

**МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ
ФЕДЕРАЦИИ**

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ

**САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ, МЕХАНИКИ И ОПТИКИ**

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ВЕСТНИК

Выпуск 33

ТЕХНОЛОГИИ УПРАВЛЕНИЯ



**САНКТ-ПЕТЕРБУРГ
2006**

Выпуск содержит материалы XXXV научной и учебно-методической конференции СПбГУ ИТМО «Достижения ученых, аспирантов и студентов университета в науке и образовании». Конференция была проведена 31 января – 3 февраля 2006 г. Санкт-Петербургским государственным университетом информационных технологий, механики и оптики в сотрудничестве с

- ФГУП ВНЦ «ГОИ им. С.И. Вавилова»,
- Институтом аналитического приборостроения РАН (ИАНП РАН),
- Институтом проблем машиноведения РАН (ИПМаш РАН),
- Комитетом по науке и высшей школе Санкт-Петербурга (КНВШ),
- ВНИИМ им. Д.И. Менделеева,
- ОАО «ЛОМО»,
- ОАО «Техприбор»,
- ФГУП СПб ОКБ «Электроавтоматика»,
- ЦНИИ «Электроприбор».

В выпуске представлены работы, поддержанные финансированием в рамках:

- Федеральной целевой научно-технической программы «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития науки и техники на 2002–2006 гг» (Федеральное агентство по науке и инновациям);
- аналитической ведомственной целевой программы «Развитие научного потенциала высшей школы (2006–08 гг.) (Федеральное агентство по образованию);
- Федеральной целевой программы развития образования на 2006–2010 гг. (Федеральное агентство по образованию),
- Российского фонда фундаментальных исследований,

а также инициативные разработки.

Программный комитет конференции:

Васильев В.Н. (СПбГУ ИТМО) – председатель

Аронов А.М. (ОАО «ЛОМО»)	Маслов Ю.В. (ОАО «Техприбор»)
Алимов Ю.А. (ФГУП ВНЦ «ГОИ им. С.И. Вавилова»)	Максимов А.С. (КНВШ)
Викторов А.Д. (КНВШ)	Мусалимов В.М. (СПбГУ ИТМО)
Гатчин Ю.А. (СПбГУ ИТМО)	Парамонов П.П. (ФГУП СПб ОКБ «Электроавтоматика»)
Дукельский К.В. (ФГУП ВНЦ «ГОИ им. С.И. Вавилова»)	Пешехонов В.Г. (ЦНИИ «Электроприбор»)
Карасев В.Б. (ФГУП ВНЦ «ГОИ им. С.И. Вавилова»)	Путилин Э.С. (СПбГУ ИТМО)
Козлов С.А. (СПбГУ ИТМО)	Ткалич В.Л. (СПбГУ ИТМО)
Колесников Ю.Л. (СПбГУ ИТМО)	Ханов Н.И. (ВНИИМ им. Д.И. Менделеева)
Курочкин В.Е. (ИАНП РАН)	Храмов В.Ю. (СПбГУ ИТМО)
	Шехонин А.А. (СПбГУ ИТМО)
	Яковлев Е.Б. (СПбГУ ИТМО)

Организационный комитет конференции:

Никифоров В.О. – председатель

Студеникин Л.М. – зам. председателя

Казар Л.Н. – ученый секретарь

Горкина Н.М.	Ноздрин М.А.
Гатчин Ю.А.	Путилин Э.С.
Гусарова Н.Ф.	Савельева Л.П.
Гуров И.П.	Томасов В.С.
Никоноров Н.В.	

ISSN 1819-222X

© Санкт-Петербургский государственный университет
информационных технологий, механики и оптики, 2006

ПОСТРОЕНИЕ СИСТЕМ СРАВНЕНИЯ И ОЦЕНКА КАЧЕСТВА
ПРОЦЕССОВ ПОДСИСТЕМ

В.В. Григорьев, П.В. Дудров, Ю.В. Медынский

Для многоканальных дискретных систем разработана методика построения систем сравнения для анализа качества процессов поведения подсистем в отдельности. На основе модульных функций Ляпунова задача анализа асимптотической и экспоненциальной устойчивости в целом для позитивных систем сведена к линейному матричному уравнению – аналогу уравнения Ляпунова для исследования дискретных систем.

1. Введение

Пусть задана динамическая система S , состоящая из k взаимосвязанных подсистем S_{ii} . Поведение системы S определяется уравнениями движения отдельных подсистем S_{ii} , заданных разностными уравнениями

$$x_i(m+1) = F_{ij}(m, x_j(m)) + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}} F_{ij} x_j(m), \quad (1)$$

где x_i – n_i -мерный вектор состояния подсистемы S_{ii} , $F_{ii}(m, x_i(m))$ – n_i -мерные векторнозначные нестационарные функции, характеризующие динамические свойства отдельных подсистем, F_{ij} – матрицы с постоянными элементами, определяющие связи между подсистемами. Составной вектор $x^T = [x_1^T, x_2^T, \dots, x_k^T]$ размерности n , построенный из векторов состояния отдельных подсистем, является вектором состояния системы S .

Требуется установить, при каких условиях данная система устойчива, и оценить качество процессов в подсистемах и в системе в целом.

2. Построение систем сравнения

Для каждой из подсистем выберем функцию Ляпунова из класса K^V выпуклых положительно однородных степени V функции, удовлетворяющих соотношениям

$$c_1^V \|x\|^V \leq V(x) \leq c_2^V \|x\|^V, \quad c_1 > 0, c_2 > 0,$$

$$V(0) = 0, \quad V(jx) = j^V V(x).$$

Векторная функция Ляпунова при этом есть k -мерная векторная функция

$$V(x) = [V_1^V(x_1), V_2^V(x_2), \dots, V_k^V(x_k)]^T, \quad (2)$$

элементами которой являются функции Ляпунова отдельных подсистем. На основе векторной функции Ляпунова сформулируем для системы общую функцию Ляпунова следующим образом:

$$V_0(x) = P_0 V(x), \quad (3)$$

где $P_0 = [p_{01}, p_{02}, \dots, p_{0k}]$ есть матрица строка размерности $1 \times k$ с положительными элементами.

Сопоставим системе (1) систему сравнения, определяемую линейными разностными уравнениями

$$\nu(m+1) = \lambda(m) \nu(m), \quad (4)$$

$$\eta(m) = P_0 \nu(m), \quad (5)$$

где $\nu = [\nu_1, \nu_2, \dots, \nu_k]^T$ – вектор состояния системы сравнения, η – скалярная функция, являющаяся выходом системы сравнения, $\lambda(m)$ – квадратная матрица размером $k \times k$ с неотрицательными элементами. Предполагается что для системы сравнения выполнено условие $\nu_{(0)} = V(x(0))$.

3. Анализ поведения процессов подсистем на основе систем сравнения

Рассмотрим задачу определения с помощью функции Ляпунова из класса K^ν таких параметров системы сравнения, при которых справедливы неравенства

$$V(x(m)) \leq \nu(m), \quad (6)$$

$$V_0(x(m)) \leq \eta(m), \quad (7)$$

где ν и η – вектор состояния и выходная скалярная переменная системы сравнения, соответственно. Векторное неравенство (6) понимается в смысле выполнения соответствующих неравенств для каждой из переменных векторов правой и левой части неравенства

$$\left(V_i^{1/\nu}(x_i(m)) \leq \nu_i(m), i = \overline{1, k} \right). \quad (8)$$

Теорема 1.

Пусть задана система (1), и для каждой подсистемы

$$x_i(m+1) = F_{ii}(m, x(m)). \quad (9)$$

При функциях Ляпунова $V_i(x_i)$ из класса K^ν выполнены условия

$$V_i(x_i(m+1)) \leq \lambda_{ii}^\nu(m) V_i(x_i(m)), \quad (10)$$

где параметры $\lambda_{ii}(m) > 0$ при любых m . Тогда для векторной функции Ляпунова вида (2) справедливо неравенство (6), а для общей функции Ляпунова – неравенство (7), если при выполнении условия $\nu_{(0)} = V(x(0))$ элементы матрицы $\lambda(m)$ вне главной диагонали определяются из соотношения

$$\lambda_{ij} = \sup \left[\frac{V_i(F_{ij}x_j)}{V_j(x_j)} \right]^{1/\nu}, \quad i \neq j \quad (11)$$

Функции Ляпунова $V_i(x_i)$ из класса K^ν являются выпуклыми положительно однородными функциями, для которых по лемме Фурасова справедливо неравенство

$$[V_i(x'_i + x''_i)]^{1/\nu} \leq [V_i(x'_i)]^{1/\nu} + [V_i(x''_i)]^{1/\nu} \quad (12)$$

для любых векторов x'_i и x''_i из R^{n_i} . Совокупность условий

$$V(0) = 0, \quad V(jx) = j^\nu V(x) \quad (13)$$

и (12) позволяет утверждать, что функции $V_i(x_i)$ порождают преобразованные нормы в пространстве R^{n_i} вида

$$\|x_i\|_n = [V_i(x_i)]^{1/\nu}. \quad (14)$$

Поэтому элементы матрицы $\lambda(m)$ можно трактовать следующим образом: диагональные элементы $\lambda_{ii}(m)$ дают оценку сверху коэффициентов передачи подсистемы S_{ii} , а элементы λ_{ij} дают оценку сверху коэффициентов связей между i -ой и j -ой подсистемами.

В случае квадратичных функций Ляпунова вида $V_i(x_i) = x_i^T P_i x_i$ вычисление коэффициентов производится по характеристическому уравнению

$$\det[F_{ij}^T P_i F_{ij} - \mu_{ij} P_j] = 0 \quad (15)$$

пучка квадратичных форм. При этом $\lambda_{ij} = [\mu_{ij}^+]^{1/2}$, где μ_{ij}^+ есть максимальное значение корня характеристического уравнения.

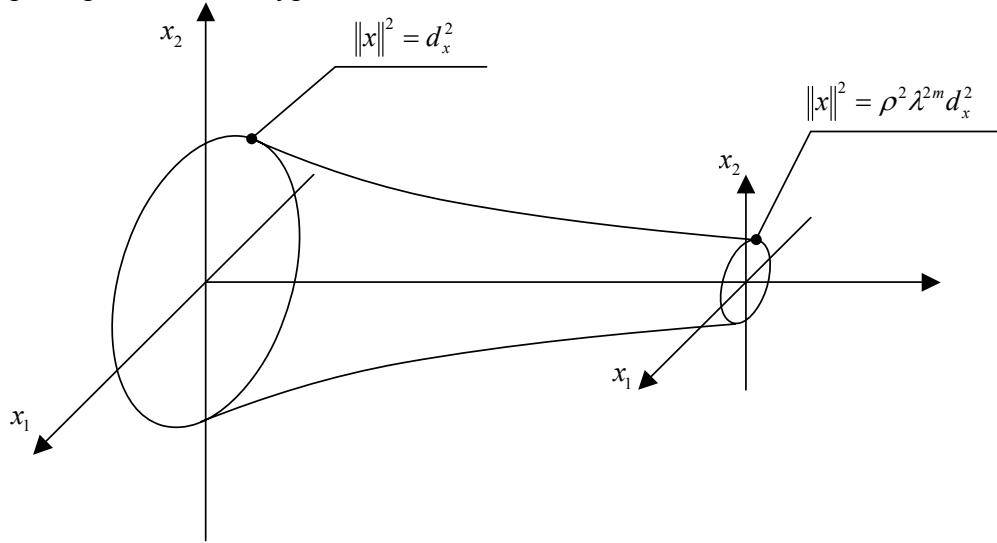


Рис. 1. Оценочная трубка для множества траекторий

Из теоремы следует, что анализ исследуемой нелинейной системы сводится к анализу поведения системы сравнения, описание которой задается линейным нестационарным разностным уравнением. Вычисление решения этого уравнения – последовательностей $\nu(m)$ и $\eta(m)$ при заданных начальных значениях – осуществляется рекуррентно и не представляет труда. Поэтому для векторной и общей функции Ляпунова имеем оценки вида (6) и (7), соответственно, позволяющие косвенно судить о процессах в подсистемах и системе в целом. Например, для каждой из подсистем на основании неравенства $V(x(m)) \leq \nu(m)$ можно построить «оценочные» трубки (рис. 1), ограниченные поверхностями

$$V_i(x_i) = \nu_i^v(m), \quad (16)$$

где $\nu_i(m)$ есть решение уравнения (4), которые позволяют оценивать поведение траекторий каждой из подсистем по множеству начальных условий

$$Dx_{0i} = \{x_i(0) : V_i(x_i(0)) \leq \nu_i(0)\}. \quad (17)$$

4. Оценка качества системы

Выяснение характера сходимости процессов в подсистемах и системе эффективнее производить, применяя прямой метод Ляпунова для изучения поведения системы сравнения. Формирование функции Ляпунова для системы сравнения может производиться различным образом. Однако положительность элементов матрицы $\lambda(m)$ и неотрицательность значений переменных вектора состояния системы сравнения позволяет использовать функцию Ляпунова вида (2), относящуюся к классу модульных функций Ляпунова ($\nu = 1$) и являющуюся линейной функцией, что упрощает анализ поведения системы сравнения. Выбор элементов матрицы P_0 , определяющей задание функции Ляпунова (2), целесообразно производить на основании свойств системы сравнения (свойств матрицы $\lambda(m)$).

Приведем теорему, в которой получены достаточные условия экспоненциальной устойчивости составной системы S.

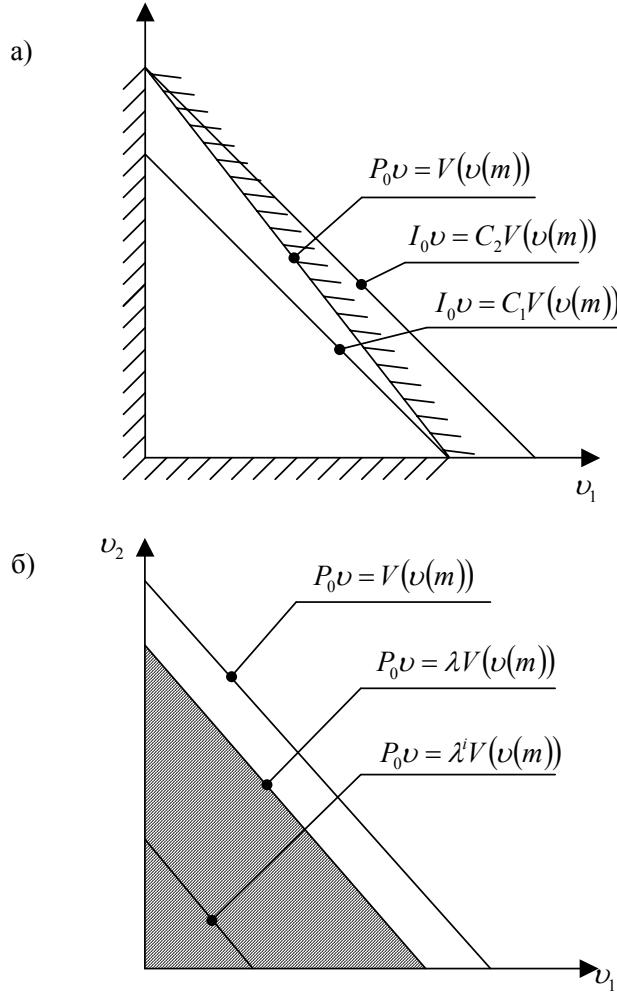


Рис. 2. Модульные функции Ляпунова

Теорема 2.

Пусть для системы (1) выполнены условия (теоремы 1), и функции Ляпунова удовлетворяют неравенствам

$$C_{1i}^v \|x_i\|^v \leq V_i(x_i) \leq C_{2i}^v \|x_i\|^v, (i = \overline{1, k}), \quad (18)$$

$$C_{10} I_0 v \leq P_0 V \leq C_{20} I_0 v \quad (19)$$

где C_{1i} и C_{2i} ($i = \overline{1, k}$) – некоторые положительные постоянные, а C_{10} и C_{20} – положительные постоянные, удовлетворяющие соотношениям

$$C_{10} = \min_i \{p_{0i}\}, \quad C_{20} = \max_i \{p_{0i}\}. \quad (20)$$

Тогда для того, чтобы система (1) была экспоненциально устойчивой, достаточно чтобы существовало такое положительное число $\lambda_c < 1$, что для любого m было бы справедливо уравнение Ляпунова

$$P_0 \lambda(m) - \lambda_c P_0 = -Q_0(m) \quad (21)$$

при матрице P_0 с положительными элементами и матрице $Q_0(m)$ с по крайней мере, неотрицательными элементами. При этом для системы (1) справедлива оценка процессов

$$\|x(m)\| \leq \rho \lambda^m \|x(0)\| \quad (22)$$

со значением

$$\rho = \frac{C_2^*}{C_1^*}, \quad (23)$$

где

$$C_1^* = \min_i \{p_{0i}c_{1i}\}, \quad C_2^* = \max_i \{p_{0i}c_{2i}\}.$$

Из выполнения уравнения (21) следует неравенство

$$P_0 v(m) \leq \lambda_c^m P_0 v(0), \quad (24)$$

т.е. система сравнения экспоненциально устойчива с оценкой процессов

$$\|v(m)\| \leq \frac{C_{20}}{C_{10}} \lambda_c^m \|v(0)\|, \quad (25)$$

где $\|v\| = \sum_{i=1}^k |v_i|$. Система сравнения является как бы «мажорирующей» системой, дающей оценку сверху поведения процессов исследуемой системы (1).

Дадим геометрическую интерпретацию локальных достаточных условий экспоненциальной устойчивости системы при использовании модульных функций Ляпунова. Часть пространства R^k , содержащую все вектора с неотрицательными значениями элементов, будем обозначать R_+^k ($R_+^k \subset R^k$). На рис. 2а для случая $k = 2$ дана интерпретация модульной функции Ляпунова. Поверхность постоянного уровня, определяемая уравнением

$$P_0 v = P_0 v(m),$$

отсекает в R_+^2 область с заштрихованными границами. Поверхность постоянного уровня

$$I_0 v = C_{i0} V(v(m)), \quad (i = 1, 2)$$

иллюстрирует минимаксные ограничения для модульной функции Ляпунова, определяемой матрицей P_0 . На рис. 2б показано, что для экспоненциально устойчивой системы в случае выполнения локальных достаточных условий при $0 < \lambda < 1$ при любом значении $v(m) \in R_+^2$ последующее значение вектора $v(m)$ будет принадлежать заштрихованной области, т.е. области, отсекаемой от R_+^2 поверхностью

$$P_0 v = \lambda V(v(m)).$$

Другими словами, если поверхность

$$P_0 v = V(v(m))$$

проходит через конец вектора $v(m)$, то значение постоянного уровня поверхности, ограничивающей область расположения последующих значений вектора состояния системы, уменьшается в λ раз. Область расположения вектора состояния через i интервалов дискретности изображена на этом рисунке с двойной штриховкой. С увеличением числа интервалов m при $\lambda < 1$ эти области стягиваются к началу координат, а, следовательно, и значения вектора состояния стремятся к нулю.

Литература

1. Григорьев В.В. Аналитический синтез регуляторов на основе качественной устойчивости.
2. Григорьев В.В., Дроздов В.Н., Лаврентьев В.В., Ушаков А.В. Синтез дискретных регуляторов при помощи ЭВМ. Л.: Машиностроение, ЛО, 1983. 245 с.
3. Григорьев В.В., Коровьяков А.Н. Анализ процессов в многосвязных дискретных системах на основе векторных функций Ляпунова. // Автоматика и телемеханика. 1984. №4. С 39–47.
4. Матросов В.М. Методы векторных функций Ляпунова в системах с обратной связью. // Автоматика и телемеханика. 1972. №9. С. 63–75

ОБЕСПЕЧЕНИЕ ИНФОРМАЦИОННОГО ПОДОБИЯ МОДЕЛИ И РЕАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ В НАВИГАЦИОННЫХ КОМПЛЕКСАХ

В.В. Григорьев, Д.В. Козис, А.Н. Коровьяков, Ю.В. Медынский, П.П.Парамонов

На основе опыта применения методов моделирования в разработках и испытаниях навигационных комплексов обоснованы условия к обеспечению информационного подобия устройств реального навигационного комплекса и их моделей.

Введение

Необходимость повышения технического уровня разработок навигационных систем, обеспечения их эксплуатационной эффективности и функциональности требует внедрения в практику разработок современных инженерных и компьютерных технологий и, в частности, методов физического и математического моделирования функционирования навигационных систем (НС).

Типовая функциональная схема НС

Процесс навигации летательного аппарата (ЛА) заключается в определении местоположения ЛА и параметров его ориентации в избранной системе координат на всех этапах управления полетом. Получение первичной информации о движении и ориентации ЛА производится с помощью навигационных устройств (НУ) - датчиков первичной информации.

На рис. 1 приведена типовая функциональная схема навигационного комплекса. В схеме использованы следующие обозначения: x_i ($i = 1 - n$) – измеряемые навигационным устройством физические величины (входы НУ₁-НУ_n); z_i ($i = 1 - n$) – выходные сигналы датчиков; y_k ($k = 1 - m$) – навигационные параметры, выдаваемые на индикацию потребителям и, в том числе, летчикам.

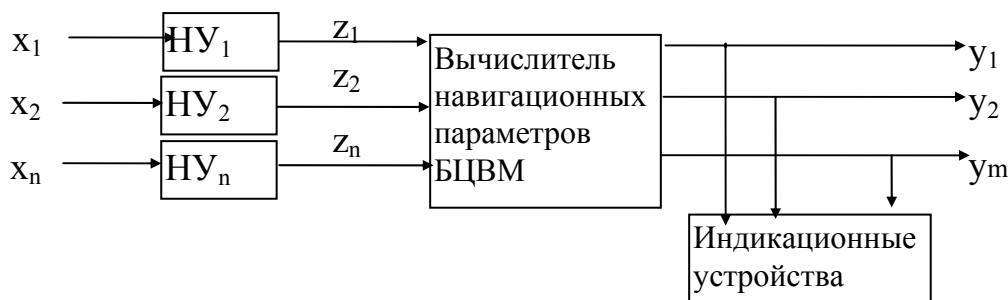


Рис. 1. Функциональная схема навигационного комплекса

Навигационный комплекс включает в свой состав совокупность датчиков первичной информации НУ₁-НУ_n, вычислитель навигационных параметров (БЦВМ), индикационные устройства для отображения информации и пульты управления.

Требования информационного подобия

Для сокращения сроков испытания оборудования, снижения затрат на разработку и повышения предполетной готовности создаваемых летательных аппаратов используются имитаторы, позволяющие в условиях стендовых испытаний воспроизводить информацию, подобную формируемой навигационным комплексом в реальном полете. В имитаторе аппаратными и/или программными средствами реализуются принципы фи-

зического и/или математического моделирования. При этом основополагающим является понятие модели навигационного устройства. В этой модели формируется, аккумулируется и сохраняется априорная информация о навигационном устройстве и условиях его функционирования, полученная в стендовых и натурных испытаниях.

В настоящее время применяются следующие методы моделирования НК

- натурное;
- полунатурное;
- математическое.

Натурное моделирование заключается в проведении летной оценки навигационного устройства и его функционального программно-математического обеспечения, а также записи навигационных параметров данного устройства на регистратор полетной информации и комплекс бортовых траекторных измерений. Расшифровка результатов летного эксперимента позволяет установить степень готовности навигационного устройства.

При полунатурном моделировании устройств НК в условиях стендовых испытаний используется само навигационное устройство либо его имитатор. Влияние на НУ возмущений может воспроизводиться либо приложением к элементам НУ воздействий, митирующих влияние возмущений, либо формированием на выходах НУ сигналов, имитирующих реальные помехи.

Математическое моделирование работы навигационного устройства заключается в разработке алгоритма и программной реализации оператора преобразования датчика измеряемой физической величины в выходные сигналы. При математическом моделировании измерительных устройств и, в частности, НУ, наиболее удобны регрессионные модели характеристик датчиков с возмущениями, помехами и погрешностями, приведенными к выходам НУ. Таким образом удобно воспроизводить в модели влияние возмущений, действующих на датчик в реальных условиях. Программно удобно реализуются изменения значений параметров преобразовательных характеристик датчиков и особенности информационных взаимодействий между устройствами НК. Аналоговые выходы формируются с помощью ЦАП. Математическое моделирование экономически более выгодно.

Применение методов моделирования в разработках и испытаниях навигационного оборудования эффективно лишь при обеспечении высокой степени информационного и динамического подобия реальных систем и их моделей. Реализация требуемого динамического подобия навигационного устройства и его модели принципиальных затруднений не вызывает и достигается введением в структуру модели корректирующих устройств, синтезируемых современными методами теории автоматического управления.

Достижение информационного подобия навигационной системы и ее модели связано с необходимостью воспроизведения в моделях датчиков навигационной системы распределений погрешностей со статистическими характеристиками, близкими к реальным. Эффективным путем решения этой проблемы является применение генераторов шумов и формирующих фильтров с изменяемыми динамическими характеристиками.

Структура свойств надежности НК

Важнейшими характеристиками эффективности навигационных комплексов являются их точность и надежность. Точность численно характеризуется предельными значениями погрешностей оценивания навигационных параметров.

Современные навигационные комплексы являются сложными информационными системами, обработка информации в которых производится в бортовых цифровых вы-

числителях. Поэтому в совокупном свойстве НК выделяют аппаратную, алгоритмическую и информационную составляющие надежности. При этом считается, что информационный отказ в НК возникает всякий раз, когда ошибка оценки хотя бы одного навигационного параметра выходит за пределы допуска [1]. Таким образом, информационный отказ в НК может возникнуть не только от нарушений в работе оборудования либо программного обеспечения, но и под влиянием действия на НК внешних интенсивных возмущений.

Заключение

Эффективное проектирование и качественные испытания современных навигационных комплексов достижимо внедрением в инженерную практику новых технологий, основанных на использовании методов системного анализа, прикладной информатики и аналитических методов теории управления. Использование методов моделирования повышает предполетную готовность НК, но не может в условиях стендовых испытаний обеспечить полное воспроизведение условий реального полета.

Достижение разумной степени информационного и динамического подобия реального НК и его модели снижает затраты, повышает безаварийность при испытаниях НК и облегчает поиск и устранение неисправностей.

Данная работа поддержана Российским фондом фундаментальных исследований (грант № 06-08-01427-а)

Литература

1. Дмитриев С.П., Колесов Н.В., Осипов А.В. Информационная надежность, контроль и диагностика навигационных систем. СПб: ГНЦ РФ ЦНИИ «Электроприбор», 2003.

ИНТЕРВАЛЬНЫЕ МОДЕЛИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ФОТОДАТЧИКОВ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ

А.Н. Коровьяков, С.А. Сударчиков, А.В. Ушаков

Рассматриваются вопросы линеаризации нелинейной преобразовательной характеристики двухканальных фотодатчиков с использованием технологий интервальной линеаризации.

1. Введение. Постановка задачи

В фотоэлектрических системах пространственного слежения для целей измерения рассогласования между линией визирования объекта наблюдения и оптической осью оптико-электронного измерительного устройства используются двухкоординатные фотодатчики (ДКФД). В силу ограниченности апертуры приемной оптической системы [1,2], преобразовательная характеристика ДКФД оказывается нелинейной. Модельно ДКФД состоит из двух частей, первая часть преобразует модуль указанного рассогласования в электрический сигнал, а вторая представляет собой расщепитель сигнала на каналные компоненты, как представлено на рис. 1.

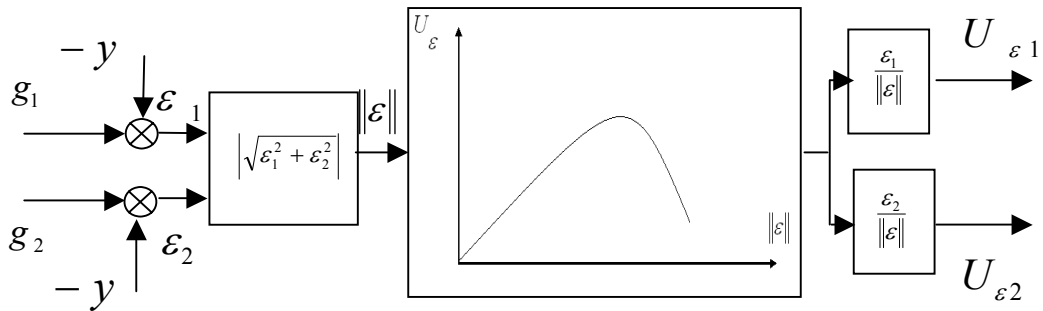


Рис. 1. Структурная схема фотодатчика

Таким образом, фотодатчик связывает двухкомпонентный вектор электрических аналогов рассогласований с двухкомпонентным вектором входных (угловых) рассогласований.

Аналитически ДК ФД задается нелинейной функцией (1), (2)

$$u_{\varepsilon}(t) = f(\varepsilon(t)); f(0) = 0; \quad (1)$$

$$\varepsilon(t) = g(t) - y(t). \quad (2)$$

В соотношениях (1), (2) ε , g , y – соответственно ошибка рассогласования, вектор входного воздействия, вектор выхода, $y, g, \varepsilon \in R^m (m=2)$, нелинейная функция $f(\varepsilon(t)) = \text{col}\{f(\varepsilon)_1, f(\varepsilon)_2\}$ составлена из его нелинейной пеленгационной характеристики и алгоритма, описывающего процесс расщепления сигнала общего тракта по каналным компонентам, образующим вектор u_{ε} . Для полного описания ФД соотношение (1) необходимо дополнить условием

$$\varepsilon(t) \in S_{\varepsilon}, \quad (3)$$

выполняемым для режима сопровождения. В (3) S_{ε} – сфера, задаваемая в форме

$$S_{\varepsilon} : \|\varepsilon(t)\| \leq \|\varepsilon_3\|, \forall t. \quad (4)$$

где $\|\varepsilon(t)\|$ – норма вектора ошибки $\varepsilon(t)$, $\|\varepsilon_3\|$ – значение нормы вектора ошибки рассогласования, при котором происходит переход от режима захвата к режиму сопровождения. Ставится задача привести зависимость (1) к виду

$$u_{\varepsilon}(t) = [K_{\varepsilon}] \varepsilon(t), \quad (5)$$

где $[K_{\varepsilon}] = \begin{bmatrix} [K_{\varepsilon_{11}}] & [K_{\varepsilon_{12}}] \\ [K_{\varepsilon_{21}}] & [K_{\varepsilon_{22}}] \end{bmatrix}$.

2. Интервальная линеаризация нелинейных векторных зависимостей

Рассмотрим нелинейный непрерывный объект управления (НОУ)

$$\dot{x}(t) = f(x(t)) + Bu(t); x(0); y(t) = Cx(t), \quad (6)$$

где x, y, u – векторы состояния, выхода и управления, $f(x)$ – нелинейная векторная функция от вектора, $f(0) = 0$; B, C – матрицы входа и выхода; $x, f(x) \in R^n$; $u \in R^r$; $y \in R^m$ размерности матриц B, C согласованы с размерностями векторных переменных, с целью построения интервального представления нелинейного объекта управления (1) в форме

$$\dot{x}(t) = [A]x(t) + Bu(t); x(0); y(t) = Cx(t), \quad (7)$$

где $[A] = [\underline{A}, \bar{A}]$ – интервальная $(n \times n)$ матрица состояния интервального непрерывного объекта управления. Объект управления (7) с интервальной матрицей $[A]$ строится для области S_x пространства состояния

$$S_x : \|x\| \leq d_s, \forall t, \quad (8)$$

так чтобы выполнялись неравенства

$$\sum_{j=1}^n \underline{A}_{ij} x_j \leq f_i(x) \leq \sum_{j=1}^n \bar{A}_{ij} x_j. \quad (9)$$

Граничные значения $\underline{A}_{ij}$ и $\bar{A}_{ij}$ (i, j) – компонента интервальной матрицы $[A]$ строится с помощью алгоритма, на первом шаге которого осуществляется переход от представления (6) к представлению вида

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t); x(0); y(t) = Cx(t). \quad (10)$$

На втором шаге этого алгоритма конструируются элементы $\underline{A}_{ij}$ и $\bar{A}_{ij}$ в силу соотношения

$$\underline{A}_{ij} = \min_{x \in S_x} (A(x))_{ij}, \quad \bar{A}_{ij} = \max_{x \in S_x} (A(x))_{ij}. \quad (12)$$

Ключевым моментом в этом алгоритме является конструирование матрицы $A(x)$, элементы которой зависят от вектора x . Для этих целей можно воспользоваться положением следующего утверждения.

Утверждение 1. Представление $f(x) = A(x)x$ выполняется, если $A(x)$ сконструировано в форме (13).

$$A(x) = \begin{bmatrix} \frac{f_1(x)}{\|x\|^2} x_1 & \frac{f_1(x)}{\|x\|^2} x_1 & \dots & \frac{f_1(x)}{\|x\|^2} x_n \\ \frac{f_2(x)}{\|x\|^2} x_1 & \frac{f_2(x)}{\|x\|^2} x_2 & \dots & \frac{f_2(x)}{\|x\|^2} x_n \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{f_n(x)}{\|x\|^2} x_1 & \frac{f_n(x)}{\|x\|^2} x_n & \dots & \frac{f_n(x)}{\|x\|^2} x_n \end{bmatrix}, \quad \square \quad (13)$$

где $\|x\|$ – евклидова норма вектора x .

Доказательство утверждения строится на непосредственном вычислении произведения $A(x)x$, для которого в силу (13), а также с учетом конструкции евклидовой нормы вектора получим

$$A(x)x = \begin{bmatrix} \frac{f_1(x)}{\|x\|^2}x_1 & \frac{f_1(x)}{\|x\|^2}x_1 & \dots & \frac{f_1(x)}{\|x\|^2}x_n \\ \frac{f_2(x)}{\|x\|^2}x_1 & \frac{f_2(x)}{\|x\|^2}x_2 & \dots & \frac{f_2(x)}{\|x\|^2}x_n \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{f_n(x)}{\|x\|^2}x_1 & \frac{f_n(x)}{\|x\|^2}x_n & \dots & \frac{f_n(x)}{\|x\|^2}x_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ \vdots \\ f_n(x) \end{bmatrix} = f(x). \quad \blacksquare (14)$$

Примечание. Возможность выбора вида нормы, при построении представления в форме $A(x)x$, позволяет уменьшить априорную модельную интервальность модельного представления (7) при осуществлении перехода вида (1).

Процесс формирования матрицы $A(x)$ вида (13) оказывается вычислительно устойчивым, если при конструировании матрицы фиксируется норма $\|x\|$ в сфере S_x , причем при обходе по вложенным в S_x сферам снимается текущее значение переменных x_i , которые в (9) входят мультипликативным элементом числителей компонентов матрицы $A(x)$.

3. Пример

В качестве примера рассмотрим построение интервально линейаризованного модельного представления исходного нелинейного описания (1) ДКФД в полном соответствии с вышесказанным и положениями, разработанными в [3,4]. Задача решается в унифицированной обобщенной форме. Пеленгационная характеристика ФД $u_\varepsilon = f(\varepsilon)$,

может быть записана в покоординатной форме $\begin{bmatrix} u_{\varepsilon 1} \\ u_{\varepsilon 2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1(\varepsilon) \\ f_2(\varepsilon) \end{bmatrix}$, скалярные элементы которой формируются в силу соотношений

$$u_{\varepsilon 1} = f_1(\varepsilon) = u_{\|\varepsilon\|} \frac{\varepsilon_1}{\|\varepsilon\|}, \quad u_{\varepsilon 2} = f_2(\varepsilon) = u_{\|\varepsilon\|} \frac{\varepsilon_2}{\|\varepsilon\|}, \quad (15)$$

где $\|\varepsilon\| = \sqrt{\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2}$. В приведенных выражениях модульный компонент $u_{\|\varepsilon\|}$ представляется степенным рядом [5] с двумя членами в форме

$$u_{\|\varepsilon\|} = \frac{\|\varepsilon\|}{\varepsilon_m} \pi - \frac{1}{3!} \frac{\|\varepsilon\|^3}{\varepsilon_m^3} \pi^3. \quad (16)$$

где $\frac{\sqrt{6}}{\pi} \varepsilon_m$ – размер апертуры ФД.

Выражение (15) с учетом (16) получает следующее представление

$$f(\varepsilon) = U_m \left(\frac{\|\varepsilon\|}{\varepsilon_m} \pi - \frac{1}{3!} \frac{\|\varepsilon\|^3}{\varepsilon_m^3} \pi^3 \right) \begin{bmatrix} \frac{\varepsilon_1}{\|\varepsilon\|} & \frac{\varepsilon_2}{\|\varepsilon\|} \end{bmatrix}^T =$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{U_m \pi}{\varepsilon_m} \left(\begin{bmatrix} \varepsilon_1 \\ \varepsilon_2 \end{bmatrix} - \frac{1}{3!} \frac{\pi^2}{\varepsilon_m^2} \begin{bmatrix} \varepsilon_1 \|\varepsilon\|^2 \\ \varepsilon_2 \|\varepsilon\|^2 \end{bmatrix} \right) = \left\{ \frac{U_m \pi}{\varepsilon_m} \left(I - \frac{1}{3!} \frac{\pi^2}{\varepsilon_m^2} \begin{bmatrix} \varepsilon_1^2 & \varepsilon_1 \varepsilon_2 \\ \varepsilon_1 \varepsilon_2 & \varepsilon_2^2 \end{bmatrix} \right) \right\} \begin{bmatrix} \varepsilon_1 \\ \varepsilon_2 \end{bmatrix} = \\
&= \left\{ \frac{U_m \pi}{\varepsilon_m} \left(I - \frac{1}{3!} \frac{\pi^2}{\varepsilon_m^2} \|\varepsilon\|^2 \begin{bmatrix} \frac{\varepsilon_1^2}{\|\varepsilon\|^2} & \frac{\varepsilon_1 \varepsilon_2}{\|\varepsilon\|^2} \\ \frac{\varepsilon_1 \varepsilon_2}{\|\varepsilon\|^2} & \frac{\varepsilon_2^2}{\|\varepsilon\|^2} \end{bmatrix} \right) \right\} \begin{bmatrix} \varepsilon_1 \\ \varepsilon_2 \end{bmatrix}. \tag{17}
\end{aligned}$$

Введем обозначения $\frac{\varepsilon_1}{\|\varepsilon\|} = \cos \varphi$ и $\frac{\varepsilon_2}{\|\varepsilon\|} = \sin \varphi$, которые позволяют выражение (17)

переписать в виде

$$\begin{aligned}
f(\varepsilon) &= \left\{ \frac{U_m \pi}{\varepsilon_m} \left(I - \frac{1}{3!} \frac{\pi^2}{\varepsilon_m^2} \|\varepsilon\|^2 \begin{bmatrix} \cos^2 \varphi & \frac{1}{2} \sin 2\varphi \\ \frac{1}{2} \sin 2\varphi & \sin^2 \varphi \end{bmatrix} \right) \right\} \begin{bmatrix} \varepsilon_1 \\ \varepsilon_2 \end{bmatrix} = \\
&= \frac{U_m \pi}{\varepsilon_m} \left\{ - \begin{bmatrix} 1 - \frac{1}{6} \pi^2 \left(\frac{\|\varepsilon\|}{\varepsilon_m} \right)^2 \cos^2 \varphi & -\frac{1}{12} \pi^2 \left(\frac{\|\varepsilon\|}{\varepsilon_m} \right)^2 \sin 2\varphi \\ -\frac{1}{12} \pi^2 \left(\frac{\|\varepsilon\|}{\varepsilon_m} \right)^2 \sin 2\varphi & 1 - \frac{1}{6} \pi^2 \left(\frac{\|\varepsilon\|}{\varepsilon_m} \right)^2 \sin^2 \varphi \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} \varepsilon_1 \\ \varepsilon_2 \end{bmatrix}, \tag{18}
\end{aligned}$$

Интервальное представление $f(\varepsilon)$ строится на интервальных значениях тригонометрических функций при изменении переменной φ в пределах от 0 до $\pm 2\pi$ и использовании правил интервальной арифметики, в результате чего получаем линейное интервально линеаризованное векторно-матричное представление пеленгационной характеристики ФД (5) с интервальной матрицей $[K_\varepsilon] = \begin{bmatrix} [K_{\varepsilon_{11}}] & [K_{\varepsilon_{12}}] \\ [K_{\varepsilon_{21}}] & [K_{\varepsilon_{22}}] \end{bmatrix}$. Граничные (угловые) значения элементов интервальной матрицы $[K_\varepsilon]$ находятся в силу следующих соотношений $[K_{\varepsilon_{ij}}] = [\underline{K}_{\varepsilon_{ij}}, \overline{K}_{\varepsilon_{ij}}]$, $i, j = 1, 2$,

$$\begin{aligned}
\underline{K}_{\varepsilon_{11}} &= \min_{\varphi, \left(\frac{\|\varepsilon\|}{\varepsilon_m} \right)} \frac{U_m \pi}{\varepsilon_m} \left\{ 1 - \frac{1}{6} \pi^2 \left(\frac{\|\varepsilon\|}{\varepsilon_m} \right)^2 \cos^2 \varphi \right\} = \frac{U_m \pi}{\varepsilon_m} \left\{ 1 - \frac{1}{6} \pi^2 \left(\frac{\|\varepsilon_3\|}{\varepsilon_m} \right)^2 \right\}, \\
\overline{K}_{\varepsilon_{11}} &= \max_{\varphi, \left(\frac{\|\varepsilon\|}{\varepsilon_m} \right)} \frac{U_m \pi}{\varepsilon_m} \left\{ 1 - \frac{1}{6} \pi^2 \left(\frac{\|\varepsilon\|}{\varepsilon_m} \right)^2 \cos^2 \varphi \right\} = \frac{U_m \pi}{\varepsilon_m}, \\
\overline{K}_{\varepsilon_{12}} &= \max_{\varphi, \left(\frac{\|\varepsilon\|}{\varepsilon_m} \right)} \left(-\frac{1}{12} \pi^2 \left(\frac{\|\varepsilon\|}{\varepsilon_m} \right)^2 \sin 2\varphi \right) \frac{U_m \pi}{\varepsilon_m} = \frac{1}{12} \pi^2 \left(\frac{\|\varepsilon_3\|}{\varepsilon_m} \right)^2 \frac{U_m \pi}{\varepsilon_m}, \\
\underline{K}_{\varepsilon_{12}} &= -\overline{K}_{\varepsilon_{12}} \quad \underline{K}_{\varepsilon_{21}} = \underline{K}_{\varepsilon_{12}}, \quad \overline{K}_{\varepsilon_{21}} = \overline{K}_{\varepsilon_{12}} \cdot \overline{K}_{\varepsilon_{22}} = \overline{K}_{\varepsilon_{11}} \quad \underline{K}_{\varepsilon_{22}} = \underline{K}_{\varepsilon_{11}},
\end{aligned}$$

Для введения в рассмотрение оценки относительной интервальности интервальной матрицы $[K_\varepsilon]$ воспользуемся ее представлением в форме

$$[K_\varepsilon] = K_{\varepsilon_0} + [\Delta K_\varepsilon], \tag{19}$$

где $K_{\varepsilon 0}, [\Delta K_{\varepsilon}]$ – медианный и интервальный компоненты матрицы $[K_{\varepsilon}]$, задаваемые соотношениями

$$K_{\varepsilon 0} = 0,5(\underline{K}_{\varepsilon} + \overline{K}_{\varepsilon}) = \frac{U_m \pi}{\varepsilon_m} \begin{bmatrix} 1 - \frac{1}{12} \pi^2 \left(\frac{\|\varepsilon\|}{\varepsilon_m} \right)^2 & 0 \\ 0 & 1 - \frac{1}{12} \pi^2 \left(\frac{\|\varepsilon\|}{\varepsilon_m} \right)^2 \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$[\Delta K_{\varepsilon}] = \frac{u_m \pi}{\varepsilon_m} \begin{bmatrix} -\frac{1}{12} \pi^2 \left(\frac{\|\varepsilon\|}{\varepsilon_m} \right)^2 & \frac{1}{12} \pi^2 \left(\frac{\|\varepsilon\|}{\varepsilon_m} \right)^2 & -\frac{1}{12} \pi^2 \left(\frac{\|\varepsilon\|}{\varepsilon_m} \right)^2 & \frac{1}{12} \pi^2 \left(\frac{\|\varepsilon\|}{\varepsilon_m} \right)^2 \\ -\frac{1}{12} \pi^2 \left(\frac{\|\varepsilon\|}{\varepsilon_m} \right)^2 & \frac{1}{12} \pi^2 \left(\frac{\|\varepsilon\|}{\varepsilon_m} \right)^2 & -\frac{1}{12} \pi^2 \left(\frac{\|\varepsilon\|}{\varepsilon_m} \right)^2 & \frac{1}{12} \pi^2 \left(\frac{\|\varepsilon\|}{\varepsilon_m} \right)^2 \end{bmatrix} \quad (21)$$

Оценка относительной интервальности $\delta_I K_{\varepsilon} = \frac{\|[\Delta K_{\varepsilon}]\|}{\|K_{\varepsilon 0}\|}$, если воспользоваться столбцовыми нормами матриц $K_{\varepsilon 0}$ (20) и $[\Delta K_{\varepsilon}]$ (21), функция $\frac{\|\varepsilon\|}{\varepsilon_m}$ принимает вид

$$\delta_I K_{\varepsilon} = \frac{\frac{1}{6} \pi^2 \left(\frac{\|\varepsilon\|}{\varepsilon_m} \right)^2}{1 - \frac{1}{12} \pi^2 \left(\frac{\|\varepsilon\|}{\varepsilon_m} \right)^2}. \quad \dots\dots\dots (22)$$

С использованием предложенного технологического приема строятся значения оценки относительной интервальности $\delta_I K_{\varepsilon}$ в функции от $\frac{\|\varepsilon\|}{\varepsilon_m}$ для $0 \leq \frac{\|\varepsilon\|}{\varepsilon_m} \leq \frac{\|\varepsilon_3\|}{\varepsilon_m}$, где $\frac{\|\varepsilon_3\|}{\varepsilon_m}$ положено 0.75. Полученные данные приведены в табл. 1.

Таблица 1.
Значения оценки относительной интервальности $\delta_I K_{\varepsilon}$ в функции от $\|\varepsilon\| / \varepsilon_m$

$\ \varepsilon\ / \varepsilon_m$	0	0.166	0.25	0.333	0.5	0.666	0.75
$\frac{1}{6} \pi^2 \left(\frac{\ \varepsilon\ }{\varepsilon_m} \right)^2$	0	0.046	0.104	0.183	0.411	0.73	0.926
$K_{\varepsilon 0} \frac{\varepsilon_m}{U_m \pi} = 1 - \frac{1}{12} \pi^2 \left(\frac{\ \varepsilon\ }{\varepsilon_m} \right)^2$	1	0.977	0.948	0.909	0.794	0.635	0.537
$\delta_{K\varepsilon} \left(\ \varepsilon\ / \varepsilon_m \right)$	0	0.047	0.11	0.201	0.518	1.15	1.645

Кривая этой зависимости представлена на рис. 2. Как и следовало ожидать, с уменьшением нормы $\|\varepsilon\|$ ошибки слежения ФЭСС уровень интервальности представления (5) пеленгационной характеристики падает, в окрестности точки $\varepsilon = 0$ матрица K_{ε} перестает быть интервальной.

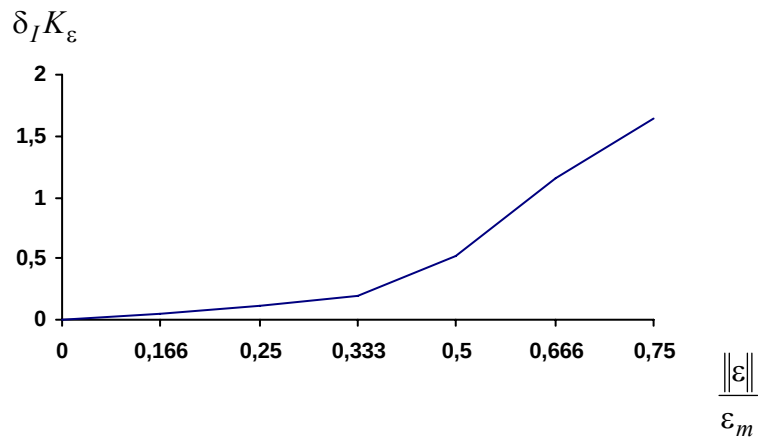


Рис. 2. Значение $\delta_I K_\varepsilon$ в функции от $\frac{\|\varepsilon\|}{\varepsilon_m}$

Литература

1. Буров А.Ф., Лопарев Р.Н., Мясников В.А., Попов О.В. Оптические пеленгационные автоматы на судах. Л.: Судостроение, 1975.
2. Порфирьев Л.Ф. Теория общих электронных приборов и систем. Л.: Машиностроение. Ленингр. отд-ние, 1980.
3. Никифоров В.О., Ушаков А.В. Управление в условиях неопределенности: чувствительность, адаптация, робастность. СПб: СПбГИТМО(ТУ), 2002.
4. Акунов Т.А., Сударчиков С.А., Ушаков А.В. Интервальное представление нелинейных объектов в задаче синтеза модального регулятора. // Проблемы транспорта. Выпуск 10. / Под. ред. Г.В. Анцева и А.В. Линцера. Международная академии транспорта; Открытое акционерное общество «Радар ммс». СПб: Логос, 2004.
5. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся ВТУЗов. М.: ФИЗМАТГИЗ, 1962.

ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННАЯ СИСТЕМА НАВИГАЦИИ МОБИЛЬНОГО РОБОТА

**В.И. Бойков, И.С. Волков, А.Н. Коровьяков, А.А. Орешков, К.В. Саросеко,
К.А. Сергеев**

В работе рассматриваются вопросы навигации мобильного робота, осуществляющего движение на полигоне. Предложена структура навигационной системы, представлена схема обработки данных навигационной системы. Особенность данной системы навигации заключается в применении для всех датчиков одной схемы обработки сигналов.

Введение

Современные мобильные роботы наделяются способностью активного взаимодействия с внешней средой, обладают повышенной автономностью и возможностями приспособления к неопределенному и динамично изменяющемуся окружению.

Активное поведение мобильных роботов во внешнем окружении достигается применением сложных кинематических схем роботов, интеллектуальных систем измерения и управления. Создание промышленных мобильных роботов приводит к увеличению спектра решаемых задач при движении робота в значительно неструктурированном пространстве. Поэтому требуются новые типы измерительного оборудования, предназначенного для определения местоположения мобильного робота, отработки его заданного маршрута, обнаружения, локализации и обхода препятствия [1–3].

Большинство работ, посвященных навигации мобильных роботов, основаны на разработках систем компьютерного зрения [4–8]. Основной элемент таких систем – это телевизионные камеры. Такие камеры имеют в своем составе широкоугольный объектив. Это приводит к тому, что бортовой системе управления приходится обрабатывать большой объем данных. Хотя современные сигнальные процессоры достигли большого прогресса в скорости обработки сигналов, но они пока еще не находят широкое распространение, так как обладают большой стоимостью. Поэтому их цена является непреодолимый барьером в развитии данного подхода.

Альтернативным подходом создания навигационных систем является оптико-электронные приборы наведения. Попытки создания оптико-электронных навигационных систем нашли широкое применение в космонавтике [9, 10]. Такие системы доказали свою надежность и работоспособность. Достоинством такого подхода является большая скорость обработки сигналов, простота реализации, компактность и дешевизна.

Первые попытки создания алгоритмов управления движением мобильного робота и его навигационной системы, входящей в состав учебно-исследовательского комплекса «Мобильные роботы», были предприняты в 2000 г. [11, 12]. В период с 2000 г. по 2003 г. были разработаны алгоритмы управления траекторным движением и созданы датчики внутренней информации мобильного робота.

Следующим этапом развития этого комплекса стало создания нового робота и его навигационной системы. Результат этой работы представлен в этой статье.

Постановка задачи

Мобильный робот является автономным. Он оснащен навигационной системой и бортовой системой управления. Навигационная система этого робота состоит из датчиков внутренней и внешней информации. Бортовая система управления представляет собой набор локальных регуляторов, объединенных в единую распределенную вычислительную систему.

Мобильный робот должен осуществлять движение на полигоне размером $6 \times 9 \text{ м}^2$, представленном на рис. 1. Полигон разделен на квадраты, размер которых равен $1,5 \times 1,5 \text{ м}^2$. Эти квадраты имеют светлый и темный цвет. Расположение этих квадратов имеет шахматный порядок.

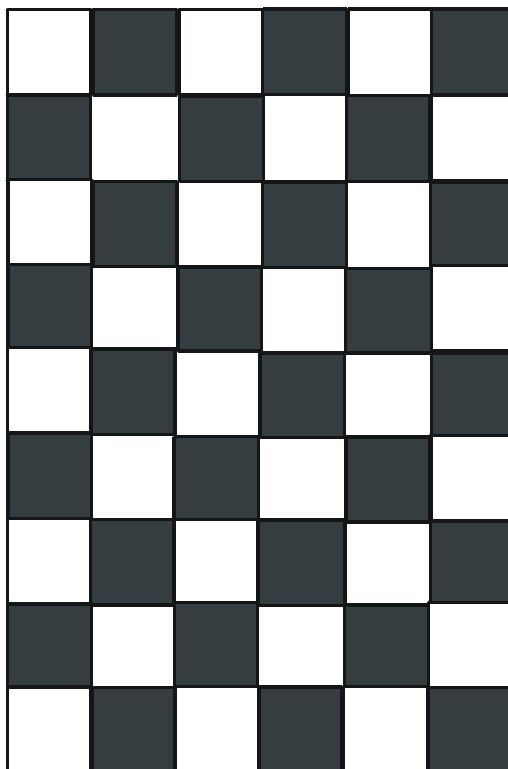


Рис. 1. Полигон без маяков

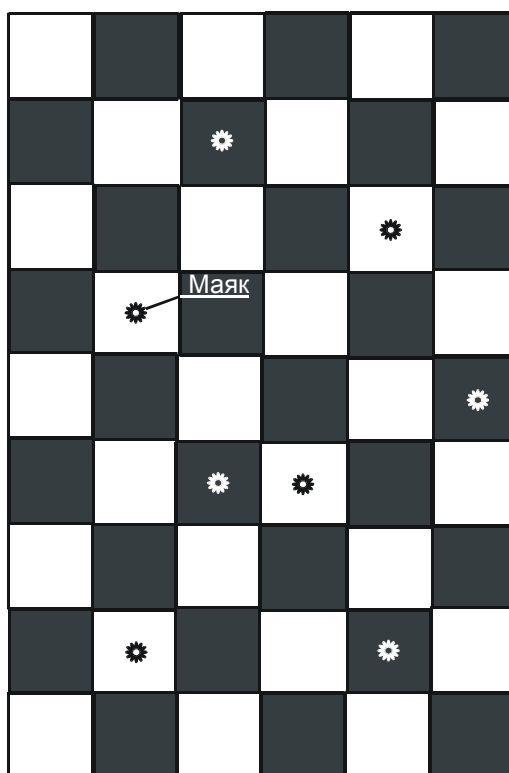


Рис. 2. Полигон с маяками

Этот полигон оснащен оптическими маяками, которые осуществляют излучение с частотой 16 кГц в инфракрасном диапазоне (см. рис. 2) и висят над полигоном на высоте от 1,02 м до 1,2 м.

В начальный момент мобильный робот устанавливается перпендикулярно к ближайшей границе полигона. После установки робота в начальное положение бортовая система управления должна решить задачу позиционирования, задачу траекторного управления, задачу детектирования препятствия.

Задача позиционирования состоит в «гашении» маяков. С этой целью робот оснащен оптическим светоотражающим диском с диаметром не более 0,3 м. Процесс гашения заключается в подъезде мобильного робота под маяк и отражении светового сигнала, поступающего от маяка. Бортовая система управления робота должна решить задачу позиционирования с точностью не более 30 см по осям координат евклидова пространства.

Задача траекторного управления состоит в отработке полосы, нанесенной на полигон (см. рис. 3). Эта полоса имеет ширину 0,05 м. Цвет полосы является противоположным цвету квадрата. Траектория состоит из прямолинейных участков и участков дуг окружности радиуса 0,75 м, которые соединяются на границах квадратов. Траектория может иметь самопересечения. Эти пересечения осуществляются под прямым углом в середине квадратов только на прямолинейных участках полосы.

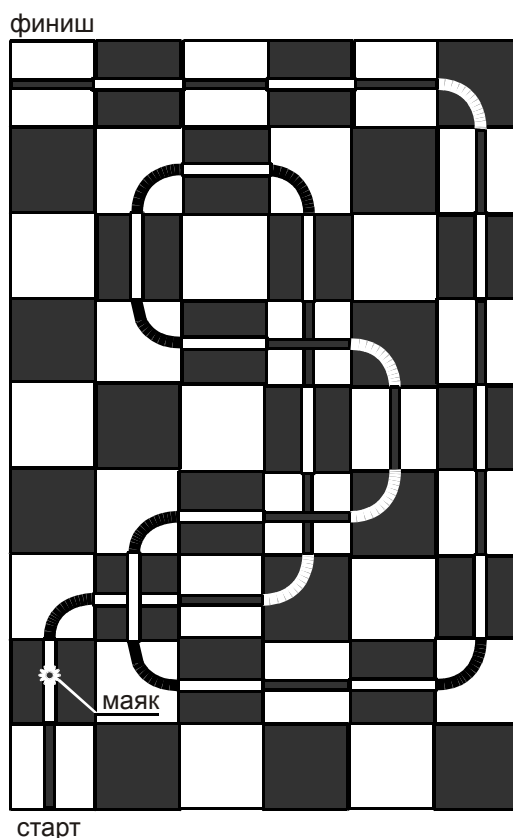


Рис. 3. Полигон с траекторией и маяком

Вывод мобильного робота на полосу осуществляется при помощи маяка.

Следовательно, задача траекторного управления декомпозируется на две подзадачи:

- задача позиционирования мобильного робота под маяк с целью его гашения;
- задача непосредственной отработки заданной траектории.

Задача непосредственной отработки траектории решается как задача стабилизации относительно заданной траектории.

Задача детектирования препятствия состоит в обнаружении бруска, размер которого $0,5 \times 0,1 \times 0,1$ м. Этот брусок находится на полигоне и отстоит от края квадрата, на которые разделен полигон, не более $0,25$ м. Цвет брусков такой же, как у того отрезка полосы, на котором он расположен. Задача, решаемая бортовой системой управления, заключается в предотвращении столкновения мобильного робота с лежащим бруском.

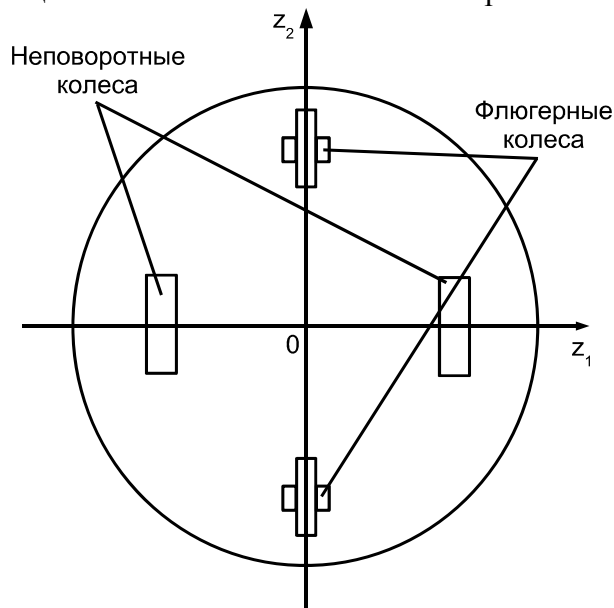


Рис. 4. Колесная система мобильного робота

Таким образом, описан геометрический размер полигона, его состав, расположение маяков, полосы и препятствий, а также представлены задачи, решаемые бортовой системой управления.

Организация системы управления мобильным роботом

Для управления движением мобильного робота в неструктурированном пространстве бортовой системе управления необходимо решать такие задачи, как формирование и оценка навигационных параметров робота, обнаружение и оценка координат маяков, наведение робота на маяк и его «гашение», наведение на полосу, ее захват и отработка, обнаружение и оценка параметров препятствий, планирование движений мобильного робота, выбор режима функционирования или последовательности чередования режимов.

Выбор стратегии функционирования робота или определение последовательности решения задач производится в зависимости от задания, поставленного перед ним и текущего состояния робота, т.е. от решаемой в данный текущий момент задачи и ее стадии решения. Смена режимов решаемых задач производится посредством анализа выполнения условий, установленных для каждого режима.

Следовательно, в системе управления мобильного робота можно выделить три уровня управления: нижний, средний, верхний.

Структура системы управления мобильным роботом представлена на рис. 5.

Нижний уровень управления обеспечивает работу приводов перемещения мобильного робота, приводов перемещения оптических приемников локации маяков, и поступление первичной информации в систему.

Входной информацией для локальной системы управления приводами перемещения мобильного робота являются его заданная линейная и угловая скорости движения. Выходной информацией для этой системы управления представляют собой его текущая линейная скорость продольного движения и угловая скорость поворотного перемещения, которые поступают в планировщик движения.

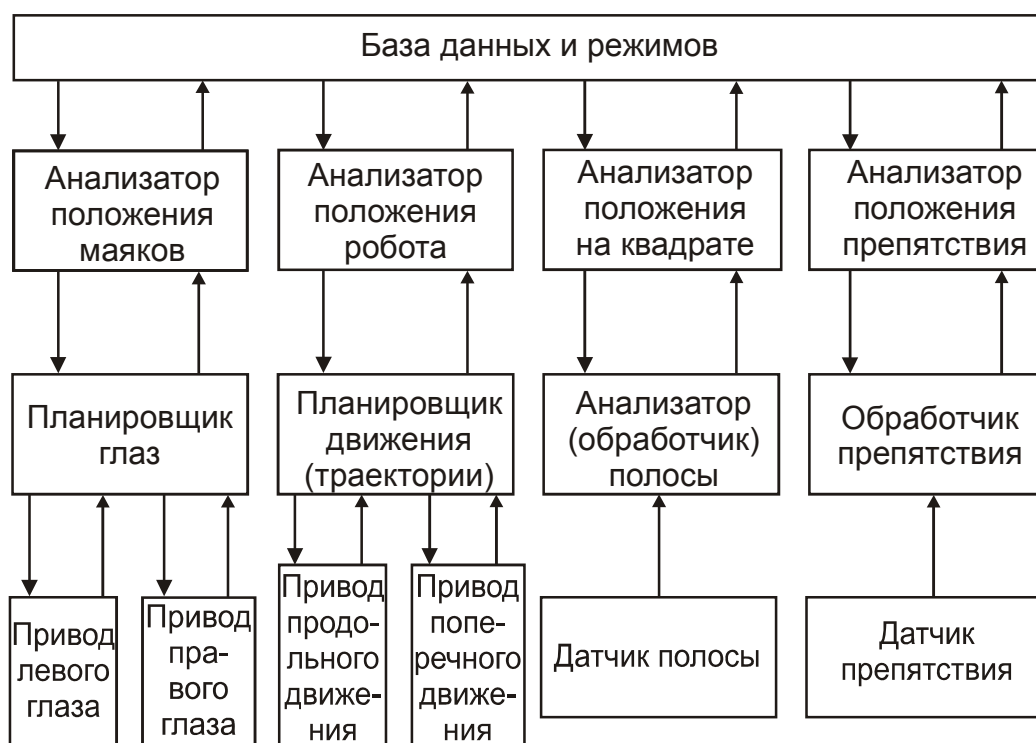


Рис. 5. Система управления мобильным роботом

Рабочей системой координат является система координат, жестко связанная с мобильным роботом (см. рис. 4). На этом уровне реализован локальный регулятор угла разворота мобильного робота. Для него входной информацией является угловое отклонение (рассогласование) продольной оси мобильного робота от заданного направления.

Входной информацией для локальной системы управления приводами перемещения оптических приемников локации маяков являются: режим работы (поиск, слежение, перемещение в заданную область пространства), угловые координаты задания области пространства, диапазоны областей поиска целей. Рабочей системой координат является система координат, жестко связанная с локатором.

Выходная информация, поступающая на планировщик глаз, представляет собой массив координат обнаруженных маяков, текущие координаты маяка (в зависимости от режима работы). Датчик положения линии обеспечивает анализатор полосы (средний уровень системы управления) следующей выходной информацией: признаком обнаружения линии (бинарный), угловым отклонением продольной оси робота от полосы, цветом фона.

Датчик препятствия осуществляет поступление в обработчик препятствия следующей информации: признак обнаружения препятствия (бинарного типа), направление на препятствие, дистанция до препятствия.

Средний уровень системы управления обеспечивает планирование и выдачу заданий подсистемам нижнего уровня. В состав этого уровня входят анализатор положения маяков, анализатор положения робота, анализатор положения робота на квадрате, анализатор препятствия, планировщик глаз, планировщик движения, анализатор полосы, обработчик препятствия. Средний уровень системы управления можно разделить на подсистемы: управления локальным движением мобильного робота (анализатор положения робота, анализатор положения робота на квадрате, анализатор препятствия, планировщик движения, анализатор полосы, обработчик препятствия), управления локальным движением оптических локаторов (анализатор положения маяков, планировщик глаз).

Подсистема управления локальным движением мобильного робота обеспечивает выдачу задания для обеспечения его перемещения: на маяк по прямой, по дуге окружности, вдоль линии с прогнозом поворотов и управлением скоростью продольного перемещения. Входной информацией этой подсистемы являются координаты маяка, расстояние до маяка, отклонение от линии, режим работы (движение по прямой, поворот, линия и т.д.). Выходная информация представляет собой сигналы, определяющие требуемую продольную скорость, величину рассогласования по углу и пройденный путь.

Подсистема управления локальным движением оптических локаторов осуществляет выдачу задания его приводам для локации маяков. Входной информацией являются режим работы локаторов (поиск маяка, слежение за маяком, определение расстояния), режим движения мобильного робота (на один маяк, по линии), координаты маяков или целей. Выходная информация представляет собой задание подсистемам управления приводами оптических локаторов и вычисление расстояния до обнаруженных маяков.

Верхний уровень управления осуществляет стратегическое планирование движения мобильного робота. На рис. 5 этот уровень изображен блоком «База данных и режимов». Входной информацией являются координаты обнаруженных и пройденных маяков, текущее местоположение робота на полигоне, решаемая роботом задача. Выходной информацией являются режимы работы подсистем среднего уровня, задание целей для подсистем среднего уровня, вычисление пройденного пути и траектории движения, передача информации на пост контроля.

