

- для треугольника II типа, если значение k_1 — нечетно:

$$\mathbf{I}^{(i)} \Leftrightarrow \mathbf{K}^{(i)} \Leftrightarrow \mathbf{J}^{(i)} \Leftrightarrow \mathbf{I}^{(i+1)} \Leftrightarrow \mathbf{K}^{(i+1)} \Leftrightarrow \mathbf{J}^{(i+1)} \Leftrightarrow \mathbf{I}^{(i+2)}.$$

Начальный порядковый номер комбинации состояния ключей определяется по следующим формулам:

$$i = \text{int}((n - k_1)/2), \text{ если } k_1 \text{ — четно};$$

$$i = \text{int}((n - k_1)/2) - 1, \text{ если } k_1 \text{ — нечетно}.$$

Таким образом, из множества m_{2I}, m_{2J} или m_{2K} комбинаций состояния ключей соответствующего вектора **I**, **J** или **K**, для которого определены коэффициенты k_i, k_j , выбирают три используемые комбинации с индексами

$$i_1 = \text{int}((n - k_i)/2), i_2 = i_1 + 1 \text{ и } i_3 = i_1 + 2,$$

если значение k_i этого вектора четно, либо две комбинации с индексами

$$i_1 = \text{int}((n - k_i)/2) \text{ и } i_2 = i_1 + 1,$$

если значение k_i этого вектора нечетно.

Из числа векторов "разрешенной" комбинации выделяют "элементарную" последовательность коммутации, предварительно определив псевдонулевой вектор (**I**, **J** или **K**) и его комбинации состояния ключей в начале и в конце полуцикла "центрированной" ШИМ.

Пример составления "элементарных" последовательностей

Рассмотрим пример составления "элементарных" последовательностей из числа векторов "разрешенной" комбинации для треугольника II типа с четным значением k_1 .

"Разрешенная" комбинация векторов:

$$\mathbf{K}^{(i)} \Leftrightarrow \mathbf{J}^{(i)} \Leftrightarrow \mathbf{I}^{(i)} \Leftrightarrow \mathbf{K}^{(i+1)} \Leftrightarrow \mathbf{J}^{(i+1)} \Leftrightarrow \mathbf{I}^{(i+1)} \Leftrightarrow \mathbf{K}^{(i+2)} \Leftrightarrow \mathbf{J}^{(i+2)}.$$

"Элементарные" последовательности коммутации:

- если вектор **I** — псевдонулевой вектор:

$$\underbrace{\mathbf{I}^{(i_1I)} \rightarrow \mathbf{K}^{(i_2K)} \rightarrow \mathbf{J}^{(i_2J)} \rightarrow \mathbf{I}^{(i_2I)}}_{\text{прямая последовательность}} \rightarrow \underbrace{\mathbf{I}^{(i_2I)} \rightarrow \mathbf{J}^{(i_2J)} \rightarrow \mathbf{K}^{(i_2K)} \rightarrow \mathbf{I}^{(i_1I)}}_{\text{обратная последовательность}};$$

- если вектор **J** — псевдонулевой вектор:

$$\underbrace{\mathbf{J}^{(i_1J)} \rightarrow \mathbf{I}^{(i_1I)} \rightarrow \mathbf{K}^{(i_2K)} \rightarrow \mathbf{J}^{(i_2J)}}_{\text{прямая последовательность}} \rightarrow \underbrace{\mathbf{J}^{(i_2J)} \rightarrow \mathbf{K}^{(i_2K)} \rightarrow \mathbf{I}^{(i_1I)} \rightarrow \mathbf{J}^{(i_1J)}}_{\text{обратная последовательность}} \text{ или}$$

$$\underbrace{\mathbf{J}^{(i_2J)} \rightarrow \mathbf{I}^{(i_2I)} \rightarrow \mathbf{K}^{(i_3K)} \rightarrow \mathbf{J}^{(i_3J)}}_{\text{прямая последовательность}} \rightarrow \underbrace{\mathbf{J}^{(i_3J)} \rightarrow \mathbf{K}^{(i_3K)} \rightarrow \mathbf{I}^{(i_2I)} \rightarrow \mathbf{J}^{(i_2J)}}_{\text{обратная последовательность}};$$

- если вектор **K** — псевдонулевой вектор:

$$\underbrace{\mathbf{K}^{(i_1K)} \rightarrow \mathbf{J}^{(i_1J)} \rightarrow \mathbf{I}^{(i_1I)} \rightarrow \mathbf{K}^{(i_2K)}}_{\text{прямая последовательность}} \rightarrow \underbrace{\mathbf{K}^{(i_2K)} \rightarrow \mathbf{I}^{(i_1I)} \rightarrow \mathbf{J}^{(i_1J)} \rightarrow \mathbf{K}^{(i_1K)}}_{\text{обратная последовательность}} \text{ или}$$

$$\underbrace{\mathbf{K}^{(i_2K)} \rightarrow \mathbf{J}^{(i_2J)} \rightarrow \mathbf{I}^{(i_2I)} \rightarrow \mathbf{K}^{(i_3K)}}_{\text{прямая последовательность}} \rightarrow \underbrace{\mathbf{K}^{(i_3K)} \rightarrow \mathbf{I}^{(i_2I)} \rightarrow \mathbf{J}^{(i_2J)} \rightarrow \mathbf{K}^{(i_2K)}}_{\text{обратная последовательность}},$$

где $i_{1I} = \text{int}((n - k_{iI})/2)$, $i_{2I} = i_{1I} + 1$ — номера используемых комбинаций состояния ключей вектора **I**; $i_{1J} = \text{int}((n - k_{iJ})/2)$, $i_{2J} = i_{1J} + 1$, $i_{3J} = i_{1J} + 2$ —

номера используемых комбинаций состояния ключей вектора **J**; $i_{1K} = \text{int}((n - k_{iK})/2)$, $i_{2K} = i_{1K} + 1$, $i_{3K} = i_{1K} + 2$ — номера используемых комбинаций состояния ключей вектора **K**; k_{iI}, k_{iJ}, k_{iK} — значения коэффициентов k_i , соответствующих векторам **I**, **J**, **K** в вершинах треугольника.

Переключение псевдонулевых векторов

Все "элементарные" последовательности составлены так, чтобы каждая коммутация, обозначаемая символом " \rightarrow ", соответствовала переключению только в одном плече одной ячейки преобразователя. При этом переход между треугольниками, секторами векторной диаграммы и участками ПНВ (при движении вектора \mathbf{U}_z) может сопровождаться одновременной коммутацией в нескольких ячейках. Такие коммутации, выполняемые всегда в начале цикла ШИМ, устанавливают новый псевдонулевой вектор. На рис. 5, а векторная диаграмма n -уровневого инвертора дополнена линиями, соединяющими центры смежных треугольников, имеющих общую грань, и разделена на области ПНВ (шестигранник $B_1B_2B_3B_7B_6B_5$), при переходе между которыми необходимо "перешагивать" на новый псевдонулевой вектор и составлять соответствующие ему последовательности коммутаций. Траектория движения заданного вектора внутри границ образованного шестигранника, площадь которого выделена штриховкой, определяет единственный псевдонулевой вектор, выбранные комбинации состояния ключей которого не меняются. Изменяется только буквенное обозначение этого вектора — **I**, **J** или **K**. При этом коммутации в начале цикла ШИМ отсутствуют. Момент пересечения границ таких шестигранников сопровождается переключением псевдонулевого вектора и, следовательно, коммутациями в начале цикла ШИМ.

При движении вершины заданного вектора (точки P) внутри площади заштрихованного шестигранника $B_1B_2B_3B_7B_6B_5$ (рис. 5, а) алгоритм коммутации составляет аналогию коммутациям двухуровневого инвертора, диаграмма напряжений которого — шестигранник $A_1A_2A_5A_8A_7A_3$ со смещением относительно центра системы координат. Вектор A_0A_4 является псевдонулевым вектором в каждом секторе шестигранника $B_1B_2B_3B_7B_6B_5$ и в зависимости от положения A_0P в этом шестиграннике меняет только буквенное обозначение **I**, **J** или **K**.

Последовательности пересечения границ областей ПНВ для трех различных траекторий T_1, T_2 и T_3 , описывающих движение вершины заданного вектора, показана на рис. 5, б и обозначена цифрами в центре соответствующих шестигранников — областей ПНВ. Для траектории T_1 последовательность переключения ПНВ принимает вид

$$\overrightarrow{A_0A_3} \rightarrow \overrightarrow{A_0A_7} \rightarrow \overrightarrow{A_0A_8} \rightarrow \overrightarrow{A_0A_5} \rightarrow \dots$$

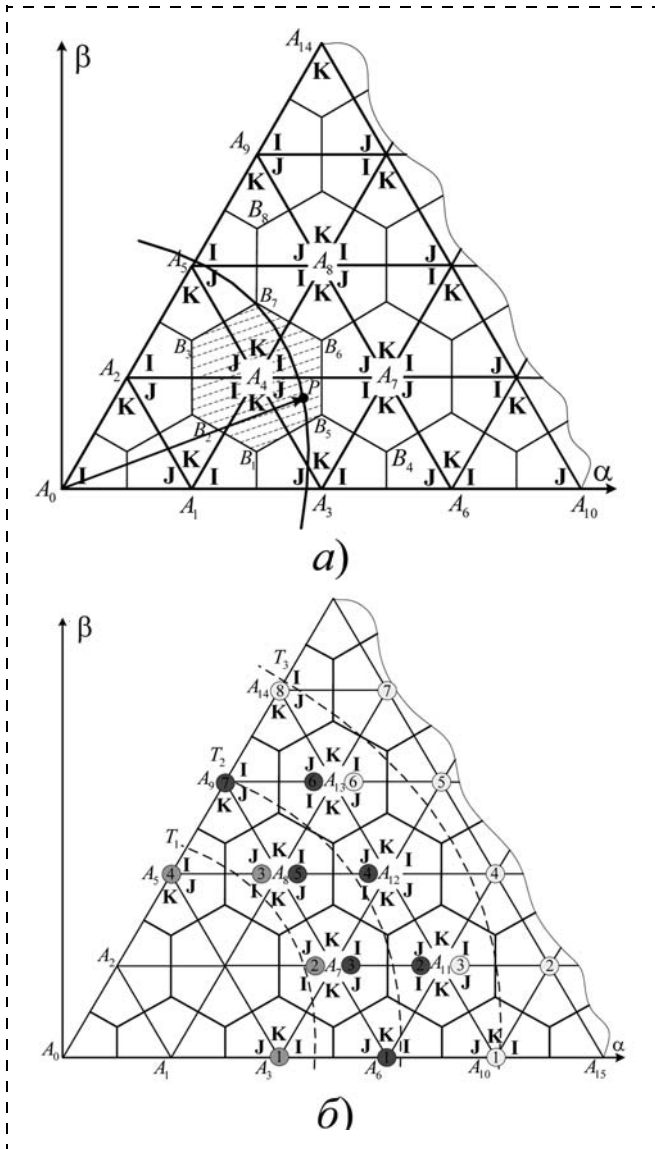


Рис. 5. Диаграмма напряжений многоуровневого инвертора в первом секторе:
 а — характерные области ПНВ; б — последовательность пересечения границ областей ПНВ различных траекторий движения заданного вектора

Последовательность переключения ПНВ для траектории T_2 :

$$\begin{aligned} \overrightarrow{A_0 A_6} \rightarrow \overrightarrow{A_0 A_{11}} \rightarrow \overrightarrow{A_0 A_7} \rightarrow \overrightarrow{A_0 A_{12}} \rightarrow \overrightarrow{A_0 A_8} \rightarrow \\ \rightarrow \overrightarrow{A_0 A_{13}} \rightarrow \overrightarrow{A_0 A_9} \rightarrow \dots \end{aligned}$$

**Методика синтеза алгоритма коммутации.
 Распределение коммутаций по ячейкам преобразователя**

Разработанная методика синтеза алгоритма коммутации в рамках векторной ШИМ каскадного преобразователя включает в себя:

1. Выбор одной из установленных "разрешенных" комбинаций векторов по типу треугольника Δ_j и четности коэффициента k_1 .

2. Расчет состояний ключей s_a, s_b, s_c в фазах ВПЧ для векторов "разрешенной" комбинации по соответствующим каждому вектору коэффициентам k_i и k_j .

3. Выбор псевдонулевого вектора как вектора с наибольшей длительностью включения.

4. Составление "элементарной" последовательности коммутации за цикл ШИМ из числа векторов "разрешенной" комбинации.

5. Выбор комбинации состояния ключей псевдонулевого вектора, включаемой в начале цикла ШИМ, по условию минимизации суммарного числа переключений по всем фазам.

Алгоритм коммутации векторной ШИМ каскадного ВПЧ устанавливает последовательность коммутации векторов напряжения за цикл ШИМ и соответствующие каждому вектору комбинации состояния ключей. Состояния ключей s_a, s_b, s_c в фазах ВПЧ, в общем случае, определяют дискретные уровни выходного фазного напряжения преобразователя и составляют сумму состояний ключей ($-1; 0^+$ или $0^-; +1$) всех ячеек в соответствующей фазе. При этом состояние каждой ячейки алгоритм коммутации однозначно не определяет.

Функцию преобразования последовательности коммутации векторов в последовательность переключения силовых ключей ячеек выполняет разработанный алгоритм распределения коммутаций, принимающий следующие условия поиска коммутируемых ячеек:

1. Равенство ненулевых состояний ячеек ($+1$ или -1) в пределах фазы преобразователя.

2. Чередование нулевых (0^+ и 0^-) и ненулевых ($+1$ и -1) состояний одной ячейки.

3. Равномерное распределение коммутаций, т. е. среди потенциальных ячеек, отобранных в фазе ВПЧ, большим приоритетом коммутации обладает ячейка с меньшим числом выполненных ранее коммутаций.

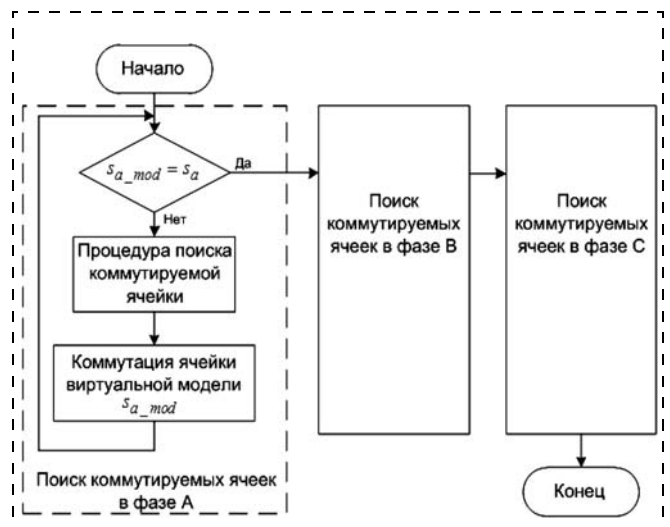


Рис. 6. Алгоритм распределения коммутаций по ячейкам для векторного формирования ШИМ

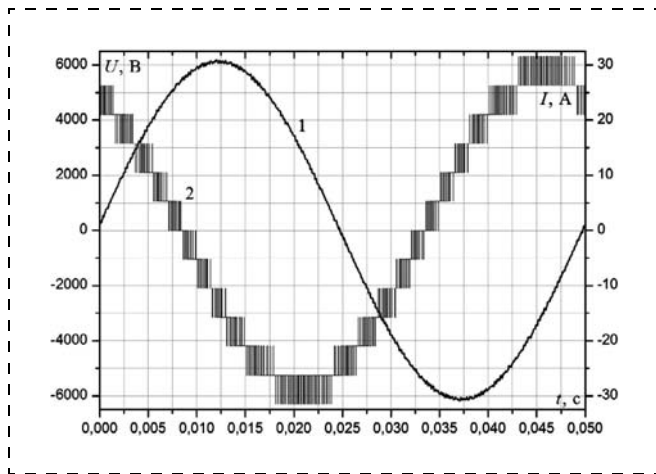


Рис. 7. Диаграммы фазного тока АД (1) и линейного напряжения (2) в режиме работы ВЧРП с частотой 20 Гц

По рассчитанным комбинациям состояния ключей последовательности векторов, включаемых за цикл ШИМ, алгоритм распределения коммутаций формирует управление по всем ячейкам, определяя номера коммутируемых ячеек (в каждой фазе) и их состояния после коммутации. Процедура поиска коммутируемых ячеек в составе алгоритма распределения коммутаций, блок-схема которого показана на рис. 6, выполняет выбор ячеек по изложенным выше условиям для каждой фазы в отдельности.

Один из основных элементов, входящих в структуру алгоритма распределения коммутаций, — виртуальная модель ВПЧ, выполняющая расчет коммутаций и контроль состояний всех ячеек реального преобразователя. Используемые в расчетах переменные s_{a_mod} , s_{b_mod} и s_{c_mod} показывают текущие состояния ключей в фазах А, В и С виртуальной модели каскадного преобразователя.

Результаты моделирования

Исследование разработанного алгоритма векторного формирования ШИМ выполнено на компьютерной модели ВЧРП, разработанной в среде программирования Delphi7 и включающей в себя: структуру 17-уровневого каскадного преобразователя частоты с высоковольтным асинхронным двигателем (АД) типа АОД-1000-6ДУ1 номинальной мощностью 1 МВт; систему частотного управления по закону $u/f = \text{const}$ и модулятор с разработанными

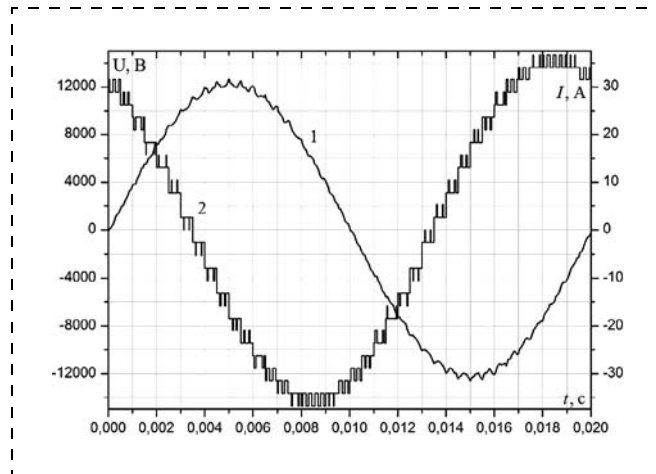


Рис. 8. Диаграммы фазного тока АД (1) и линейного напряжения (2) в режиме работы ВЧРП с частотой 50 Гц

алгоритмами векторной ШИМ. Модельный расчет энергетических характеристик ВЧРП с алгоритмом векторной ШИМ показал снижение суммарных потерь мощности в преобразователе на 43...46 % по сравнению с традиционным алгоритмом синусоидальной ШИМ [4].

Результаты моделирования ВЧРП: диаграммы линейного напряжения U_{AB} на выходе ВПЧ и фазного тока I_A статора АД приведены на рис. 7 и рис. 8 в режимах работы с частотой 20 и 50 Гц на холостом ходу. Разработанный алгоритм векторного формирования ШИМ прошел экспериментальную апробацию на макетном образце ВПЧ и показал хорошую схожесть с результатами расчетов и моделирования.

Список литературы

1. Лазарев Г. Б. Высоковольтные преобразователи для частотно-регулируемого электропривода. Построение различных схем // Новости электротехники. 2005. №2(32). С. 30—36.
2. Изосимов Д. Б., Рывкин С. Е., Шевцов С. В. Симплексные алгоритмы управления трехфазным автономным инвертором напряжения с ШИМ // Электротехника. 1993. № 12. С. 14—20.
3. Gupta A. K., Khambadkone A. M. A General Space Vector PWM Algorithm for Multilevel Inverters Including Operation in Overmodulation Range // IEEE Transactions on Power Electronics. March, 2007. V. 22, N 2. P. 517—526.
4. Виноградов А. Б., Сибирцев А. Н., Коротков А. А., Мононов Д. А. Сравнительный анализ энергетических показателей алгоритмов управления высоковольтным многоуровневым преобразователем // Тр. VII Междунар. (XVIII Всероссийской) конф. по автоматизир. электроприводу (АЭП-2012). Иваново, 2—4 октября 2012 г. С. 109—113.

А. И. Андриянов, канд. техн. наук, доц.,
ahaos@mail.ru,

Н. М. Булохов, ассистент,
Брянский государственный
технический университет

Исследование нелинейной динамики замкнутых систем управления с составными преобразователями напряжения

Проведен сравнительный анализ нелинейных динамических свойств систем автоматического управления с составными преобразователями напряжения. Приводятся диаграммы размаха колебаний, выполнено сравнение размеров области конвергентности проектного режима для трех схем преобразователей. На основе полученной информации возможен научно обоснованный подход к выбору оптимальной силовой части преобразователя на этапе проектирования с учетом его нелинейных динамических свойств.

Ключевые слова: система автоматического управления, нелинейная динамика, бифуркация, динамический режим, преобразователь постоянного напряжения

Введение

Составные преобразователи напряжения в последнее время нашли широкое применение при построении маломощных источников питания аппаратуры, поскольку обеспечивают высокий КПД и низкий уровень помех на входе или выходе схемы в зависимости от типа преобразователя. Силовая часть таких преобразователей строится путем последовательного соединения двух базовых схем преобразователей постоянного напряжения [1]. К базовым схемам относятся непосредственный понижающий преобразователь (НПП), непосредственный инвертирующий преобразователь (НИП) и непосредственный повышающий преобразователь (НПВП).

Наиболее распространенными на сегодняшний день являются три схемы составных преобразователей: преобразователь Кука (комбинация НПВП и НПП), преобразователь на несимметричной первичной обмотке (комбинация НПВП и НИП) и инверсный преобразователь на несимметричной первичной обмотке (комбинация НИП и НПП).

Составные преобразователи позволяют получать новые свойства, которые отсутствуют в базовых схемах преобразователей. В частности, все три схемы являются повышающе-понижающими [1], т. е. позволяют как повышать напряжение, так и понижать его в зависимости от коэффициента заполнения импульсов.

При отладке замкнутых систем автоматического управления на базе импульсных преобразователей часто можно наблюдать колебания выходного напряжения достаточно большой амплитуды, которые

могут быть периодическими или хаотическими. Указанные колебания опасны для силовой части и связаны с нелинейной природой замкнутых систем автоматического управления с импульсными преобразователями. Они могут быть устранены обоснованным выбором параметров корректирующего устройства или частоты квантования [2]. Проектирование таких систем с учетом их нелинейных динамических свойств должно проводиться с использованием теории нелинейной динамики (так называемый бифуркационный подход) [3].

При исследовании нелинейной динамики импульсных преобразователей напряжения наиболее важное значение имеет конфигурация первой бифуркационной границы в пространстве параметров, при пересечении которой могут возникнуть режимы, отличные от проектного [2]. Не менее важно знать и амплитуду колебаний вблизи бифуркационной границы, что позволяет оценивать ее опасность. Кроме того, в данной статье будет оцениваться критическая граница области конвергентности проектного режима. Под областью конвергентности понимается область параметров системы, в которой существует только проектный режим (так называемый 1-цикл), и он устойчив [2]. При работе системы в 1-цикле частота выходного напряжения совпадает с частотой широтно-импульсной модуляции, при этом амплитуда колебаний обычно мала и удовлетворяет требованиям технического задания [2].

На сегодняшний день работ, посвященных исследованию нелинейной динамики указанных схем, достаточно мало [4–6]. Чаще всего это труды, опубликованные в сборниках зарубежных конференций [4], полноценных статей по данной тематике практически нет. Исследования, представленные в работах [4–6], не являются системными и посвящены лишь анализу какого-то конкретного переходного процесса или бифуркационной диаграммы. Кроме того, в указанных работах рассматриваются преобразователи с токовым управлением, тогда как в данной статье изучаются преобразователи с управлением по напряжению. По инверсному преобразователю на несимметричной первичной обмотке (ИПНПО) авторам вообще не удалось найти работ, связанных с исследованием нелинейной динамики.