Система координат привязана к первому маяку.

Распределение вычислительного времени обеспечивается жестким тактированием задачи. Такт работы подсистем нижнего уровня составляет 0,01 с, среднего уровня – 0,05 с и верхнего – 0,2 с.

Таким образом, рассмотрена структура системы управления, которая состоит из трех уровней. Каждый уровень содержит свои подсистемы, отвечающие за решение различных задач.

Заключение

Разработана навигационная система, решающая задачи позиционирования, траекторного управления и детектирования препятствий. Предложены общая организация навигационной системы, общая схема обработки информации, поступающая с системы локации маяков мобильного робота, датчиков полосы и препятствия.

Авторы видят дальнейшее развитие навигационной системы в создании датчика, позволяющего обходить подвижное препятствия. Этот датчик позволит усовершенствовать бортовую систему управления мобильного робота.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (проекты 05-08-33388-а и 06-01-08038-офи).

Литература

1. Бурдаков С.Ф., Мирошник И.В., Стельмаков Р.Э. Системы управления движением колесных роботов. СПб: Наука, 2001.
2. Накано Э. Введение в робототехнику / Пер. с япон. М.: Мир, 1988.
3. P. Putz Space robotics in Europe: A survey // Robotics and Autonomous Systems. 1998. V. 23. P. 3–16.
4. Хорн Б.К.П. Зрение роботов / Пер. с англ. М.: Мир, 1989.
5. Фор А. Восприятие и распознавание объектов. М.: Машиностроение, 1989.

6. Каляев И., Капустян С., Клименко В.и др. Многопроцессорные распределенные системы управления интеллектуальных мобильных роботов. // СТА. 1997. №4. С. 94—97.
7. Laurence Boissier IARES-L: A ground demonstrator of planetary rover technologies // Robotics and Autonomous Systems. 1998. V. 23. P 89–97.
8. ZHAO-QING MA and ZENG-REN YUAN Real-time Navigation and Obstacle Avoidance Based on GridsMethod for Fast Mobile Robots. // Engng Applic. Artif. Intell. 1995. V. 8. № 1. P. 91–95.
9. Huosheng Hu, Dongbing Gu, Michael Brady A modular computing architecture for autonomous robots. // Microprocessors and Microsystems. 1998. V. 21. P 349–361.
10. Изнар А.Н., Павлов А.В., Федоров Б.Ф. Оптико-электронные приборы космических аппаратов. М.: Машиностроение, 1972.
11. Сергеев К.А., Котов А.В., Кокшаров Д.Н. Измерительная система для учебно-исследовательского комплекса «Мобильные роботы» // Научно-технический вестник СПбГИТМО(ТУ). Выпуск 10. Информация и управление в технических системах. /Гл. ред. В.Н. Васильев. СПб: СПбГИТМО(ТУ). 2003. С. 19–24.
12. Sergeev K.A. Vehicle Planar Motion Control In Mobile Environment. // Preprints of 8th International of Student Olympiad on Automatic Control (Baltic Olympiad). St-Petersburg, 2000. P. 90–93.

ЗАМКНУТОЕ УПРАВЛЕНИЕ КОНФЛИКТОМ В ИЗОБРЕТАТЕЛЬСКОЙ ЗАДАЧЕ

А.Б. Бушуев

Процесс решения изобретательской задачи рассматривается как процесс поиска, захвата и слежения за новой идеей, создающей в подсознании изобретателя

Структура конфликтных ситуаций в техническом творчестве

Конфликтные ситуации используются для формализации задач технического творчества. Известный алгоритм решения изобретательских задач (АРИЗ) [1] состоит из цепочки конфликтов в виде последовательно углубляющихся и обостряющихся противоречий: административного (между потребностями общества и нерешенностью проблемы), технического (между определенными частями, качествами или параметрами технической системы) и физического (между противоположными физическими свойствами ресурса, решающего задачу). Разрешение противоречий приводит к новому результату. Для оценки качества нового решения используется так называемый «идеальный конечный результат» (ИКР), т.е. такой, который получается сам собой, без всяких затрат. Чем ближе новое решение к ИКР, тем оно сильнее. В [2] структура развития противоречий конвертируется в схему преобразования веществ и полей (рис. 1).

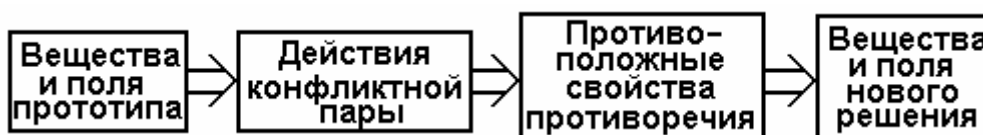


Рис. 1. Структура преобразования веществ и полей в АРИЗ

Описание прототипа поступает на вход АРИЗ в виде совокупности веществ и полей. Под веществами понимаются любые элементы, устройства технической системы, ее функциональные части. Поля отражают, в принципе, любое взаимодействие между веществами. Таким образом, можно считать, что на вход АРИЗ поступает структура прототипа. В структуре прототипа определяется так называемое «узкое» место или конфликтная зона. Модель конфликтной зоны представляется в виде веполя (сокращение «вещество+поле»). Веполю является направленным графом-триадой из двух веществ и поля (рис.2а и 2г) или двух полей и вещества. Ребра графа – это бинарные отношения между веществами и полями. Вредные отношения показываются волнистой линией, а полезные – прямой линией. Веполю является высоко абстрактной моделью технического противоречия. Прототип обладает нежелательным эффектом, поэтому одна из связей в его веполе между веществами В1 и В2 (рис.2а) представлена волнистой линией. Далее, по ходу преобразования конфликтной зоны, т.е. усиления конфликта, веполю прототипа становится неустойчивым, терпит катастрофу [3] и распадается: одно вещество и поле или два вещества образуют конфликтную пару: инструмент Инс. и изделие Изд. (рис.2б). Инструмент находится в двух противоположных состояниях.

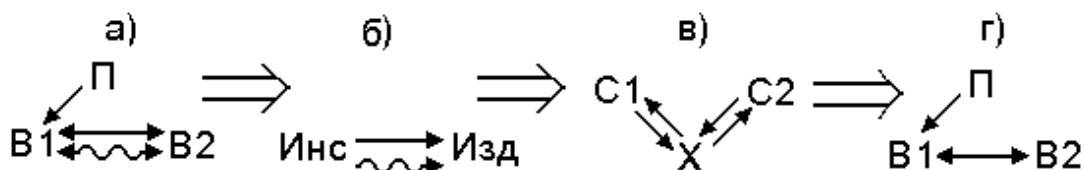


Рис. 2. Структура преобразования конфликтной зоны

Между этими двумя состояниями и возникает конфликт или техническое противоречие. В одном состоянии инструмент оказывает на изделие как полезное, так и вредное действия. В другом состоянии инструмента полезное и вредное действия меняются местами. Например, в процессе токарной обработки при большой подаче (одно состояние) резец (инструмент) обтачивает деталь (изделие) быстро, но неточно, а при малой подаче (другое состояние) резец точно обтачивает деталь, но медленнее. Таким образом, конфликт переносится на два свойства С1 и С2 (рис. 2в): точность и производительность обработки.

Конфликт между свойствами С1 и С2 возникает в сознании изобретателя и служит ядром зарождения нового решения, которое в АРИЗ обозначается как Х-элемент (икс – неизвестный). Х-элемент появляется в результате максимального обострения конфликта между свойствами-антагонистами С1 и С2. Этот элемент разрешает противоречие, в результате получается вополь нового решения (рис. 2г).

Динамическая модель конфликта в режиме поиска решения

В процессе эволюции конфликт в изобретательской задаче проходит два этапа. Первый этап в [2] определен как этап эмбрионального саморазвития нового знания, выражением которого является Х-элемент. Х-элемент развивается в двухканальном гомеостате антагонистических свойств С1 и С2 технического противоречия задачи. Характерной особенностью этапа является то, что новое знание не осознается изобретателем, поскольку располагается в подсознании, и Х-элемент не наблюдаем. Его проявлением служит взаимная борьба (гомеостаз) антагонистов С1 и С2. Борьба заключается в обмене «ударами» психологической энергии и информации, и можно предполагать, что она носит колебательный характер. В терминах систем пространственного слежения этот этап можно назвать поиском цели, т.е. Х-элемента. Средством поиска является двухканальный гомеостат свойств С1 и С2 как стереотипная модель противоречия конкретной задачи. Он совершает поисковые движения в подсознании изобретателя для обнаружения цели, т.е. стереотипа ответа на предъявленную стереотипную модель. Свойства-антагонисты С1 и С2 могут быть названы «родителями» эмбриона нового знания или цели поиска.

Структура, реализующая процесс поиска, является разомкнутой по положению цели. Гомеостат свойств С1 и С2 работает от командного сигнала по программе, формируемой развитием инструмента Инс. конфликтной пары. Предположим [3], что развитие состояния инструмента во времени определяется производящей катастрофой типа «сборки»

$$\frac{dq}{dt} = \dot{q} = -q^3 + m \cdot q + r, \quad q(0) = q_0, \quad (1)$$

где q – координата развития состояния инструмента во времени, например, от скорости подачи резца в прототипе q_0 до максимально возможной скорости подачи $q_{\max}$, при которой резец выходит из строя; тогда антисимметричная координата - q будет определять развитие состояния инструмента от скорости подачи в прототипе до минимально возможной скорости подачи $q_{\min} = 0$, $m \sim q^2$ – мощность конфликта, r – ресурс Х-элемента. Для возможности сравнения обе координаты q и $-q$ нормируются относительно q_0 , $q_{\max}$ и $q_{\min}$. Тогда нормированные координаты будут развиваться по антисимметричным кривым от q_0 до +1, и от $-q_0$ до -1, максимальная мощность конфликта для нормированных координат $m_{\max} = 1$, и $r=0$, так как Х-элемент пока не обнаружен.

Динамическую модель гомеостата зададим [4] производящей катастрофой типа «гиперболической омбилики»

$$\begin{aligned} KT \dot{y} &= 3yz - az + b, \quad y(0) = 0 \\ KT \dot{z} &= -3yz - ay + c, \quad z(0) = 0 \end{aligned} \quad (2)$$

где антисимметричные координаты y и $z = -y$ задают развитие во времени нормированных свойств С1 и С2 гомеостата, соответственно, параметр a определяет степень созревания эмбриона нового решения в подсознании изобретателя или отражающую способность цели, параметры b и c задают вынужденное поисковое движение гомеостата под действием кривой развития инструмента (1), т.е. $b=q$, $c=-q$, T – постоянная времени, характеризующая психологическую инерционность мышления изобретателя, K – масштабирующий множитель.

Уравнения гомеостата (2) запишем в операторном виде и учтем время задержки τ на обдумывание задачи и принятие решения изобретателем. Тогда получим систему

$$\begin{aligned} KTsy &= (3yz - az + q) \exp(-\tau s), \quad y(0) = 0 \\ KTsz &= (-3yz - ay - q) \exp(-\tau s), \quad z(0) = 0 \\ sq &= -q^3 + m \cdot q, \quad q(0) = q_0 \end{aligned} \quad (3)$$

Математический анализ такой нелинейной системы с запаздыванием весьма сложен. Поэтому для определения различных режимов в системе (3) было проведено моделирование переходных процессов при $q = \text{const} > 0$, и построены параметрические области характерных движений в установившемся режиме (рис. 3). В зависимости от отношения τ/T и входного сигнала q можно выделить 3 разных области: область устойчивости, область установившихся колебаний и область неустойчивости.

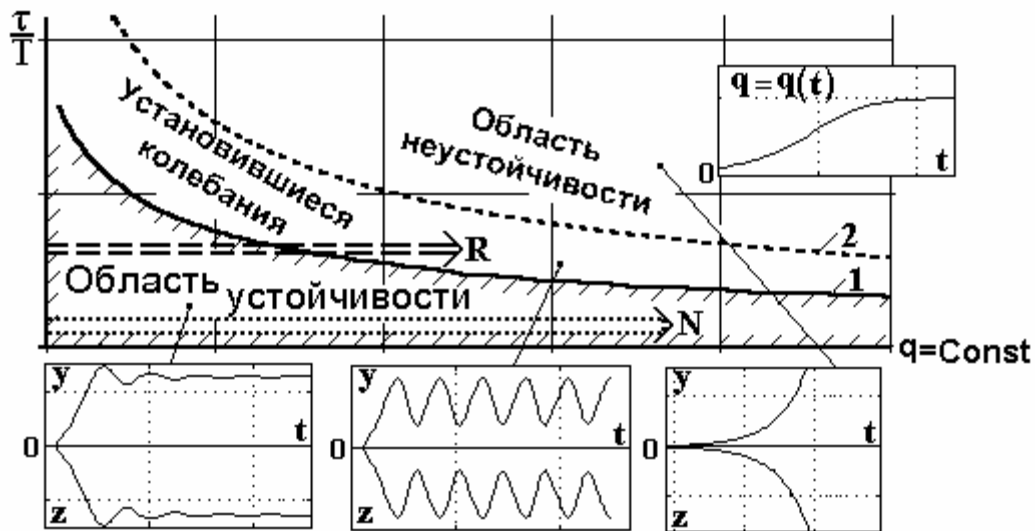


Рис. 3. Области характерных движений гомеостата (3) при $q(t) = q$

Область устойчивости характерна тем, что по мере приближения к границе 1 переходный процесс изменяется от монотонного к колебательному, оставаясь устойчивым. Но противоречие не разрешается, каждый антагонист стремится к своему установившемуся значению. Следовательно, цель не найдена.

В области установившихся колебаний между границами 1 и 2 гомеостат совершает незатухающие поисковые колебания, причем при переходе через границу 1 возникают ограниченные колебания одной частоты, а по мере приближения к границе 2 появляются ограниченные колебания других частот, движение становится похожим на

хаотическое. Поскольку звено запаздывания аппроксимируется не меньше, чем апериодическим звеном второго порядка, то, с учетом интегратора, модель режима поиска описывается нелинейным дифференциальным уравнением не менее 3-го порядка. Поэтому нельзя исключить возможность возникновения странного аттрактора. Хаотичность движения в странном аттракторе обладает максимальной эффективностью случайного поиска. Мышление изобретателя, посещая все «закоулки» подсознания, отыскивает фрактальное подобие, стереотип ответа на предъявленную ситуацию. Режим установившихся колебаний наиболее благоприятен для отыскания решения, так в этой области складываются оптимальные соотношения между мощностью конфликта при вынужденном движении, определяемой величиной сигнала q от командного генератора (1), и психологическими свойствами мышления изобретателя, задаваемыми отношением τ/T . Как видно, для преодоления границы 1 необходимо либо усиливать мощность конфликта, либо увеличивать время на обдумывание задачи и принятие решения, либо снижать психологическую инерцию мышления, что достигается путем обучения и тренировки при решении изобретательских задач.

Переход через границу 2 в область неустойчивости ведет к расходящимся колебаниям антагонистов. Нахождение решения с режимом поиска из этой области при заданных времени обдумывания и мощности конфликта менее вероятно, чем в области установившихся колебаний, поскольку при переходе через границу 2 проявляется двойственность постоянной времени психологической инерции: уменьшение T снижает вероятность захвата цели.

На двойственность психологической инерции указывал и автор теории решения изобретательских задач Г.С. Альтшуллер при рассмотрении так называемого полиэкранного мышления: «Хороша или плоха психологическая инерция? Плоха, если мешает перейти от одного экрана к системе экранов. Хороша, если привлекает внимание к вспыхнувшему экрану, скажем, № 9» [5]. Таким образом, в области устойчивости большая психологическая инерция плоха тем, что затрудняет переход от старых идей к новым, а в области неустойчивости малая психологическая инерция плоха тем, что при слишком быстрой скорости поиска трудно запомнить идею из-за малого объема памяти, который и характеризует постоянная времени T . Поэтому отношение τ/T можно рассматривать как апертуру гомеостата. Очевидно, существует некоторое критическое отношение τ/T (на границе 1), ниже которого даже при очень большой мощности конфликта q задача поиска не решается, как, например, движение по двойной пунктирной стрелке **N**. В этом случае новая идея, возможно, и обнаруживается в подсознании, однако не распознается как новая на фоне старых идей, также попавших в широкую апертуру.

При отношении τ/T больше критического значения, например, при поиске по двойной штриховой стрелке **R**, новое решение обнаруживается и распознается, так как ширина апертуры меньше, но только за границей 1, когда мощность конфликта будет превышать определенное значение.

При подаче в режиме поиска на гомеостат кривой развития $q=q(t)$ (см. график на вставке в правом верхнем углу на рис. 3) характер поисковых движений сохраняется, только несколько затягиваются переходные процессы выхода антагонистов в установившийся режим. Но более плавное изменение скорости конфликта позволяет большее надежно захватить цель в режиме захвата.

Динамическая модель конфликта в режиме захвата и слежения за целью

Главной проблемой моделирования захвата является выявление момента обнаружения или момента «озарения» по З.Фрейду, когда идея нового решения «пробивается» из подсознания в сознание. В [2, 4] рассматривается модель (2) гомеостата без звена

запаздывания, а момент «озарения» моделируется подачей ступенчатого воздействия на один или оба входа гомеостата в точке максимального обострения противоречивых свойств С1 и С2 при $t = \tau$ (рис. 4а).

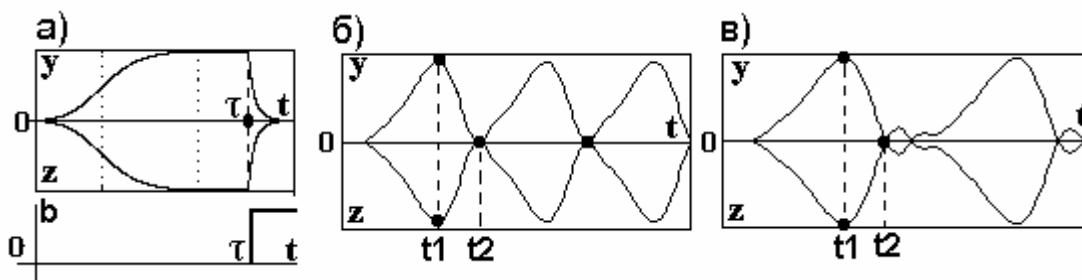


Рис. 4. Режим захвата цели

Недостатком такого моделирования является то, что ступенчатое воздействие подается на гомеостат извне, не из структуры, определенной моделью конфликта, и момент τ максимального обострения должен находиться в бесконечности, поскольку антагонистические координаты y и z стремятся к своим экстремальным значениям асимптотически. Модель конфликта (3) со звеньями запаздывания внутри антагонистов позволяет при необходимой апертуре получить колебания конфликтных координат (рис. 4б и 4в). Тогда момент $t1$ максимального обострения или озарения однозначно определяется в точке максимума колебаний. Момент времени $t2$, когда конфликтные координаты достигают нулевого значения, считается моментом разрешения противоречия, в этот момент гомеостат замыкается и переходит в режим слежения за целью (рис. 5а). Промежуток от $t1$ до $t2$ можно определить как время распознавания цели.

При замыкании модели конфликта обратной связью устройство, условно названное пеленгатором, вырабатывает кривую развития Х-элемента. Пеленгационная характеристика $x = x(y, z)$ определяется известным уравнением для двухкоординатных следящих систем $x = k\sqrt{y^2 + z^2}$, где коэффициент k учитывает действующее значение колебаний. Это уравнение при условии $y = -z$ и $k = (\sqrt{2})^{-1}$ приводится к виду $x = \pm 0.5(y - z)$. Вид пеленгационной характеристики представлен на рис. 5б.

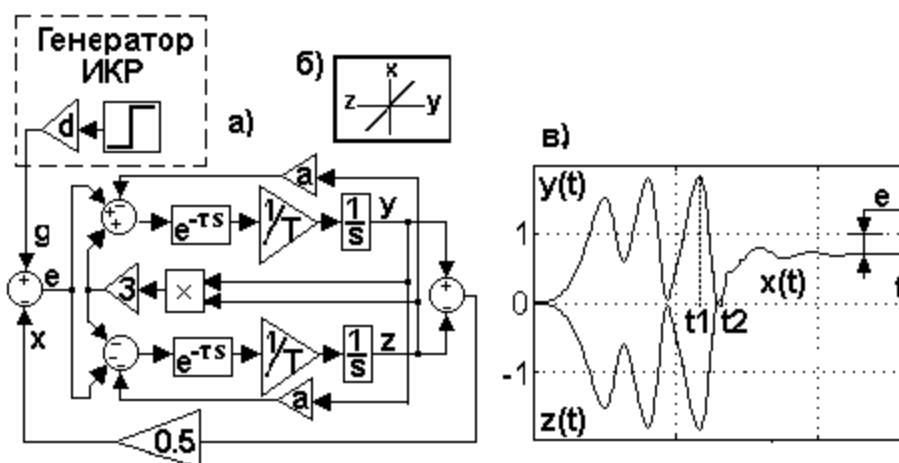


Рис. 5. Моделирование конфликта в режиме слежения

Генератор ИКР вырабатывает сигнал $g(t) = d \cdot 1(t)$, отражением идеальности которого в динамике является мгновенный скачок при $t = 0$. При $d = 1$ в системе слежения возникают незатухающие колебания, т.е. слежения не происходит. Эта ситуация моделирует невозможность реализации идеального конечного результата. Поэтому коэффици-

ент d выбирается в пределах $0 < d < 1$ и отражает степень идеальности нового решения. Чем больше d , тем ближе решение к идеальному. При заданных психофизиологических свойствах мышления (T, τ, m, a) существует некоторое критическое значение $d_{кр}$, при котором установившаяся ошибка слежения e получается наименьшей (рис.5в).

Заключение

В результате проведенного исследования определен переход от структурно-логических схем конфликта к математической модели его развития в виде нелинейной системы дифференциальных уравнений. Математическая модель позволяет установить связи между психофизиологическими свойствами мышления изобретателя и вероятностью нахождения нового решения.

Литература

1. Альтшуллер Г.С. Найти идею. Новосибирск: Наука. Сиб. отд-ние, 1991.
2. Bushuev A. The Dynamic Substance-Field Analysis in ARIZ //The TRIZ Journal, December 2005. < <http://www.triz-journal.com>>
3. Bushuev A. Technical Contradiction Control on Invention Problem//The TRIZ Journal, December 2004. < <http://www.triz-journal.com>>
4. Бушуев А.Б. Гомеостатика противоречий в ТРИЗ//Труды Международной конференции МА TRIZ Fest -2005 "Развитие ТРИЗ: достижения, проблемы, перспективы". СПб, 2005. с.103-109. Эл. версия < <http://www.metodolog.ru/00475/00475.html>>
5. Альтшуллер Г.С. Письмо от 17.11. 1982 г.

СОВРЕМЕННЫЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

А.П. Баев, А.С. Исаков

В статье представлены материалы, посвященные текущему состоянию систем управления асинхронным электроприводом и тенденции их дальнейшего улучшения, а также затрагиваются проблемы, стоящие перед разработчиками.

Введение

Современный электропривод представляет собой конструктивное единство электромеханического преобразователя энергии (двигателя), силового преобразователя и устройства управления. Он обеспечивает преобразование электрической энергии в механическую в соответствии с алгоритмом работы технологической установки. Сфера применения электрического привода в промышленности, на транспорте и в быту постоянно расширяется. В настоящее время уже более 60 % всей вырабатываемой в мире электрической энергии потребляется электрическими двигателями. Следовательно, эффективность энергосберегающих технологий в значительной мере определяется эффективностью электропривода. Разработка высокопроизводительных, компактных и экономичных систем привода является приоритетным направлением развития современной техники.

Развитие цифровых систем управления

Появление первого микропроцессора в 1971 г. положило начало развитию области цифровой управляющей электроники, относящейся к встраиваемым микропроцессорным системам управления реального времени. За последние двадцать лет произошли качественные изменения в структуре электропривода, связанные в первую очередь с переходом на новую элементную базу построения силового канала (IGBT-транзисторы, интеллектуальные силовые модули IPM) и новую элементную базу канала управления – высокопроизводительные микроконтроллерные системы прямого цифрового управления оборудованием. Речь идет не только о прямом управлении ключами силовых преобразователей, но и о прямом сопряжении с широкой номенклатурой датчиков обратных связей (положения, скорости, ускорения), а также с элементами дискретной автоматики (релейно-контактной аппаратурой, дискретными датчиками и дискретными исполнительными устройствами). Область управления двигателями и силовыми преобразователями стала ярким примером быстрой адаптации процессорной техники к задачам предметной области[1].

Функции прямого цифрового управления реализуются за счет использования специализированных периферийных устройств, интегрированных непосредственно на кристалл микроконтроллера и не требующих дополнительных развитых средств сопряжения, а также за счет высокопроизводительной архитектуры и системы команд центрального процессора, позволяющей решать большинство типовых задач управления двигателями программным способом (регуляторы, наблюдатели, преобразователи координат и т.п.).

Рост степени интеграции в микропроцессорной технике и переход от микропроцессоров к микроконтроллерам с встроенным набором специализированных периферийных устройств сделали необратимой тенденцию массовой замены аналоговых систем управления приводами на системы прямого цифрового управления.

Принципы построения и функциональные свойства систем

Современные системы управления асинхронными электроприводами создаются на основе совокупности взаимосвязанных физических принципов, способов организации управления и взаимодействия функциональных элементов системы.

Основным способом регулирования скорости асинхронного двигателя является регулирование путем изменения частоты напряжения на статоре. Однако параметры механической характеристики определяются не только частотой, но и значением напряжения, т.е. частота и напряжение выступают как два управляющих воздействия, которые принципиально могут регулироваться независимо друг от друга. Обычно за независимое воздействие принимается частота, а значение напряжения при данной частоте определяет вид механической характеристики, значения пускового и критического моментов. Такой способ регулирования скорости называется частотным (система скалярного управления), а характер согласования напряжения и частоты – законом частотного регулирования.

Типичным представителем законов частотного регулирования является закон $U/f = const$, когда соотношение между напряжением и частотой статора поддерживается постоянным. Удобство этого закона заключается в том, что электропривод может работать без отрицательной обратной связи по скорости и обладает естественной жесткостью механических характеристик в ограниченном диапазоне регулирования скорости. Этот закон регулирования можно подстроить под различную нагрузку путем выбора соответствующего соотношения между напряжением и частотой статора. Функциональная схема, реализующая данный закон регулирования, показана на рис. 1. Функциональный преобразователь (ФП) реализует один из законов регулирования, определяемый характером нагрузки. Полупроводниковый преобразователь (ПП) включает в себя автономный инвертор и его систему управления, задатчик интенсивности (ЗИ) формирует медленно нарастающий входной сигнал, необходимый для плавного нарастания скорости асинхронного короткозамкнутого двигателя (АКЗ) без колебаний момента и тока.

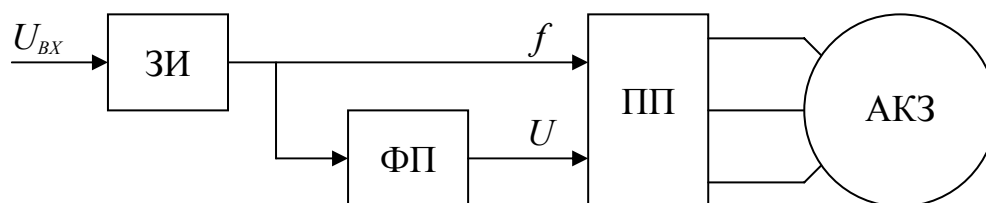
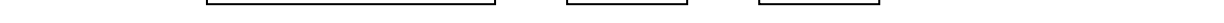


Рис. 1. Функциональная схема разомкнутого асинхронного электропривода со скалярным управлением

Данный принцип является наиболее простым способом реализации частотного управления и, благодаря относительно низкой стоимости, широко используется для привода механизмов, не предъявляющих высоких требований к качеству регулирования скорости. В первую очередь это относится к электроприводам насосов, вентиляторов, компрессоров. Данный класс механизмов обладает широкими потенциальными возможностями энерго- и ресурсосбережения, которые успешно реализуются при внедрении указанного типа систем.

Ко второму типу систем управления относится система векторного управления, обеспечивающая характеристики асинхронного электропривода, близкие к характеристикам привода постоянного тока. Эти свойства системы достигаются за счет разделения каналов регулирования потокосцепления и скорости вращения электродвигателя, не достижимого при использовании скалярного управления. При построении указанных систем используется векторное представление физических величин.

Функциональная схема, реализующая данный закон управления, показана на рис. 2. Преобразователи координат (ПК) необходимы для перевода модели асинхронного двигателя в систему координат, ориентированную по вектору потокосцепления ротора двигателя. Данный перевод необходим для разделения каналов регулирования. Каждый из каналов регулирования строится по принципу подчиненного регулирования.



УРОВЕНЬ ИМПОРТИРОВАННОГО В ОБЪЕКТЫ ПОТРЕБНОСТИ ЭЛЕКТРОННОГО СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ



1. $\frac{1}{2}$ 2. $\frac{1}{2}$ 3. $\frac{1}{2}$ 4. $\frac{1}{2}$ 5. $\frac{1}{2}$ 6. $\frac{1}{2}$ 7. $\frac{1}{2}$ 8. $\frac{1}{2}$ 9. $\frac{1}{2}$ 10. $\frac{1}{2}$

выходного напряжения по предельным отклонениям момента и потока статора, таким образом, момент переключения инвертора не привязан к периоду ШИМ, а зависит от реальной ошибки вектора тока. Определяющим в работе контура является критерий выбора состояния инвертора при переключениях, который позволяет:

- минимизировать частоту переключений инвертора при малой амплитуде ошибки;
- уменьшить кратковременно возникающую большую токовую ошибку за минимальное время при минимальном количестве коммутаций инвертора.

Данный метод управления током имеет существенные преимущества по сравнению с ШИМ-управлением. Он позволяет строить более скоростные системы, мгновенно реагирующие на возмущающие воздействия, и одновременно рассеивать меньше энергии в силовых ключах по сравнению с методом ШИМ.

Актуальные проблемы

На современном этапе развития полупроводниковой преобразовательной техники значимой проблемой является создание четырехквadrантных электроприводов переменного тока. Такое построение силовой системы позволяет приводу работать длительное время в тормозном режиме, отдавая при этом в силовую сеть синусоидальный ток. В двигательном режиме работы привод потребляет энергию из силовой сети, не вызывая искажение напряжения источника питания. При этом достигается энергосбережение и уменьшение уровня возмущений на сеть со стороны работающего электропривода. Создание подобных систем вызвано возросшими требованиями к качеству возвращаемой и потребляемой электрической энергии.

Система управления устройства рекуперации строится в прямоугольной системе координат, вращающейся с частотой силовой сети, где одна из осей совпадает с вектором напряжения. Такое построение позволяет прямым образом разделить управление процессами, связанными с активной и реактивной составляющими мощности. В этом случае имеется возможность не только обеспечить требуемое напряжение в звене постоянного тока, но и компенсировать реактивную мощность в сети переменного тока в рамках энергетических возможностей устройства, за счет управления двумя взаимно перпендикулярными составляющими тока.

Для поддержания требуемого напряжения в звене постоянного тока используется система управления с обратной связью по постоянному напряжению, которая вырабатывает сигнал управления для регулятора активной составляющей фазного тока, а для компенсации реактивной составляющей – сигналы обратной связи по току в соответствующем сечении силовой сети. Такая система управления способна компенсировать перекося фаз и гармонические составляющие в сети [2].

В настоящее время значительное внимание уделяется вопросу уменьшения потерь мощности в силовых «ключках» и формирователях несущей частоты при ШИМ-управлении. Уменьшение потерь в силовых «ключках» можно добиться путем уменьшения несущей частоты, но это приведет к росту амплитуд высших гармоник напряжения, а следовательно к увеличению потерь в двигателе. Для решения этой проблемы может быть использован способ многоуровневых автономных инверторов напряжения. Снижение потерь достигается за счет уменьшения мощности «ключей» с увеличением числа уровней инвертора. В таких инверторах в процессе преобразования постоянного напряжения в переменное, производится квантование напряжения. За счет выбора соответствующих продолжительностей ступеней формируемого ступенчатого сигнала можно осуществить приближение фазного напряжения к синусоиде [3].

Многоуровневые инверторы напряжения для управления асинхронным двигателем позволяют уменьшить потери в инверторе при одновременном улучшении гармонического состава напряжения, питающего двигатель.

Не менее актуально стоит вопрос параметрической идентификации асинхронного двигателя, заключающейся в автоматическом определении параметров эквивалентной схемы его замещения, а также компенсации динамических изменений параметров двигателя вследствие его нагрева. От точности определения параметров схемы замещения будет зависеть точность оценки наблюдаемых переменных. Также следует заметить, что вследствие нагрева машины изменяются активные сопротивления статора и ротора, что также приводит к возникновению ошибок оценивания магнитного потока, а это, в свою очередь, сказывается на снижении энергетической эффективности процесса преобразования энергии и даже потери устойчивости.

На данный момент применяются следующие решения. Производится первичная идентификация параметров в статическом режиме, когда двигатель находится в свободном состоянии, путем подачи на него стандартных возмущающих воздействий. Этот метод позволяет уточнить параметры двигателя в нормальном состоянии. Компенсация вариации параметров двигателя, вызванная его нагревом, осуществляется либо по показаниям датчика температуры, хотя такой способ практически не реализуется, либо путем приблизительной оценки температурной ошибки на основе двойного вычисления составляющих вектора потокосцепления ротора по уравнениям статорной и роторной цепи.

Заключение

Современная промышленность характеризуется использованием высокоэффективных технологий, стремлением добиться высоких эксплуатационных характеристик оборудования и уменьшить потери. Все это возможно только при условии повышения качества управления технологическим процессом, в том числе применение высокоэффективных систем управления технологическими объектами и процессами.

На данный момент основные затраты при разработке систем управления приводами приходятся не на создание аппаратной части контроллера, а на разработку алгоритмического и программного обеспечения. Поэтому роль специалистов в области теории электропривода существенно возрастает.

Литература

1. Козаченко В.Ф. Микроконтроллерные системы управления электроприводами: современное состояние и перспективы развития. <http://www.motorcontrol.ru/publications/controllers.pdf>
2. Баев А.П., Гончаренко М.Р., Исаков А.С., Осипцева О.С. Особенности проектирования четырехквadrантных асинхронных электроприводов. // Научно-технический вестник СПб ГИТМО(ТУ). Выпуск 14. Информационные, вычислительные и управляющие системы / Гл. редактор В.Н. Васильев. СПб: СПб ГИТМО(ТУ), 2004. С. 16–19.
3. Полякова Л.Ю. Современные преобразователи частоты www.rusnauka.com/Article/Tehnica/10-12/31.html

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЦИКЛИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ ПРИ ПЕРЕДВИЖЕНИИ ДВУНОГОГО РОБОТА

Р.А. Алексеев

Рассматривается разработка алгоритмов и последующее моделирование ходьбы двуногого робота с использованием методов траекторного планирования и согласованного управления. Формулируются локальные задачи управления, которые сводятся к простым задачам стабилизации задачно-ориентированных координат. Ключевые слова: двуногая ходьба, траекторная стабилизация, нелинейное управление, сочленения звеньев.

Введение

Двуногая ходьба предпочтительна там, где обстановка не позволяет маневрировать громоздкой четырёх- или шестиногой платформе, а сложный характер поверхности (ступени, неровности, щербины, трещины и проч.) не даёт возможности применять колёсный способ передвижения. Она может применяться [8-28] в роботах сферы обслуживания, домашнего хозяйства, при работе в различных человеческих пространствах, производственных помещениях, шахтах, тоннелях, в том числе в опасных или вредных для людей зонах. Разработка антропоморфных шагающих механизмов является интересным направлением в робототехнике. Любое устройство такого типа состоит из цельной или составной верхней части – корпуса, платформы с оборудованием, торса с руками (манипуляторами), кабины с оператором и некоторого количества механических ног (педипуляторов). Главной особенностью таких устройств является удержание равновесия и перемещение с помощью двух конечностей. В процессе движения на каждом полушаге одна из механических ног является опорной, а другая маховой. Шагающие движения робота это некий циклический алгоритм. При его функционировании происходит попеременное переключение опорного и махового режима между левой и правой ногами. Отрыв ноги от поверхности без потери равновесия можно осуществлять, когда вертикальная проекция центра масс аппарата проходит сквозь стопу другой ноги. Движения робота принято разделять на движения в продольной (сагиттальной) плоскости и движения в поперечной (латеральной) плоскости. Движения в поперечной плоскости служат лишь для поддержания устойчивости. Основные движения производятся в продольной плоскости, поэтому многие разработчики на первых порах рассматривают лишь продольное движение, на макете блокируя боковое движение неким устройством поддержки, которое жёстко удерживает робота от падений в стороны, но при этом совершенно не мешает ему падать по курсу (вперёд или назад) [10-11]. Т. о. мы можем перейти к рассмотрению плоского продольного движения.

1. Направление деятельности

Ранее [1], опираясь на последовательную семизвенную кинематическую цепь (рис. 1), нам удалось реализовать согласованное управление движением ног робота на протяжении двух фаз ходьбы (половинного шага робота). Однако для того чтобы затем промоделировать шаг другой ногой требовалась перестройка структуры модели по ходу процесса. Рассмотрим это подробнее. Пусть в первой половине шага (правой ногой) опорной была левая нога, т. е. первым звеном была левая ступня, а первым, и при том – неуправляемым, поворотным шарниром – угол между плоскостью ступни и поверхностью грунта. В таком случае – последним (свободным) звеном являлась правая ступня. Тогда в другой половине шага (левой ногой) опорной становится прежде свободная правая нога. Кинематическая цепь мгновенно должна быть перестроена в обратном порядке, т. е. от свободного конца к закреплённому концу. Такая мгновенная перестройка сопряжена с некоторыми трудностями, причём не столько в теории – не очень

сложно в нужный момент из каждого α_i получить $-\alpha_i$, сколько при моделировании и дальнейшей практической реализации: – Как мгновенно зафиксировать текущие параметры, определённым образом изменить их значение, а затем продолжить процесс? Выйти из сложившейся ситуации было можно, если параллельно использовать две модели, т. е. первая из которых построена начиная от правой ступни, а другая от левой ступни. В этом случае если одна из моделей (ведущая) двигается по определённому закону управления, то другая (ведомая) в перевёрнутом виде дублирует действия первой. Но в момент переключения ведущая модель должна стать ведомой, а ведомая при этом стать ведущей. И здесь становится проблемной организация подобного переключения с одновременным изменением направления передачи данных и сохранением текущих значений переменных состояния. Следует заметить, что физической сущностью это переключение не обусловлено. Кроме того, модель должна была стать громоздкой и замедлить работу с ней. Тогда было решено построить новую, универсальную для всех фаз движения, модель в относительной системе координат с начальной точкой отсчёта вблизи центра масс робота. В рассматриваемой семизвенной структуре это должно быть звено туловища (или торса). Как видно из рисунка 1 мы имеем две цепочки из трёх звеньев: бедро, голень, стопа. Здесь нет неуправляемых (неактуированных) степеней свободы, каким является угол между стопой и поверхностью опоры в первоначальной модели с точкой отсчёта в носке передней ноги.

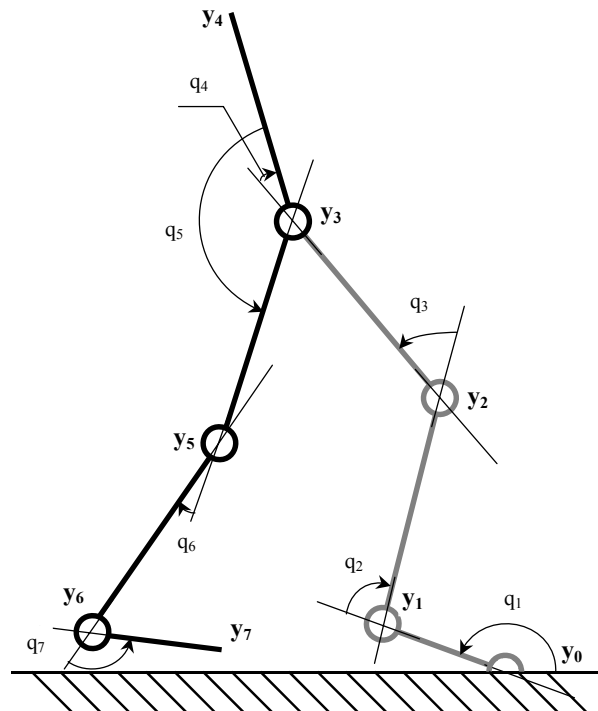


Рис. 1. Кинематическая схема робота, построенная от носка опорной ноги

2. Идея согласованного управления в четырёх формулах

Пусть $\mathbf{q}$ – вектор переменных состояния размерности $[n \times 1]$. Каналы управления независимы и нормированы: $\dot{\mathbf{q}} = \mathbf{u}$. Тогда задача управления ставится посредством вектора условий $\Phi(\mathbf{q})$, который может содержать отклонения $\mathbf{e}$ и скорости $\mathbf{s}$, определяемые через $\mathbf{q}$.

$$\begin{bmatrix} e \\ s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi(q) \\ \psi(q) \end{bmatrix} = \Phi(q) \quad (1).$$

Замечание: В частности это могут быть условия согласования вида: $\varphi(q) = 0$.

Теперь требуется найти закон управления вида:

а) $\dot{e} = -Ke$ (2а), обеспечивающий минимизацию отклонений e и

б) $\dot{s} = V^*$ (2б), обеспечивающий требуемую скорость движения s .

Дифференцируя (1) имеем задачно-ориентированную модель (рис. 2):

$$\begin{bmatrix} \dot{e} \\ \dot{s} \end{bmatrix} = \frac{\partial \Phi}{\partial q} \dot{q} \quad (3).$$

Отсюда (3) можно получить управление:

$$u = \dot{q} = \left(\frac{\partial \Phi}{\partial q} \right)^{-1} \begin{bmatrix} \dot{e} \\ \dot{s} \end{bmatrix} \quad (4).$$

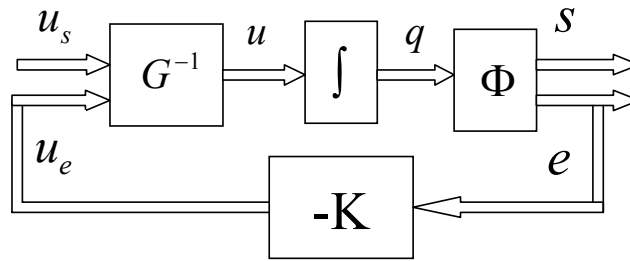


Рис. 2. Общая структура системы траекторного управления

3. Относительность движения

Поскольку в данной модели начальная точка кинематической схемы связана не с землёй, а с перемещающимся относительно неё туловищем, то нельзя рассматривать скорость движения относительно земли V_k . Но здесь следует вспомнить, что всякое движение относительно. И можно использовать не скорость перемещения корпуса робота относительно поверхности, а скорость перемещения поверхности, цепляемой ступнями относительно принятой начальной точки. Сначала в модели можно просто отбросить опору и представить, что робот неподвижно закреплён своей верхней частью и перебирает ногами в воздухе. А затем можно ввести в модель поверхность, которую робот будет как бы „прокручивать“ под собой с некоей заданной скоростью $V_g = -V_k$.

4. Построение базовой модели

В общем виде кинематический объект управления из n звеньев описывается следующей системой векторно-матричных уравнений:

$$\begin{cases} \dot{q} = Bu & (5a) \\ \alpha = Rq & (5б) \\ y = h(\alpha) & (5в) \end{cases}$$

Здесь $\mathbf{u} [n \times 1]$ – вектор управлений, $\mathbf{q} [n \times 1]$ – вектор углов поворота приводов, $\boldsymbol{\alpha} [n \times 1]$ – вектор абсолютных углов поворота звеньев, $\mathbf{y} [n \times 2]$ – вектор координат конечных точек звеньев, $\mathbf{B} [n \times n]$ – матрица входов системы, $\mathbf{R} [n \times n]$ – матрица перехода от относительных углов к абсолютным, $\mathbf{h} [n \times 2]$ – матрица пересчёта угловых координат в линейные.

В случае полного разделения (независимости) каналов приводов матрица $\mathbf{B}$ является диагональной $\mathbf{B} = \text{diag}\{b_i\}$, состоящей из коэффициентов передачи b_i , $i = \overline{1, n}$. Матрица $\mathbf{R}$ для случая одной кинематической цепочки является нижней диагональной матрицей, все элементы которой – единицы. Матрица пересчёта координат $\mathbf{h}$ определяется выражением $h(\alpha) = \mathbf{y}' + \mathbf{T}^T \mathbf{z}$, а в подробном виде рекуррентная процедура вычисления элементов матрицы $\mathbf{h}$ выглядит таким образом:

$$\begin{bmatrix} y_1^T \\ y_2^T \\ \dots \\ y_n^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \dots \\ h_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_0^T \\ y_1^T \\ \dots \\ y_{n-1}^T \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1^T T^T(\alpha_1) \\ z_2^T T^T(\alpha_2) \\ \dots \\ z_n^T T^T(\alpha_n) \end{bmatrix} \quad (6),$$

где $T(\alpha_i) = \begin{bmatrix} \cos(\alpha_i) & \sin(\alpha_i) \\ -\sin(\alpha_i) & \cos(\alpha_i) \end{bmatrix}$ – матрица вращения,

а $\mathbf{z}_i = [z_{i1} \quad z_{i2}]$ – вектор протяжённости i -го звена в координатах этого звена.

Выражения (5) для переменных i -го звена (см. рис. 3) имеют следующий вид:

$$\begin{cases} \dot{q}_i = B_i u_i \end{cases} \quad (7a)$$

$$\begin{cases} \alpha_i = \sum_{j=1}^i q_j \end{cases}, \quad \text{где} \quad i = \overline{1, n} \quad (7б)$$

$$\begin{cases} y_i^T = y_{i-1}^T + z_i^T \cdot T^T(\alpha_i) \end{cases} \quad (7в)$$

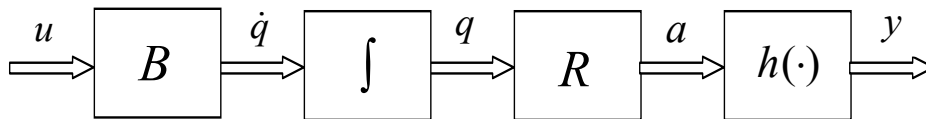


Рис. 3

Структурная схема объекта

5. Описание модели

Рассмотрим теперь кинематическую схему шагающего аппарата, где закреплённой частью является торс (рис. 4). При таком подходе не имеет значения, какая из ног опирается на грунт: левая, правая, сразу обе или ни одна. Две трёхзвенные кинематические цепочки, соответствующие красной и синей ногам, могут быть описаны согласно системе (5):

$$\begin{cases} \dot{q}^k = B u^k \\ \alpha^k = R q^k \\ y^k = h(\alpha^k) \end{cases} \quad \begin{cases} \dot{q}^c = B u^c \\ \alpha^c = R q^c \\ y^c = h(\alpha^c) \end{cases}$$

Здесь индексы k и c обозначают принадлежность к красной и синей ногам соответственно. Распишем кинематическую модель по звеньям:

$$\begin{aligned}
y_1^k &= y_0 + T^T(\alpha_1^k)l_1^k & a_1^k &= q_1^k \\
y_2^k &= y_1^k + T^T(\alpha_2^k)l_2^k & a_2^k &= q_1^k + q_2^k \\
y_3^k &= y_2^k + T^T(\alpha_3^k)l_3^k & a_3^k &= q_1^k + q_2^k + q_3^k \\
y_1^c &= y_0 + T^T(\alpha_1^c)l_1^c & a_1^c &= q_1^c \\
y_2^c &= y_1^c + T^T(\alpha_2^c)l_2^c & a_2^c &= q_1^c + q_2^c \\
y_3^c &= y_2^c + T^T(\alpha_3^c)l_3^c & a_3^c &= q_1^c + q_2^c + q_3^c
\end{aligned}$$

где: y_i – координаты конца i -го звена; $i=1 \dots 3$;

$l_i = \begin{bmatrix} l_{i1} \\ l_{i2} \end{bmatrix}$ – протяжённость звена по продольной (l_{i1}) и поперечной (l_{i2}) координатам.

Поскольку у звеньев отсутствует поперечная протяжённость $l_{i2}=0$.

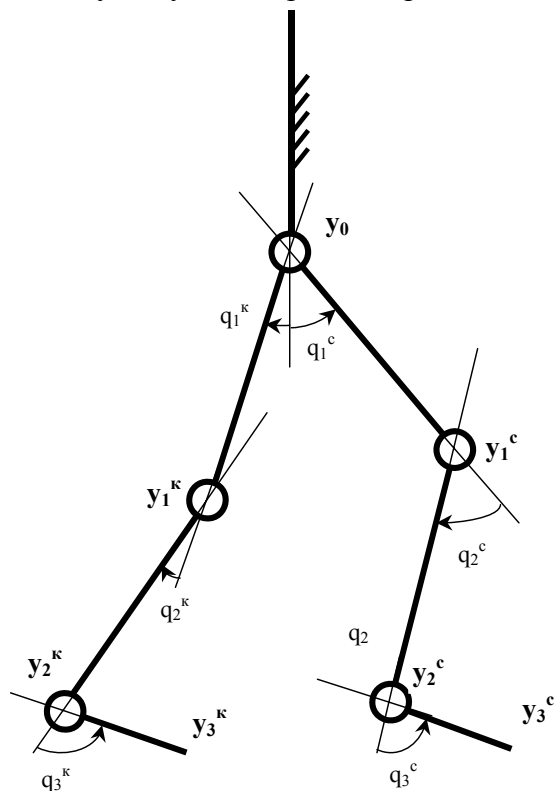


Рис. 4. Кинематическая схема шагающего механизма, построенная от туловища

6. Концепция ходьбы

Изучив различные алгоритмы ходьбы можно отметить [2, 8-13, 16, 20-28]:

1. Перемещение приставным шаганием (шаг одной ногой, затем приставление другой ноги) снижает скорость общего перемещения механизма;
2. Использование безопорной фазы („фазы полёта“) в цикле шага связано со сложностью определения координат всего робота в этой фазе;
3. Двухфазный алгоритм проще трёхфазного по реализации и в нём меньше сопряжений (переключений режимов);

4. Фазы с отсутствием горизонтального движения торса относительно земли существенно снижают общую скорость робота;
5. Остановки движения торса в какой либо фазе ходьбы приводят к рывкам при движении массивной верхней части, что существенно снижает устойчивость походки;
6. Полное распрямление маховой ноги перед отрывом и при касании поверхности существенно усложняет процесс управления ходьбой из-за возможного заклинивания приводов в распрямлённом положении;
7. Циклическое вертикальное перемещение торса в цикле ходьбы тоже ослабляет устойчивость походки и расходует лишнюю энергию.

Теперь излагаем основные положения желаемого алгоритма ходьбы (см. рис. 5):

1. Для сохранения роботом статического равновесия, горизонтальная проекция его центра масс должна проходить через поверхность опоры;
2. Цикл одиночного шага должен состоять из двух фаз – переступания с задней ноги на переднюю (двухопорной) и перемещения маховой ноги вперёд на шаг (одноопорной);
3. Для избежания рывков в обеих фазах движения массивный торс должен сохранять свою горизонтальную скорость постоянной;
4. Не допускаются распрямления маховой ноги перед отрывом и при касании поверхности, во избежание неоднозначности отработки траекторий;
5. Торс не должен иметь вертикального движения, так как оно ослабляет устойчивость походки и расходует лишнюю энергию.

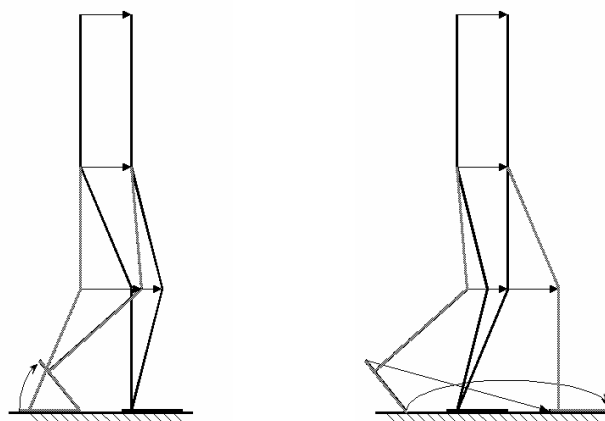


Рис. 5. Две фазы движения (перенос опорной нагрузки и переставление ноги)

7. Планирование траекторий

Алгоритм движения робота содержит три группы условий:

Опорная нога и корпус в обеих фазах движения:

1. Стопа опорной ноги горизонтальна $y_{22}^{\kappa} = c_1$,
2. Высота таза над поверхностью постоянна $y_{32}^{\kappa} = c_1$,
3. Корпус движется горизонтально $\dot{y}_{21}^{\kappa} = -V_{\kappa}$;

Маховая нога в фазе переступания:

1. Носок не перемещается по горизонтали $y_{31}^c = c_2$,
2. Носок опирается на поверхность $y_{32}^c = c_3$,
3. Ноги движутся в противоходе $q_1^c + q_1^{\kappa} = Q_1$;

Маховая нога в фазе шага:

1. Пятка движется по наклонной $y_{22}^c = -ky_{21}^c + b$,
2. Носок перемещается на шаг $\dot{y}_{31}^c = 3V_{\kappa}$,

3. Носок описывает дугу косинуса

$$y_{32}^c = -A \cdot \cos(\omega y_{31}^c).$$

Здесь $c_1 = -30(2 + \sqrt{3})$ – вертикальная координата стопы; $V_\kappa = 1$ – скорость продольного перемещения корпуса; $c_2 = 0$ – горизонтальная координата носка; $c_3 = -30(2 + \sqrt{3})$ – вертикальная координата носка; $Q_1 = 5\pi/6$ – суммарный угол положений обоих бёдер; $k = 0,25$ и $b = 3,75$ – угол наклона и высота нисходящей траектории; $A = 6$ – высота подъёма носка; $\omega = 2\pi V_\kappa / L_{uu} = 2\pi/60$ – частота одиночного шага; где $L_{uu} = 60$ – длина шага.

8. Создание системы условий движения

Введём задачно-ориентированные координаты – отклонения $e = \{e_{ij}\}$, где $i = \overline{1, k}$ и пути $s = \{s_{ij}\}$, где $i = \overline{1, l}$. Общее число условий для каждой фазы движения должно быть равно числу звеньев механизма (числу степеней свободы) $k + l = n$, в данном случае $n = 3 + 3 = 6$.

$$\begin{array}{l} \text{Фаза переступания:} \left\{ \begin{array}{l} e_1 = y_{22}^\kappa - c_1 \\ e_2 = y_{32}^\kappa - c_1 \\ s_1 = \dot{y}_{21}^\kappa = V_\kappa \\ e_3 = q_1^\kappa + q_1^c - Q_1 \\ e_3 = y_{31}^c - c_2 \\ e_4 = y_{32}^c - c_1 \end{array} \right. \quad \text{Фаза шага:} \left\{ \begin{array}{l} e_1 = y_{22}^\kappa - c_1 \\ e_2 = y_{32}^\kappa - c_1 \\ s_1 = \dot{y}_{21}^\kappa = V_\kappa \\ e_6 = ky_{21}^c + y_{22}^c - b \\ s_2 = \dot{y}_{31}^c = 3V_\kappa \\ e_7 = y_{32}^c - A \cos(\omega y_{31}^c) \end{array} \right. \end{array}$$

Значения параметров: $c_1 = 30(2 + \sqrt{3})$; $c_2 = 0$; $V_\kappa = 1$; $Q_1 = \pi/2$; $k = 0,25$; $b = 3,75$; $A = 6$; $\omega = \pi/30$.

Совокупность этих уравнений может быть записана в компактной форме системы

$$\begin{bmatrix} e \\ s \end{bmatrix} = \Phi(y, \alpha, q) \quad (8).$$

9. Постановка задачи и синтез управления

Задача управления [2-5, 8] состоит в минимизации вектора отклонений e (задача (а)) и стабилизации вектора проходимого пути s за единицу времени, т. е. удержания вектора требуемых скоростей $V^* = \dot{s}$ (задача (б)). Процедура синтеза предусматривает получение модели движения в декартовых координатах, преобразование к задачно-ориентированным координатам, а затем синтез управлений, обеспечивающих решение задач (а) и (б).

Дифференцируя уравнения прямой кинематики (7б)–(7в) и подставляя (7а) получаем:

$$\dot{y}_i^T = \dot{y}_{i-1}^T + \dot{\alpha}_i z_i^T T(\alpha_i) E = \dot{y}_{i-1}^T + r_i^T \dot{q} \cdot z_i^T T(\alpha_i) E = \dot{y}_{i-1}^T + r_i^T B u \cdot z_i^T T(\alpha_i) E$$

т. е.

$$\dot{y}_i^T = \dot{y}_{i-1}^T + z_i^T T(\alpha_i) E r_i^T B u \quad (9),$$

где

$$E = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix},$$

или в компактной форме $\dot{y} = G_y(\alpha)Bu$ (10),

где $G_y(\alpha) = \frac{\partial y}{\partial \alpha} \cdot \frac{\partial \alpha}{\partial q} \cdot \dot{q}$

Дифференцируя уравнение (8) получаем задачно-ориентированную модель робота

$$\begin{bmatrix} \dot{e} \\ \dot{s} \end{bmatrix} = \left(\frac{\partial \Phi}{\partial y} G_y(\alpha) R + \frac{\partial \Phi}{\partial q} \right) Bu \quad (11)$$

или

$$\begin{bmatrix} \dot{e} \\ \dot{s} \end{bmatrix} = G(q, \alpha, y) \tilde{u} \quad (12),$$

где введены обозначения $G = \frac{\partial \Phi}{\partial y} G_y(\alpha) R + \frac{\partial \Phi}{\partial q}$ и $\tilde{u} = Bu$.

Следуя стандартной методике согласованного управления [3-6, 8], осуществим преобразование управления по формуле:

$$G(q, \alpha, y) \tilde{u} = \begin{bmatrix} u_e \\ u_s \end{bmatrix} \quad (13)$$

и перепишем модель (12) в виде

$$\begin{bmatrix} \dot{e} \\ \dot{s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_e \\ u_s \end{bmatrix} \quad (14),$$

где

u_e – вектор управлений по отклонениям e ,

u_s – вектор управлений по перемещениям s .

Выбирая

$$u_e = -Ke \quad (15a),$$

$$u_s = V^* \quad (15b),$$

$$K = \text{diag}\{k_i\},$$

$k_i > 0$ – коэффициенты обратной связи,

где

получаем

$$\dot{e} = -Ke \quad (16a),$$

$$\dot{s} = V^* \quad (16b),$$

что обеспечивает минимизацию отклонений e и поддержание требуемых скоростей продольного движения V^* , т. е. решение задач (а) и (б).

Для нахождения вектора управляющих воздействий системы u , воспользуемся выражениями (13) и (14) и получим:

$$\tilde{u} = G^{-1}(q, \alpha, y) \begin{bmatrix} u_e \\ u_s \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$u = B^{-1} \tilde{u} \quad (18)$$

Структурная схема системы управления (рис. 6) состоит из объекта управления (5), блока получения отклонений e_i (8), обратного преобразования управлений (17)-(18), задатчика продольной скорости (16б) и регулятора отклонений (16а).

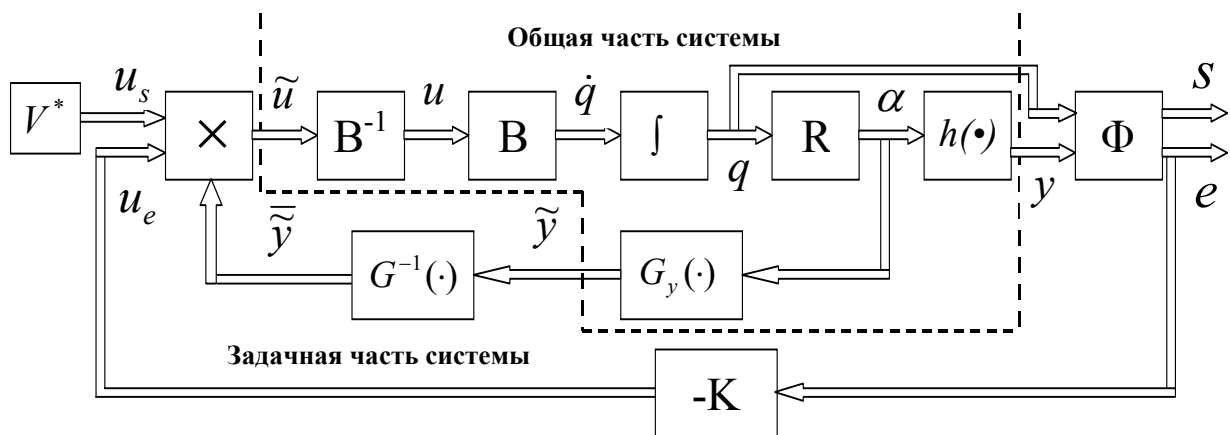


Рис. 6. Структурная схема системы управления двуногим роботом

Замечание: Содержание общей части системы остаётся неизменным для любых условий. Содержание же задачной части системы зависит от конкретных условий согласования Φ .

10. Схема моделирования

Для проверки алгоритмов ходьбы на программном продукте MatLab 4.0 Simulink 1.2 была создана модель, построенная по блочному принципу для удобства её использования и перенастройки на различные алгоритмы (рис. 7). В модели чётко прослеживается симметрия, обусловленная одинаковостью систем управления правой и левой конечностями. Также легко можно выделить блоки относящиеся к приводам сочленений, переходу от угловых координат к линейным, заданию условий согласования или желаемых траекторий, обратному переходу от траекторных управлений к канальным, расчёту управляющих сигналов и, наконец, переключателей режимов одноопорной и двухопорной фаз.

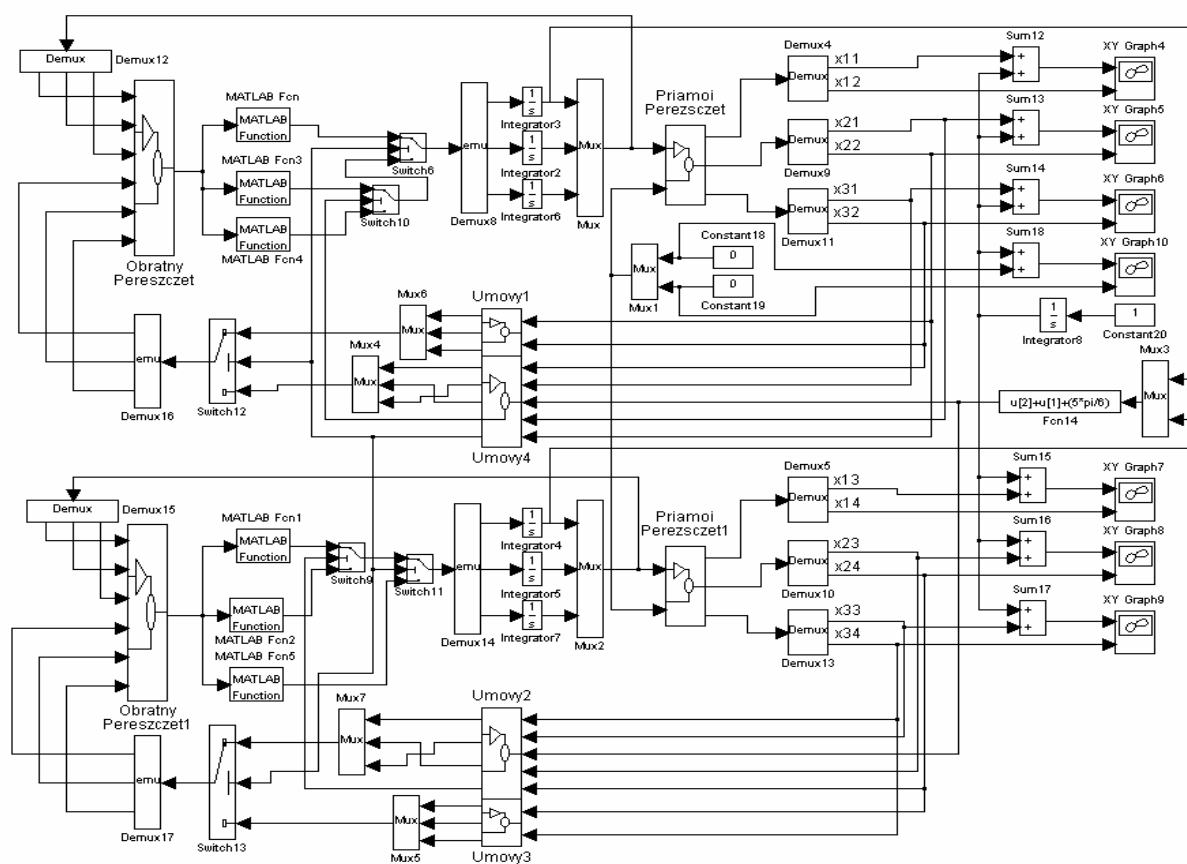


Рис. 7. Полная схема моделирования двуногого робота

11. Разные алгоритмы управления и их моделирование

Обозначим фазы движения для любой из двух ног: А – опорная нога, Б₁ – маховая нога в фазе переступания, Б₂ – маховая нога в фазе шага.

Движение без отрыва носка маховой ноги от грунта

А: $V_1=1$; $e_1=y_{22}-(-h)$; $e_2=y_{32}-(-h)$; Б₁: $e_3=q_k+q_c+5\pi/6$; $V_2=-1$; $e_4=-y_{32}-(-h)$;

Б₂: $e_3=0,34y_{21}+y_{22}-5,12+h$; $V_2=3$; $e_4=-y_{32}-(-h)$;

$$A: G = \begin{bmatrix} v1+v3 & v3 & 0 \\ v2+v4 & v4 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; B: G = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ v1+v3+v5 & v3+v5 & v5 \\ v2+v4+v6 & v4+v6 & v6 \end{bmatrix}.$$

Приведённые ниже и далее траектории точек сочленений (рис. 8, 9, 10) получены при моделировании нескольких шагов в абсолютных координатах (относительно неподвижной поверхности ходьбы) – рисунки а) и в относительных координатах (относительно самого робота) – рисунки б).