С точки зрения практики интересен сравнительный анализ трех схем, рассчитанных по одинаковым исходным данным, что позволяет впоследствии грамотно выбирать конкретную схему преобразователя с учетом его нелинейных динамических свойств.

Целью данной работы является сравнительный анализ нелинейных динамических свойств систем автоматического управления (САУ) с составными преобразователями на основе карт динамических режимов, а также оценка размаха колебаний выходного напряжения вблизи критической границы в пространстве параметров системы.

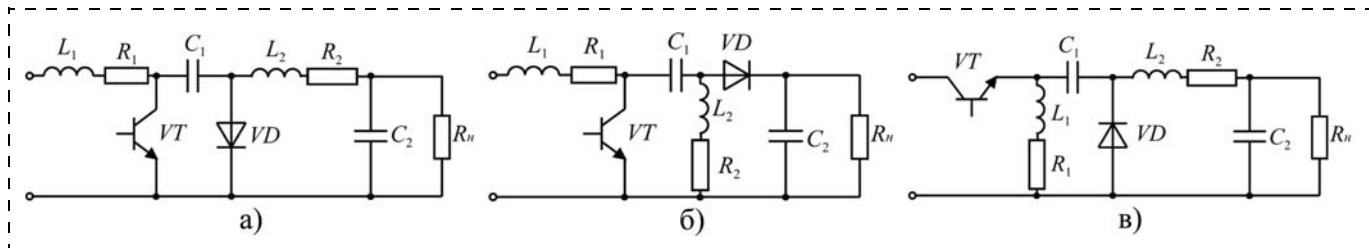


Рис. 1. Базовые схемы силовой части преобразователей постоянного напряжения: а — преобразователь Кука; б — преобразователь на несимметричной первичной обмотке; в — инверсный преобразователь на несимметричной первичной обмотке

Обобщенная модель преобразователей постоянного напряжения

Схемы силовой части рассматриваемых в данной работе преобразователей постоянного напряжения представлены на рис. 1.

Здесь приняты следующие обозначения: R_1, R_2 — активные сопротивления дросселей; L_1, L_2 — индуктивности дросселей; C_1, C_2 — емкости конденсаторов; R_n — сопротивление нагрузки; VT — силовой транзистор; VD — силовой диод.

Схема замещения системы автоматического управления на основе рассматриваемых преобразователей представлена на рис. 2. Здесь приняты следующие обозначения: E_0 — напряжение источника питания; α — коэффициент усиления пропорционального регулятора; β — масштабный коэффициент цепи обратной связи; U_3 — задающее напряжение; $U_{и}$ — импульсы управления силовым ключом; U_y — управляющий сигнал; U_p — развертывающее пилообразное напряжение; ГРН — генератор развертывающего напряжения; ИП — импульсный преобразователь.

Авторами была построена универсальная математическая модель импульсных преобразователей постоянного напряжения с произвольным числом коммутаций на тактовом интервале, а также получен математический аппарат для базовых алгоритмов, необходимых для полноценного бифуркационного анализа (алгоритма поиска периодических решений и алгоритма анализа локальной устойчивости периодических решений).

Рассматриваемые системы относятся к нелинейным импульсным системам автоматического управления, в которых временное пространство разбивается на тактовые интервалы длительностью T , которая определяет частоту квантования ($f_{KB} = 1/T$). Каждый тактовый интервал разбивается на участки и характеризуется длительностью этих участков, что определяет характер переходных процессов на тактовом интервале. На рис. 3 представлены процессы, протекающие на произвольном тактовом интервале с номером k . Обозначения на рис. 3 соответствуют обозначениям на рис. 2. Кроме того, I_{L1} — ток дросселя L_1 , I_{L2} — ток дросселя L_2 .

Структура тактовых интервалов для систем со всеми рассматриваемыми преобразователями напряжения идентична. Анализ рис. 3 показывает, что

в преобразователях постоянного напряжения рассматриваемых видов тактовый интервал разбивается на три участка постоянства структуры силовой части. На рис. 3 используется относительное время $z = \frac{t - (k-1)T}{T}$, где t — абсолютное время. На рис. 3 символами z_{kn} обозначены моменты коммутации внутри тактового интервала (k — номер тактового интервала, n — номер момента коммутации внутри

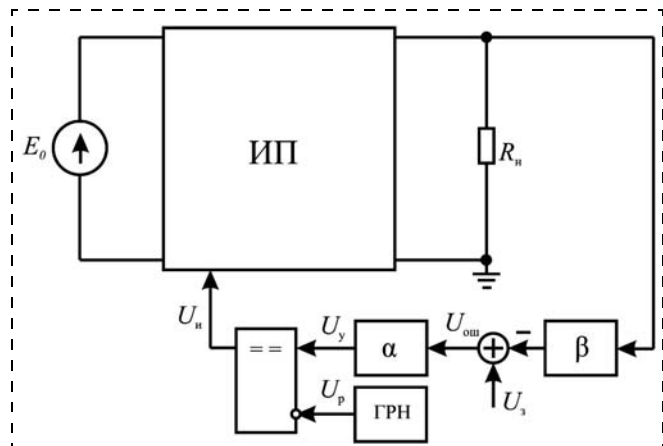


Рис. 2. Схема замещения замкнутой системы автоматического управления с импульсным преобразователем постоянного напряжения

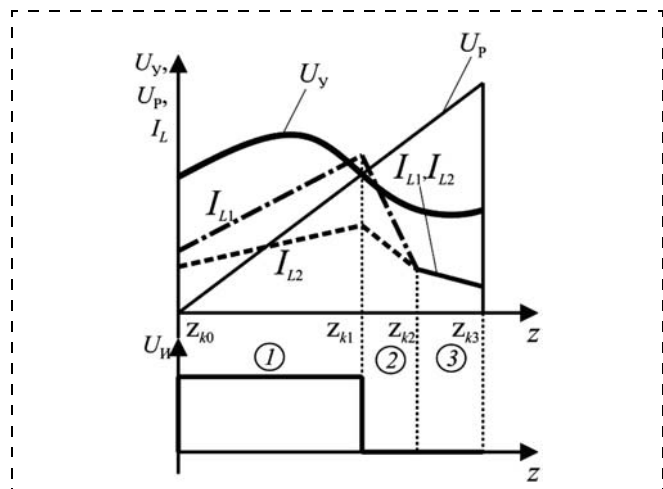


Рис. 3. Процессы в составных преобразователях постоянного напряжения на k -м тактовом интервале

k -го тактового интервала). Очевидно, что в пределах k -го тактового интервала абсолютное время изменяется от $t_{k0} = (k - 1)T$ до $t_{k3} = kT$ (смысл индексов аналогичен z_{kn}), при этом соответствующее ему относительное время z изменяется от $z_{k0} = 0$ до $z_{k3} = 1$.

Структура силовой части на каждом участке внутри тактового интервала (рис. 3) определяется состоянием полупроводниковых приборов.

1. *Участок 1:* $z_{k0} < z < z_{k1}$. На данном участке силовой ключ открыт, и сила тока дросселя L_1 (I_{L1}) нарастает по линейному закону. На этом же интервале энергия, накопленная в конденсаторе C_1 , передается в выходную цепь (L_2, C_2, R_H), что ведет к росту силы тока дросселя L_2 (I_{L2} на рис. 3). Диод VD на данном участке закрыт.

2. *Участок 2:* $z_{k1} < z < z_{k2}$. На данном участке ключ закрыт, и сила тока дросселя, начиная с момента z_{k1} , уменьшается, передавая энергию в конденсатор C_1 через открывшийся диод VD . Конденсатор C_2 на данном интервале разряжается в нагрузку, и сила тока дросселя L_2 падает.

3. *Участок 3:* $z_{k2} < z < z_{k3}$. На данном интервале сила тока дросселей L_1 и L_2 сравниваются, что ведет к закрытию диода VD , после чего токи протекают по одному и тому же контуру, поэтому на протяжении всего интервала они равны. Ключ VT на данном участке также закрыт.

Введем понятие коэффициента заполнения широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Под коэффициентом заполнения ШИМ γ_j понимается отношение длительности интервала открытого состояния ключа на k -м тактовом интервале к длительности тактового интервала [1]. В рассматриваемых случаях коэффициент заполнения на k -м тактовом интервале $\gamma_k = z_{k1}$.

Подробное описание работы преобразователей приведено в работе [1]. На каждом участке постоянства структуры силовой части представленная на рис. 2 схема замещения описывается системой дифференциальных уравнений второго порядка, которая в матричной форме имеет вид

$$\frac{d\mathbf{X}}{dt} = \mathbf{A}_i \mathbf{X} + \mathbf{B}_i, \quad (1)$$

где \mathbf{A}_i — матрица постоянных коэффициентов на i -м участке постоянства структуры; \mathbf{B}_i — вектор вынужденных воздействий на i -м участке; $\mathbf{X} = [x_1; x_2; x_3; x_4] = [I_{L1}; U_{C1}; I_{L2}; U_{C2}]$ — вектор переменных состояния.

В целях сокращения объема статьи авторы не приводят матрицы \mathbf{A}_i и векторы \mathbf{B}_i для каждого преобразователя, поскольку задача их получения является тривиальной. Однако стоит заметить, что было принято допущение о конечном сопротивлении запертого диода VD $R_{VDoff} = 500$ кОм. Это позволяет избежать появления вырожденной матрицы \mathbf{A}_i на интервале, когда диод заперт, но практически не влияет на конечный результат.

Решение системы дифференциальных уравнений на любом участке постоянства структуры силовой части имеет вид

$$\mathbf{X}(t) = \mathbf{e}^{\mathbf{A}_i(z-z_0)} (\mathbf{X}_0 + \mathbf{V}_{ABi}) - \mathbf{A}_i^{-1} \mathbf{B}_i,$$

где \mathbf{X}_0 — вектор переменных состояния в начале участка; z_0 — начало участка в относительном времени.

Легко показать, что значение вектора фазовых переменных в произвольный n -й момент коммутации внутри k -го тактового интервала z_{kn} (рис. 3) определяется по выражению

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_{kn} = & \left(\prod_{i=1}^n \mathbf{e}^{\mathbf{A}_i(z_{ki}-z_{k,i-1})a} \right) \mathbf{X}_{k-1} + \\ & + \sum_{j=1}^{n-1} \prod_{i=j+1}^n \left\{ \mathbf{e}^{\mathbf{A}_i(z_{ki}-z_{k,i-1})a} \right\} \left(\mathbf{e}^{\mathbf{A}_j(z_{kj}-z_{k,j-1})a} - \mathbf{E} \right) \mathbf{A}_j^{-1} \mathbf{B}_j + \\ & + \left(\mathbf{e}^{\mathbf{A}_n(z_{kn}-z_{k,n-1})a} - \mathbf{E} \right) \mathbf{A}_n^{-1} \mathbf{B}_n, \end{aligned} \quad (2)$$

где \mathbf{X}_{kn} — вектор фазовых переменных в n -й момент коммутации внутри k -го тактового интервала z_{kn} ; \mathbf{X}_{k-1} — вектор фазовых переменных в конце $(k-1)$ -го тактового интервала. Стоит отметить, что \mathbf{X}_{k-1} равен вектору переменных состояний в начале k -го тактового интервала \mathbf{X}_{k0} .

С учетом этого получаем выражение для фазовых переменных в конце тактового k -го интервала \mathbf{X}_k :

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_k = \mathbf{X}_{kN} = & \left(\prod_{i=1}^N \mathbf{e}^{\mathbf{A}_i(z_{k,i}-z_{k,i-1})a} \right) \mathbf{X}_{k-1} + \\ & + \sum_{j=1}^{N-1} \prod_{i=j+1}^N \left\{ \mathbf{e}^{\mathbf{A}_i(z_{k,i}-z_{k,i-1})a} \right\} \left(\mathbf{e}^{\mathbf{A}_j(z_{k,j}-z_{k,j-1})a} - \mathbf{E} \right) \mathbf{A}_j^{-1} \mathbf{B}_j + \\ & + \left(\mathbf{e}^{\mathbf{A}_N(z_{k,N}-z_{k,N-1})a} - \mathbf{E} \right) \mathbf{A}_N^{-1} \mathbf{B}_N, \end{aligned} \quad (3)$$

где N — номер последней коммутации на k -м тактовом интервале. В рассматриваемом случае $N = 3$. Граничные моменты коммутации равны $z_{k0} = 0$ и $z_{kN} = 1$.

Выражение (3) является обобщенной функцией стробоскопического отображения преобразователей постоянного напряжения вида $\mathbf{X}_k = \Psi(\mathbf{X}_{k-1})$, которая связывает векторы фазовых переменных в стробоскопические моменты времени [2].

При адаптации данной функции к конкретному преобразователю необходимо найти матрицы \mathbf{A}_i и векторы \mathbf{B}_i , определить число коммутаций на тактовом интервале, а также составить алгоритм поиска моментов коммутации.

Поиск моментов коммутации z_{kn} осуществляется аналогично [2] с использованием метода Ньютона на основе разностных функций. В случае пропорционального регулятора математическое описание

разностных функций, выраженных через моменты коммутации в относительном времени, имеет вид

$$\begin{aligned} \xi_{k1}(z_{k1}, z_{k0}) &= \\ &= \alpha(U_3 - \beta c_1^T \mathbf{X}_{k1}(\mathbf{X}_{k-1}, z_{k1}, z_{k0})) - U_{pm} z_{k1}; \\ \xi_{k2}(z_{k2}, z_{k1}) &= \\ &= c_2^T \mathbf{X}_{k2}(\mathbf{X}_{k1}, z_{k1}, z_{k2}) - c_3^T \mathbf{X}_{k2}(\mathbf{X}_{k1}, z_{k1}, z_{k2}), \end{aligned} \quad (4)$$

где \mathbf{X}_{ki} — значения вектора переменных состояния в i -й точке коммутации внутри k -го тактового интервала, рассчитываемые по выражению (2); U_{pm} — амплитуда развертывающего пилообразного напряжения U_p ; $c_1 = [0; 0; 0; 1]$, $c_2 = [1; 0; 0; 0]$, $c_3 = [0; 0; 1; 0]$ — постоянные векторы, определяющие компоненту вектора переменных состояния, участвующую в выражениях (4). Первая разностная функция определяет момент совпадения управляющего напряжения после регулятора с пилообразным развертывающим напряжением (U_p на рис. 3), а вторая — определяет момент совпадения токов дросселей преобразователя, после которого силовой диод запирается. Неизвестные моменты коммутации z_{k1} и z_{k2} находятся на основании уравнений: $\xi_{k1}(z_{k1}, z_{k0}) = 0$; $\xi_{k2}(z_{k2}, z_{k1}) = 0$.

Алгоритмы поиска периодических режимов и расчета мультипликаторов матрицы монодромии для сокращения объема статьи здесь не рассматриваются. В данном случае авторы отсылают читателя к работе [2], где представлены методы расчета для непосредственного понижающего преобразователя, которые в какой-то степени аналогичны использованным в данной работе.

3. Исследование нелинейной динамики составных преобразователей напряжения

Исследование нелинейной динамики импульсных систем обычно выполняется с использованием карт динамических режимов, которые строятся в пространстве двух параметров и демонстрируют раз-

биение этого пространства на области существования различных динамических режимов.

В данной статье сравниваются нелинейные динамические свойства преобразователей, номиналы дросселей и конденсаторов которых были рассчитаны по стандартным методикам [7–9] при следующем наборе параметров: входное напряжение $E_0 = 100$ В, сопротивление нагрузки $R_H = 100$ Ом, частота квантования $f_{кв} = 50$ кГц, расчетное среднее значение коэффициента заполнения ШИМ $\gamma_{ср} = 0,5$, коэффициент пульсаций выходного напряжения $K_{п} = 3\%$.

Для анализа нелинейной динамики рассматриваемых систем будут использоваться карты динамических режимов [10]. Например, для преобразователя на несимметричной первичной обмотке карта динамических режимов представлена на рис. 4, а. На картах символами Π_{ij} отмечены области существования различных динамических режимов (i — m -цикл, характерный для данной области, j — номер области на карте динамических режимов). В частности, область $\Pi_{1,1}$ представляет собой первую область существования основного (проектного) режима с частотой $f_{кв}$ (1-цикл). Не заштрихованные области Π_{Xj} соответствуют недетерминированным режимам функционирования преобразователя ($m \rightarrow \infty$). Символом $\alpha_{кр}$ отмечена граница области конвергентности проектного режима, за пределами которой могут возникать опасные колебания. Таким образом, работа преобразователя при $\alpha > \alpha_{кр}$ опасна.

Каждая карта будет сопровождаться диаграммой относительно размаха колебаний, который определяется как $\Delta U_{отн} = \Delta U / \Delta U_{1max}$, где ΔU_{1max} — максимальный размах колебаний в области параметров, соответствующих проектному режиму (1-циклу), ΔU — абсолютный размах колебаний. Анализируя данную диаграмму, можно оценивать опасность той или иной области пространства параметров.

Карта динамических режимов преобразователя на несимметричной первичной обмотке (ПНПО). Данная карта приведена на рис. 4, а. Моделирование проводили при следующем наборе параметров:

$E_0 = 100$ В; $L_1 = 0,002$ Гн; $C_1 = 1,66$ мкФ; $R_1 = 10$ Ом; $L_2 = 0,002$ Гн; $C_2 = 3,33$ мкФ; $R_2 = 10$ Ом; $R_{VDoFF} = 500$ кОм; $R_H = 100$ Ом; $\beta = 0,5$; $U_{оп} = 10$ В; $T = 0,00002$ с.

Как видно из рис. 4, топология областей существования периодических режимов достаточно сложна. Первая бифуркационная граница на карте (линия AB) представляет собой суперкритическую бифуркацию Неймарка—Саккера [10].

На рис. 5, а представлена бифуркационная диаграмма при напряжении управления 5 В. В данном случае при $\alpha_1 = 2,6149$ еди-

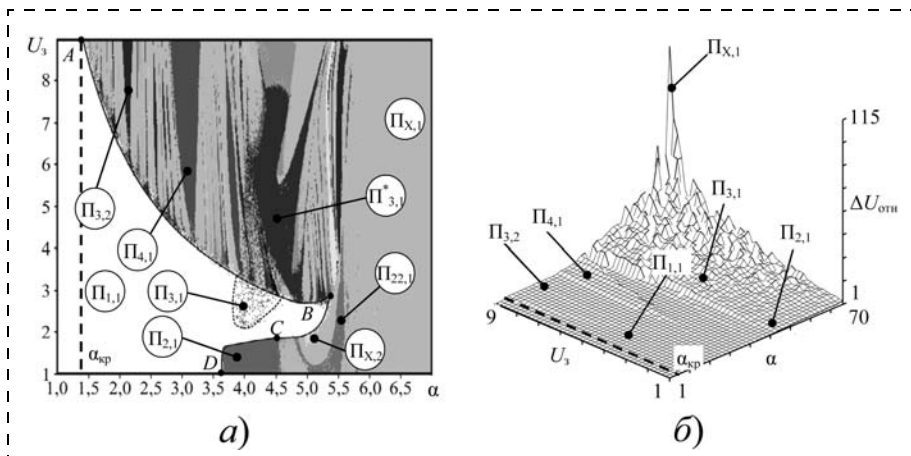


Рис. 4. Двухпараметрические диаграммы для ПНПО:

а — карта динамических режимов; б — диаграмма относительного размаха колебания выходного напряжения

нический круг пересекают два комплексно-сопряженных мультипликатора, что соответствует указанному ранее типу бифуркации. Это видно на рис. 5, б, где представлены модули двух старших мультипликаторов ρ_1 и ρ_2 возле первой бифуркационной границы AB . На основании рис. 5, а можно сделать вывод, что после пересечения системой линии AB возникают квазипериодические колебания. Указанные колебания существуют на поверхности двухмерного тора [3].

При дальнейшем увеличении параметра начинают чередоваться области квазипериодических колебаний и области периодической динамики на двухмерном торе (например, $P_{3,2}$, $P_{4,1}$ на рис. 4, а), что является характерной ситуацией для целого ряда систем с ШИМ [3].

При $\alpha_2 = 3,9285$ (рис. 5, а) в системе жестко возникает устойчивый 3-цикл, сопровождающийся некоторым увеличением амплитуды колебаний. После точки α_2 бифуркации в системе существуют как устойчивый (R_3^{sf}), так и неустойчивый (R_3^{ust})

3-циклы. При движении вдоль оси параметра α справа налево указанные периодические решения сливаются и исчезают (рис. 6, а). При этом в момент слияния мультипликатор устойчивого цикла ρ_2 выходит за единичный круг (рис. 6, б), что позволяет классифицировать данную бифуркацию как локальную седло-узловую бифуркацию [10].

Как видно на рис. 4, б, при больших напряжениях управления и больших значениях коэффициента усиления пропорционального регулятора α в системе присутствуют колебания большой амплитуды.

На рис. 7 представлена бифуркационная диаграмма при напряжении управления 8,5 В. Из рис. 7 видно, что при превышении $\alpha_1 = 1,56$ в системе возникают квазипериодические колебания, которые с ростом α чередуются с интервалами резонансной динамики. При больших значениях α диапазон пульсаций коэффициента заполнения γ_k достаточно велик, что отражается в многократном увеличении (примерно в 115 раз) размаха колебаний выходного напряжения по сравнению с 1-циклом на рис. 4, б. В этой области параметров на выходе преобразователя присутствуют хаотические колебания.

Бифуркационная граница BC (см. рис. 4, а) связана с рождением квазипериодических колебаний,

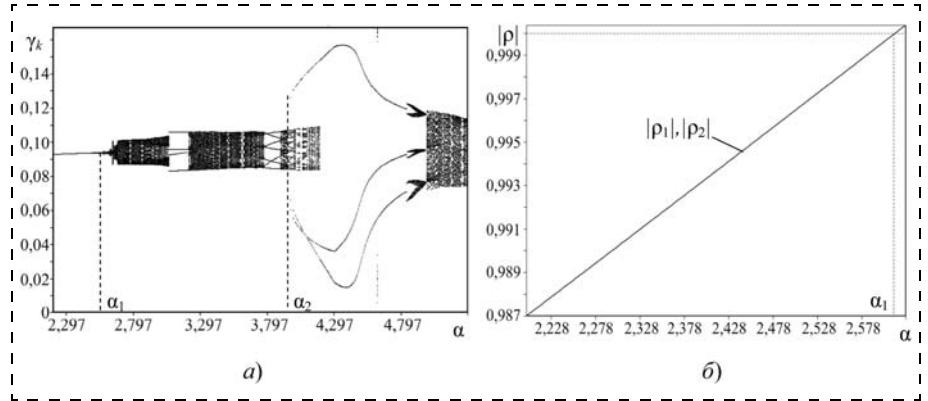


Рис. 5. Карта динамических режимов ПНПО:

а — бифуркационная диаграмма при $U_3 = 5$ В; б — диаграмма эволюции двух старших мультипликаторов 1-цикла

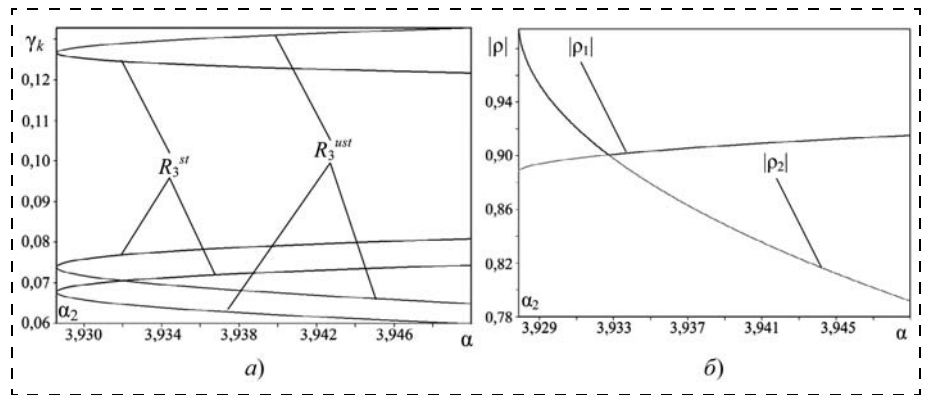


Рис. 6. Локальная седло-узловая бифуркация при $U_g = 5$ В:

а — бифуркационная диаграмма; б — диаграмма эволюции старших мультипликаторов 1-цикла

существующих одновременно с устойчивым 1-циклом. Особенности данного бифуркационного перехода представлены на рис. 8.