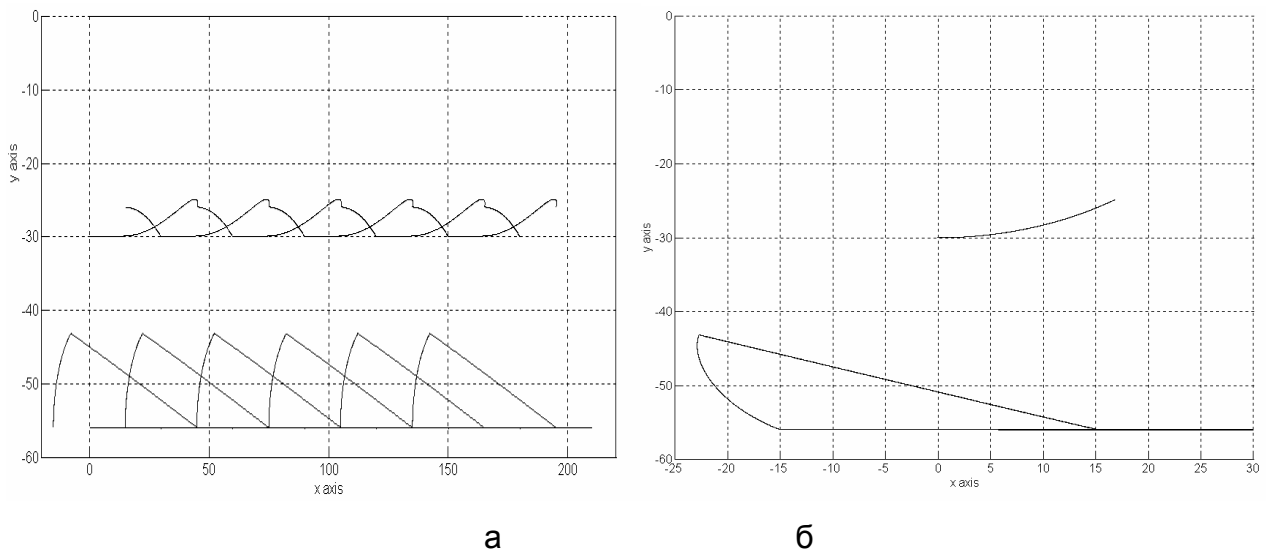


Рис 8. Траектории сочленений при движении без отрыва носка маховой ноги от грунта

Движение носка маховой ноги по дуге косинуса

А: $V_1=1$; $e_1=y_{22}-(-h)$; $e_2=y_{32}-(-h)$; Б₁: $e_3=q_k+q_c+5\pi/6$; $V_2=-1$; $e_4=-y_{32}-(-h)$;

Б₂: $e_3=0,34y_{21}+y_{22}-5,12+h$; $V_2=3$; $e_4=-2*\cos(y_{31}\pi/55)+y_{32}-(-h)$; А: $G = \begin{bmatrix} v1+v3 & v3 & 0 \\ v2+v4 & v4 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix};$

$$B_1: G = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ v1+v3+v5 & v3+v5 & v5 \\ v2+v4+v6 & v4+v6 & v6 \end{bmatrix}; B_2: G = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ v1+v3+v5 & v3+v5 & v5 \\ v2+v4 & v4 & 0 \end{bmatrix}.$$

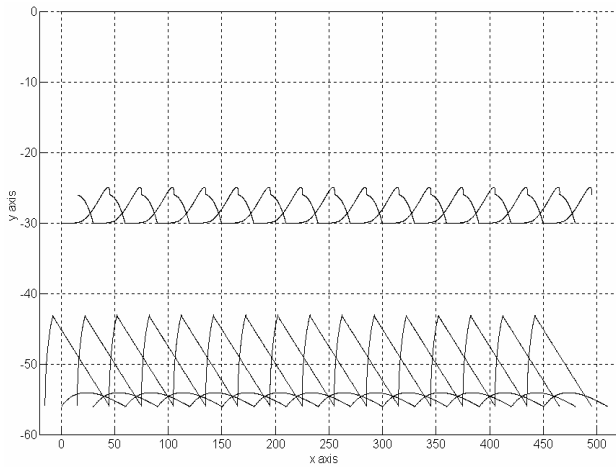


Рис 9а

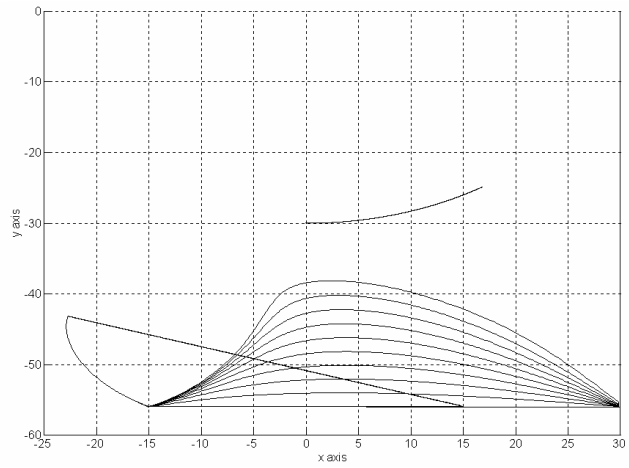


Рис. 9б

Траектории сочленений при движении носка маховой ноги по дуге косинуса
Семейство траекторий (рис. 9б) получено при изменении h_c от 2 до 18 с шагом 2.

Движение носка маховой ноги по дуге окружности

A: $V_1=1$; $e_1=y_{22}-(-h)$; $e_2=y_{32}-(-h)$; Б1: $e_3=q_k+q_c+5\pi/6$; $V_2=-1$; $e_4=-y_{32}-(-h)$;

Б2: $e_3=0,34y_{21}+y_{22}-5,12+h$; $V_2=3$; $e_4=(y_{31}-7.5)^2+(y_{32}+r-h_c+h)^2-r^2$;

где $r = (l^2 + 4h_c^2)/(8h_c)$; $l=45$; $h_c=15$;

$$A: G = \begin{bmatrix} v1+v3 & v3 & 0 \\ v2+v4 & v4 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \text{ Б: } G = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ v1+v3+v5 & v3+v5 & v5 \\ v2+v4+v6 & v4+v6 & v6 \end{bmatrix}.$$

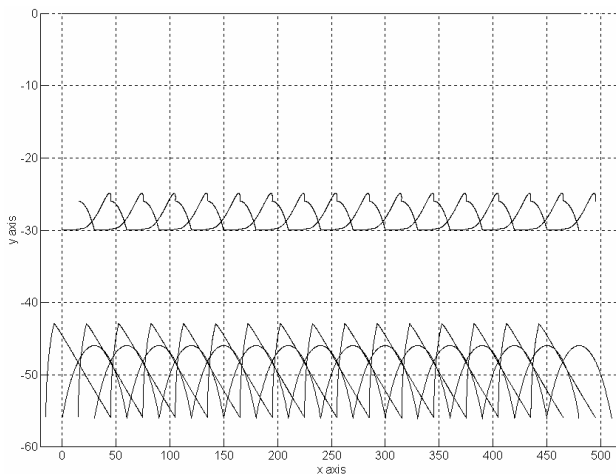


Рис. 10а

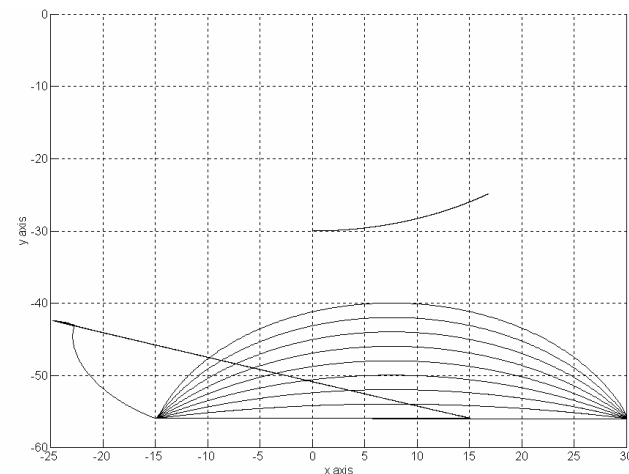


Рис. 10б

Траектории сочленений при движении носка маховой ноги по дуге окружности
Семейство траекторий (рис. 10б) получено при изменении h_c от 2 до 16 с шагом 2.

По траекториям узловых точек в неподвижной системе координат (рис. 8б, 9б, 10б) можно получить длину шага, которая совпадает с требуемой на всём участке движения. Скорость горизонтального перемещения торса относительно земли постоянна и не имеет рывков и замедлений. При получении траекторий в собственной системе координат робота (рис. 8а, 9а, 10а, 11а) основной задачей является обеспечение цикличности движения педипуляторов. Поскольку траектория получилась замкнутая и не имеющая отклонений даже в крупном масштабе (рис. 11б) в течение достаточно большого числа циклов с участием обоих конечностей можно заключить, что цикличность алгоритма обеспечена.

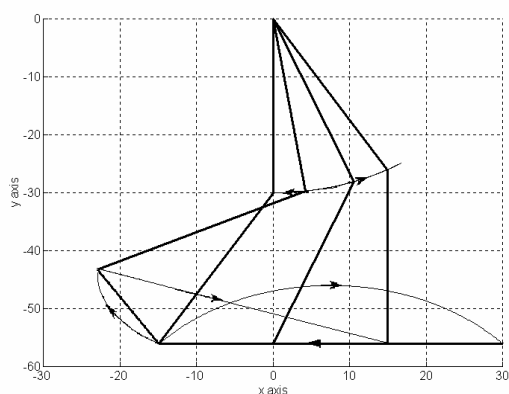


Рис. 11а

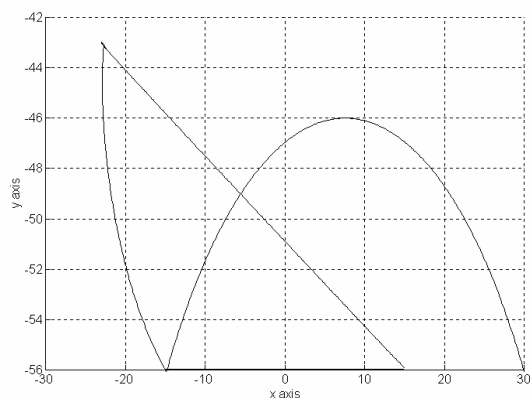


Рис. 11б

Траектории движения точек сочленений в мелком (а) и крупном (б) масштабах, построенные относительно торса (подвижная система координат)

13. Направление дальнейшей деятельности

Построенную систему управления можно охарактеризовать положительно, т. к. она хорошо определяет положения звеньев, быстро отрабатывает заданный режим управления и легко переключается между этими режимами. Недостатком изложенного подхода к модели робота является неопределённость ориентации отсчётного звена – торса и положения не всегда ровного и горизонтального грунта. Но их можно уточнить с помощью показаний тактильных датчиков, расположенных по четырём углам каждой стопы и датчика вертикали на корпусе. Также по показаниям нагруженных тактильных датчиков следует производить переключение из одноопорной в двухопорную фазу, а обратное переключение производить при достижении пересечения вертикальной проекцией центра масс площади ступни. Ранее рассмотренное переключение по времени следует исключить как менее надёжное и не всегда своевременное, особенно на сложном грунте.

Далее требуется ввести динамику в модель. От простейших представлений приводов, как интеграторов следует перейти к виду апериодического звена, затем к более сложной структуре двигателя постоянного тока с волновой зубчатой передачей, и, наконец, учесть моментное взаимовлияние звеньев.

Литература

- [1] Р. А. Алексеев, И. В. Мирошник. **Алгоритмы управления движением шагающего робота.** – Научно-технический вестник ЛИТМО №19, СПб., 2005
- [2] М. Вукобратович. **Шагающие роботы и антропоморфные механизмы.** – М.: Мир, 1976
- [3] И. В. Мирошник. **Согласованное управление многоканальными системами.** — Л.: Энергоатомиздат, 1990
- [4] И. В. Мирошник, В. О. Никифоров **Методы координации в задачах планирования и управления пространственным движением манипуляционных роботов.** СПб.: Наука, 1998
- [5] И. В. Мирошник, В. О. Никифоров и А.Л. Фрадков. **Нелинейное и адаптивное управление сложными динамическими системами.** – СПб.: Наука, 2000
- [6] И. В. Мирошник. **Нелинейные системы. Анализ и управление.** — СПб.: ЛИТМО (ТУ), 2002
- [7] **Механика промышленных роботов.** Кн. 1. Е. И. Воробьёв, О. Д. Егоров, С. А. Попов. **Расчёт и проектирование механизмов.** – М.: Высшая школа, 1988
- [8] A. Albert. **Intelligente Bahnplanung und Regelung für einen autonomen, zweibeinigen Roboter.** – VDI-Fortschrittberichte, Reihe 8, Nr. 927, VDI-Verlag, Düsseldorf, 2002
- [9] T. Asfour, K. Berns, J. Schelling and R. Dillmann. **Programming of manipulation tasks of the humanoid robot ARMAR.** *IEEE Int. Conf. Advanced Robotics, Tokyo, Oct. 1999*
- [10] C. Canudas de Wit, B. Espiau, C. Urrea. **Orbital Stabilisation of underactuated mechanical systems.** – 15th triennial World Congress of IFAC, Barcelona, 2002

- [11] C. Chevallereau, G. Abba, Y. Aoustin, F. Plestan, E. R. Westervelt, C. Canudas-de-Wit and J. W. Grizzle. **RABBIT: A Testbed for Advanced Control Theory.** – *IEEE Cont. Systems Mag.*, v. 23, #5, Oct. 2003, pp. 57-79
- [12] Y. Fujimoto, A. Kawamura. **Simulation of an Autonomous Biped Walking Robot Including Environmental Force Interaction.** – *IEEE Robotics & Automation Mag.*, v. 5, #2, June 1998, pp 33-41
- [13] A. Ijspeert, J. Nakanishi and S. Schaal. **Movement imitation with nonlinear dynamical systems in humanoid robots.** *IEEE ICRA, Washington, May 2002, pp. 1398-1403*
- [14] Kajita, S. and Tani, K., **An analysis of experimentation of a biped robot Meltran II.** *Proc. of 3rd International Workshop on Advanced Motion Control (UC Berkeley)*, pp.417-420, 1993
- [15] S. Talebi, M. Buehler and E. Papadopoulos. **Towards Dynamic Step Climbing For A Quadruped Robot with Compliant Legs**
- [16] www.ai.mit.edu/projects/cog
- [17] www.aist.go.jp/MEL/soshiki/robot/undo/kajita-e.html
- [18] www.chabin.laurent.free.fr
- [19] www.fzi.de/divisions/ipt/WMC/preface/walking_machines_katalog.html
- [20] www.havingasoftware.nl/robots/BiPed/BiPed.htm
- [21] www.honda.co.jp/home/hpr/e_news/robot/index.html
- [22] www.inrialpes.fr/bipop/principale.html
- [23] www.irt.uni-hannover.de
- [24] www.jsk.t.u-tokyo.ac.jp/research/saika/index.html
- [25] www.polycosmos.org/android/protoand.htm
- [26] www.scg.dees.unict.it/index.htm
- [27] www.shadow.org.uk/index.stm
- [28] www.shirai.info.waseda.ac.jp/humanoid

АДАПТИВНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ПО ВЫХОДУ ЛИНЕЙНЫМИ НЕСТАЦИОНАРНЫМИ ОБЪЕКТАМИ В УСЛОВИЯХ ВОЗМУЩЕНИЯ И ЗАПАЗДЫВАНИЯ

А.А. Бобцов, А.Г. Наговицина

В статье рассматривается задача управления по выходу линейными нестационарными объектами с неизвестными параметрами в условиях возмущений и запаздывания. В предположении, что параметры и внешнее возмущения – ограниченные функции времени, представлен подход, обеспечивающий решение задачи слежения выхода за командным сигналом с заданной точностью.

Введение

Данная работа посвящена проблеме анализа и синтеза алгоритмов адаптивного управления неопределенными нестационарными линейными объектами по выходу (т.е. без измерения производных выходной переменной или вектора переменных состояния). Среди методов управления в условиях неопределенности, как правило, преобладают алгоритмы, обеспечивающие заданное поведение системы для класса математических моделей определенной структуры. К таким подходам, в частности, можно отнести схемы адаптивного и робастного управления, позволяющие решать задачи стабилизации и слежения для нестационарных объектов, в которых неопределенность согласована с управляющим входом [1]. В 80–90 годах в зарубежных изданиях появилась серия публикаций, посвященных разработке адаптивных регуляторов для линейных нестационарных систем. Эти результаты были основаны на предположении, что параметры объекта управления медленно изменяются и действуют на систему как внешнее возмущение. Позднее анализ моделей изменения параметров и наличие некоторой априорной информации об изменении параметров привели к разработке новых алгоритмов адаптации, позволяющих управлять системами с быстрыми изменениями параметров. Однако эти алгоритмы не смогли гарантировать хорошее качество переходных процессов и в общем случае не могут быть расширены на нелинейные системы с переменными параметрами. В [2] указанные проблемы были решены с использованием итеративной процедуры синтеза закона управления. Однако процедура синтеза закона управления, предложенная в [2], отличается достаточной сложностью, а сам регулятор обладает высокой размерностью. Также следует заметить, что особую сложность представляют задачи управления, в которых объект управления подвержен влиянию неизвестных возмущений. Проблема управления нестационарным объектом в условиях действия возмущений не рассматривалась авторами [2]. В данной статье будет рассмотрен подход, позволяющий решать задачу управления по выходу линейными нестационарными системами с неизвестными ограниченными параметрами. Усиливая результат, представленный в [2], будем полагать, что объект управления функционирует в условиях неизвестных возмущения и запаздывания. Также следует отметить, что данная схема управления позволяет синтезировать адаптивный регулятор фиксированной размерности, которая в свою очередь, не зависит от числа неизвестных параметров, как в [2]. Подход, предлагаемый в рамках данной статьи, будет базироваться на результатах, опубликованных в [3], что, в свою очередь, показывает возможность распространения результатов как на нелинейные (в работе [3] рассматривалась проблема стабилизации нелинейной системы), так и на линейные нестационарные системы.

Постановка задачи

Рассмотрим линейную нестационарную систему

$$\dot{z} = Fz + L(u + w) + \theta(t)y(t - \tau), \quad (1)$$

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

где $z(t) \in R^n$ – вектор переменных состояния модели (1), (2); F , L и S – $n \times n$, $n \times 1$ и $1 \times n$ неизвестные постоянные матрицы; $\theta(t) \in R^n$ – вектор неизвестных переменных параметров; $y(t) \in R$ – выходная переменная; $w(t) \in R$ – ограниченное неизвестное возмущение; τ – неизвестное постоянное число.

Будем полагать, что измеряется только выходная переменная системы (1), (2), параметры вектора $\theta(t)$ – гладкие и ограниченные функции, а передаточная функция

$$H(p) = S(pI - F)^{-1}L = \frac{b(p)}{a(p)} \text{ минимально фазовая, т.е. полином } b(p) \text{ – гурвицев.}$$

Наряду с объектом управления рассмотрим командный сигнал y^* , доступный измерению и удовлетворяющий условию

$$\left| \frac{d^i y^*}{dt^i} \right| \leq \bar{C} < \infty, \quad (3)$$

где $i = 0, \rho$, а число ρ – относительная степень передаточной функции $H(p)$.

Целью управления является решение задачи синтеза регулятора, обеспечивающего для любых начальных условий выполнение целевого условия

$$|e(t)| < \Delta \quad (4)$$

для некоторого $t \geq t_1$, где $e = y - y^*$ – ошибка слежения, Δ – некоторое число, которое может быть уменьшено за счет выбора закона управления.

Синтез алгоритма управления

Запишем систему (1), (2) следующим образом:

$$\dot{z} = Fz + L(u + w) + \sum_{i=1}^n D_i \theta_i(t) y(t - \tau), \quad (5)$$

$$y = Sz, \quad (6)$$

где $D_1 = [1 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]^T$, $D_2 = [0 \ 1 \ 0 \ \dots \ 0]^T$, ..., $D_n = [0 \ 0 \ \dots \ 0 \ 1]^T$ – векторы размерности $(n \times 1)$; $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n$ – компоненты вектора неизвестных переменных параметров $\theta(t) = [\theta_1 \ \theta_2 \ \dots \ \theta_{n-1} \ \theta_n]^T$.

Перепишем модель вход-состояние-выход (5), (6) в виде вход-выход:

$$\begin{aligned} y &= \frac{b(p)}{a(p)}(u + w) + \frac{c_1(p)}{a(p)}\theta_1(t)y(t - \tau) + \frac{c_2(p)}{a(p)}\theta_2(t)y(t - \tau) + \dots \\ &+ \frac{c_n(p)}{a(p)}\theta_n(t)y(t - \tau) = \frac{b(p)}{a(p)}(u + w) + \sum_{i=1}^n \frac{c_i(p)}{a(p)}\theta_i(t)y(t - \tau), \end{aligned} \quad (7)$$

где $p = \frac{d}{dt}$, передаточная функция $\frac{c_i(p)}{a(p)} = S(pI - F)^{-1}D_i$.

Прежде, чем приступить к синтезу управления, сформулируем вспомогательный результат, опубликованный в работе [3]. Рассмотрим линейную стационарную систему

$$\dot{x}' = A'x' + B'u', \quad (8)$$

$$y' = C'x', \quad (9)$$

где $x' \in R^n$, $y' \in R$, $u' \in R$, а матрицы A' , B' и C' имеют соответствующие размерности. Передаточная функция системы (8), (9) от u' к y' определяется выражением

$$\chi(p) = C'(pI - A')^{-1}B'.$$

Пусть система (8), (9) замкнута линейной обратной связью по выходу

$$u' = -ky'. \quad (10)$$

где число $k > 0$.

Поставим вопрос о существовании положительно определенной матрицы $M = M^T$ и числа k , удовлетворяющих соотношениям

$$M(A' + kB'C') + (A' + kB'C')^T M \leq -G, \quad (11)$$

$$MB' = (C')^T \quad (12)$$

для некоторой положительно определенной матрицы $G = G^T$.

Лемма. Пусть $\chi(p) = \frac{b'(p)}{a'(p)}$, где $b'(p) = b'_{n-1}p^{n-1} + \dots + b'_0$ и

$a'(p) = a'_n p^n + \dots + a'_0$ — соответственно, числитель и знаменатель передаточной функции $\chi(p)$. Пусть полином $b'(p)$ гурвицев и $b'_{n-1} > 0$, тогда существует такое число $k_0 > 0$, для которого соотношения (11), (12) разрешимы для любого $k \geq k_0$.

Выберем управление следующим образом

$$u = -\phi(p)(k + \lambda)\bar{e}, \quad (13)$$

где число $k > 0$; положительный параметр λ предназначен для компенсации неопределенностей $\sum_{i=1}^n D_i \theta_i(t)y(t-\tau)$ и $w(t)$; $\phi(p)$ выбирается так, чтобы полином $\beta(p) = \phi(p)b(p)$ был гурвицев и имел $n-1$ порядок; функция $\bar{e}(t)$ является оценкой сигнала $e(t) = y(t) - y^*(t)$, которая формируется алгоритмом вида

$$\begin{cases} \dot{\xi}_1 = \sigma \xi_2, \xi_2 = \sigma \xi_3, \\ \dots \\ \dot{\xi}_{\rho-1} = \sigma(-k_1 \xi_1 - k_2 \xi_2 - \dots - k_{\rho-1} \xi_{\rho-1} + k_1 e), \end{cases} \quad (14)$$

$$\bar{e} = \xi_1, \quad (15)$$

где число $\sigma > k + \lambda$, а коэффициенты k_i рассчитываются из соображений асимптотической устойчивости модели (14) при нулевом входе e .

Подставляя (13) в уравнение $e(t) = y(t) - y^*(t)$, получаем

$$\begin{aligned} e &= \frac{b(p)}{a(p)}[-\phi(p)(k + \lambda)\bar{e} + w] + \sum_{i=1}^n \frac{c_i(p)}{a(p)} \theta_i(t)y(t-\tau) - y^* = \\ &= \frac{b(p)}{a(p)}[-\phi(p)(k + \lambda)e + \phi(p)(k + \lambda)\varepsilon + w] + \sum_{i=1}^n \frac{c_i(p)}{a(p)} \theta_i(t)y(t-\tau) - y^*, \end{aligned} \quad (16)$$

где функция отклонений $\varepsilon(t)$ равна

$$\varepsilon = e - \bar{e}. \quad (17)$$

Преобразуем уравнение (16) следующим образом:

$$\begin{aligned} a(p)e + k\phi(p)b(p)e &= b(p)\phi(p)[(k + \lambda)\varepsilon - \lambda e] + \\ &+ b(p)w + \sum_{i=1}^n c_i(p)\theta_i(t)e(t-\tau) + \sum_{i=1}^n c_i(p)\theta_i(t)y^*(t-\tau) - a(p)y^*, \end{aligned}$$

где, в силу определения сигнала ошибки как $e(t) = y(t) - y^*(t)$, было использовано уравнение $y(t-\tau) = e(t-\tau) + y^*(t-\tau)$.

Введем следующее обозначение:

$$f = w(t) - \frac{a(p)}{b(p)}y^* + \sum_{i=1}^n \frac{c_i(p)}{b(p)}\theta_i(t)y^*(t-\tau),$$

где в силу гурвицевости $b(p)$, ограниченности и гладкости параметров $\theta_i(t)$, а также ограниченности сигнала y^* и его производных с первой по ρ -ю включительно функция f ограничена.

Тогда для уравнения (16) имеем

$$e = \frac{\beta(p)}{a(p) + k\beta(p)} [-\lambda e + (k + \lambda)\varepsilon] + \frac{b(p)}{a(p) + k\beta(p)} f + \sum_{i=1}^n \frac{c_i(p)}{a(p) + k\beta(p)} \theta_i(t) e(t - \tau).$$

Примем следующее обозначение:

$$\gamma(p) = a(p) + k\beta(p), \quad \bar{f} = \frac{1}{\phi(p)} f,$$

тогда для (16) получаем

$$e = \frac{\beta(p)}{\gamma(p)} [-\lambda e + (k + \lambda)\varepsilon + \bar{f}] + \sum_{i=1}^n \frac{c_i(p)}{\gamma(p)} \theta_i(t) e(t - \tau), \quad (18)$$

где в силу гурвицевости полинома $\phi(p)$ и ограниченности $f(t)$ функция $\bar{f}(t)$ ограничена.

Перепишем модель вход-выход (18) в виде модели вход-состояние-выход

$$\dot{x} = Ax + b(-\lambda e + (k + \lambda)\varepsilon + \bar{f}) + \sum_{i=1}^n q_i \theta_i(t) e(t - \tau), \quad (19)$$

$$e = c^T x, \quad (20)$$

где $x \in R^n$ – неизмеряемый вектор переменных состояния модели (19); A , b , q_i и c – соответствующие матрицы перехода от модели вход-выход к модели вход-состояние-выход.

Так как $\beta(p)$ – гурвицев полином степени $n-1$, то в силу представленной выше леммы существует число k_0 такое, что можно указать число $k \geq k_0$ и симметрическую положительно определенную матрицу P , удовлетворяющую двум следующим матричным уравнениям:

$$A^T P + PA = -Q_1, \quad Pb = c, \quad (21)$$

где $Q_1 = Q_1^T$ положительно определенная матрица.

Заметим, что значения матрицы Q_1 зависят от параметра k и не зависят от λ .

Перепишем модель (14), (15) в векторно-матричной форме:

$$\dot{\xi} = \sigma(\Gamma \xi + dk_1 e), \quad (22)$$

$$\bar{e} = h^T \xi, \quad (23)$$

где $\Gamma = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -k_1 & -k_2 & \dots & -k_{\rho-1} \end{bmatrix}$, $d = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}$ и $h = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$.

Введем в рассмотрение новую переменную

$$\eta = he - \xi, \quad (24)$$

тогда в силу структуры матрицы h невязка ε примет вид

$$\varepsilon = e - \bar{e} = h^T he - h^T \xi = h^T (he - \xi) = h^T \eta.$$

Для производной от η получим

$$\dot{\eta} = h\dot{e} - \sigma(\Gamma(he - \eta) + dk_1 e) = h\dot{e} + \sigma\Gamma\eta - \sigma(dk_1 + \Gamma h)e. \quad (25)$$

Так как $dk_1 = -\Gamma h$ (проверяется подстановкой), то

$$\dot{\eta} = h\dot{e} + \sigma\Gamma\eta, \quad (26)$$

$$\varepsilon = h^T \eta, \quad (27)$$

где матрица Γ , в силу расчета коэффициентов k_i модели (14), имеет собственные числа с отрицательной вещественной частью и удовлетворяет уравнению Ляпунова:

$$\Gamma^T N + M\Gamma = -Q_2, \quad (28)$$

где $N = N^T$ и $Q_2 = Q_2^T$ – положительно определенные матрицы.

Теорема. Существуют числа $\sigma > k + \lambda$ и $\lambda > 0$ такие, что все траектории системы (19), (20), (26), (27) ограничены и цель управления (4) выполнена.

При доказательстве теоремы следует использовать функцию Ляпунова вида

$$V = x^T P x + \eta^T N \eta + \gamma \int_{t-\tau}^t e^2(\omega) d\omega.$$

Замечание. Возможным вариантом настройки коэффициентов k, λ, σ является их увеличение до тех пор, пока не будет выполнено целевое условие (4). Для реализации этой идеи воспользуемся алгоритмом настройки вида

$$\tilde{k}(t) = \int_{t_0}^t \mu(\tau) d\tau, \quad (29)$$

где $\tilde{k} = k + \lambda$, а функция $\mu(t) = \begin{cases} \mu_0 & \text{при } |e(t)| \geq \Delta, \\ 0 & \text{при } |e(t)| < \Delta, \end{cases}$ число $\mu_0 > 0$.

Параметр σ может быть настроен следующим образом:

$$\sigma = \sigma_0 \tilde{k}^2, \quad (30)$$

где число $\sigma_0 > 0$.

Пример

Рассмотрим пример управления нестационарным объектом вида [2]

$$\{\dot{z}_1 = z_2 + \theta_1(t)z_1(t-\tau), \dot{z}_2 = u + w + \theta_2(t)z_1(t-\tau), \quad (31)$$

$$y = z_1, \quad (32)$$

Выберем закон управления в силу уравнений (13)–(15)

$$u = -\phi(p)(k + \lambda)\bar{e} = -(p+1)\tilde{k}\xi_1 = -(\tilde{k}\xi_1 + \tilde{k}\dot{\xi}_1) - \tilde{k}\xi_1, \quad (33)$$

$$\dot{\xi}_1 = \sigma(-k_1\xi_1 + k_1e) = \sigma(-\xi_1 + e), \quad (34)$$

где полином $\alpha(p) = p+1$ и коэффициент $k_1 = 1$.

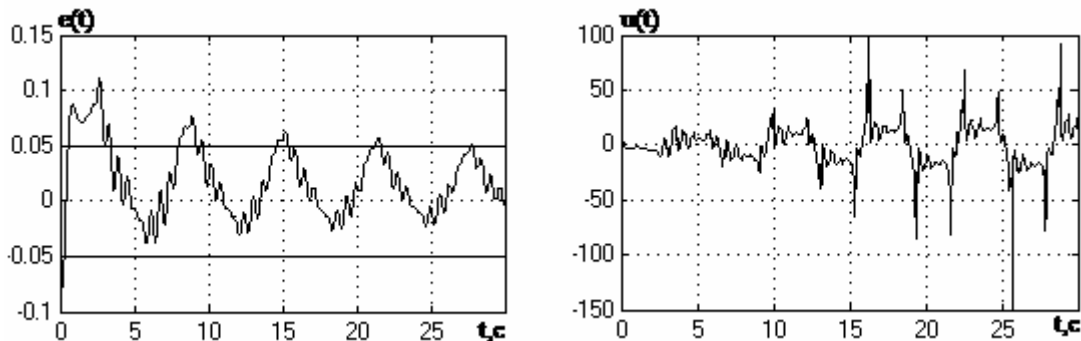


Рис. 1. Переходные процессы в системе управления (31)–(34)

Для настройки параметров $\tilde{k}$ и σ будем использовать подход, предложенный в данном разделе. Задавшись точностью $\Delta = 0,05$ и приняв командный сигнал $y^*(t) = \sin t$, промоделируем систему при $\mu_0 = 15$ и $\sigma_0 = 2$. Результаты моделирования для $\theta_1(t) = 2 + \sin 0,1t + \sin 10t$, $\theta_2(t) = 2 \cos t$ (значения параметров взяты из статьи [2]), $w(t) = 2 + \cos 3t$ и $\tau = 2$ по переменным $e(t)$ и $u(t)$ представлены на рис. 1. Графики компьютерного моделирования при $y(0) = 0$, $\hat{e}(0) = 0$ и $\tilde{k}(0) = 5$ демонстрируют достижение заданной цели управления.

Заключение

В работе была рассмотрена задача синтеза закона управления по выходу нестационарной системой вида (1), (2). Был синтезирован алгоритм адаптации вида (13)–(15), (29), (30), обеспечивающий выполнение цели управления (4). Основные отличия представленного подхода от представленных ранее аналогов состоят в следующем:

- рассматривается более общий, по сравнению с работой [1], вид нестационарной системы, а не частный случай структур матриц описания нестационарных моделей, когда нестационарная часть согласована с управляющим входом, как в [1];
- в отличие от работы [1], синтез алгоритма адаптивного управления произведен по выходу, а не по состоянию;
- усиливая результат, представленный в [2], было выдвинуто предположение о том, что объект управления подвержен влиянию внешнего неизвестного ограниченного возмущения и запаздывания;
- в отличие от алгоритма управления, представленного в [2], данная схема управления является проще в реализации, не требует использования дополнительных $5n - m$ фильтров и позволяет синтезировать адаптивный регулятор фиксированной размерности ρ , которая, в свою очередь, зависит только от относительной степени передаточной функции $H(p) = S(pI - F)^{-1}L = \frac{b(p)}{a(p)}$, но не от числа неизвестных параметров, как в работе [2].

Литература

1. Цыкунов А.М. Робастное управление нестационарными объектами // АиТ. 1996. № 2.
2. Zhang Y., Fidan B., Ioannou P.A. Backstepping control of linear time-varying systems with known and unknown parameters // IEEE Trans. Automat. Contr. 2003. V. 48. № 11. P. 1908–1925.
3. Бобцов А.А., Николаев Н.А. Синтез управления нелинейными системами с функциональными и параметрическими неопределенностями на основе теоремы Фрадкина // АиТ. 2005. №1.

ПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ ЭПСИЛОН-ИНВАРИАНТНОСТЬ, ПОРОЖДАЕМАЯ ДИНАМИЧЕСКИМ НАБЛЮДЕНИЕМ СОСТОЯНИЯ ОБЪЕКТА С НЕОПРЕДЕЛЕННОСТЬЮ МАТРИЧНЫХ КОМПОНЕНТОВ МОДЕЛЬНОГО ПРЕДСТАВЛЕНИЯ

О.В. Слита, А.В. Ушаков

Показывается, что источником параметрической эпсилон-инвариантности может быть не только нарушение алгебраических условий достижения абсолютной параметрической инвариантности, но и наблюдение за состоянием объекта с неопределенностью матричных компонентов.

Введение

В статье рассматриваются непрерывные объекты управления, модельное представление которых содержит неопределенности как в матрице состояния, так и в матрице управления. Для объектов такого синтезируется изодромный закон управления, обеспечивающий слежение выхода объекта за внешним конечномерным воздействием. В отличие от [1] и [2], для восстановления неизмеримой переменной, используемой в законе управления, вводится наблюдающее устройство. Показано, что введение наблюдающего устройства в систему с неопределенностями задания матричных компонентов может привести к появлению ε -инвариантности. Сформулированы требования к матрицам, описывающим объект управления, выполнение которых гарантирует нулевое значение установившейся ошибки.

Постановка задачи

Рассмотрим линейный непрерывный объект с неопределенностью общего вида

$$\dot{x}(t) = (A + \Delta A)x(t) + (B + \Delta B)u(t); \quad x(0); \quad y(t) = Cx(t). \quad (1)$$

где $x \in R^n$, $u \in R^r$, $y \in R^m$ – векторы состояния, управления и выхода, соответственно; A, B, C – соответственно, номинальные компоненты матриц состояния и управления объекта управления (ОУ) и матрица выхода: $A \in R^{n \times n}$, $B \in R^{n \times r}$, $C \in R^{m \times n}$, $\Delta A, \Delta B$ – матричные вариации матрицы состояния и управления, соответственно, $\dim \Delta A = \dim A$, $\dim \Delta B = \dim B$.

Поставим задачу синтеза закона управления, обеспечивающего слежение выхода объекта (1) за внешним конечномерным воздействием $g(t)$

$$\dot{z}(t) = \Gamma z(t), \quad z(0), \quad g(t) = Pz(t), \quad (2)$$

где $z \in R^l$, $g \in R^m$, $\Gamma \in R^{l \times l}$, $P \in R^{m \times l}$, (Γ, P) – наблюдаемая пара, так, чтобы ошибка по выходу $e(t) = g(t) - y(t)$, $e \in R^m$ с течением времени стремилась к нулю

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0. \quad (3)$$

Синтез обобщенного изодромного закона управления

Сформулированную задачу будем решать в классе обобщенных изодромных управлений [1], характеризующихся минимальным составом измерений. Вначале осуществим синтез закона управления для номинальной версии ОУ (1)

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t); \quad x(0); \quad y(t) = Cx(t). \quad (4)$$

Для сведения задачи слежения к задаче регулирования [2] введем в рассмотрение вектор ошибки по состоянию

$$\xi(t) = Tz(t) - x(t), \quad (5)$$

где $\xi \in R^n$, матрица особого в общем случае линейного преобразования $T \in R^{n \times l}$.

Построим модель динамики процессов относительно ошибок слежения $\xi(t)$ и $e(t)$

$$\dot{\xi}(t) = T\dot{z}(t) - \dot{x}(t). \quad (6)$$

Получим векторно-матричные уравнения относительно ошибок $\xi(t)$ и $e(t)$

$$\dot{\xi}(t) = A\xi(t) + (T\Gamma - AT)z(t) - Bu(t), \quad (7)$$

$$e(t) = C\xi(t) + (P - CT)z(t). \quad (8)$$

Векторно-матричные соотношения (7)–(8) представляют собой модель динамики ошибки слежения, позволяющие сформулировать задачу слежения как задачу регулирования. Правая часть векторно-матричного уравнения (7) содержит как управление, так и «помеху» $(T\Gamma - AT)z(t)$, которая в силу неуправляемости источника внешнего воздействия в установившемся режиме без применения специальных мер не позволяет обеспечить близкий к нулю вектор ошибки по состоянию $\xi(t)$ и по выходу $e(t)$.

Изложим основные положения решения задачи слежения с помощью обобщенного изодрома в виде системы утверждений [2].

Утверждение 1. Если матрица особого преобразования T удовлетворяет матричным соотношениям

$$T\Gamma - AT = 0, \quad P - CT = 0, \quad (9)$$

то законом управления

$$u(t) = K\xi(t) \quad (10)$$

обеспечивается асимптотическая сходимость ошибки слежения по состоянию $\xi(t)$ и выходу $e(t)$ к нулю с темпом, который определяется структурой мод матрицы $F = A - BK$, так что

$$\dot{\xi}(t) = F\xi(t), \quad \xi(0) = Tz(0) - x(0), \quad e(t) = C\xi(t). \quad (11)$$

Доказательство. Справедливость утверждения устанавливается непосредственной подстановкой (9) и (10) в (7) и (8). ■

Управление (10) при выполнении (9) называется обобщенным изодромным управлением. Т. о., задача обеспечения нулевой установившейся ошибки

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} C\xi(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} C \exp(Ft)\xi(0) \quad (12)$$

сводится к управлению структурой собственных значений матрицы состояния системы (11) $\sigma\{F\} = \{\lambda_i, i = \overline{1, n}\}$. Матрица K может быть сконструирована методами модального управления [1]. Первое уравнение (9) является однородным уравнением Сильвестра (УС) относительно матрицы T . Ключевым моментом решения задачи слежения, содержащегося в утверждении 1, является существование нетривиального решения однородного УС.

Утверждение 2. Необходимым и достаточным условием существования нетривиального решения матричного УС (9) относительно матрицы особого преобразования T является условие включения алгебраического спектра собственных значений матрицы Γ в алгебраический спектр собственных значений матрицы A так, что

$$\sigma\{\Gamma\} \subseteq \sigma\{A\} \quad (13)$$

или, что то же самое $[\det(\lambda I - A)]_{\lambda=\Gamma} = 0$, т.е. характеристический многочлен матрицы A является аннулирующим многочленом [5] матрицы Γ .

□

Доказательство утверждения 2 приведено в [2].

■

Для того, чтобы обеспечить выполнение условия (13), воспользуемся принципом внутренней модели [5], а именно расширим систему (4) с помощью буферной системы. В качестве буферной системы воспользуемся системой (2) с матрицей состояния Γ . Тогда уравнения (4) в случае последовательного включения буферной системы с матрицей состояния Γ получают представление

$$\dot{\tilde{x}}(t) = \tilde{A}\tilde{x}(t) + \tilde{B}\tilde{u}(t); \quad \tilde{y}(t) = \tilde{C}\tilde{x}(t), \quad (14)$$

где $\tilde{A} = \begin{bmatrix} A & BP_b \\ 0 & \Gamma_b \end{bmatrix}$, $\tilde{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ G_b \end{bmatrix}$, $\tilde{C} = [C \quad 0]$, Γ_b , G_b и P_b – матрицы состояния, входа и

выхода буферной системы соответственно, $\tilde{x} = \begin{bmatrix} x \\ x_b \end{bmatrix}$ – вектор состояния расширенной

системы, x_b – вектор состояния буферной системы. Буферная система должна удовлетворять условию $(\tilde{A}, \tilde{B}) = \arg\{contr(\tilde{A}, \tilde{B})\}$.

Нетрудно видеть, что для системы (14) должны выполняться соотношения (5)–(11) с точностью до замены компонентов $(*)$ на $(\tilde{*})$, в том числе

$$\tilde{u}(t) = \tilde{K}\tilde{\xi}(t), \quad (15)$$

$$\dot{\tilde{\xi}}(t) = \tilde{F}\tilde{\xi}(t), \quad \tilde{\xi}(0) = Tz(0) - \tilde{x}(0), \quad \tilde{e}(t) = \tilde{C}\tilde{\xi}(t). \quad (16)$$

Рассмотрим теперь систему с неопределенностями, описываемую уравнениями (1). Обеспечим существование нетривиального решения системы УС (9), дополнив систему (1) включенной на ее входе буферной системой (2). Тогда расширенная система принимает вид

$$\dot{\tilde{x}}(t) = (\tilde{A} + \Delta\tilde{A})\tilde{x}(t) + \tilde{B}\tilde{u}(t); \quad \tilde{y}(t) = \tilde{C}\tilde{x}(t), \quad (17)$$

где $\tilde{A} + \Delta\tilde{A} = \begin{bmatrix} A + \Delta A & BP_b + \Delta BP_b \\ 0 & \Gamma_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & BP_b \\ 0 & \Gamma_b \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta A & \Delta BP_b \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$. Как видно из уравнения

(17), после введения буферной системы все неопределенности объекта (1) оказываются сосредоточенными в матрице $\tilde{A}$, что позволяет использовать возможности алгоритма достижения параметрической инвариантности [1].

Условия параметрической инвариантности ошибки слежения по выходу

Запишем уравнения ошибок слежения по состоянию и по выходу для системы (17).

$$\dot{\tilde{\xi}}(t) = \tilde{A}\tilde{\xi}(t) + \Delta\tilde{A}\tilde{\xi}(t) - \tilde{B}\tilde{u}(t), \quad \tilde{\xi}(0); \quad \tilde{e}(t) = \tilde{C}\tilde{\xi}(t). \quad (18)$$

Матричная вариация $\Delta\tilde{A}$ представима в форме $\Delta A_j = d_j h_j^T$, $j = 1, p$.

Тогда уравнение (18) можно преобразовать к виду

$$\dot{\tilde{\xi}}(t) = \tilde{A}\tilde{\xi}(t) + D\zeta(t) - \tilde{B}\tilde{u}(t), \quad \tilde{\xi}(0); \quad \tilde{e}(t) = \tilde{C}\tilde{\xi}(t), \quad (19)$$

где вектор «параметрического» воздействия $\zeta(t) = col\{\zeta_j = h_j^T x(t), j = 1, p\}$, матрица $D = row\{D_j = d_j, j = 1, p\}$. После введения закона управления вида (10) уравнение (19) принимает вид

$$\dot{\tilde{\xi}}(t) = \tilde{F}\tilde{\xi}(t) + D\zeta(t), \quad \tilde{\xi}(0); \quad \tilde{e}(t) = \tilde{C}\tilde{\xi}(t). \quad (20)$$

где $\tilde{F} = \tilde{A} - \tilde{B}\tilde{K}$.

Инвариантность ошибки слежения к неопределенностям $\Delta\tilde{F} = \Delta\tilde{A}$ задания матрицы состояния системы (18) можно записать в форме

$$\tilde{e}(t, \tilde{F}, \Delta\tilde{F} = \Delta\tilde{A} \neq 0) = \tilde{e}(t, \tilde{F}, \Delta\tilde{F} = \Delta\tilde{A} \equiv 0). \quad (21)$$

Поставленная задача обеспечения параметрической инвариантности принимает вид

$$\tilde{e}(t, \tilde{F}, \zeta(t) \neq 0) = \tilde{e}(t, \tilde{F}, \zeta(t) \equiv 0). \quad (22)$$

Сформулируем утверждения, содержащие алгебраические условия достижения абсолютной параметрической инвариантности выхода, а, следовательно, ошибки слежения.

Утверждение 3. Для того, чтобы система (20) обладала параметрической инвариантностью в смысле условия (22), достаточно, чтобы

$$1) \text{ столбцы } D_j \text{ матрицы } D \text{ были бы собственными векторами матрицы } \tilde{F}, \text{ так что} \\ \tilde{F}D_j = \lambda_j D_j, \quad f(\tilde{F})D_j = f(\lambda_j)D_j \quad (23)$$

$$2) \text{ столбцы } D_j \text{ принадлежали ядру матрицы } \tilde{C}, \text{ т.е. чтобы выполнялось} \\ \text{соотношение} \\ \tilde{C}D_j = 0; \quad (24)$$

$$3) \text{ спектр } \sigma\{\tilde{F}\} = \{\tilde{\lambda}_i\} \text{ был бы таким, чтобы обеспечивалась сходимость } \tilde{e}(t) \text{ с} \\ \text{заданным темпом.}$$

□

При выполнении условия 1 утверждения 3 решение последнего из уравнений (21) имеет вид

$$\begin{aligned} \tilde{e}(t) &= \tilde{C}\tilde{\xi}(t) = \tilde{C} \exp(\tilde{F}t)\tilde{\xi}(0) + \int_0^t \tilde{C} \exp(\tilde{F}(t-\tau))\zeta(\tau)d\tau = \\ &= \tilde{C} \exp(\tilde{F}t)\tilde{\xi}(0) + \int_0^t \tilde{C}D \left(\text{diag} \{ \exp(\lambda_j(t-\tau)); j = \overline{1, p} \} \right) \zeta(\tau)d\tau. \end{aligned}$$

В случае выполнения условия 2 утверждения 3 подынтегральное выражение становится равным нулю, и сходимость $\tilde{e}(t)$ к нулю будет определяться алгебраическим спектром $\sigma\{\tilde{F}\}$ собственных значений матрицы $\tilde{F}$. Обеспечить желаемый спектр собственных значений матрицы $\tilde{F}$ можно с помощью модального управления [1].

■

Синтез обобщенного модального управления

Рассмотрим вначале случай [3], когда $\text{rank } \tilde{B} = n+l$. Тогда задача параметрической инвариантности может быть решена с помощью матрицы обратных связей $\tilde{K}$ в форме $\tilde{K} = \tilde{B}^{-1}(\tilde{A}\tilde{M} - \tilde{M}\tilde{\Lambda})\tilde{M}^{-1}$, где $\tilde{M} = \text{row}\{\tilde{\xi}_i, i = \overline{1, n+l}\}$, $\tilde{\Lambda} = \text{diag}\{\lambda_i, i = \overline{1, n+l}\}$. В этом случае задавая $\tilde{M} = \tilde{D}$, можно обеспечить в системе желаемую структуру собственных векторов. Матрица $\tilde{K}$ является решением системы матричных уравнений [1, 3]

$$\tilde{M}\tilde{\Lambda} - \tilde{A}\tilde{M} = -\tilde{B}\tilde{H}, \quad (25)$$

$$\tilde{K} = \tilde{H}\tilde{M}^{-1}, \quad (26)$$

В случае, когда $\text{rank } \tilde{B} < n + l$, уравнение (25) распадается на 2 уравнения

$$\tilde{D}\Lambda_D - \tilde{A}\tilde{D} = -\tilde{B}H_D, \quad (27)$$

$$\overline{M}\overline{\Lambda} - \tilde{A}\overline{M} = -\tilde{B}\overline{H}, \quad (28)$$

причем условием разрешимости уравнения (27) относительно матрицы H_D является выполнение включения [5] столбца $(\lambda_j I - \tilde{A})\tilde{D}_j \in \text{Im } \tilde{B}$, что следует иметь в виду при формировании буферной системы. Уравнение (28) при заданной наблюдаемой паре $(\overline{\Lambda}, \overline{H})$ решается относительно матрицы $\overline{M}$. В этом случае матрица обратных связей $\tilde{K}$

$$\tilde{K} = [H_D \quad \overline{H}] [D \quad \overline{M}]^{-1}. \quad (29)$$

Синтез наблюдающего устройства. Основной результат

Изодромное управление в форме (15) порождает систему (16), которая является автономной с измеримым выходом в виде ошибки слежения. Таким образом, ситуация характеризуется наличием полного измерения для построения наблюдателя переменной $\tilde{\xi}(t)$.

Синтезируем вначале наблюдающее устройство [2] для номинальных значений параметров системы

$$\dot{\tilde{\xi}}_e = \tilde{F}_e \tilde{\xi}_e + \tilde{L} \tilde{e}(t), \quad (30)$$

где $(\tilde{F}_e, \tilde{L})$ – наблюдаемая пара, $\tilde{F}_e$ задает желаемые динамические свойства наблюдателя.

Введем вектор невязки наблюдения $\tilde{\theta}$ для случая номинальных параметров

$$\tilde{\theta} = \tilde{T}_e \tilde{\xi} - \tilde{\xi}_e. \quad (31)$$

Продифференцировав $\tilde{\theta}$, получаем $\dot{\tilde{\theta}} = \tilde{T}_e \dot{\tilde{\xi}} - \dot{\tilde{\xi}}_e = \tilde{F}_e \tilde{\theta} + (\tilde{T}_e \tilde{F} - \tilde{F}_e \tilde{T}_e - \tilde{L} \tilde{C})$.

Чтобы невязка наблюдения $\tilde{\theta}$ с течением времени стремилась к нулю, нужно, чтобы выполнялось следующее уравнение

$$\tilde{T}_e \tilde{F} - \tilde{F}_e \tilde{T}_e = \tilde{L} \tilde{C}. \quad (32)$$

Учитывая (32), получаем $\dot{\tilde{\theta}} = \tilde{F}_e \tilde{\theta}$, $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\theta}_e = 0$ и $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\xi}_e = \tilde{T}_e \tilde{\xi}(t)$.

В случае, если $\dim \tilde{\xi}_e(t) = \dim \tilde{\xi}(t)$

$$\tilde{\xi}_e(t) = \tilde{T}_e^{-1} \tilde{\xi}(t). \quad (33)$$

В системе с неопределенностями будет несколько иной подход к синтезу наблюдающего устройства, обусловленный наличием компонента $D\zeta(t)$ в системе, описываемой уравнениями (19). Подставим в уравнение (19) выражение (33) с учетом закона управления (15)

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\xi}}(t) &= \tilde{A}\tilde{\xi}(t) - \tilde{B}\tilde{u}(t) + D\zeta \Big|_{\tilde{u} = \tilde{K}\tilde{\xi} - \tilde{K}\tilde{T}_e^{-1}\tilde{\xi}_e = \tilde{K}\tilde{\xi} - \tilde{K}\tilde{T}_e^{-1}\tilde{\theta}} = \tilde{A}\tilde{\xi}(t) - \tilde{B}(\tilde{K}\tilde{\xi}(t) - \tilde{K}\tilde{T}_e^{-1}\tilde{\theta}(t)) + D\zeta(t) = \\ &= \tilde{F}\tilde{\xi}(t) + B\tilde{K}\tilde{T}_e^{-1}\tilde{\theta}(t) + D\zeta(t). \end{aligned}$$

Введем в рассмотрение расширенный вектор $\kappa^T = [\tilde{\xi}^T \quad \tilde{\theta}^T]^T$ и для κ запишем:

$$\dot{\kappa} = \begin{bmatrix} \tilde{F}\tilde{\xi} + \tilde{B}\tilde{K}\tilde{T}_e^{-1}\tilde{\theta} + D\zeta \\ \tilde{F}_e\tilde{\theta} + \tilde{T}_e D\zeta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{F}\tilde{\xi} + \tilde{B}\tilde{K}\tilde{T}_e^{-1}\tilde{\theta} \\ 0 \cdot \tilde{\xi} + \tilde{F}_e\tilde{\theta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D \\ \tilde{T}_e D \end{bmatrix} \zeta = \tilde{F}_\kappa \kappa + D_\kappa \zeta; \quad C_\kappa = \begin{bmatrix} \tilde{C} & 0 \end{bmatrix}.$$

$$\tilde{e}(t) = \tilde{C}\tilde{\xi}(t) = \tilde{C}\tilde{\xi}(t) + 0 \cdot \tilde{\theta}(t) = C_\kappa \kappa.$$

Решение для $\tilde{e}(t)$ принимает вид

$$\tilde{e}(t) = \tilde{C}\tilde{\xi}(t) = \tilde{C} \exp(\tilde{F}t) \tilde{\xi}(0) + \int_0^t \tilde{C} \exp(\tilde{F}(t-\tau)) D \zeta(\tau) d\tau + \int_0^t \tilde{C} \exp(\tilde{F}(t-\tau)) \tilde{B}\tilde{K}\tilde{T}_e^{-1} \tilde{\theta}(\tau) d\tau. \quad (34)$$

Для равенства нулю последнего подынтегрального выражения необходимо, чтобы столбцы матрицы $\tilde{B}$ были собственными векторами матрицы $\tilde{F}$. В этом случае с учетом свойств матричной функции от матрицы можно записать

$$\int_0^t \tilde{C} \exp(\tilde{F}(t-\tau)) \tilde{B}\tilde{K}\tilde{T}_e^{-1} \tilde{\theta}(\tau) d\tau = \int_0^t \tilde{C} \tilde{B} \left(\text{diag} \{ \exp(\lambda_j(t-\tau)); j = \overline{1, p} \} \right) \tilde{K}\tilde{T}_e^{-1} \tilde{\theta}(\tau) d\tau.$$

Задавая в уравнении Сильвестра (25) один из столбцов матрицы $\tilde{M}$ как $\tilde{M}_B = \tilde{B}$, получим

$$\tilde{B}\Lambda_B - \tilde{A}\tilde{B} = -\tilde{B}\tilde{H}_B. \quad (35)$$

В случае матрицы $\tilde{B}$ ранга $\text{rank } \tilde{B} = 1$ $(\tilde{A} - (\lambda_B + \tilde{H}_B)I)\tilde{B} = 0$.

Таким образом, чтобы матрица $\tilde{B}$ была собственным вектором матрицы $\tilde{F}$, она должна принадлежать нуль-пространству матрицы $\tilde{A} - (\lambda_B + \tilde{H}_B)I$, т.е.

$$\tilde{B} \in N \{ \tilde{A} - (\lambda_B + \tilde{H}_B)I \}. \quad (36)$$

Заметим, что условие (36) выполняется не всегда, поэтому ошибка (34) имеет установившееся значение, т.е. абсолютная параметрическая инвариантность системы в общем случае недостижима, и закон управления

$$\tilde{u}(t) = \tilde{K}\tilde{T}_e^{-1} \tilde{\xi}(t) \quad (37)$$

обеспечивает спроектированной системе только инвариантность до ε .

Пример. Рассмотрим ОУ с передаточной функцией $W(s) = \frac{1}{((T + \Delta T)s + 1)s}$.

Матрицы, описывающие объект, имеют вид $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & \frac{-1}{T + \Delta T} \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$, $C = [1 \quad 0]$.

Для номинального значения постоянной времени $T = 0,1$ с матрицы описания объекта записываются как $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -10 \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$. Алгебраический спектр собственных значений матрицы A с номинальными параметрами $\sigma\{A\} = \{\lambda_1 = 0; \lambda_2 = -10\}$.

Поставим задачу обеспечения нулевой установившейся ошибки отработки задающего воздействия $g(t) = t$ вида (2). Матрицы модельного представления источника задающего воздействия имеют вид $\Gamma = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$, $P = [1 \quad 0]$. Алгебраический спектр собственных значений матрицы Γ $\sigma\{\Gamma\} = \{\lambda_{\Gamma 1,2} = 0\}$. Таким образом, спектры матриц A и Γ пересекаются частично.

Поставим на входе объекта буферную систему для того, чтобы неопределенности были сконцентрированы только в матрице состояния. Строим буферную систему так, чтобы полностью включить алгебраический спектр собственных значений матрицы Γ в алгебраический спектр матрицы $\tilde{A}$, для чего на входе исходного ОУ последовательно

включим интегратор. Теперь матрицы, описывающие объект управления, принимают вид

$$\tilde{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -10 & 10 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \tilde{C} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^T, \Delta\tilde{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \Delta\tilde{A}_{22} & \Delta\tilde{A}_{23} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Используя оба входа системы, один из которых является естественным входом исходного объекта, а другой – входом буферной системы, запишем матрицу

$$\tilde{B} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^T. \text{ Условие (24) выполняется, т.е. } \tilde{C}D = 0. \text{ Спектр собственных значений}$$

матрицы $\tilde{F}$ зададим как корни полинома Баттерворта третьего порядка с характеристической частотой $\tilde{\omega}_0 = 5$.

В данном случае ранг матрицы $\tilde{B}$ меньше порядка расширенной системы, поэтому следует перейти к решению матричных уравнений (27), (28). Проверим уравнение (27) на разрешимость:

$$(\lambda_j I - \tilde{A})\tilde{D}|_{\lambda_j = -5} = [-1 \ 5 \ 0]^T,$$

следовательно, $(\lambda_j I - \tilde{A})\tilde{D} \notin \text{Im } \tilde{B}$.

Таким образом, задача обеспечения абсолютной параметрической инвариантности в данной системе не решается, и можно обеспечить только ε -инвариантность. Поэтому получим приближенное решение уравнения (27). Построим наилучшее представление $(\lambda_j I - \tilde{A})\tilde{D}$ в пространстве столбцов матрицы B . Для этого решим уравнение $(\alpha_1 \tilde{B}_1 + \alpha_2 \tilde{B}_2) = (\lambda_j I - \tilde{A})\tilde{D}$, где $\tilde{B}_1$ – первый столбец матрицы $\tilde{B}$, $\tilde{B}_2$ – второй столбец матрицы $\tilde{B}$. Получим $\alpha_1 = 0$, $\alpha_2 = 5$.

Модифицируем матрицу $\tilde{B}$ с тем, чтобы получить наилучшее представление $\tilde{B}_M = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 5 \\ 0,1 & 0 \end{bmatrix}$. В данном случае коэффициент $\alpha_1 = 0,1$ для того, чтобы матрица $\tilde{M}$ имела обратную.

Запишем приближенное решение уравнения (27) $H_D \approx \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \end{bmatrix}$. В этом случае в системе обеспечивается собственный вектор $\tilde{D}_M = [-0.2 \ 1 \ 0]^T \neq \tilde{D}$. Решим уравнение (28) при $\bar{A} = \begin{bmatrix} -2,5 & 4,33 \\ -4,33 & -2,5 \end{bmatrix}$, $\bar{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$.

Запишем матрицы $\tilde{M} = [D_M \ \bar{M}] = \begin{bmatrix} -0.2 & -0,058 & 0,0954 \\ 1 & -0,27 & 0,49 \\ 0 & 0,01 & 0,017 \end{bmatrix}$ и

$\tilde{H} = [H_D \ \bar{H}] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$. Вычислим $\tilde{K}$ согласно уравнению (29):

$$\tilde{K} = \begin{bmatrix} -9,08 & -1,816 & -1,21 \\ 5,121 & 0,024 & 30,216 \end{bmatrix}.$$

В рассматриваемом случае $\text{rank}\tilde{B}=2$, поэтому определим, является ли $\tilde{B}$ собственным вектором матрицы $\tilde{F}$ с помощью уравнения (36). Это уравнение решения не имеет, и матрица $\tilde{B}$ не является собственным вектором $\tilde{F}$. Таким образом, наблюдающее устройство вносит дополнительный вклад в ошибку системы. Для синтеза наблюдающего устройства вычислим матрицу $\tilde{T}_e$ согласно уравнению (32), где

$$\tilde{F}_e = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -1000 & -200 & -20 \end{bmatrix}. \text{ Матрица } \tilde{T}_e^{-1} \text{ имеет вид } \tilde{T}_e^{-1} = \begin{bmatrix} 875 & 150 & 10 \\ -1250 & 375 & 50 \\ -24,8 & -27,5 & -4,52 \end{bmatrix}.$$

Таким образом, закон управления (37) принимает вид

$$\tilde{u}(t) = \begin{bmatrix} -5645 & -2010 & -176,143 \\ 3701 & -55 & -84,04 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \epsilon \\ \xi \end{bmatrix}.$$

Литература

1. Никифоров В.О., Ушаков А.В., Управление в условиях неопределенности: чувствительность, адаптация, робастность. СПб: СПбГУ ИТМО (ТУ), 2002.
2. Акунов Т.А., Алишеров С., Оморов Р.О., Ушаков А.В. Матричные уравнения в задачах управления и наблюдения непрерывными объектами. Бишкек: Илим, 1991.
3. Ушаков А.В. Обобщенное модальное управление. // Изв. ВУЗов. Приборостроение. 2000. Т.43. № 3.
4. Гантмахер Ф.Р. Теория матриц. М.: Наука, 1991.
5. Уонем М. Линейные многомерные системы: геометрический подход. М.: Наука, 1980.

АНАЛИЗ ВЫРОЖДЕНИЯ СЛОЖНОЙ ДИНАМИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ С АНТРОПОКОМПОНЕНТАМИ

Н.А. Дударенко, А.В. Ушаков

Рассматривается проблема анализа вырождения сложной динамической системы с антропокомпонентами. Поставленная задача решается с помощью инструментария функционалов вырождения, конструируемых для сложной динамической системы с антропокомпонентами, модельное представление которой использует аппарат интервальных модельных представлений и интервальной арифметики.

Введение. Постановка задачи

В статье рассматривается проблема анализа вырождения сложных динамических систем (СДС) с антропокомпонентами, модельная реализация которых использует инструментарий интервальных модельных представлений и интервальной арифметики [6]. Для решения поставленной задачи авторы опираются на существующие в литературе описания человека-оператора [1, 7] с помощью аппарата передаточных функций, которые с учетом фактора интервальности коэффициентов полиномов числителя и знаменателя последних в предлагаемой работе сведены к случаю СДС с интервальными системными параметрами.

Для контроля вырождения используется такой специфический показатель качества функционирования сложной динамической системы, как функционалы вырождения, содержательно несущие информацию о сужении функциональных возможностей системы, а математически – конструируемые на спектре сингулярных чисел матрицы отношения вход–выход при заданном модельном представлении входных заявок на обслуживание СДС [5]. Очевидно, что интервальное модельное представление сложной динамической системы с антропокомпонентами приводит к интервальности значений функционалов вырождения этой системы. В этой связи ставится задача оценки угловых (граничных) реализаций функционалов вырождения, которые могли бы свидетельствовать об опасности возможного вырождения сложной динамической системы.

Количественная оценка вырождения сложной динамической системы. Аппарат функционалов вырождения

Пусть задана сложная многомерная динамическая система, реализующая некий линейный оператор с матрицей $N(*)$, отображающий пространство входов в пространство выходов так, что становится справедливой линейная алгебраическая задача (ЛАЗ) вида

$$\eta(w) = N(w, \theta) \chi(w) \quad (1)$$

где $N(w, \theta)$ – $m \times m$ – матрица для любых значений w, θ ; $\eta(w), \chi(w)$ – m -мерные векторы; w принимает смысл непрерывного времени t , когда ЛАЗ (1) параметризована непрерывным временем, и смысл дискретного времени k , выраженного в числе интервалов дискретности длительности Δt , когда ЛАЗ (1) параметризована дискретным временем; θ – m -мерный параметр, изменяющий алгебраические свойства матрицы N , принимающий смысл частоты ω при спектральном гармоническом представлении внешнего воздействия.

Будем рассматривать ЛАЗ как инструментальную модель контроля вырождения на спектре сингулярных чисел $\{\alpha_j : j = \overline{1, m}\}$ матрицы $N(w, \theta)$ с помощью числа обусловленности и функционала вырождения, при этом матрицу N будем именовать критерияльной.

Степень близости матрицы N к ее вырождению может быть оценена с помощью числа обусловленности $C\{N\}$ этой матрицы, определяемого на спектре сингулярных чисел матрицы N соотношением [3, 4]

$$C\{N\} = \alpha_{\max}\{N\}\alpha_{\min}^{-1}\{N\}, \quad (2)$$

где $\alpha_{\max}\{N\} = \max_j \{\alpha_j\{N\}\}; j = \overline{1, m}$, $\alpha_{\min}\{N\} = \min_j \{\alpha_j\{N\}\}; j = \overline{1, m}$ – соответственно максимальное и минимальное сингулярные числа матрицы N , вычисляемые в силу соотношения

$$\alpha_j = |\mu_j^{1/2}|; j = \overline{1, m}, \quad \mu_j : \det(\mu I - N^T N) = 0. \quad (3)$$

В соответствии с определением (2) числа обусловленности подчинены неравенствам [3, 4].

$$1 \leq C\{N\} \leq \infty \quad (4)$$

В силу сложности контроля близости числа обусловленности к бесконечности введем в рассмотрение величину, обратную числу обусловленности, назвав ее функционалом вырождения J_{D_j} [5], который зададим соотношением

$$J_{D_j} = C^{-1}\{N\} = \alpha_{\min}\{N\}\alpha_{\max}^{-1}\{N\}, \quad (5)$$

Соотношение (5) с учетом неравенств (4) позволяет записать:

$$0 \leq J_{D_j} \leq 1. \quad (6)$$

Таким образом, процесс вырождения ЛАЗ можно отслеживать по приближению значения функционала вырождения J_{D_j} к нулю.

Особенность модельного представления сложной динамической системы с антропокомпонентами

Сложные динамические системы с антропокомпонентами могут быть разделены по способу мотивации их функционирования на два типа (класса, группы):

1. сложные динамические системы с антропокомпонентами состязательного типа, которые характеризуются тем, что антропокомпоненты задействованы в технологический процесс, целью которого является выявление наилучшего в принятом смысле антропокомпонента группового или индивидуального типа;
2. сложные динамические системы с антропокомпонентами созидательного типа, которые характеризуются тем, что антропокомпоненты задействованы в технологический процесс, целью которого является достижение наилучшего совокупного продукта.

Внимание авторов сосредоточено на исследовании моделей второго типа.

Для СДС с антропокомпонентом первого типа в системной постановке вырождение является мотивированной системной целью. Технология контроля вырождения таких систем строится на модельном представлении, позволяющем контролировать процесс вырождения в параметризованной временем форме. Особенно ярко вырождение такого типа проявляется, когда в состязательной технологической среде участвуют антропокомпоненты-индивидуумы (АИ). Сложная динамическая система, составленная из антропокомпонентов-индивидуумов, характеризуется отсутствием связей между ними, и вырождение в основном определяется текущими значениями параметров модельных представлений антропокомпонентов-индивидуумов, а также среды, в которой организован состязательный технологический процесс.

Для СДС с антропокомпонентом второго типа вырождение является системной катастрофой.

Следует заметить, что материалы по математическому модельному представлению в основном носят отраслевой характер и чаще всего не являются доступными научной общественности. Тем не менее, библиографический анализ ситуации [1, 7] позволяет констатировать, что к настоящему моменту сложилось типовое модельное представление антропокомпонента типа «человек-оператор», задаваемое передаточной функцией

$$W_1(S) = \frac{k(T_1 S + 1)e^{-\tau S}}{S(T_2 S + 1)} \quad (7)$$

где T_1 характеризует способность оператора предвидеть развитие информационного процесса, T_2 – совокупная временная оценка длительности процесса восприятия информации, вызванной несовершенством ее представления и уровнем адаптируемости оператора к данному способу представления информации, одновременно она учитывает естественную задержку реакции оператора, отражающую динамику нервно-мышечной системы человека, τ – величина чисто реактивного запаздывания, определяемая тренированностью оператора. Наличие интегрирующего звена в знаменателе отражает способность антропокомпонента накапливать опыт. Медианные значения указанных параметров характеризуются величинами $T_1 = 1.8c$, $T_2 = 20c$, $\tau = 0.2c$. Математическая модель хорошо подготовленных операторов обладает относительной интервальностью перечисленных параметров, не превышающей двадцати пяти процентов.

Рассмотрим в качестве примера сложную непрерывную динамическую систему с интервальностью только в матрице состояния, векторно-матричное описание которой имеет вид:

$$\dot{x}(t) = [F]x(t) + Gg(t); x(0); y(t) = Cx(t), \quad (8)$$

где x , g , y – векторы состояния, задающего воздействия и выхода, соответственно: $x \in R^n$; g , $y \in R^m$; $[F]$ – матрица состояния системы с интервальными параметрами, G и C – матрицы входа и выхода системы с фиксированными параметрами, согласованные по размерности с размерностью векторов x , g и y так, что $[F] \in R^{n \times n}$; G , $C^T \in R^{n \times m}$.

Интервальная матрица состояния системы $[F]$ составлена из интервальных скалярных компонентов $[F_{ij}]$ [6], так что

$$[F] = \text{row}\{\text{col}([F_{ij}]; i = \overline{1, n}), j = \overline{1, n}\}, [F_{ij}, \bar{F}_{ij}] [F_{ij}] = [F_{ij}, \bar{F}_{ij}]; F_{ij} \leq \bar{F}_{ij}. \quad (9)$$

Будем использовать два представления интервальной матрицы состояния, первое из которых зададим в форме

$$[F] = [\underline{F}, \bar{F}], \quad (10)$$

где $[\underline{F}] = \text{row}\{\text{col}([\underline{F}_{ij}]; i = \overline{1, n}), j = \overline{1, n}\}$, $[\bar{F}] = \text{row}\{\text{col}([\bar{F}_{ij}]; i = \overline{1, n}), j = \overline{1, n}\}$, при этом $\underline{F}$ и $\bar{F}$ – граничные (угловые) реализации интервальной матрицы $[F]$.

Второе представление интервальной матрицы $[F]$ строится на декомпозиции этой матрицы на медианную и симметричную интервальную части в форме

$$[F] = F_0 + [\Delta F], \quad (11)$$

где F_0 – медианная составляющая матрицы $[F]$ с фиксированными скалярными компонентами F_{0ij} вида

$$F_0 = \text{row}\{\text{col}(F_{0ij}; i = \overline{1, n}) j = \overline{1, n}\}, \quad (12)$$

элементы которой F_{0ij} вычисляются в силу соотношения

$$F_{0ij} = \text{mid}\{[F_{ij}] = [\underline{F}_{ij}, \overline{F}_{ij}]\} = 0.5(\underline{F}_{ij} + \overline{F}_{ij}), \quad (13)$$

а $[\Delta F] = [\underline{\Delta F}, \overline{\Delta F}]$ – симметричный интервальный матричный компонент интервальной матрицы $[F]$, симметричные граничные реализации которого $\underline{\Delta F}$ и $\overline{\Delta F}$ задаются соотношениями

$$\underline{\Delta F} = \underline{F} - F_0 = \text{col}\{\text{row}(\underline{\Delta F}_{ij} = \underline{F}_{ij} - F_{0ij}; i = \overline{1, n}) j = \overline{1, n}\}, \quad (14)$$

$$\overline{\Delta F}_{ij} = \overline{F} - F_0 = \text{col}\{\text{row}(\overline{\Delta F}_{ij} = \overline{F}_{ij} - F_{0ij}; i = \overline{1, n}) j = \overline{1, n}\}. \quad (15)$$

Функционалы вырождения сложной динамической системы с интервальными параметрами

Оценку интервальности функционала вырождения в условиях, когда параметры структурных компонентов сложной динамической системы являются интервальными, будем осуществлять, опираясь на аппарат интервальных модельных представлений и интервальной арифметики.

Нетрудно заметить, что для сложной динамической системы, модельное описание которой задается интервальными компонентами, функционал вырождения также является интервальной величиной [6] и задается в форме

$$[J_{Dj}] = [\alpha_{m+1-j}\{[N]\}][\alpha_{\max}^{-1}\{[N]\}], \quad (16)$$

где $[N]$ – $m \times m$ -интервальная критериальная матрица сложной системы, такая что

$$[N] = N_0 + [\Delta N], \quad (17)$$

причем N_0 – медианная составляющая интервальной критериальной матрицы $[N]$ с фиксированными скалярными компонентами, а $[\Delta N]$ – симметричный интервальный матричный компонент интервальной критериальной матрицы $[N]$; $[\alpha_{m+1-j}\{[N]\}]$, $[\alpha_{\max}^{-1}\{[N]\}]$ – соответственно j -ое ($j = \overline{1, m-1}$) и максимальное интервальные сингулярные числа матрицы $[N]$, при этом интервальное значение функционала вырождения (16) производится в соответствии с правилами интервальной арифметики.

В (16) под интервальным сингулярным числом $[\alpha_j]$ понимается результат формирования интервального представления сингулярного числа с граничными (угловыми) реализациями $\underline{\alpha}_j$ и $\overline{\alpha}_j$ на основании вычисления спектров сингулярных чисел всех угловых реализаций $(N)_c$ интервальной матрицы $[N]$ с последующим выделением экстремальных значений всех сингулярных чисел.

В силу интервальности [6] функционал вырождения можно разложить на две составляющие:

$$[J_{Dj}] = J_{Dj_0} + [\Delta J_{Dj}], \quad (18)$$

где J_{Dj_0} – медиана интервального функционала вырождения $[J_{Dj}]$, а $[\Delta J_{Dj}]$ – симметричный интервальный компонент интервального функционала вырождения $[J_{Dj}]$.

Тогда его относительная оценка будет вычисляться в силу следующего соотношения:

$$\delta_I J_{D_j} = \frac{\|\Delta J_{D_j}\|}{\|J_{D_j 0}\|}, \quad (19)$$

а абсолютная оценка интервальности функционала вырождения запишется в форме

$$\Delta_I J_{D_j} = \left\| \left[\Delta J_{D_j} \right] \right\|. \quad (20)$$

Следует заметить, что большей пользовательской ценностью обладает оценка (19), так как она позволяет оценить влияние фактора интервальности системных параметров на значения функционала вырождения в процентах относительно его медианного компонента.

Сформируем представления интервальной версии критериальной матрицы в форме (17) сложной непрерывной динамической системы (8) для различных вариантов модельного представления потока входных заявок [2].

Для случая сложной непрерывной динамической системы вида (8) при внешнем векторном одночастотном гармоническом воздействии $g(t)$ частоты ω интервальная версия $[N(\omega)]$ критериальной матрицы системы задается выражением

$$[N(\omega)] = C[T(\omega)], \quad (21)$$

где матрица $[T(\omega)]$ удовлетворяет матричному уравнению Сильвестра [3, 4] с интервальными матричными компонентами вида

$$[T(\omega)]E - [F][T(\omega)] = GP \quad (22)$$

и для рассматриваемого случая внешнего воздействия имеет вид

$$[T(\omega)] = -[F]^2 + \omega^2 I]^{-1} [[F] \quad \omega I] G. \quad (23)$$

При этом матричное уравнение Сильвестра (22) решается на всех угловых реализациях $(F)_c$ относительно угловых реализаций матрицы $(T(\omega))_c$ с последующим формированием на множестве полученных матриц их интервального представления.

Для случая сложной непрерывной динамической системы вида (8) при внешнем векторном многочастотном гармоническом воздействии $g(t)$ частоты ω_j ($j = \overline{1, m}$) ω интервальная версия $[N(\Omega)]$ критериальной матрицы системы $[N(\Omega)]$ задается выражением

$$[N(\Omega)] = C[T(\Omega)], \quad (24)$$

где матрица $[T(\Omega)]$ удовлетворяет матричному уравнению Сильвестра [3, 4] с интервальными матричными компонентами вида

$$T_0(\Omega)E - F_0 T_0(\Omega) = GP, \quad (25)$$

и для рассматриваемого случая внешнего воздействия имеет вид

$$[T(\Omega)] = -[F]^2 + \omega_j^2 I]^{-1} [[F] \quad \omega_j I] G, \quad (26)$$

при этом $\Omega = col\{\omega_j = \omega \gamma_j, j = \overline{1, m}\}$, γ_j – коэффициент распределения частот многочастотного гармонического задающего воздействия по входам системы, $0 \leq \gamma_j \leq 1$.

При этом матричное уравнение Сильвестра для случаев одночастотного и многочастотного гармонического воздействия в формах (22) и (25) решается на всех угловых реализациях $(F)_c$ относительно угловых реализаций матриц $(T(\omega))_c$ и $(T(\Omega))_c$ соответственно с последующим формированием на множестве полученных матриц их интервального представления.

Формирование интервальных критериальных матриц $[N(\omega)]$ для одночастотного и многочастотного гармонического воздействия осуществляется с помощью соотноше-

ний (21) и (24) соответственно, в которых перемножение матриц выполняется по правилам интервальной арифметики [6] с учетом того факта, что матрица C с фиксированными параметрами имеет интервальное представление, характеризующееся равными граничными (угловыми) реализациями.

Для случая сложной непрерывной динамической системы вида (8) при стохастическом внешнем воздействии стационарном в широком смысле типа «белый шум» $g(t) = w(t)$, обладающем матрицей интенсивности Q , интервальные версии $[N(\omega)]$ критериальных матриц системы, в качестве которых приняты матрицы спектральной плотности $[S_y(\omega)]$ и дисперсии $[D_y]$ выхода системы, при интервальных реализациях матричных компонентов их модельного представления задаются выражениями

$$[N(\omega)] = [S_y(\omega)] = -2C[F]([F]^2 + \omega^2 I)^{-1}[D_x]C^T, \quad (27)$$

$$[N] = [D_y] = C[D_x]C^T, \quad (28)$$

при этом интервальная матрица $[D_x]$ является интервальной матрицей дисперсии вектора состояния $x(t)$ и удовлетворяют матричному алгебраическому уравнению типа уравнения Ляпунова, записываемого в форме

$$[F][D_x] + [D_x][F]^T = -GQG^T. \quad (29)$$

При этом матричное алгебраическое уравнение типа уравнения Ляпунова (29) решается на всех угловых реализациях $(F)_c$ относительно угловых реализаций матрицы $(D_x)_c$ с последующим формированием на множестве полученных матриц их интервального представления. Формирование интервальных критериальных матриц $[N(\omega)]$ и $[N]$ осуществляется с помощью соотношений (27) и (28), в которых перемножение матриц выполняется по правилам интервальной арифметики [6] с учетом того факта, что матрица C с фиксированными параметрами имеет интервальное представление, характеризующееся равными граничными (угловыми) реализациями.

Для случая сложной непрерывной динамической системы вида (8) при стохастическом внешнем воздействии стационарном в широком смысле типа «окрашенный шум» $g(t) = \xi(t)$, моделируемом выходом формирующего фильтра вида

$$\dot{z}_\phi(t) = \Gamma_\phi z_\phi(t) + G_\phi w(t); \quad \xi(t) = P_\phi z_\phi(t), \quad (30)$$

возбуждаемого по входу «белым шумом» $w(t)$ с матрицей интенсивности Q , интервальные версии $[N(\omega)]$ критериальных матриц системы, в качестве которых приняты матрицы спектральной плотности $[S_y(\omega)]$ и дисперсии $[D_y]$ выхода системы, при интервальных реализациях матричных компонентов их модельного представления задаются выражениями (27) и (28), при этом матрица дисперсии $[D_x]$ вектора состояния системы (8) определяется с помощью соотношения

$$[D_x] = \tilde{C}_x [\tilde{D}_x] \tilde{C}_x^T, \quad \tilde{C}_x = \begin{vmatrix} I_{n \times n} & 0_{n \times l} \end{vmatrix}, \quad (31)$$

в котором $[\tilde{D}_x]$ – матрица дисперсии составного вектора $\tilde{x} = \begin{vmatrix} x^T & z_\phi^T \end{vmatrix}^T$ вычисляется в силу матричного алгебраического уравнения типа уравнения Ляпунова

$$[\tilde{F}][\tilde{D}_x] + [\tilde{D}_x][\tilde{F}]^T = -\tilde{G}Q\tilde{G}^T, \quad (32)$$

в котором матрицы $[\tilde{F}]$ и $\tilde{G}$ составной системы имеют представление

$$[\tilde{F}] = \begin{vmatrix} [F] & GP_\phi \\ 0 & \Gamma_\phi \end{vmatrix}, \quad \tilde{G} = \begin{vmatrix} 0 \\ G_\phi \end{vmatrix}. \quad (33)$$

При этом матричное алгебраическое уравнение типа уравнения Ляпунова (32) решается на всех угловых реализациях $(\tilde{F})_c$ относительно угловых реализаций матрицы $(\tilde{D}_x)_c$ с последующим формированием на множестве полученных матриц их интервального представления. Формирование интервальных критериальных матриц $[N(\omega)]$ и $[N]$ осуществляется с помощью соотношений (27), (28) и (31), в которых перемножение матриц выполняется по правилам интервальной арифметики [6] с учетом того факта, что матрицы C и $\tilde{C}$ с фиксированными параметрами имеют интервальные представления, характеризующиеся равными граничными (угловыми) реализациями.

Заключение

Процесс исследования вырождения системы с антропокомпонентами сводится к исследованию СДС с интервальными параметрами, анализ вырождения которых может быть осуществлен с использованием предложенных технологий. Если в составе системы присутствуют антропокомпоненты, угловые реализации параметров которых могут привести к вырождению СДС, то этот компонент должен быть изъят из структуры, заменен на другой, параметры которого должны подвергнуться тщательному входному контролю, а изъятый компонент должен быть подвергнут профессиональному тренингу или констатации профессиональной пригодности.

Литература

1. E. I. Jury. A literature survey of biocontrol systems. // Trans. IEEE (Automatic Control). July, 1963. P.210–217,
2. Акунова А.М., Дударенко Н.А., Ушаков А.В. Проблемы вырождения сложных систем: технология контроля при гармоническом и стохастическом экзогенных воздействиях. / Современные технологии: Сборник научных статей. Под ред. проф. С.А. Козлова. СПб: СПбГУ ИТМО (ТУ), 2004.
3. Воеводин В.В., Кузнецов Ю.А. Матрицы и вычисления. М.: Наука, 1984.
4. Голуб Дж., Ван Лоун Ч. Матричные вычисления./Пер. с англ. М.: Мир, 1999.
5. Дударенко Н.А. Технология контроля вырождения сложных динамических систем с помощью частотных сепаратных чисел обусловленности. / Современные технологии: Сборник научных статей. Под ред. проф. С.А. Козлова. СПб: СПбГУ ИТМО (ТУ), 2003. С. 245–252.
6. Никифоров В.О., Ушаков А.В. Управление в условиях неопределенности: чувствительность, адаптация, робастность. СПб: СПбГУ ИТМО, 2002.
7. Сильвестров М.М., Козиоров Л.М., Пономаренко В.А. Автоматизация управления летательными аппаратами с учетом человеческого фактора. М.: Машиностроение, 1986.

ПРОБЛЕМА НАЧАЛЬНОГО СОСТОЯНИЯ В ЗАДАЧЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ЦИФРОВОГО ДИСТАНЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ

О.С. Осипцева, А.В. Ушаков

В работе рассматривается проблема начального состояния при цифровом дистанционном управлении непрерывным объектом. Данная проблема рассматривается путем введения в алгоритм синтеза цифрового модального управления с агрегированным интервалом дискретности асимптотическую оценку состояния управляемого объекта по прошествии времени сходимости невязки оценки «к нулю».

Введение. Постановка задачи

Рассматривается система цифрового динамического дистанционного управления с использованием агрегированного интервала дискретности, позволяющего построить модель цифрового агрегированного дискретного объекта минимальной размерности. Обнаруживают заметное расхождение качества процессов при скачкообразном изменении задающего воздействия и при ненулевом начальном состоянии объекта. Причем процессы, порожденные ненулевым состоянием объекта при всех модельных представлениях динамической среды «объект–канал», характеризуются выбросами выходной траектории технического объекта. Это обстоятельство разработчику нельзя выпускать из поля зрения. Дистанционное управление техническими объектами – это чаще всего управление уникальными дорогостоящими объектами. Ситуация ненулевого начального состояния в настоящий момент не является эксклюзивной, она соответствует неожиданному включению этого объекта, который был отключен от энергосети по причинам, хорошо знакомым как гражданским лицам, так и техническому персоналу предприятий народного хозяйства. Большие выбросы при отработке объектом ненулевого начального состояния – это опасность разрушения уникального объекта. Без сомнения, при разработке системы управления объект снабжается устройствами технической безопасности, такими как концевые выключатели, механические демпферы и т.д. Тем не менее, в системе управления должны быть заложены алгоритмические возможности, позволяющие минимизировать выбросы в поведении объекта при его включении в ненулевом начальном состоянии.

В теории управления давно обсуждается системная проблема, связанная с тем, что наблюдающее динамическое устройство, вводимое в состав системы управления для формирования оценки вектора состояния управляемого технического объекта, дает асимптотическую оценку этого вектора по прошествии времени сходимости невязки оценки «к нулю». Таким образом, на определенном интервале времени управление ведется по неверной информации о состоянии объекта. В связи со сказанным возникает дилемма:

- не управлять процессом, то есть управлять с помощью нулевого управления;
- управлять процессом, используя для управления неверную информацию.

Построение дискретной модели агрегированного объекта для случая канала связи без помех с агрегированным интервалом дискретности в классе минимальных модельных представлений

Сформулируем алгоритм синтеза цифрового модального управления с агрегированным интервалом дискретности.

1. Сформировать требования к показателям качества системы цифрового дистанционного управления непрерывным техническим объектом в переходном и установившемся режимах ее функционирования.

2. Оценить разрядности n_p используемых в составе устройств кодового преобразования и длительность Δt элементарного сигнала (биты) используемых в канальной среде двоичных кодов на основе пропускной способности предоставляемого телемеханического протокола (ТМП) в силу соотношения: $\Delta t = (c)^{-1}$.

3. Сформировать агрегированный интервал дискретности Δt_a для случая двоичного канала связи (ДКС) без помех в силу соотношения: $t_a = 2(\Delta t) n_p$.

4. Сформировать векторно-матричное модельное представление (ВММП) непрерывного объекта управления (НОУ):

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu_{OY}(t); \quad x(0); \quad y(t) = Cx(t), \quad (4.1)$$

где x, u_{OY}, y – соответственно, векторы состояния, управления и выхода объектов; $x \in R^n, u_{OY} \in R^r, y \in R^m$; A, B, C – соответственно матрицы состояния, управления и выхода, согласованные по размерности с векторами x, u, y .

5. Сформировать векторно-матричное описание дискретного представления объекта

$$x(k+1) = \bar{A}x(k) + \bar{B}u_{OY}(k); \quad x(0); \quad y(k) = \bar{C}x(k), \quad (4.2)$$

где k – дискретное время, выраженное в числе интервалов дискретности, длительностью Δt так, что непрерывное время t и дискретное время k связано соотношением $t = (\Delta t_a) \cdot k$; матрицы $\bar{A}, \bar{B}, \bar{C}$ вычисляются в силу соотношений:

$$\bar{A} = \exp(A \cdot \Delta t_a); \quad \bar{B} = A^{-1} \cdot (\bar{A} - I) \cdot B; \quad \bar{C} = C \quad (4.3)$$

6. Построить модельное представление прямого и обратного каналов связи, осуществляющих задержку дискретного сигнала на один такт длительностью Δt_a в форме

$$x_{ПК}(k+1) = A_{ПК}x_{ПК}(k) + B_{ПК}u_{ПК}(k); \quad x(0); \quad y_{ПК}(k) = C_{ПК}x_{ПК}(k), \quad (4.4)$$

$$u_{OY}(k) = y_{ПК}(k), \quad (4.5)$$

$$x_{ОК}(k+1) = A_{ОК}x_{ОК}(k) + B_{ОК}u_{ОК}(k); \quad x(0); \quad y_{ОК}(k) = C_{ОК}x_{ОК}(k), \quad (4.6)$$

где $x_{ПК}, u_{ПК}, y_{ПК}, x_{ОК}, u_{ОК}, y_{ОК}$ – соответственно векторы состояния, управления и выхода в прямом и обратном каналах единичной размерности;

$$x_{ПК} \in G^n, u_{ПК} \in G^r, y_{ПК} \in G^m, \quad x_{ОК} \in G^n, u_{ОК} \in G^r, y_{ОК} \in G^m,$$

$$A_{ПК} = A_{ОК} = 0; \quad B_{ПК} = B_{ОК} = [1]; \quad C_{ПК} = C_{ОК} = [1]$$

7. Сформировать агрегированный дискретный объект управления (АДОУ), составленный из последовательного соединения прямого канала связи, дискретного объекта управления (ДОУ) и обратного канала связи с вектором состояния

$x_a = [x_{ОК}^T; x_{ДОУ}^T; x_{ПК}^T]^T$ размерности $n_a = n+2$, вектором регулируемого выхода y , вектором измеряемого выхода y_n , представляющим собой выход ОКС, и матрицами $(A_A, B_A, C_A, \hat{C}_A)$.

$$x_A(k+1) = [x_{ПК}(k+1); x(k+1); x_{ОК}(k+1)]^T \quad (4.7)$$

$$x_A(k+1) = A_A x_A(k) + B_A u_{ПК}(k); \quad x(0); \quad y(k) = C_A x_A(k);$$

$$\hat{y}(k) = \hat{C}_A x(k), \quad (4.8)$$

где

$$A_A = \begin{bmatrix} A_{ОК} & B_{ОК}\bar{C} & 0 \\ 0 & \bar{A} & \bar{B}C_{ПК} \\ 0 & 0 & A_{ПК} \end{bmatrix}; \quad (4.9)$$

$$B_A = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ B_{ПК} \end{bmatrix}; \quad C_A = [0 \quad \bar{C} \quad 0]; \quad \mathcal{E}_A = [C_{OK} \quad 0 \quad 0]; \quad (4.10)$$

$$A_{ПК} = A_{OK} = [0]; \quad B_{ПК} = B_{OK} = [1]; \quad C_{ПК} = C_{OK} = [1] \quad (4.11)$$

8. Сформировать априорную оценку $t_{ап}$ длительности переходного процесса t_n для случая системы дистанционного цифрового управления с регулятором без наблюдателя в форме $t_{ап} = (\Delta t_a) n_a$ и для случая регулятора с наблюдателем в форме $t_{ап} = 2(\Delta t_a) n_a$.

9. Проверить выполнение $\max\{t_n, t_{nn}\} \leq t_{пт}$, где $t_{пт}$ – требуемая по техническому заданию длительность переходного процесса, при этом в случае выполнения неравенства – переход к п.10 алгоритма, в случае невыполнения осуществление действий:

9.1. переход к п.1 с целью согласования технического задания на предмет снижения требований к величине $t_{пт}$ с последующим переходом к п.9;

9.2. переход к п.2 с целью смены ТМ-протокола на ТМП с большей скоростью передачи, с последующим переходом к п.10;

9.3. если условие $t_{пт} \leq t_{ап}$ выполняется для случая системы дистанционного цифрового управления с регулятором без наблюдателя, то совершить переход к реализации дискретного наблюдателя с интервалом дискретности Δt_n , таким, чтобы процесс наблюдения совершался бы за один такт «канального времени».

10. Сформировать закон управления в форме комбинации обратной связи по состоянию x_A с матрицей $\bar{K}$ и прямой связи по задающему воздействию $g(k)$ матрицей $\bar{K}_g$

$$u_{ПК}(k) = \bar{K}_g g(k) - \bar{K}x(k) \quad (4.12)$$

с использованием метода модального управления.

11. Выбрать непрерывную динамическую модальную модель (ММ) в форме пары матриц (Γ_A, H_A) желаемого поведения «вход-выход» проектируемой системы. Γ_A – матрица состояния ММ, является носителем желаемой структуры собственных значений размерностью $n_a \times n_a$ $\dim H_A = \dim B_A^T$; (Γ_A, H_A) – наблюдаемая пара матриц.

12. Сконструировать дискретную версию модальной модели с парой матриц $(\bar{\Gamma}_A, \bar{H}_A)$, где матрица $\bar{\Gamma}_A$ вычисляется с помощью соотношения $\bar{\Gamma}_A = \exp(\Gamma_A \cdot \Delta t_a)$, а матрица $\bar{H}_A$ вычисляется на основе пары матричных уравнений Сильвестра для непрерывного и дискретного случаев:

$$M_A \Gamma_A - A_A M_A = -B_A H_A \quad (4.13)$$

относительно матрицы M_A .

$$\bar{M}_A \bar{\Gamma}_A - \bar{A}_A \bar{M}_A = -\bar{B}_A \bar{H}_A \quad (4.14)$$

при известной матрице $\bar{H}_A$ относительно матрицы $\bar{M}_A$.

13. Сформировать матрицу $\bar{K}_g$ с помощью соотношений прямых связей по задающему воздействию и из условия равенства регулируемого выхода и задающего воздействия в неподвижном состоянии

$$\bar{K}_g = \arg\{\bar{C}_A(zI - \bar{F}_A)^{-1} \cdot \bar{B}_A \bar{K}_g \Big|_{z=1} = I\} = [\bar{C}_A(I - \bar{F}_A)^{-1} \cdot \bar{B}_A]^{-1}, \quad (4.15)$$

$$\bar{M}_A \bar{\Gamma}_A = \bar{F}_A \bar{M}_A, \quad (4.16)$$

$$\bar{K}_g = [\bar{C}_A(I - \bar{M}_A \bar{\Gamma}_A \bar{M}_A^{-1})^{-1} \cdot \bar{B}_A]^{-1}, \quad (4.17)$$

14. Построить цифровой закон управления, использующий сигнал ошибки $\varepsilon(k) = g(k) - y(k)$ по выходу

$$u_{ПК}(k) = \bar{K}_g g(k) - \bar{K}x(k) = \bar{K}_g g(k) - \bar{K}_y y(k) - \bar{K}_x x(k) \Big|_{\bar{K}_g = \bar{K}_y = \bar{K}_\varepsilon} =$$

$$= \bar{K}_\varepsilon \varepsilon(k) - \bar{K}_x x(k) \quad (4.18)$$

15. Сформировать динамическое наблюдающее устройство вектора состояния $x_A(k)$ объекта (4.2) в форме

$$x_e(k+1) = \bar{F}_e x_e(k) + \bar{L}_e \hat{y}(k) + \bar{B}_e u(k), \quad (4.19)$$

где матрицы динамического наблюдающего устройства выбираются из условия

$$\bar{F}_e = \arg\{\sigma\{\bar{F}_e\} \prec \sigma\{\bar{F}_A\} \& \sigma\{\bar{A}_A\} \cap \sigma\{\bar{F}_e\} = 0\}, \quad (4.20)$$

$$\bar{L}_e = \arg\{\text{contr}(\bar{F}_e, \bar{L}_e)\}, \quad (4.21)$$

$$\bar{B}_e = \bar{T}_e \bar{B}_A, \quad (4.22)$$

$\prec$ – знак мажоризации, означающий в решающей задаче, что моды матрицы состояния наблюдателя локализованы на комплексной плоскости согласованных локализационных кругах так, что круг локализации собственных значений наблюдателя имеет радиус меньший, чем радиус согласованного с ним круга локализации мод матрицы состояния дискретной системы.

16. Вычислить матрицу $\bar{T}_e$ подобия вектора наблюдения $x_e(k)$ вектору состояния $x_A(k)$, задаваемого в форме

$$x_e(k) = \bar{T}_e x_A(k) - \bar{\Theta}_e(k), \quad (4.23)$$

в силу решения матричного уравнения Сильвестра

$$\bar{T}_e \bar{A}_A - \bar{F}_e \bar{T}_e = \bar{L}_e \bar{C}_e, \quad (4.24)$$

которое совместно с (4.22) обеспечивает асимптотическую сходимость к нулю вектора невязки наблюдения $\bar{\Theta}_e(k)$,

$$\bar{\Theta}_e(k+1) = \bar{F}_e \bar{\Theta}_e(k); \quad \bar{\Theta}_e(0) = \bar{T}_e x(0) - x_e(0), \quad (4.25)$$

$$\bar{\Theta}_e(k) = (\bar{F}_e)^k \bar{\Theta}_e(0) \quad (4.26)$$

17. Сформировать динамическую версию закона управления (4.18)

$$u_{ПК}(k) = \bar{K}_\varepsilon \varepsilon(k) - \bar{N} \hat{y}(k) - \bar{D} x_e(k), \quad (4.27)$$

$$[\bar{N}; \bar{D}] \cdot [\bar{\mathcal{C}}_A^T; \bar{T}_e^T]^T = \bar{K}_x$$

18. Приведение системы к начальному состоянию с помощью следующих действий:

18.1. Для восстановления оценки вектора $\hat{y}(k)$ вычислим нормуматрицы выхода

$$\|\bar{\mathcal{C}}_A x(k) - \bar{\mathcal{C}}_A \bar{T}_e^{-1} X_n\|, \text{ где } X_n - \text{нулевая матрица размерностью } (1 \times n).$$

18.2. Если $\|\bar{\mathcal{C}}_A x(k) - \bar{\mathcal{C}}_A \bar{T}_e^{-1} X_n\| > \bar{\varepsilon}$, то закон управления системы будет равный нулю, т.е. $u(k) = 0$ где $\bar{\varepsilon}$ – асимптотическая оценка состояния управляемого объекта по прошествии времени сходимости невязки оценки «к нулю».

18.3. Иначе, $u(k)$ вычисляется с помощью закона (4.18)

19. Проверить работоспособность просинтезированного цифрового дистанционного устройства управления и оценить его динамические свойства в модельной среде MatLab

Пример

Проведение предпринятых исследований осуществляется при выполнении следующих системных требований.

1). Непрерывный технический объект второго порядка вида (3.1) с матричными компонентами $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$; $B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$; $C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}$.

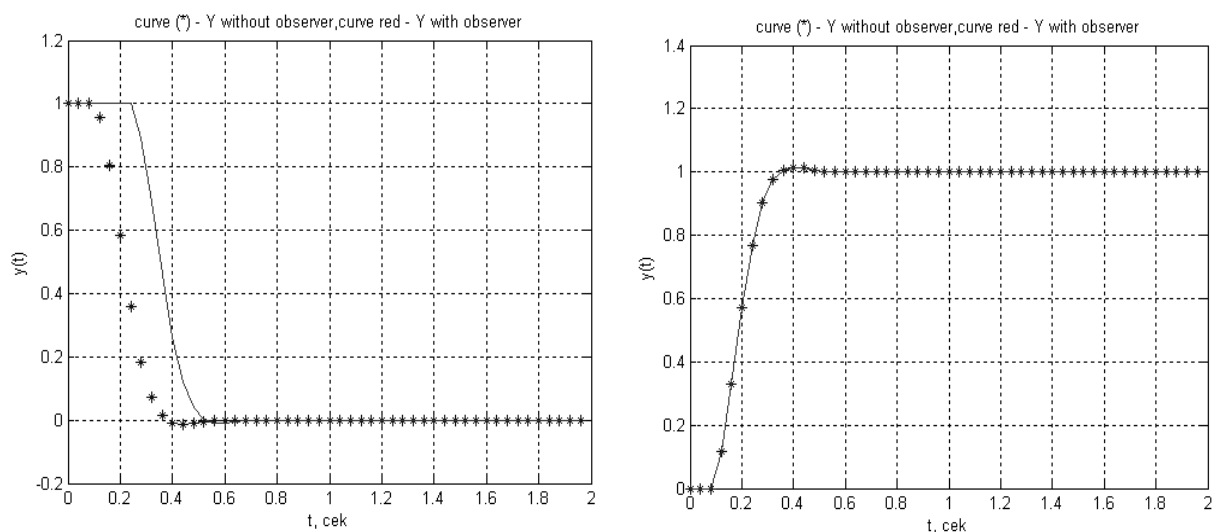


Рис. 1. Переходные характеристики системы цифрового дистанционного управления

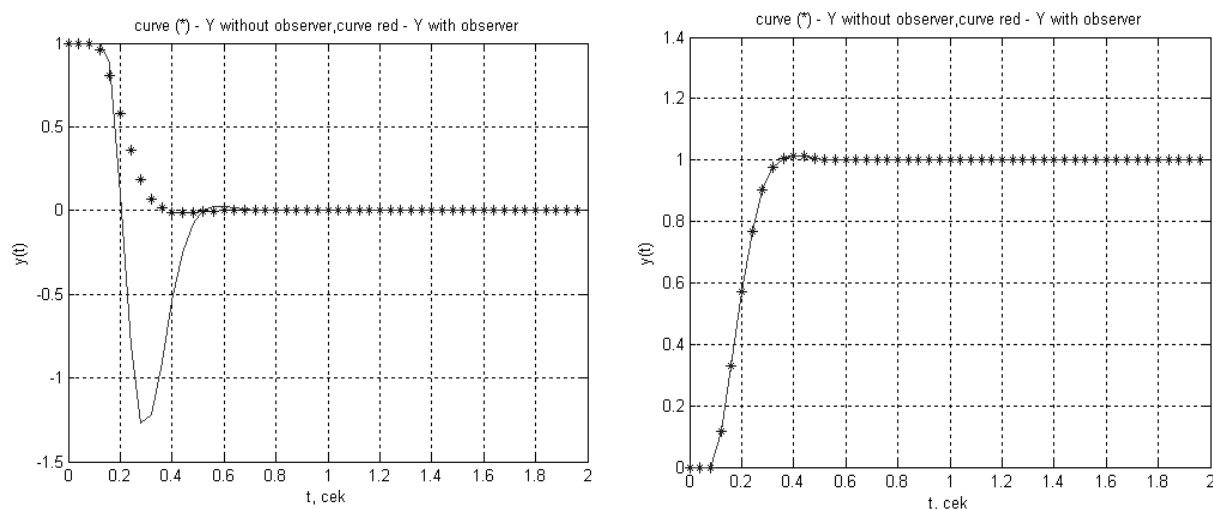


Рис. 2. Процессы в системе цифрового дистанционного управления по управляемому выходу, вызванные ненулевым начальным положением объекта

2). Набор технических требований к системе дистанционного управления в виде допустимого перерегулирования $\sigma_T \leq 10\%$ и длительности переходного $t_{ПТ} = 0.225\text{с}$.

3). Разрядность аппаратных средств при цифровой реализации дистанционного управления $n_p = 8$.

4). Телемеханический протокол, работающий со скоростью 400 бит/с и обеспечивающей длительность одного бита кода $\Delta t = 2.5\text{мс}$.

На рис. 1 приведены переходные характеристики системы цифрового дистанционного управления, полученные в предположении полной измеримости вектора состояния системы и при его восстановлении с помощью наблюдателя при приведении системы к нулевому начальному условию. На рис. 2 приведены кривые процессов в системе цифрового дистанционного управления по управляемому выходу, вызванные ненулевым начальным положением дистанционного управляемого непрерывного тех-

нического объекта, полученные в предположении полной измеримости вектора состояния системы и при его восстановлении с помощью наблюдателя.

Литература

1. Изерман Р., Цифровые системы управления / Пер. с англ. М.: Мир, 1984.
2. Ирвин Дж., Харль Д. Передача данных в сетях: инженерный подход / Пер. с англ. СПб: БХВ–Питер, 2003
3. Квакернаак Х., Сиван Р. Линейные оптимальные системы управления / Пер. с англ. М.: Мир, 1977.
4. Никифоров В.О., Ушаков А.В. Управление в условиях неопределенности: чувствительность, адаптация, робастность. СПб: СПбГИТМО(ТУ), 2002.
5. Синтез дискретных регуляторов при помощи ЭВМ / В.В. Григорьев, В.Н. Дроздов, В.В. Лаврентьев, А.В. Ушаков. Л.: Машиностроение, ЛО, 1983.
6. 6.Ту Ю. Современная теория управления / Пер. с англ. М.: Машиностроение, 1971.
7. Тугевич В.Н. Телемеханика. М.: Высшая школа, 1985.
8. Olga S. Osiptseva, The Influence of delay in binary channel on the quality of remote digital control in PP-protocol / Preprints of 10th International Student Olympiad on Automatic Control (Baltic Olympiad), St.-Petersburg, Russia, 2004. SPb: SPSUITMO, 2004.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЛИНЕЙНОЙ ВЕРСИИ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО КОМПЕНСАТОРА В ЗАДАЧАХ УПРАВЛЕНИЯ НЕЛИНЕЙНЫМИ ОБЪЕКТАМИ

И.В. Амоскин, А.А. Бобцов, Н.А. Николаев

Статья представляет собой развернутое замечание, связанное с возможностью использования робастной версии алгоритма управления, опубликованного в [1], для обеспечения полуглобальной асимптотической устойчивости нелинейной системы без секторных ограничений. Для иллюстрации основных положений статьи рассматривается пример.

Введение

В статье [1] были предложены робастный и адаптивный алгоритмы управления по выходу для стабилизации нелинейной системы с неизвестными параметрами и нелинейностью. В статье [1] была рассмотрена нелинейная система вида $\dot{z} = Fz + Lu + D\varphi(y)$, $y = R_z^T z$, где $z(t) \in R^n$ – вектор переменных состояния; F , L , D и R_z – неизвестные постоянные матрицы, соответственно, $n \times n$, $n \times 1$, $n \times 1$ и $n \times 1$ размерности; $\varphi(y)$ – неизвестная скалярная функция; $y(t) \in R$ – выходная переменная. Относительно неизвестной нелинейной функции $\varphi(y)$ в [1] было сделано следующее допущение: $-C_0 \leq \frac{\varphi(y)}{y} \leq C_0$ для любых $y \neq 0$, где число $C_0 > 0$ предполагается неизвестным. В данной статье рассмотрим возможность использования робастной версии алгоритма управления, опубликованного в [1], для обеспечения полуглобальной асимптотической устойчивости нелинейной системы без секторных ограничений.

Рассмотрим нелинейную систему в форме вход-выход

$$y = \frac{b(p)}{a(p)}u + \frac{c(p)}{a(p)}\varphi(y, t), \quad (1)$$

где $p = d/dt$ – оператор дифференцирования; выходная переменная $y = y(t)$ измеряется, но ее производные $b(p) = b_m p^m + \dots + b_1 p + b_0$, $c(p) = c_r p^r + c_{r-1} p^{r-1} + \dots + c_1 p + c_0$ и $a(p) = p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + a_0$ – полиномы с неизвестными коэффициентами; число $r \leq n-1$; передаточная функция $b(p)/a(p)$ имеет относительную степень $\rho = n - m$; полином $b(p)$ гурвицев, параметр $b_m > 0$; неизвестная функция $\varphi = \varphi(y, t)$ такая, что

$$|\varphi(y, t)| \leq C_0 |y(t)|^s \text{ для всех } y(t), \quad (2)$$

где число $C_0 > 0$ неизвестно, а число $s \geq 1$ – известное целое число.

Пусть для стабилизации системы (1) используется управление вида (см. работу [1])

$$u = -\alpha(p)(\mu + \kappa)\hat{y}, \quad (3)$$

$$\begin{cases} \dot{\xi}_1 = \sigma \xi_2, \xi_2 = \sigma \xi_3, \\ \dots \\ \dot{\xi}_{\rho-1} = \sigma(-k_1 \xi_1 - k_2 \xi_2 - \dots - k_{\rho-1} \xi_{\rho-1} + k_1 y), \end{cases} \quad (4)$$

$$\hat{y} = \xi_1, \quad (5)$$

где число μ и полином $\alpha(p)$ такие, что передаточная функция

$$W(p) = \frac{b(p)\alpha(p)}{a(p) + \mu b(p)\alpha(p)} \quad (6)$$

является строго вещественно положительной; положительный параметр κ использует-

ся для компенсации неопределенности $\varphi(y, t)$ (см. доказательство теоремы, условие (22)); число $\sigma > \mu + \kappa$ (см. доказательство теоремы, неравенство (20)); параметры k_i вычисляются таким образом, чтобы система (4) была асимптотически устойчивой при нулевом входе $y \equiv 0$.

Цель данной статьи заключается в том, чтобы доказать правомочность использования управления вида (3)–(5) для обеспечения полуглобальной асимптотической устойчивости положения равновесия $y = 0$.

Модельные преобразования и основной результат

Для полноты изложения сделаем ряд преобразований, которые можно найти в статье [1]. Подставляя (3) в уравнение (1), получаем:

$$\begin{aligned} y &= \frac{b(p)}{a(p)} [-\alpha(p)(\mu + \kappa)\hat{y}] + \frac{c(p)}{a(p)} \varphi(y, t) = \\ &= \frac{b(p)}{a(p)} [-\alpha(p)(\mu + \kappa)y + \alpha(p)(\mu + \kappa)\varepsilon] + \frac{c(p)}{a(p)} \varphi(y, t). \end{aligned} \quad (7)$$

После простых преобразований для модели (7) имеем:

$$y = \frac{b(p)\alpha(p)}{a(p) + \mu b(p)\alpha(p)} [-\kappa y + (\mu + \kappa)\varepsilon] + \frac{c(p)}{a(p) + \mu b(p)\alpha(p)} \varphi(y, t), \quad (8)$$

где передаточная функция $W(p)$ является строго вещественно положительной, а ошибка

$$\varepsilon = y - \hat{y}.$$

Как и в статье [1], представим модель вход-выход (8) в форме вход-состояние-выход

$$\dot{x} = Ax + b(-\kappa y + (\mu + \kappa)\varepsilon) + q\varphi(y, t), \quad (9)$$

$$y = c^T x, \quad (10)$$

где $x \in R^n$ – вектор переменных состояния системы (9), (10); A , b , q и c – соответствующие матрицы перехода от модели (8) к модели (9), (10).

Так как передаточная функция $W(p)$ строго вещественно положительна, то, в силу известной леммы Якубовича-Калмана (см., например, обзор [2] или монографию [3]), существует симметрическая положительно определенная матрица $P = P^T$, удовлетворяющая матричным соотношениям

$$A^T P + PA = -Q_1, \quad Pb = c, \quad (11)$$

где $Q_1 = Q_1^T > 0$, параметры матрицы Q_1 зависят μ и не зависят от κ .

Перепишем модель (4), (5) в форме

$$\dot{\xi} = \sigma(\Gamma \xi + dk_1 y), \quad \hat{y} = h^T \xi,$$

где Γ , d , h – соответствующие матрицы (см. [1]).

Введем в рассмотрение вектор

$$\eta = hy - \xi, \quad (12)$$

который связан с ошибкой ε следующим образом

$$\varepsilon = y - \hat{y} = h^T hy - h^T \xi = h^T (hy - \xi) = h^T \eta.$$

Дифференцируя уравнение (12), получаем

$$\dot{\eta} = h\dot{y} - \sigma(\Gamma(hy - \eta) + dk_1 y) = h\dot{y} + \sigma\Gamma\eta - \sigma(dk_1 + \Gamma h)y.$$

Так как $dk_1 = -\Gamma h$ (может быть проверено подстановкой), то

$$\dot{\eta} = h\dot{y} + \sigma\Gamma\eta, \quad \varepsilon = h^T \eta, \quad (13)$$

где матрица Γ является гурвицевой в силу расчета параметров k_i системы (4) и

$$\Gamma^T N + N\Gamma = -Q_2, \quad (14)$$

где $N = N^T > 0$ и $Q_2 = Q_2^T > 0$.

Теорема. Рассмотрим нелинейную систему (9), (10), (13) с допущениями на нелинейную функцию $\varphi = \varphi(y, t)$ вида (2). Пусть положительные числа κ и σ удовлетворяют следующим условиям

$$\begin{aligned} & -\sigma Q_2 + \delta^{-1}(\mu + \kappa)hh^T + (\mu + \kappa)Nhc^T bb^T ch^T N + (\mu + \kappa)hh^T + \\ & + \delta^{-1}Nhc^T AA^T ch^T N + \kappa Nhc^T qq^T ch^T N + \delta^{-1}\kappa Nhc^T bb^T ch^T N \leq -Q, \\ & \kappa \geq \psi_0 C_0^4 (\kappa^{-1} + \delta^{-1})^2, \end{aligned}$$

где $Q = Q^T$ – положительно определенная матрица, числа $0 < \delta \leq 0,5$ и $\psi_0 > 0$ такие, что

$$\begin{aligned} & -Q_1 + \delta I + (\delta\mu + 2\delta\kappa - \kappa)Pbb^T P + \delta Pqq^T P \leq -Q < 0, \quad \psi_0 > \lambda_0^{-1} \lambda_1 (V(t_0))^{2s-2}, \\ & V(t_0) = x^T(t_0)Px(t_0) + \eta^T(t_0)N\eta(t_0). \end{aligned}$$

Тогда нелинейная система (9), (10), (13) асимптотически устойчива.

Доказательство теоремы. Рассмотрим функцию Ляпунова вида

$$V = x^T Px + \eta^T N\eta. \quad (15)$$

Дифференцируя (15) в силу уравнений (9), (10) и (13), получаем

$$\begin{aligned} \dot{V} = & x^T (A^T P + PA)x + 2(\mu + \kappa)x^T Pbh^T \eta + \\ & 2x^T Pq\varphi(y, t) - 2\kappa x^T Pby + \eta^T \sigma (\Gamma^T N + N\Gamma)\eta + \\ & + 2\eta^T Nhc^T Ax + 2(\mu + \kappa)\eta^T Nhc^T bh^T \eta + 2\eta^T Nhc^T q\varphi(y, t) - 2\kappa\eta^T Nhc^T by. \end{aligned} \quad (16)$$

Поставляя в (16) уравнения (11), (14) и принимая во внимание неравенства

$$\begin{aligned} & 2x^T Pbh^T \eta \leq \delta x^T Pbb^T Px + \delta^{-1}\eta^T hh^T \eta, \quad 2x^T Pq\varphi(y, t) \leq \delta x^T Pqq^T Px + \delta^{-1}[\varphi(y, t)]^2, \\ & 2\eta^T Nhc^T bh^T \eta \leq \eta^T Nhc^T bb^T ch^T N\eta + \eta^T hh^T \eta, \\ & 2\eta^T Nhc^T Ax \leq \delta^{-1}\eta^T Nhc^T AA^T ch^T N\eta + \delta x^T x, \\ & 2\eta^T Nhc^T q\varphi(y, t) \leq \kappa\eta^T Nhc^T qq^T ch^T N\eta + \kappa^{-1}[\varphi(y, t)]^2, \\ & -2\kappa\eta^T Nhc^T by \leq \delta^{-1}\kappa\eta^T Nhc^T bb^T ch^T N\eta + \delta\kappa x^T Pbb^T Px \end{aligned}$$

получаем

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -x^T Q_1 x - \sigma\eta^T Q_2 \eta - \kappa x^T Pbb^T Px - \kappa y^2 + \delta(\mu + \kappa)x^T Pbb^T Px + \\ & + \delta^{-1}(\mu + \kappa)\eta^T hh^T \eta + \delta x^T Pqq^T Px + \delta^{-1}[\varphi(y, t)]^2 + (\mu + \kappa)\eta^T Nhc^T bb^T ch^T N\eta + \\ & + (\mu + \kappa)\eta^T hh^T \eta + \delta^{-1}\eta^T Nhc^T AA^T ch^T N\eta + \delta x^T x + \kappa\eta^T Nhc^T qq^T ch^T N\eta + \\ & + \kappa^{-1}[\varphi(y, t)]^2 + \delta^{-1}\kappa\eta^T Nhc^T bb^T ch^T N\eta + \delta\kappa x^T Pbb^T Px, \end{aligned} \quad (17)$$

где число $0 < \delta \leq 0,5$ такое, что

$$-Q_1 + \delta I + (\delta\mu + 2\delta\kappa - \kappa)Pbb^T P + \delta Pqq^T P \leq -Q < 0. \quad (18)$$

Поставляя неравенство (18) в (17), имеем

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & -x^T Qx - \sigma\eta^T Q_2 \eta - \kappa y^2 + \delta^{-1}(\mu + \kappa)\eta^T hh^T \eta + \delta^{-1}[\varphi(y, t)]^2 + \\ & + (\mu + \kappa)\eta^T Nhc^T bb^T ch^T N\eta + (\mu + \kappa)\eta^T hh^T \eta + \delta^{-1}\eta^T Nhc^T AA^T ch^T N\eta + \\ & + \kappa\eta^T Nhc^T qq^T ch^T N\eta + \kappa^{-1}[\varphi(y, t)]^2 + \delta^{-1}\kappa\eta^T Nhc^T bb^T ch^T N\eta. \end{aligned} \quad (19)$$

Пусть число σ такое, что

$$\begin{aligned} & -\sigma Q_2 + \delta^{-1}(\mu + \kappa)hh^T + (\mu + \kappa)Nhc^T bb^T ch^T N + (\mu + \kappa)hh^T + \\ & + \delta^{-1}Nhc^T AA^T ch^T N + \kappa Nhc^T qq^T ch^T N + \delta^{-1}\kappa Nhc^T bb^T ch^T N \leq -Q. \end{aligned} \quad (20)$$

Поставляя выражение (20) в неравенство (19), получаем

$$\begin{aligned}\dot{V} &\leq -x^T Qx - \eta^T Q\eta - \kappa y^2 + (\delta^{-1} + \kappa^{-1})[\varphi(y, t)]^2 \leq \\ &\leq -\lambda_0 V - \kappa y^2 + (\kappa^{-1} + \delta^{-1})C_0^2 y^{2s-1} y \leq \\ &\leq -\lambda_0 V - \kappa y^2 + \psi_0 C_0^4 (\kappa^{-1} + \delta^{-1})^2 y^2 + \psi_0^{-1} y^{4s-2},\end{aligned}\quad (21)$$

где в силу условия (2) $[\varphi(y, t)]^2 \leq C_0^2 |y(t)|^{2s}$, а числа $\lambda_0 > 0$ и $\psi_0 > 0$.

Пусть число κ такое, что

$$\kappa \geq \psi_0 C_0^4 (\kappa^{-1} + \delta^{-1})^2. \quad (22)$$

Тогда

$$\begin{aligned}\dot{V} &\leq -\lambda_0 V + \psi_0^{-1} y^{4s-2} \leq -\lambda_0 V + \psi_0^{-1} \lambda_1 (x^T P x)^{2s-1} \leq \\ &\leq -\lambda_0 V + \psi_0^{-1} \lambda_1 V^{2s-1} = -V(\lambda_0 - \psi_0^{-1} \lambda_1 V^{2s-2}),\end{aligned}\quad (23)$$

где число $\lambda_1 > 0$ такое, что $\lambda_1 (x^T P x)^{2s-1} \geq (c^T x)^{4s-2} = y^{4s-2}$.

Выбирая число

$$\psi_0 > \lambda_0^{-1} \lambda_1 (V(t_0))^{2s-2}, \quad (24)$$

для неравенства (23) получаем

$$\dot{V} < -\lambda_0 V \left(\frac{(V(t))^{2s-2}}{(V(t_0))^{2s-2}} \right) < 0 \text{ для любого } t \geq t_0. \quad (25)$$

Из последнего выражения следует асимптотическая устойчивость системы (9), (10), (13), что и требовалось доказать.

Из доказательства теоремы очевидно, что для каждого множества начальных условий функции $V(t_0)$ найдутся положительные числа κ , ψ_0 и σ , для которых нелинейная система (9), (10), (13) будет асимптотически устойчива. Изменение начальных условий функции $V(t_0)$ в сторону их увеличения при фиксированных значениях κ , ψ_0 и σ может привести к нарушению условия (24), а следовательно к невыполнимости неравенства (25). Таким образом, при фиксированных значениях κ , ψ_0 и σ можно говорить лишь о полуглобальной асимптотической устойчивости нелинейной системы (9), (10), (13) и, следовательно, о полуглобальной асимптотической устойчивости положения равновесия $y = 0$.

Пример

Пусть нелинейная система (1) имеет вид

$$y = \frac{b_0}{p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0} u + \frac{c_1 p + c_0}{p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0} \varphi(y, t), \quad (26)$$

где полиномы $a(p) = p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0$, $b(p) = b_0$ и $c(p) = c_1 p + c_0$ по условиям задачи имеют неизвестные коэффициенты, а относительная степень передаточной функции $\frac{b(p)}{a(p)}$ есть $\rho = 3$. Пусть нелинейная функция равна

$$\varphi(y, t) = C_0 y^3 \sin y, \quad (27)$$

где число C_0 неизвестно.

Так как относительная степень передаточной функции линейной части равна трем, выбираем полином $\alpha(p)$ второй степени $\alpha(p) = p^2 + 3p + 2$. Выберем значения параметров алгоритма оценки (4), (5) следующим образом: $k_1 = 25$, $k_2 = 10$, тогда алго-

ритм имеет вид

$$u = -(p^2 + 3p + 2)(\mu + \kappa)\hat{y} = -(\mu + \kappa)(2\hat{y} + 3\dot{\hat{y}} + \ddot{\hat{y}}), \quad (28)$$

$$\dot{\xi}_1 = \sigma\xi_2, \dot{\xi}_2 = \sigma(-25\xi_1 - 10\xi_2 + 25y), \quad \hat{y} = \xi_1. \quad (29)$$

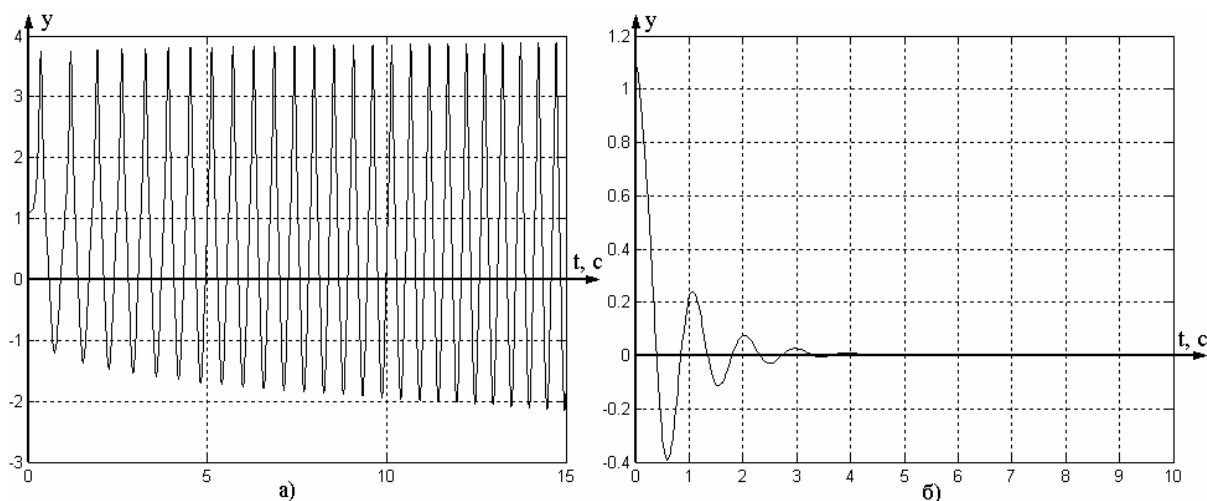


Рис. 1. Результаты моделирования замкнутой системы (26)–(29) при $\varphi(y, t) \neq 0$

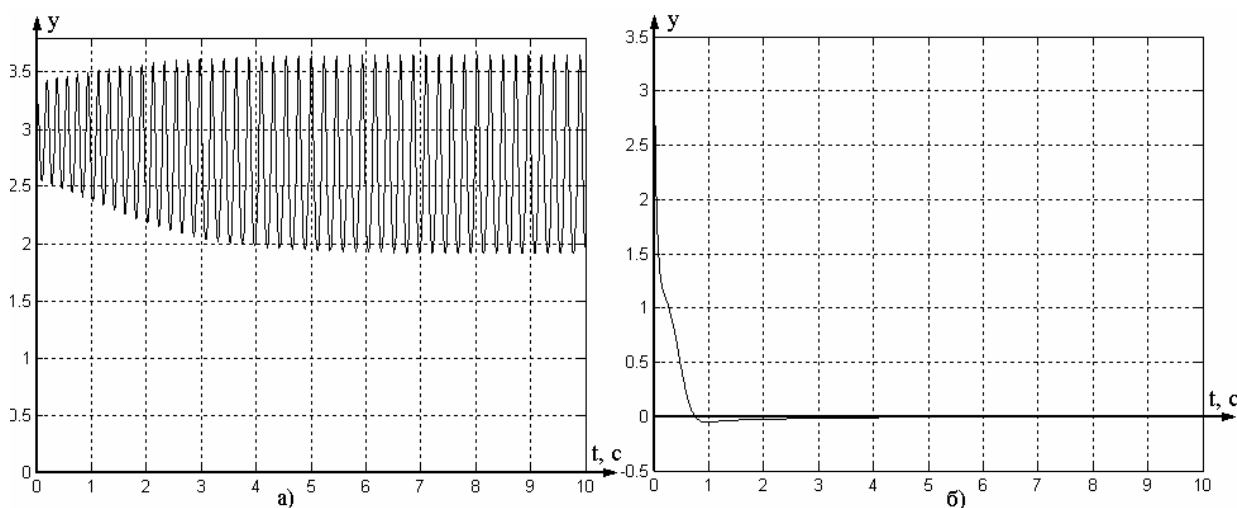


Рис. 2. Результаты моделирования замкнутой системы (26)–(29) при $\varphi(y, t) \neq 0$

Результаты компьютерного моделирования для коэффициентов $a_0 = -6$, $a_1 = 11$, $a_2 = -6$, $b_0 = 1$, $c_1 = 5$, $c_0 = 2$ и $C_0 = 9$ для переменной $y(t)$, представлены на рисунках 1, 2. На рис. 1 представлены результаты моделирования замкнутой системы (26 – 29) при $\mu = 7,5$, $\kappa = 0$ и $\sigma = 20$, $\varphi(y) = 9y^3 \sin y$ (рис. 1 а)) и замкнутой системы (26 – 29) при $\mu = 7,5$, $\kappa = 1,5$ и $\sigma = 20$, $\varphi(y) = 9y^3 \sin y$ (рис. 1 б)). Графики компьютерного моделирования при $y(0) = 1$ и $\hat{y}(0) = 0$ демонстрируют неустойчивость замкнутой системы при наличии нелинейности (рис. 1 а)) и асимптотическую сходимость выходной переменной замкнутой системы к нулю при увеличении параметра регулятора κ (рис. 1 б)). На рис. 2 представлены результаты компьютерного моделирования замкнутой системы (26 – 29) при $\mu = 7,5$, $\kappa = 1,5$ и $\sigma = 20$, $\varphi(y) = 9y^3 \sin y$ (рис. 2 а)) и замкнутой системы (26 – 29) при $\mu = 7,5$, $\kappa = 10,5$ и $\sigma = 40$, $\varphi(y) = 9y^3 \sin y$ (рис. 2 б)). Графики компьютерного моделирования демонстрируют неустойчивость замкнутой системы

при изменении начальных условий $y(0) = 3$ и $\hat{y}(0) = 0$ (рис. 2 а)), однако при увеличении параметров регулятора κ и σ выходная переменная замкнутой системы $y(t)$ асимптотически сходится к нулю (рис.2 б)).

Заключение

В статье показано, что для любой ограниченной области начальных условий существует закон управления, использующий только текущее измерение выхода, обеспечивающий асимптотическую устойчивость нулевого положения равновесия выходной переменной нелинейной системы без секторных ограничений. Приведенные результаты моделирования иллюстрируют основные положения статьи.

Литература

1. Бобцов А.А., Николаев Н.А. Синтез управления нелинейными системами с функциональными и параметрическими неопределенностями на основе теоремы Фрадкова // АиТ. 2005. №1.
2. Барабанов Н.Е., Гелиг А.Х., Леонов Г.А., Лихтарников А.Л., Матвеев А.С., Смирнова В.Б., Фрадков А.Л. Частотная теорема (лемма Якубовича-Калмана) в теории управления // АиТ. 1996. №10.
3. Мирошник И.В., Никифоров В.О., Фрадков А.Л. Нелинейное и адаптивное управление сложными динамическими системами. СПб: Наука, 2000.

АДАПТИВНАЯ КОМПЕНСАЦИЯ КВАЗИГАРМОНИЧЕСКОГО ВОЗМУЩЕНИЯ ДЛЯ НЕЛИНЕЙНОГО ОБЪЕКТА

С.В. Арановский, А.А. Бобцов, А.С. Кремлев, В.О. Никифоров

Рассматривается задача синтеза адаптивного управления для компенсации конечномерного квазигармонического возмущения, действующего на нелинейный объект. Предполагается, что квазигармоническое возмущение не измеряется и имеет неизвестные амплитуды и частоты. По измерениям переменных состояния объекта синтезируется адаптивный регулятор, обеспечивающий асимптотическую устойчивость объекта управления.

Введение

Данная статья является развитием результата, опубликованного в [1]. В [1] рассматривался случай компенсации квазигармонического возмущения

$\rho(t) = C_0 + \sum_{i=1}^n A_i \sin \omega_i t + \sum_{i=1}^n B_i \cos \omega_i t$, действующего на линейный объект. При этом

предполагалось, что квазигармоническое возмущение имеет неизвестные параметры $C_0, A_1, \dots, A_n, B_1, \dots, B_n$ и $\omega_1, \dots, \omega_n$, но верхняя граница максимального значения частоты ω_i полагалась известной. В отличие от [1], в данной статье будем полагать, что верхняя граница максимального значения частоты ω_i может быть неизвестной. Также в развитие результатов [1] будем рассматривать нелинейные объекты управления. Заметим, что проблема компенсации и оценивания квазигармонического возмущения с неизвестными параметрами является не новой, и ей посвящено достаточно много научных работ (см., например, монографию [2] и статьи [1, 3–6]). Однако в большинстве публикаций по данной тематике рассматриваются либо линейные объекты управления, либо измеряемые возмущения. Таким образом, развитие методов компенсации квазигармонических возмущений с неизвестными параметрами для нелинейных объектов является достаточно перспективной областью в современной теории управления (см., например, работы [5, 6]). В сравнение с наиболее известными аналогами предлагаемый в данной статье подход позволяет:

- как и в работах [5, 6] компенсировать с нулевой ошибкой квазигармонические возмущения вида $\rho(t) = C_0 + \sum_{i=1}^n A_i \sin \omega_i t + \sum_{i=1}^n B_i \cos \omega_i t$ по косвенным, а не прямым измерениям, что, в свою очередь, усиливает результаты, представленные в [1, 3, 4] (в работах [3, 4] предполагалось, что квазигармоническое возмущение измеряется, а в [1] был предложен подход для компенсации возмущения, действующего на нелинейный объект);
- синтезировать регуляторы и наблюдатели меньшей размерности, в сравнение с алгоритмами, представленными в работах [2, 5, 6].

Постановка задачи

Рассмотрим нелинейный стационарный объект, описываемый дифференциальным уравнением вида

$$\dot{x} = f(x) + g(x)(u + \rho), \quad (1)$$

где $x = x(t) \in R^p$ – вектор состояния, u – сигнал управления, $f(x)$ и $g(x)$ – гладкие вектор-функции ($f(0) = 0$), ρ – неизвестное квазигармоническое возмущение вида

$$\rho(t) = C_0 + \sum_{i=1}^n A_i \sin \omega_i t + \sum_{i=1}^n B_i \cos \omega_i t, \quad (2)$$

где $C_0, A_1, \dots, A_n, B_1, \dots, B_n, \omega_1, \dots, \omega_n$ – неизвестные постоянные параметры; n – известное натуральное число.