Как видно из рис. 8, квазипериодические колебания возникают при $\alpha_1 = 5,29$, а 1-цикл становится неустойчивым только при $\alpha_2 = 5,59$ (субкритическая бифуркация Неймарка—Саккера). Таким образом, при $\alpha \in [5,29; 5,59]$ в системе сосуществуют 1-цикл и квазипериодические колебания либо ко-

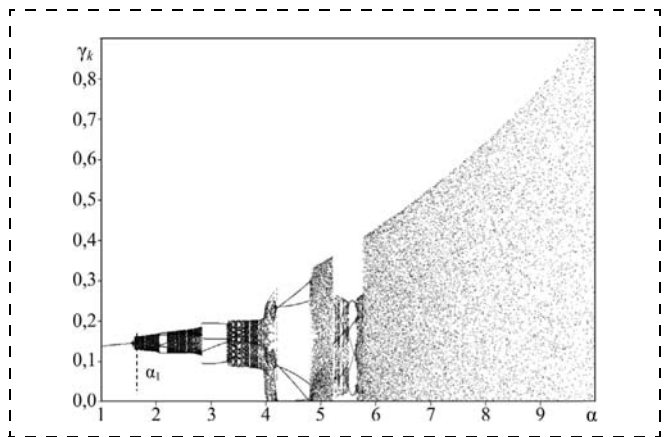


Рис. 7. Бифуркационная диаграмма ПНПО при $U_3 = 8,5$ В

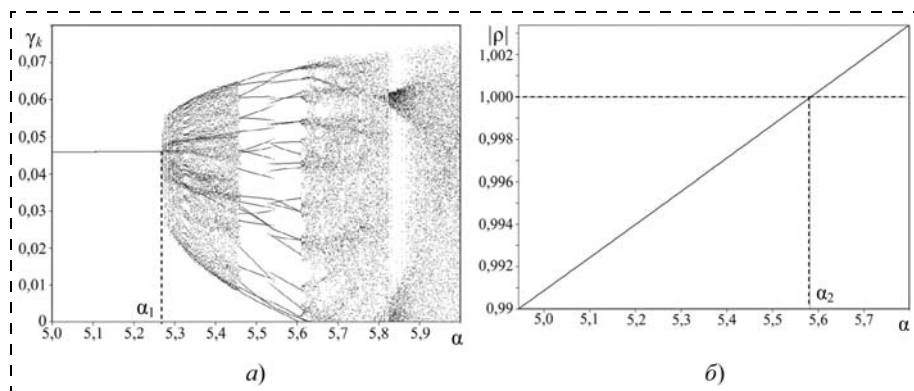


Рис. 8. Бифуркационная диаграмма ПНПО при $U_3 = 2,2$ В

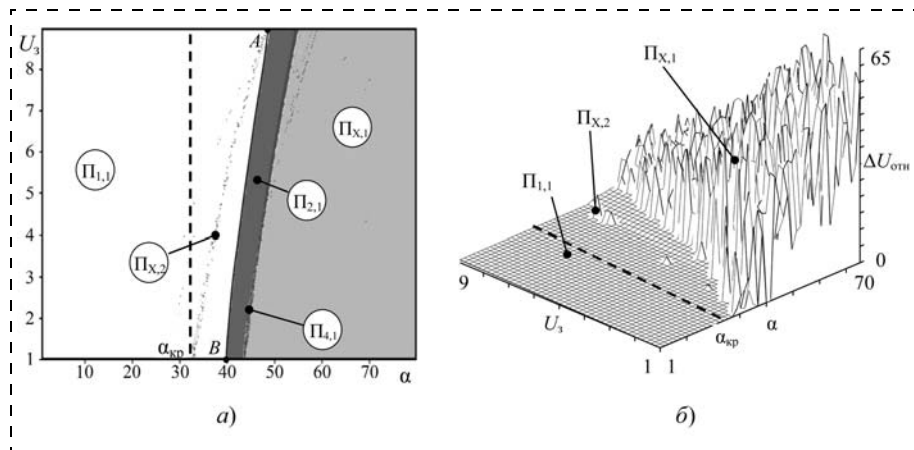


Рис. 9. Двухпараметрические диаграммы для ИПНПО: а — карта динамических режимов; б — диаграмма относительного размаха колебания выходного напряжения

лебания с большим периодом (см. окно периодичности на рис. 8, а). Бифуркационная граница CD на рис. 4, а является линией субкритической бифуркации удвоения периода [3]. Однако, как следует из рис. 4, б, после точки бифуркации возникает 2-цикл с малой амплитудой колебаний, что позволяет оценивать этот переход как безопасный.

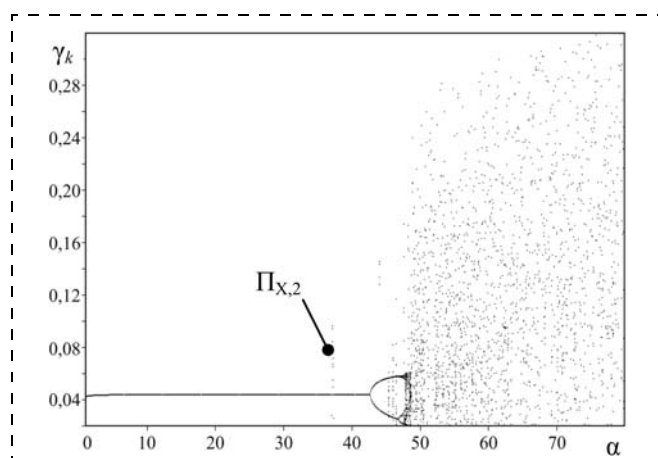


Рис. 10. Бифуркационная диаграмма ИПНПО при задающем напряжении $U_3 = 4$ В

Оценку критического значения коэффициента усиления можно сделать на основе рис. 4. Как видно из рисунка, критическое значение коэффициента пропорционального регулятора $\alpha_{кр} = 1,4$, что является достаточно малой величиной и требует особого внимания при проектировании.

Карта динамических режимов инверсного преобразователя на несимметричной первичной обмотке (ИПНПО). Данная карта представлена на рис. 9. Моделирование проводили при следующем наборе параметров: $E_0 = 100$ В; $L_1 = 0,00005$ Гн; $C_1 = 1,11$ мкФ; $R_1 = 10$ Ом; $L_2 = 0,1$ Гн; $C_2 = 0,1$ мкФ; $R_2 = 10$ Ом; $R_{VDoff} = 500$ кОм; $R_H = 100$ Ом; $\beta = 0,5$; $U_p = 10$ В; $T = 0,00002$ с.

Как видно из рис. 9, а, ее топология относительно проста. Первая бифуркационная граница определяется неодносвязной областью параметров $P_{х,2}$, которая соответствует хаотическим колебаниям, одновременно в этой области существует проектный 1-цикл. Критическое значение коэффициента пропорционального регулятора, при превышении которого возможно возникновение колебаний, составляет $\alpha_{кр} = 32,3$.

На рис. 10 приведена бифуркационная диаграмма, построенная со случайных начальных условий и соответствующая рассматриваемой карте. Из рис. 10 видно, что область притяжения режима, определяющего критическое значение $\alpha(P_{х,2})$, достаточно мала. Из рис. 9, б можно сделать вывод, что размах колебания в указанной области также мал, что позволяет говорить об относительной безопасности первой бифуркационной границы в ИПНПО.

Бифуркационная граница AB соответствует линии суперкритической бифуркации, когда при достижении точки бифуркации происходит мягкое удвоение периода колебаний. Сравнение рис. 4, б и рис. 9, б показывает, что непроектные режимы ИПНПО существенно безопаснее, чем у ПНПО.

Карта динамических режимов преобразователя Кука представлена на рис. 11, а. Моделирование проводили при следующем наборе параметров: $E_0 = 100$ В; $L_1 = 0,0025$ Гн; $C_1 = 0,83$ мкФ; $R_1 = 10$ Ом; $L_2 = 0,0025$ Гн; $C_2 = 2$ мкФ; $R_2 = 10$ Ом; $R_{VDoff} = 500$ кОм; $R_H = 100$ Ом; $\beta = -0,5$; $U_p = 10$ В; $a = 0,00002$ с.

Топология областей существования периодических режимов преобразователя Кука во многом схожа с топологией системы с ИПНПО. Область

конвергентности проектного режима преобразователя определяется неодносвязной областью $\Pi_{X,2}$. Линия AB на рис. 11, *а* соответствует суперкритической бифуркации удвоения периода. Линия BC на рис. 11, *а* соответствует жесткому возникновению хаотических колебаний (рис. 11, *б*). Линия DE также соответствует жестко возникающим хаотическим колебаниям малой амплитуды.

Оценивая размах пульсаций выходного напряжения в разных режимах работы, можно сделать вывод, что непроектные режимы преобразователя Кука безопаснее, чем у двух рассмотренных ранее преобразователей. Критическое значение коэффициента пропорционального регулятора составляет $\alpha_{кр} = 8,8$.

Заключение

В данной работе выполнено сравнение нелинейных динамических свойств преобразователей, рассчитанных с одинаковыми исходными данными при использовании стандартных методик. Проведенный анализ показал существенное отличие нелинейных динамических свойств преобразователя ПНПО от преобразователей Кука и ИПНПО. Данному преобразователю при рассчитанных по методике [7] параметрах силовой части присуща ложная квазипериодическая динамика, характеризующаяся большой амплитудой колебаний выходного напряжения. Преобразователь Кука демонстрирует наибольшую безопасность первой бифуркационной границы, поэтому с позиций нелинейной динамики является более предпочтительным. Однако стоит заметить, что его особенностью является смена знака напряжения на выходе по сравнению с входным напряжением, что может ограничить его применение. Данная проблема снимается при использовании преобразователя Кука с гальванической развязкой, схема которого приведена в работе [1].

Не менее важным показателем является критическое значение коэффициента усиления, определяющее область конвергентности проектного режима. Наибольшее значение $\alpha_{кр}$ достигается в ИПНПО преобразователе. Преобразователи Кука и ПНПО демонстрируют малое значение указанного коэффициента.

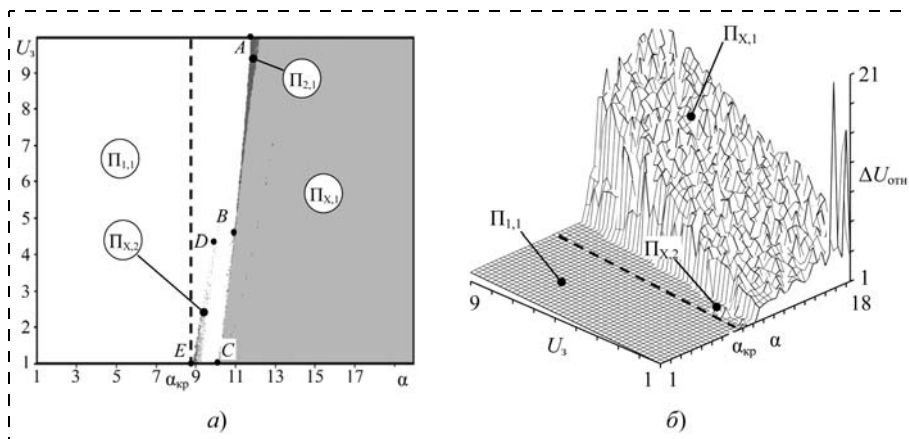


Рис. 11. Двухпараметрические диаграммы для преобразователя Кука: *а* — карта динамических режимов; *б* — диаграмма относительного размаха колебания выходного напряжения

Результаты, полученные в данной работе, дают возможность научно обоснованного выбора силовой части преобразователя с позиций теории нелинейной динамики при проектировании реальных устройств на основе рассматриваемых преобразователей.

Список литературы

- Северис Р., Блум Г. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания. М.: Энергоатомиздат, 1988. 294 с.
- Баушев В. С., Жусубалиев Ж. Т. О недетерминированных режимах функционирования стабилизатора напряжения с широтно-импульсным регулированием // Электричество. 1992. № 8. С. 47–53.
- Жусубалиев Ж. Т., Колоколов Ю. В. Бифуркации и хаос в релейных и широтно-импульсных системах автоматического управления. М.: Машиностроение-1, 2001. 120 с.
- Debbat M. B., Abdelali E. A., Bouyadjra R. Bifurcation Analysis of Current Mode Control Cuk DC-DC Converter // International Journal of Computer Applications. 2012. V. 55. N 3. P. 20–25.
- Debbat M. B., Aroudi A. E., Giral R., Martinez-Salamero L. Stability analysis and bifurcations of SEPIC DC-DC converter using a discrete-time model // IEEE ICIT 02. IEEE International Conference. 2002. V. 2. P. 1055–1060.
- Xue-Dong Jiang, Yu-Fei Zhou, Jun-Ning Chen, Shi-Bing Wang. Intermittent chaos and subharmonics in current-mode controlled SEPIC converters // Industrial Electronics and Applications, ICIEA. 3rd IEEE Conference. 2008. P. 833–836.
- Гу В. Разработка преобразователя SEPIC // Компоненты и технологии. 2008. № 9. С. 125–128.
- Rashid M. Power Electronics Handbook. Elsevier Inc., 2011. 1390 p.
- Falin B. J. Designing DC/DC converters based on ZETA topology // Analog Applications Journal. 2010. N 2Q. P. 16–21.
- Анищенко В. С., Вадивасова Т. Е., Астахов В. В. Нелинейная динамика хаотических и стохастических систем: Фундаментальные основы и избранные проблемы. Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 1999. 368 с.

УДК 629.3.053

С. В. Манько, д-р техн. наук, проф.,
С. А. К. Диане, аспирант,
cpd@mirea.ru,
МГТУ МИРЭА

Перспективы создания и пути разработки автономного электромобиля для городских условий на основе комплексного применения интеллектуальных технологий управления¹

Обсуждаются перспективы создания и пути разработки автономного электромобиля для городских условий, предлагаются модели и алгоритмы управления его движением на основе применения интеллектуальных технологий.

Ключевые слова: автономное транспортное средство, электромобиль, организация дорожного движения, интеллектуальная система управления движением, нечеткая логика

Введение

Транспортная сфера является одной из важнейших составляющих экономики любого современного государства и призвана обеспечивать необходимые объемы грузовых и пассажирских перевозок. На рубеже XX—XXI веков острота транспортной проблемы, особенно для больших городов развитых стран мира, включая Россию, достигла критических отметок. Подобное положение вещей обуславливается увеличением объема перевозок и интенсификацией транспортных потоков при лавинообразном росте числа транспортных средств и, как следствие, резком ухудшении экологической и аварийной обстановки, а также существенном повышении дефицита топливных ресурсов.

Следует отметить, что снижение уровня безопасности дорожного движения во многом объясняется усилением влияния человеческого фактора, когда возникновение аварийных ситуаций является результатом неадекватных действий водителя ввиду незнания, несоблюдения или преднамеренного нарушения установленных правил либо недооценки конкретной ситуации, быстротечности ее развития и возможных последствий.

Вместе с тем, ошибки и нерациональность вождения, нарушение правил движения и аварийность

¹Исследование выполнено при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации, соглашение 14.В37.21.0118.

так или иначе приводят к снижению скорости транспортного потока вдоль городских магистралей вплоть до его полной остановки, образованию многокилометровых "пробок" на улицах и дорожных развязках в часы пик.

Именно по этим причинам новые образцы автомобилей оснащаются парктрониками, датчиками контроля невидимых зон, системами заднего и кругового обзора, электронными системами активной безопасности (включая антиблокировочную систему (ABS), систему распределения тормозных усилий (EBD), систему обеспечения курсовой устойчивости (VSA) и др.), автоматическими средствами анализа физического состояния водителя и блокировки двигателя при выявлении его алкогольного опьянения.

Реальные перспективы массового перехода от автотранспорта с двигателями внутреннего сгорания к электромобилям, первые серийные образцы которых появились в открытой продаже, позволяют надеяться на улучшение экологической ситуации.

Электромобили могут служить конструктивной основой для создания принципиально нового поколения экологически чистых транспортных средств, оснащаемых сенсорными средствами контроля дорожной обстановки и интеллектуальной бортовой системой управления, обеспечивающей повышенную степень автономности, энергоэкономичности, эффективности и надежности на основе комплексного применения современных информационных технологий и методов обработки машинных форм представления знаний.

В данной статье, посвященной обсуждению перспектив создания и путей разработки автономного электромобиля для городских условий, обобщаются промежуточные результаты научно-исследовательской работы, выполняемой в МГТУ МИРЭА при поддержке грантом Министерства образования и науки РФ.

Перспективы создания нового поколения транспортных средств для городских условий на базе автономного электромобиля

Перспективам развития автомобилестроения вообще и сектора электромобилей, в частности, во всем мире уделяется самое пристальное внимание. Так, в США, одной из лидирующих стран в этой области, инвестиции в инфраструктуру и НИОКР в области разработки электромобилей до 2015 г. составили более 5 млрд долларов [1]. Только в 2012 г. на американском рынке было продано 435 тыс. гибридных автомобилей и 53 тыс. электромобилей, что суммарно составило 3,4 % от общего числа продаж транспортных средств [2].

Меры по наращиванию темпов разработки электромобилей принимаются и в других развитых и развивающихся странах. В Китае, например, государственная поддержка этой сферы достигла 15 млрд долларов при ожидаемой численности парка в 1 млн электромобилей к 2020 г. Аналогичные усилия по поддержке производства электромобилей осуществляются более чем половиной стран Европейского союза. При этом стимулирование продаж электромобилей включает не только государственные субсидии на покупку, но и снижение таможенных пошлин на импорт, свободный проезд на платных дорогах и др.

Важно отметить, что долгосрочный прогноз Международного Энергетического Агентства предполагает резкую интенсификацию роста мирового производства электромобилей (рис. 1, см. вторую сторону обложки).

На сегодняшний день наиболее известными серийно выпускаемыми моделями электромобилей можно считать *Mitsubishi i-MiEV*, *Nissan LEAF*, *ZENN*, *Microcar M.Go Electric*, *Toyota RAV4 EV*, *ZAP Xebra*, *General Motors EVI*, *Tesla Roadster*, *Modec*, *Reva NXR*, *Renault Z.E.*, *Tazzari ZERO*, *El Lada* (рис. 2, см. вторую сторону обложки).

В России серийное производство электромобилей налажено с конца 2012 г. Первые пять образцов отечественного электромобиля *El Lada* (рис. 2, е), по своим техническим характеристикам не уступающего зарубежным аналогам, были введены в эксплуатацию в г. Кисловодске в качестве такси в феврале 2013 г. [3].

Реальные возможности создания нового поколения электромобилей, оснащаемых интеллектуальной бортовой системой управления и способных функционировать в автономном режиме, подкрепляются и на практике подтверждаются успехами современной робототехники.

Яркой и наглядной иллюстрацией последних достижений в этой области могут служить примеры опытных образцов автономных мобильных роботов, принимавших участие в соревнованиях Grand Challenge, которые с начала двухтысячных годов регулярно проводятся по инициативе Агентства передовых оборонных проектов исследований Министерства обороны США DARPA [4].

Следует отметить, что отечественная научная школа также обладает и значительной фундаментальной базой и богатым практическим опытом по разработке полуавтоматических и автономных мобильных роботов различных типов и назначения, аппаратных средств бортовых систем обработки информации и управления, а также программно-алгоритмического обеспечения, реализующего весь спектр необходимых функциональных возможностей для работы в условиях неопределенности на основе комплексного привлечения современных интеллектуальных технологий [5].

Таким образом, можно констатировать, что интеграция заделов, накопленных и в областях автомобилестроения, робототехники, автоматического управ-

ления, обработки информации, искусственного интеллекта и в других смежных научных направлениях, открывает широкие перспективы по созданию нового поколения транспортных средств для городских условий на базе автономного электромобиля.

Принципы построения системы обработки информации и управления автономным электромобилем для городских условий

Автономные электромобили для городских условий по существу и с полным на то основанием могут рассматриваться в качестве отдельного специализированного вида интеллектуальных мобильных роботов, ориентированных для работы в условиях мегаполиса с учетом особенностей его инфраструктуры, интенсивности транспортных потоков, организации дорожного движения и т. д.

Подобная точка зрения позволяет подойти к проблеме разработки бортовой системы обработки информации и управления автономного электромобиля с позиции тех подходов, которые предложены, апробированы и используются в робототехнике.

Общепринятая концепция построения интеллектуальных систем управления (ИСУ) автономными роботами базируется на трех основных положениях:

- принципе иерархического построения, предполагающего наличие стратегического уровня планирования целесообразного поведения, тактического уровня планирования действий и управления движением, исполнительного уровня управления приводами и информационно-измерительной подсистемы, обеспечивающей замыкание контуров управления;
- принцип ситуационного управления [6, 7], реализуемого в подсистемах всех уровней на основе адекватного выбора тех или иных технологий обработки знаний в соответствии с требованиями по обеспечению необходимых функциональных возможностей с учетом специфики действующих факторов неопределенности;
- принцип обеспечения необходимой степени интеллектуальности подсистем отдельных уровней управления, включая интеллектуальность в малом (как способность обработки знаний), интеллектуальность в большом (когда способность обработки знаний интегрируется с возможностями к прогнозированию действий и ситуаций) и интеллектуальность в целом (с дополнительными возможностями адаптации на основе обобщения накапливаемого опыта и самообучения).

В контексте рассматриваемой проблематики практическое воплощение данной концепции предполагает необходимость конкретизации функциональных требований к бортовой ИСУ автономного электромобиля (рис. 3), обоснования состава информационно-измерительных средств и собственно разработки поведенческих моделей и алгоритмов с уточнением используемых методов представления и технологий обработки знаний.

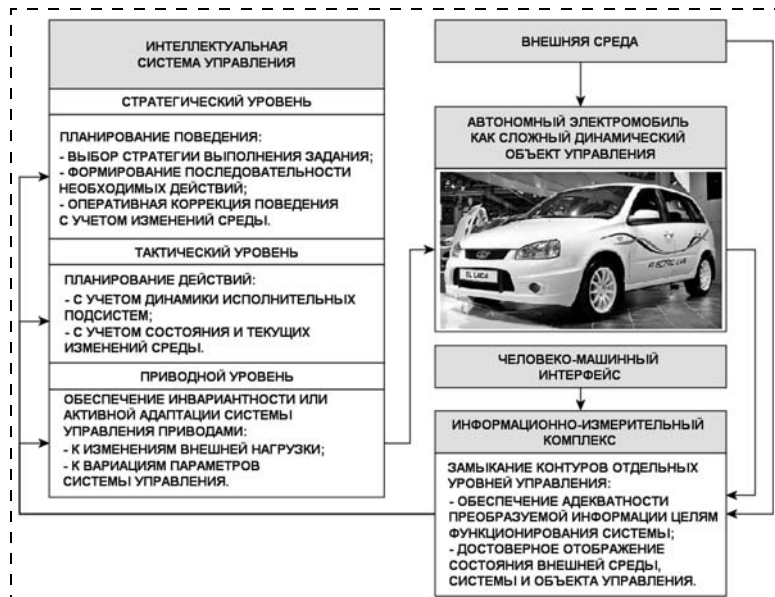


Рис. 3. Обобщенная структура интеллектуальной бортовой системы управления автономным электромобилем для городских условий

Главное назначение интеллектуальной бортовой системы управления автономным электромобилем связано с планированием и реализацией целесообразного поведения для доставки груза или пассажиров по указанному адресу в соответствующий конечный пункт в автоматическом режиме с учетом специфики организации уличного движения и особенностей дорожной обстановки при соблюдении правил безопасности, а также условий экономии имеющихся энергетических ресурсов.