Цель управления заключается в синтезе гладкой обратной связи по состоянию, обеспечивающей в замкнутой системе при любых начальных состояниях $x(t_0) = x_0$ асимптотическую устойчивость положения равновесия $x = 0$. Определим класс нелинейных объектов, для которых указанная задача будет решена:

1) для номинальной модели

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (3)$$

известны управление $u = U(x)$ и функция Ляпунова $V_1(x)$ такие, что

$$c_1 |x|^2 \leq V_1(x) \leq c_2 |x|^2, \quad (4)$$

$$\frac{\partial V_1(x)}{\partial x} (f(x) + g(x)U(x)) \leq -c_3 |x|^2. \quad (5)$$

2) существует вектор постоянных параметров r такой, что для вектор-функции $g(x)$ выполнено

$$r^T g(x) = 1. \quad (6)$$

При этом предполагается, что положительные числа c_1 , c_2 и c_3 могут быть неизвестны.

Модельные предпосылки

Как показано в работе [1], сигнал вида (2) может быть представлен как решение дифференциального уравнения вида

$$\dot{\xi} = \Gamma \xi = (\Gamma_0 + ql^T) \xi, \quad \rho = h^T \xi, \quad (7)$$

где $\xi^* \in R^m$ – вектор переменных состояния; число $m = (2n+1)$; $\Gamma_0 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}$,

$q^T = [0 \ 0 \ \dots \ 0 \ 1]$, $l = \text{col}(0, \theta_1, 0, \dots, 0, \theta_n, 0)$ – m -мерный вектор неизвестных параметров, компоненты которого при любом комплексном s удовлетворяют тождеству

$$s^{2n+1} - \theta_n s^{2n-1} - \theta_{n-1} s^{2n-3} - \dots - \theta_1 s \equiv s(s^2 + \omega_1^2) \cdot \dots \cdot (s^2 + \omega_n^2), \quad (8)$$

а вектор постоянных коэффициентов $h = [h_1 \ h_2 \ \dots \ h_{m-1} \ h_m]^T$ удовлетворяет условиям:

- невырожденности матрицы

$$H = h_1 I + h_2 \Gamma + h_3 \Gamma^2 + \dots + h_m \Gamma^{m-1}; \quad (9)$$

- гурвицевости числителя передаточной функции

$$W(s) = h^T (sI - \Gamma_0)^{-1} q = \frac{b(s)}{a(s)}, \quad (10)$$

где полином $b(s)$, в силу структур матрицы Γ_0 и вектора q имеет вид

$$b(s) = h_m s^{m-1} + h_{m-1} s^{m-2} + \dots + h_2 s + h_1.$$

Замечание. Следует отметить, что для обеспечения невырожденности матрицы H достаточно выбрать коэффициенты вектора h , как коэффициенты любого гурвицевого полинома степени $m-1$.

Таким образом, для удовлетворения указанных выше условий достаточно выбрать коэффициенты вектора h , как коэффициенты любого гурвицевого полинома, например, полинома Ньютона.

Основной результат

Временно полагая, что сигнал $\tilde{\rho}$ измеряется, для оценки функции ρ воспользуемся алгоритмом [1]

$$\dot{\hat{\xi}} = \Gamma_0 \hat{\xi} + q \hat{\phi}^T \hat{\theta} + \mu q \tilde{\rho}, \quad \hat{\rho} = h^T \hat{\xi}, \quad (11)$$

где $\hat{\xi} = \text{col}(\hat{\xi}_1, \hat{\xi}_2, \dots, \hat{\xi}_m) \in R^m$ – оценка вектора ξ модели (7); вектор $\hat{\phi} = \text{col}(\hat{\xi}_2, \hat{\xi}_4, \dots, \hat{\xi}_{m-1}) \in R^n$; $\hat{\theta} = \text{col}(\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2, \dots, \hat{\theta}_n) \in R^n$ – оценка вектора неизвестных параметров $\theta = \text{col}(\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n) \in R^n$; число $\mu > 0$.

Вектор-столбец $\hat{\theta}$ формируется алгоритмом адаптации

$$\dot{\hat{\theta}} = K_\theta \hat{\phi} \cdot \tilde{\rho}, \quad (12)$$

где $K_\theta = K_\theta^T > 0$ – $n \times n$ -матрица постоянных коэффициентов.

Теорема 1. Пусть для оценки функции ρ используется алгоритм (11), (12), тогда существует число $\mu > 0$ такое, что оценка $\hat{\rho}$ асимптотически стремится к ρ .

Доказательство. Рассмотрим функцию рассогласования вида

$$\tilde{\xi} = \xi - \hat{\xi}. \quad (13)$$

Дифференцируя (13) в силу уравнений (7), (11) и учитывая равенство $l^T \xi = \phi^T \theta$, получаем

$$\dot{\tilde{\xi}} = \Gamma_0 \tilde{\xi} + q \theta^T \tilde{\phi} + q \hat{\phi}^T \tilde{\theta} - \mu q \tilde{\rho} = (\Gamma_0 + q l^T) \tilde{\xi} + q \hat{\phi}^T \tilde{\theta} - \mu q h^T \tilde{\xi}, \quad (14)$$

$$\tilde{\rho} = h^T \tilde{\xi}, \quad (15)$$

где вектор-функция $\tilde{\phi} = \phi - \hat{\phi}$, а вектор параметрических ошибок $\tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta}$ рассчитывается следующим образом:

$$\dot{\tilde{\theta}} = \dot{\theta} - \dot{\hat{\theta}} = -K_\theta \hat{\phi} \tilde{\rho}. \quad (16)$$

Докажем асимптотическую устойчивость положения равновесия $\tilde{\xi} = 0$. Для этого рассмотрим функцию Ляпунова вида

$$V = \tilde{\xi}^T P \tilde{\xi} + \tilde{\theta}^T K_\theta^{-1} \tilde{\theta}, \quad P = P^T > 0. \quad (17)$$

В работе [1] было показано, что для производной от функции Ляпунова вида (17) можно получить

$$\dot{V} \leq -\tilde{\xi}^T Q \tilde{\xi}, \quad Q = Q^T > 0. \quad (18)$$

Далее в статье [1] было показано, что $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\xi}(t) = 0$, откуда следует асимптотическая

сходимость оценки $\hat{\rho}$ к сигналу ρ , что и требовалось доказать.

Для компенсации возмущения выберем закон управления в виде

$$u = U(x) - \left(\frac{\partial V_1(x)}{\partial x} g(x) \right)^T - \hat{\rho}, \quad (19)$$

где функция $\hat{\rho}$ является оценкой сигнала ρ .

Теорема 2. Рассмотрим нелинейную систему (1) с выполненными относительно нее допущениями (3)–(5). Пусть для стабилизации системы (1) используется закон управления вида (18), (11), (12). Тогда положение равновесия $x = 0$ асимптотически устойчиво.

Доказательство. Рассмотрим функцию Ляпунова вида

$$V = V_1 + \gamma V_2, \quad (20)$$

где число $\gamma > 0$ (будет определено далее), а $V_2 = \tilde{\xi}^T P \tilde{\xi} + \tilde{\theta}^T K_{\theta}^{-1} \tilde{\theta}$ (см. (17)).

Дифференцируя уравнение (20), получаем

$$\dot{V} = \dot{V}_1 + \gamma \dot{V}_2 = \frac{\partial V_1(x)}{\partial x} \left(f(x) + g(x)U(x) + g(x)\tilde{\rho} - g(x) \left(\frac{\partial V_1(x)}{\partial x} g(x) \right)^T \right) + \gamma \dot{V}_2,$$

где $\tilde{\rho} = \rho - \hat{\rho}$.

Подставляя в последнее уравнение выражения (5) и (19), получаем:

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq -c_3|x|^2 + \frac{\partial V_1(x)}{\partial x} \left(g(x)\tilde{\rho} - g(x) \left(\frac{\partial V_1(x)}{\partial x} g(x) \right)^T \right) - \gamma \tilde{\xi}^T Q \tilde{\xi} \leq \\ &\leq -c_3|x|^2 - \left(\frac{\partial V_1(x)}{\partial x} g(x) \right)^2 + \left(\frac{\partial V_1(x)}{\partial x} g(x) \right)^2 + \tilde{\rho}^2 - \gamma \tilde{\xi}^T Q \tilde{\xi}, \end{aligned} \quad (21)$$

где в последнем неравенстве было использовано $\frac{\partial V_1(x)}{\partial x} g(x)\tilde{\rho} \leq \left(\frac{\partial V_1(x)}{\partial x} g(x) \right)^2 + \tilde{\rho}^2$.

Пусть число $\gamma > 0$ такое, что $\tilde{\rho}^2 - \gamma \tilde{\xi}^T Q \tilde{\xi} = \tilde{\xi}^T h h^T \tilde{\xi} - \gamma \tilde{\xi}^T Q \tilde{\xi} \leq -c_4|\tilde{\xi}|^2$, где $c_4 > 0$. Тогда для неравенства (21) получаем $\dot{V} \leq -c_3|x|^2 - c_4|\tilde{\xi}|^2$, откуда, в свою очередь, следует асимптотическая устойчивость положения равновесия $x = 0$.

Теперь построим схему наблюдения возмущения ρ , считая его неизмеримым. Для этого выразим из уравнения (1) составляющую $\tilde{\rho}$. Умножим уравнение (1) слева на вектор r^T (см. допущение (6)):

$$\tilde{\rho} = r^T \dot{x} - r^T f(x) - U(x) + \left(\frac{\partial V_1(x)}{\partial x} g(x) \right)^T. \quad (22)$$

Подставляя уравнение (22) в выражения (11) и (12), получаем:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\xi}} &= \Gamma_0 \hat{\xi} + q \hat{\phi}^T \hat{\theta} + \mu q \left(r^T \dot{x} - r^T f(x) - U(x) + \left(\frac{\partial V_1(x)}{\partial x} g(x) \right)^T \right), \\ \dot{\hat{\theta}} &= K_{\theta} \hat{\phi} \left(r^T \dot{x} - r^T f(x) - U(x) + \left(\frac{\partial V_1(x)}{\partial x} g(x) \right)^T \right). \end{aligned}$$

Введем в рассмотрение новые переменные $\varsigma_f = \hat{\xi} - \mu q r^T x$ и $\chi_f = \hat{\theta} - K_{\theta} \hat{\phi} r^T x$. Дифференцируя ς_f и χ_f , получаем реализуемый адаптивный наблюдатель вида

$$\dot{\varsigma}_f = \Gamma_0 \hat{\xi} + q \hat{\phi}^T \hat{\theta} + \mu q \left(-r^T f(x) - U(x) + \left(\frac{\partial V_1(x)}{\partial x} g(x) \right)^T \right), \quad (23)$$

$$\dot{\hat{\xi}} = \varsigma_f + \mu q r^T x, \quad (24)$$

$$\dot{\chi}_f = K_{\theta} \hat{\phi} \left(-r^T f(x) - U(x) + \left(\frac{\partial V_1(x)}{\partial x} g(x) \right)^T \right) - K_{\theta} \dot{\phi} r^T x, \quad (25)$$

$$\hat{\theta} = \chi_f + K_{\theta} \hat{\phi} r^T x. \quad (26)$$

Для иллюстрации предложенной в данном разделе схемы управления рассмотрим следующий числовой пример.

Пример. Пусть нелинейный объект управления имеет вид

$$\dot{x}_1 = -x_1 + x_2 - x_1^3 + x_1(u + \rho), \quad \dot{x}_2 = -x_2 + u + \rho, \quad (27)$$

где $f(x) = \begin{bmatrix} -x_1 + x_2 - x_1^3 \\ -x_2 \end{bmatrix}$, $g(x) = \begin{bmatrix} x_1 \\ 1 \end{bmatrix}$, для номинальной модели $\dot{x} = f(x) + g(x)u$

управление $U(x) = 0$, а функция Ляпунова $V_1(x) = (x_1^2 + x_2^2)/2$ обладает легко проверяемым свойством

$$\frac{\partial V_1(x)}{\partial x} (f(x) + g(x)U(x)) = \frac{\partial V_1(x)}{\partial x} f(x) \leq -c_3 |x|^2. \quad (28)$$

В качестве вектора постоянных параметров r , удовлетворяющего условию (6), выберем вектор $r^T = [0 \ 1]$. Рассчитаем закон управления в соответствии с (18):

$$u = U(x) - \left(\frac{\partial V_1(x)}{\partial x} g(x) \right)^T - \hat{\rho} = -(x_1^2 + x_2) - \hat{\rho}, \quad (29)$$

где функция $\hat{\rho}$ является оценкой сигнала ρ .

Пусть квазигармоническое возмущение имеет две гармоники и ненулевой сдвиг $\rho(t) = C_0 + A_1 \sin \omega_1 t + A_2 \sin \omega_2 t$, где неизвестные частоты ω_1 и ω_2 не кратны, а числа C_0 , A_1 и A_2 имеют ненулевые значения. Выберем коэффициенты $h_1 = 1$, $h_2 = 5$, $h_3 = 10$, $h_4 = 10$, $h_5 = 5$ и промоделируем алгоритм наблюдения для $\mu = 5$, $k_{\theta 1} = 100$, $k_{\theta 2} = 100$, $\rho(t) = -1 + 2 \sin t - 3 \sin 3t$. Результаты переходных процессов для сигналов x_1 и x_2 представлены на рис. 1. Компьютерное моделирование иллюстрирует работоспособность предложенной схемы управления.

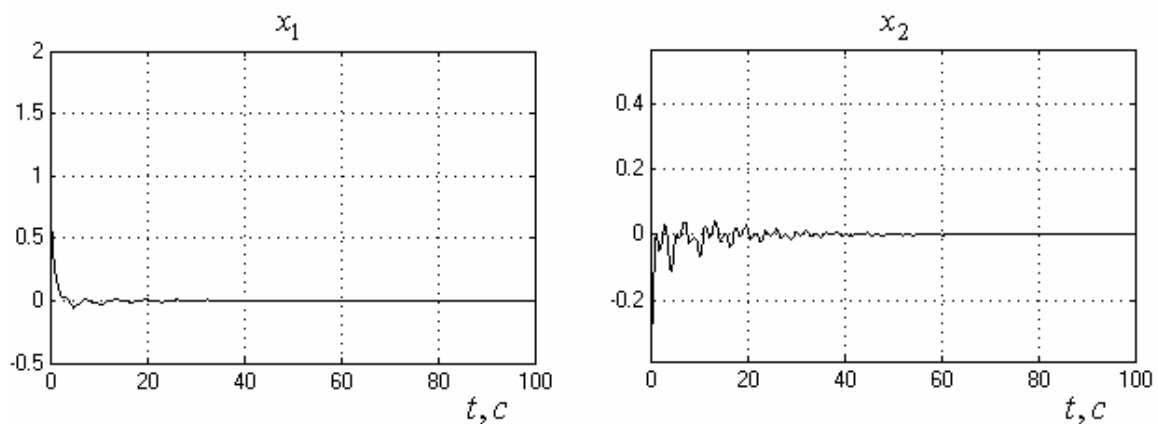


Рис. 1. Переходные процессы в системе (27) – (29).

Заключение

В работе рассматривался нелинейный объект управления (1), подверженный влиянию внешнего неизвестного возмущения вида (2). На базе результатов, получен-

ных в статье [1], представлен алгоритм управления вида (19), (23)–(26), обеспечивающий асимптотическую устойчивость нелинейного объекта (1). В отличие от [1], в данной статье было сделано предположение, что верхняя граница максимального значения частоты ω_i является неизвестной. По сравнению с результатами [2, 5, 6], данный подход позволяет строить регуляторы размерности $3n + 1$, что положительно отличается от размерностей регуляторов, рассмотренных в [2, 5, 6]. В частности в [2, 5, 6] предложены схемы синтеза регуляторов, имеющих размерность $4n + 2$.

Литература

1. Бобцов А.А., Кремлев А.С. Синтез наблюдателя в задаче компенсации конечномерного квазигармонического возмущения // Известия АН. Теория и системы управления. 2005. №3.
2. Никифоров В.О. Адаптивное и робастное управление с компенсацией возмущений. СПб: Наука, 2003.
3. Marino R. and Tomei P. Global Estimation of n Unknown Frequencies // IEEE Transactions on Automatic Control. 2002. V. 47. P. 1324–1328.
4. Xia X. Global Frequency Estimation Using Adaptive Identifiers // IEEE Transactions on Automatic Control. 2002. V. 47. P. 1188–1193.
5. Никифоров В.О. Адаптивная стабилизация линейного объекта, подверженного внешним детерминированным возмущениям // Изв. РАН. ТиСУ. 1997. №2.
6. Marino R., Santosuosso G.L. Global Compensation of Unknown Sinusoidal Disturbances for a Class of Nonlinear Nonminimum Phase Systems // IEEE Transactions on Automatic Control. 2005. V. 50. P. 1816–1822.

АДАПТИВНОЕ УПРАВЛЕНИЕ СООТНОШЕНИЕМ ВОЗДУХ / ТОПЛИВО В ИНЖЕКТОРНЫХ ДВИГАТЕЛЯХ ВНУТРЕННЕГО СГОРАНИЯ ПРИ НАЛИЧИИ ДИНАМИКИ ИЗМЕРЯЮЩЕГО УСТРОЙСТВА

Д.Н. Герасимов, В.О. Никифоров

В настоящее время развитие двигателестроения сопровождается как оптимизацией конструкции двигателей внутреннего сгорания, так и совершенствованием систем автоматического управления. Нарботанный за последние тридцать лет теоретический задел позволяет эффективно решать задачи управления двигателями с целью снижения токсичности, увеличения экономических и мощностных показателей, а также оптимизации ряда параметров. Как известно, двигатель внутреннего сгорания является сложным нестационарным объектом, работающем, как правило, в динамическом режиме. Более того, ряд параметров двигателя являются недоступными для прямого измерения (например, количество топлива, осаждаемого на стенки впускного коллектора). Наличие этих свойств обуславливает необходимость использования специальных методов управления, среди которых получили широкое распространение методы нелинейного и адаптивного управления.

В инжекторном двигателе, т.е. двигателе, в котором подача топлива осуществляется путем принудительного впрыскивания, наиболее эффективно реализуются быстроедействующие алгоритмы управления (на базе микропроцессорной техники), позволяющие координатно улучшить качество его работы.

Одной из важнейших характеристик работы инжекторного двигателя, влияющих на вышеуказанные показатели, является соотношение воздух/топливо. Известно, что для полного сгорания 1 кг бензина необходимо 14.7 кг воздуха (так называемое стехиометрическое соотношение) [1]. В инженерной практике и автомобилестроении получил распространение коэффициент избытка воздуха, показывающий отклонение реального соотношения воздух/топливо от идеального (λ – коэффициент) [1, 2]. Оптимальные показатели работы двигателя достигаются при $\lambda=1$, таким образом, регулирование соотношения воздух/топливо и стабилизация λ являются важнейшими задачами при управлении инжекторным двигателем внутреннего сгорания.

Для реализации обратной связи при замкнутом управлении соотношением воздух / топливо на практике используются датчики кислорода (λ – зонды). Однако наличие измерительного устройства вносит дополнительные амплитудные и фазовые рассогласования в спектр полезного сигнала из-за так называемой паразитной динамики. Зачастую при синтезе регуляторов такой динамикой пренебрегают, считая датчик безынерционным звеном. В данном случае такое пренебрежение ведет к значительному ухудшению качества управления, так как постоянная времени датчика $T \approx 0.05 \div 0.2$ соизмерима с постоянными времени объекта. Следовательно, возникает необходимость в компенсации динамики датчика с целью повышения качества работы системы.

В связи с этим в настоящей работе решается задача управления соотношением воздух / топливо в цилиндрах двигателя внутреннего сгорания с компенсацией паразитной динамики измерительного устройства.

1. Математическая модель инжекторного двигателя

Для синтеза системы управления соотношением воздух / топливо необходимо составить математическую модель двигателя. Математическая модель, ориентированная на синтез системы управления, может быть достаточно точно представлена в виде системы нелинейных дифференциальных уравнений третьего порядка. Модель описывает

процессы, протекающие в двигателе, в терминах, усредненных за один цикл сигналов, без учета их пульсаций. Вывод модели приведен в работе [3].

$$\dot{x}_1 = -a_{01} - a_{11}x_1 - a_{12}x_1^2 + b_{11}\eta_f(x_1)x_3\varphi_3(x_1, x_2, x_3, u_1)\varphi_4(x_1, u_3) - b_{12}\delta_1(t) \quad (1)$$

$$\dot{x}_2 = -a_2x_2 + b_2u_1 \quad (2)$$

$$\dot{x}_3 = -a_3x_1x_3 + b_3\varphi_1(x_3)\varphi_2(u_2) \quad (3)$$

$$y_1 = \frac{c_1}{x_1x_3}(x_2 + d_1u_1) \quad (4)$$

$$y_2 = c_2\eta_f(x_1)x_3\varphi_3(x_1, x_2, x_3, u_1)\varphi_4(u_3) - c_{f0} - c_{f1}x_1 - c_{f2}x_2. \quad (5)$$

В модели использованы следующие обозначения:

- переменные состояния: x_1 – скорость вращения коленчатого вала, $[рад/с]$; x_2 – масса топливной пленки, образующаяся на стенках впускного коллектора $[кг]$; x_3 – давление воздуха во впускном коллекторе, $[Па]$;
- входные переменные: u_1 – количество впрыснутого в цилиндр топлива, $[кг/с]$; u_2 – угол поворота дроссельной заслонки, $[рад]$; u_3 – угол опережения зажигания, $[рад]$,
- выходные переменные: y_1 – соотношение воздух/топливо; y_2 – крутящий момент на коленчатом валу, $[Н \cdot м]$;
- возмущение δ_1 – момент внешней нагрузки, $[Н \cdot м]$;
 $a_{01}, a_{11}, a_{12}, a_2, a_3, b_{11}, b_{12}, b_2, b_3, c_1, c_2, c_{f0}, c_{f1}, c_{f2}$ – постоянные коэффициенты, определяемые конструктивными параметрами двигателя, а также режимом его работы и внешними условиями (см. [3]).

При этом уравнение (1) описывает динамику коленчатого вала двигателя, уравнение (2) – динамику осаждения топлива на стенки впускного коллектора, уравнение (3) – изменение давления воздуха во впускном коллекторе.

Особый интерес для построения системы управления соотношением воздух / топливо представляют уравнения (2), (4). Рассмотрим процесс, который они описывают, более подробно. Часть распыляемого форсункой топлива осаждается на стенках впускного коллектора, образуя пленку [4]. Эта пленка накапливает и поставляет топливо в цилиндр в результате процесса испарения. Другими словами, в цилиндр попадает топливо из двух источников – впрыснутое форсункой и испаренное со стенок коллектора. Следует заметить, что точной аналитической модели, описывающий данный процесс, не существует. Однако экспериментальные данные показывают, что его можно описать уравнениями (2) и (4) [7].

2. Постановка задачи

Параметрами модели, описывающей динамику формирования соотношения воздух/топливо, являются $a_2 = 1/T$, $b_2 = K/T$, $d_1 = 1 - K$, где T – постоянная времени процесса испарения $[с]$, K – часть топлива, осевшего на стенки коллектора. При этом необходимо заметить, что ни постоянная времени процесса испарения, ни величина K недоступны прямому измерению, т.е. модель (2), (4) является параметрически неопределенной. Кроме того, переменная x_2 также неизмеряема.

Перепишем модель в следующем виде:

$$\begin{cases} \dot{x}_2 = -\frac{1}{T}x_2 + \frac{K}{T}u_1, \\ y_1 = U(t)(x_2 + (1-K)u_1), \end{cases} \quad (6)$$

где $U(t) = \frac{c_1}{x_1 x_3} > 0$ – измеряемый ограниченный сигнал, параметры $T, K, d = (1-K)$

являются неизвестными.

Регулируемая переменная y_1 измеряется с помощью λ – датчика, который представлен уравнениями вида

$$\begin{cases} \dot{z} = -\alpha z + \beta y_1 \\ \varsigma = z, \end{cases} \quad (8)$$

где z – переменная состояния датчика, α, β – известные параметры.

Таким образом, прямому измерению доступны только переменные u_1 и ς .

Целью управления является стабилизация регулируемой переменной y_1 на оптимальном (стехиометрическом) нормированном уровне, равном 1.

Решение поставленной задачи адаптивного управления произведем в несколько шагов. Сначала параметризуем модель, т.е. представим регулируемую переменную в виде линейной регрессионной модели, на основе анализа которой сформируем ошибку стабилизации и как следствие – закон управления.

3. Параметризация регулируемой переменной объекта

Для параметризации регулируемой переменной объекта (2), (3) воспользуемся вспомогательными фильтрами вида [5]

$$\dot{\xi} = -k_0 \xi + \frac{1}{\beta} \left(\alpha - k_0 - U \frac{d(1/U)}{dt} \right) \frac{1}{U} \varsigma, \quad (10)$$

$$\dot{v} = -k_0 v + u_1, \quad (11)$$

$$U \frac{d(1/U)}{dt} = \frac{\dot{x}_1}{x_1} + \frac{\dot{x}_3}{x_3} \quad (12)$$

где $k_0 > 0$ – постоянная величина. Величины $\dot{x}_1$ и $\dot{x}_3$ определяются правыми частями уравнений (1) и (3), соответственно. При этом параметризованная модель регулируемой переменной объекта может быть представлена в следующем виде:

$$y_1 = U(t) \left[\left(k_0 - \frac{1}{T} \right) \cdot \left(\xi + \frac{1}{\beta} \frac{\varsigma}{U(t)} \right) + \left(\frac{1}{T} - (1-K)k_0 \right) v + (1-K)u_1 \right] + \sigma U(t), \quad (13)$$

где $\sigma(t)$ – экспоненциально затухающая функция. Путем введения величины $\sigma = y_1|_{\sigma=0} - U(t)(x_2 + (1-K)u_1)$ и дифференцирования ее по времени нетрудно доказать справедливость равенства (13).

4. Модель ошибки стабилизации. Синтез настраиваемого регулятора

Сформируем ошибку стабилизации регулируемой переменной $\varepsilon = 1 - y_1$, тогда, пренебрегая экспоненциально затухающим воздействием, с учетом (13) модель ошибки может быть переписана в виде

$$\varepsilon = U(t)(1-K) \left(k_0 v + \psi^T \varphi - u_1 \right), \quad (14)$$

где $\Psi^T = \begin{bmatrix} \frac{1}{1-K} & \frac{1}{T(1-K)} \end{bmatrix}$ – вектор неизвестных параметров объекта,
 $\Phi^T = \begin{bmatrix} \frac{1}{U} - k_0\xi - \frac{k_0}{\beta} \frac{\varsigma}{U(t)} & \xi + \frac{1}{\beta} \frac{\varsigma}{U(t)} - v \end{bmatrix}$ – вектор известных функций (регрессор).

На основе анализа модели ошибки (14) представим настраиваемый регулятор в виде

$$u_1 = \Phi^T \varphi + k_0 v, \quad (15)$$

где φ – вектор настраиваемых параметров, формируемый следующим алгоритмом адаптивной идентификации:

$$e = \varsigma - \Theta^T H(s) [\omega^T], \quad (16)$$

$$\dot{\Theta} = \gamma(t) \left[\int_0^t \bar{\omega}(\tau) e(\tau) d\tau + \int_0^t \bar{\omega}(\tau) \bar{\omega}^T(\tau) \Theta(\tau) d\tau - P(t) \Theta(t) \right], \quad (17)$$

$$P(t) = \int_0^t \bar{\omega}(\tau) \bar{\omega}^T(\tau) d\tau, \quad (18)$$

$$\gamma(t) = \rho (\mu \cdot I_{3 \times 3} + P(t))^{-1}, \quad (19)$$

где $\omega^T = \begin{bmatrix} U(t)\xi + \frac{1}{\beta} \varsigma & U(t)v & U(t)u_1 \end{bmatrix}$ – регрессор, формируемый фильтрами (10)–(12),

Θ – оценка вектора $\Theta^T = \begin{bmatrix} k_0 - \frac{1}{T} & \frac{1}{T} - (1-K)k_0 & (1-K) \end{bmatrix}$, $\bar{\omega} = H(s)[\omega]$, $H(s) = \frac{\beta}{s + \alpha}$ – передаточная функция сенсора, $\rho > 0$ – коэффициент адаптации, μ – малая постоянная величина.

Алгоритм идентификации (16) – (19) имеет следующие свойства:

1. сигналы $\omega(t)$, $\Theta(t)$, $e(t)$ ограничены;
2. $e(t) \rightarrow 0$ при $t \rightarrow \infty$;
3. $\tilde{\Theta}(t) = \Theta - \Theta(t) \rightarrow 0$ при $t \rightarrow \infty$, если регрессор ω состоит из линейно независимых компонентов. Более того, если элементы вектора ω линейно независимы, то скорость сходимости может быть увеличена путем увеличения параметра ρ и уменьшения величины μ .

Пересчет вектора Φ происходит в соответствии с выражением

$$\Phi = \begin{bmatrix} \frac{1}{\Theta_3} & \frac{k_0 - \Theta_1}{\Theta_3} \end{bmatrix}. \quad (20)$$

Таким образом, адаптивный регулятор с компенсацией динамики измеряющего устройства состоит из:

- динамических фильтров (10)–(12),
- настраиваемого регулятора (15),
- алгоритма идентификации (16)–(20).

6. Моделирование

Иллюстрация свойств алгоритма адаптивной стабилизации выполнена на примере двигателя Chevrolet Corvette V8 с объемом 5.7 л. Значения параметров объекта и регулятора приведены в табл. 1.

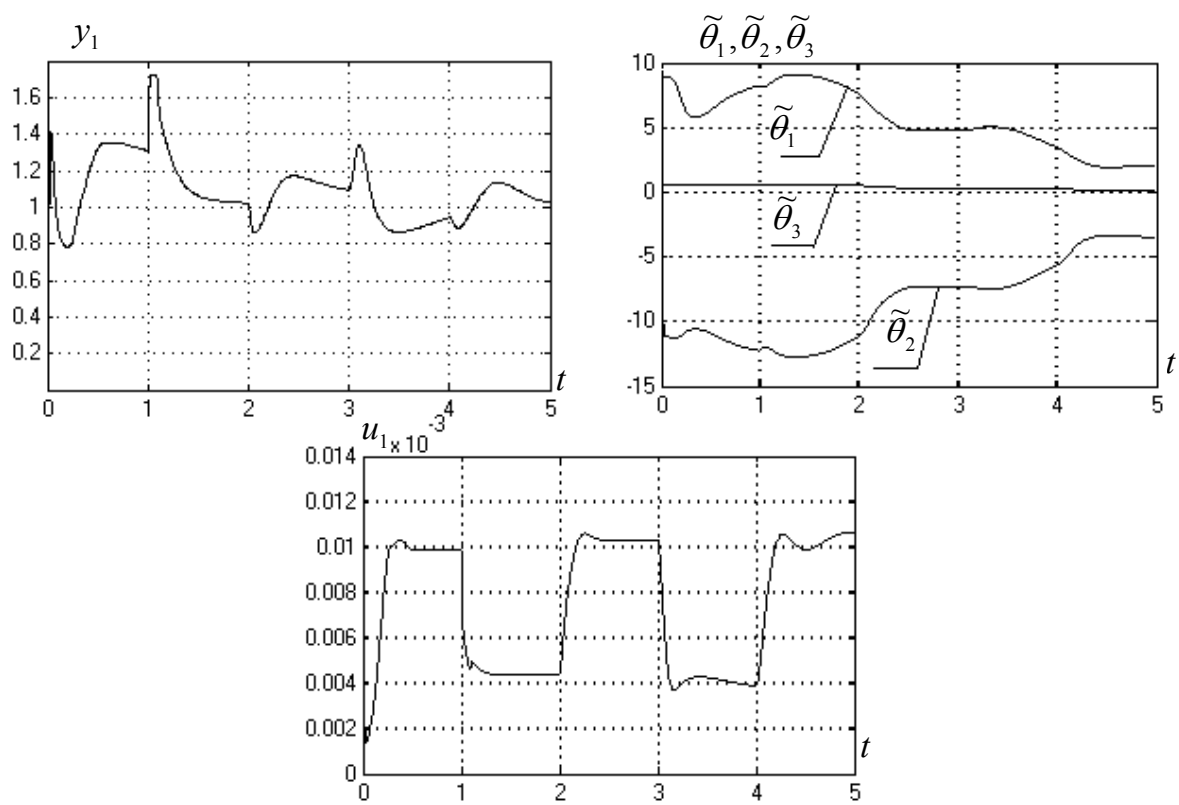


Рис. 1 .Стабилизация соотношения воздух/топливо без компенсации динамики измеряющего устройства

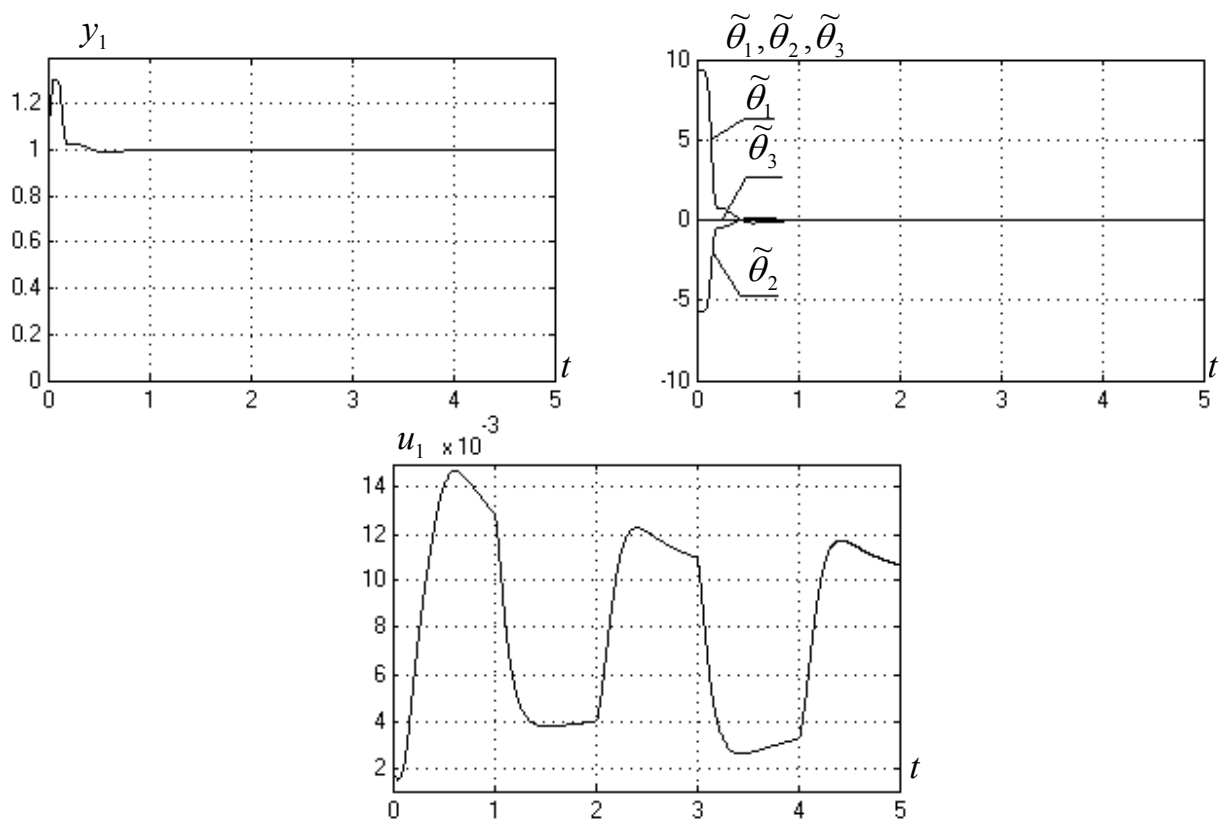


Рис. 1 .Стабилизация соотношения воздух/топливо с компенсацией динамики измеряющего устройства

Параметры объекта и сенсора					Параметры регулятора				
$U(t)$	T	K	α	β	k_0	ρ	$\hat{\theta}(0)$	μ	θ
$2.6931\text{e}+9 / x_1 x_3$	2	0.4	1/0.4	2.5	10	400	$[0 \ 0 \ 0.1]$	10^{-4}	$[9.5 \ -5.5 \ 0.6]$

Входные сигналы: $u_2(t) = \frac{1}{0.1s+1}[(10\text{sign}(\sin(2t)) + 30)]$, $u_3(t) = 40^\circ$.

Таблица 1. Значения параметров объекта, регулятора и неизвестных векторов θ

Результаты моделирования алгоритмов адаптивного управления соотношением воздух топливо представлены на рис. 1, 2. На рис. 1 представлены переходные процессы в системе управления, замкнутой регулятором без компенсации динамики датчика. На рис. 2 представлены переходные процессы в системе управления, замкнутой, соответственно, регулятором, описываемым уравнениями (10)–(12), (15)–(20).

7. Заключение

В работе разработан алгоритм адаптивного управления соотношением воздух / топливо в цилиндрах инжекторного ДВС. Алгоритм позволяет компенсировать паразитную динамику λ – датчика, а также идентифицировать параметры объекта в процессе функционирования регулятора. Идентификатор построен на базе интегрального алгоритма адаптации с расширенной ошибкой, который обладает высокой скоростью сходимости. С помощью моделирования была проиллюстрирована работа полученного регулятора.

Литература

1. Двигатели внутреннего сгорания. В 3 кн. Кн.1 Теория рабочих процессов: Учебник для вузов / В.Н. Луканин, К.А. Морозов, А.С. Хачиян и др.; Под ред. В.Н. Луканина. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Высшая школа, 2005. 479 с.
2. Колчин А.И. Расчет автомобильных и тракторных двигателей: Учеб. Пособие для вузов. / А.И. Колчин, В. П. Демидов. 3-е изд., перераб. и доп. М.: Высш. шк., 2003. 496с.: ил.
3. Герасимов Д.Н., Мигуш С.А., Никифоров В.О. Математическая модель инжекторного двигателя внутреннего сгорания. // Научно-технический вестник СПбГИТМО (ТУ). 2003. № 10. С. 10–18.
4. Ault B.A., Jones V.K., Powell J.D., Franklin G.F. Adaptive air–fuel ration control of a spark ignition engine. // SAE paper. 1993. № 940373.
5. Мирошник И.В., Никифоров В.О., Фрадков А.Л. Нелинейное и адаптивное управление сложными динамическими системами. / Серия «Анализ и синтез нелинейных систем». Под общей редакцией Леонова Г.А. и Фрадкова А.Л. СПб.: Наука, 2000. 549 с.
6. Kim Y.–W., Rizzoni G., V. Utkin Automotive engine diagnostics and control via nonlinear estimation. // IEEE Control Systems. 1998.
7. Turin R.C., Geering H.P. On–line identification of air–to–fuel ratio dynamics in a sequentially injected SI engine. // SAE paper № 930857.

СЕНСОР ОТБРАКОВКИ «ЛОЖНЫХ» СТРАНИЦ

В.Н. Дроздов, С.И. Федоренко

Печатание оттисков – основная полиграфическая операция и один из этапов создания полиграфической продукции. Для получения из оттисков готовой продукции необходимо выполнить целый ряд так называемых брошюровочно-переплетных и отделочных процессов (БПП). Это технологические операции по предварительной обработке оттисков, по изготовлению и обработке книжных блоков, изготовлению изданий в мягкой обложке, а также все операции по изготовлению книг. Изготовление книжных блоков включает в себя комплектовку блока издания, скрепление листов или тетрадей (шитье нитками или проволокой, а также клеевое скрепление), обработку блока – его подготовку для вставки в крышку или для крытия обложкой. Вышеперечисленные операции выполняются на так называемом послепечатном оборудовании (ППО). Отделка продукции в ППО признается узким местом процесса полиграфического производства. Это обусловлено большим разнообразием объектов обработки, а также сложностью самих операций обработки послепечатной стадии. Также разнообразен и контроль выполнения этих операций. Для повышения качества продукции необходимо повышать степень автоматизации послепечатного оборудования и всех его систем контроля.

Одним из примеров операций контроля на послепечатной стадии служит проверка комплектности блоков. Существует два способа комплектовки: *вкладкой* для малообъемных (с толщиной блока до 6.5 мм) брошюр и журналов и *подборкой* для блоков и брошюр любого объема и всех блоков книг в переплете. Комплектовка вкладкой обычно производится на вкладочно-швейных машинах и вкладочно-швейно-резальных агрегатах, т.е. эта операция выполняется в комплексе с последующими операциями, например, со скреплением, обрезкой.

Для всех способов комплектовки требуется проверка правильности подбора тетрадей, так как нарушение правильной последовательности блоков приводит к браку и, соответственно, снижению качества выпускаемой продукции.

В настоящее время проверка комплектности осуществляется в основном оператором вручную путем проверки правильности расположения подборочных меток на торцах сфальцованных тетрадей. Такой способ имеет ряд недостатков, главными из которых являются: его применимость только для комплектовки подборкой в листо-подборочных машинах, невозможность применения в случае жесткого соединения подборочной машины с переплетной машиной, а также участие человека, снижающее надежность и скорость работы всего производства.

Все это обуславливает актуальность и значимость исследований, направленных на решение одной из важных проблем послепечатной стадии – повышение уровня автоматизации системы контроля комплектовки блоков.

В настоящее время существуют разработки, направленные на автоматизацию этой контрольной операции. Все они используют специальные приборы – сенсоры для определения правильности тетради. По методу работы сенсоры можно разделить на две группы: первая группа сенсоров осуществляет чтение сигнатур, печатаемых на листе перед его фальцовкой; вторая группа сенсоров не требует дополнительных технологических объектов на листе и работает с содержимым верхней страницы тетради. Причем в настоящее время существуют сенсоры, поддерживающие оба указанных метода работы, так как это позволяет добиться большей надежности. В качестве сигнатур для первой группы сенсоров выступают стандартные подборочные метки или наносимые на тетрадь штрихкоды. В первом случае для чтения подборочных меток используются оптические сканирующие головки. Наиболее надежные результаты можно получить при сканировании корешков тетрадей блока после его подборки, проверяя наличие лестничного эффекта из меток [1].

стничного эффекта из меток [1]. Распространенным примером использования штрих-кодов является система ASIR-3 («Automatic Signature Image Recognition system») фирмы «Мюллер Мартини» для проверки комплектности тетрадных блоков [5], вышедшая в 2004 г., при этом компания начала разработки в этой области еще в 1994 г.

Однако использование штрихкодов требует от производства полной ориентации на использование системы ASIR во время всего процесса изготовления заказа, в том числе и на печатные процессы, что не всегда является возможным. Кроме того, печать штрихкодов увеличивает объем макулатуры, хотя ее разработчик прилагает все усилия для уменьшения площади штрихкодов. Таким образом, затраты на процесс контроля правильности комплектовки оказываются значительно выше, чем при использовании систем контроля, не выходящих за рамки процесса комплектовки. Кроме того, система ASIR-3 поставляется опционально и не входит в базовый состав оборудования.

Другим известным примером использования одновременно обоих методов контроля является система Opticontrol, разработанная компанией Optigraf. Она была представлена в 2002 г. Эта система состоит из двух сенсоров, один из которых читает штрихкод, печатаемый в технологической зоне листа, а другой сенсор имеет возможность читать содержимое текстовых страниц – отдельные слова. Одним из главных недостатков этой системы является малая рабочая зона, что приводит к меньшей надежности определения ошибочных страниц, как указывалось ранее. Это ограничение вытекает из-за заявленного ограничения на максимальное количество обрабатываемых сегментов текста одной страницы в рабочей зоне – всего 20.

Таким образом, существующие автоматические системы контроля процесса комплектовки имеют недостаточную надежность. Во всех системах появляются значительные трудности контроля комплектовки при работе со специфическими типами изданий, такими как телефонные справочники, каталоги, ежедневники и т.п. Эти издания являются наиболее трудными для контроля, где страницы имеют практически идентичное содержимое. Рассмотренные режимы работы не позволяют с большой надежностью определить, одинаковы ли изображения двух разных тетрадей одного справочника или нет. Для определения их равенства необходимо иметь возможность различать детали изображения, такие как буквы текста, формат их записи и т.д. Также невозможно контролировать такие страницы по их малой части содержимого с площадью в несколько сантиметров. Для этого требуется работать с большей частью изображения страницы.

Идея исследований направлена на решение задачи автоматизированного контроля комплектности тетрадей в блоке, а также тетрадных блоков в книжном блоке при изготовлении книг. Предлагается проводить проверку правильности комплектовки любого типа объектов путем анализа содержимого верхней страницы сфальцованного тетрадного листа или тетрадного блока. Анализ производится специально разработанным с этой целью сенсорной системой, далее называемой *сенсором*. Сенсор решает задачу распознавания образов, заключающуюся в анализе содержимого текущей страницы для сравнения ее с правильной страницей, задаваемой в режиме обучения. Результат сравнения есть ответ – совпадают ли страницы или нет. В случае несовпадения страниц, данная страница считается бракованной и должна быть изъята из процесса комплектовки. При этом в каждую станцию подборочной машины устанавливается по одному сенсору. Все сенсоры соединяются в центре управления машиной и составляют вместе с ним единую систему контроля правильности комплектовки.

Системы контроля комплектовки блоков должны иметь возможность задания эталонной тетради в режиме обучения, предшествующем режиму нормальной работы, в котором осуществляется сравнение текущей тетради с эталонной. Поэтому задача отбраковки неправильных тетрадей заменяется задачей распознавания образов, при которой необходимо принятие решения об отнесении данной тетради к классу бракованных

или правильных тетрадей. Решающие правила должны обеспечивать минимум ошибок распознавания.

Перед созданием системы распознавания необходимо определить условия ее функционирования. Для этого требуется провести исследование возможных отклонений анализируемой страницы от эталонной страницы в процессе работы сенсора, осуществляющего сканирование страницы для получения ее образа в памяти процессора и распознавание страницы. В результате исследований поведения страниц на конвейере БПМ выяснилось, что имеются две проблемы, решение которых необходимо обеспечить при создании системы отбраковки страниц.

Основная сложность автоматизации послепечатных процессов состоит в высокой скорости транспортных устройств (конвейеров), осуществляющих передачу объектов обработки от одного узла машины к другому. Подборочные машины обычно агрегируются с оборудованием для скрепления блоков: машинами для клеевого бесшвейного скрепления (МБС) или шитья проволокой втачку. При этом скорость работы подборочной машины задается скоростью МБС, которая в настоящий момент достигает 18000 блоков в час (5 блоков/сек) [5]. Поэтому скорость движения конвейера в подборочных машинах достигает 2,5 метров в секунду и выше. Например, фирма Колбус (Германия) в подборочной машине модели ZU-840 использует скорость 2,5 м/с, а модель 3681/18 фирмы «Мюллер Мартини» (Швейцария) работает со скоростью 3,5 м/с. Такие скорости требуют очень быстрого времени срабатывания приборов для автоматизации послепечатных процессов – порядка нескольких десятков миллисекунд на каждый объект.

Другая проблема заключается в непостоянном положении анализируемых объектов со стороны приборов. Анализируемые объекты могут смещаться или поворачиваться на относительно малый угол по отношению друг к другу, а также могут иметь место деформации страниц при таких больших значениях скорости их перемещения. Поэтому простейшие способы прямого сравнения изображений страниц являются мало надежными.

Процесс исследований вышеуказанных требований показал существование ограничений в отклонении страниц при их прохождении под сенсором в трех направлениях, а также ограничение в максимально возможном повороте страницы. Эти ограничения были вынесены как предельные значения для отклонений в положении страниц для процесса распознавания страниц по их изображениям.

Пусть мы имеем два изображения: эталонное $f_9(x, y)$ и анализируемое $f(x', y')$, смещенное на величины $\Delta x, \Delta y$ по соответствующим осям, повернутое на угол φ и отличающееся масштабом λ по оси x . Такое преобразование эталонной страницы является аффинным преобразованием. Обозначим его $\Psi: (x, y) \rightarrow (x', y')$. Запишем связь между координатами этих изображений:

$$\Psi(x, y; \Delta x, \Delta y, \varphi, \lambda): \begin{cases} x' = \lfloor (x_c + (1 + \lambda)(x - x_c) + \Delta x) \cos \varphi + (y + \Delta y) \sin \varphi \rfloor \\ y' = \lfloor -(x_c + (1 + \lambda)(x - x_c) + \Delta x) \sin \varphi + (y + \Delta y) \cos \varphi \rfloor \end{cases}, \quad (1)$$

где $\lfloor \bullet \rfloor$ – операция взятия целой части вещественного числа; x_c – координата центральных пикселей всех строк изображения, т.е. $x_c = x_{\max} / 2$. Положительное значение λ соответствует приближению страницы к сенсору, отрицательное – отдалению от сенсора.

Заметим, что аффинное преобразование Ψ можно легко расширить и на множество точек $\{(x_i, y_i)\}$, а именно $\Psi: \{(x_i, y_i)\} \rightarrow \{(x'_i, y'_i)\} \equiv \{(x_i, y_i)\} \rightarrow \{\Psi(x_i, y_i)\}$. При этом каждая точка из исходного множества имеет свое отображение в выходном множестве. Тогда, учитывая (1), между яркостью пикселей двух изображений можно записать следующую зависимость:

$$\left. \begin{array}{l} \Psi(x, y; \Delta x, \Delta y, \phi, \lambda) \rightarrow (x', y') \\ f(x', y') = B(x', y', f_3(x, y)) \end{array} \right\} \quad (2)$$

где $B(x', y', f_3(x, y))$ есть функция зависимости нового значения яркости каждого пикселя в новой точке, зависящая от яркости исходного пикселя до преобразования. Сама эта зависимость имеет достаточно сложный характер, определяемый оптическими и конструктивными параметрами самого прибора, а также схемой установки прибора в конвейер БПМ. В данной работе эта зависимость исследуется с точки зрения максимального воздействия такого перемещения на яркость изображения. В результате анализа изображений выяснилось, что относительное изменение яркости пикселей можно считать равномерной и что оно находится в пределах $\Delta B_{\max} = 15 \%$, т.е.

$$\forall x, y: \frac{|f(x', y') - f_3(x, y)|}{f_3(x, y)} < \Delta B \leq \Delta B_{\max} \quad (3)$$

В приведенной формуле (3) разность в числителе берется по абсолютному значению, так как возможны и отрицательные значения в случае перемещения страницы в сторону удаления от сенсора.

Выше приведена выбранная модель преобразования двух изображений страниц. На следующем шаге необходимо решить задачу совмещения изображений страниц, зная модель трансформации изображений. Сама задача совмещения изображений страниц является фундаментальной проблемой компьютерного видения и встречается очень часто, например, при выявлении изменений в серии изображений, анализе движения, объединении информации от различных сенсоров, стереозрении и текстурном анализе. Подобные проблемы, в свою очередь, возникают в биомедицинских приложениях, при решении задач фотограмметрии и в зрении роботов, при дистанционном сборе данных. Различные методы совмещения включают в качестве составных элементов выполнение таких операций, как выделение контуров, сегментация и построение структурного описания изображения. Все эти вопросы являются ключевыми в науке об интерпретации и понимании изображений – иконике, поэтому несомненна ценность изучения проблемы совмещения изображений и для теории.

В случае распознавания страниц задача совмещения является серьезной проблемой, так как обычно решение этой задачи на мощных компьютерных системах занимает много процессорного времени. Поэтому требуется найти такое решение проблемы совмещения при заданных условиях, которое бы укладывалось в отведенное на это время, равное 90 мс.

Исходя из вышесказанного, было выбрано аппаратно-программное решение для создания сенсора отбраковки страниц. Часть задач, связанная с получением признаков текстового содержимого страниц, была реализована на аппаратной базе, что позволило получить выбранные признаки за несколько миллисекунд, в то время как на обычном ПК требуется от несколько сотен миллисекунд до нескольких секунд. А обработку полученного набора признаков можно производить на цифровом процессоре обработки сигналов, обладающем малой ценой и большой производительностью.

Создание систем распознавания – достаточно сложный итеративный процесс, реализация которого связана с постепенно уточняющейся математической моделью проектируемой системы. На первой итерации составляется априорный алфавит классов и разрабатывается априорный словарь признаков. После выбора алгоритма распознавания на следующей итерации приступают к решению основной задачи, составляющей основу проблемы распознавания – определению алфавита классов и словаря признаков, которые в условиях ресурсных или других типов ограничений обеспечивают наибольшую *эффективность решений*.

Рассматривая систему распознавания страниц, необходимо выделить два класса объектов: страницы, совпадающие с эталоном и не совпадающие с ним. При дальнейшем анализе была выявлена необходимость выделения на страницах текстового и полутонного содержимого. Такое разделение показало достаточность предложенного подхода для надежной работы с различными типами изданий.

Для страниц *текстовых* изданий признаками будут являться параметры всего текстового содержимого страницы: местоположение текста на странице, его оформление и его семантическое содержание. Очевидно, что две страницы с одинаковым расположением, оформлением и содержанием можно считать одинаковыми. Под оформлением текста мы будем понимать такие его параметры, как размер используемого шрифта, параметры всех присутствующих знаков на странице и их взаимного расположения. Параметрами знака страницы могут быть его местоположение на странице, размер, площадь, форма, структура. Эти параметры хорошо известны в задачах оптического распознавания символов (OCR).

Для страниц *нетекстовых* изданий признаком будет само изображение содержимого страницы. Размер изображения страницы занимает объем в 1 Мбайт. Даже по сегодняшним меркам работа с таким объемом данных представляет проблему, особенно для передачи и хранения. Поэтому очевидно, что разрабатываемый алгоритм должен работать с некоторыми участками (областями) этого изображения, а результат распознавания считать положительным в случае положительных результатов распознаваний со всех выбранных областей.

Принципы работы всей сенсорной системы рассмотрен в работе [2], а сам алгоритм принятия решения о бракованной странице – в работе [3]. Один из основных алгоритмов решения задачи совмещения изображений страниц – определение положения текущей страницы – рассмотрен в работе [4].

С помощью предложенного подхода был разработан алгоритм быстрого решения задачи совмещения изображений страниц, который имеет большое теоретическое и практическое значение, а также был разработан алгоритм сенсора отбраковки страниц, показавший отличные результаты работы на реальном оборудовании.

Литература

1. Киппхан Г. Энциклопедия по печатным средствам информации. М.: МГУП, 2003. 1280 с.
2. Федоренко С.И. Принципы работы сенсорной системы по отбраковке «ложных» страниц. / IX С.-Петербургская международная конференция «Региональная информатика – 2004 (РИ – 2004)». Санкт-Петербург 22-24 июня 2004 года. Труды конференции. СПб, 2005. С.357–360.
3. Федоренко С.И. Алгоритм работы сенсорной системы по отбраковке «ложных» страниц. // Известия вузов. Проблемы полиграфии и издательского дела. М.: МГУП, 2005..№2. С. 80–84.
4. Федоренко С.И. Задача нечеткого сравнения графов и ее решение для сенсорной системы отбраковки «ложных» страниц. // Проблемы экономики и прогрессивные технологии в текстильной, легкой и полиграфических отраслях промышленности. СПб, 2005..№9. С. 224–228.
5. Хведчин Ю.И. Послепечатное оборудование. Ч.1. Брошюровочное оборудование. МГУП, 2003. 466 с.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ СИСТЕМ БОРТОВОГО ИНФОРМАЦИОННОГО ОБМЕНА. ПРОБЛЕМЫ И ДОСТИЖЕНИЯ

Н.С. Копорский, Б.В. Видин., И.О. Жаринов

1. Введение

Система бортового информационного обмена является одной из наиболее сложных систем с точки зрения синтеза функциональных элементов БРЭО.

Современные авиационные комплексы являются территориально распределенными в пределах объекта, реализующими в реальном масштабе времени совокупность различных по назначению функциональных задач Z , которые иерархически взаимосвязаны между собой на уровне соответствующих бортовых алгоритмов и протоколов взаимодействия. В результате территориальной распределенности и неоднородности используемых различными разработчиками вычислительных средств появляется необходимость [12.] в решении важной системной задачи их функционального объединения в единый комплекс аппаратуры посредством создания соответствующей системы бортового информационного обмена.

Система информационного обмена представляет собой совокупность аппаратных, программных и алгоритмических средств, необходимых для организации обмена данными между различными функциональными элементами комплекса БРЭО.

Виды систем обмена. Большинство существующих сегодня на борту ЛА систем информационного обмена можно условно разделить (см. рис. 1): по функциональному назначению каналов обмена, по типу связей и типу передаваемых данных, дисциплине организации управления передачей данных, дисциплине доступа к каналу обмена, режиму обмена, типу физической среды распространения информации и т.д.

Обмен данными в бортовых системах происходит на условиях информационной, электрической и конструктивной совместимости аппаратуры БРЭО в соответствии с требованиями государственных и отраслевых стандартов бортовых интерфейсов.

Выбор типа бортового интерфейса канала обмена определяется требованиями к системе обмена по обеспечению требуемой функциональной связности аппаратуры БРЭО; высокой надежности передачи данных; долговечности и износоустойчивости оборудования, его ремонтпригодности; учета возможности последующего расширения комплекса; простоты схемных и конструктивных решений; минимизации стоимости, массогабаритных показателей аппаратуры, объему передаваемых данных и т.п.

Классификация бортовых источников информации. В настоящее время принято [11] различать четыре класса бортовых источников, существенно отличающихся по объему и скорости формируемой полетной информации.

К первому классу относят квазистационарные источники, характеризующиеся формированием малого объема редко изменяющейся информации (контактные датчики, реле, тумблеры разовых команд и т.п.), информационная емкость которых измеряется величинами 1–16 бит, а период опроса составляет 0,1–1,0 с с темпом 1 кбит/с.

Второй класс динамических источников характеризуется формированием малого объема часто изменяющейся информации (датчики углового положения ЛА, датчики линейного ускорения и т.д.), период опроса которых находится в пределах 0,001–0,1 с, а информационная емкость составляет 8–20 бит с темпом до 100 кбит/с.

Третий класс локационных источников (радиолокационные РЛС, лазерные РЛС и т.п.) характеризуется получением и цифровой обработкой значительного объема и часто изменяющейся информации (с темпом 1–1000 Мбит/с), но с относительно небольшой частотой выдачи данных после обработки (с темпом до 1 Мбит/с).

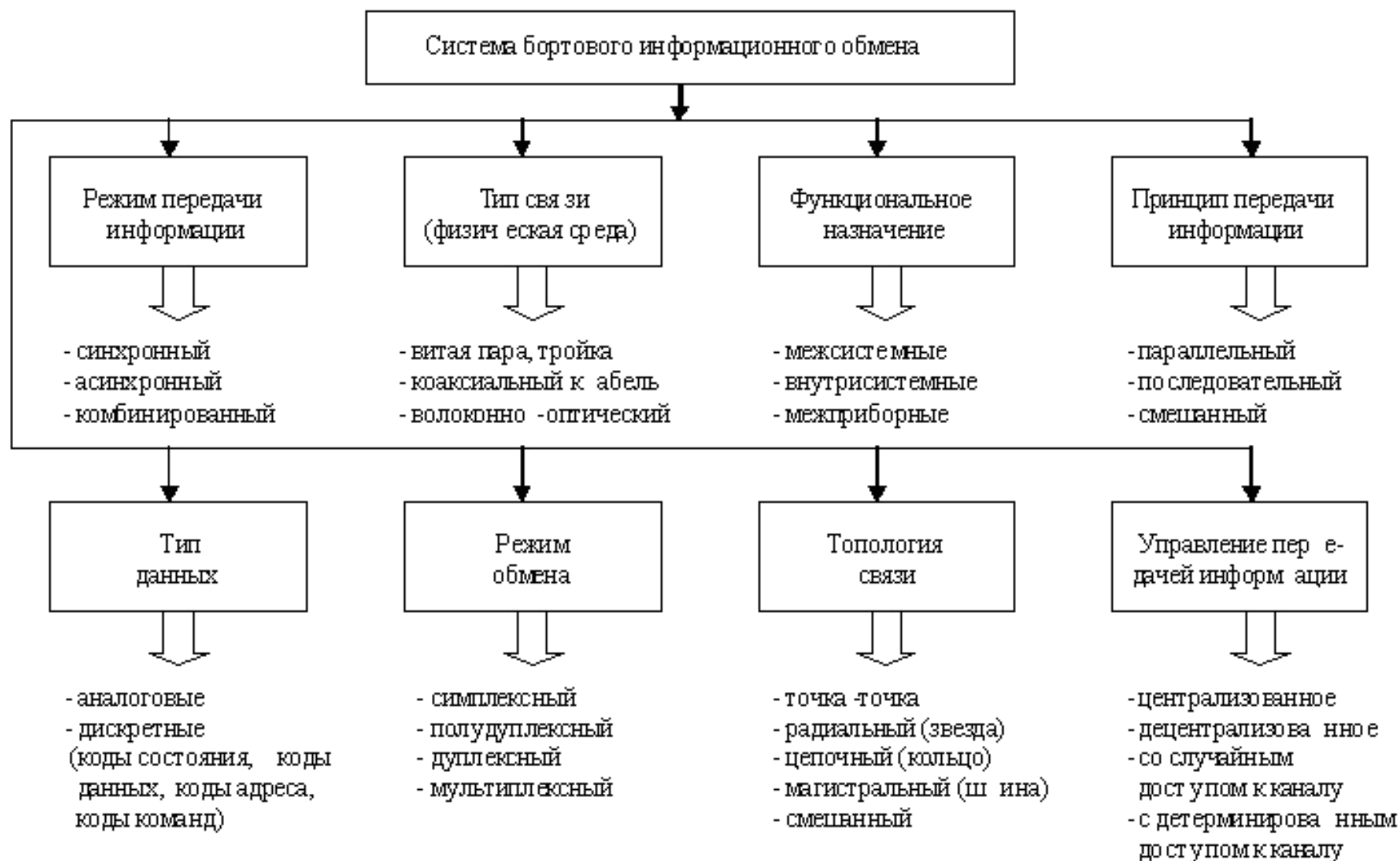


Рис.1. Классификация системы бортового информационного обмена

Четвертый класс источников изображений образуют оптические и радиолокационные бортовые системы, характеризующиеся получением и цифровой обработкой значительного объема часто изменяющейся информации (с темпом 100...1000 Мбит/с), и с темпом, сохраняющимся для выдачи после обработки.

Виды интерфейсов бортового информационного обмена. При проектировании современных комплексов БРЭО и составляющих его систем сегодня рассматривают следующие виды интерфейсов бортового информационного обмена:

1. Интерфейсы, внедренные в авиационную промышленность РФ и имеющие зарубежные аналоги [6, 11, 14]:

- ГОСТ 18977-79 (аналог ARINC 429): Комплексы бортового оборудования самолетов и вертолетов. Типы функциональных связей. Виды и уровни электрических сигналов и РТМ 1495-75: Обмен информацией двуполярным кодом в оборудовании летательных аппаратов;

- ГОСТ 26765.51-86 (аналог Q-bus): Интерфейс магистральный параллельный системы электронных модулей. Общие требования к совокупности правил обмена информацией;

- ГОСТ 26765.52-87 (аналог MIL STD 1553 B): Интерфейс магистральный последовательный системы электронных модулей;

- ГОСТ 7845-92 (аналог STANAG 3350 B): Система вещательного телевидения. Основные параметры. Методы измерений;

- ГОСТ Р 50832-95 (аналог STANAG 3910): Интерфейс магистральный последовательный волоконно-оптических систем электронных модулей;

- ГОСТ Р 52070-2003: Интерфейс магистральный последовательный системы электронных модулей. Общие требования;

- ГОСТ (аналог RS-232 (TIA / EIA 232));

- РД 134-0121-2000 (аналог RS-485 (TIA / EIA 485)): Интерфейс магистральный для бортовой аппаратуры космических аппаратов. Методические рекомендации.

2. Зарубежные интерфейсы, не имеющие отечественных аналогов, но используемые в отечественной авиационной промышленности:

- ARINC 664: Aircraft Data Network;

- ARINC 708A;

3. Бортовые интерфейсы, имеющие зарубежные аналоги и находящихся в настоящее время на стадии промышленного проектирования и стандартизации в профилирующих организациях РФ ([8]; см. также обзор в [9, 10]):

- ГОСТ: Высокоскоростная линейная (магистральная) шина с маркерным методом доступа (для разработки стандарта используется базовая технология AS 4074);

- ГОСТ: Высокоскоростная кольцевая шина с маркерным методом доступа (для разработки стандарта используется базовая технология AS 4075);

- ГОСТ: Расширяемый связной интерфейс многопроцессорных систем (для разработки стандарта используется базовая технология SCI — ANSI / IEEE Std 1596-1992);

- ГОСТ: Высокопроизводительная сетевая волоконно-оптическая технология передачи информации бортового применения (для разработки стандарта используется семейство протоколов Fibre Channel — ANSI X3T11);

4. Интерфейсы, положительно зарекомендовавшие себя в различных отраслях зарубежной промышленности и рассматриваемые в качестве потенциальных кандидатов для внедрения или апробации в авиационной промышленности РФ ([8, 11]; см. также обзор в [9, 10]):

- Межсистемные интерфейсы Fibre Channel (ANSI X3T11); Scaleable Coherent Interface — SCI (ANSI / IEEE Std 1596-1992); Myrinet; Serial Express; Gigabit Ethernet; Asynchronous Transfer Mode; FireWire (IEEE 1394) и др.;

- Внутрисистемные интерфейсы Scaleable Coherent Interface — SCI (ANSI / IEEE Std 1596-1992); Fibre Channel — ANSI X3T11; VME; PCI Compact; SKY Channel Packet Bus; LVDS (TIA / EIA 644) и др.

2. Концепция синтеза системы бортового информационного обмена

Доминирующая сегодня концепция синтеза системы бортового информационного обмена базируется на следующих основных принципах [12]:

- открытости и стандартности архитектуры, обеспечивающей создание наилучших вариантов топологии системы информационного обмена;
- ориентации на распространенные в промышленности стандарты помехоустойчивых и высокопроизводительных интерфейсов различного типа;
- базовости коммуникационных сред и средств за счет обеспечения функциональной завершенности быстросменных конструктивно-функциональных модулей оконечных устройств ввода/вывода бортовой информации;
- программно-управляемой организации потоков данных по каналам информационного обмена, обеспечивающей максимальную живучесть комплекса БРЭО.

Реализация этих принципов состоит в определении наиболее эффективной (в смысле определенного критерия качества) схемы информационного обмена данными всех систем на борту ЛА на базе функционально полной и минимально достаточной номенклатуры $S_1 = \{S_{11}, S_{12}, \dots, S_{1m}\}$ имеющихся сегодня в распоряжении отечественных разработчиков бортовых интерфейсов.