Детальный анализ и декомпозиция подобной постановки позволяют сформулировать основные требования к функциональным возможностям бортовой ИСУ автономного электромобиля, основными из которых являются:

- управление целесообразным поведением автономного электромобиля в условиях города (включая оперативное формирование оптимального маршрута в заданный конечный пункт по цифровой карте города с учетом текущей информации об изменении загруженности улиц и магистралей, а также планирование действий и маневров при движении в транспортном потоке с учетом реальной дорожной обстановки и в соответствии с общепринятыми правилами безопасности дорожного движения);
- управление автономным электромобилем при движении в потоке, а также при выполнении маневров (включая разгон и торможение, остановку, разворот и парковку, перестроение из ряда в ряд, пересечение пешеходных переходов, а также регулируемых и нерегулируемых перекрестков, поворот на боковые магистрали и т. д. в соответствии с общепринятыми правилами безопасности дорожного движения, дорожной разметкой, знаками, указателями и сигналами светофоров);

- управление исполнительными приводами колес автономного электромобиля с учетом минимизации энергопотребления при обеспечении заданной скорости движения;
- адекватное восприятие общей дорожной обстановки и особенностей текущей дорожной ситуации с учетом интенсивности транспортного потока, а также имеющейся дорожной разметки, знаков, указателей и сигналов светофоров на основе обобщения разнородной сенсорной информации.

Очевидно, что реализация всего спектра функциональных возможностей бортовой ИСУ электромобиля предполагает наличие комплекса информационно-измерительных средств, базовый состав которых (табл. 1) также является не только хорошо известным, но и отработанным на примерах создания экспериментальных образцов автономных мобильных роботов, обладающих развитым сенсорным оснащением.

Так, в частности, информационно-измерительные средства экспериментального образца автономного мобильного робота "Boss" (CMU, GM, USA), который занял первое место в соревнованиях DARPA Urban Challenge (2007 г.), включают в свой состав семь типов сенсорных устройств [8] (табл. 2).

Обобщение результатов проведенного анализа позволяет сделать вывод о том, что ключевые проблемы создания нового поколения транспортных средств для городских условий на базе автономного электромобиля с развитым сенсорным оснащением и интеллектуальной бортовой системой управления связаны с разработкой моделей и алгоритмов, обеспечивающих требуемые функциональные возможности по реализации целесообразного по-

Таблица 1
Базовый состав бортового комплекса информационно-измерительных средств автономных мобильных роботов (АМР)

Решаемые задачи	Средства сенсорного оснащения
Сбор информации о координатах и параметрах движения АМР	Спутниковая система глобальной навигации, система инерциальной навигации, система локальной навигации
Сбор информации о качестве дорожного полотна и объектах, выступающих в качестве препятствий	Видеокамера, лидар, радар, ультразвуковые и инфракрасные датчики
Обнаружение и распознавание сигналов визуального информирования (дорожные знаки, разметка, сигналы светофора и др.)	Видеокамера
Обнаружение и распознавание сигналов звукового информирования	Микрофон
Сбор дополнительной информации, получаемой по радиоканалу	Средства беспроводной сетевой связи

Таблица 2

Состав и размещение информационно-измерительных средств экспериментального образца автономного мобильного робота "Boss" (CMU, GM, USA)

№	Сенсорное средство	Число	Тип и назначение
1	Applanix POS-LV 220/420 GPS/IMU	1	Система позиционирования, основанная на совместном использовании GPS и инерциальной навигации. Погрешность 0,5 м
2	SICK LMS 291-S05/S14 LIDAR	6	Лидар. Угол сканирования $90^\circ/180^\circ \times 0,9^\circ$; угловое разрешение $1^\circ/0,5^\circ$; максимальная дальность действия 80 м
3	Velodyne HDL-64 LIDAR	1	Лидар. Угол сканирования $360^\circ \times 26^\circ$; угловое разрешение $0,1^\circ$; максимальная дальность действия 70 м
4	Continental ISF 172 LIDAR	2	Лидар. Угол сканирования $12^\circ \times 3,2^\circ$; максимальная дальность действия 150 м
5	IBEO Alasca XT LIDAR	2	Лидар. Угол сканирования $240^\circ \times 3,2^\circ$; максимальная дальность действия 300 м
6	Continental ARS 300 Radar	4	Радар. Ширина диаграммы направленности $60^\circ/17^\circ \times 3,2^\circ$; максимальная дальность действия 60 м / 200 м
7	Point Grey Firefly	2	Видеокамера с высоким динамическим диапазоном, угол обзора 45°

ведения и выполнению необходимых маневров на основе применения современных технологий обработки знаний.

Модели и алгоритмы интеллектуальной бортовой системы управления автономным электромобилем для городских условий

Разработка программно-алгоритмического обеспечения для решения всей совокупности задач по планированию поведения и управлению движением автономного транспортного средства в условиях города обуславливает необходимость привлечения современных интеллектуальных технологий, основанных на обработке машинных форм представления знаний и обеспечивающих возможность учета всего многообразия ситуаций изменения и факторов неопределенности дорожной обстановки.

Следует отметить, что выбранные принципы построения интеллектуальной системы управления, по существу, определяют функциональную структуру ее программного обеспечения, показанную на рис. 4.

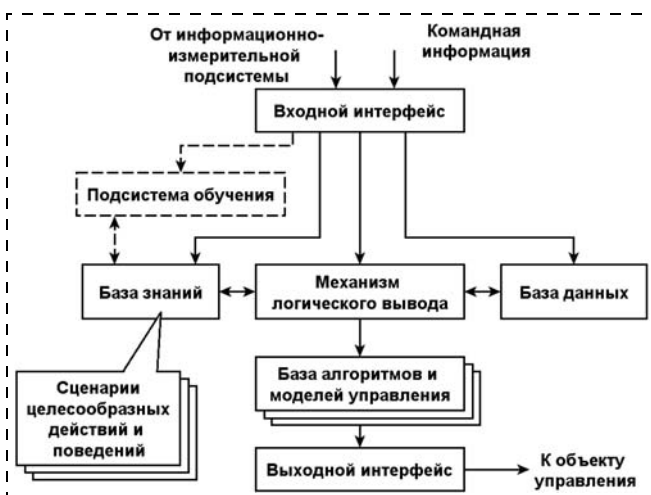


Рис. 4. Функциональная структура программного обеспечения интеллектуальной системы управления

Так, реализация принципа ситуационного управления предполагает наличие базы знаний, регламентирующих соответствие классов возможных условий функционирования объекта классам адекватных управляющих решений. Описание текущего состояния и самого объекта и его внешней среды, формируемое на основе показаний комплекса информационно-измерительных средств, закладывается в постоянно обновляемую базу данных. При этом механизм логического вывода обеспечивает принятие необходимого решения по управлению на основе сопоставления данных о текущей ситуации с имеющимися в системе знаниями. Собственно, сами решения по управлению могут быть связаны с выбором тех или иных моделей и алгоритмов, хранящихся в библиотеке, или указанием их параметров.

Содержимое библиотек того или иного уровня интеллектуальной системы управления в общем случае определяется его функциональным назначением и составом решаемых им задач.

Решение задач формирования оптимального маршрута движения по карте до указанной конечной точки или его модификация с учетом информации о реальной загруженности магистралей являются прерогативой стратегического уровня управления автономным электромобилем и эффективно обеспечиваются известными алгоритмами поиска путей на взвешенных графах [9—11]. Найденный маршрут аппроксимируется последовательностью опорных точек, обработка которых осуществляется тактическим уровнем управления.

Применительно к тактическому уровню управления движением, который является наиболее специфичным с точки зрения разработки автономного электромобиля, состав соответствующей библиотеки должен включать набор моделей и алгоритмов, обеспечивающих выполнение следующих основных маневров (в полном соответствии с правилами безопасности дорожного движения):

- разгон, торможение, выполнение поворотов и разворотов;

- целенаправленное движение с соблюдением скоростного режима;
- объезд препятствий и экстренное торможение для предотвращения столкновений;
- движение и перестроение в интенсивных транспортных потоках;
- высадка пассажира с последующим возвращением на полосу движения;
- параллельная парковка прямым и задним ходом;
- заезд в гараж прямым и задним ходом;
- выезд из гаража или с прилегающих территорий;
- проезд регулируемых и нерегулируемых перекрестков, железнодорожных переездов и т. д.

Один из наиболее мощных, гибких и удобных подходов к разработке моделей и алгоритмов, реализующих принципы ситуационного управления сложными объектами и процессами, связан с применением технологии нечеткой логики. Модели, создаваемые на основе этой технологии, формируются в виде набора продукционных правил с указанием взаимосвязей значений входных и выходных переменных, диапазоны изменения которых описываются с помощью нечетких множеств или других представлений:

$$\begin{aligned}
 & \text{ЕСЛИ } X_1 \text{ есть } A_{11} \text{ И } \dots \text{ И } X_m \text{ есть } A_{1m}, \\
 & \quad \text{ТО } Y \text{ есть } B_1; \\
 & \dots \\
 & \text{ЕСЛИ } X_1 \text{ есть } A_{p1} \text{ И } \dots \text{ И } X_m \text{ есть } A_{pm}, \\
 & \quad \text{ТО } Y \text{ есть } B_p,
 \end{aligned}
 \tag{1.1}$$

где X_i , Y — входные и выходная переменные, $i = 1, \dots, m$; p — число правил в составе продукционной модели; A_{ki} , B_k — диапазоны изменения входных и выходной переменных, $k = 1, \dots, p$.

Для обработки таких моделей предложено несколько различных способов. Наиболее распространенный из них осуществляется по схеме Мамдани. В этом случае диапазоны изменения входных и выходной переменных задаются с помощью функций принадлежности, определяющих степень досто-

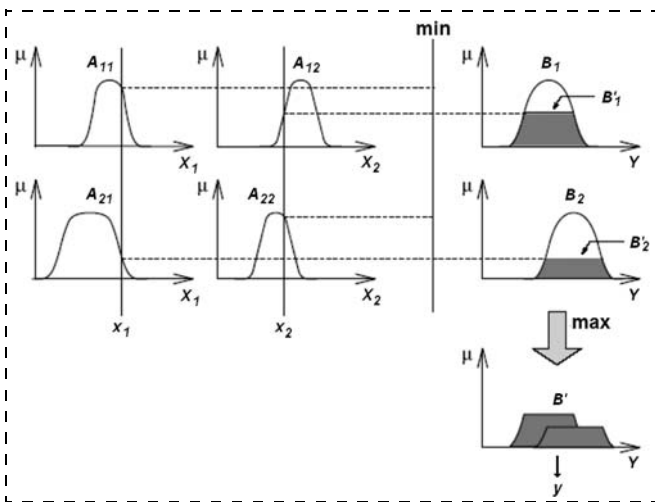


Рис. 5. Организация процесса нечеткого логического вывода в соответствии со схемой Мамдани

верности, с которой значения тех или иных параметров могут быть отнесены к соответствующим областям. При этом, как показано на рис. 5, процесс обработки предполагает последовательное выполнение следующих основных этапов:

- фаззификации, обеспечивающей сопоставление значений входных переменных с функциями принадлежности условной части отдельных правил;
- нечеткого логического вывода, обеспечивающего формирование и агрегацию искомых заключений на основе обработки следственной части правил с учетом результатов фаззификации;
- дефаззификации, обеспечивающей преобразование результатов нечеткого логического вывода в конечное значение выходной переменной.

Применение методов и технологий нечеткой логики позволило не только разработать весь базовый набор моделей управления движением электромобиля в автономном режиме, но и обеспечить переключение между ними в зависимости от особенностей текущей ситуации.

Так, например, выполнение маневра "Проезд перекрестка" может быть сведено к комбинированному использованию моделей "Целенаправленное перемещение", "Объезд препятствия" и "Экстренное торможение".

Модель целенаправленного перемещения, которая регламентирует скорость и направление движения автономного электромобиля в зависимости от его удаленности и ориентации по отношению к некоторой заданной конечной или промежуточной

Таблица 3

Взаимосвязи между классами значений входных и выходных переменных модели целенаправленного перемещения автономного электромобиля

Входы		Выходы	
Расстояние до цели	Угловое рассогласование	Поворот колес	Скорость
Далеко	Нулевое Малое Отрицательное	Нулевой Малый вправо вправо	Положительная Малая положительная Малая положительная Малая положительная
	Малое положительное Положительное	Малый влево Влево	Положительная Малая положительная Малая положительная Малая положительная
Близко	Нулевое Малое Отрицательное	Нулевой Малый вправо Вправо	Положительная Малая положительная Малая положительная Малая положительная
	Малое положительное Положительное	Малый влево Влево	Положительная Малая положительная Малая положительная
Очень близко	Нулевое Малое Отрицательное	Нулевой Малый вправо Вправо	Нулевая Нулевая
	Малое положительное Положительное	Малый влево Влево	Нулевая Нулевая

(целевой) точке, строится в виде набора продукционных правил (табл. 3), определяющих взаимосвязи между классами значений соответствующих входных и выходных переменных (рис. 6, см. третью сторону обложки).

На рис. 7 приведены результаты моделирования целенаправленного перемещения автономного электромобиля в соответствии с набором правил из табл. 3.

Модели объезда препятствий и экстренного торможения формируются аналогичным образом с добавлением ряда правил, регламентирующих скорость и направление движения автономного электромобиля в зависимости от его удаленности и ориентации по отношению к объектам внешней среды.

Управление автономным электромобилем в сложных ситуациях (при проезде регулируемых и нерегулируемых перекрестков, обгоне впереди идущих транспортных средств и т. д.) может осуществляться на основе последовательного подключения моделей выполнения элементарных маневров. В качестве иллюстрации на рис. 8 (см. третью сторону обложки) представлены фрагменты моделирования автономного электромобиля при выполнении поворота на нерегулируемом перекрестке в условиях интенсивного транспортного потока. Цифрами обозначены участники дорожного движения. Номера транспортных средств, находящихся вне зоны видимости, указаны в серых квадратах.

Предложенный подход к формированию моделей выполнения сложных маневров как комбинации более простых позволил разработать основной набор необходимых компонентов для библиотеки алгоритмов интеллектуальной системы управления автономного электромобиля. При этом, как показали тестовые эксперименты, обеспечение гарантированного решения задачи по объезду препятствий в условиях сложных сцен и ограниченных пространств потребовало дополнения модели выполнения соответствующего маневра (построенной по технологии нечеткой логики) специализированными средствами обучения с подкреплением (рис. 9, см. третью сторону обложки) [12].

Результаты комплексного компьютерного моделирования, проводимого с учетом специфики и

основных особенностей городской инфраструктуры, средств организации и регулирования дорожного движения (разметка, знаки, светофоры), а также изменяемой интенсивности транспортных потоков, полностью подтверждают работоспособность, надежность и эффективность разработанного комплекта базового программно-алгоритмического обеспечения интеллектуальной бортовой системы управления автономного электромобиля.

В соответствии с условиями контракта на выполнение научно-исследовательской работы, результаты которой обсуждаются в данной статье, разработанные модели и алгоритмы управления движением автономного электромобиля на основе комплекс-

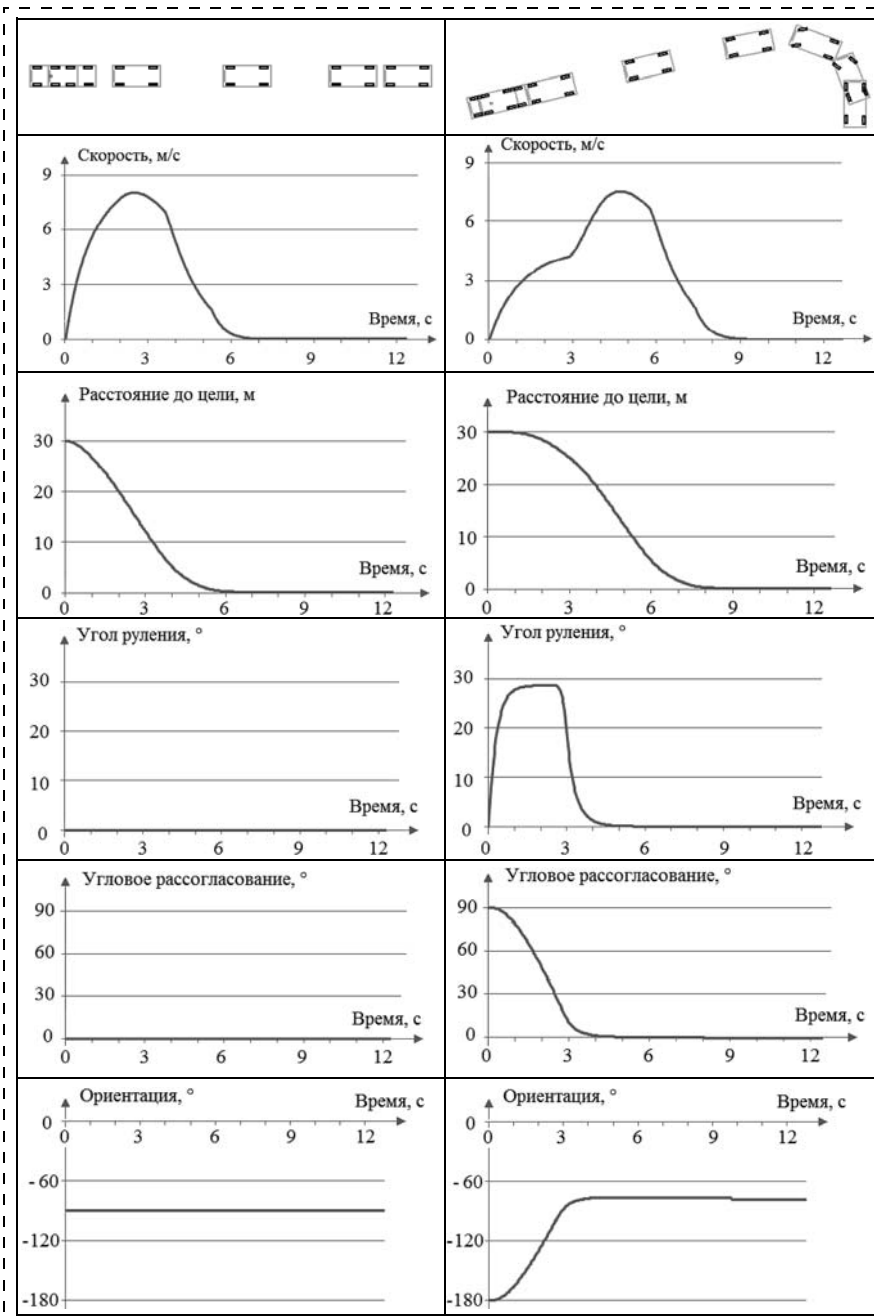


Рис. 7. Результаты моделирования целенаправленных перемещений автономного электромобиля при движении прямо (слева) и с поворотом (справа)

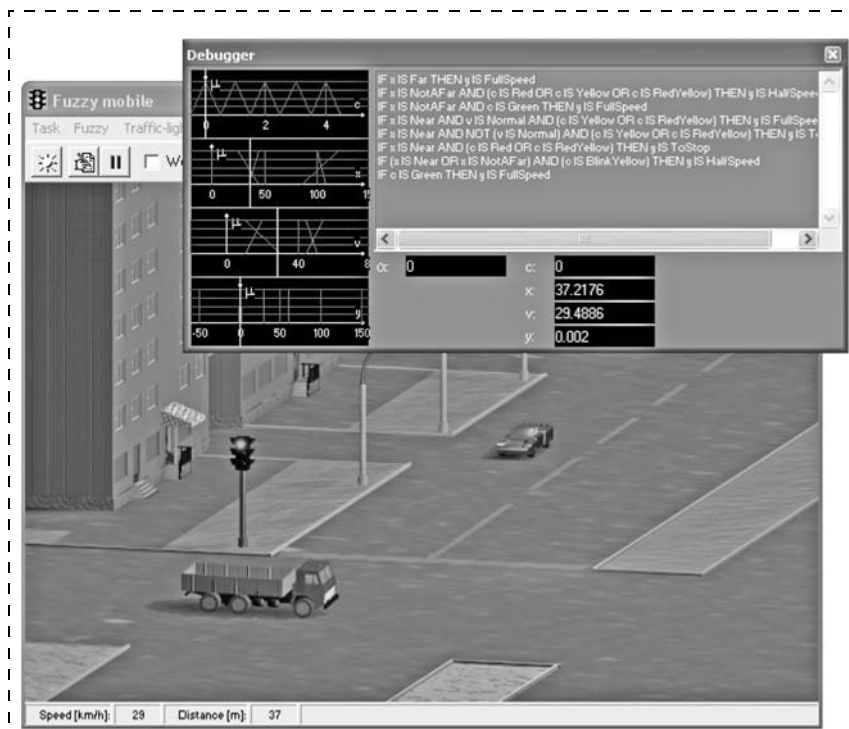


Рис. 10. Отладка алгоритмов интеллектуального управления автономным электромобилем и комплексное моделирование его целесообразного поведения в среде виртуальной реальности

ного применения современных технологий обработки знаний используются в составе программно-методического обеспечения для проведения лабораторных работ (рис. 10) [13] по курсам "Методы искусственного интеллекта" и "Интеллектуальные системы управления" при подготовке кадров по направлению 221000.62 "Мехатроника и робототехника" с профилем специализации "Автономные роботы".

Заключение

По сообщениям в средствах массовой информации, ведущие зарубежные автомобильные компании, такие как Lexus, Cadillac, Mercedes-Benz, BMW, Volvo и ряд других, ведут активные работы по созданию бортовых систем управления легковыми автомобилями, способными функционировать в автономном режиме. Так, компания Mercedes-Benz анонсировала выход нового поколения модели S-Class с автопилотом к 2017 г. [14].

Отечественные разработчики автомобильной техники могли бы поставить перед собой не менее амбициозные задачи по созданию перспективных образцов автономных видов транспорта на основе интеграции фундаментальных и прикладных заделов, накопленных в организациях российской высшей школы и Академии наук.

Настоящая статья раскрывает возможности разработки интеллектуальных бортовых систем управления автономным городским электромобилем на основе использования современных технологий обработки знаний. Смежные вопросы, связанные с

обработкой разнородной сенсорной информации, построением моделей среды и анализа внешней обстановки, решением задач навигации транспортного средства в условиях городской инфраструктуры вообще и его относительной координатной привязки при движении в ограниченных пространствах дворовых территорий, в частности, остались за рамками обсуждения. Однако соответствующая проблематика, которая выступает предметом активных исследований, проводимых в МГТУ МИРЭА, МИЭТ, МГТУ им. Н. Э. Баумана, ИПМ им. Келдыша РАН и других организациях в области информационно-управляющих систем для автономных подвижных объектов различных типов и назначения, по многим аспектам является хорошо проработанной на уровне программно-аппаратных решений. Совокупность имеющихся результатов позволяет говорить о реальности перспектив создания отечественных образцов автономных городских электромобилей в самые короткие сроки.