Этапы проектирования системы информационного обмена. В наиболее общем виде проектирование системы бортового информационного обмена носит итерационный характер [12] и включает выполнение следующих этапов:

- сбор, формирование и систематизация исходной информации, в результате которой осуществляется построение обобщенного алгоритма функционирования комплекса БРЭО во всех режимах работы ЛА;
- функциональный и надежностный анализ БРЭО, в результате которого осуществляется определение тактико-технических характеристик и предварительной архитектуры системы бортового информационного обмена;
- синтез и определение наилучшего варианта структуры системы информационного обмена БРЭО по множеству рассматриваемых показателей качества.

В качестве исходной информации при проведении синтеза системы информационного обмена S_1 широко используют [12] результаты анализа существующих бортовых алгоритмов КОИ и управления ЛА, т.е. характеристики частных информационных потоков данных каждой из подсистем S_i , передаваемых по линиям связи, и характеристики их взаимной связанности. Кроме того, учитывают состав S_i , $i=2, 3, \dots, s$ и технические характеристики аппаратуры БРЭО, в интересах которого проектируется система информационного обмена.

Исходная информация, получаемая, например, с помощью использования математического аппарата теории графов или теории сетей Петри, определяет [12]:

- матрицу связанности функциональных элементов комплекса БРЭО,
- матрицу интенсивностей и объемов частных информационных потоков, передаваемых между системами комплекса БРЭО по линиям связи.

Это позволяет построить информационно-связный граф $G = \{V, E\}$, вершины V которого представляют собой отдельные системы S_i , $i = 2, 3, \dots, s$ комплекса БРЭО, а ветви E — каналы $S_1 = \{S_{11}, S_{12}, \dots, S_{1m}\}$ информационного обмена данными на борту ЛА.

Информационный обмен в такой обобщенной математической модели осуществ-

ляется в соответствии с бортовыми протоколами взаимодействия (системными соглашениями), содержащими исчерпывающую информацию о количестве абонентов в комплексе БРЭО, направлении передачи данных, электрических характеристиках каналов информационного обмена, временных и частотных характеристиках (форматах) передаваемых данных, разрядности данных, схемных и конструктивных решениях аппаратуры (включая нумерацию контактов интерфейсных разъемов) и т.п.

3. Системный подход при проектировании системы бортового информационного обмена

Согласно современным представлениям о методах проектирования сложных систем с использованием принципов композиционного проектирования [3, 4], а также системно-структурного и системно-функционального подходов, правило формирования любой автономной подсистемы БРЭО определяется, в первую очередь, «интересами» самого БРЭО в целом.

Для этого необходимо найти количественные соотношения, определяющие, с одной стороны, «интересы» БРЭО как сложной системы (системы более высокого ранга), а с другой – набор возможных альтернативных вариантов построения технического облика его проектируемой подсистемы (системы более низкого ранга). Затем необходимо установить количественные взаимосвязи между найденными соотношениями.

Задача проектирования математической модели сложной системы. Известно [3–5], что для построения обобщенной математической модели сложной системы S с использованием методов системного анализа необходимо решить следующие задачи:

- осуществить декомпозицию системы S на упорядоченное множество мощности s взаимосвязанных и взаимодействующих элементарных составляющих – функциональных элементов, каждый из которых может иметь m различных вариантов технической реализации

$$S_1 = \{S_{11}, S_{12}, \dots, S_{1m}\}, S_2 = \{S_{21}, S_{22}, \dots, S_{2m}\}, \dots, S_s = \{S_{s1}, S_{s2}, \dots, S_{sm}\}, \quad (1)$$

где

$$m = \max\{m_{S_1}, m_{S_2}, \dots, m_{S_s}\}, \text{ при } m_{S_q} < m \Rightarrow S_{S_q m_{S_q} + 1}, \dots, S_{S_q m} = 0 \quad (2)$$

и удовлетворяет принципам целостности системы S

$$S^j = \bigcap_{i=1}^s S_i^j, j=1, 2, \dots, N; \quad (3)$$

- определить совокупность N анализируемых проектных альтернатив построения системы $S^j, j=1, 2, \dots, N$, образуемых перебором $i=1, 2, \dots, s; n=1, 2, \dots, m$ по множеству технических реализаций каждого из функциональных элементов S_{in}^j ;

- определить структуру системы S как относительно устойчивый способ взаимосвязи функциональных элементов $S_i, i = 1, 2, \dots, s$, отражающий внешние свойства системы;

- определить параметры системы S , отражающие ее внутренние свойства.

Требования к математической модели сложной системы. Известно [5, 12], что математическая модель сложной системы S должна отвечать следующим формальным требованиям:

- любая возможная совокупность S^j функциональных элементов $S_1^j, S_2^j, \dots, S_s^j$ любой из проектных альтернатив $j=1, 2, \dots, N$ удовлетворяет требованиям $Z=\{Z_1, Z_2, \dots, Z_z\}$ по назначению

$$S^j \cap S^{TT3}\{Z_1, Z_2, \dots, Z_z\} \neq \emptyset, j=1, 2, \dots, N, \quad (4)$$

заданным в тактико-техническом задании ТТЗ на ее разработку (рассматривается множество рациональных вариантов построения системы);

- каждой возможной совокупности S^j функциональных элементов $S_1^j, S_2^j, \dots, S_s^j$ любой из проектных альтернатив $j=1, 2, \dots, N$ может быть поставлен в соответствие $S^j \sim F(f_1(x_1^j), \dots, f_k(x_k^j))$, $j=1, 2, \dots, N$

(5)

k -мерный показатель F (функционал качества);

- показатель качества F определяется композицией целевых (оценочных) функций $f(x) = \{f_1(x_1), f_2(x_2), \dots, f_k(x_k)\}$ от k скалярных структурных переменных $x_1, x_2, \dots, x_k$;

- каждая скалярная структурная переменная $x_1, x_2, \dots, x_k$ может принимать l_k конкретных числовых значений (оценок) $x_k^j = \{x_{k1}^j, x_{k2}^j, \dots, x_{kl_k}^j\}$ с дисциплинирующими условиями x_{kmin}, x_{kmax} тактико-технического задания (условия физической реализуемости системы):

$$x_{kmin} \leq x_k^j < x_{kmax} \text{ при } \forall k \text{ и всех } j=1, 2, \dots, N; \quad (6)$$

- правила вычисления всех целевых функции $f_1(x_1), f_2(x_2), \dots, f_k(x_k)$ одинаковы для всех проектных альтернатив $j=1, 2, \dots, N$;

- все целевые функции $f_1(x_1), f_2(x_2), \dots, f_k(x_k)$ определены через параметры системы S и имеют одинаковый ингредиент (все либо возрастают, либо убывают при повышении показателя качества системы F);

- поиск одного наилучшего варианта S^j , $j = j_{opt}$ (или ограниченного набора из нескольких нехудших вариантов S^j , $j = j_{subopt1}, j_{subopt2}, \dots, j_{suboptn}$, удовлетворяющих требованиям $Z = \{Z_1, Z_2, \dots, Z_z\}$ ТТЗ) системы осуществляется по всему множеству альтернатив S^j , $j=1, 2, \dots, N$ с использованием эффективных математических методов многокритериального сравнения по функционалу качества F .

Правило выбора математической модели сложной системы. Выбор наилучшего варианта структуры системы и вектора ее структурных переменных осуществляется [13] из полного множества S_{in}^j , $i=1, 2, \dots, s$; $n=1, 2, \dots, m$; $j=1, 2, \dots, N$ методом «отсева вариантов» сначала с помощью ограничений x_{kmin}, x_{kmax} , накладываемых на характеристики системы S , а затем с использованием какого-либо критерия предпочтения (сложного решающего правила).

К такой задаче, в частности, относится [4] задача выбора проектного варианта синтезируемого изделия не из нескольких (двух-трех) альтернатив, субъективно формируемых на базе имеющегося опыта проектирования предыдущих изделий того же класса (прототипов), а на базе исследования множества вариантов $j=1, 2, \dots, N$, генерируемых каким-либо формализованным способом.

Естественно, что эти варианты должны быть сразу целесообразными пусть не по совокупности F всех показателей эффективности $x_1, x_2, \dots, x_k$ проектируемой системы S , а хотя бы по каждому из них в отдельности. Такое множество вариантов позволяет выделить из него так называемое переговорное множество (или множество недоминирующих вариантов [7]), которое, не будучи строго оптимальным ни по одному из критериев, является рациональным (компромиссным) по их совокупности.

Задача усечения переговорного множества состоит в выборе математических критериев $x_1, x_2, \dots, x_k$ оценки всех проектных альтернатив $j=1, 2, \dots, N$ и в определении желаемых значений этих критериев.

4. Выводы

1. Комплексы бортового радиоэлектронного оборудования современных ЛА характеризуются большим количеством составляющих подсистем, структурной сложностью, информационной, функциональной и ресурсной избыточностью.

2. Большинство систем БРЭО проектируется сегодня независимо друг от друга на предприятиях авиационной промышленности РФ, входящих в различные консорциумы и корпорации. Это привело к разнородности используемых разработчиками методов и средств проектирования, дублированию отдельных видов разработок, увеличению сроков и стоимости разработок БРЭО в целом.

3. Существующие сегодня тенденции в распределении функций между функциональными элементами систем БРЭО связаны с интеграцией оборудования – расширением роли инвариантного ядра (БЦВС+ИУП) – и, как следствие, с переходом к многомашинным вычислительным комплексам. В связи с этим в практике разработки БРЭО должен появиться этап структурного синтеза системы информационного обмена, основанный на анализе бортовых информационных потоков пилотажно-навигационных данных.

4. Системе бортового информационного обмена как объекту проектирования присущи все характерные признаки сложной системы: многомерность, многообразие структуры, многообразие природы элементов, многосвязность элементов, многокритериальность.

5. При использовании традиционных методов проектирования системы бортового информационного обмена отсутствует строгое обоснование ее структуры и вектора структурных переменных. Поэтому исследования методов и алгоритмов решения этой научной проблемы, основанных на последовательном применении методов системного анализа, являются сегодня востребованными и актуальными.

Литература

1. Бомер М.А., Мурин А.В., Соколов О.В., Чуюнова Е.Г. Методические вопросы оценки показателей надежности резервированных систем / Информационные технологии в разработках сложных систем. Труды ГосНИИАС. 2005. Вып.1(13). С. 37–53.
2. Гобчанский О. Проблемы создания бортовых вычислительных комплексов малых космических аппаратов // Современные технологии автоматизации. 2001. №4. С. 28–34.
3. Ефанов В.Н., Жданов О.Э. Процедуры экспертного оценивания эффективности интегрированных комплексов бортового оборудования / В кн. Аэрокосмическое приборостроение России в трудах специалистов корпорации «Аэрокосмическое оборудование» (1998–2003 г.г.). / Под ред. С. Б. Бодрунова, СПб: Издательство ОАО «Пирометр», 2003. Ч.2, С. 76–89.
4. Ефанов В.Н., Нуруллина И.Ф. Информационные технологии поддержки принятия решений при создании интегрированных комплексов бортового оборудования // Мир авионики. 2004. №4. С. 19–27 (англ. вар. Information technologies the support of decision-making when integrated airborne equipment complexes are created // Мир авионики. 2004. №4. С. 65–70).
5. Жерненко А.С., Маракулин В.В., Шмелев В.Н. Многокритериальный выбор оптимальных проектных решений – эффективный путь повышения качества авиационной техники. // Мир авионики. 2001. №1. С. 33–35.
6. Инзарцев А.В., Львов О.Ю. Бортовые вычислительные сети автономных подводных роботов // Современные технологии автоматизации. 2005. №2. С. 68–74.
7. Ковалев И.В., Усольцев А.А., Царев Р.Ю. Многоатрибутный метод учета субъективности оценок при выборе варианта бортовой системы обмена информацией // Авиакосмическое приборостроение. 2005. №2. С.46–49.
8. Копошилко И.И., Федосеев Е.П., Павлов А.М. Организация высокоинтеллектуальных средств информационного обмена бортового применения, их унификация и стандартизация. Проблемы и достижения. // Мир авионики. 2000. №4. С. 24–29.

9. Павлов А.М. Основы методологии аттестационного тестирования и отработки средств комплексирования бортового применения. World wide web resource: www.elics.kiae.ru/ACS/98/papers/acs_6r2.txt.
10. Павлов А.М. Принцип организации бортовых вычислительных систем перспективных летательных аппаратов // Мир компьютерной автоматизации. Журнал On-line. World wide web resource: www.mka.ru/?p=41177.
11. Парамонов П.П., Колесников Ю.Л., Видин Б.В., Есин Ю.Ф., Сабо Ю.И. Организация межсистемного информационного обмена в комплексах бортового оборудования / Учеб. пособие для вузов. СПб: СПбГУ ИТМО, 2005. 159 с.: илл.
12. Федосеев Е.П. Сквозная технология синтеза систем информационного обмена информационно-управляющих комплексов – реальный путь к снижению стоимости разработки бортового радиоэлектронного оборудования. // World wide web resource: http://www.inr.troitsk.ru/~elics/icsnet/koi/section5_koi.html.
13. Шмелев В.Н. Системный подход при научном обосновании требований, включаемых в ТТЗ на разработку новых образцов бортовой радиоэлектронной аппаратуры летательных аппаратов // Мир авионики. 2000. №3. С. 35–36.
14. Эрглис К.Э. Интерфейсы открытых систем. М.: Горячая линия – Телеком, 2000. 256 с.:ил.

ЭЛЕКТРОКАРДИОГРАФИЯ ВЫСОКОГО РАЗРЕШЕНИЯ: НОВЫЙ ПОДХОД К ОБРАБОТКЕ СИГНАЛА

О.О. Жаринов, И.О. Жаринов

1. Введение

Перспективное направление развития метода электрокардиографической диагностики связано с разработкой инструментальных средств измерения низкоамплитудных составляющих электрокардиосигнала (ЭКС) – так называемых микропотенциалов (МП). Результаты экспериментальных исследований физиологии сердца, проведенных с использованием инвазивных средств, доказывают, что часто патологические изменения функционального состояния миокарда отражаются в тонкой структуре информационного процесса даже до проявления соответствующих клинических симптомов заболевания. Имеются данные [2] о причинно-следственной связи микропотенциалов некоторых видов с развитием опасных для жизни нарушений ритма сердца. Появление надежного инструмента анализа низкоамплитудных компонентов ЭКС позволит продвигаться в решении ряда актуальных задач клинической кардиологии, включающих

- диагностику заболеваний сердца на ранних стадиях развития;
- оперативный контроль эффективности терапевтических процедур;
- прогнозирование динамики развития заболеваний.

Повышенный уровень стохастических помех в стандартной электрокардиограмме (ЭКГ) затрудняет проведение непосредственных измерений микропотенциалов при любом масштабе ее отображения, в том числе на экране компьютера. Поэтому решение задач обнаружения и оценивания параметров низкоамплитудных структурных элементов ЭКС на фоне помех связано с анализом случайных отображений и предполагает использование методологии теории статистической обработки сигналов.

Существующие проблемно-ориентированные методы [2] обработки и анализа электрокардиографической информации, несмотря на исключительное разнообразие используемых рабочих гипотез, методологических установок, критериев качества и т. п., не обеспечивают удовлетворительного решения задачи; более того, результаты, полученные различными методами, зачастую противоречат друг другу. По-видимому, эта проблема обусловлена отсутствием единого подхода к формальному описанию феномена под названием «микропотенциалы», в частности, и недостаточным развитием математических моделей информационных процессов для данной предметной области в целом.

Предлагаемый подход к решению задачи обнаружения и оценивания микропотенциалов ЭКС основан на концепции операционального подхода, предполагающего построение математической модели регистрируемого процесса, структура и параметры которой позволяют задавать широкий класс сигналов, аппроксимирующих наблюдаемые реализации процессов, и одновременно определяют набор необходимых измерительных операций, обеспечивающих получение конечного результата.

2. Математическая модель регистрируемого процесса

Рассмотрение физиологических механизмов формирования ЭКС позволяет выделить микропотенциалы разных видов: специализированной проводниковой системы, предсердий, желудочков сердца и диастолы. Потенциалы каждого вида обычно возникают в «своих» фазах сигнала. В соответствии с этим различаются «ранние» и «поздние» микропотенциалы предсердий и желудочков. Но, в принципе, МП могут возникать в любой фазе ЭКГ (по типу «волн f»). Феноменологически микропотенциалы предсердий и желудочков определяются как небольшие «зазубрины» ЭКС. Интервалы

наиболее вероятного появления микропотенциалов каждого вида указаны на рис. 1, а типичный характер их проявления иллюстрируется там же фрагментами сигнала с увеличенным масштабом отображения.

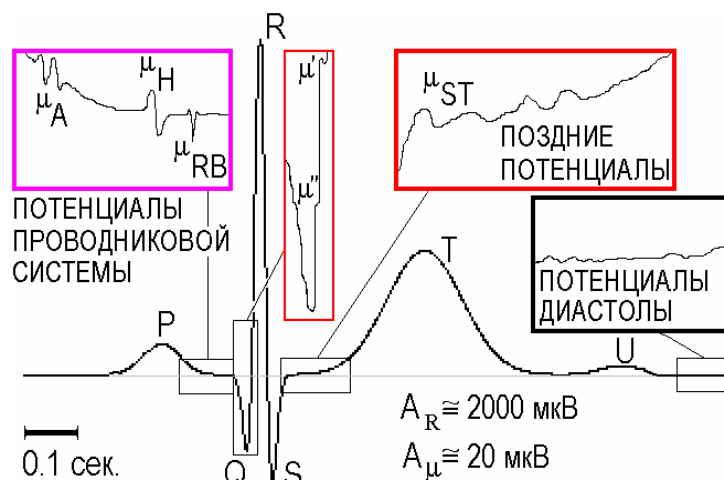


Рис. 1. Интервалы наиболее вероятного появления микропотенциалов в ЭКГ:

- 1 – потенциалы проводниковой системы сердца: А – атриовентрикулярного узла; Н – пучка Гиса; RB – правой ножки пучка Гиса; 2 – ранние потенциалы желудочков: μ' – “зачубрина”, μ'' – “ступенька”; 3 – поздние потенциалы желудочков (также различают μ' и μ''); 4 – следовые потенциалы диастолы

Потенциалы проводниковой системы сердца (окно 1 на рис. 1) отражают последовательность и время прохождения импульса возбуждения по ее отделам. Для диагностики патологий информативны временные параметры – длительности осцилляций А, Н, RB и интервалов Р–А, А–Н, Н–Q, RB–Q.

Потенциалы предсердий и желудочков. Наиболее актуальные вопросы анализа микропотенциалов ЭКС связаны с изучением так называемых *поздних потенциалов желудочков* (ППЖ) сердца, которые проявляются как низкоамплитудные высокочастотные колебания, возникающие непосредственно после окончания QRS-комплекса: на протяжении сегмента S–Т и в начале зубца Т (окно 3 на рис. 1). Их наличие считается маркером повышенной вероятности развития опасных для жизни осложнений перенесенного инфаркта миокарда.

Следовые потенциалы диастолы изредка обнаруживаются за волной U на протяжении изоэлектрического интервала ЭКГ. Иногда МП этого вида проявляются как медленное возрастание потенциала к очередному зубцу Р, а чаще – как высокочастотные колебания (окно 4 на рис. 1).

В общем случае только микропотенциалы проводниковой системы сердца обладают постоянной структурой, а зачастую сигнал микропотенциалов представляется как траектория случайного процесса. Соответственно, при построении математических моделей следует различать:

- **регулярные МП** – повторяются по форме во всех без исключения кардиоциклах и возникают с одним и тем же смещением по времени относительно опорной точки кардиоцикла (например, вершины R-зубца);
- **нерегулярные МП** – компоненты ЭКС, какой-либо параметр которых меняется при переходе от одного кардиоцикла к другому.

В частном случае нерегулярности форма сигнала постоянна, но изменяется момент его возникновения в кардиоцикле (часто наблюдается нарастающая задержка возникновения в последовательных кардиоциклах – так называемый феномен Венкебаха). Подобные МП можно назвать **асинхронными**. Микропотенциалы, стабильные по всем

параметрам, но возникающие не во всех, а только в некоторых кардиоциклах, также относят к нерегулярным.

Для регистрации ортогональных проекций вектора сердца используется система отведений по Франку. Обобщенная модель информационной составляющей реализации ЭКГ, включающей L кардиоциклов, представляется в виде

$$\mathbf{s}_\Sigma(t) = \sum_{\ell=1}^L \mathbf{s}_\ell \left(t - \sum_{i=1}^{\ell} \tau_{RR_i} \right), \quad (1)$$

где τ_{RR_i} – временной интервал между i -ым и $(i-1)$ -ым кардиоциклами; индекс ℓ отражает возможные отличия параметров различных кардиоциклов.

Каждый кардиоцикл представляется суммой

$$\mathbf{s}_\ell(t) = \underline{\mathbf{s}}(t) + \mathbf{s}_{\mu}(t) + \mathbf{s}_{\mu_\ell}(t), \ell = \overline{1, L} \quad (2)$$

высокоамплитудной регулярной (фоновой) активности $\underline{\mathbf{s}}(t)$ и возможных микропотенциалов, включающих регулярные $\mathbf{s}_{\mu}(t)$ и нерегулярные $\mathbf{s}_{\mu_\ell}(t)$ составляющие. Для асинхронных микропотенциалов модель примет вид:

$$\mathbf{s}_\ell(t) = \underline{\mathbf{s}}(t) + \mathbf{s}_{\mu}(t) + \mathbf{s}_{\mu_\ell}(t - \tau_{\{\mu\}_\ell}), \quad (3)$$

где $\tau_{\{\mu\}_\ell}$ – случайная задержка сигнала относительно начала ℓ -го кардиоцикла.

Помехи, сопровождающие съем ЭКС, представлены мультипликативными и аддитивными компонентами. Первые обусловлены воздействием дыхательной активности обследуемого, в результате которой изменяется направление вектора сердца относительно системы координат отведений. Математически преобразование проекций ЭКС на оси системы отведений записывается так:

$$\tilde{\mathbf{s}}_\ell(t) = \mathfrak{R}_\ell(t) \mathbf{s}_\ell(t), \quad (4)$$

где $\mathfrak{R}_\ell(t)$ – матрица преобразования координат.

Собственно преобразование координат источника сигналов сводится к поворотам вектора $\mathbf{s}_\ell(t)$ вокруг осей системы отведений на углы $\boldsymbol{\varphi}_\ell(t) \equiv \{\varphi_{x_\ell}(t), \varphi_{y_\ell}(t), \varphi_{z_\ell}(t)\}$ и описывается матрицей вращения $\mathfrak{R}_\ell(t) \equiv \mathfrak{R}(\boldsymbol{\varphi}_\ell(t))$.

Аддитивные помехи обусловлены воздействиями многих факторов и включают процессы с различными спектральными свойствами

$$\mathbf{n}(t) = \mathbf{n}_=(t) + \mathbf{n}_\equiv(t) + \mathbf{n}_\sim(t) + \mathbf{n}_\approx(t), \quad (5)$$

где составляющие помехи: $\mathbf{n}_=(t)$ – инфранизкочастотная, $\mathbf{n}_\equiv(t)$ – широкополосная, $\mathbf{n}_\sim(t)$ – квазигармоническая, $\mathbf{n}_\approx(t)$ – тепловой белый шум.

В конечном итоге, обобщенная математическая модель первичного регистрируемого процесса может быть представлена в следующей форме $\boldsymbol{\eta}(t) = \mathfrak{R}(\boldsymbol{\varphi}(t)) \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t)$.

3. Анализ проблематики

Методологический аспект. Уровень среднеквадратического значения аддитивной помехи в полосе частот микропотенциалов составляет примерно 20 мкВ (в основном это компоненты $\mathbf{n}_\equiv(t)$ и $\mathbf{n}_\sim(t)$), а по различным экспертным оценкам амплитуда микропотенциалов может колебаться от 5 до 20 мкВ. Это значит, что при простом визуальном анализе обычной ЭКГ, даже «растянутой» на экране монитора, выделить микропотенциалы нереально. Поэтому уже в течение нескольких десятилетий предпринимаются попытки приложения методов статистической обработки сигналов к рассмат-

риваемой области электрокардиографии. К настоящему времени разработан целый ряд методик, однако при тщательном изучении любой из них становится очевидным тот факт, что вместо задачи выявления собственно микропотенциалов решается задача диагностики патологий сердца, *предположительно* связанных с их наличием. Распознать такую подмену довольно несложно: в этом случае в анализ вовлекаются такие параметры ЭКГ, которые с микропотенциалами абсолютно не связаны. В результате микропотенциалы если и выступают как информативные для диагностики параметры, то лишь как некий сопутствующий признак. Между тем, вопрос о том, в чем же именно заключается причина выявленной патологии – в микропотенциалах или нет, – так и остается невыясненным; притом, что от ответа на него принципиально зависит как прогноз развития заболевания, так и необходимые терапевтические мероприятия.

Таким образом, прежде чем заняться построением диагностических правил, необходимо разработать инструментарий для обнаружения и измерения параметров именно низкоамплитудных составляющих ЭКГ, при этом по возможности исключив из рассмотрения все остальные признаки электрокардиограммы, не относящиеся к решаемой задаче.

Если за исходный пункт принять предложенную математическую модель, то с формальной точки зрения после обработки ЭКГ требуется выработать решение о наличии или отсутствии микропотенциалов (по терминологии теории обнаружения сигналов это означает принять гипотезу H_0 или альтернативу H_1), а при обнаружении (при принятии решения $\hat{H}_1$) требуется получить из $\{\mathbf{n}_\mu[k]\}$ функцию $\{\hat{\mathbf{s}}_\mu[k]\}$, близкую по какому-либо критерию к априори неизвестному $\{\mathbf{s}_\mu[k]\}$, либо, если это невозможно (скажем, для нерегулярных микропотенциалов с формой, меняющейся от кардиоцикла к кардиоциклу), то получить оценки их спектральных характеристик по ансамблю реализаций. Хотя при анализе нерегулярных микропотенциалов не исключается обработка каждого отдельного кардиоцикла, в результате чего получится L решений $\{\hat{H}_{i_\ell}\}_{\ell=1}^L$ и L соответствующих оценок форм траекторий микропотенциалов.

Обзор существующих методов анализа микропотенциалов позволил выявить набор основных методологических приемов, применяемых при анализе микропотенциалов ЭКГ. Любая методика обработки представляется как обобщенный алгоритм, состоящий из последовательности типовых этапов:

- первичная фильтрация внеполосных помех (наводок, дрейфа изолинии, и т.п.) и фиксация кардиоциклов;
- процедура усреднения L кардиоциклов записанной ЭКГ

$$\bar{\mathbf{n}}(t) = \frac{1}{L} \cdot \sum_{\ell=1}^L \mathbf{n}_\Sigma \left(t + \sum_{i=1}^{\ell} \hat{\tau}_{RR_i} \right), t \in \left[-\frac{1}{3} \cdot \min_{\ell=1, L}(\tau_{RR_\ell}), \frac{2}{3} \cdot \min_{\ell=1, L}(\tau_{RR_\ell}) \right] \quad (6)$$

позволяющая увеличить отношение сигнал-шум для повторяющихся (регулярных) компонентов электрокардиосигнала в $\sqrt{L}$ раз;

- обработка процесса: частотная фильтрация, вычисление спектра и т. п.;
- анализ процесса: измерение амплитудно-временных и иных параметров;
- применение логических решающих правил.

Например, в методике Симсона, которая была предложена в 1981 г. для исследований поздних потенциалов желудочков и де-факто стала стандартной, обработка сводится к частотной фильтрации усредненного кардиоцикла в каждом из ортогональных отведений по отдельности с последующим вычислением функции изменения модуля вектора во времени

$\|\hat{\mathbf{n}}[k]\| = \sqrt{\hat{\eta}_{<x>}^2[k] + \hat{\eta}_{<y>}^2[k] + \hat{\eta}_{<z>}^2[k]}$ (это так называемая «векторная амплитуда»). Даль-

нейший анализ предполагает измерение 3 параметров сигнала $\|\tilde{\eta}[k]\|$ (см. рис. 2):

1. общая длительность (традиционно обозначается как fQRS);
2. среднеквадратическое значение напряжения конечной («терминальной») части процесса в интервале длительностью 40 мс (RMS40);
3. длительность той части конечного интервала процесса, в котором ее максимальное значение нигде не превышает 40 мкВ (LAS40).

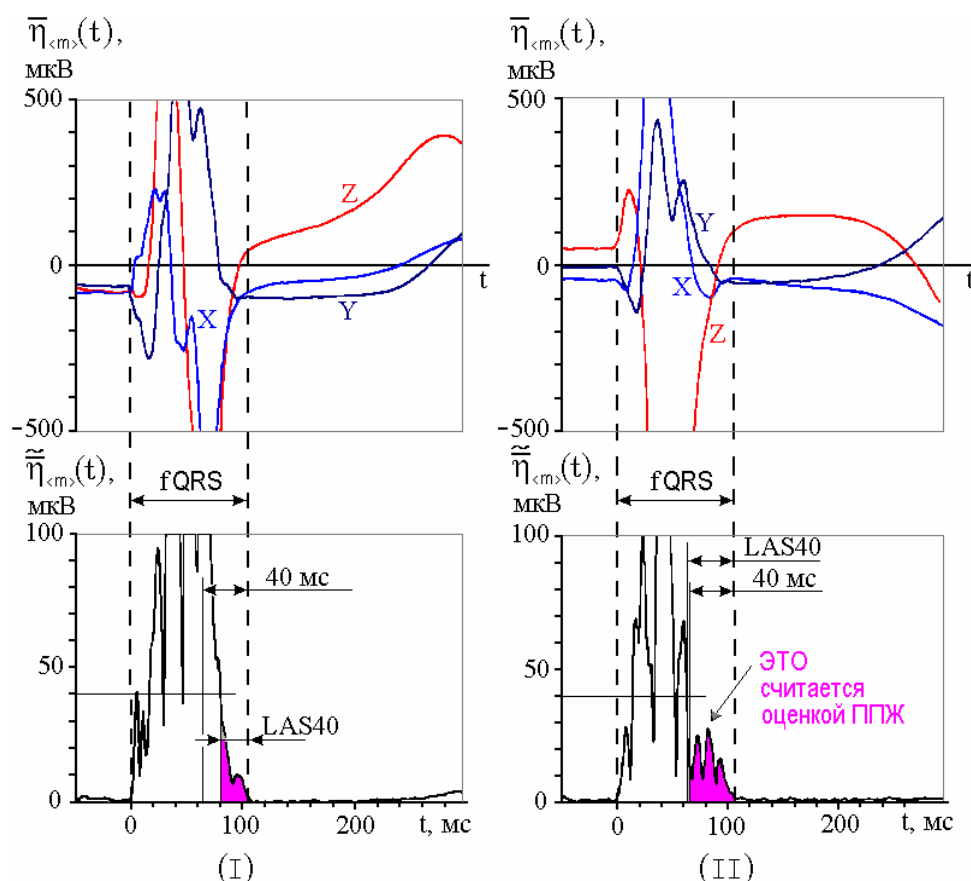


Рис. 2. Метод Симсона [2]:. Сверху — усредненные сигналы в ортогональных отведениях (срезаны по амплитуде по уровням ± 500 мкВ), снизу — функция «векторной амплитуды» (ее вершина срезана на уровне 100 мкВ): (I) — ЭКГ пациента без аритмических эпизодов (ни один из трех параметров не превысил пороговый уровень, соответствующий патологии, здесь: $fQRS = 106 \text{ мс} < 110 \text{ мс}$; $RMS40 = 73 \text{ мкВ} > 25 \text{ мкВ}$; $LAS40 = 25 \text{ мс} < 38 \text{ мс}$); (II) — ЭКГ пациента после перенесенного инфаркта миокарда с приступами устойчивой желудочковой тахикардии (здесь «сработали» два параметра из трех, а именно: $fQRS = 106 \text{ мс} < 110 \text{ мс}$; $RMS40 = 17 \text{ мкВ} < 25 \text{ мкВ}$; $LAS40 = 41 \text{ мс} > 38 \text{ мс}$). Решение о наличии ГПЖ в первом случае отрицательное ($\hat{H}_0$), во втором — положительное ($\hat{H}_1$).

Решение о наличии микропотенциалов (решение $\hat{H}_{1\mu}$: принимается гипотеза H_1) в конечной части QRS-комплекса принимается при выполнении *любых* двух из трех следующих условий: $fQRS > 120 \text{ мс}$; $RMS40 < 25 \text{ мкВ}$; $LAS40 > 38 \text{ мс}$ для диапазона фильтрации 25 – 250 Гц. Для других диапазонов и при некоторых заболеваниях, когда существенно изменены параметры высокоамплитудных элементов кардиоцикла, приняты иные критерии. Конечная же часть процесса $\left\{ \|\tilde{\eta}[k]\| \right\}_0^{N-1}$ при $\hat{H}_1$ считается оценкой формы микропотенциалов, что не может считаться удовлетворительным решением задачи.

В общем, для специалистов в области статистической обработки сигналов и методов обработки, и решающее правило могут показаться довольно странными. Безусловно, есть какое-то логическое основание и для частотной фильтрации (микропотенциалы по данным инвазивных исследований являются более высокочастотными, чем QRS-комплекс кардиоцикла), и для вычисления векторной амплитуды. Однако измеряемые параметры имеют весьма отдаленное отношение к феномену наличия высокочастотных компонентов в ЭКГ, особенно fQRS; и уж совершенно непонятно, откуда взялось решающее правило «два из трех».

И в других известных авторах методов обработки ЭКГ на предмет анализа микропотенциалов в решающее правило явно и неявно включаются параметры высокоамплитудных элементов кардиоцикла; между тем – и это является ключом к правильной постановке задачи – *в контексте задачи анализа микропотенциалов* высокоамплитудные зубцы кардиоциклов (т.е. элементы QRS-комплекса) нужно рассматривать только как помеху, как бы парадоксально это ни выглядело.

4. Предлагаемый метод анализа микропотенциалов ЭКГ

Системный анализ объекта сложной структуры, каким представляется зарегистрированная реализация ЭКГ $\{\eta[k]\}$, предполагает его разделение на составные части. Свойства же этих частей определяются как свойствами самого объекта, так и особенностями примененных измерительных операций, на этой основе определяются и сами решающие правила.

Ключевой элемент [3] предлагаемого алгоритма обработки исходного процесса $\{\eta[k]\}$ состоит в том, чтобы привести задачу анализа микропотенциалов к условиям задачи анализа сигнала на фоне помехи с нулевым средним, методы решения которой хорошо разработаны. Для этого предлагается последовательность операционных этапов; ожидаемые результаты преобразований процесса в одном из отведений на качественном уровне иллюстрирует рис. 3.

1. Предварительная обработка предполагает выполнение набора стандартных преобразований исходной ЭКГ, включающих:

- фильтрацию внеполосных аддитивных помех,
- исключение артефактных выбросов,
- обнаружение кардиоциклов с фиксацией опорных точек, соответствующих интервалам между кардиоциклами $\{\tau_{RR_\ell}\}_1^L$,
- фиксацию узловых точек между кардиоциклами $\{\underline{t}_\ell\}$,
- коррекцию дрейфа изолинии путем построения функции $\{\kappa_-[k]\}$ по набору узловых точек $\{\underline{t}_\ell\}$,

Здесь используются стандартные методы, хорошо зарекомендовавшие себя в электрокардиографии.

2. Компенсация дыхательных искажений. Важность данного этапа обработки обусловлена тем, что любые паразитные флуктуации элементов кардиоцикла при переходе от одного кардиоцикла к другому никак не отличить от составляющих нерегулярных микропотенциалов. Поэтому повороты вектора сердца вследствие дыхания должны быть компенсированы путем приведения векторов сердца всех кардиоциклов к единой системе координат. Для этого требуется оценивать параметры матрицы поворота $\{\mathfrak{R}(\varphi_\ell)\}_{\ell=1}^L$ на протяжении каждого кардиоцикла относительно некоторой опорной системы координат, после чего процедура коррекции сводится к матричному умножению [3].

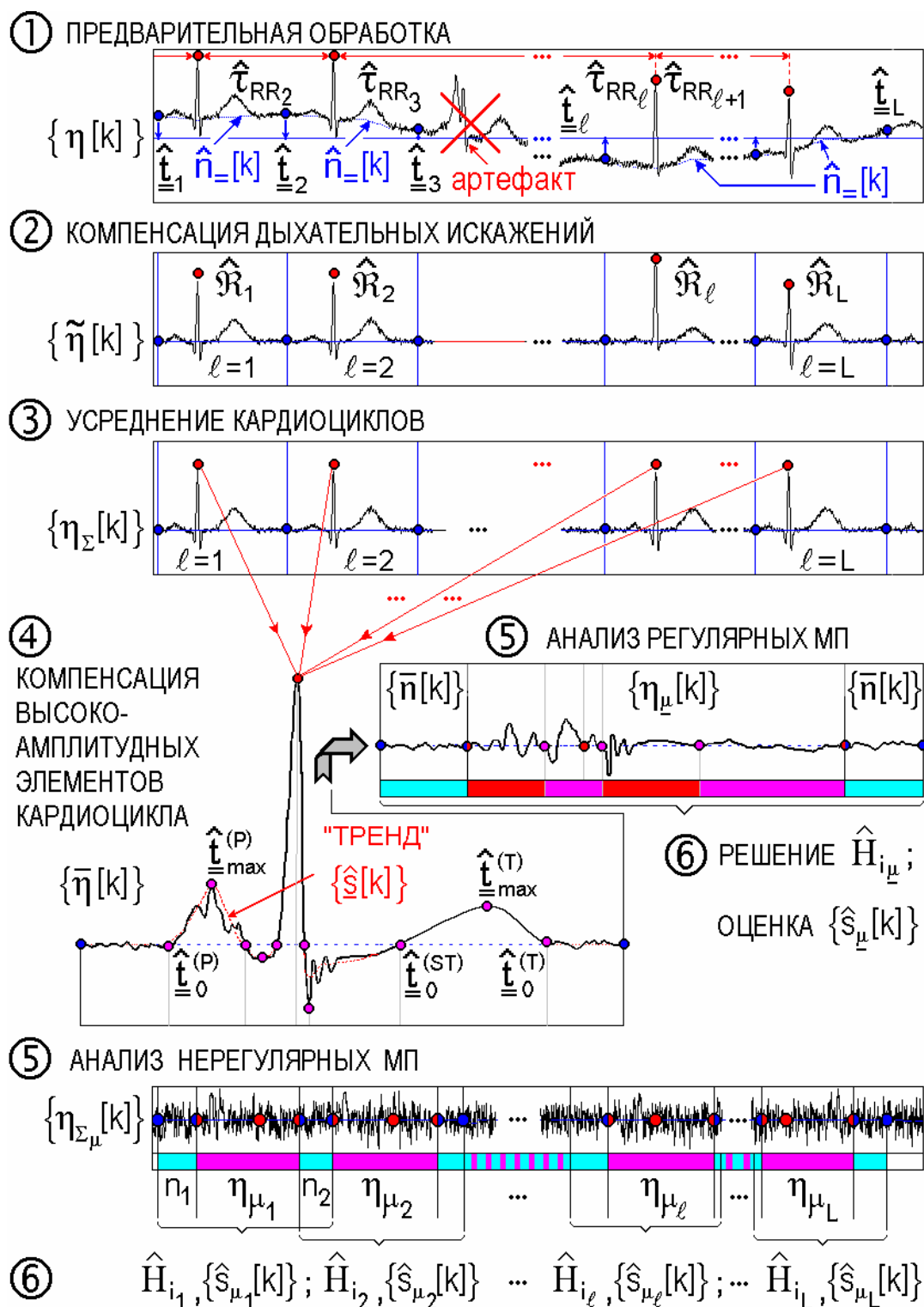


Рис. 3. Последовательность этапов предлагаемого алгоритма обработки ЭКГ

3. Усреднение кардиоциклов с использованием опорных точек $\{\tau_{RR_\ell}\}_1^L$ позволяет получить реализацию, содержащую только компоненты регулярной структуры кардиоцикла.

4. Компенсация высокоамплитудных составляющих усредненного кардиоцикла. Анализ регулярных микропотенциалов, наблюдаемых как «присадки» μ' и μ'' на высокоамплитудных зубцах кардиоцикла (см. рис. 1), требует устранения последних из обрабатываемой выборки процесса, так как в контексте задачи они задают *мешающий тренд*.

Учитывая многовариантность форм ЭКС (наличие двух- и многомодальных зубцов, их инверсий и т. п.), очевидно, что подобная постановка задачи довольно неопределенна; отсюда и множество подходов к ее решению. Причем и в методе Симсона, и в других случаях составляющие микропотенциалов пытаются выделять посредством линейной частотной фильтрации сигнала. Однако даже сами исследователи отмечают принципиальные трудности на этом пути, обусловленные существенным влиянием крутых склонов высокоамплитудных зубцов QRS-комплекса на получаемые результаты.

Предлагаемый в рамках данной статьи подход на основе адаптивной аппроксимации путем разложения по базису детерминированных функций представляется более эффективным инструментом обработки усредненной ЭКГ, поскольку при этом имеется возможность осуществлять компенсацию высокоамплитудных компонентов, гибко варьируя величину ошибки аппроксимации. Заданная «ошибка» по амплитуде определяет требуемую степень детализации тонкой структуры процесса, и, что принципиально важно, это производится адаптивно, без формальных ограничений частотного диапазона обрабатываемого сигнала. Здесь тоже имеются некоторые тонкости, в первую очередь в силу того, что аппроксимация всего комплекса P-QRS-T целиком требует большого количества базисных функций и остается неудовлетворительной в точках экстремумов. Поэтому предварительно осуществляется сегментация кардиоцикла на отдельные структурные элементы, отражающие его характерные фазы (границами служат экстремумы зубцов $\{t_{\max}\}$, моменты пересечения нулевого уровня $\{t_0\}$ и т. д.); после чего строится кусочно-непрерывная функция $\{\hat{s}[k]\}$ и выполняется собственно компенсация

$$\eta_{\mu}[k] = \bar{\eta}[k] - \hat{s}[k], k = 0, N-1 \quad (7)$$

Структура полученной таким образом выборки

$$\eta_{\mu}[k] = s_{\mu}[k] + \bar{n}[k], k = 0, N-1 \quad (8)$$

соответствует условиям задачи анализа сигнала на фоне помехи с нулевым средним.

5. Компенсация регулярных компонентов кардиосигнала. Анализ нерегулярных микропотенциалов по усредненной ЭКГ практически невозможен — они не повторяются и в итоге “не накапливаются”. Однако, если осуществить вычитание усредненного ЭКС из участков ЭКГ, соответствующих местоположениям каждого отдельного кардиоцикла,

$$\eta_{\Sigma_{\mu}}(t) = \eta_{\Sigma}\left(t + \sum_{i=1}^{\ell} \hat{\tau}_{RR_i}\right) - \bar{\eta}(t); \ell = \overline{1, L}; t \in \left[-\frac{1}{3} \cdot \min_{\ell=\overline{1, L}}(\tau_{RR_{\ell}}), \frac{2}{3} \cdot \min_{\ell=\overline{1, L}}(\tau_{RR_{\ell}})\right], \quad (9)$$

то образуется процесс $\eta_{\Sigma_{\mu}}(t)$ с последовательно сменяющимися друг друга сегментами: 1-я выборка помехи $\{n_1[k]\}$, 1-я сигнальная (контрольная) выборка $\{\eta_{\mu_1}[k]\}$, 2-я выборка помехи $\{n_2[k]\}$, 2-я сигнальная выборка $\{\eta_{\mu_2}[k]\}$, ..., (L-1)-я сигнальная выборка, (L-1)-я сигнальная выборка, L-я выборка помехи, L-я сигнальная выборка. При этом происходит практически полное удаление всех регулярных составляющих, и в каждой сигнальной выборке остается смесь «остатка» в виде нерегулярных микропотенциалов и флуктуационного шума, т.е. структура каждой из L сигнальных выборок имеет вид

$$\eta_{\mu_{\ell}}[k] = s_{\mu_{\ell}}[k] + n_{\ell}[k], \ell = \overline{1, L}; k = 0, N-1, \quad (10)$$

где помеха $\{n_{\ell}[k]\}$ уже имеет нулевое среднее.

6. Обнаружение и оценивание микропотенциалов на фоне широкополосной помехи. Очевидно, постановка задача обработки на последнем этапе соответствует случаю, когда форма сигнала в сигнальной (контрольной) выборке неизвестна (пределы

индивидуальной variability для данных составляющих ЭКГ очень широки), но зато, как следует из структуры ЭКС и примененного алгоритма, имеется классифицированная обучающая выборка помехи. Решение задачи обнаружения организуется как проверка гипотезы о том, что статистические свойства пары обучающей и контрольной выборки одинаковы, против альтернативы, что они различны. Для этого пригоден широкий ряд методов – непараметрические критерии согласия; метод максимального правдоподобия с обучением; параметрические и непараметрические критерии, основанные на различии спектральных характеристик процессов, и т.д.

Нельзя забывать и об асинхронных составляющих микропотенциалов. Инвариантность к сдвигу некоторых статистик, в частности, функции спектральной плотности мощности, позволяет осуществить накопление информации о свойствах имеющейся совокупности из L пар обучающей и контрольной выборок, даже если в пределах каждой из них в отдельности обнаружить сигнал не удастся. Спектральные статистики применимы для обнаружения не только детерминированного сигнала со случайным временным сдвигом, но и случайного сигнала (в предположении стационарности всех составляющих обрабатываемого процесса). А использование спектральных статистик высших порядков позволяет не только решать задачу обнаружения, но и по накопленной статистике оценивать форму асинхронных микропотенциалов.

Вообще, каждый операционный этап иерархической последовательности обработки ЭКГ требует решения частных задач, *типовых* в теории сигналов и математической статистике: линейная и нелинейная фильтрация (этапы 1, 4, 5); обнаружение сигналов (этапы 1, 5); оценивание параметров (этапы 1, 2, 4, 5); цифровой спектральный анализ (этап 5); интерполяция и аппроксимация (этапы 1 и 4). Вся проблема заключается в формулировке задач для каждого из этих методов, с учетом особенностей их применения в рассматриваемой предметной области, и грамотном оперировании входными и выходными данными применяемых вычислительных процедур.

5. Некоторые практические результаты

Практическая апробация представляется надежным средством проверки теоретических положений, положенных в основу синтеза алгоритмов и процедур, и работоспособности последних. Единственным ограничением при практической оценке показателей качества обработки оказывается неопределенность фактического наличия микропотенциалов в реальном сигнале. Но в любом случае должен быть выдержан уровень ложной тревоги при обработке ЭКГ здоровых обследуемых (на тех интервалах ЭКГ, где микропотенциалы обнаруживаться не должны). А что касается оценки вероятности правильного обнаружения в реальных условиях помеховой обстановки, то целесообразно использовать метод полунатурного моделирования: в исходный зарегистрированный процесс искусственно добавляется произвольный аддитивный компонент «микропотенциалов» $\{s_{\mu}[k]\}_{0}^{N-1}$.

Конкретный пример практического применения разработанной методики иллюстрируют реализации, приведенные на рис. 4–9. Исходная ЭКГ записана с разрешением аналого-цифрового преобразователя в 16 бит с частотой дискретизации 4 кГц. Обработка производилась на IBM-совместимом компьютере при помощи специализированного авторского программного обеспечения.

Анализ регулярных микропотенциалов. На рис. 4 в увеличенном масштабе приведены усредненные сигналы в трех ортогональных отведениях по Франку. На рисунке видны детали тонкой структуры сигнала, особенно заметные на протяжении зубца Р и в конечной части QRS-комплекса. Очевидна корреляция формы и моментов их возникновения со схемой на рис. 1. Изрезанность зубца Р особенно контрастирует с гладкостью восходящей части зубца Т, так что наблюдаемые компоненты не являются артефактами. В рамках

концепции, развиваемой в работе, эти компоненты считаются регулярными микропотенциалами $\{s_{\mu}[k]\}$. Соответственно, здесь наблюдаются потенциалы проводниковой системы сердца, а также, весьма вероятно, поздние потенциалы желудочков.

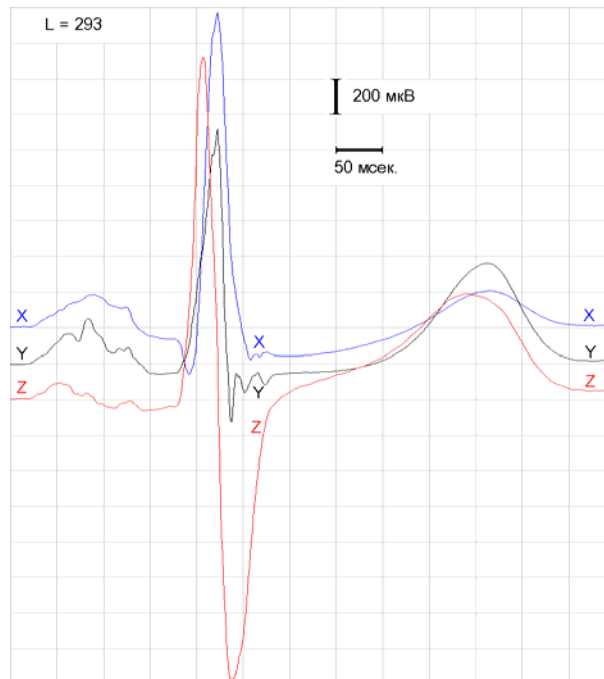


Рис. 4. Усредненные сигналы ортогональных отведений ЭКГ по Франку

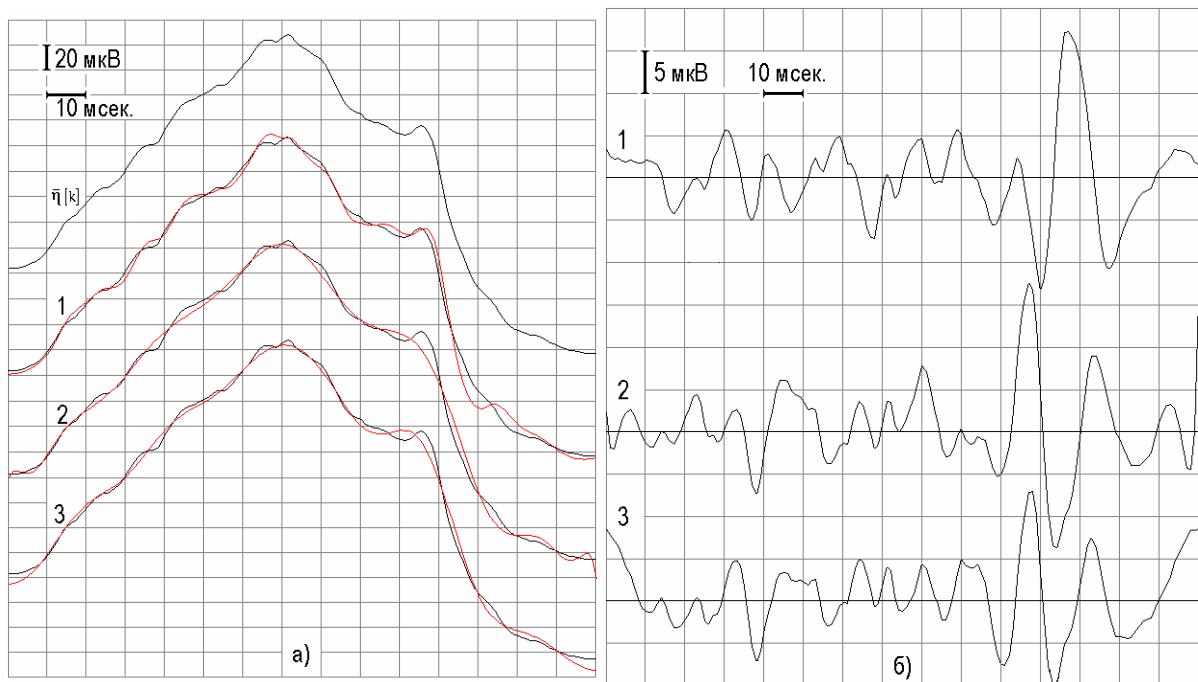


Рис. 5. Анализ регулярных микропотенциалов ЭКС на протяжении зубца Р в ортогональном отведении X: а) результаты аппроксимации высокоамплитудных компонентов: 1 – посредством частотной фильтрации; 2 – полиномами Чебышева; 3 – гармоническим рядом Фурье; б) результаты анализа регулярных МП для трех примененных методов аппроксимации

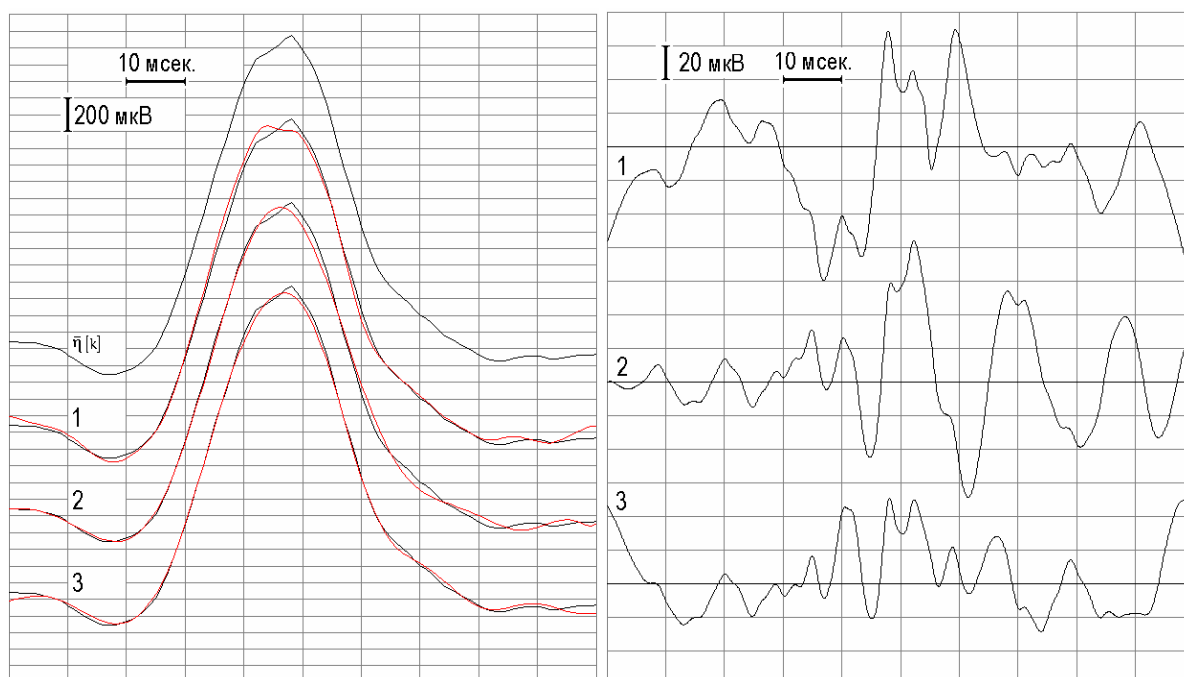


Рис. 6. Анализ регулярных микропотенциалов ЭКГ на протяжении QRS-комплекса в ортогональном отведении X: а) результаты аппроксимации высокоамплитудных компонентов: 1 – посредством частотной фильтрации; 2 – полиномами Чебышева; 3 - гармоническим рядом Фурье; б) результаты анализа регулярных МП для трех примененных методов аппроксимации

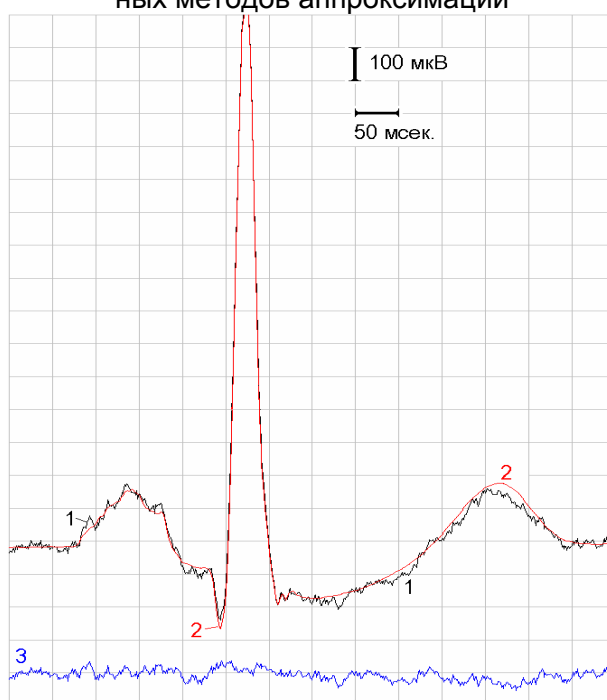


Рис. 7. К анализу нерегулярных МП: компенсация регулярных составляющих ЭКГ в отведении X: 1) реализация одного из кардиоциклов (всего $L=293$); 2) усредненный кардиоцикл $\{\bar{\eta}_{<x>}[k]\}$ (см. рис. 4), наложенный на исходную реализацию с необходимым смещением по времени; 3) результат — контрольная выборка, в которой могут содержаться только нерегулярные микропотенциалы: $\eta_{\mu\ell}[k] = s_{\mu\ell}[k] + n_{\ell}[k]$.

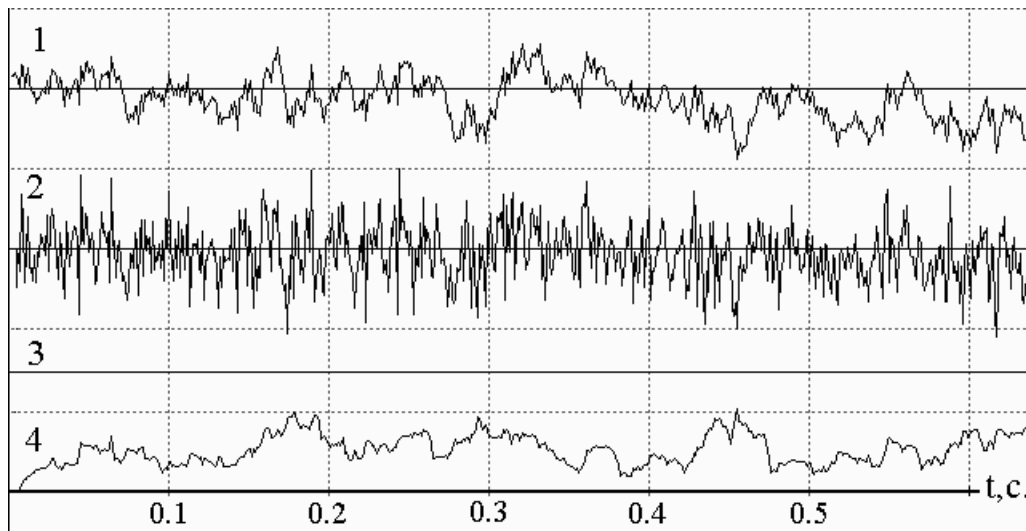


Рис. 8. Обработка контрольной выборки процесса в отведении X, представленного на рис. 7: 1) исходная контрольная выборка; 2) выходной процесс выбеливающего фильтра $\{\eta_{\mu}[k]\}$; 3) пороговый уровень C для $P_F=0.01$; 4) решающая статистика, вычисляемая на скользящем окне длительностью $N=50$ отсчетов

Несмотря на очень хорошие условия даже для визуального анализа, синтез алгоритма оценивания этих компонентов сопряжен с принципиальными трудностями. Проблема носит фундаментальный характер: какие же именно «зубчики» усредненного кардиоцикла суть микропотенциалы? Ведь существует множество альтернативных способов решения задачи аппроксимации, и каждому будет соответствовать какой-либо остаточный сигнал. В принципе, частотную фильтрацию по Симсону тоже можно рассматривать в контексте аппроксимации: формально соответствующая аппроксимирующая функция $\{\mathcal{A}[k]\}$ получится, если из исходного сигнала вычесть результат фильтрации.

Строгие математические доказательства оптимальности какого-либо подхода справедливы только для определенного класса сигналов, принадлежность к которому конкретной реализации ЭКГ заранее гарантировать нельзя. Даже стандартные критерии оптимальности аппроксимации оказываются под сомнением: слишком хорошее приближение может сгладить и сами составляющие микропотенциалов. Здесь еще понадобятся долгие практические изыскания. С целью определения конструктивного направления поиска оптимальных решений авторами проведен сравнительный анализ трех способов аппроксимации высокоамплитудных низкочастотных элементов усредненной ЭКГ:

- на основе частотной фильтрации по Симсону с набором параметров, рекомендуемых как близкие к оптимальным (полосовой фильтр Баттерворта 4-го порядка, диапазон частот 40–250 Гц);
- аппроксимация полиномами Чебышева 1-го рода, которая обеспечивает так называемое «равномерное» приближение;
- приближение гармоническим рядом.

Отдельные результаты построения аппроксимирующих функций для реальной усредненной ЭКГ, представленной на рис. 4, приведены на рис. 5 и рис. 6. Видно, что результат частотной фильтрации ведет себя «неестественно»: нарушает структуру «присадок» микропотенциалов и образует колебания, которых нет в исходном сигнале. Из двух оставшихся способов аппроксимации нельзя однозначно указать наилучший; но, как представляется, это и не обязательно: лучше по результатам обработки конкретного сигнала выбрать тот базис, для которого заданная точность аппроксимации достигается при меньшем количестве используемых функций (поскольку в этом случае при прочих

равных условиях меньше искажаются высокочастотные компоненты сигнала). В этой связи интересно отметить, что рассматриваемые подходы зачастую обнаруживают как раз противоположные тенденции: один из рядов сходится значительно быстрее другого. Детальное изучение особенностей рассмотренных и многих других возможных методов построения функций, аппроксимирующих элементы усредненной ЭКГ, является направлением дальнейших исследований.

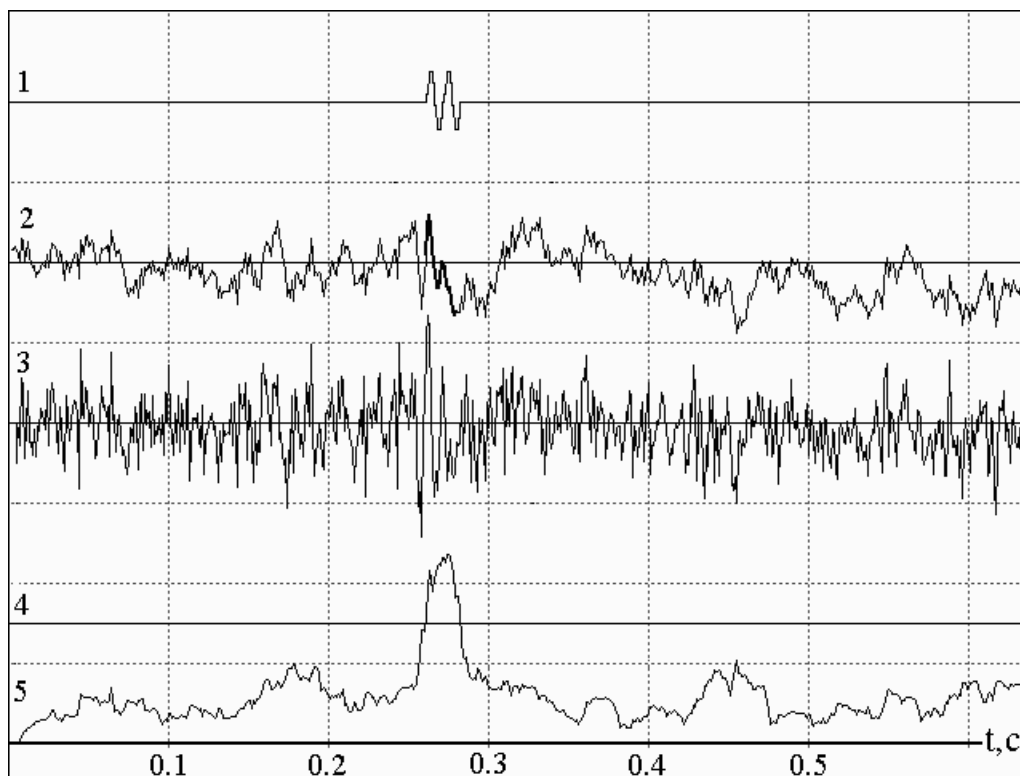


Рис. 9. Полунатурное моделирование алгоритмов: в контрольную выборку процесса в отведении X, представленного на рис. 7 и рис. 8 введен искусственный аддитивный сигнал: два периода синусоиды частотой 100 Гц. Отношение сигнал-шум $q=1$. 1) сигнал 2) контрольная выборка; 3) выходной процесс выбеливающего фильтра $\{\eta_{\mu}[k]\}$; 4) пороговый уровень C для $P_F=0.01$; 5) решающая статистика, вычисляемая на скользящем окне длительностью $N=50$ отсчетов

Анализ нерегулярных микропотенциалов. Наглядное представление об эффективности компенсации регулярных составляющих на протяжении произвольно выбранного кардиоцикла дает рис. 7. В результате вычитания усредненного сигнала (эпюра №2) из исходной зашумленной реализации (эпюра №1) образуется контрольная выборка $\{\eta_{\mu}[k]\}$ (процесс №3), в которой могут присутствовать только нерегулярные микропотенциалы $\{s_{\mu_{\ell}}[k]\}$.

Рис. 8 иллюстрирует этапы вычисления решающей статистики максимального правдоподобия для полученной контрольной выборки. Процесс на выходе выбеливающего фильтра представлен сигналом №2. Вычисление решающей статистики на скользящем окне длительностью $N=50$ отсчетов соответствует процессу №4. Превышение порогового уровня, установленного исходя из $P_F = 10^{-2}$, не наблюдается ни в одной точке. Таким образом, составляющие нерегулярных микропотенциалов не обнаружены. Здесь и отрицательный результат косвенно подтверждает работоспособность предложенного метода обработки: нет составляющих, которые могли бы возникнуть как по-

бочные продукты предыдущих этапов преобразований реализации ЭКГ, и вызвать ложное срабатывание алгоритма.

Проверку способности алгоритма к обнаружению сигнала иллюстрируют эпюры на рис. 9. В произвольное место исходного реального процесса искусственно вводится аддитивный «полезный» сигнал $\{s_{\mu}(t)\}_{t=0}^T$, в данном случае представляющий собой два периода синусоидального сигнала частотой 100 Гц. Исходные данные выбраны, исходя из наихудших условий: длительность сигнала примерно равна периоду корреляции помехи, т. е. его временная структура мало отличается от одиночных выбросов шума. Отношение сигнал/шум во входной смеси составляет 1.