Список литературы

1. Department Of Energy, The Recovery Act: Transforming America's Transportation Sector. Batteries and electric vehicles. URL: <http://www.whitehouse.gov/files/documents/Battery-and-Electric-Vehicle-Report-FINAL.pdf>
2. Electric drive vehicle sales figures (U.S. Market) — EV sales. URL: <http://www.electrifiedrive.org/index.php?ht=d/sp/i/20952/pid/20952>
3. Electric drive vehicle sales figures (U.S. Market) — EV sales. URL: http://www.stpravda.ru/20130214/pervye_elektromobili_taksi_el_lada_vyshli_na_liniiyu_v_kislovods_66469.html
4. DARPA Grand Challenge. URL: http://en.wikipedia.org/wiki/DARPA_Grand_Challenge
5. Интеллектуальные роботы (учебное пособие для ВУЗов) / Под общей ред. Е. И. Юревича. М.: Машиностроение, 2007.
6. Поспелов Д. А. Ситуационное управление: теория и практика. М.: Наука, 1986.
7. Макаров И. М., Лохин В. М., Манько С. В., Романов М. П. Искусственный интеллект и интеллектуальные системы управления. М.: Наука, 2006.
8. Urmsom C. et al. Autonomous Driving in Urban Environments: Boss and the DARPA Urban Challenge // Journal of Field Robotics, 2008.
9. Кормен Т. Х., Лейзерсон Ч. И., Ривест Р. Л., Штайн К. Алгоритмы: построение и анализ. 2-е изд. М.: Вильямс, 2005.
10. Рассел С., Норвиг П. Искусственный интеллект: современный подход. 2-е изд. М.: Вильямс, 2006.
11. Дж. Ф. Люгер. Искусственный интеллект: стратегия и методы решения сложных проблем. 4-е изд. М.: Вильямс, 2003.
12. Диане С. А. К., Манько С. В. Планирование движений автономного мобильного робота на основе методов нечеткой логики и обучения с подкреплением // Матер. VII Всеросс. науч.-практ. конф. "Перспективные системы и задачи управления". Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2012.
13. Еремин Д. М., Гарцев И. Б., Ситников М. С., Евстигнеев Д. Е. Методы искусственного интеллекта. Методические указания для выполнения лабораторных работ. М.: МГТУ МИРЭА, 2012.
14. Мерседес S-Class через пять лет получит автопилот. URL: http://news.infocar.ua/34mersedes34_s-class_cherez_pyat_let_poluchit_avtopilot_79050.html

УДК 612.766.1

А. П. Алисейчик¹, аспирант,
atooxa@gmail.com,

И. А. Орлов¹, аспирант,
orlovbel@gmail.com,

В. Ю. Дейнего², зав. лабораторией,
vadsush@mail.ru,

В. Е. Павловский¹, д-р физ.-мат. наук, проф.,
vpravl@mail.ru,

А. К. Платонов¹, д-р физ.-мат. наук, проф.,
platonov@keldysh.ru,

¹ИПМ им. М. В. Келдыша РАН,
²ЗАО "ВНИИСтройдормаш"

Биомехатронный исследовательский комплекс для двигательной нейрореабилитации

Представлен комплекс для нейрореабилитации двигательного аппарата нижних конечностей человека и голеностопных суставов. Описана структура комплекса, детально описаны составляющие элементы — тренажеры стопы и голеностопа с прессурным воздействием на стопы, полукровать-вертикализатор, экзоскелет нижних конечностей для оперирования ими в случае потери их подвижности или для активных тренировок. Комплекс предназначен для выполнения лечебных действий с больными, потерявшими подвижность нижних конечностей, или для работы со спортсменами или космонавтами на этапах реабилитации. Комплекс создавался в рамках гранта РФФИ № 11-01-12060-офи-м-2011 в 2011–2012 гг.

Ключевые слова: биомехатроника, реабилитационно-исследовательский комплекс, двигательная нейрореабилитация, вертикализатор, экзоскелет, тренажер стопы, тренажер голеностопа, импульсное управление, электропривод, пневмопривод

Введение. Краткий обзор существующих решений

Возможность применения модулей прессового воздействия на биологически активные зоны стопы, голеностопа и конечностей, особенно нижних, позволяет надеяться на улучшение, а возможно, и на восстановление нарушенных при спинномозговой травме вегетативных функций. Соединение таких модулей с механизмом для принудительного движения опорно-двигательного аппарата ноги человека позволит сформировать требуемый биомехатронный тренажер как на базе имеющихся биомеханических тренажеров с тредбаном, так и в ва-

рианте кровати-вертикализаторе. Этот же тренажер можно использовать и для восстановления в спортивной медицине и аналогичных приложениях [1].

В настоящее время подобные конструкции разрабатываются в ряде лабораторий и фирм биомедицинского профиля. Рассмотрим кратко некоторые примеры.

Стимуляторы стопы. Среди наиболее популярных стимуляторов необходимо отметить российский подошвенный имитатор КОРВИТ [2], имеющий возможность воздействия на две области стопы. В Болгарии в ИМЕХ БАН также была реализована разработка двух типов конструктивных схем для средств тактильной стимуляции стоп ног больного — проекты GaitSim и FootReact [3–5]. Стимуляторы стопы имитируют шаговую нагрузку при ходьбе человека. Они выполняют прессурное воздействие на заданные области стопы или избирательное (программное) воздействие на акупунктурные точки стопы. Цель такого воздействия состоит в воссоздании и активизации шагательных паттернов ходьбы.

Тренажеры разработки голеностопа. Для реабилитации голеностопного сустава человека создано много устройств, наиболее популярными тренажерами на данный момент является ряд систем ARTROMOT, разработанных в Германии фирмой ORMED [6]. Этой компанией были реализованы модельные серии отдельных тренажеров, по большей части с одной активной степенью свободы, успешно применяемых во многих лабораториях, в том числе, в клиниках России.

Вертикализаторы. Вертикализаторы часто применяются для пациентов с ограниченными возможностями, поражениями и травмами спинного мозга. Эти тренажеры чрезвычайно важны, поскольку позволяют начать реабилитацию практически сразу после травмы и увеличивают не только скорость реабилитации, но и шанс на полное выздоровление. Вертикализаторы используют для перевода пациента в наклонное или вертикальное положения при реабилитационных процедурах, что принципиально увеличивает естественность этих процедур. Большинство используемых в России вертикализаторов не имеют активного привода, работа с ними ведется вручную.

Легопуляторы-экзоскелеты. Для реабилитации пациентов с повреждениями опорно-двигательного аппарата широко используются ортопедические устройства легопуляторного типа, механически отрабатывающие шагательные движения человека. На

данный момент самыми развитыми устройствами в этой сфере являются: Locomat System, разработанный швейцарской компанией Hocoma [7], и "Система для локомоторной терапии" (СЛТ), разработанная российской Региональной общественной организацией инвалидов (РООИ) "ОРБИТА" [8].

И та, и другая система являются роботизированными устройствами для имитации ходьбы человека и "разработки" конечностей. Различаются принципиально способы механической реализации: при работе на Locomat System пациент начинает и заканчивает тренировку из положения "виса", при работе на СЛТ — в положении "стоя". В Locomat System усилия прилагаются к тазобедренным и голеностопным суставам, в СЛТ — к коленным и голеностопным суставам; при имитации ходьбы на Locomat таз пациента жестко зафиксирован, на СЛТ он находится в свободном состоянии. Также стоит отметить, что Locomat предусматривает тренировку только двух ног сразу, тогда как СЛТ позволяет реализовать независимую разработку правой и левой ног.

Тренажер "Вертикаль-М". В России разработаны тренажеры кроватного типа "Вертикаль" и "Вертикаль-М" [9, 10], в которых возможно горизонтальное или наклонное положение пациента, подъем из горизонтального положения в наклонное осуществляется стандартными средствами функциональной медицинской кровати, на которую устанавливается разработанное устройство. В исходной конструкции "Вертикали" были предусмотрены приводы для движения двух кареток вперед-назад, в которых закрепляются упорные площадки для стоп пациента. В устройстве каждой упорной площадки был предусмотрен рычаг для ее поворачивания в тыльном направлении в процессе движения каретки вперед с выпрямлением ноги пациента. В 2011 г. для обеспечения работ в ИФ им. И. П. Павлова РАН была изготовлена модифицированная модель мехатронного биотренажера кроватного типа. В модифицированном варианте новой "Вертикали" вместо рычагов добавлены два специальных привода программируемого наклона стопы. Таким образом, в устройстве модифицированной кровати-тренажера для перемещения ног предусмотрены четыре управляемых двигателя. Управление осуществляется микроконтроллерной системой. Система оказалась эффективной и проходит испытания.

Медицинские предпосылки

Паралич конечностей. Паралич конечностей, вызванный как травмой, так и инсультом, представляет собой динамический процесс последовательного умирания нервных клеток, начиная от непосредственного некроза клеток, вызванного механическим (в случае травмы) или трофическим (в случае инсульта) повреждением, и заканчивая отсроченной гибелью афферентных и эфферентных

нейронов в областях, отдаленных от первичного очага некроза. Эта отсроченная гибель нейронов связана с длительным отсутствием сигналов о необходимости силового напряжения мышц (сигналов рефлекса опоры) при гипокинезии, что приводит к генерализованному торможению двигательных и трофических центров и, в конце концов, к атрофии скелетной мускулатуры и невозможности ее иннервации. В этом случае паралич будет необратим [9—12]. Основная идея лечения состоит в принудительном преодолении гипокинезии.

Основные методы лечения. Борьба с первичным некрозом нервных клеток в области поражения практически невозможно. Однако при правильном лечении можно избежать как расширения некротической зоны, так и последующей гибели отдаленных нейронов. Для восстановления нарушенного нервно-мышечного взаимодействия используют метод навязанного движения, основанный на феномене активации генераторов шагательного движения афферентной стимуляцией. Было показано, что электрическая стимуляция периферических нейронов, так же как и давление (вибрация), приложенное непосредственно к нижним конечностям человека, приводят к произвольным шагательным движениям [9]. В настоящее время для стимуляции такой афферентной иннервации и, следовательно, избежания торможения двигательных центров и атрофии мышц используют специальные локомоторные тренажеры, примеры которых описаны выше. Такие тренажеры либо осуществляют принудительное перемещение ног пациента в шагательном ритме, либо обеспечивают стимуляцию кожных и мышечных рецепторов путем последовательного создания давления на разные участки стопы. В редких случаях оба процесса могут осуществляться одновременно.

Требования к конструкции тренажеров. Очевидно, что к таким тренажерам предъявляются строгие требования к безопасности, так как при отсутствии у пациента чувствительности нижних конечностей невозможно отследить случайно нанесенный аппаратом ущерб. В связи с этим требуется точная настройка аппарата до использования и обязательное присутствие обратной связи. Важно учитывать положение осей и максимальные возможности подвижности суставов пациента. Не менее важным вопросом является сохранение правильной походки пациента. К сожалению, для большинства современных реабилитационных аппаратов данная задача пока остается не до конца решенной, вследствие чего многие люди, прошедшие реабилитацию на локомоторных стимуляторах, имеют неправильную походку (без поворота таза вокруг вертикальной оси тела), что значительно усложняет хождение, а также приводит к постепенной деформации тазобедренного сустава.

Уникальность физиологии пациентов. При настройке описанных аппаратов необходимо учитывать индивидуальные особенности анатомии и физиологии каждого пациента. Так, например, наличие у пациента какого-либо заболевания, снижающего подвижность суставов, делает для него невозможными шагательные движения с большой амплитудой, требующей сгибания коленей и активной работы тазобедренного сустава.

Описание реабилитационного комплекса

В ИПМ им. М. В. Келдыша РАН создан опытный образец комплекса мехатронных роботизированных устройств для реабилитации пациентов для широкого круга заболеваний и при различной их тяжести. Для разработки отдельных групп мышц могут применяться как отдельные устройства, так и весь комплекс. В исходной версии комплекс состоит из четырех устройств: тренажера для разработки голеностопного сустава, модуля для стимуляции стопы, тренажера-вертикализатора и легопулятора (экзоскелета нижних конечностей) человека. В дальнейшем планируется дополнить этот список экзоскелетом рук человека. Далее подробно описывается каждое устройство.

▲ Тренажер голеностопного сустава

Этот элемент комплекса создан на основе медицинского ортеза, где одна степень свободы реализована на упругом креплении, чтобы обеспечить безопасность и компенсировать несоосность степени свободы ортеза с реальным, более сложным и в общем случае не цилиндрическим, шарниром голеностопного сустава человека. При этом различия между физиологическими особенностями конкретных людей компенсируются разными специально разработанными вкладышами в ортез. В качестве привода в шарнире используется двигатель постоянного тока с червячным редуктором. Таким образом, максимальный момент в цилиндрическом шарнире сопоставим с моментом, развиваемым при ходьбе здорового человека. Управление роботом реализовано с помощью модульной микроконтроллерной системы "РОБОКОН" управления роботами разработки ИПМ им. М. В. Келдыша РАН [13], в состав входит серийный одноплатный микрокомпьютер формата PC-104. Система имеет обратную связь по углу и может управляться как с использованием компьютера, так и без него, в этом случае управляющая программа находится в памяти контроллера. Предотвращение чрезмерных нагрузок на сустав человека контролируется как программно, так и механически, поскольку предусмотрена возможность поставить на аппарат верхний и нижний ограничители по углу вращения. Кроме того, от чрезмерных усилий предохраняет специально разработанная система гибкого крепления привода.

На рис. 1 (см. четвертую сторону обложки) для наглядности приведена основа стимулятора стопы без фиксирующих вкладышей для реабилитации конкретного пациента. В каждом тренажере находятся пневматические стимуляторы опорных зон стоп, описанные ниже. Тренажер голеностопа может быть использован как в комплексе с остальными реабилитационными устройствами, так и отдельно, для лечения более узкого круга заболеваний или для тренировок.

▲ Стимулятор опорных зон стопы

Устройство (рис. 2, см. четвертую сторону обложки) предназначено для реабилитации и профилактики патологий опорно-двигательного аппарата, связанных с болезнями, приведшими к параличу нижних конечностей. Стимулятор опорных зон обеспечивает механическую имитацию опорной нагрузки, запуская при этом синергичные взаимодействия двигательных рефлексов [10–12].

Принцип работы стимулятора основан на пневматическом давлении на соответствующие зоны (для каждой стопы их три), которое моделирует реальную ходьбу человека. Реализовано давление с помощью специальных пневматических упругих камер, управление которыми происходит путем широтно-импульсной модуляции (ШИМ), что, в свою очередь, дает возможность выполнить любую наперед заданную функцию давления вплоть до удара (имитация прыжка). В отличие от остальных устройств данного типа российского производства стимулятор опорных зон стопы имеет три камеры (для каждой зоны стопы: пяточной, зоны свода и плюсневой), что помогает более достоверно моделировать процесс ходьбы человека.

Блок управления для данного устройства также основан на упомянутой модульной микроконтроллерной системе "РОБОКОН", что позволяет работать со стимулятором стоп и тренажером голеностопного сустава в комплексе, используя один интерфейс. Для безопасности пациентов в модуль включена система "регулятор давления—предохранительный клапан", которая обеспечивает безопасное давление на стопу человека.

Еще одной особенностью данной системы является тот факт, что питать стимулятор можно от стандартного напряжения 12 В, а в качестве компрессора использовать электрический насос (например, автомобильный), что делает модуль весьма мобильным и позволяет существенно ускорить клиническую реабилитацию пациента.

▲ Тренажер—полукровать-вертикализатор

Для того чтобы иметь возможность начать процесс реабилитации как можно раньше, был разработан спинной тренажер-вертикализатор. Этот тренажер имеет конструкцию полукровати и модульную

схему. На тренажере установлены регулируемые опоры для крепления к полу и ручки для поддержки пациента. Тренажер легко разбирается и помещается в багажное отделение легкового автомобиля, что позволяет использовать его не только в клиниках, но и в иных условиях (например, в мобильных приложениях).

В состав комплекса входит также экзоскелет нижних конечностей. На рис. 3 (см. четвертую сторону обложки) изображена полукровать с манекеном и экзоскелетом. На данный момент на полукровати реализованы три степени свободы — две управляемые и одна пассивная — поворот корпуса вокруг вертикальной оси. Подъемная степень управляется электродвигателем и имеет обратную связь по углу. Кроме функции вертикализации эта степень используется при отработке имитации движений приседания и т. п. Вторая активная степень поворачивает корпус пациента вокруг горизонтальной оси, перпендикулярной активной наклонной оси.

Благодаря такой конструкции реализуется кинематика имитации движения таза при ходьбе человека. В дальнейшем все три угловые степени вращения таза будут активными. На корпусе полукровати устанавливается блок управления всем реабилитационным комплексом.

▲ Тренажер-легопулятор (экзоскелет ног)

Для имитации ходьбы человека и "разработки" нижних конечностей человека создан легопулятор (экзоскелет) ног. Данная конструкция экзоскелета имеет существенные отличия от иностранных [7, 14] и отечественных аналогов с пневмоприводами, так как система не имеет собственных шарниров, имитирующих или повторяющих суставы человека. Проблема повторения точной кинематики движений конкретного пациента решается программно. Экзоскелет имеет модульную конструкцию, и некоторые шарниры могут быть легко добавлены или удалены для создания "более жесткой" или плоской конструкции. В базовой сборке экзоскелет состоит из пяти жестких деталей — седла и креплений к голени и бедру, соединенных между собой пневмоцилиндрами. Большинство пневмоцилиндров крепятся к жестким деталям сборки с помощью двух- или трехступенных шарниров. Таким образом, данная конструкция может иметь шесть степеней свободы у крепления бедра относительно седла и шесть степеней свободы у крепления голени относительно крепления бедра и относительно седла. Поэтому в данной сборке могут быть реализованы произвольные движения ног человека, ограниченные лишь ходами пневмоцилиндров. На первом этапе для отработки движений на манекене использованы пневмоцилиндры небольшого диаметра (16 мм), чтобы обеспечить безопасность на ра-

бочем давлении 8 бар. Пневмоцилиндры также легко заменяются как на аналогичные с иным ходом, так и на цилиндры другого диаметра, что позволит легко и быстро адаптировать конструкцию под конкретного пациента.

На рис. 4 (см. четвертую сторону обложки) приведен характерный вид экзоскелета, закрепленного на тренажере-полукровати для отработки имитации приседания. В данной сборке аппарат имеет восемь управляемых пневмоцилиндров, остальные степени свободы остаются пассивными, чтобы не причинить вреда походке человека. Шток цилиндра имеет магнит, так что возможно реализовать обратную связь с помощью датчиков Холла. Каждый из восьми цилиндров управляют два нормально закрытых клапана в режиме ШИМ на частотах, близких к 50 Гц.

Методика синтеза управления пневмоприводом

В результате подробного анализа вариантов приводов для тренажера были выбраны пневмоприводы.

Они имеют следующие преимущества:

- отсутствие, в отличие от гидропривода, необходимости возвращать рабочее тело (воздух) назад к компрессору, что упрощает систему шлангов и трубопроводов;
- меньшая масса рабочего тела по сравнению с гидроприводом;
- меньшая масса исполнительных устройств по сравнению с электрическими;
- возможность упростить систему за счет использования в качестве источника энергии баллона со сжатым газом (что делает систему автономной и мобильной);
- для создания больших усилий на исполнительных элементах есть системы, где давление в баллоне достигает 500 МПа;
- простота и экономичность, обусловленные дешевизной рабочего газа;
- быстрота срабатывания и большие частоты вращения пневмомоторов (до нескольких десятков тысяч оборотов в минуту);
- пожаробезопасность и нейтральность рабочей среды;
- в сравнении с гидроприводом — способность передавать пневматическую энергию на большие расстояния (в специальных конструкциях до нескольких километров);
- по сравнению с гидроприводом пневмопривод менее чувствителен к изменению температуры окружающей среды вследствие меньшей зависимости КПД от утечек рабочей среды (рабочего газа), поэтому изменение зазоров между деталями пневмооборудования и вязкости рабочей среды не оказывают серьезного влияния на рабочие параметры пневмопривода.

Конкретно в созданной системе были использованы пневмоприводы и пневмооборудование фирмы Pneumax, Италия [21].

Испытания пневмооборудования Pneumax. Исходя из первых попыток создания пневматического пропорционального привода для реабилитационного медицинского оборудования был сделан главный вывод, что применение пневмопривода для данной цели вполне осуществимо. Основными достоинствами пневмопривода для данной конструкции являются его простота, дешевизна и безопасность.

Для определения возможностей пропорционального управления пневмоцилиндрами методом ШИМ с помощью серийных пневмораспределителей общепромышленного применения был собран испытательный стенд. Два пневмоцилиндра шарнирно прикреплены к ортогональным стенкам (задающим оси координат X и Y), полурамы и их точки крепления находятся на одинаковом расстоянии от "начала координат" стенок. Штоковые концы соединены вместе одной осью. Это выполнено для решения главной задачи — реализации движения точки соединения штоков по заданной траектории, например, по окружности или по более сложной траектории.

Пневмоцилиндры имеют одинаковые размеры: диаметр поршня 16 мм, ход штока 150 мм и, соответственно, полный объем 30 см³. Пневмораспределители выбраны электропневматического типа 488-й серии, с условным проходом 6 мм и максимальным расходом 640 л/мин при давлении 6 бар. Компрессор был отрегулирован на давление 8 бар.

Управление осуществляется от микропроцессорного контроллера с помощью специально разработанной для этих испытаний управляющей программы. Для расчета и ввода-вывода исходных данных испытаний используется специальная программа, написанная на языке высокого уровня.

Для тестового движения по окружности в программу вводятся: радиус окружности, шаг дискретизации по углу поворота, скорость вращения и число выполняемых циклов. Программа перерабатывает входные данные в параметры сигналов управления (каналов ШИМ) и передает их в исполнительный микропроцессор, который управляет пневмораспределителями и генерирует контрольные точки выполнения программы в целях мониторинга работы стенда.

Первые результаты испытаний показали, что минимальное время включения-выключения канала распределителя (488-я серия) составляет приблизительно 20 мс. При этом расчетный объем пропускаемого за это время воздуха составит $640\ 000/60/50 = 213\ \text{см}^3$, что почти в 10 раз больше полного объема цилиндра. Действительно, при этом за минимальное время шток цилиндра "выстреливал" на полный рабочий ход. Поэтому для сокращения расхода воздуха на пневмоцилиндрах были установлены дроссели. С применением дросселей удалось достичь

минимального шага перемещения штока 8...12 мм при времени включения распределителя 20 мс.

Конструкция распределителя 488-й серии с электропневматическим управлением такова: сначала соленоид открывает маленький пневмоканал, который, в свою очередь, открывает основной золотник. При такой не прямой системе управления время включения основного золотника будет сильно зависеть от давления как перед, так и за распределителем. В связи с этим для обеспечения стабильной цикловой работы пневмоцилиндров необходимо вводить обратную связь по перемещению штоков, по крайней мере, в каких-то контрольных точках. Другим способом обеспечения стабильной цикловой работы пневмоцилиндров является применение распределителей прямого действия и соответствующего типоразмера. Соответственно, для управления экзоскелетом нижних конечностей был выбран распределитель N300 pneumatic 10 мм с расходом 14 л/мин, нормально закрытый (Н.З.).

Клапанное ШИМ-управление. Для задачи моделирования индивидуальной походки человека с помощью тренажера-легопулятора было реализовано клапанное ШИМ-управление цилиндрами. При этом клапаны работают на частоте до 50 Гц, которая является максимальной пороговой частотой для данного вида клапанов. Однако на стенде было получено управление на более высоких частотах (до 70 Гц) без коллизий на клапанах, вследствие чего с системой ведутся эксперименты на устойчивость такого управления на более высоких частотах.

Дроссельное управление. При управлении тренажером-легопулятором важным аспектом является возможность управления скоростью движения штока цилиндра. Эта проблема была решена с помощью дросселирования расхода воздуха — на выходе каждого клапана были установлены дроссели тонкой настройки.

Обратная связь. Ввиду низкой точности позиционирования пневмоприводов и их низкой жесткости при работе пневматической системы под нагрузкой обязательным является ввод в контур управления обратной связи. В связи с этим в комплекс введены датчики и аппаратные средства: потенциометр обратной связи для контроля угла подъема вертикализатора тренажера-полукровати; датчики Холла для дополнительного контроля хода штока цилиндра. Устанавливаются цифровые энкодеры для измерения скоростей по степеням подвижности тренажера.

Предполагается также установка в комплексе системы технического зрения (разработка ИПМ им. М. В. Келдыша РАН), основанной на технологиях Motion Capture, в реализации Kinect для отслеживания всей кинематики в процессе движения. Первые эксперименты проведены и показали достаточную эффективность зрительного ввода информации для такого отслеживания.

Программное обеспечение. Как указывалось выше, для управления использована система на базе модульной микроконтроллерной системы "РОБОКОН" (на основе микроконтроллеров PIC) управления роботами разработки ИПМ им. М. В. Келдыша РАН [13]. Эта система имеет полные библиотеки нижнего уровня для управления приводами и ввода показаний аналоговых и цифровых датчиков. Программы верхнего уровня исполняются на внешнем компьютере (ноутбуке), который управляет комплексом и отображает получаемую с него телеметрическую информацию.

Заключение

В настоящее время все модули комплекса изготовлены, комплекс собран и проходит испытания. Первые результаты в целом показывают его успешность и эффективность. При этом управление комплексом ведется на уровне простых циклограмм движения. Для синтеза более сложных программ движения модулей комплекса, реализующих требуемые подвижности при имитации ходьбы, будут использованы математические компьютерные модели тренажера и его модулей. Такие модели созданы. Разработаны модели, реализующие прямую и обратную кинематические задачи для наиболее сложного режима — движения экзоскелета в комплексе. Подготавливается создание полных динамических моделей в программных комплексах "Универсальный механизм" [22] или MATLAB/Simulink [23]. Они позволят строить динамически верифицированные программы движения тренажера.

Список литературы

1. **Центр** авиакосмической медицины. URL: <http://amc-si.com/index.php?thread=24>
2. **Имитатор** опорной нагрузки подошвенный "Корвит". URL: <http://diasled.ru/korvit>
3. **Платонов А. К., Герасименко Ю. П., Илиева-Митусова Л., Никитин О. А., Сербенюк П. С., Трифионов О. В., Ярошевский В. С.** Биомехатронные элементы стимулятора стопы че-

- ловека. Препринты ИПМ им. М. В. Келдыша РАН. М., 2011. № 38. 32 с. URL: <http://library.keldysh.ru/preprint.asp?id=2011-38>
4. **Platonov A., Mitutsova L., Delchev K., Vitkov V., Chavdarov I., Latkovski V., Yaroshevsky V., Nikitin O.** Development of a mechatronic system "GAITSIM" for biomechanical rehabilitation of patients paraplegics // Engineering mechanics. 2007. 14/4. P. 249—258.
 5. **Platonov A., Ilieva-Mitutsova L., Nikitin O., Chavdarov I., Delchev K., Vitkov V., Yaroshevsky V., Serbenjuk N., Gerasimenko Y.** Design of mechatronic system for foot receptor activation intended to improve rehabilitation of paraplegic patients // Proceed. of Inter. Conf. "PRAKTRO-2007". Varna, 2007. P. 19—24.
 6. **Компания ORMED.** URL: <http://www.djoglobal.de/arzt/artromot-kl.html>
 7. **Тренажер LOCOMAT.** URL: <http://www.hocoma.com/products/lokomat/>
 8. **Комплекс** для локомоторной тренировки РООИ "ОРБИТА". URL: <http://orbita-rt.ru/index.php/kompleks>
 9. **Платонов А. К., Павловский В. Е., Сербенюк Н. С., Гришин А. А., Герасименко Ю. П., Мошонкина Т. Р.** Биомехатроника лечебно-исследовательского тренажера-кровати. Препринты ИПМ им. М. В. Келдыша РАН. М., 2012. № 16. 32 с. URL: <http://library.keldysh.ru/preprint.asp?id=2012-16>
 10. **Гришин А. А., Герасименко Ю. П., Мошонкина Т. Р., Павловский В. Е., Платонов А. К., Сербенюк Н. С.** Биомехатроника и лечебно-исследовательские тренажеры: концептуальные и медико-биологические основы // Мехатроника, автоматизация, управление. 2012. № 12. С. 37—45.
 11. **Гурфинкель В. С., Левик Ю. С., Казенников О. В., Семенов В. А.** Существует ли генератор шагательных движений у человека? // Физиология человека. 1998. Т. 24. № 3. С. 42.
 12. **Selionov V. A., Ivanchenko Y. P., Solopova I. A., Gurfinkel V. S.** Tonic central and sensory stimuli facilitate involuntary airstepping in humans // J. Neurophysiol. 2009. V. 101. P. 2847.
 13. **Павловский В. Е., Павловский В. В.** Модульная микроконтроллерная система управления роботами РОБОКОН-1. Препринты ИПМ им. М. В. Келдыша РАН. М., 2012. № 86. 32 с. URL: <http://library.keldysh.ru/preprint.asp?id=2012-86>
 14. **Вукобратович М.** Шагающие роботы и антропоморфные механизмы. М.: Мир, 1976.
 15. URL: <http://ru.wikipedia.org/wiki/Электропривод>
 16. **Москаленко В. В.** Электрический привод. М.: Академия, 2007.
 17. URL: <http://ru.wikipedia.org/wiki/Гидропривод>
 18. **Башта Т. М., Руднев С. С., Некрасов Б. Б.** и др. Гидравлика, гидравлические машины и гидравлические приводы / Под ред. Т. М. Башты. М.: Машиностроение, 1970.
 19. URL: <http://ru.wikipedia.org/wiki/Пневмопривод>
 20. **Схиртладзе А. Г., Иванов В. И., Кареев В. Н.** Гидравлические и пневматические системы. М.: ИЦ МГТУ "Станкин", "Янус-К", 2003.
 21. URL: <http://www.pneumax.ru/>
 22. **Погорелов Д. Ю.** О численных методах моделирования движения систем твердых тел // Журнал вычислительной математики и математической физики. 1995. № 4. С. 501—506.
 23. **Simulink R2012b Documentation [Online].** URL: <http://www.mathworks.com/help/physmod/sdl/ref/genericengine.html>

НОВЫЕ КНИГИ

Саушев А. В. ОБЛАСТИ РАБОТОСПОСОБНОСТИ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

СПб.: Политехника, 2013. 383 с. ISBN 978-5-7325-1027

В монографии приводится краткий морфологический анализ электротехнических систем. Рассматривается состояние вопроса, дается классификация известных к настоящему времени, методов построения областей работоспособности электротехнических систем и сфер их применения для решения разнообразных задач анализа и синтеза.

Излагаются методы и алгоритмы аналитического описания областей работоспособности, основанные на теории логических R-функций, а также рассматриваются методы и алгоритмы построения областей работоспособности в виде множества граничных точек. Рассмотренные методы иллюстрируются многочисленными примерами.

Предназначена для работников, занимающихся проектированием, настройкой и эксплуатацией электротехнических устройств и систем, а также может быть полезна научным работникам, аспирантам и студентам.

О. Н. Бодин, д-р техн. наук, проф.,
bodin_o@inbox.ru,

В. Г. Полосин, канд. техн. наук, доц.,

С. А. Балахонова, аспирант,

Пензенский государственный университет

Разработка и исследование модели восстановления миокарда для прогнозирования АВ блокад

Для исследования модели восстановления миокарда, используемой при прогнозировании атриовентрикулярных блокад, предлагается способ построения регрессии, в основу которого положен анализ энтропии распределения информационно-измерительного кванта кривой восстановления миокарда (КВМ). Даны зависимости коэффициентов энтропии от параметров формы для распределения Вейбулла—Гнеденко и гамма-распределения. Выполнен анализ рефрактерности миокарда на основе исследования КВМ и оценки частоты сердечных сокращений. Приведены результаты оценок параметров регрессионных КВМ.

Ключевые слова: электрокардиосигнал, кривая восстановления миокарда, атриовентрикулярные блокады, Вейбулла—Гнеденко распределение, гамма-распределение, частоты сердечных сокращений, коэффициент энтропии, энтропия информации, анализ рефрактерности миокарда

Модель восстановления миокарда

В кардиологии огромное число клинических и экспериментальных исследований направлено на прогнозирование атриовентрикулярных (АВ) блокад сердца, потому что аритмии сердца наряду с инфарктом миокарда (ИМ) лидируют по летальности исхода среди заболеваний сердца. Нарушение атриовентрикулярной проводимости характеризуется задержкой или прекращением проводимости импульсов из предсердия через атриовентрикулярный узел, пучок Гиса и его ножки к желудочкам [1]. Прогнозирование, выявление причин возникновения и лечение аритмий сердца является насущной задачей кардиологии.

На практике нашли применение неинвазивные способы прогнозирования АВ блокад, основанные на моделировании и визуализации распространения возбуждения в миокарде [2, 3]. Эмпирическая модель восстановления миокарда представляет собой зависимость, именуемую далее *кривая восстановления миокарда* (КВМ), и содержит две составляющие — постоянную T_{SH0} и нормированную переменную $f(T_{HS})$:

$$T_{SH}^{reg}(T_{HS}) = Bf(T_{HS}) + T_{SH0}, \quad (1)$$

где B — коэффициент нормировки переменной составляющей модели восстановления миокарда.

Для определения характерных параметров распространения возбуждения в миокарде используют

информационные показатели регистрируемых в покое и под нагрузкой ЭКГ. Затем синтезируется компьютерная модель сердца пациента путем обработки его флюорографических снимков. Наглядное представление процессов распространения возбуждения в миокарде значительно облегчает интерпретацию результатов прогнозирования и обоснованность принятия решений [3].

Модель восстановления миокарда позволяет сформировать двухмерную выборку интервалов времени T_{HS} и T_{SH} , отсчитываемых от начала активности в пучке Гиса до момента поступления следующего импульса синусового узла (T_{HS}) и от начала распространения импульса с синусового узла до начала ответного импульса в пучке Гиса (T_{SH}) соответственно. Построенная по двухмерной выборке результатов моделирования регрессионная КВМ представляет собой общепринятую математическую форму модели, содержащую исчерпывающую информацию о восстановлении проводимости миокарда и, как следствие, о частотах сердечных сокращений (ЧСС), при которых возможны АВ блокады. Важнейшее качественное свойство регрессионной КВМ состоит в способности кривой отражать физические и химические процессы, происходящие при распространении электрического импульса в клетках миокарда. Очевидно, что качество построения регрессионной кривой определяет достоверность получаемых прогнозов АВ блокад.

Существующие традиционные способы построения регрессий основываются либо на аппроксимации данных с помощью полиномов, либо на оценке параметров заранее известной математической модели методом наименьших квадратов [4]. В качестве недостатка традиционных способов поиска регрессий следует отметить неизменность формы выбранной математической модели, что ограничивает возможности обнаружения изменения качественных свойств миокарда, обусловленного началом или окончанием развития физико-химических процессов внутри его клеток. Игнорирование ряда физико-химических процессов приводит к отклонению регрессионной кривой, что отражается на адекватности формулируемых диагностических прогнозов. Так, регрессионная кривая, построенная на основе экспоненциальной функции и ранее описанная в работах [2, 3], хорошо аппроксимирует результаты моделирования в области низких ЧСС. Распространение результатов аппроксимации на области частот появления III АВ блокады, где наблюдается срыв колебаний сердечного ритма, приводит к неадекватности прогноза, так как регрессионная кривая предполагает сохранение сердечных сокращений до бесконечно высоких частот.

В работе рассматривается способ улучшения модели восстановления миокарда, сущность которого состоит в выборе формы КВМ посредством сопоставления энтропии результатов моделирования и энтропии аппроксимирующей статистической

кривой. Последующий анализ рефрактерности миокарда достигается дифференцированием КВМ.

Информационно-энтропийный подход к построению регрессионной модели восстановления миокарда

Предварительное значение постоянной составляющей T_{SH0} оценено как целая часть минимального значения выборки моделирования, что позволяет рассматривать переменную составляющую КВМ как положительную функцию во всей области определения ее значений. Данная оценка сделана с учетом результатов, полученных в работе [3].

Значительно упрощает поиск переменной составляющей КВМ возможность применения двухпараметрических распределений. Для этих целей введено предварительное смещение μ данных по оси HS , оцененное с помощью следующего выражения:

$$\mu = 2T_{HS1} - T_{HS2}.$$

В связи с тем, что выборка результатов моделирования имеет случайный характер, то для установления формы функции $f(T_{HS})$ переменной составляющей КВМ авторами работы предложено использовать методы статистики. Формализация поиска формы переменной составляющей КВМ достигается за счет использования информационно-измерительного кванта (ИИК), который представляет собой минимальное формирование математической структуры, отражающей суть вероятностных физических процессов [5]. В пространстве моделируемых величин математической структуры, характеризующей степень точности и статистические свойства построенной модели, соответствует площадь, равная произведению абсолютных погрешностей ΔT_{HS} и ΔT_{SH} определения значений координат двухмерного пространства $T_{HS}-T_{SH}$:

$$\gamma = \Delta T_{HS} \Delta T_{SH}. \quad (2)$$

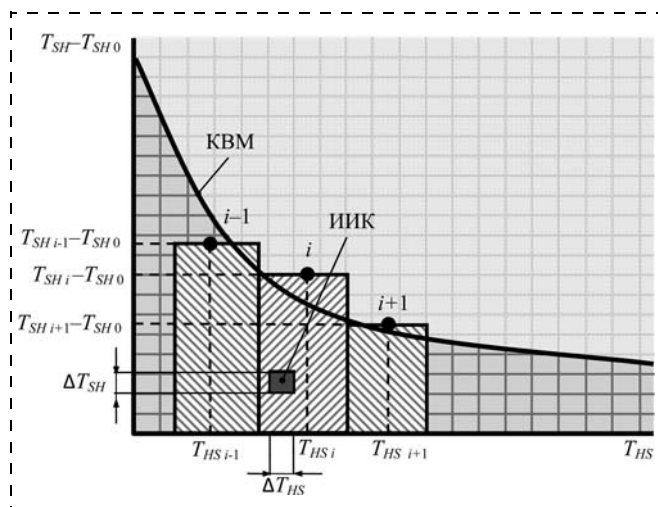


Рис. 1. Метод сопоставления результатам моделирования и КВМ числа дискретных структур ИИК

На рис. 1 представлена иллюстрация метода сопоставления результатов моделирования и регрессионной КВМ дискретных структур ИИК, изображенного в виде области неопределенности двухмерного пространства $T_{HS}-T_{SH}$. Для описания статистических свойств КВМ и сопоставления ей числа N структур ИИК поверхность двухмерного пространства, ограниченного координатными осями и самой кривой, соотносят к площади неопределенности пространства $HS-SH$, занимаемого структурой ИИК. Из рассмотрения рис. 1 следует, что ИИК накладывает ограничения на возможности исследования построенной модели распространения возбуждения.

Для определения вероятности p_i нахождения ИИК в области пространства i -го результата моделирования i -му результату сопоставляется число N_i ИИК, равное отношению площади части пространства, ограниченного координатами $T_{HS\ i-1}$ и $T_{HS\ i+1}$ ближайших результатов, к площади части пространства, ограниченного координатами i -го результата в смещенных относительно постоянной составляющей КВМ осях $(T_{HS}-T_{SH})$ пространства:

$$N_i = \frac{(T_{SH\ i} - T_{SH0})(T_{HS\ i+1} - T_{HS\ i-1})}{2\gamma}. \quad (3)$$

Вероятность p_i соответствия ИИК i -му результату моделирования равна отношению числа ИИК, связанных с i -м результатом, к полному числу N ИИК, содержащихся во всех n значениях результатов выборки моделирования:

$$p_i = \frac{N_i}{N}.$$

Коэффициент нормировки B переменной составляющей КВМ находим из условия нормирования вероятности, согласно которому вероятность соответствия ИИК результатам выборки моделирования равна единице. Тогда значение коэффициента B равно произведению числа дискретных структур N на площадь поверхности γ , занимаемую одной структурой ИИК в $(T_{HS}-T_{SH})$ -пространстве.

Таким образом, использование ИИК позволяет рассматривать выбор функции $f(T_{HS})$ нормированной переменной составляющей КВМ как задачу статистического распределения ИИК относительно результатов моделирования. Для того чтобы аппроксимация статистического распределения ИИК адекватно отражала свойства модели, необходимо обеспечить равенство между информационными свойствами переменной составляющей КВМ и полученного случайного распределения ИИК. В литературе [6–9] для оценки информационных свойств распределений используется приведенная энтропия информации $H(X)$, определяемая на основе

функции плотности $f(x)$ распределения случайной величины X :

$$H^*(X) = - \int_{-\infty}^{\infty} f(x) \log af(x) dx. \quad (4)$$

Путем замены непрерывного интегрирования с помощью дискретных элементов временных интервалов ΔT_{HSi} получено выражение для расчета энтропии распределения ИИК вида

$$H^*(T_{HS}) = - \sum_{i=1}^n p_i \ln \frac{p_i}{2\Delta T_{HSi}}. \quad (5)$$

При равномерном распределении $f_p(x)$ случайной величины X в интервале d приведенная энтропия равна логарифму интервала распределения случайной величины:

$$H^*(X) = \ln d. \quad (6)$$

Сопоставление энтропии закона распределения случайной координаты T_{HS} ИИК и энтропии равномерного закона распределения позволяет характеризовать распределение результатов моделирования с помощью энтропийного интервала d_{SH} неопределенности моделирования [10], равного

$$d_{HS} = e^{H^*(T_{HS})}.$$

Для описания свойств закона распределения удобно использовать энтропийный коэффициент распределения, равный отношению энтропийного интервала неопределенности результатов моделирования к среднему квадратическому отклонению (СКО) $S(T_{HS})$ случайной величины:

$$k_{\varepsilon} = \frac{e^{H^*(T_{HS})}}{S(T_{HS})}. \quad (7)$$

Определение параметров регрессионной модели восстановления миокарда

В работе [11] рассмотрены возможности эффективного применения энтропийного коэффициента для анализа симметричных гипотез распределений. Авторами работы применен энтропийный коэффициент для анализа несимметричного распределения случайной координаты T_{SH} ИИК. На рис. 2 показана зависимость коэффициента энтропии от параметра формы c для распределения Вейбулла—Гнеденко и гамма-распределения, откуда видно, что в пределах $0 < c < 1,5$ значение коэффициента энтропии однозначно связано с параметрами формы для рассматриваемых несимметричных распределений. Дело в том, что математическая структура рассматриваемых распределений при различных фиксированных параметрах формы совпадает со многими известными симметричными и несимметричными распределениями. Ниже дана зависимость

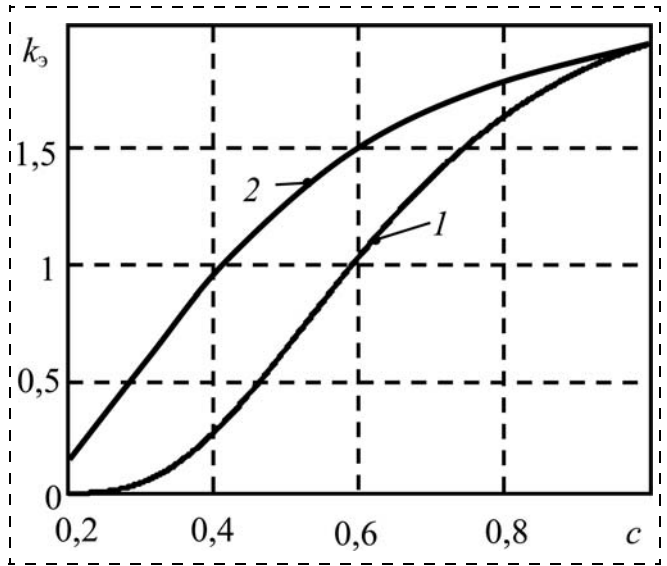


Рис. 2. Зависимость коэффициента энтропии k_{ε} от параметра формы c : 1 — распределение Вейбулла—Гнеденко; 2 — гамма-распределение

коэффициента энтропии от параметра формы для функции Вейбулла—Гнеденко:

$$k_{VG}(c) = \frac{e^{1 + 0,572157 \frac{c-1}{c}}}{c \sqrt{\Gamma\left(\frac{2}{c} + 1\right)}}, \quad (8)$$

где $\Gamma(\cdot)$ — гамма-функция.

В связи с тем, что параметр формы переменной составляющей КВМ влияет на аппроксимирующие свойства регрессионной кривой и, как следствие, на результаты диагностического прогноза, параметр формы следует выбирать из условия адекватности построенной модели, свойства которой отражены в выборке результатов моделирования. Для обеспечения условия адекватности по результатам моделирования рассчитывается энтропия и энтропийный коэффициент распределения случайных координат ИИК с помощью выражений (5) и (7). Затем выполняется сопоставление параметра формы c значению энтропийного коэффициента $k_{VG}(c)$ с помощью табл. 1.

При известном значении параметра формы значение параметра масштаба распределения координаты T_{HS} ИИК однозначно соотносится с моментами распределения. Наиболее эффективная оценка параметра масштаба определена из выражения, построенного на основе отношения второго и первого моментов распределений:

$$a = \frac{D(T_{HS})}{M(T_{HS})} \left(\frac{\Gamma\left(\frac{2}{c} + 1\right)}{\Gamma\left(\frac{1}{c} + 1\right)} - \Gamma\left(\frac{1}{c} + 1\right) \right). \quad (9)$$

Таблица 1

Энтропийные коэффициенты и параметры формы для двухпараметрического распределения Вейбулла—Гнеденко

i	c_i	k_{ε_i}	i	c_i	k_{ε_i}	i	c_i	k_{ε_i}
0	0,2	0,000709	340	0,472	0,514	680	0,744	1,477
10	0,208	0,001193	350	0,48	0,545	690	0,752	1,498
20	0,216	0,001917	360	0,488	0,576	700	0,76	1,518
30	0,224	0,002955	370	0,496	0,607	710	0,768	1,538
40	0,232	0,004394	380	0,504	0,639	720	0,776	1,558
50	0,24	0,006326	390	0,512	0,671	730	0,784	1,577
60	0,248	0,008849	400	0,52	0,702	740	0,792	1,595
70	0,256	0,012	410	0,528	0,734	750	0,8	1,613
80	0,264	0,016	420	0,536	0,766	760	0,808	1,631
90	0,272	0,021	430	0,544	0,797	770	0,816	1,648
100	0,28	0,027	440	0,552	0,829	780	0,824	1,665
110	0,288	0,034	450	0,56	0,86	790	0,832	1,681
120	0,296	0,042	460	0,568	0,891	800	0,84	1,696
130	0,304	0,051	470	0,576	0,922	810	0,848	1,711
140	0,312	0,062	480	0,584	0,953	820	0,856	1,726
150	0,32	0,073	490	0,592	0,983	830	0,864	1,74
160	0,328	0,086	500	0,6	1,013	840	0,872	1,754
170	0,336	0,101	510	0,608	1,043	850	0,88	1,768
180	0,344	0,116	520	0,616	1,072	860	0,888	1,781
190	0,352	0,133	530	0,624	1,101	870	0,896	1,793
200	0,36	0,152	540	0,632	1,129	880	0,904	1,805
210	0,368	0,171	550	0,64	1,157	890	0,912	1,817
220	0,376	0,192	560	0,648	1,185	900	0,92	1,828
230	0,384	0,214	570	0,656	1,212	910	0,928	1,839
240	0,392	0,237	580	0,664	1,239	920	0,936	1,85
250	0,4	0,261	590	0,672	1,265	930	0,944	1,86
260	0,408	0,286	600	0,68	1,29	940	0,952	1,87
270	0,416	0,312	610	0,688	1,315	950	0,96	1,88
280	0,424	0,339	620	0,696	1,34	960	0,968	1,889
290	0,432	0,366	630	0,704	1,364	970	0,976	1,898
300	0,44	0,395	640	0,712	1,388	980	0,984	1,906
310	0,448	0,424	650	0,72	1,411	990	0,992	1,914
320	0,456	0,453	660	0,728	1,433	1000	1	1,922
330	0,464	0,483	670	0,736	1,455			

Здесь $M(T_{HS})$, $D(T_{HS})$ — математическое ожидание и дисперсия распределения координаты T_{HS} ИИК.