Визуальный анализ контрольной выборки, соответствующей процессу №2, не позволяет принять решение о наличии какого-либо информационного сигнала (интервал наличия сигнала специально выделен). Дисперсия процесса на выходе выбеливающего фильтра на интервале наличия сигнала возрастает, что уже заметно (эпюра №3), и в этом же месте регистрируется устойчивое превышение решающей статистикой порогового уровня: введенный в выборку сигнал обнаружен.

Детальный теоретический анализ [1] показателей качества предложенного метода обработки сигнала показывает, что приемлемая вероятность правильного обнаружения для широкого класса моделей сигналов достигается при отношении сигнал/шум от 0.3 до 1, т.е. возможен анализ составляющих ЭКГ амплитудой от 7 до 20 мкВ.

Направления внедрения метода в клиническую практику. В настоящее время авторами совместно с сотрудниками Санкт-Петербургского НИИ кардиологии проводятся экспериментальные исследования по набору статистики применения разработанного метода в клинической практике. Для этого, как это обычно делается, подбираются классифицированные по заболеваниям группы пациентов. Например, при исследованиях поздних потенциалов желудочков подбираются три группы: 1) контрольная группа здоровых обследуемых, 2) группа пациентов с перенесенным инфарктом миокарда без приступов устойчивой желудочковой тахикардии, 3) группа пациентов с перенесенным инфарктом миокарда, но с приступами устойчивой желудочковой тахикардии.

В конечном итоге предполагается собрать обобщенные данные для формирования нового атласа электрокардиографических признаков, в котором будут представлены формы, а также амплитудно-временные параметры микропотенциалов, присущих каждому из заболеваний.

Очевидно, что в предложенном методе обработки заложена определенная степень свободы – в алгоритме обработки усредненного сигнала можно, во-первых, варьировать величину ошибки аппроксимации, а во-вторых, использовать для аппроксимации различные базисы функций. Поэтому в этой части метода потребуется дополнительная настройка. Однако при оптимизации не следует использовать критерий максимальной чувствительности метода к какому-нибудь уже диагностированному заболеванию (как это принято, считается, что у пациентов с диагностированными приступами устойчивой желудочковой тахикардии обязательно должны присутствовать поздние потенциалы желудочков, но тогда непонятно, зачем проводить дополнительное исследование). Вместо этого лучше опираться на действительно достоверные данные о плохом прогнозе развития основного заболевания сердца при наличии некоторых видов микропотенциалов: необходимо после получения результата обработки осуществлять наблюдение за развитием заболевания каждого пациента, с тем, чтобы оценить прогностическую ценность метода.

Важно подчеркнуть, что если прогностическая ценность метода будет достоверно подтверждена, то в руках практикующих врачей появится один из диагностических инструментов медицины будущего – одно из средств доклинической диагностики заболеваний сердца.

6. Заключение

Комплекс задач по обработке электрокардиограммы затрагивает многие разделы математической статистики и теории сигналов. Компромисс между математической строгостью решения поставленных задач, с одной стороны, и адекватностью моделей и применяемых методов обработки реальной ситуации, с другой, определяется набором априорных сведений о сигнале и помехах, которые допускаются и принимаются исследователем. Таким образом, в рамках предложенной концепции обработки ЭКГ можно проводить эксперименты, апробируя и отрабатывая различные варианты конкретной реализации алгоритмов обработки на каждом этапе.

Принципиальное отличие предложенного нового подхода к обработке ЭКГ от известных разработок аналогичного назначения состоит в использовании математических моделей, позволяющих выделять отдельные составляющие зарегистрированного процесса только в соответствии с их феноменологическими свойствами, а не по эвристически подбираемым критериям диагностики патологий. Вопросы, связанные с оптимизацией предложенной методики, анализом ее эффективности и показателей качества (в том числе и диагностической ценности как конечной цели любых работ в данной области), требуют теоретических и экспериментальных исследований, включая методы математического и полунатурного моделирования.

Литература

1. Жаринов О.О. К вопросу о разрешающей способности метода электрокардиографии высокого разрешения. // Вестник молодых ученых. 2003. №6. СПб, С. 33–38.
2. Легконогов А.В. Результаты и перспективы изучения поздних потенциалов желудочков. // Кардиология. 1997. №10. С. 57–65.
3. Шепета А.П., Жаринов О.О. Методика обнаружения микропотенциалов ЭКГ. / Информационно-управляющие системы. СПб: Политехника, 2002. Вып. 1. С. 48–51.

К ВОПРОСУ О ВЫБОРЕ ПОРЯДКА АВТОРЕГРЕССИОННЫХ МОДЕЛЕЙ СИГНАЛОВ ЭЛЕКТРОЭНЦЕФАЛОГРАММ ЧЕЛОВЕКА (В МЕДИЦИНСКОМ ПРИБОРОСТРОЕНИИ)

И. О. Жаринов

Статья посвящена рассмотрению вопросов, возникающих при решении задач анализа и статистической обработки сигналов электроэнцефалограммы человека. Основное внимание уделено анализу методов формирования параметрического описания ЭЭГ в целях математической аппроксимации экспериментальных данных. Приведены сравнительные результаты обработки реальных ЭЭГ различными методами.

Введение

С момента открытия электроэнцефалографических (ЭЭГ) сигналов прошло уже более полувека. ЭЭГ, отводимые с поверхности головы человека, представляют собой флуктуации электрического потенциала и отражают биологическую активность клеток головного мозга. До сих пор нет удовлетворительной гипотезы об электрофизиологической природе формирования сигнала, однако это не является существенным препятствием к его использованию в качестве неинвазивного диагностического средства для обнаружения многих невралгических нарушений. Интерес к извлечению полезной информации из реализаций непрерывно возрастает. По мере развития и улучшения показателей качества вычислительной техники появляются новые, более сложные методы обработки.

Существенным недостатком традиционного анализа ЭЭГ является субъективность выделения специалистом диагностических признаков. Так, статистика показывает, что результаты предварительного анализа, полученные разными специалистами по одной и той же реализации, различаются в среднем на 20%. Более того, даже один и тот же специалист через несколько месяцев после первого анализа по той же реализации получает результаты, отличающиеся от первых в среднем на 13%.

Создание современных систем автоматического анализа ЭЭГ в значительной мере осложнено отсутствием эффективного математического аппарата, основанного на вероятностных критериях обработки стохастических сигналов. Авторегрессионный анализ, широко применяемый при решении задач различения шумоподобных сигналов инфранизкочастотного диапазона по малым зависимым выборкам, позволяет реализовывать процедуры статистического распознавания, как правило, только при наличии заданного набора возможных состояний. В предметной области метода электроэнцефалографии набор отождествляется с алфавитом физиологических проявлений на ЭЭГ, где каждому конкретному состоянию соответствует одна параметрическая модель, а вариабельность сводится к различиям статистических свойств сигнала и оценочным значениям коэффициентов.

Если алгоритмы распознавания образов для заданного конечного множества объектов (классов сигналов) хорошо разработаны, и являются достаточно универсальными, то задача формирования самого множества классов из исходной ЭЭГ не всегда может быть формализована. Поэтому часто диагностические признаки сначала выделяются экспертом – специалистом-электрофизиологом, после чего по выделенным отрезкам формируются математические модели, и только тогда компьютер «научится» автоматически распознавать выделенные классы. В такой постановке задача алгоритмического обучения носит название «обучения с учителем».

Авторегрессионный анализ в электроэнцефалографии

Использование для анализа и математической аппроксимации ЭЭГ–сигналов параметрических моделей авторегрессии – скользящего среднего (АРСС) находится сей-

час в стадии интенсивного развития: совершенствуются вычислительные методы, уточняются статистические аспекты, выясняются границы применимости.

АРСС–анализ [3, 4] базируется на предположении, что текущие значения сигнала имеют существенную статистическую связь с его «предысторией». АРСС–модель ЭЭГ представляет значения дискретных отсчетов $y^{(i)}[n]$ i -го квазистационарного участка посредством линейного соотношения вида

$$y^{(i)}[n] + \sum_{k=1}^{p^{(i)}} a_k^{(i)} \cdot y^{(i)}[n-k] = b_0^{(i)} \cdot x[n] + \sum_{k=1}^{q^{(i)}} b_k^{(i)} \cdot x[n-k], \quad i=1,2,\dots,M, \quad (1)$$

где $\{x[n]\}$ – порождающий процесс – последовательность независимых, нормально распределенных случайных величин с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией. Коэффициенты $\{a_1^{(i)}, a_2^{(i)}, \dots, a_{p^{(i)}}^{(i)}\}$ и $\{b_0^{(i)}, b_1^{(i)}, \dots, b_{q^{(i)}}^{(i)}\}$, а также величины $p^{(i)}$ и $q^{(i)}$ являются параметрами модели. Параметры $p^{(i)}$ и $q^{(i)}$ определяют порядок модели авторегрессии (АР) и скользящего среднего (СС) соответственно, а величина $(p^{(i)} + q^{(i)})$ определяет порядок АРСС–модели. Индекс (i) означает описание фрагмента сигнала моделью i -го класса из M возможных взаимоальтернативных классов.

Адекватную параметрическую модель ЭЭГ удастся получить [2], даже полагая коэффициенты $\{b_1^{(i)}, \dots, b_{q^{(i)}}^{(i)}\}$ равными нулю. При этом уравнение определяет чисто АР–модель

$$y^{(i)}[n] + \sum_{k=1}^{p^{(i)}} a_k^{(i)} \cdot y^{(i)}[n-k] = b_0^{(i)} \cdot x[n], \quad i=1,2,\dots,M. \quad (2)$$

В последующем, через параметры АРСС–модели могут быть выражены временная модель сигнала, оценки частотных и корреляционных функций, определены отрезки стационарности сигнала, решены задачи сегментации и классификации ЭЭГ.

В частности, при известных параметрах АРСС–модели оценка функции спектральной плотности мощности (см. рис.1) реализации i -го класса имеет вид

$$S^{(i)}(f) = \sigma^2 \Delta t \cdot \left| b_0^{(i)} + \sum_{k=1}^{q^{(i)}} b_k^{(i)} \cdot \exp(-j2\pi f k \Delta t) \right|^2 / \left| 1 + \sum_{k=1}^{p^{(i)}} a_k^{(i)} \cdot \exp(-j2\pi f k \Delta t) \right|^2, \quad i=1,2,\dots,M, \quad (3)$$

где Δt – период дискретизации сигнала; σ^2 – дисперсия порождающего БШ $\{x[n]\}$; j – мнимая единица.

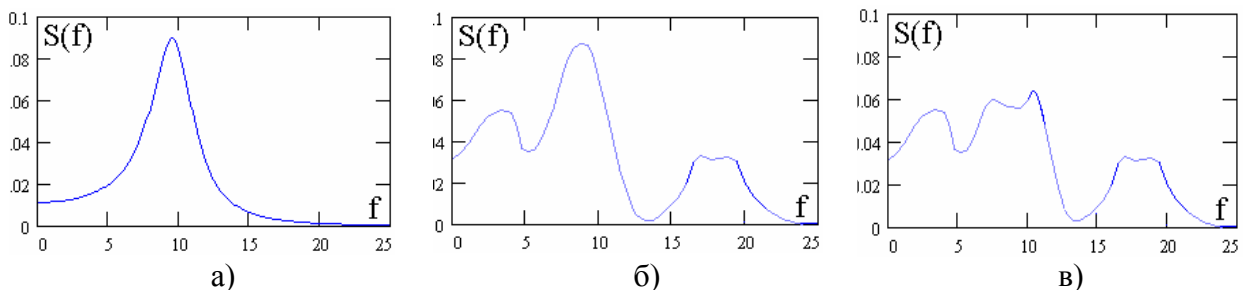


Рис.1. Примеры авторегрессионных оценок функции спектральной плотности мощности: а) АР–моделей; б) АРСС–моделей; в) СС–моделей.

Уравнению авторегрессии отвечает линейный цифровой формирующий фильтр (ФФ), который входной последовательности $\{x[n]\}_0^{N-1}$ ставит в соответствие выходную последовательность $\{y^{(i)}[n]\}_0^{N-1}$. Передаточная функция (ПФ) этого фильтра имеет следующий вид:

$$W^{(i)}(z) = \left(\sum_{k=0}^{q^{(i)}} b_k^{(i)} \cdot z^{-k} \right) / \left(1 + \sum_{k=1}^{p^{(i)}} a_k^{(i)} \cdot z^{-k} \right), \quad i=1,2,\dots,M. \quad (4)$$

Тогда, если гауссовский стационарный некоррелированный порождающий процесс $\{x[n]\}$ пропустить через ФФ, то на его выходе появится реализация сигнала i -го класса, обладающая достаточным сходством с исходной физиологической кривой. Причем специалисты–электрофизиологи отмечают [2], что исходные и синтезированные с помощью ФФ реализации визуально практически не отличаются друг от друга.

Диапазоны значений, принимаемых весовыми коэффициентами параметрической модели, должны ограничиваться требованиями стационарности и обратимости сигналов. Условие стационарности определяется условиями устойчивости ФФ. Фильтр устойчив, если полюса его ПФ находятся внутри круга единичного радиуса на Z -плоскости. Иными словами, корни $z_k^{(i)}, k=1,2,\dots,p^{(i)}, i=1,2,\dots,M$ характеристического уравнения

$$z^{p^{(i)}} + \sum_{k=1}^{p^{(i)}} a_k^{(i)} \cdot z^{p^{(i)}-k} = 0, \quad i=1,2,\dots,M \quad (5)$$

должны удовлетворять неравенству $|z_k^{(i)}| < 1, k=1,2,\dots,p^{(i)}, i=1,2,\dots,M$.

Нестационарный характер модели ЭЭГ может учитываться зависимостью коэффициентов $\{a_k^{(i)}\}, k=1,2,\dots,p^{(i)}$ и $\{b_k^{(i)}\}, k=0,1,\dots,q^{(i)}$, от времени: $\{a_k^{(i)}[n]\}$ и $\{b_k^{(i)}[n]\}$.

Вид модели	Диапазоны изменения коэффициентов
АР–модель $(p^{(i)} = 1)$	$-1 < a_1^{(i)} < 1$
АР–модель $(p^{(i)} = 2)$	$1 + a_1^{(i)} + a_2^{(i)} > 0; 1 - a_1^{(i)} + a_2^{(i)} > 0; -1 < a_2^{(i)} < 1$
АРСС–модель $(p^{(i)} = 2), (q^{(i)} = 1)$ и т.д.	$1 + a_1^{(i)} + a_2^{(i)} > 0; 1 - a_1^{(i)} + a_2^{(i)} > 0;$ $-1 < a_2^{(i)} < 1; -1 < b_1^{(i)} / b_0^{(i)} < 1$

Таблица 1. Диапазоны изменения значений коэффициентов моделей ЭЭГ

Условие обратимости формулируется следующим образом: дискретный сигнал обратим только тогда, когда корни $z_k^{(i)}, k=1,2,\dots,q^{(i)}, i=1,2,\dots,M$ характеристического уравнения

$$1 + \frac{b_1^{(i)}}{b_0^{(i)}} \cdot z^{-1} + \frac{b_2^{(i)}}{b_0^{(i)}} \cdot z^{-2} + \dots + \frac{b_{q^{(i)}}^{(i)}}{b_0^{(i)}} \cdot z^{-q^{(i)}} = 0, \quad i=1,2,\dots,M \quad (6)$$

удовлетворяют неравенству $|z_k^{(i)}| < 1, k=1,2,\dots,q^{(i)}, i=1,2,\dots,M$.

Диапазоны изменения значений весовых коэффициентов АРСС–моделей малых порядков, соответствующие условию устойчивости и обратимости, приведены в табл. 1.

Задача формирования параметрического описания ЭЭГ

Задача формирования описания признаков классов ЭЭГ может рассматриваться (см. рис. 2) как известная задача подбора математической модели определенного класса, адаптированная к стационарным или квазистационарным случайным процессам. Такую задачу принято решать в четыре этапа.

Концептуальный выбор класса моделей. Выбор класса параметрических моделей требует некоторых предварительных сведений о возможной форме функции спектральной плотности (см. рис.1) для наблюдаемых реализаций аппроксимируемого сигнала.

Если необходимо сформировать модели сигналов с острыми спектральными пиками, но без глубоких впадин (нулей), то наиболее подходящей является АР–модель. СС–модель удовлетворительно аппроксимирует сигнал, если необходимы спектры с глубокими нулями, но без острых пиков. Что же касается АРСС–модели, то она может применяться в обоих этих предельных случаях. В тех случаях, когда одинаково пригодна любая из трех моделей, следует использовать ту из них, которая имеет наименьшее число параметров. Этот принцип экономии связан с тем, что получить оценки с хорошими статистическими свойствами удастся тогда, когда число оцениваемых параметров минимально.

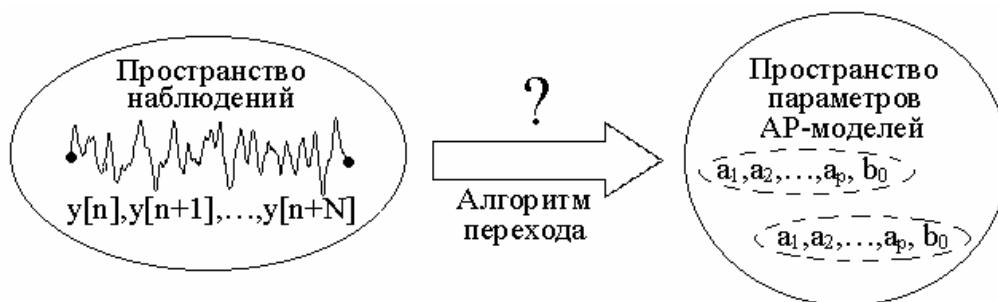


Рис. 2. Диаграмма параметрического синтеза моделей ЭЭГ–сигналов

Идентификация порядка модели. Поскольку наилучшее значение порядка параметрической модели заранее не известно, на практике приходится испытывать несколько значений порядков. Базируясь на этом, вводится тот или иной критерий ошибки, по которому затем определяется требуемый порядок. Если порядок модели выбран слишком малым, получаются сильно сглаженные спектральные оценки сигнала, если излишне большим – увеличивается разрешение, но в оценке появляются ложные спектральные пики.

Интуитивно ясно, что следует увеличивать порядок модели до тех пор, пока вычисляемая ошибка аппроксимации не достигнет минимума. В большинстве процедур оценивания дисперсия ошибки монотонно уменьшается с увеличением порядка модели. Показано [4], что одной дисперсии обычно недостаточно для того, чтобы определить момент окончания рекуррентного изменения порядка модели. Необходимо некоторое значение этого порядка, при дальнейшем изменении которого скорость изменения дисперсии резко снижается.

Оценивание параметров модели. Традиционно в задачах оценивания параметров рассматривается ряд свойств оценок, важнейшими из которых являются состоятельность, несмещенность, достаточность и эффективность.

Подтверждение качества модели. Существует, по крайней мере, два различных подхода к решению задачи проверки адекватности модели. В первом подходе проверяется адекватность допущений, положенных в основу модели. Для классов параметрических АР- и АРСС-моделей во многих случаях единственное существенное допущение состоит в том, что порождающий процесс $\{x[n]\}$ – это последовательность независимых случайных величин с нулевым средним. Используя выбранную модель и доступные наблюдения, можно получить оценки так называемых остатков или ошибок аппроксимации и проверить предположение об их независимости с помощью теории проверки статистических гипотез.

Сущность второго подхода состоит в следующем. Чтобы удостовериться в адекватности модели, аппроксимирующей экспериментальные данные, необходимо непосредственно сравнить характеристики ее выходного сигнала, такие как коррелограммы, спектральные плотности, моментные характеристики и т.п., с соответствующими характеристиками исходных эмпирических данных. Осуществить такое сравнение можно аналитически или посредством математического моделирования. Модель принимается, если расхождение между двумя множествами характеристик не превышает одного–двух стандартных отклонений.

Оценивание параметров моделей

Оценивание параметров $\{a_k^{(i)}\}$ и $\{b_k^{(i)}\}$ линейного уравнения регрессии по имеющимся эмпирически полученным данным представляет собой одну из основных процедур прикладного статистического анализа [3]. Для этой цели широко применяется метод наименьших квадратов, всесторонне изученный и имеющий несколько теоретических обоснований. Он достаточно просто реализуется в виде специализированных программ расчетов оценок параметров и других характеристик линейной регрессионной связи между объясняющими и объясняемыми переменными. Такие программы для небольшого числа оцениваемых параметров и не очень большого числа используемых наблюдений имеются сегодня в прикладном программном обеспечении любого компьютера.

В настоящее время предложены многие постановки задачи оценивания, обобщающие схему наименьших квадратов как для одного уравнения регрессии, так и для системы таких уравнений. Соответствующие им методы рассматриваются в многочисленных работах по прикладной статистике. Многие из этих методов реализованы в виде отдельных программ и составляют ядро статистических пакетов для оценивания и решения систем уравнений. Потребность в доступных пользователю и надежно работающих программах, с помощью которых на основе линейных регрессионных уравнений строятся количественно определенные модели, не может считаться удовлетворенной. Особенно велик интерес к исследованиям, где разрабатываемые и предлагаемые математические модели и методы доводятся до реализации в виде программ, написанных на алгоритмических языках и переносимых в силу этого на различные вычислительные средства.

Удачным примером подхода, сочетающего систематическое изложение теории, математических методов и алгоритмов, является подход, основанный на применении традиционных методов анализа стационарных процессов к формированию новых (по постановке задач синтеза) признаков классов ЭЭГ.

Авторегрессионные модели ЭЭГ формируются, в основном, методом решения систем линейных уравнений и позволяют в подавляющем большинстве технических приложений проводить исследования (сегментация ЭЭГ, классификация ЭЭГ и т.д.) с достаточной для практики точностью. Существует достаточно большое число различных методов, позволяющих оценивать параметры АР-моделей по экспериментальным

данным. Широкое распространение получил известный метод Юла–Уолкера [4,6], основанный на решении одноименной системы уравнений

$$\begin{bmatrix} \hat{R}^{(i)}[0] & \hat{R}^{(i)}[-1] & \dots & \hat{R}^{(i)}[-p^{(i)}] \\ \hat{R}^{(i)}[1] & \hat{R}^{(i)}[0] & \dots & \hat{R}^{(i)}[-p^{(i)}+1] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{R}^{(i)}[p^{(i)}] & \hat{R}^{(i)}[p^{(i)}-1] & \dots & \hat{R}^{(i)}[0] \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 \\ \hat{\epsilon}_1^{(i)} \\ \vdots \\ \hat{\epsilon}_{p^{(i)}}^{(i)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\hat{\epsilon}_0^{(i)})^2 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}, \quad i=1,2,\dots,M, \quad (7)$$

связывающей авторегрессионные параметры со смещенными оценками автокорреляционной функции выборок отдельных классов ЭЭГ. Система имеет однозначное решение, в частности по алгоритму Левинсона, с гарантированной устойчивостью формируемой модели, что особенно важно для обеспечения условий стационарности и обратимости сигналов. Оценки параметров модели получают [5] рекуррентным образом по нижеследующим выражениям:

$$\hat{\epsilon}_{p^{(i)}+1,k}^{(i)} = \hat{\epsilon}_{p^{(i)},k}^{(i)} - \hat{\epsilon}_{p^{(i)}+1,p^{(i)}+1}^{(i)} \cdot \hat{\epsilon}_{p^{(i)},p^{(i)}+1-k}^{(i)}, \quad k=1,2,\dots,p^{(i)}, \quad i=1,2,\dots,M. \quad (8)$$

$$\hat{\epsilon}_{p^{(i)}+1,p^{(i)}+1}^{(i)} = \frac{\hat{\epsilon}^{(i)}[p^{(i)}+1] - \sum_{k=1}^{p^{(i)}} \hat{\epsilon}_{p^{(i)},k}^{(i)} \cdot \hat{\epsilon}^{(i)}[p^{(i)}+1-k]}{1 - \sum_{k=1}^{p^{(i)}} \hat{\epsilon}_{p^{(i)},k}^{(i)} \cdot \hat{\epsilon}^{(i)}[k]} \quad \left| \quad \hat{\epsilon}^{(i)}[k] = \frac{\hat{R}^{(i)}[k]}{\hat{R}^{(i)}[0]} \right., \quad (9)$$

где $\hat{R}^{(i)}[k]$ – смещенная оценка порядка k для автокорреляционной функции выборки. При использовании несмещенных оценок АКФ автокорреляционная матрица R может оказаться неположительно–определенной [4], и, следовательно, эквивалентный ФФ будет неустойчивым.

Нулевой компонент скользящего среднего рассчитывается [5] с использованием уже известных оценок коэффициентов корреляции и параметров модели

$$\hat{\epsilon}_0^{(i)} = \frac{1}{1 - \hat{\epsilon}_1^{(i)} \cdot \hat{\epsilon}^{(i)}[1] - \hat{\epsilon}_2^{(i)} \cdot \hat{\epsilon}^{(i)}[2] - \dots - \hat{\epsilon}_{p^{(i)}}^{(i)} \cdot \hat{\epsilon}^{(i)}[p^{(i)}]}, \quad i=1,2,\dots,M. \quad (10)$$

Сформированная таким образом модель i -ого класса ЭЭГ представляет собой косвенное математическое описание реализации сигнала, заданное набором (вектором) вещественных параметров.

Описания признаков ЭЭГ, соответствующих разным $i=1,2,\dots,M$ образцам деятельности головного мозга, могут отличаться как значениями коэффициентов модели, так и порядками $p^{(i)}$.

Экспериментальные исследования ЭЭГ

С целью получения табулированных параметрических моделей различных классов ЭЭГ и апробации рассмотренной методики была проведена серия статистических экспериментов по обработке реального сигнала. Реализации получены на стандартной сертифицированной медицинской аппаратуре (цифровой электроэнцефалограф) с использованием специализированного программного обеспечения. Разделение сигнала на отдельные классы (информативные сегменты) выполнено специалистом–электрофизиологом заблаговременно (этап обучения). В эксперименте использовались выборки реализаций следующих пяти основных классов ЭЭГ:

- класс $i=1$: нормальный α – ритм;
- класс $i=2$: замедленный вариант α – ритма;

- класс $i=3$: убыстренный вариант α – ритма;
- класс $i=4$: пароксизмальная ЭЭГ–активность;
- класс $i=5$: наличие очаговой патологии.

Синтез параметрического описания производился на специально разработанном автором программном обеспечении в среде MathCad 6.0 с помощью реализованного рекуррентно алгоритма Левинсона. Входными параметрами для программы являются временные последовательности дискретных отсчетов реализаций классов ЭЭГ $y[n-N]$, $y[n-N+1], \dots, y[n]$. В программе рассчитываются смещенные оценки АКФ последовательностей, производится их нормировка по уровню $R[0]$ (вычисление коэффициентов корреляции $r[k]$) и, далее, расчет авторегрессионных параметров. Параметры определяются рекуррентно (см. рис. 3) с вычислением оценок для различных заданных переменной $\max P$ порядков $p^{(i)}$.

Значения оценок хранятся в возвращаемых векторах A (нижнетреугольная двумерная матрица, параметры $(\mathcal{A}_1^{(i)}, \mathcal{A}_2^{(i)}, \dots, \mathcal{A}_{\hat{p}^{(i)}}^{(i)})$) и B (одномерный вектор, параметры $\mathcal{B}_0^{(i)}$) следующего вида:

$$A = \begin{bmatrix} \mathcal{A}_{11}^{(i)} & 0 & 0 & \dots & 0 & , & \hat{p}^{(i)} = 1 \\ \mathcal{A}_{21}^{(i)} & \mathcal{A}_{22}^{(i)} & 0 & \dots & 0 & , & \hat{p}^{(i)} = 2 \\ \mathcal{A}_{31}^{(i)} & \mathcal{A}_{32}^{(i)} & \mathcal{A}_{33}^{(i)} & \dots & 0 & , & \hat{p}^{(i)} = 3 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots \\ \mathcal{A}_{\hat{p}^{(i)}1}^{(i)} & \mathcal{A}_{\hat{p}^{(i)}2}^{(i)} & \mathcal{A}_{\hat{p}^{(i)}3}^{(i)} & \dots & \mathcal{A}_{\hat{p}^{(i)}\hat{p}^{(i)}}^{(i)} & , & \hat{p}^{(i)} \geq p^{(i)} \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} \mathcal{B}_0^{(i)}, & \hat{p}^{(i)} = 1 \\ \mathcal{B}_0^{(i)}, & \hat{p}^{(i)} = 2 \\ \mathcal{B}_0^{(i)}, & \hat{p}^{(i)} = 3 \\ \vdots & \vdots \\ \mathcal{B}_0^{(i)}, & \hat{p}^{(i)} \geq p^{(i)} \end{bmatrix} \dots \quad (11)$$

Универсальность алгоритма позволяет автоматически рассчитывать авторегрессионные параметры ЭЭГ для различных заданных порядков. В частности, экспериментально полученные значения коэффициентов АР–моделей ($p^{(i)} = 9$) классов ЭЭГ приведены в табл. 2, а соответствующие им авторегрессионные оценки СПМ – на рис.4.

Свойства оценок

Предельное поведение компонентов $\mathcal{A}_k^{(i)}$, $k=1,2,\dots,\hat{p}^{(i)}$; $i=1,2,\dots,M$ векторной оценки параметров АР–модели определяется значениями корней $z_k^{(i)}$, $i=1,2,\dots,M$ характеристического уравнения. Наиболее хорошо изучен [1] случай асимптотического поведения оценок $\mathcal{A}_k^{(i)}$, $k=1,2,\dots,\hat{p}^{(i)}$; $i=1,2,\dots,M$, когда значения всех корней $z_k^{(i)}$, $i=1,2,\dots,M$ по модулю меньше единицы: $|z_k^{(i)}| < 1$, $i=1,2,\dots,M$. Показано, что при этом оценки $\mathcal{A}_k^{(i)}$, $k=1,2,\dots,\hat{p}^{(i)}$; $i=1,2,\dots,M$ являются состоятельными, т.е. сходятся по вероятности к истинному значению $a_k^{(i)}$, $k=1,2,\dots,p^{(i)}$; $i=1,2,\dots,M$. Асимптотическая дисперсия оценок не зависит от дисперсии порождающего БШ и определяется истин-

ным значением параметров. Более того, случайная величина $\sqrt{n} \cdot (a_k^{(i)} - a_k^{(i)})$ имеет в пределе нормальное распределение с нулевым математическим ожиданием. В неустойчивом случае (по крайней мере один из корней $z_k^{(i)}$ по модулю больше единицы: $|z_k^{(i)}| > 1, k=1,2,\dots,p^{(i)})$ оценки параметров модели авторегрессии также состоятельны, однако их предельное распределение уже не является нормальным.

```

A:=| A1,1 ← R1
    | 
$$A_{2,1} \leftarrow \frac{R_1 \cdot (1 - R_2)}{1 - R_1 \cdot R_1}$$

    | 
$$A_{2,2} \leftarrow \frac{(R_2 - R_1 \cdot R_1)}{1 - R_1 \cdot R_1}$$

    | for p ∈ 1..maxP - 1
    |   | sum1 ← 0
    |   | sum2 ← 0
    |   | for s ∈ 1..p
    |   |   | sum1 ← sum1 + Ap,s · Rp+1-s
    |   |   | sum2 ← sum2 + Ap,s · Rs
    |   |   | 
$$A_{p+1,p+1} \leftarrow \frac{R_{p+1} - \text{sum1}}{1 - \text{sum2}}$$

    |   |   | for s ∈ 1..p
    |   |   |   | Ap+1,s ← Ap,s - Ap+1,p+1 · Ap,p-s+1
    |   |   | - Ap+1,p+1
    |   |   |
    |   |   | Bp ← 0
    |   |   | for s ∈ 1..p
    |   |   |   | Bp ← Bp - Rs · Ap,s
    |   |   |   | Bp ← (1 - Bp) · R0
    |   |   | for p ∈ 1..maxP
    |   |   |   | Bp ←  $\sqrt{B_p}$ 
    |   |   | B

```

Рис. 3. Программа формирования параметрического описания AP-моделей по алгоритму Левинсона (пример реализации в среде MathCad 6.0 при следующих начальных условиях: $A_{k,k} \equiv 0, k=1,2,\dots,\text{maxP}$; $B_k \equiv 0, k=1,2,\dots,\text{maxP}$; $R_k, k=1,2,\dots,\text{maxP}$ – отсчеты смещенных оценок автокорреляционной функции выборки)

Класс ЭЭГ	Значение авторегрессионного параметра модели			
Нормальный альфа–ритм ($i=1$)	$a_1^{(1)}$	-2.0996002529	$a_6^{(1)}$	0.1028204577
	$a_2^{(1)}$	1.8485053201	$a_7^{(1)}$	-0.1172624424
	$a_3^{(1)}$	-0.8067828971	$a_8^{(1)}$	0.2437109177
	$a_4^{(1)}$	0.130439764	$a_9^{(1)}$	-0.117426362
	$a_5^{(1)}$	-0.0611746156	$b_0^{(1)}$	0.1823319848
Замедленный вариант альфа–ритма ($i=2$)	$a_1^{(2)}$	-2.0988473536	$a_6^{(2)}$	0.0826074683
	$a_2^{(2)}$	1.8493280888	$a_7^{(2)}$	-0.1010951105
	$a_3^{(2)}$	-0.8296557452	$a_8^{(2)}$	0.2173943324
	$a_4^{(2)}$	0.1021409406	$a_9^{(2)}$	-0.0824547072
	$a_5^{(2)}$	-0.0515261637	$b_0^{(2)}$	0.1647040114
Убыстренный вариант альфа–ритма ($i=3$)	$a_1^{(3)}$	-2.0831592228	$a_6^{(3)}$	0.1224962368
	$a_2^{(3)}$	1.7745177262	$a_7^{(3)}$	-0.1268485601
	$a_3^{(3)}$	-0.7250207418	$a_8^{(3)}$	0.2171171904
	$a_4^{(3)}$	0.1731579106	$a_9^{(3)}$	-0.1273138872
	$a_5^{(3)}$	-0.0966357503	$b_0^{(3)}$	0.1752233333
Пароксизмальная ЭЭГ–активность ($i=4$)	$a_1^{(4)}$	-1.9268275161	$a_6^{(4)}$	0.1108545088
	$a_2^{(4)}$	1.4777103315	$a_7^{(4)}$	-0.1269405776
	$a_3^{(4)}$	-0.5772724192	$a_8^{(4)}$	0.178207473
	$a_4^{(4)}$	0.1536000317	$a_9^{(4)}$	-0.080728236
	$a_5^{(4)}$	-0.1144480912	$b_0^{(4)}$	0.2289664384
Низкочастотная ЭЭГ–активность ($i=5$)	$a_1^{(5)}$	-2.1402985158	$a_6^{(5)}$	0.0884805334
	$a_2^{(5)}$	1.8739433523	$a_7^{(5)}$	-0.1169191814
	$a_3^{(5)}$	-0.8422262279	$a_8^{(5)}$	0.2371767974
	$a_4^{(5)}$	0.0858358096	$a_9^{(5)}$	-0.0939669752
	$a_5^{(5)}$	-0.0513578125	$b_0^{(5)}$	0.1132552482

Таблица 2. Табулированные значения авторегрессионных коэффициентов параметрических моделей пяти основных классов ЭЭГ–сигнала

Точность оценивания также имеет немаловажное значение. Анализ различных методов оценивания авторегрессионных параметров позволяет утверждать, что дисперсия оценки коэффициента находится в обратной зависимости от объема дискретных

данных, по которым производится оценивание. На рис. 5 показаны экспериментально полученные различными методами [4] зависимости среднеквадратического отклонения оценки от объемов обучающих выборок. Нетрудно видеть, что после некоторого значения переменной N (объем выборки) точность оценки оказывается инвариантной по отношению к методу оценивания.

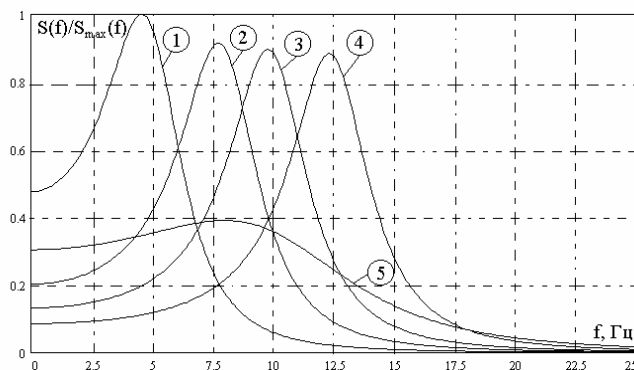


Рис.4. Авторегрессионные оценки функции спектральной плотности мощности пяти основных классов ЭЭГ

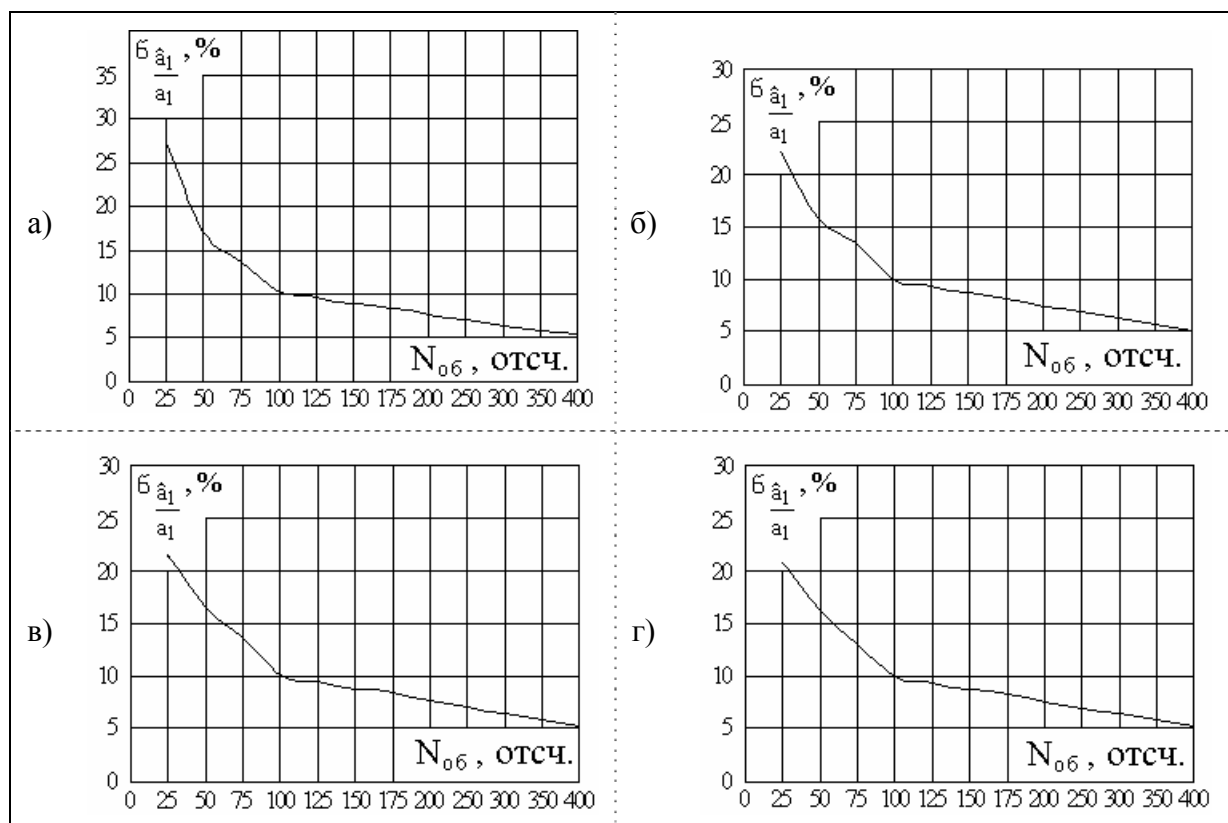


Рис. 5. Экспериментальные зависимости СКО оценки коэффициента a_1 от объема обучающей выборки для нормального альфа-ритма. Оценивание:
а) по методу Юла-Уолкера на основе алгоритма Левинсона,
б) по методу Берга, в) ковариационным методом,
г) модифицированным ковариационным методом.

В работе [7] проведен теоретический анализ методов формирования описания экспериментально полученных данных на базе параметрических АРСС–моделей произвольного порядка. Показано, что асимптотическое выражение для нижних границ дисперсии оценок параметров, определяемых из неравенства Рао–Крамера, имеет вид

$$\sigma_{a_k^{(i)}}^2 \geq \frac{1}{N} \cdot \left[\left(1 + (a_1^{(i)})^2 + (a_2^{(i)})^2 + \dots + (a_{k-1}^{(i)})^2 \right) - \right. \\ \left. - \left((a_{p^{(i)}}^{(i)})^2 + (a_{p^{(i)}-1}^{(i)})^2 + \dots + (a_{p^{(i)}-k+1}^{(i)})^2 \right) \right], k=1,2,\dots,p^{(i)}, i=1,2,\dots,M, \quad (12)$$

и

$$\sigma_{b_k^{(i)}}^2 \geq \frac{1}{N} \cdot \left[\left(1 + (b_1^{(i)})^2 + (b_2^{(i)})^2 + \dots + (b_{k-1}^{(i)})^2 \right) - \right. \\ \left. - \left((b_{q^{(i)}}^{(i)})^2 + (b_{q^{(i)}-1}^{(i)})^2 + \dots + (b_{q^{(i)}-k+1}^{(i)})^2 \right) \right], k=1,2,\dots,q^{(i)}, i=1,2,\dots,M. \quad (13)$$

Показано [7], что в случае завышенного порядка модели нижняя граница Рао–Крамера для дисперсии оценок коэффициентов возрастает на величину

$$\Delta \sigma_{\mathfrak{E}_s^{(i)}}^2 = \begin{cases} \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=p^{(i)}-(s^{(i)}-1)}^{p^{(i)}} (a_k^{(i)})^2, s^{(i)} = 1,2,\dots,\min\{\mathfrak{E}^{(i)} - p^{(i)}, p^{(i)}\} \\ \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=p^{(i)}-(s^{(i)}-1)}^{p^{(i)}} (a_k^{(i)})^2; s^{(i)} = \mathfrak{E}^{(i)} - p^{(i)} + 1,\dots,\mathfrak{E}^{(i)}, \end{cases} \quad (14)$$

где нижнее выражение существует при $\mathfrak{E} < 2p$.

Заключение

Как и любой другой наукоемкий метод диагностики, электроэнцефалография в обычной клинической практике никогда не превратится в чисто техническую процедуру, автоматически выдающую заключение, а всегда будет развивающимся творческим процессом, обогащающимся за счет расширения возможностей использования средств компьютерной техники.

В предметной области метода электроэнцефалографии вопросы подтверждения качества и адекватности моделей носят, к сожалению, пока еще некоторый эвристический характер. Связано это со сложившимися стереотипами и устоявшимися методиками визуального анализа. Критерий визуальной похожести временной структуры сигнала в сравнении с некоторыми эталонными понятиями сводит методические вопросы определения порядка параметрических моделей к использованию экспертных оценок специалистов-электрофизиологов. Как показывают практические исследования, далеко не во всех методиках предъявляются повышенные требования к детализации сигнала. Зачастую оказывается достаточным ограничиться третьим-четвертым порядком, что значительно облегчит сложность математического аппарата процедур последующей обработки и повысит точность оценивания, в то время как экспертные оценки специалистов, как правило, предлагают использовать порядок моделей не ниже девятого.

Еще одна особенность в решении задачи формирования параметрического описания ЭЭГ связана с ее формализацией. В ряде случаев понятие модели как таковой подменяет окончательную целевую функцию обработки. В частности, при решении задачи сегментации или классификации ЭЭГ приоритет имеет, скорее, точность оценки момента изменения свойств сигнала или вероятностные характеристики, а не степень

приближения в адекватности математического описания. Поэтому процедуру оценивания параметров модели следует рассматривать как некоторый итерационный этап в более общей методике, что достигается некоторыми компромиссными решениями возможно в ущерб истинному порядку модели.

Наличие математического аппарата, однозначно определяющего по дискретным выборочным значениям параметрические модели, существенно облегчает построение целого множества алгоритмов и подходов обработки ЭЭГ, что, в свою очередь, способствует внедрению библиотек стандартных ЭЭГ-сигналов и развитию метода электроэнцефалографии как средства оперативного обнаружения патологий и комплексной оценки общего физиологического состояния жизнедеятельности человека.

Исследования поддержаны пятью персональными грантами (№М99-3.5Д-260, №М01-3.5К-80, №М02-3.5К-127, №М03-3.5К-3, ISSEP №А232-03) Комитета по науке и высшей школе Администрации г. Санкт-Петербурга.

Литература

1. Айвазян С.А. и др. Прикладная статистика: Исследование зависимостей: Справ. изд. / С.А. Айвазян, И.С. Енюков, Л.Д. Мешалкин; Под ред. С.А. Айвазяна. М.: Финансы и статистика, 1985. 487с., ил.
2. Жирмунская Е.А., Дубнер П.Н., Гутман С. Р. Перспективы применения моделей типа авторегрессии–скользящего среднего для анализа ЭЭГ // Успехи физиологических наук. 1984. №4. Т.69. С.6–22.
3. Кашьяп Р.Л., Рао А.Р. Построение динамических стохастических моделей по экспериментальным данным: Пер. с англ. М.: Наука, 1983. 384 с.
4. Марпл.-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. / Пер. с англ. М.: Мир, 1990. 584с., ил.
5. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. М.: Мир, 1978. 848 с., ил.
6. Теребиж В.Ю. Анализ временных рядов в астрофизике. М.: Наука, 1992. 392 с.
7. Friedlander B. On the computation of the Cramer–Rao bound for ARMA parameter estimation. // IEEE Trans. Acoust. Speech, Signal Proc. 1984. Vol. ASSP-32. P.721–727.

**СИСТЕМА РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ
С ИМПУЛЬСНЫМ ДАТЧИКОМ****В.В. Кротенко, Г.Л. Демидова**

Сформулирована методика синтеза цифровой системы управления с широтно-импульсным преобразователем, эталонной моделью и импульсным датчиком при заданном периоде дискретности вычисления управления и частоте коммутации ключей преобразователя при малых скоростях.

Вопросам синтеза цифровых и аналоговых контуров регулирования скорости, во многих случаях входящих в состав следящих электроприводов и определяющих в конечном итоге их предельные динамические характеристики, посвящено достаточно много публикаций. Несмотря на это, вопросы формирования оптимальных структурных решений систем управления с учетом специфики устройств формирования сигналов скорости и дискретного характера выходного сигнала транзисторного усилительно-преобразовательного устройства, как и разработка методик их инженерного синтеза, сохраняют свою актуальность.

В скоростных подсистемах, не имеющих высококачественных аналоговых тахогенераторов, для формирования сигнала обратной связи по скорости часто используются вычислители скорости, формирующие сигнал обратной связи на основании данных от первичных дискретных датчиков положения. При работе следящего электропривода на низких скоростях слежения возникают проблемы с реализацией плавного движения, обусловленные достаточно длительными и переменными циклами обновления информации на выходе датчика угла.

Период обновления информации на выходе импульсного датчика, являясь величиной переменной, растет с уменьшением скорости вращения вала [1] и на заданных минимальных скоростях работы привода определяет быстродействие системы регулирования.

В данной статье рассматривается система регулирования скорости с импульсным датчиком, выполненная по схеме с цифровой эталонной моделью, обеспечивающая быстродействие по управляющему воздействию в два раза выше быстродействия систем, построенных по классической схеме с настройкой на «симметричный оптимум».

Методика синтеза цифровой системы управления скоростью двигателя постоянного тока с эталонной моделью при заданных периоде дискретности вычисления управления и частоте коммутации силовых ключей широтно-импульсного преобразователя рассмотрена в публикации [2].

Задачей синтеза будем считать определение при заданных частоте коммутации силовых ключей ШИП и периоде дискретности вычисления управления параметров цифровых регуляторов, обеспечивающих в подчиненных контурах цифровой системы процессы, близкие к стандартным процессам в контурах эквивалентной линейной модели системы при изменении периода обновления информации на выходе импульсного датчика.

Структурная схема цифровой системы регулирования скорости ДПТ с транзисторным широтно-импульсным преобразователем, импульсным датчиком и вычислителем скорости представлена на рис. 1. Система содержит исполнительный двигатель постоянного тока, силовой каскад СК, импульсный датчик скорости, безынерционный датчик тока с коэффициентом передачи $K_{дт}$, реализованные на микроЭВМ эталонную модель ЦЭМ, цифровые регуляторы скорости ЦР₁, ЦР₂ и тока ЦР₃, а также широтно-импульсный модулятор ШИМ.

Основной контур регулирования системы включает двигатель постоянного тока, импульсный датчик скорости, цифровой регулятор ЦР₁ с помощью которого формируются заданные динамические показатели системы по управляющему воздействию, и широтно-импульсный модулятор ШИМ. Последний формирует в зависимости от выходного сигнала регулятора ЦР₁ управление ключами силового каскада СК транзисторного ШИП

Дополнительный контур регулирования содержит эталонную модель ЦЭМ и цифровой регулятор ЦР₂. В случае применения эталонной модели с динамическими характеристиками, идентичными характеристикам основного контура регулирования, в системе сохраняются заданные динамические качества по управляющему воздействию, при этом заданные динамические качества по возмущающему воздействию формируются независимо с помощью цифрового регулятора ЦР₂.

При синтезе системы используется ориентированная на ПЭВМ двухэтапная методика, при которой предварительный синтез системы управления осуществляется аналитически с использованием приближенных непрерывных моделей, а окончательный анализ с уточнением результатов предварительного синтеза проводится на ПЭВМ с использованием имитационных моделей, достаточно точно отражающих как электромагнитные процессы в системе «ШИП-ДПТ», так и дискретный характер управления, обусловленный цифровыми регуляторами.

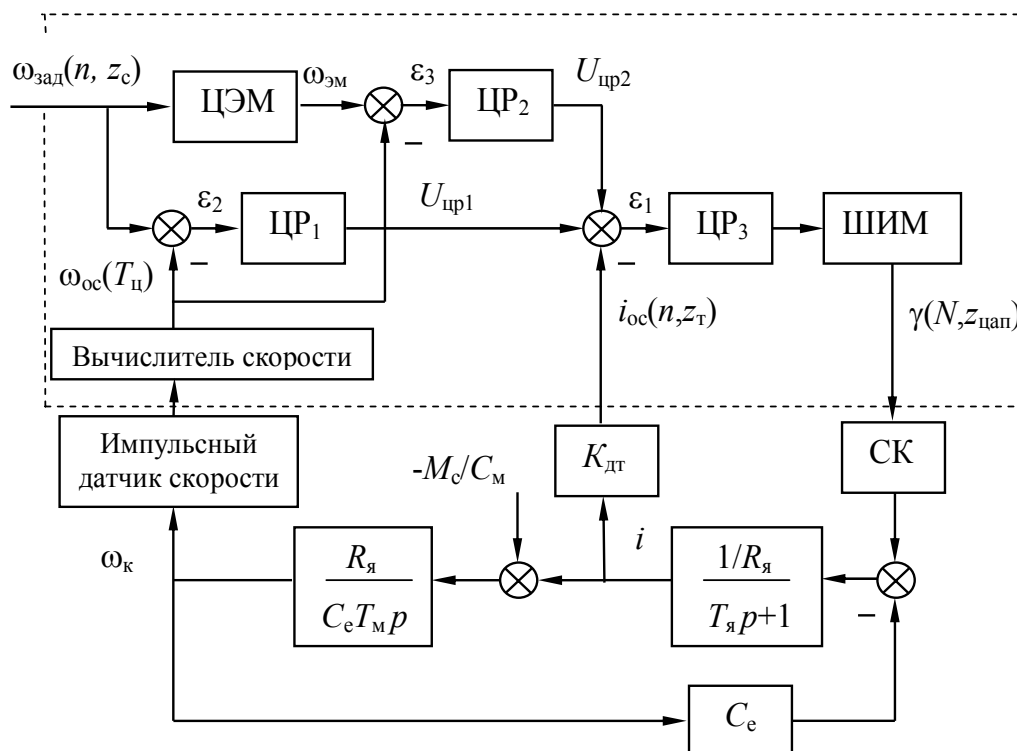


Рис. 1. Структурная схема цифровой системы регулирования скорости ДПТ с импульсным датчиком

Для оценки скорости измеряется время поворота вала двигателя на определенный угол, таким образом, величина периода обновления информации на выходе импульсного датчика скорости может быть определена на основании соотношения:

$$T_{ц} = \Delta\alpha / \omega \quad (1)$$

где $\Delta\alpha$ – дискретность импульсного датчика по углу с числом импульсов N на оборот.

Результаты синтеза и моделирования далее будут иллюстрироваться на примере системы с двигателем постоянного тока ПБВ112М. Исходные расчетные параметры ее приведены в табл. 1.

Название величины	Формула, обозначение	Числовое значение
Число импульсов на оборот	N	4096
Дискретность импульсного датчика по углу	$\Delta\alpha = \frac{2 \cdot \pi}{N}$	0,00153 рад
Диапазон задания скорости системы	D	32768
Минимальная скорость	$\omega_{\min} = 50 \cdot \frac{\omega_{\text{ХХ}}}{D}$	0,32 рад/с
Величина периода обновления информации на выходе импульсного датчика	$T_{\text{цmax}} = \frac{\Delta\alpha}{\omega_{\min}}$	$4,8 \cdot 10^{-3}$ с

Таблица 1. Исходные расчетные параметры

В процессе разгона системы из неподвижного состояния до выхода ее на уровень $\omega = \omega_{\min}$ (вне заданного диапазона регулирования, когда $\omega \leq \omega_{\min}$) $T_{\text{ц}}$ будет превышать величину $T_{\text{цmax}}$, т.е. $T_{\text{ц1}} > T_{\text{ц2}} > T_{\text{ц3}}$.

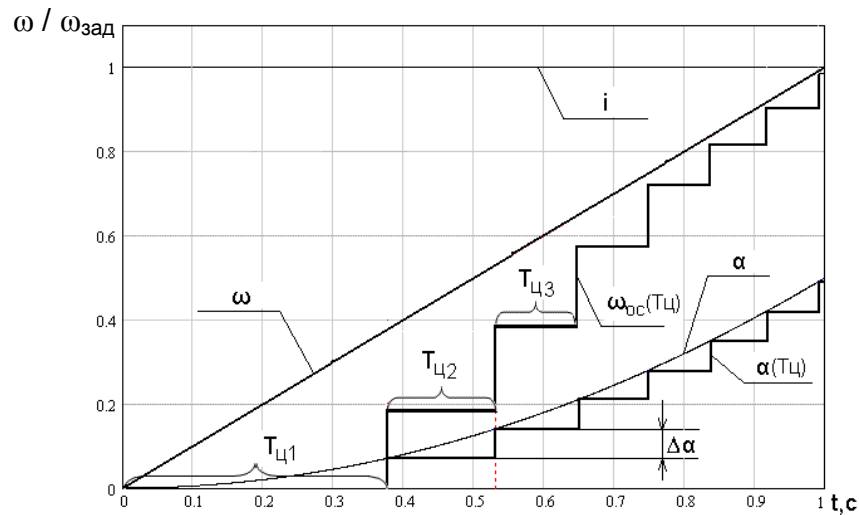


Рис. 2. Временные диаграммы работы вычислителя скорости на малых скоростях

Методика синтеза цифрового контура регулирования тока предложена в работе [3].

Коэффициенты передачи пропорционального и интегрального каналов регулятора ЦРЗ, определяются, соответственно, из выражений

$$K_{\text{тп}} = R_{\text{я}} \cdot (1 - \exp(-T_0/T_{\text{т}})) / K_{\text{дт}} \cdot K_{\text{ст}} \cdot (1 - \exp(-T_0/T_{\text{я}})), \quad (2)$$

$$K_{\text{ти}} = R_{\text{я}} \cdot (1 - \exp(-T_0/T_{\text{т}})) / K_{\text{дт}} \cdot K_{\text{ст}}. \quad (3)$$

и обеспечивают при обработке скачков задания переходные процессы, по характеру близкие к экспоненциальному процессу с постоянной времени $T_{\text{т}} \geq T_0$.

Эквивалентные модели системы, используемые при синтезе системы по управляющему и возмущающим воздействиям, представлены на рис. 3а–3б структурными схемами.

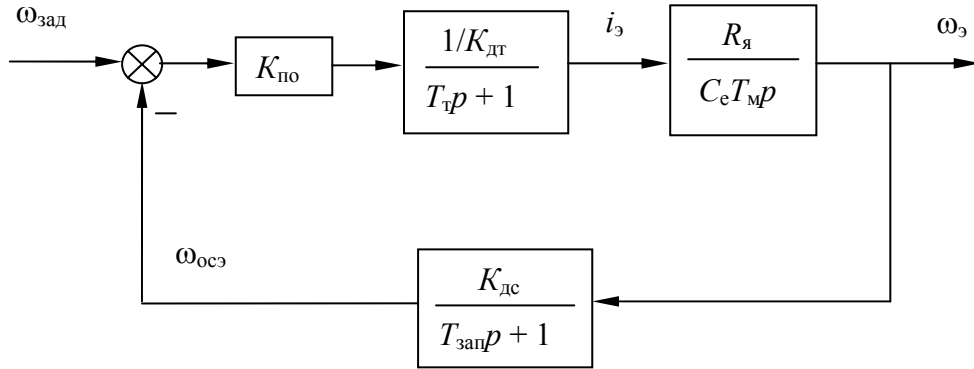
Оптимизацию эквивалентных линейных моделей системы по управляющему и возмущающему воздействиям будем осуществлять с использованной приведенной в [4, 5] методики. Параметры цифровых регуляторов определяются путем пересчета соответствующих параметров аналоговых регуляторов, переход к системе с ШИП с периодом коммутации $T_{\text{к}} \geq T_0$ осуществляется с учетом сформулированных в [4, 5] условий.

Настройку контура скорости эквивалентной модели на «оптимум по модулю» обеспечивает регулятор П-типа [2]. Выбор коэффициента передачи $K_{\text{по}}$ на основании соотношения

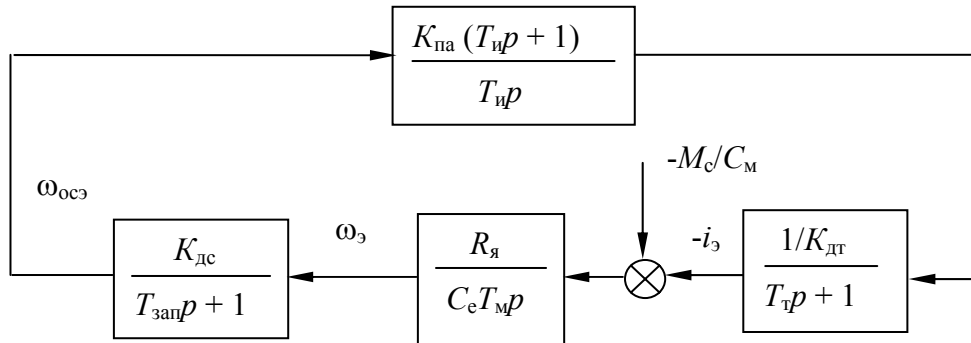
$$K_{по} = T_{\text{м}} \cdot C_{\text{е}} \cdot K_{\text{дт}} / 2 \cdot T_{\text{мц}} \cdot R_{\text{я}}, \quad (5)$$

обеспечивает указанную настройку, при которой передаточная функция основного контура характеризуется выражением

$$W(p) = \frac{\omega_{\text{осз}}(p)}{\omega_{\text{зад}}(p)} = \frac{1}{2 \cdot T_{\text{мц}}^2 \cdot p^2 + 2 \cdot T_{\text{мц}} \cdot p + 1}.$$



а)



б)

Рис. 3. Структурные схемы эквивалентной линейных моделей, используемой при настройке системы по управляющему (а) и возмущающему (б) воздействиям

Коэффициент передачи $K_{\text{п}}$ цифрового регулятора ЦР₁ рассчитывается по формуле

$$K_{\text{п}} = T_{\text{м}} \cdot C_{\text{е}} \cdot K_{\text{дт}} / 2 \cdot T_{\text{мц}} \cdot R_{\text{я}}, \quad (6)$$

Малая некомпенсированная постоянная $T_{\text{мц}}$ определяется выражением

$$T_{\text{мц}} = T_{\text{т}} + T_{\text{зап}}, \quad (7)$$

$$T_{\text{зап}} = T_{\text{цмак}}. \quad (8)$$

Время запаздывания $T_{\text{зап}}$ определяется двумя факторами, обусловленными соответственно алгоритмами реализации вычисления скорости и цифрового регулятора. В рассматриваемой системе указанные запаздывания равны $T_{\text{цмак}} / 2$.

Передаточная функция эквивалентной модели по возмущающему воздействию имеет вид

$$W(p) = \frac{i(p)}{M_{\text{зад}}(p)} = \frac{(4 \cdot T_{\text{мц}} \cdot p + 1) / C_{\text{м}}}{8 \cdot T_{\text{мц}}^3 \cdot p^3 + 8 \cdot T_{\text{мц}}^2 \cdot p^2 + 4 \cdot T_{\text{мц}}^2 \cdot p^2 + 4 \cdot T_{\text{мц}} \cdot p + 1}.$$

Коэффициент передачи цифрового регулятора ЦР₂ И-типа, обеспечивает настройку системы по возмущающему воздействию на «симметричный оптимум» и определяется по формулам

$$K_{\text{и}} = T_{\text{м}} \cdot C_{\text{е}} \cdot K_{\text{дт}} / 8 \cdot T_{\text{мц}}^2 \cdot R_{\text{я}}, \quad (9)$$

$$K_{\text{и1}} = T_{\text{о}} \cdot K_{\text{и}}, \quad (10)$$

$$K_{и2} = K_{и1} / 2. \quad (11)$$

В таблице 2 представлены численные значения параметров цифровых регуляторов для двигателя постоянного тока ПБВ112М.

$K_{тп}$	$K_{ти}$	$T_{зап}$	$T_{мщ}$	$K_{п}$	$K_{и1}$	$K_{и2}$
1,589	0,788	0,0048	0,015	74,128	6,261	3,13

Таблица 2. Параметры цифровых регуляторов для двигателя постоянного тока ПБВ112М

На рис. 4 представлены результаты моделирования переходных процессов в системе с расчетными параметрами при отработке скачков управляющего и возмущающего воздействий. Здесь $\omega_{зад}$ – заданная скорость, $\omega_э$ – скорость в эталонной модели, $\omega_к$ – скорость в цифровом контуре, $\omega_{ос}$ – скорость на выходе вычислителя скорости, M – момент, $i_э$ – ток в эталонной модели, $i_к$ – ток в цифровом контуре.

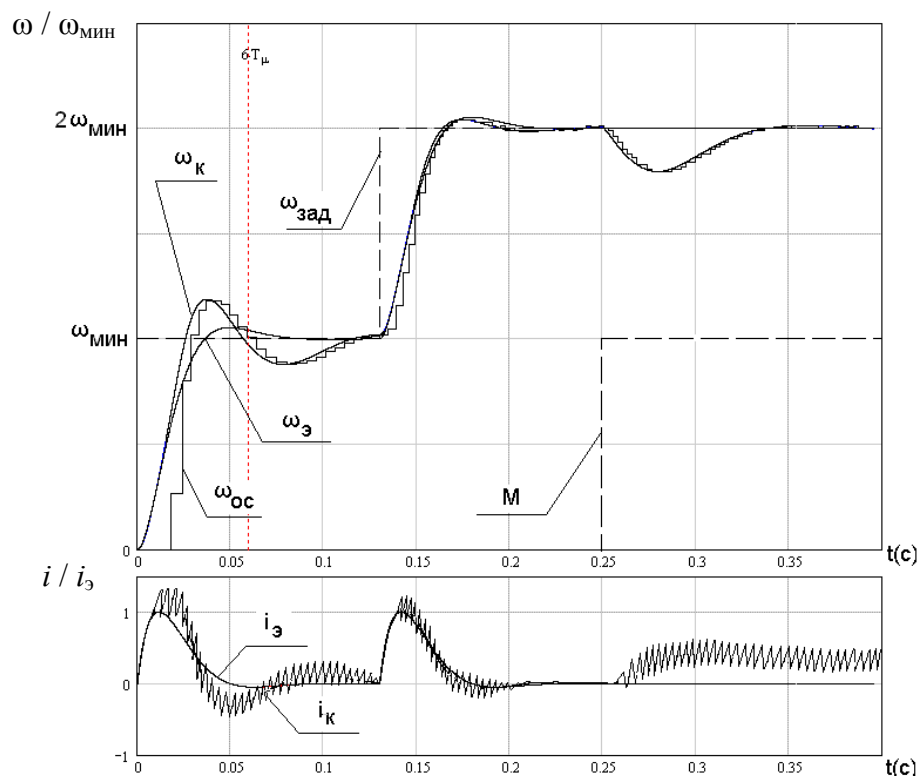


Рис. 4. Переходные процессы в системе регулирования скорости с импульсным датчиком

При пуске системы с нулевой скорости имеет место существенное отклонение переходного процесса от процесса в эквивалентной линейной модели, как видно из рис. 4. Это происходит из-за превышения времени $T_{ц}$ расчетного максимального значения $T_{цмах}$.

При скоростях $\omega > \omega_{мин}$ быстродействие системы по управляющему воздействию соответствует настройке «оптимум по модулю».

Анализ представленных процессов показывает, что в системе обеспечиваются процессы, по управляющему воздействию соответствующие настройке на «оптимум по модулю», а по возмущению процессы соответствуют настройке на «симметричный оптимум».