Установление адекватности регрессионной КВМ случайной выборке результатов моделирования проведено по критерию Фишера:

$$F = \frac{R^2}{1 - R^2} \frac{N - m - 1}{m}, \quad (10)$$

где m — число степеней свободы меньшей дисперсии; R^2 — индекс детерминации оценки адекватности регрессионной модели, рассчитанный с помощью выражения

$$R^2 = 1 - \frac{\sum_{i=1}^N T_{SH i}^M - T_{SH i}^{reg}}{\sum_{i=1}^N T_{SH i}^M - M(T_{SH})}$$

Здесь $T_{SH i}^M$ — значения координаты T_{SH} результатов моделирования; $T_{SH i}^{reg}$ — значения координаты T_{SH} , рассчитанные с помощью регрессионной КВМ при совпадении координат $T_{HS i}$; $M(T_{SH})$ — математическое ожидание координаты T_{SH} для выборки результатов моделирования.

В качестве варьируемого параметра модели использовали постоянную составляющую КВМ $T_{SH 0}$. Диапазон вариации значений $T_{SH 0}$ задавали в пределах от 87 до 88,6 мс. Наилучшее значение варьируемого параметра модели, выбранное из условия максимума критерия Фишера, составило 87,3 мс.

В табл. 2 даны характерные результаты оценки параметров регрессионной КВМ и соответствующие им значения критерия Фишера для крайних значений диапазона изменения составляющей $T_{SH 0}$ (столбцы 1 и 3) и для наилучшего варианта регрессии КВМ (столбцы 2).

Из анализа табл. 2 следует, что все значения критерия Фишера, полученные для регрессионных КВМ в варьируемом диапазоне составляющей $T_{SH 0}$, находятся в области допустимых значений для уровня статистической значимости $\alpha = 0,05$. Следовательно, все полученные кривые варьируемого диапазона можно использовать для прогнозирования АВ блокад.

На рис. 3 показана аппроксимация результатов моделирования, где точки соответствуют i -м значениям двумерной выборки моделирования, кривые 1, 2 и 3 соответствуют сравниваемым вариантам (1, 2, 3) в табл. 2 регрессионных КВМ.

Следует отметить, что при одинаковом значении составляющей $T_{SH 0}$ различие полученных регрес-

Таблица 2

Тип распределения для аппроксимации		Распределение Вейбулла—Гнеденко			Гамма-распределение		
		1	2	3	1	2	3
Вариант $T_{SH 0}$, мс		87	87,32	88,2	87	87,32	88,2
Параметр B , мс ²		2125	1987	1607	2125	1987	1607
Параметр формы		0,807	0,794	0,741	0,675	0,657	0,586
Параметр масштаба, мс		86	77	54,9	$7,68 \cdot 10^{-3}$	$8,29 \cdot 10^{-3}$	0,011
Критерий Фишера F		353	375	351	356	368	326
Частоты начала АВ блокад, уд/мин	I	198	196	197	201	200	197
	II	227	225	225	229	228	226
	II, 1/2	264	262	260	265	264	262
	III	306	305	303	306	305	303
Частота срыва, Гц		335	334	332	334	333	333

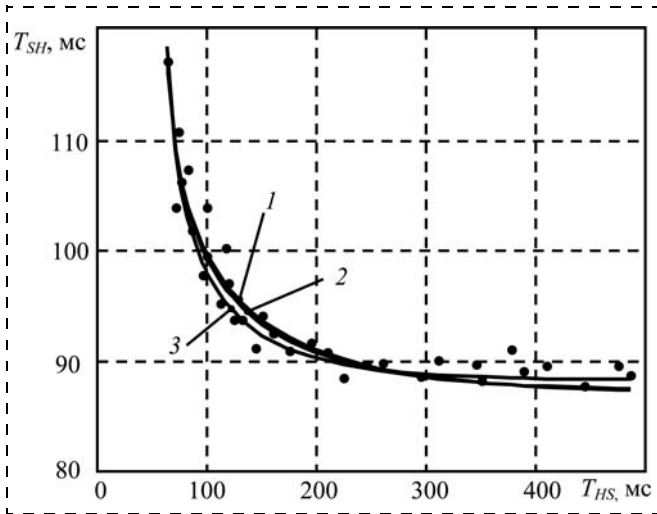


Рис. 3. Аппроксимации результатов моделирования с помощью регрессионных КВМ

сионных КВМ с использованием в качестве переменных приведенных составляющих КВМ распределения Вейбулла—Гнеденко и гамма-распределения во всем диапазоне моделирования не превышает 0,3...0,4 % и на рис. 3 при наложении становятся неразличимы.

Анализ рефрактерности миокарда на основе регрессионной модели восстановления миокарда

Время распространения потенциала действия в АВ узле зависит от интервала между импульсами с синусового узла и от рефрактерности клеток АВ узла. При уменьшении интервала времени между импульсами к моменту поступления следующего импульса клетки АВ узла не успевают полностью восстановиться и находятся в состоянии рефрактерности, что влияет на скорость распространения потенциала действия. Дело в том, что на скорость распространения импульса влияют физико-химические процессы, протекающие в миокарде, среди которых следует выделить, *во-первых*, диффузионные процессы, которые обусловлены изменением концентрации веществ в примембранных слоях после прохождения импульса во время фазы относительной рефрактерности (ОРФ), *во-вторых*, процессы реполяризации мембраны, связанные с завершением воротных процессов и восстановлением способности каналов переходить в открытое состояние под действием внешнего стимула в период ОРФ; *в-третьих*, процессы перестройки конформаций белковых молекул, связанные с изменением дипольных моментов молекул и, как следствие, повышением чувствительности сенсора напряжения к сдвигам мембранного потенциала во время фазы экзальтации [12].

Влияние физико-химических процессов на скорость восстановления миокарда выражается в зависимости продолжительности интервалов распространения импульсов T_{HS} и T_{SH} от частоты генерации

импульсов синусовым узлом. В области низких частот генерации при нормальной работе сердца колебания частоты генерации незначительно сказываются на колебаниях временных интервалов T_{HS} и T_{SH} , поэтому часто скорость распространения импульса возбуждения миокарда принимается независимой от частоты их следования. При увеличении частоты генерации импульсов наступает момент распространения импульсов в клетке в период фазы экзальтации, граничащей с фазой относительной рефрактерности, где наблюдается начало снижения возбудимости клетки. В этот момент происходит увеличение задержки при прохождении импульсов с синусового узла через АВ узел, что диагностируется как АВ блокада I степени. Дальнейшее повышение частоты генерации импульсов возможно при распространении импульсов в период ОРФ, для которой характерно снижение возбудимости мембраны при приближении к границе абсолютной рефрактерности клетки. Распространение импульсов возбуждения в период ОРФ обуславливает условия возникновения АВ блокад II и III степени.

Регрессионная кривая в виде выражения (1) позволяет построить зависимость периода t_s между импульсами от интервала времени T_{HS} :

$$t_s = T_{HS} + T_{SH}^{reg}(T_{HS}). \quad (11)$$

Так как частота сердечных сокращений $\nu_{ЧСС}$ обратно пропорциональна периоду t_s , то, подставив (1) в (11) и взяв обратную величину, получим зависимость ЧСС от временного интервала T_{HS} вида

$$\nu_{ЧСС}(T_{HS}) = \frac{60}{T_{HS} + Bf(T_{HS}) + T_{SH0}}. \quad (12)$$

Изменение рефрактерности миокарда происходит в результате изменения протекающих процессов

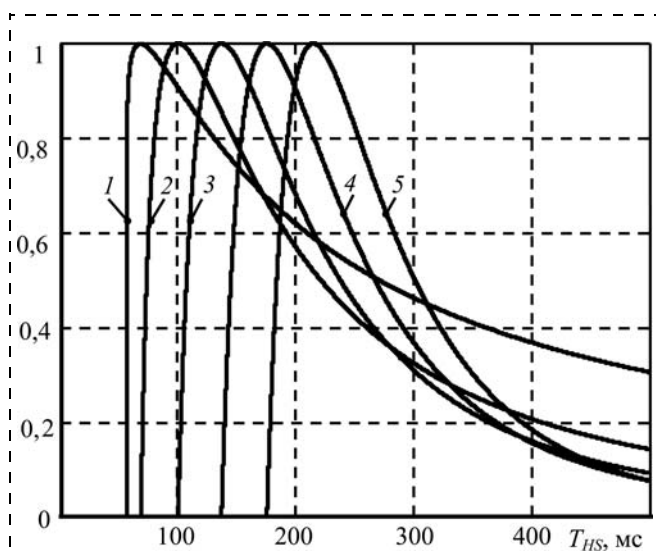


Рис. 4. Зависимости приведенных ЧСС и ее производных от изменения интеграла времени T_{HS}

и отражается как в изменении свойств регрессионной КВМ, так и в изменении свойств зависимости ЧСС от интервала времени T_{HS} . Эти изменения можно выявить, исследуя ЧСС и ее производные на экстремум. На рис. 4 даны приведенные зависимости ЧСС и четырех ее производных от интервала времени T_{HS} , где обозначено 1 — зависимость ЧСС; 2, 3, 4 и 5 — зависимости первой, второй, третьей и четвертой производных ЧСС по координате T_{HS} .

Экстремумы ЧСС и ее производных несут информацию об изменении физико-химических процессов на поверхности мембраны. Максимум ЧСС соответствует частоте срыва генерации частот синусового узла. Максимум первой производной связан с точкой перегиба зависимости ЧСС от интервала HS , что качественно характеризует начало развития АВ блокады III степени. Для точки выпадения половины импульсов во время протекания АВ блокады II степени характерно максимальное изменение скорости распространения импульсов, что соответствует точке перегиба для производной ЧСС, которую можно установить по экстремуму второй производной. Начало развития АВ блокады II степени связано с границей ОРФ и окончания процессов реполяризации мембраны, что можно определить по быстрой изменению скорости процесса восстановления, характеризующегося максимумом третьей производной. Медленные остаточные процессы перестройки конформаций белковых молекул фазы экзальтации мембраны отражены в поведении четвертой производной, максимум которой соответствует началу развития АВ блокады I степени. Значения частот начала АВ блокад, рассчитанные на основе различных реализаций регрессионных КВМ, приведены в табл. 2.

Следует отметить, что случайная погрешность оценки частоты начал АВ блокад при использова-

нии различных математических моделей для описания приведенной переменной составляющей КВМ не превысила 2,5 %. Значения частот АВ блокад, полученные на основе регрессионной КВМ, сопоставимы с частотами, наблюдаемыми в медицине, и лежат в диапазоне допустимых значений.

Таким образом, компьютерная интерпретация модели восстановления миокарда обеспечивает построение регрессионной КВМ на основе анализа энтропии распределения информационно-измерительного кванта, что позволяет более точно прогнозировать АВ блокады сердца.

Список литературы

1. Орлов В. П. Руководство по электрокардиографии. М.: Медицина, 1984. 528 с.
2. Глас Л., Мэки М. От часов к хаосу: ритмы жизни: Пер. с англ. М.: Мир, 1991. 248 с.
3. Бодин О. Н. Основы построения систем для обработки кардиографической информации. Пенза: Изд-во Пенз. гос. ун-та, 2008. 187 с.
4. Брандт З. Анализ данных. Статистические и вычислительные методы для научных работников и инженеров: Пер. с англ. М.: Мир, ООО "Издательство АСТ", 2003. 686 с.
5. Осадчий Е. П., Берестень М. П. Информационно-измерительный квант // Датчики и системы. 1999. № 1. С. 19—21.
6. Венцель Е. С. Теория вероятностей: учеб. для вузов. М.: Высш. шк., 1998. 574 с.
7. Vasicek O. A test for normality based on ample entropy // JRSS. 1976. V. 38. N 1. P. 54—59.
8. Dudewicz E. J., van der Meulen E. C. Entropy-based test of uniformity // JASA. 1981. V. 76. N 376. P. 967—974.
9. Хьюберт П. Робастность в статистике: Пер. с англ. / Под ред. И. К. Журбенко. М.: Мир, 1984. 304 с.
10. Новицкий П. В. Понятие энтропийного значения погрешности // Измерительная техника. 1966. № 7. С. 11—14.
11. Новицкий П. В., Зограф И. А. Оценка погрешностей результатов измерений. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1985. 248 с.
12. Самойлов В. О. Медицинская биофизика: учеб. для вузов. СПб.: СпецЛит, 2007. 560 с.

ИНФОРМАЦИЯ



Шестая Всероссийская конференция «РЕКОНСТРУКЦИЯ ЭНЕРГЕТИКИ—2014»

3—4 июня 2014 г., ГК «ИЗМАЙЛОВО», г. Москва

ТЕМАТИКА КОНФЕРЕНЦИИ:

- Инновационные разработки для повышения ресурса и эффективности котлов, турбин и другого технологического оборудования ТЭЦ, ГРЭС, ТЭС.
- Современные предложения по реконструкции паротурбинного оборудования.
- Повышение экологической чистоты и экономичности работы котлов электростанций.
- Автоматизация предприятий энергетики — системы управления, учета и контроля.
- Экология энергетики — газоочистка, водоочистка и переработка отходов.
- Отечественные и зарубежные электрофильтры для установок золоулавливания;
- Современные технологии водоподготовки и водоочистки.
- Вопросы промышленной безопасности и антикоррозионной защиты.

Председатель оргкомитета: Ермаков Алексей Владимирович — т.: +7 (905) 567-8767

Оргкомитет: Андроников Игорь Николаевич тел.: +7 (916) 117-0275,

+7 (499) 166-6420, факс: +7 (495) 737-7079

e-mail: admin@intecheco.ru www.intecheco.ru

Указатель статей, опубликованных в журнале "Мехатроника, автоматизация, управление" в 2013 году

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ МЕХАТРОНИКИ

Шалобаев Е. В., Толочка Р. Т. О рекомендациях IFToMM по терминологии в области мехатроники. № 2.

МЕТОДЫ ТЕОРИИ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

Алекперли Ф. А., Шабанов М. А. Автоматическая структурная идентификация динамических объектов на основе сравнительного анализа типовых переходных характеристик. № 7.

Александров А. Ю., Косов А. А., Платонов А. В., Фадеев С. С. Об устойчивости и стабилизации механических систем с переключениями силовых полей. № 12.

Арановский С. В., Бобцов А. А., Пыркин А. А. Алгоритм управления линейным параметрически не определенным объектом с входным запаздыванием и неизвестным постоянным возмущением. № 5.

Асанов А. З., Демьянов Д. Н. Аналитический синтез многосвязного регулятора квазиадаптивной системы управления. № 2.

Афанасьев В. Н., Окунькова Е. В. Гарантированное управление нелинейным объектом (на примере ядерного реактора на тяжелой воде). № 5.

Ахметсафин Р. Д., Ахметсафина Р. З. Идентификация объектов управления с запаздыванием: обратное Z-преобразование вместо оптимизации. № 7.

Бирюков Д. С., Дударенко Н. А., Слита О. В., Ушаков А. В. Конструирование объекта управления. Часть 1. Проблема редуцирования модели, размещения регулирующих органов, измерительных устройств и оценки потенциальной робастности. № 6.

Бирюков Д. С., Дударенко Н. А., Слита О. В., Ушаков А. В. Конструирование объекта управления. Часть 2. Ранг матрицы управления как системный ресурс. № 8.

Гайворонский С. А., Езангина Т. А. Параметрический синтез линейного регулятора для интервального объекта управления. № 9.

Гайдук А. Р., Плаксиенко Е. А. Управление нелинейными объектами с компенсацией неопределенного возмущения. № 1.

Григорьев В. В., Быстров С. В., Першин И. М., Мансурова О. К. Анализ устойчивости линейных систем с распределенными параметрами. № 9.

Ким Д. П. Алгебраический метод синтеза дискретных систем управления. № 4.

Ким Д. П. Маргинальная устойчивость и синтез систем управления максимальной степени устойчивости. № 2.

Куцый Н. Н., Лукьянов Н. Д. Параметрическая оптимизация АИМ-систем с помощью генетического алгоритма. № 5.

Макаров Н. Н., Семашкин В. Е. Свойства наилучших внешних воздействий линейных следящих систем. № 8.

Миркин Е. Л., Шаршеналиев Ж. Ш. Разработка алгоритмов адаптивного управления SISO-системами со вспомогательной моделью и пропорционально-интегральными цепями настройки параметров. № 10.

Пилишкин В. Н. Метод синтеза робастных регуляторов ограниченной сложности на основе крайних условий Ляпунова. № 3.

Саушев А. В. Математическое описание областей работоспособности электромеханических систем. № 6.

Тарарыкин С. В., Аполонский В. В., Терехов А. И. Исследование влияния положительных обратных связей на робастные свойства систем автоматического управления с регуляторами состояния. № 3.

Тарарыкин С. В., Аполонский В. В., Терехов А. И. Исследование влияния структуры и параметров полиномиальных регуляторов "входа—выхода" на робастные свойства синтезируемых систем. № 11.

Филимонов А. Б., Филимонов Н. Б. Применение аппарата линейно-квадратичной оптимизации в задачах координирующего управления. № 4.

Филимонов А. Б., Филимонов Н. Б. Концепция модальной редукации моделей управляемых систем. № 12.

Цыкунов А. М. Робастное управление сетью объектов с распределенным и дискретным запаздыванием в каналах взаимосвязи. № 10.

Чебурахин И. Ф. О логическом управлении и обработке информации в дискретных технических системах на основе функциональных уравнений. № 11.

Шишкин Е. А. Динамические характеристики элементарных звеньев второго порядка с запаздыванием. № 1.

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ЗАДАЧАХ УПРАВЛЕНИЯ И ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ

Анисимов Д. Н., Новиков В. Н., Сафина Э. А., Ситников К. Ю. Исследование влияния выбора логического базиса на характеристики нечеткого регулятора. № 8.

- Дрозд О. В., Капулин Д. В.** Моделирование систем управления и диспетчеризации технологических процессов с использованием современных информационных технологий. № 11.
- Еременко Ю. И., Халяпян С. Ю., Полещенко Д. А., Ярмуратий Д. Ю.** Разработка модели шахтной печи металлизации на основе технологии нейронных сетей. № 4.
- Игнатъев А. А., Самойлова Е. М.** Интеллектуализация мониторинга технологического процесса производства подшипников. № 4.
- Кудинов Ю. И., Келина А. Ю.** Упрощенный метод определения параметров нечетких ПИД регуляторов. № 1.
- Лебедев В. А., Гулаков К. В., Лендел И. В.** Нейросетевая модель процесса механизированной сварки с управляемой импульсной подачей электродной проволоки. № 10.
- Осипов В. Ю.** Ассоциативная интеллектуальная машина с двумя сигнальными системами. № 8.
- Рылов М. А., Софиев А. Э.** Синтез виртуальных анализаторов нефтепродуктов на основе самоорганизующихся карт Кохонена. № 12.
- Титов В. С., Бобырь М. В., Анциферов А. В.** Адаптивный мультисетевой алгоритм нечетко-логического вывода в задачах управления оборудованием с ЧПУ. № 5.
- Титов Ю. К., Филиппенков Р. Г., Хижняков Ю. Н.** Нейронечеткий регулятор частоты вращения силовой турбины ТВД на базе Anfis-сети. № 10.
- Шабунин А. Б., Кузнецов Н. А., Скобелев П. О., Бабанин И. О., Кожевников С. С., Симонова Е. В., Степанов М. Е., Царев А. В.** Разработки мультиагентной системы адаптивного управления ресурсами ОАО "РЖД". № 1.
- РОБОТОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ**
- Аверьянов Е. В., Коваленко Б. Б., Костин А. В., Пеллепас Е. И., Подураев Ю. В., Яковлев С. Ф.** Основные аспекты создания отечественных технологических мобильных роботов вертикального перемещения. № 8.
- Бимаков В. А., Бимаков Е. В., Касимов Т. Р.** О применении воксельных вычислителей для решения задач стереозрения и навигации автономного робота. № 2.
- Веселов Г. Е., Склярлов А. А., Склярлов С. А.** Синергетический подход к управлению траекторным движением мобильных роботов в среде с препятствиями. № 7.
- Герасун В. М., Жога В. В., Несмиянов И. А., Воробьева Н. С., Дяшкин-Титов В. В.** Исследование оптимальных конфигураций манипулятора-трипода с поворотным основанием. № 6.
- Градецкий В. Г., Фомин Л. Ф.** Динамические процессы в системах создания вакуума миниатюрных мобильных роботов. № 9.
- Григорьев С. Н., Андреев А. Г., Ивановский С. П.** Современное состояние и перспективы развития промышленной робототехники. № 1.
- Егоров А. С., Лопатин П. К.** Использование алгоритма полиномиальной аппроксимации в задаче управления манипулятором в среде с неизвестными препятствиями. № 3.
- Ермолов И. Л., Сонных М. В.** Применение интеллектуальных систем акустического анализа в составе мобильного робота. № 3.
- Зенкевич С. Л., Болотин Е. И.** Задача кластеризации распределенных систем на примере групповой кооперации. № 8.
- Кабанов А. А.** Система робастного субоптимального управления движением мобильного робота. № 4.
- Манько С. В., Пименов Д. А.** Визуальная ассоциация данных в автономных робототехнических системах на основе метода вероятностной фильтрации. № 2.
- Письменная Е. В.** Алгоритмы управления движением мобильного робота по заданным траекториям. № 3.
- Письменная Е. В., Митрофанов И. Е., Комаров П. А., Авеликов Г. Е.** Система управления движением мобильного робота по произвольным траекториям. № 5.
- Притыкин Ф. Н., Чукавов Е. А.** Анализ показателей маневренности механизмов манипуляторов, имеющих различную структуру моделей кинематических цепей. № 1.
- Пшихопов В. Х., Медведев М. Ю., Гайдук А. Р., Нейдорф Р. А., Беляев В. Е., Федоренко Р. В., Костюков В. А., Крухмалев В. А.** Система позиционно-траекторного управления роботизированной воздухоплавательной платформой. Часть 1. Математическая модель. № 6.
- Пшихопов В. Х., Медведев М. Ю., Гайдук А. Р., Нейдорф Р. А., Беляев В. Е., Федоренко Р. В., Костюков В. А., Крухмалев В. А.** Система позиционно-траекторного управления роботизированной воздухоплавательной платформой. Часть 2. Алгоритмы управления. № 7.
- Румянцев К. Е., Кравцов С. В.** Исследование параметрической связи динамики мобильного робота и бортовой бинокулярной системы технического зрения методом спектрального анализа. № 9.
- Тягунов О. А., Теплов М. А.** Настройка типовых регуляторов для стабилизации скорости движения мобильного робототехнического комплекса с использованием технологии построения Парето-оптимальных решений. № 4.
- Филаретов В. Ф., Губанков А. С.** Синтез системы формирования программных сигналов для электроприводов многозвенных манипуляторов. № 5.
- Филаретов В. Ф., Коноплин А. Ю.** Система автоматической коррекции программной траектории движения многозвенного манипулятора, установленного на подводном аппарате. № 1.

ИЗМЕРЕНИЯ, КОНТРОЛЬ И ДИАГНОСТИКА ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

- Боровик С. Ю., Кутейникова М. М., Райков Б. К., Секисов Ю. Н., Скобелев О. П.** Измерение радиальных зазоров между статором турбины и торцами лопаток сложной формы с помощью одновитковых вихретоковых датчиков. № 10.
- Бржозовский Б. М., Захаров О. В.** Модель контроля отклонений формы заготовок на шлифовальных станках с неподвижными опорами. № 12.
- Бржозовский Б. М., Мартынов В. В., Бровкова М. Б., Свиридов С. В.** Алгоритмизация процедур настройки и диагностирования сложного технологического оборудования по интегральным параметрам вибросигналов. № 4.
- Брякин И. В.** Магнитодинамический магнитометр для задач дефектоскопии. № 3.
- Гарашенко Ф. Г., Матвиенко В. Т.** Адаптивный метод дистанционного обнаружения химических компонентов в растениях на основе градиентного подхода. № 2.
- Джашитов В. Э., Панкратов В. М., Годиков А. В., Николаев С. Г., Колеватов А. П., Плотников А. Д., Коффер К. В.** Температурная калибровка бесплатформенной инерциальной навигационной системы по сигналам распределенных термодатчиков. № 7.
- Дианов В. Н., Гевондян Т. А., Белоусов И. М., Люминарская Е. С.** Повышение информативности мехатронных систем при воздействии кодоимпульсных сигналов. № 1.
- Когут А. Т., Лаврухин А. А.** Приближенные алгоритмы траекторного управления в системах диагностирования технического состояния электромеханических объектов подвижного состава. № 5.
- Комаров В. В.** Методика оптимизации параметров телевизионных наблюдательных систем больших оптических телескопов. № 7.
- Крылов Е. Г., Сердобинцев Ю. П., Козловцева Н. В.** Автоматизированная система контроля состояния режущего инструмента при резании труднообрабатываемых материалов. № 10.
- Мелентьев В. С., Батищев В. И., Смолина А. М., Евстифеева Т. С.** Повышение точности измерения параметров емкостных датчиков перемещения. № 6.
- Рудометкин Л. Е., Антонов А. А., Рачков М. Ю.** Автоматизация контроля остаточных напряжений конструкций. № 1.
- Чекмарев А. Б., Грязин Д. Г.** Испытательный стенд для воспроизведения угловых вибрационных колебаний: разработка и исследование метрологических характеристик. № 10.
- Чубуков Н. Н.** Алгоритмизация калибровок мехатронных систем с использованием сэмплинга. № 7.

МОДЕЛИРОВАНИЕ И УПРАВЛЕНИЕ ТЕХНИЧЕСКИМИ ОБЪЕКТАМИ И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМИ ПРОЦЕССАМИ

- Васильев Б. Ю.** Мехатронные перекачивающие комплексы на основе регулируемых электроприводов для подводного компримирования и транспортировки природного газа. № 3.
- Гурченков А. А., Есенков А. С., Носов М. В.** Управление движением ротора с полостью, частично заполненной идеальной жидкостью. № 3.
- Джамалбеков М. А.** Алгоритм прогнозирования разработки газоконденсатных пластов при различных реологических режимах. № 2.
- Калитаев А. Н., Тутарова В. Д.** Параметрическая идентификация модели внешнего теплообмена заготовки в сортовой машине непрерывного литья заготовок. № 5.
- Коростелев В. Ф.** Управление процессами обработки металлов и сплавов по заданной траектории в пространстве состояний. № 11.
- Кузин М. А., Дреганов О. И.** Стохастическое моделирование и оптимизация процесса осадительного центрифугирования порошковых осадков. № 7.
- Первов В. Б., Ковалев А. Е., Курочкина В. А., Мягких А. С., Возжинский А. В., Яковлев С. Ф.** Особенности комплексного расчета точности отечественного электроэрозионного проволочно-вырезного станка с ЧПУ. № 7.
- Фуртат И. Б.** Управление электроэнергетической сетью с учетом ее топологии. № 4.
- Шахнин В. А., Моногаров О. И., Чебрыкова Ю. С.** Управление движением мехатронного комплекса электрошумовой диагностики высоковольтного оборудования. № 8.
- Шемякин А. Н., Рачков М. Ю., Соловьев Н. Г.** Особенности управления мощностью излучения технологического CO₂-лазера с несамостоятельным тлеющим разрядом с учетом деградации рабочей смеси газов. № 8.

ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ И ВСПОМОГАТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ МЕХАТРОННЫХ СИСТЕМ И ТЕХНОЛОГИЙ

- Андрянов А. И., Булохов Н. М.** Исследование нелинейной динамики замкнутых систем управления с составными преобразователями напряжения. № 12.
- Веселов Г. Е., Попов А. Н., Радионов И. А.** Энергосберегающее управление асинхронным тяговым двигателем: синергетический подход. № 2.
- Высоцкий В. Е., Коломийцев Ю. Н., Гуртов А. С., Филатов А. Н.** Анализ структурной схемы электропитания автономного объекта как замкнутой системы автоматического регулирования. № 4.

- Габидулин М. А.** Анализ и синтез считывающих систем растровых синусно-косинусных преобразователей перемещений. № 6.
- Герасимов Д. Н., Никифоров В. О.** Адаптивное управление крутящим моментом в инжекторных двигателях внутреннего сгорания. № 3.
- Горячев О. В., Минчук С. В.** Методика оценки и компенсации влияния тепловых переходных процессов в моментных исполнительных двигателях. № 10.
- Епифанов О. К., Колпаков А. И.** Тенденции развития современных силовых электронных модулей для электроприводов малой мощности. № 11.
- Кондратьев В. А.** Сравнительный анализ динамических сил электромагнитного привода. № 5.
- Коротков А. А., Виноградов А. Б.** Новый алгоритм коммутации векторной ШИМ высоковольтного преобразователя частоты. № 12.
- Костин А. В., Мягких А. С., Подураев Ю. В., Яковлев С. Ф.** Методика определения основных электромеханических параметров прямого линейного электропривода. № 10.
- Кривилев А. В.** Методы импульсного управления электрическими двигателями современных приводных систем. № 4.
- Новоселов Б. В.** Использование критериев оценки плавности работы при проектировании следящих приводов. № 2.
- Новоселов Б. В., Николаев В. Я.** Концепция разработки, построения и эффективного использования сервисных средств следящих приводов. № 11.
- Попов Б. Н.** Согласование коэффициентов передачи и статических характеристик в цифровых следящих приводах. № 10.

МЕТОДЫ И ТЕХНОЛОГИИ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ

- Инсаров В. В., Тихонова С. В.** Задача принятия решений при комплексировании изображений различных спектральных диапазонов. № 2.
- Соловьев И. В.** Обнаружение и оценивание координат изображений звезд в датчиках астроориентации с помощью алгоритмов прогноза и фильтрации Калмана. № 11.
- Фурсов В. А., Гошин Е. В., Бибииков С. А.** Реконструкция 3D-сцен на пучках эпиполярных плоскостей стереоизображений. № 9.

ЗАДАЧИ И МЕТОДЫ ИССЛЕДОВАНИЯ ОПЕРАЦИЙ

- Алгулиев Р. М., Пашаев А. Б., Панахов Н. А.** О задаче определения пунктов для установки передающих станций цифрового телевидения. № 5.
- Гуревич И. М.** Оптимизация управления сетями систем массового обслуживания. № 8.

Колосков В. А., Колоскова Г. П., Павлюченко Д. В., Динь Туан Лонг. Адаптивное сетевое управление маршрутизацией в реконфигурируемых системах. № 8.

Скобелев П. О., Симонова Е. В., Кожевников С. С., Майоров И. В., Феоктистов А. Л., Клейменова Е. М., Полончук Е. В. Обзор систем адаптивного планирования производства. № 11.

Ченцов А. А., Ченцов А. Г., Ченцов П. А. Задачи маршрутизации с ограничениями и сложными функциями стоимости. № 5.

ЭРГАТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

Бегичев Ю. И., Василец В. М., Пономаренко А. В., Сильвестров М. М., Чернышов В. А. Основные положения технологии создания учебно-тренировочного комплекса и эргономического сопровождения на нем жизненного цикла многофункциональных летательных аппаратов. № 7.

Дударенко Н. А., Сержантова (Полякова) М. В., Ушаков А. В. Моделирование поведения антропокомпонентов в составе бинарных структур в надпроизводственной среде с помощью интервальных системных представлений. № 9.

Набатчиков А. М., Бурлак Е. А. Анализ характеристик деятельности человека-оператора в динамическом контуре слежения. № 11.

Обознов А. А. Адаптивный интерфейс в эргатической системе: инженерно-психологическая оценка. № 9.

Розенбаум А. Н., Климченко В. В. Описание состояния человеко-машинной системы в контексте минимаксного подхода. № 7.

Савченко В. В. Развитие методологии мониторинга функциональных состояний операторов транспортных систем "человек—машина". № 6.

Сергеев С. Ф. Интеллектуальные симбионты организованных техногенных средств управления подвижными объектами. № 9.

Шибанов Г. П. Автоматизация процесса диагностики состояния организма человека по изменению картины его теплового излучения. № 6.

УПРАВЛЕНИЕ КОЛЕСНЫМИ И ШАГАЮЩИМИ МАШИНАМИ

Брискин Е. С., Леонард А. В. О безударном режиме движения шагающей машины со сдвоенным поворотным движителем. № 11.

Дюжев А. А., Дубовик Д. А., Савченко В. В. Развитие бортовых электронных и мехатронных систем мобильных машин в Республике Беларусь. № 9.

Краснодубец Л. А. Аналитическое конструирование законов траекторного управления транспортными средствами на воздушной подушке. № 11.

Ляхов С. В., Широков Б. Н. Моделирование сцепления колеса с опорной поверхностью в контексте оценки устойчивости движения автомобиля. № 4.

Манько С. В., Диане С. А. К. Перспективы создания и пути разработки автономного автомобиля для городских условий на основе комплексного применения интеллектуальных технологий управления. № 12.

Поддубный В. И., Трехтлер А., Йекер К. П., Харченко Е., Варкентин А. Моделирование активной подвески для автомобиля повышенной проходимости и оценка возможности ее использования для снижения нагрузки на колесо с поврежденной шиной. № 9.

МЕХАТРОНИКА И ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В БИОМЕДИЦИНСКИХ ПРИЛОЖЕНИЯХ

Алисейчик А. П., Орлов И. А., Дейнего В. Ю., Павловский В. Е., Платонов А. К. Биомехатронный исследовательский комплекс для двигательной нейрореабилитации. № 12.

Бодин О. Н., Полосин В. Г., Балахонова С. А. Разработка и исследование модели восстановления миокарда для прогнозирования АВ блокад. № 12.

Переварюха А. Ю. Исследование хаотической динамики гибридных систем в моделях нестабильных биологических процессов. № 12.

Журнал в журнале

"УПРАВЛЕНИЕ И ИНФОРМАТИКА В АВИАКОСМИЧЕСКИХ И МОРСКИХ СИСТЕМАХ"

Алгулиев Р. М., Оруджов Г. Г., Сабзиев Э. Н. Восстановление потерянной полетной информации методом нейронных сетей. № 2.

Алешкин В. В., Плотников П. К., Челноков Ю. П. Определение конфигурации блока датчиков при асимптотическом оценивании параметров движения. № 2.

Афонин А. А., Сулаков А. С. Полный замкнуто-разомкнутый алгоритм бесплатформенного гравиинерциального комплекса. № 4.

Бобцов А. А., Пыркин А. А., Суров М. О. Управление ориентацией летательного аппарата с неизвестным тензором инерции. № 3.

Бронников А. М., Морозов Д. В. Локализация непосредственно не наблюдаемых отказов бортовых систем на основе смешанных направленных графов. № 1.

Гурьев Ю. В., Слущкая М. З., Ткаченко И. В., Якушенко Е. И. Электронный тренажер "Управление скрытностью и движением морских подводных объектов" и его математическое и программное обеспечение. № 6.

Девятисильный А. С., Числов К. А. Нейроморфный мультимодельный алгоритм определения вращения подвижной технологической платформы. № 7.

Девятисильный А. С., Числов К. А. Нейросетевая коррекция безгироскопной инерциальной навигационной системы по спутниковой навигационной информации. № 11.

Дорожко В. М. Динамическое воздействие anomalously большой волны на неподвижную преграду. № 9.

Клейменова Е. М., Скобелев П. О., Ларюхин В. Б., Майоров И. В., Косов Д. С., Симонова Е. В., Царев А. В., Феоктистов А. Л., Полончук Е. В. Мультиагентная технология адаптивного планирования и управления проектами НИР и ОКР в аэрокосмических приложениях. № 5.

Клепцов В. И., Котов В. Н., Щербинин И. П. Модернизация метода определения частот и форм колебаний самолета в полете на основе использования современной цифровой распределенной мониторинговой системы бортового документирования. № 6.

Кушнир В. М., Душко В. Р. Воздействие нелинейных поверхностных волн на морской терминал пирамидальной формы. № 9.

Лавровский Э. К. Об одном типе задач оптимальной переориентации орбит. № 5.

Микрюков С. Г., Ефанов В. Н., Зайцева А. А. Алгоритм совмещенного управления силовой установкой вертолета. № 8.

Мироненко А. А. Модель программного движения судна в стесненных водах. № 2.

Никитин А. В., Солдаткин В. В., Солдаткин В. М. Система измерения параметров вектора ветра на стартовых и взлетно-посадочных режимах вертолета. № 6.

Панкратов В. М., Ольшанский В. Ю., Растегаев Ю. О. Влияние неоднородного температурного поля на характеристики микромеханического пьезогироскопа. № 8.

Панкратов В. М., Ольшанский В. Ю., Серебряков А. В., Паршина И. Ф. Зависимость характеристик датчика инерциальной информации от жесткости чувствительного элемента. № 4.

Пономаренко А. В., Василец В. М., Кулабухов В. С., Халтобин В. М., Грозов О. Б., Ключников А. А. Оценка автоматизированных учебных курсов авиационных систем обучения на основе метода анализа иерархий. № 1.

Пушков С. Г., Горшкова О. Ю., Корсун О. Н. Математические модели погрешностей бортовых

измерений скорости и угла атаки на режимах посадки самолета. № 8.

Пушков С. Г., Ловицкий Л. Л., Корсун О. Н. Методы определения скорости ветра при проведении летных испытаний авиационной техники с применением спутниковых навигационных систем. № 9.

Садеков Р. Н. Применение фильтра Калмана в задаче навигации подвижного объекта по данным стереовизуальных и одометрических систем. № 3.

Сапунков Я. Г., Молоденков А. В. Алгоритм оптимального по быстродействию разворота космического аппарата в классе конических движений. № 10.

Туфанов И. Е. Разработка системы централизованного управления группой автономных необитаемых подводных аппаратов. № 7.

Шалобаев Е. В. Вопросы терминологии и миниатюризация аэрокосмических систем. № 10.

IV Специализированная конференция "АПСС-Сибирь" (АВТОМАТИЗАЦИЯ: ПРОЕКТЫ. СИСТЕМЫ. СРЕДСТВА)

Май 2014 г., г. Новосибирск

I. ПРОМЫШЛЕННАЯ АВТОМАТИЗАЦИЯ

◆ Автоматизация промышленного предприятия

- АСУ и КИС масштаба предприятия (MRP, ERP, MES и др.)
- Системы связи и телекоммуникаций для промышленных объектов
- Управление и анализ финансово-хозяйственной деятельности
- Управление снабжением и сбытом. Автоматизация промышленного склада
- АС инженерных сетей, энергосбережение

◆ Автоматизация технологических процессов

- SCADA-системы. Системы реального времени. Системы автоматизированного проектирования
- Автоматические линии, автоматизированные производственные и робототехнические комплексы, системы с ЧПУ
- Контроллеры, датчики, исполнительные устройства, приводы
- СКС, модули сопряжения, модемы, кабели и провода
- Шкафы, пульты, щиты, источники питания
- Оборудование для применения во взрывоопасных зонах
- Тренажеры операторов АСУ
- Беспроводные технологии

II. БОРТОВЫЕ И ВСТРАИВАЕМЫЕ СИСТЕМЫ

- Компьютеры ответственных применений
- Бортвые вычислительные системы
- Одноплатные компьютеры для мультимедийных и игровых автоматов
- Панельные компьютеры для систем ЧМИ (HMI)
- Электронные компоненты и модули
- Защищенные вычислительные комплексы: ноутбуки, планшетные, карманные компьютеры
- Системы связи и навигации для мобильных и ответственных применений
- Встраиваемые ОС, CPB

III. ЭНЕРГЕТИКА. ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

- Электротехническое оборудование, компоненты, инструменты
- Электрические машины и аппараты, трансформаторы, источники питания
- АСУ в электротехнике
- Кабели

Подробную информацию о выставке ПТА-2014 см. на сайте
http://www.pta-expo.ru/Siberia/projects_system/tematika.htm

CONTENTS

Filimonov A. B., Filimonov N. B. The Conception of Modal Reduction of Models of Controlled Systems2

The questions of the reduction of models of linear stationary controlled systems on the basis of the analysis of their modal structure are investigated. The methods of reductions of systems with difference-speed structure of modes are offered. Schemes of spectral decomposition of system and the principle of cutting-off of quickly damping modes make up the basis of these methods. The connection of being investigated questions of modal reduction with problem of robust control is discussed.

Keywords: models of controlled systems, the principle of cutting-off, spectral decomposition, quickly damping modes, modal reduction of systems, a robustness of control processes

Aleksandrov A. Yu., Kosov A. A., Platonov A. V., Fadeev S. S. On the Stability and Stabilization of Mechanical Systems with Switching of Force Fields9

Mechanical systems with switched dissipative and potential forces are studied. Sufficient conditions under which the equilibrium position is asymptotically stable for any switching law are obtained. The problem of stabilization of a system with switched non-conservative positional forces by means of a special choice of dissipative and gyroscopic forces is considered. In the cases when we failed to construct a common Lyapunov function, the conditions on the switching laws are obtained providing the global asymptotic stability.

Keywords: hybrid mechanical systems, stability, stabilization, Lyapunov functions

Perevarjukha A. Yu. Computational Research of Dynamic Systems and Interpretation of Biological Models. . . 16

In a retrospective analysis of approaches to the investigation of complex dynamical processes we discussed problems of biological interpretation of nonlinear effects, observed in the computational experiments. The fundamental properties of discrete functional iterations enclose the several contradictions that arise during the formation of management decisions and predicting environmental impacts based on the models. Versatility of the chaos phenomenon is complemented by other nonlinear effects and the metamorphosis of the behavior. We have considered an example of fractalization for boundary of domains of attraction. Based on the method developed by the application of hybrid automata was confirmed the importance of multistable dynamical systems for predicting possibility of restoring of fish populations.

Keywords: the methods of nonlinear dynamics, modeling of population processes, biological interpretation of nonlinear effects, hybrid automata

Rylov M. A., Sofiev A. E. Creation the Virtual Analyzers of Oil Product on the Basis of Kokhonen's Self-Organising Maps 23

In article approach to creation of the virtual analyzers (VA) of oil product on the basis of Kokhonen's Self-Organising Maps is described. Results of simulation for octane number stable catalysate are given. Comparing of results of simulation and laboratory data is made.

Keywords: Kokhonen's Self-Organising Maps, virtual analyzers of oil product, catalytic reforming, stable catalysate, octane number

Brzhozovsky B. M., Zakharov O. V. Control Model of Deviations Shaped Workpieces on Grinding Machines with Fixed Supports 28

The model was developed of the control deviations shaped workpieces on grinding machines with fixed supports. Demonstrated the possibility of using the model for control precision machining based on the measurement results.

Keywords: control, the deviation form workpieces, centerless grinding, adjustment of grinding machines

Korotkov A. A., Vinogradov A. B. New Space Vector PWM Switching Procedure for High Voltage Converter. . 33

Based on Space Vector Pulse-Weight Modulation (RWM) strategy of High Voltage multilevel Series Connected H-Bridge Voltage Source Converter (SCHB VSC), the invariant to number of levels switching sequences synthesis procedure was developed. The converter cells' switching load equal sharing algorithm within the phase is proposed. The comprehensive analysis is carried out, mathematical and physical modeling of 17-level SCHB VSC resulted the significant loss enhancement with the proposed Space Vector PWM algorithm in comparison with traditional Sinusoidal PWM strategy.

Keywords: series connected H-bridge voltage source converter high voltage variable-frequency electric drive, space vector pulse-weight modulation, switching loss

Andriyanov A. I., Bulokhov N. M. Research of Nonlinear Dynamics the Closed Loop Control Systems with Composite DC/DC Converters 39

The comparative analysis of nonlinear dynamic of systems of automatic control with composite DC/DC converters is considered. Diagram of fluctuations of output voltage are provided, and also comparison of the sizes of areas of convergence of a design mode for three schemes of converters is executed. On the basis of the acquired information scientific approach to a choice of optimum scheme of the converter at a design stage, are provided its nonlinear dynamic properties is possible.

Keywords: automatic control system, nonlinear dynamics, bifurcation, dynamic mode, DC/DC converter

Manko S. V., Diane S. A. K. Perspectives of Creation and Pathways to Development of Autonomous Electric Cars for Urban Conditions Based on Complex Use of Intellectual Control Technologies 46

The paper considers perspectives of creation and pathways to development of autonomous electric cars for urban conditions. Models and algorithms for intellectual motion control based on fuzzy logic are presented.

Keywords: autonomous vehicle, electric car, traffic control, intellectual control system, fuzzy logic

Aliseichik A. P., Orlov I. A., Deynego V. Yu., Pavlovsky V. E., Platonov A. K. Biomechatronic Research Complex for Locomotor Neurorehabilitation 53

The complex for neurorehabilitation of the locomotor apparatus of the lower extremities of the person and ankle joints is presented. The complex structure is described, basic elements — foot and ankle training machines with pressing impact on feet, a bed-like verticalizer, on exoskeleton of the lower extremities for operating by them in case of loss of their mobility or for active trainings are in details described. The complex is intended for performance of medical actions with the patients who have lost mobility of the lower extremities, or for work with athletes or astronauts at rehabilitation stages. The complex was created within a grant of the Russian Fund for Basic Research No. 11-01-12060-ofi-m-2011 in 2011–2012.

Keywords: biomechatronics, rehabilitation and research complex, locomotor neurorehabilitation, verticalizer, exoskeleton, foot training machine, ankle training machine, pulse control, electric drive, pneumatic actuator

Bodin O. N., Polosin V. G., Balakhonova S. A. Research and Development of Cardiac Rehabilitation Model for Av-Blockade Prediction 59

To investigate the recovery model of myocardial used in forecasting atrioventricular block, a way of constructing regression, based on the analysis of the entropy distribution of information and measuring the quantum of myocardium recovery curve (MRC). Given dependences of the entropy of the shape parameters for the Weibull–Gnedenko distribution, and gamma distribution. The analysis of refractory myocardial based on research and evaluation of MRC heart rate. The results of regression MRC parameters estimates are shown.

Keywords: electrokardiosignal, myocardium recovery curve, atrioventricular block, he Weibull–Gnedenko distribution, gamma distribution, heart rate, the entropy factor, the entropy of information, analysis of refractory myocardial

Издательство «НОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ»

107076, Москва, Стромьинский пер., 4

Телефон редакции журнала: **(499) 269-5397**, тел./факс: **(499) 269-5510**

Дизайнер *Т. Н. Погорелова.*

Технический редактор *Е. В. Конова.* Корректор *М. Г. Джавадян.*

Сдано в набор 30.09.2013. Подписано в печать 13.11.2013. Формат 60×88 1/8. Бумага офсетная.

Усл. печ. л. 8,86. Заказ МН1213. Цена договорная.

Журнал зарегистрирован в Комитете Российской Федерации по делам печати, телерадиовещания и средств массовых коммуникаций

Свидетельство о регистрации ПИ № 77-11648 от 21.01.02

Учредитель: Издательство "Новые технологии"

Оригинал-макет ООО "Авансед солюшнз". Отпечатано в ООО "Авансед солюшнз".
119071, г. Москва, Ленинский пр-т, д. 19, стр. 1.