При работе привода на скоростях $\omega > \omega_{мин}$ период обновления информации на выходе импульсного датчика скорости становится меньше расчетной величины $T_{цмах}$, и в

системе возможно увеличения быстродействия. Можно осуществить расчет параметров цифровых П- и И- регуляторов каждый раз в момент обновления информации на выходе вычислителя скорости на основании соотношений

$$T_{\mu\text{ш}}(n) = T_{\text{TVAR}}(n) + T_{\text{цTVAR}}(n), \quad (12)$$

$$K_{\text{тп}}(n) = R_{\text{я}} \cdot (1 - \exp(-T_0 / T_{\text{TVAR}}(n)) / K_{\text{дт}} \cdot K_{\text{ст}} \cdot (1 - \exp(-T_0 / T_{\text{я}}))), \quad (13)$$

$$K_{\text{ти}}(n) = R_{\text{я}} \cdot (1 - \exp(-T_0 / T_{\text{TVAR}}(n))) / K_{\text{дт}} \cdot K_{\text{ст}}, \quad (14)$$

$$K_{\text{п}}(n) = T_{\text{м}} \cdot C_{\text{е}} \cdot K_{\text{дт}} / 2 \cdot T_{\mu\text{ш}}(n) \cdot R_{\text{я}}, \quad (15)$$

$$K_{\text{и1}}(n) = T_0 \cdot T_{\text{м}} \cdot C_{\text{е}} \cdot K_{\text{дт}} / 8 \cdot T_{\mu\text{ш}}(n)^2 \cdot R_{\text{я}}, \quad (16)$$

$$K_{\text{и2}} = K_{\text{и1}} / 2. \quad (17)$$

На рис. 5 представлены результаты моделирования переходных процессов в расчетной системе регулирования скорости с подстройкой параметров регуляторов при отработке скачков управляющего и возмущающего воздействий. Как видно, при сохранении характера реакций привода на задающее и возмущающее воздействия их времена уменьшаются с ростом заданного значения скорости.

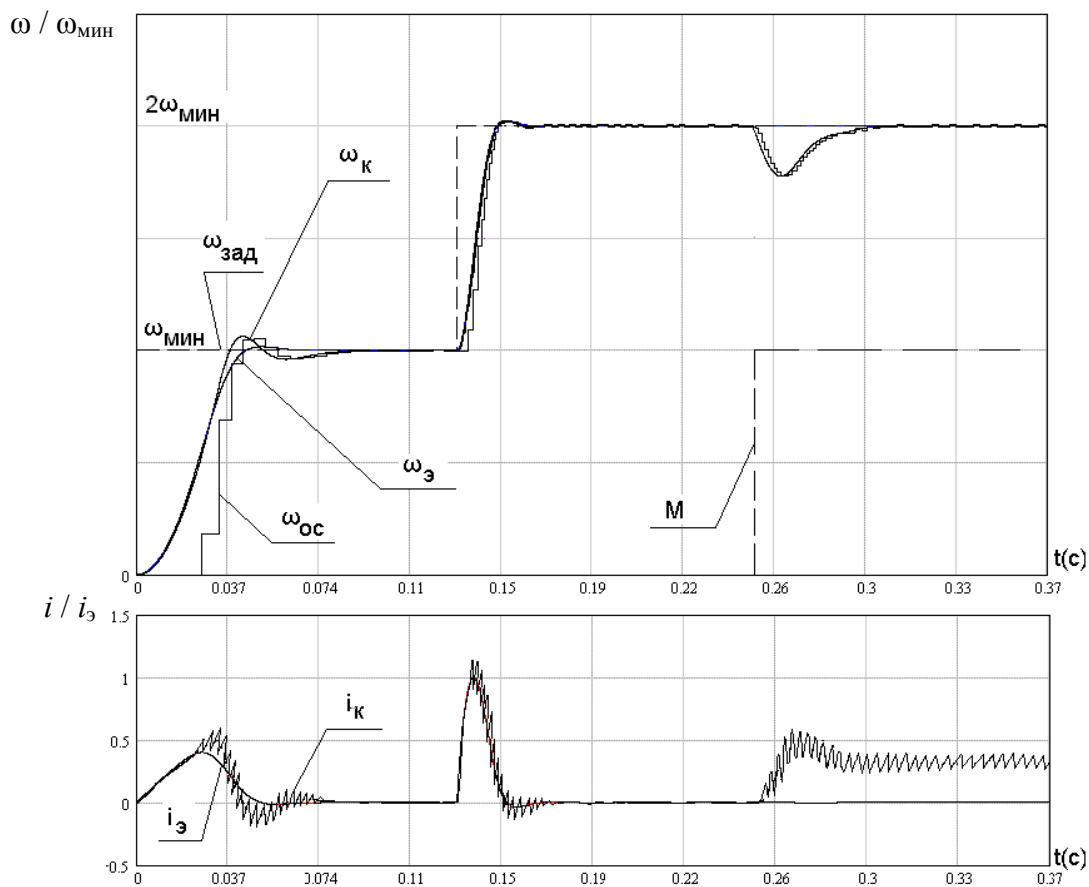


Рис. 5. Переходные процессы в системе регулирования скорости с импульсным датчиком с подстройкой параметров регуляторов

Результаты проведенного исследования дают основание заключить, что методика, применяемая для расчета линейных аналоговых систем регулирования скорости, может быть использована при синтезе цифровой системы с импульсным датчиком скорости. Для этого необходимо провести линеаризацию исследуемой цифровой системы с принятием ряда допущений.

Предложенные структура и методика синтеза дают возможность настройки электропривода на «оптимум по модулю» по управляющему воздействию и при этом обеспечить астатизм ее по возмущению.

Перерасчет параметров П- и И-регуляторов цифровой системы на каждом цикле вычисления скорости позволяет снижать времена реакции ее на скачкообразные возмущения по заданию и моменту нагрузки с ростом заданного значения скорости.

Литература

1. Тун А.Я. Системы контроля скорости электропривода. М. Энергоатомиздат, 1984
2. Гурьянов В.А., Кротенко В.В. Параметрический синтез цифровой системы управления скоростью двигателя постоянного тока с эталонной моделью. // Научно-технический вестник СПбИТМО. 2005. № 20. С. 139–148.
3. Гурьянов В.А., Кротенко В.В. Цифровая система управления источника тока, построенного на основе транзисторного ШИП. // Научно-технический вестник СПбИТМО. 2001. № 3. С.120–125,
4. Кротенко В.В. Параметрический синтез цифровых систем управления с транзисторными широтно-импульсными преобразователями. // Изв. вузов. Приборостроение. 2003. Т.46. №6. С.25–31.
5. Кротенко В.В. Параметрический синтез цифровых систем управления с транзисторными широтно-импульсными преобразователями. // Изв. вузов. Приборостроение. 2004. Т.47. №11. С.31–38.

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ БЕСКОНТАКТНОГО МОМЕНТНОГО ПРИВОДА С ДВИГАТЕЛЕМ ДБМ

В.В. Кротенко, А.Г. Ильина

Сформулирована методика синтеза цифровой системы управления бесконтактного моментного привода с двигателями типа ДБМ, обеспечивающей при заданном периоде дискретности вычисления управления независимое формирование динамических характеристик привода по управляющему и возмущающему воздействиям.

К вентильным двигателям (ВД), аналогом которых в первом приближении можно считать двигатель постоянного тока (ДПТ), применимы традиционные принципы регулирования координат, используемые при управлении ДПТ, в частности принцип подчиненного регулирования координат ВД, рассмотренный в [1].

В отличие от систем векторного управления ВД, рассмотренных в [2]? и систем бездатчикового управления ВД, рассмотренных в [3], классическая система подчиненного регулирования координат ВД не требует для своей реализации построения наблюдателей координат и выполнения преобразований Парка–Кларка. Управление формируется с помощью классических ПИД-регуляторов, что позволяет минимизировать время вычисления управления и делает ее оптимальной, в частности, для использования в системах слежения, где немалую роль играет время реакции системы на изменение задающих и возмущающих воздействий.

К недостаткам системы, синтезированной по методике [1], относится чувствительность ее к изменению параметров двигателя. В системе с ВД существенно влияние скорости вращения вала на комплексное сопротивление фаз двигателя, что ограничивает применение указанной методики для приводов, работающих в диапазоне малых скоростей.

В системе с подчиненной структурой также реализуемы традиционные настройки, такие как «оптимум по модулю», «биномиальная» настройка и «симметричный оптимум». Как известно, к преимуществам систем, настроенных на «оптимум по модулю», относятся малое время переходного процесса и незначительное перерегулирование при отработке скачка задающего воздействия. Наличие же статической ошибки при отработке скачка возмущающего воздействия оказывает негативное влияние на точностные свойства таких систем. Вследствие этого актуальным является решение задачи повышения астатизма подчиненной системы, настроенной на технический оптимум, к возмущающим воздействиям.

Решением задачи повышения астатизма к возмущению системы, настроенной на технический оптимум, является предложенная в [4] методика синтеза системы с использованием эталонной модели, принципиальная схема которой представлена на рис.1.

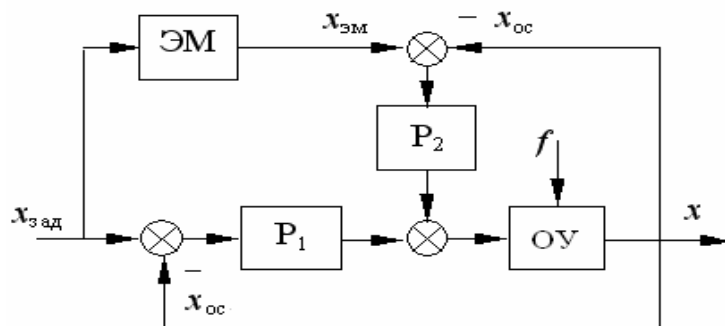


Рис..1. Принципиальная схема системы с эталонной моделью

Здесь ЭМ – эталонная модель, Р1 – регулятор основного контура регулирования, Р2 – регулятор дополнительного контура регулирования, ОУ – объект управления, включающий внутренний контур регулирования. Представленная структура позволяет независимо формировать динамические характеристики системы при отработке скачков управляющих и возмущающих воздействий.

Далее к рассмотрению предлагается цифровая система управления ВД, построенная на основе системы подчиненного регулирования координат с эталонной моделью.

Задачами оптимизации системы будем считать определение параметров цифровых регуляторов контуров системы, при которых управляющие сигналы позволят оптимально сочетать свойства настроек на «оптимум по модулю» и «симметричный оптимум» при отработке скачков управляющего и возмущающего воздействий соответственно.

На рис. 2 представлена структурная схема ВД. В состав ВД входят двухфазный синхронный двигатель (СД) типа ДБМ, датчик положения ротора (ДПР) типа СКВТ, фазочувствительные выпрямители (ФЧВ) и широтно-импульсные преобразователи (ШИП).

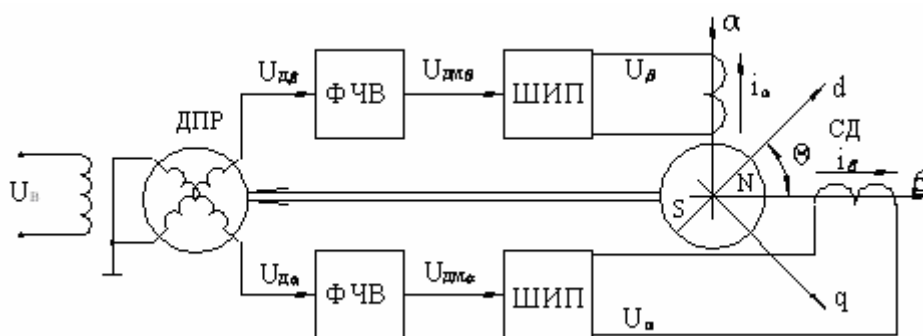


Рис..2. Структурная схема ВД.

На рис. 2 U_d – сигнал с ДПР, $U_{дм}$ – напряжение на выходе демодуляторов (ФЧВ), Θ – механический угол поворота ротора двигателя, $i_{\alpha, \beta}$ – токи в фазах двигателя.

Как объект управления ВД может быть представлен изображенной на рис. 3 моделью ДПТ с переменным коэффициентом передачи β_v , отражающим зависимость комплексного сопротивления фаз двигателя от скорости вращения ротора Ω . Эта зависимость определяется формулой

$$\beta_v = \frac{\cos \left(\arctg \frac{P_{\Pi} \Omega L_{\phi}}{R_{\phi}} \right)}{\sqrt{R_{\phi}^2 + (P_{\Pi} \Omega L_{\phi})^2}},$$

из которой следует, что при $\Omega = 0$ $\beta_v = \frac{1}{R_{\phi}}$.

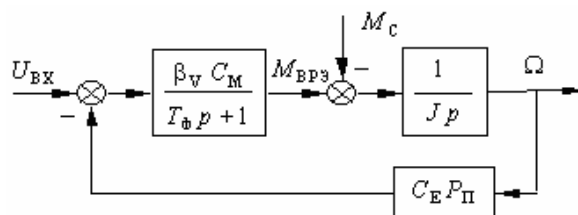
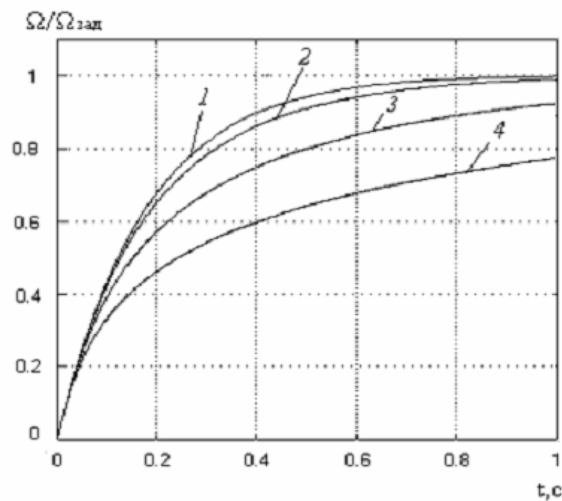


Рис..3. Эквивалентная модель ВД



Представленные на рис. 4 графики переходных процессов пуска ВД, приведенные в относительных единицах, иллюстрируют влияние указанной нелинейности, выраженное степенью отклонения кривых 2, 3, 4 с ростом заданной скорости $\Omega_{\text{зад}}$ от эталонной кривой 1, соответствующей двигателю с $\beta_V = \frac{1}{R_\phi}$.

Нечувствительность электропривода к изменению параметра β_v может быть достигнута при построении системы управления ВД по схеме, представленной на рис. 5. В ней, кроме традиционных внутренних контуров регулирования токов фаз и внешнего контура регулирования скорости, введены дополнительные контуры сигнальной адаптации токов и скорости с эталонными моделями соответственно ЭМ_т и ЭМ_с. Такое построение позволяет также реализовать независимое формирование реакций привода на задающее и возмущающее воздействия. Пунктиром выделены блоки, реализованные на микроЭВМ.

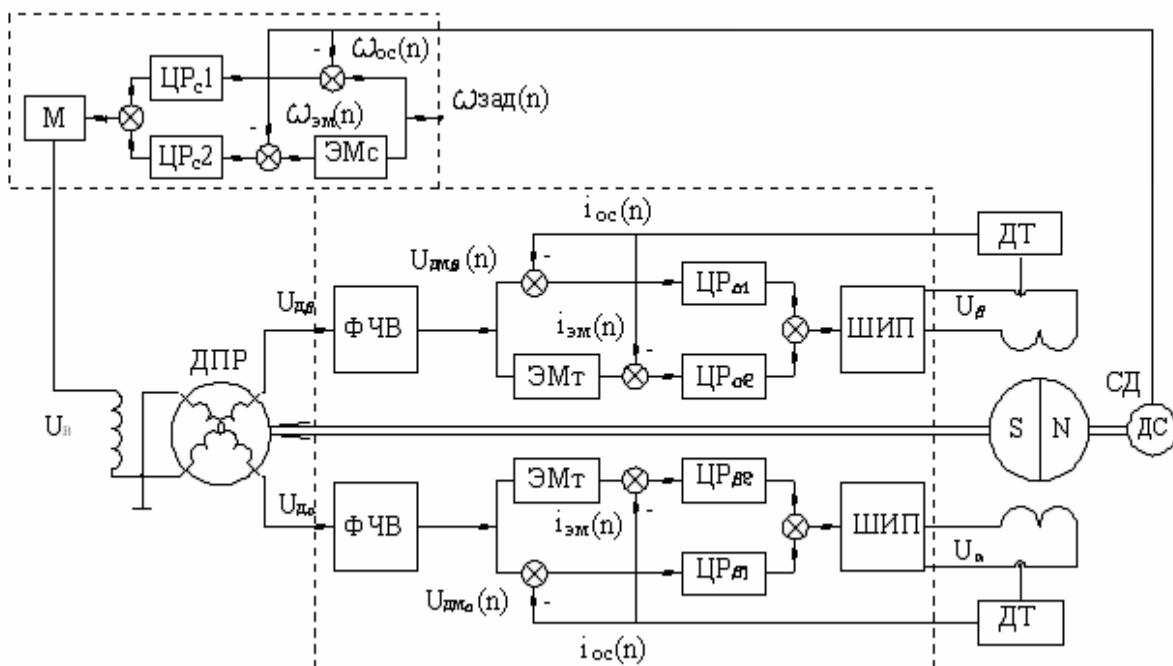


Рис..5. Схема управления ВД

Адаптивные контуры регулирования токов фаз получены путем дополнения системы регулирования тока – основного контура для каждой фазы – контуром, включающим в себя эталонную модель (ЭМт) и цифровой регулятор ЦР_{α,β2}, на вход которого поступает разность выходного сигнала ЭМт и сигнала обратной связи. Выходные сигналы регулятора ЦР_{α,β2}, суммируясь с выходным сигналом ЦР_{α,β1} основного контура, поступают на вход ШИП и используются для компенсации отклонений динамических характеристик основного контура от задаваемых ЭМт. При достаточно большом коэффициенте передачи регулятора ЦР_{α,β2} динамические свойства системы определяются в основном динамическими свойствами ЭМт [5]. Основной контур регулирования скорости системы включает ВД с адаптивными контурами регулирования токов фаз, инерционный датчик скорости с коэффициентом передачи $K_{дс}$ и постоянной времени $T_{дс}$, цифровой регулятор ЦР_{с1}, с помощью которого формируются заданные динамические показатели системы по управляющему воздействию. Дополнительный контур регулирования содержит эталонную модель ЭМ_с и цифровой регулятор ЦР_{с2}. В случае применения эталонной модели с динамическими характеристиками, идентичными характеристикам основного контура регулирования, в системе сохраняются заданные динамические качества по управляющему воздействию, при этом заданные динамические качества по возмущающему воздействию формируются независимо с помощью цифрового регулятора ЦР_{с2}.

Алгоритм реализации, выбор типов и параметров цифровых регуляторов контуров токов системы осуществляется на основании выражений, приведенных в табл. 1.

Кон- тур, тип	Регу- лятор	Параметры цифровых регулято- ров системы	Алгоритм реализации цифровых регуляторов
Основной контур ПИ	ЦР _{α1} ЦР _{β1}	$K_{П1} = \frac{R_{\phi} \left(1 - \exp \left(-\frac{T_0}{T_T} \right) \right)}{K_{\partial m} K_{st} \left(1 - \exp \left(-\frac{T_0}{T_{\phi}} \right) \right)}$ $K_{И1} = \frac{R_{\phi} \left(1 - \exp \left(-\frac{T_0}{T_T} \right) \right)}{K_{st} K_{\partial m}}$	$\varepsilon_1(n) = U_{\partial m}(n) - i_{oc}(n)$ $U_{П1}(n) = \varepsilon_1(n) K_{П1}$ $U_{И1}(n) = U_{И1}(n-1) + K_{И1} \varepsilon_1(n-1)$ $U_{ПИ1}(n) = U_{П1}(n) + U_{И1}(n)$
	контур Адаптивный ПИ	ЦР _{α2} ЦР _{β2}	$K_{П2} = K_{П \text{ ПРЕР}} - K_{П1}$ $K_{И2} = K_{И \text{ ПРЕР}} - K_{И1}$ $K_{П \text{ ПРЕР}} = \frac{R_{\phi} (1 - \exp(-1))}{K_{\partial m} K_{st} \left(1 - \exp \left(-\frac{T_0}{T_{\phi}} \right) \right)}$ $K_{И \text{ ПРЕР}} = \frac{R_{\phi} (1 - \exp(-1))}{K_{st} K_{\partial m}}$
ЭМт	$W(p) = \frac{1 / K_{\partial m}}{T_T \cdot p + 1}$		
T_0 – период дискретизации в системе, T_T – заданная эквивалентная постоянная времени контуров токов, $K_{\partial m}$ – коэффициент передачи датчиков токов, K_{st} – статический коэффициент передачи ШИП.			

Таблица 1. Алгоритм реализации цифровых регуляторов контуров токов системы

Параметры цифрового регулятора ЦР _{с2} в системе с ПИ-ПД	Параметры цифрового регулятора ЦР _{с2} в системе с ПИ-ПД-ПД
$K_{П2} = K_{П} + K_{И}T_{Д1} - K_{П1}$ $K_{И2} = T_0 K_{И}$ $K_{Д21} = K_{П}T_{Д1} / T_0$ где $K_{П} = T_M C_e K_{\partial m} / (2T_{\mu f} R_{\phi} K_{\partial c})$ $K_{И} = K_{П} / T_{И} = T_M C_e K_{\partial m} / (8T_{\mu f}^2 R_{\phi} K_{\partial c})$ $T_{Д1} = T_T, T_{\mu 1} = T_0 / 2, T_{зnc} = T_0 / 2$ $T_{\mu f} = T_{\mu 1} + T_T + T_{зnc}$	$K_{П2} = K_{П} + K_{И} (T_{Д1} + T_{Д2}) - K_{П1}$ $K_{И2} = T_0 K_{И}$ $K_{Д21} = (K_{П} (T_{Д1} + T_{Д2}) + K_{И} T_{Д1} T_{Д2}) / T_0$ $K_{Д22} = K_{П} T_{Д1} T_{Д2} / T_0^2$ где $K_{П} = T_M C_e K_{\partial m} / (2T_{\mu f} R_{\phi} K_{\partial c})$ $K_{И} = K_{П} / T_{И} = T_M C_e K_{\partial m} / (8T_{\mu f}^2 R_{\phi} K_{\partial c})$ $T_{Д1} = T_T, T_{Д2} = T_{ДС}$ $T_{\mu 1} = T_{\mu 2} = T_0 / 2, T_{зnc} = T_0 / 2$ $T_{\mu f} = T_{\mu 1} + T_{\mu 2} + T_{зnc}$
Алгоритм реализации цифровых регуляторов ЦР _{с1} и ЦР _{с2}	
$\varepsilon_2(n) = \omega_{зад}(n) - \omega_{oc}(n)$ $U_{уп1}(n) = K_{n1} \cdot \varepsilon_2(n)$ $\varepsilon_3(n) = \omega_{эм}(n) - \omega_{oc}(n)$ $U_{n2}(n) = K_{n2} \cdot \varepsilon_3(n)$ $U_{u2}(n) = U_{u2}(n-1) + K_{u2} \cdot \varepsilon_3(n-1)$ $U_{u2T}(n) = U_{u2}(n) + 0,5K_{u2} \cdot \varepsilon_3(n)$ $U_{д21}(n) = K_{д21} \cdot (\varepsilon_3(n) - \varepsilon_3(n-1))$ $U_{д22}(n) = K_{д22} \cdot (\varepsilon_3(n) - 2\varepsilon_3(n-1) + \varepsilon_3(n-2))$ $U_{уп2}(n) = U_{n2}(n) + U_{u2T}(n) + U_{д21}(n) + U_{д22}(n)$	

Таблица 2. Алгоритмы реализации цифровых регуляторов для ПИ-ПД и ПИ-ПД-ПД случаев

Настройку основного контура регулирования скорости на «оптимум по модулю» обеспечивает регулятор П-типа [4], при этом малая некомпенсированная постоянная контура по управляющему воздействию $T_{\mu\mu}$ определяется выражением:

$$T_{\mu\mu} = T_T + T_{ДС} + T_{МДМ} + T_{ЗПС},$$

где $T_{ЗПС} = T_0 / 2$ – постоянная времени, учитывающая запаздывание, вносимое ЦР_{с1} П-типа, а $T_{МДМ}$ – постоянная времени, характеризующая динамические свойства СКВТ с модулятором и демодулятором.

Выбор коэффициента передачи $K_{П1}$ цифрового П- регулятора осуществляется на основании соотношения

$$K_{П1} = J / (2T_{\mu\mu} K_1 C_M K_{\partial c}),$$

При этом передаточная функция основного контура принимает вид

$$W(p) = \frac{1}{2T_{\mu\mu}^2 p^2 + 2T_{\mu\mu} p + 1}.$$

Настройка адаптивного контура регулирования скорости на «симметричный оптимум» может быть осуществлена путем реализации цифровым регулятором ЦР_{с2} ПИ-ПД-ПД или ПИ-ПД алгоритмов управления. В первом варианте, обеспечивающем большее быстроедействие при реакции на скачок момента, регулятор компенсирует постоянную времени датчика скорости $T_{дс}$ и эквивалентную постоянную контура тока T_T , во втором – только постоянную T_T .

Алгоритмы реализации цифровых регуляторов ЦР_{с1} и ЦР_{с2} и выбор параметров ЦР_{с2} для ПИ-ПД и ПИ-ПД-ПД случаев осуществляется на основании выражений, приведенных в табл. 2. Здесь $T_{\mu 1}$ и $T_{\mu 2}$ – малые некомпенсированные постоянные, вносимые цифровыми Д- регуляторами, $T_{знс}$ – запаздывание, вносимое цифровыми П- регуляторами. $T_{\mu f}$ – малая некомпенсированная постоянная времени системы по возмущающему воздействию

Передаточная функция эквивалентной модели по возмущающему воздействию характеризуется выражением

$$W(p) = \frac{(4T_{\mu f}p + 1) / C_M}{8T_{\mu f}^3 p^3 + 8T_{\mu f}^2 p^2 + 4T_{\mu f}p + 1}.$$

Представленные на рис 6 процессы иллюстрируют компенсацию влияния противо ЭДС, достигнутую введением дополнительного контура адаптации в контуре регулирования тока.

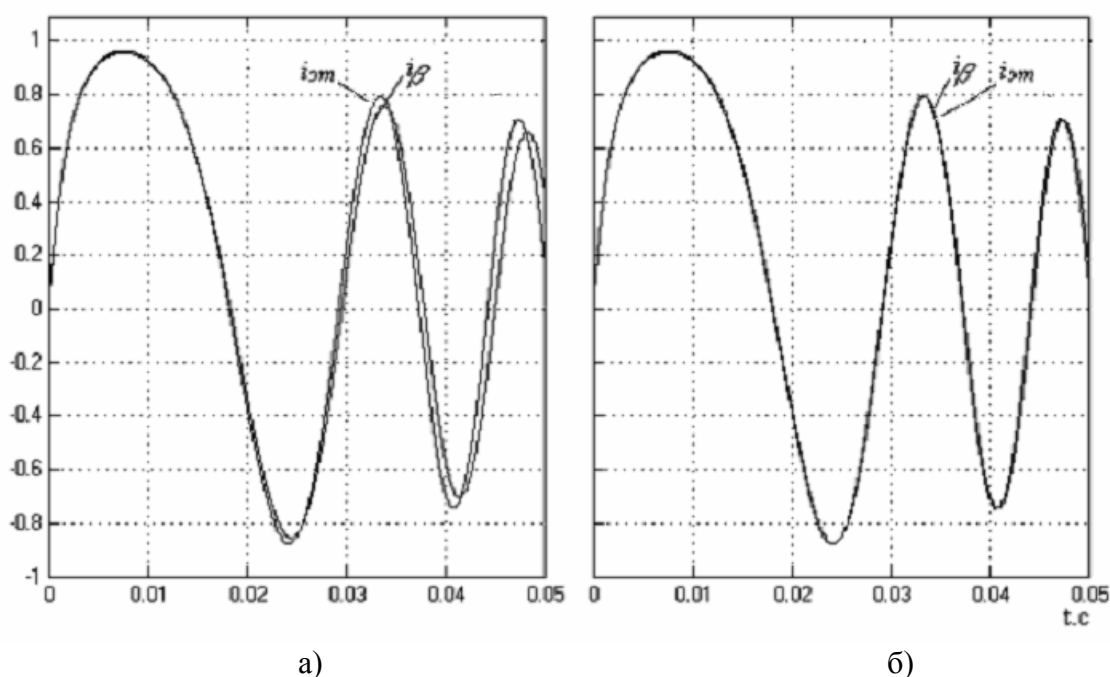
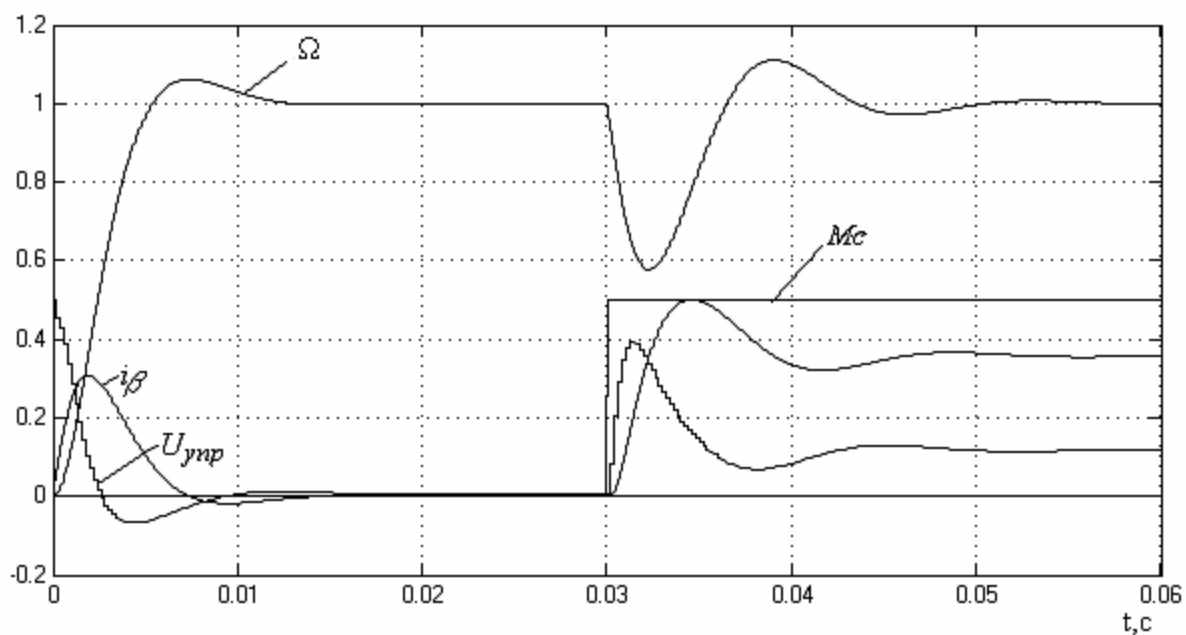


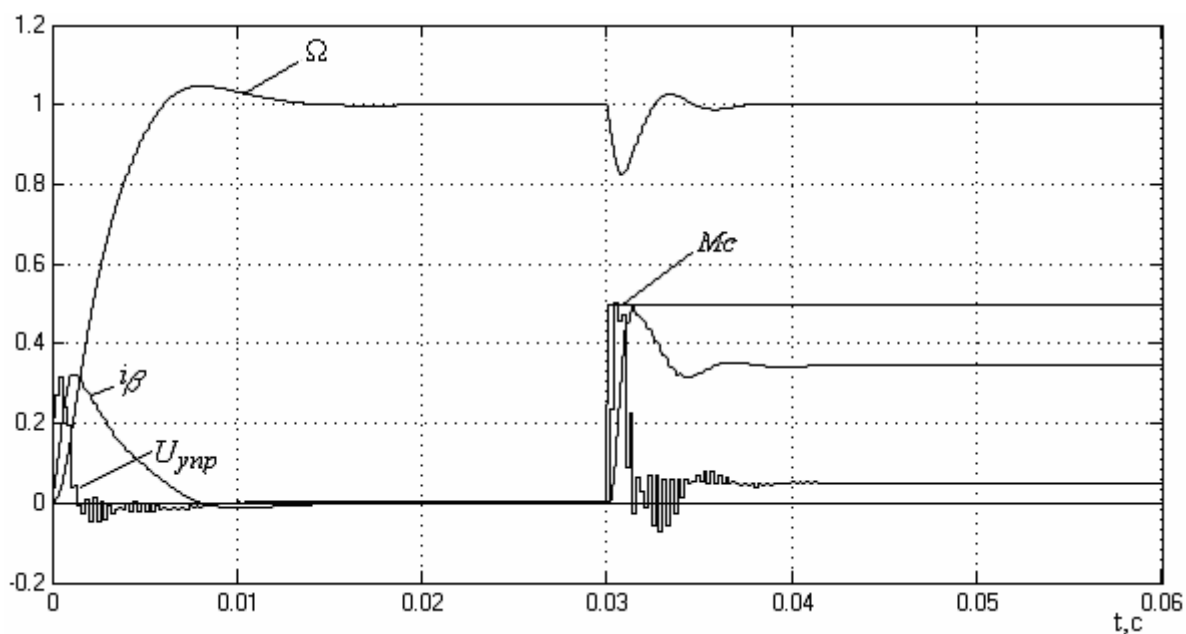
Рис. 6. Процессы, протекающие в контуре тока фазы β с адаптацией (б) и без (а)

На рис. 7 (а) представлены переходные процессы в системе при отработке скачков управляющего и возмущающего воздействий с ПИ-ПД регулятором скорости, на рис. 7(б) – с ПИ-ПД-ПД регулятором.

Здесь $U_{упр}$ – напряжение управления, подаваемое на модулятор М (рис. 4), $Mс$ – момент нагрузки (возмущение) на валу двигателя.



а)



б)

Рис. 7. Переходные процессы в системе при обработке скачков управляющего и возмущающего воздействий с ПИ-ПД регулятором скорости (а), с ПИ-ПД-ПД регулятором (б)

Результаты моделирования (рис. 6, 7) позволяют заключить, что предложенная система проявляет адаптационные свойства к изменению внутренних параметров объекта управления и обеспечивает независимое формирование динамических характеристик по управляющему и возмущающему воздействиям, причем по управляющему воздействию система настроена на «оптимум по модулю», а по возмущающему – на «симметричный оптимум».

Моделирование системы проводилось в среде Matlab. Исходные данные для моделирования приведены в табл. 3.

Параметры двигателя	
Максимальное напряжение питания $E_{\text{п}}$, В	60
Сопротивление фазы $R_{\text{ф}}$, Ом	6
Номинальный ток $I_{\text{ном}}$, А	4
Электрическая постоянная фазы $T_{\text{ф}}$, мс	5
Механическая постоянная $T_{\text{м}}$, мс	50
Постоянная по моменту, $C_{\text{м}}$, Нм/А	1.75
Постоянная по противоЭДС $C_{\text{е}}$, Вс/рад	107.14
Транзисторный ШИП	
Период коммутации $T_{\text{к}}$, мс	0.4
Период дискретности $T_{\text{о}}$, мс	0.2
Стат. коэффициент передачи ШИП $K_{\text{ст}}$	6
Эквивалентная постоянная контура тока $T_{\text{т}}$, мс	1
Кэф. передачи датчика тока $K_{\text{дт}}$, В/А	1
Кэф. передачи датчика скорости $K_{\text{дс}}$, Вс/рад	10
Постоянная времени датчика скорости $T_{\text{дс}}$, мс	0.5

Таблица 3. Исходные данные для моделирования

Литература

1. Шрейнер Р.Т. Системы подчиненного регулирования электроприводов. Часть 1. / Электроприводы постоянного тока с подчиненным регулированием координат. Екатеринбург, 1997.
2. Микеров А.Г. Управляемые вентильные двигатели малой мощности. СПб: СПб ГЭТУ, 1997.
3. T. Takeshita, N. Matsui. Sensorless Brushless DC Motor Drive with EMF Constant Identifier. // IECON-94. 1994. V.1. P.8–13.
4. Кротенко В.В. Параметрический синтез цифровых электромеханических систем с широтно-импульсными преобразователями. СПб, 2005.
5. Цифровая адаптивная система управления источника тока, построенного на основе транзисторного ШИП. // Научно-технический вестник СПбГУ ИТМО. 2005. №20.

ОБ ОДНОЙ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ВЕНТИЛЬНОГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ДВИГАТЕЛЯ

И.Е. Овчинников, А.В. Куленков, С.В. Кузнецов

В статье предлагается упрощенная математическая модель трехфазного вентильного двигателя, для которого фазные напряжения заменены их первыми гармониками без учета коммутационных «выбросов» и «провалов» напряжения.

Модель, на основе которой исследуются некоторые переходные процессы, предполагает изменение мгновенной круговой частоты гармоник фазных напряжений и ЭДС, определяемых мгновенной скоростью ротора. Принципиальная схема вентильного двигателя (ВД), о котором идет речь, показана на рис. 1. Транзисторный коммутатор содержит транзисторы $VT1-VT3'$ и обратные диоды $VD1-VT3'$. Обмотка статора двигателя состоит из фаз 1–3. Ротор имеет $2p$ -полюсную магнитную систему из постоянных магнитов (на рис.1 $2p=2$). На валу двигателя имеется сектор якоря датчика ротора (ДПР) С, ось симметрии которого перпендикулярна оси полюсов NS. Неподвижная часть ДПР выполнена в виде обоймы с шестью чувствительными элементами (1–6'), каждый из которых управляет (включает или отключает) соответствующим транзистором коммутатора. Например, чувствительный элемент 1 (датчик Холла, фотодиод, дроссель насыщения или датчик другого типа) управляет транзистором $VT1$, чувствительный элемент 2 – транзистором $VT2'$, и т.д. При нахождении чувствительного элемента в зоне действия сектора С чувствительный элемент возбуждается и выдает сигнал на отпирание соответствующего транзистора, а при выходе чувствительного элемента из зоны действия сектора С сигнал управления исчезает и соответствующий транзистор запирается. На рис. 1 при вращении ротора против часовой стрелки возбуждается элемент 1 и открывается транзистор $VD1$, исчезает сигнал с элемента 2 и отключается транзистор $VT2$, продолжает находиться в возбужденном состоянии элемент 3' и продолжает оставаться открытым транзистор $VT3'$.

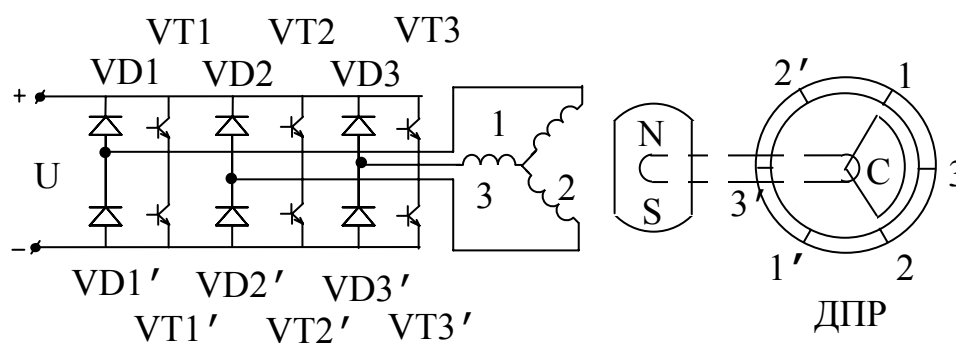


Рис. 1. Принципиальная схема ВД.

Таким образом, в положении, показанном на рис. 1, фазы двигателя 1 и 3 оказываются подключенными к источнику питания U , а фаза 2 – отключенной от него. Ток в фазе 1 начинает нарастать, а ток в фазе 2 – спадать, замыкаясь по контуру, образованному обратным диодом $VD2'$ и открытым транзистором $VT3'$.

Участок по углу поворота ротора длительностью γ эл. рад., на котором ток отключенной фазы спадает до нуля, называется коммутационным интервалом, а участок, следующий за ним до очередного переключения в схеме – внекоммутационным интервалом [1]. По мере вращения ротора через каждое $\pi/3$ эл. рад. поворота в соответствии с расположением чувствительных элементов 1–3' ДПР осуществляются переключения

транзисторов и подключения соответствующих фаз двигателя, создающих однонаправленный момент двигателя. Последний обеспечивает вращение ротора в заданном направлении. Последовательность соответствующих переключений в течение одного «электрического» оборота ротора можно проследить из табл. 1. В таблице, содержащей 6 интервалов (периодов), каждый из которых имеет длительность $\pi/3$ эл. рад., показаны состояния подключенных и отключенных фаз двигателя и направление тока в них.

№	Межкоммутационный период.	Коммутационный интервал	Внекоммутационный интервал
1	VT1, VT3' $0-\pi/3$		
2	VT2', VT1 $\pi/3-2\pi/3$		
3	VT3, VT2' $2\pi/3-\pi$		
4	VT3, VT1' $\pi-4\pi/3$		
5	VT2, VT1' $4\pi/3-5\pi/3$		
6	VT2, VT3' $5\pi/3-2\pi$		

Таблица 1. Состояния подключенных и отключенных фаз двигателя и направление тока в них

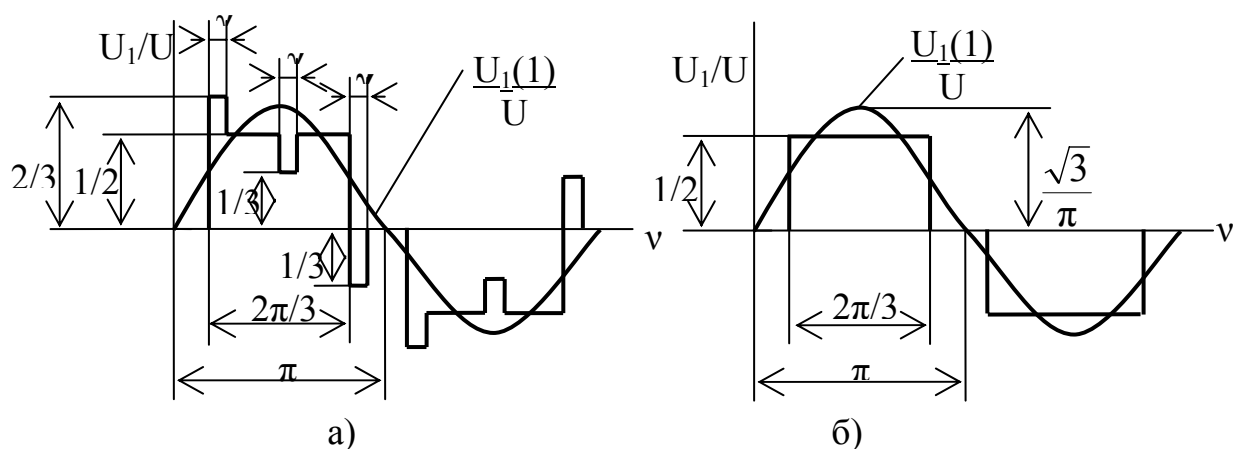


Рис. 2. Диаграмма фазного напряжения: а) с учетом коммутационных процессов, б) в пренебрежении коммутационными процессами

Характер напряжения, приложенного к любой из фаз двигателя (например, фазы 1), показан на рис.2,а.

В течение первого коммутационного интервала (строка 1 таблицы 1) наблюдается коммутационный «выброс», и к фазе прикладывается напряжение $U_1 = 2 \cdot U/3$, где U – напряжение, подводимое коммутатору (напряжение источника в пренебрежении падением на транзисторах и диодах). Далее после исчезновения тока в отключенной фазе 2 к фазе 1 прикладывается напряжение $U_1 = U/2$. В следующий межкоммутационный период (строка 2 таблицы 1) наблюдается коммутационный «провал», и напряжение на фазе 1 становится равным $U_1 = U/3$. Последний коммутационный «всплеск» для фазы 1 в течение первой половины оборота наблюдается в положении ротора, характеризуемом строкой 1 таблицы 1, когда напряжение на фазе 1 $U_1 = U/3$.

В течение второй половины оборота ротора, характеризуемой эквивалентными схемами таблицы 1 для положений 4–6, напряжение на фазе 1 имеет ту же форму, что для рассмотренных положений 1–3, но с противоположным знаком. Пространственный сдвиг фаз 2 и 3 по отношению к фазе 1 двигателя предопределяет и соответствующий угловой сдвиг фазных напряжений U_2 и U_3 , имеющих форму, аналогичную изображенной на рис 2,а. Разложение в ряд Фурье напряжения, показанного на рис. 2,а, с удержанием лишь первой гармоники дает следующее значение для ее амплитуды [1]

$$U_m(1) = \frac{U}{\pi} \sqrt{8 - 5 \cos \gamma - \sqrt{3} \sin \gamma}. \quad (1)$$

Вычисление длительности коммутационных участков γ в переходном процессе представляет существенные трудности и значительно усложняет математическую модель двигателя. В целях упрощения будем пренебрегать углом коммутации, полагая $\gamma \approx 0$, и тогда в соответствии с формулой (1) получим амплитуду первой гармоники фазного напряжения в виде

$$U_m(1) = \frac{\sqrt{3}}{\pi} U. \quad (2)$$

С учетом формулы (2) уравнения равновесия фазных напряжений ВД будет иметь вид

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_1}{dt} + I_1 R &= \frac{\sqrt{3}}{\pi} U \sin(\vartheta + \beta_0^*), \\ \frac{d\Psi_2}{dt} + I_2 R &= \frac{\sqrt{3}}{\pi} U \sin(\vartheta + \beta_0^* - \frac{2}{3}\pi), \\ \frac{d\Psi_3}{dt} + I_3 R &= \frac{\sqrt{3}}{\pi} U \sin(\vartheta + \beta_0^* + \frac{2}{3}\pi), \end{aligned} \quad (3)$$

где $\Psi_{1,2,3}$ – потокосцепления соответствующих фаз, $I_{1,2,3}$ – токи фаз, R – активное сопротивление фазы, ϑ – угол поворота ротора в эл. рад., $\beta_0^* = \beta_0 \text{sign} U$ – угол опережения включения фазы [1] с учетом возможности изменения знака напряжения, t – время.

Предположим далее, что изменения токов в фазах двигателя не наводят токов в массивах постоянных магнитов, которые могут иметь пренебрежимо малую (ферритовые магниты) либо достаточно малую (редкоземельные магниты) электрическую проводимость. В этом случае выражения для потокосцеплений определяются формулами

$$\begin{aligned} \Psi_1 &= LI_1 + m_{12}I_2 + m_{13}I_3 - \Phi w_{1e} \cos \vartheta, \\ \Psi_2 &= LI_2 + m_{21}I_1 + m_{23}I_3 - \Phi w_{1e} \cos(\vartheta - \frac{2}{3}\pi), \\ \Psi_3 &= LI_3 + m_{31}I_1 + m_{32}I_2 - \Phi w_{1e} \cos(\vartheta + \frac{2}{3}\pi). \end{aligned} \quad (4)$$

Здесь полагается, что собственные индуктивности фаз одинаковы и постоянны по величине благодаря малой внутренней магнитной проницаемости постоянного магнита μ_γ , близкой к проницаемости вакуума μ_0 . В частности, мы принимаем их равными

$L_1=L_2=L_3=L$. То же самое можно сказать о всех коэффициентах взаимной индукции между фазами [1]

$$m_{12}=m_{13}=m_{23}=L/2.$$

Заметим также, что в приведенных выражениях для потокоцеплений Φ – максимальный поток магнита, сцепленный с фазой, $w_{1e} = k_{01} w_1$ – эффективное число витков фазы, k_{01} – обмоточный коэффициент, p – число пар полюсов. При соединении фаз в звезду в силу закона Кирхгофа имеем

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0.$$

С учетом приведенных соотношений выражения для потокоцеплений (4) примут вид

$$\begin{aligned}\Psi_1 &= \frac{3}{2} L I_1 - \Phi w_{1e} \cos \vartheta, \\ \Psi_2 &= \frac{3}{2} L I_2 - \Phi w_{1e} \cos(\vartheta - \frac{2}{3} \pi), \\ \Psi_3 &= \frac{3}{2} L I_3 - \Phi w_{1e} \cos(\vartheta + \frac{2}{3} \pi).\end{aligned}$$

Подставив эти выражения в уравнения (3), получим уравнения равновесия фазных напряжений в следующем виде:

$$\begin{aligned}\frac{3}{2} L \frac{dI_1}{dt} + I_1 R + C_E \Omega \sin \vartheta &= \frac{\sqrt{3}}{\pi} U \sin(\vartheta + \beta_0^*), \\ \frac{3}{2} L \frac{dI_2}{dt} + I_2 R + C_E \Omega \sin(\vartheta - \frac{2}{3} \pi) &= \frac{\sqrt{3}}{\pi} U \sin(\vartheta + \beta_0^* - \frac{2}{3} \pi), \\ \frac{3}{2} L \frac{dI_3}{dt} + I_3 R + C_E \Omega \sin(\vartheta + \frac{2}{3} \pi) &= \frac{\sqrt{3}}{\pi} U \sin(\vartheta + \beta_0^* + \frac{2}{3} \pi).\end{aligned}\tag{5}$$

Здесь угловая скорость ротора Ω и конструктивная постоянная C_E , задаются формулами

$$\Omega = \frac{1}{p} \frac{d\vartheta}{dt}, C_E = p \Phi w_{1e}.$$

Момент двигателя, создаваемый тремя фазами двигателя, определяем как

$$M_d = p \Phi w_{1e} [I_1 \sin \vartheta + I_2 \sin(\vartheta - \frac{2}{3} \pi) + I_3 \sin(\vartheta + \frac{2}{3} \pi)].\tag{6}$$

Уравнение равновесия моментов на валу двигателя запишем в виде

$$J \frac{d\Omega}{dt} = M_d - M_n,\tag{7}$$

где J – момент инерции, приведенный к валу двигателя, M_n – момент нагрузки. Далее полагаем, что момент сухого трения $M_n = M_{n0} \operatorname{sign} \Omega$, и при этом $\operatorname{sign} \Omega = 1$ при $\Omega > 0$ и $\operatorname{sign} \Omega = -1$ при $\Omega < 0$.

Уравнения для угла поворота ротора в эл. радианах задается выражением

$$\vartheta = \vartheta_0 + p \int_0^t \Omega dt,\tag{8}$$

где ϑ_0 – начальный угол положения ротора.

Уравнения (5)–(8) представляют математическую модель двигателя для исследования переходных процессов в различных системах электропривода. Напряжение U , в уравнениях (5), подводимое к коммутатору, может изменяться в пределах $-U_{max} < U < U_{max}$. В установившемся режиме, при $U = \text{const}$ и при $t \rightarrow \infty$, когда скорость двигателя Ω становится постоянной величиной, из (5) и (6) можно получить выражение для момента двигателя в виде

$$M_{\text{д}} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \frac{p\Phi w_{1e} U}{\sqrt{R^2 + X^2}} \cos(\varphi - \beta_0) - \frac{3}{2} \frac{(p\Phi w_{1e})^2 R}{R^2 + X^2} \Omega. \quad (9)$$

Здесь $\operatorname{tg} \varphi = \frac{3}{2} \frac{pL\Omega}{R}$; $X = \frac{3}{2} pL\Omega$.

При угле опережения β_0 , равном нулю, после некоторых преобразований получим

$$M_{\text{д}} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \frac{p\Phi w_{1e} UR}{R^2 + X^2} - \frac{3}{2} \frac{(p\Phi w_{1e})^2 R}{R^2 + X^2} \Omega. \quad (10)$$

Таким образом, выражение для механической характеристики $\Omega = f(M_{\text{н}})$ примет вид

$$\Omega = \frac{\sqrt{3}}{\pi} \frac{U}{p\Phi w_{1e}} - \frac{2}{3} \frac{R^2 + X^2}{(p\Phi w_{1e})^2 R} M_{\text{н}}^{-1}. \quad (11)$$

Как следует из (11), механическая характеристика нелинейна и имеет падающий характер. Нелинейность характеристики обусловлена зависимостью эквивалентного индуктивного сопротивления фазы X от скорости ротора Ω (9). Эта нелинейность обнаруживается и при других, более точных методах определения характеристик ВД [1].

Выражения (5)–(8) удобно привести к безразмерной форме, используя следующие безразмерные и базовые величины, обозначенные индексом « δ »: безразмерное напряжение

$$u = \frac{\sqrt{3}U}{\pi U_{\delta}}; U_{\delta} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} U_{\text{max}}; \text{ безразмерный ток } i = \frac{I}{I_{\delta}}; I_{\delta} = \frac{U_{\delta}}{R}; \text{ безразмерная ско-}$$

$$\text{рость } \omega = \frac{\Omega}{\Omega_{\delta}}; \Omega_{\delta} = \frac{U_{\delta}}{p\Phi w_{1e}}; \text{ безразмерный момент } \mu = \frac{M}{M_{\delta}}; M_{\delta} = p\Phi w_{1e} I_{\delta}. \text{ Кроме того, обо-}$$

$$\text{значим: } T_e = \frac{3}{2} \frac{L}{R} - \text{эквивалентная электрическая схема постоянная времени фазы;}$$

$$T_e = \frac{J\Omega_{\delta}}{M_{\delta}} - \text{электрохимическая постоянная времени.}$$

Разделив все члены уравнений (5) на величины $U_{\delta} = I_{\delta} R = p\Phi w_{1e} \Omega_{\delta}$, а выражения (6) и (7) – на величину $M_{\delta} = p\Phi w_{1e} I_{\delta}$, перейдем к следующей системе безразмерных уравнений, определяющих математическую модель вентильного двигателя:

$$\begin{aligned} T_e \frac{di_1}{dt} + i_1 + \omega \sin \vartheta &= u \sin(\vartheta + \beta_0^*), \\ T_e \frac{di_2}{dt} + i_2 + \omega \sin(\vartheta - \frac{2}{3} \pi) &= u \sin(\vartheta + \beta_0^* - \frac{2}{3} \pi), \\ T_e \frac{di_3}{dt} + i_3 + \omega \sin(\vartheta + \frac{2}{3} \pi) &= u \sin(\vartheta + \beta_0^* + \frac{2}{3} \pi), \\ \mu_{\delta} &= i_1 \sin \vartheta + i_2 \sin(\vartheta - \frac{2}{3} \pi) + i_3 \sin(\vartheta + \frac{2}{3} \pi), \\ T_m \frac{d\omega}{dt} &= \mu_{\text{д}} - \mu_{\text{н}}, \end{aligned} \quad (12)$$

$$\vartheta = \vartheta_0 + p\Omega_{\delta} \int_0^t \omega dt.$$

Эта модель пригодна для приближенного исследования различных режимов как в разомкнутых, так и в замкнутых системах электропривода. Приближенность модели обусловлена, во-первых, тем, что реальное напряжение, подводимое к фазам двигателя,

¹ Аналогичные (10) и (11) выражения приведены в [2].

учитывается только первой гармоникой ряда Фурье, а во-вторых, пренебрежением коммутационными процессами отключения фаз, имеющими конечную угловую длительность γ , зависящую от коммутируемого тока и скорости ротора и сильно искажающими форму фазного напряжения (рис.2,а). Кроме того, модель (12) описывается непрерывными, хотя и нелинейными уравнениями (угол ϑ входит под знак синуса в первых трех уравнениях (12)), в то время как в реальной модели дифференциальные уравнения относительно токов фаз являются уравнениями переменной структуры, изменяющейся от интервала коммутации к внекоммутационному интервалу (см. таблицу 1).

В качестве примера на рис.3 приведены результаты моделирования процесса прямого пуска ВД с использованием системы уравнений (12).

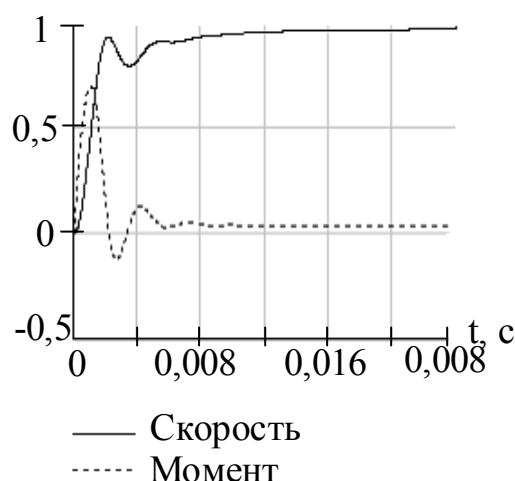


Рис. 3. Изменение скорости и электромагнитного момента в относительных единицах в процессе прямого пуска

Малоинерционный, быстродействующий двигатель имел электромеханическую постоянную времени $T_m \approx 1,0 \cdot 10^{-3} \text{ с}$, а электрическую постоянную времени $T_e \approx 1,15 \cdot 10^{-3} \text{ с}$. Такое соотношение постоянных времени $4T_e > T_m$ для «непрерывной» системы (12) привело к некоторой колебательности процесса для электромагнитного момента μ_d и скорости ω . На начальном этапе разгона в районе $0,002 \leq t \leq 0,003 \text{ с}$ электромагнитный момент принимает отрицательное значение, что приводит к уменьшению заброса скорости и ее последующему выравниванию. Процесс выхода на установившейся режим $\omega = \text{const}$ заканчивается за время 20–25 мс. Добавим, что моделирование было проведено при относительном моменте на валу двигателя $\mu \approx 0,031$, а всплеск электромагнитного момента при прямом пуске был равен $(\mu_d)_{\max} \approx 0,68$.

На рис.4 представлены временные диаграммы изменения скорости и момента двигателя (в безразмерных величинах) под действием периодически изменяющейся полярности максимального по величине напряжения питания ($u = \pm 1$), частота изменения «входного» напряжения составила 10 Гц. Двигатель имел нагрузку на валу, аналогичную предыдущему примеру. Колебания момента и скорости, предшествующие достижению установившегося состояния, хорошо видны и из этого рисунка. Следует отметить, что использование более точной и более сложной математической модели вентильного двигателя показало отсутствие склонности двигателя, имеющего аналогичное соотношения постоянных T_m и T_e , к колебаниям. Это объясняется тем, что в реальных условиях работы транзисторного коммутатора с двигателем, имеющим продолжительность включенного состояния транзистора 120° эл., каждое новое подключение фазы через каждые 60° эл. осуществляется при нулевом значении тока в ней. Благодаря этому, а также одновременному принудительному отключению фазы, выходящей из работы, двигатель в процессе пуска практически никогда не разгоняется до скорости, превы-

шающей скоростью идеального холостого хода. Это означает, что противоЭДС вращения на любом межкоммутационном периоде почти всегда меньше напряжения питания, а значит, в обмотке двигателя не возникают «отрицательные» токи, приводящие к появлению отрицательных тормозных моментов, вызывающих колебания (или уменьшение) скорости в период разгона. Наблюдается лишь монотонное возрастание скорости.

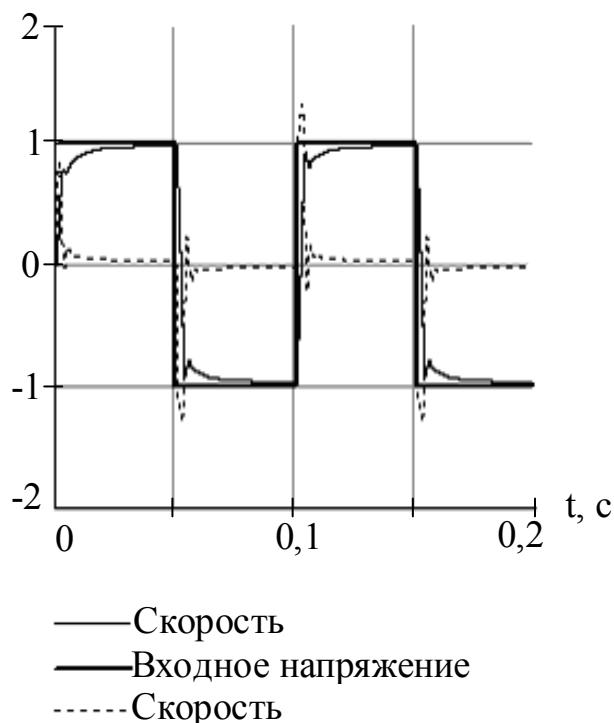


Рис. 4. Изменение скорости и момента при периодически изменяющемся входном напряжении

Для доказательства сказанного предположим, что соотношение постоянных времени $4T_e > T_m$, предполагает существование колебательности переходного процесса пуска для «непрерывной» модели двигателя. Для «дискретной» модели на любом угловом межкоммутационном периоде $\pi/3$ при возрастании тока подключаемой фазы от нулевого значения скорость двигателя будет изменяться в соответствии с зависимостью (все в безразмерном виде)

$$\omega(t) = 1 - e^{-\frac{t}{2T_e}} [1 - \omega(0)] \sqrt{\frac{4T_e}{4T_e - T_m}} \cos(\omega^* t - \Psi), \quad (13)$$

где $\omega^* = \sqrt{\frac{4T_e - T_m}{4T_e^2 T_m}}$, $\cos \Psi = \sqrt{\frac{4T_e - T_m}{4T_e}}$, $\omega(0)$ – значение скорости в начале любого коммутационного периода.

В соответствии с (13) для того, чтобы для любого n -го периода переключения коммутатора скорость ω , приближаясь к своему установившемуся значению $\omega_\infty = 1$, никогда не превосходила бы значения 1, что являлось бы признаком отсутствия колебательности (забросов скорости), необходимо выполнение неравенства

$$\omega^* t_1 - \Psi < \pi/3, \quad (14)$$

где t_1 – время, затрачиваемое двигателем на угловой поворот, равный межкоммутационному периоду $\pi/3$. Приблизительно это время можно оценить как $t_1 \approx \pi / (3p\Omega_s \omega(0))$.

После подстановки в (14) выражения для ω^* , Ψ и t_1 можно получить критерий отсутствия колебаний в виде

$$3p\Omega_\delta\omega(0)T_e\sqrt{\frac{T_m}{4T_e-T_m}}\left(1+\frac{2}{\pi}\arctg\sqrt{\frac{T_m}{4T_e-T_m}}\right)>1. \quad (15)$$

Здесь предполагается достаточная близость скорости $\omega(0)$ к установившемуся значению $\omega_\infty=1$. В частности, можно полагать $0,8\leq\omega(0)\leq 1$. Например, в случае, отображенном на рис. 3, для «непрерывной» системы (13) при $T_m\approx 1,0\cdot 10^{-3}$ с, $T_e\approx 1,15\cdot 10^{-3}$ с, $\Omega_\delta\approx 400$ 1/с и $p=3$ критерий (15) для данных параметров будет выполнен (полагаем $\omega(0)\approx 0,9$):

$$3\cdot 3\cdot 400\cdot 0,9\cdot 1,15\cdot 10^{-3}\sqrt{\frac{1\cdot 10^{-3}}{(4\cdot 1,15-1,0)\cdot 10^{-3}}}\left(1+\frac{2}{\pi}\arctg\sqrt{\frac{1\cdot 10^{-3}}{(4\cdot 1,15-1,0)\cdot 10^{-3}}}\right)=2,57>1.$$

Это означает отсутствие колебательного переходного процесса пуска реального вентильного двигателя, модель которого более точно отражается «дискретной» системой дифференциальных уравнений.

Надо, однако, отметить что критерий (15) не учитывает влияния отключаемой фазы, дающей некоторое, хотя и малое, приращение скорости на межкоммутационном периоде. В предположении малости угла коммутации вблизи установившейся скорости $\omega_\infty=1$ это допущение не должно вносить большой ошибки.

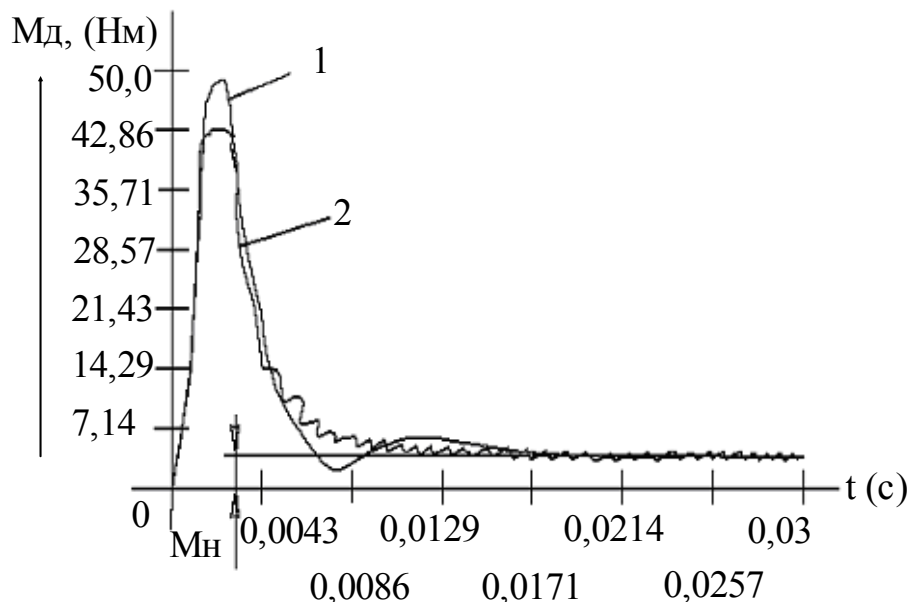


Рис. 5. Изменение электромагнитного момента в процессе прямого пуска для более точной «дискретной» модели (кривая 1) и «непрерывной» модели (кривая 2)

В подтверждение сказанного на рис. 5 приведены кривые изменения электромагнитного момента в процессе прямого пуска для одного и того же двигателя с применением «дискретной» модели, учитывающей коммутационные и внекоммутационные участки (кривая 1), и «непрерывной» модели (кривая 2). Из сравнения кривых обнаруживается их достаточная близость, однако «непрерывная» модель (2) показывает наличие колебательности момента, в то время как «дискретная» модель показывает монотонное в среднем уменьшение момента до его установившегося значения. В то же время более точная «дискретная» модель хорошо подчеркивает наличие пульсаций момента, связанных с коммутацией фаз через каждые 60° эл. угла поворота ротора.

Таким образом, «непрерывная» нелинейная модель вентильного двигателя (12), игнорирующая коммутационные процессы включения и отключения фаз и учитывающая лишь первую гармонику фазного напряжения прямоугольной формы с угловой

длительностью 120 эл. град., в целом неплохо согласуется с более точным результатом моделирования, полученным на основании «дискретной» модели. Однако колебательность переходных процессов при соотношении постоянных времени $4T_e > T_m$, свойственная «непрерывной» модели, в реальных условиях применения вентильного двигателя с дискретным датчиком положения ротора и дискретным характером переключения фаз при 120-градусной коммутации чаще всего будет отсутствовать.

Литература

1. Овчинников И.Е. Теория вентильных двигателей. М.: Наука, 1985.
2. Ковчин С.А., Сабинин Ю.А. Теория электропривода. М.: Энергоатомиздат, 1994.
3. Овчинников И.Е. Вентильные электрические двигатели и привод на их основе. СПб: «Корона Принт», 2006.

ВЛИЯНИЕ НАГРЕВА АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ НА СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИСТЕМЫ ВЕКТОРНОГО ЧАСТОТНО-ТОКОВОГО УПРАВЛЕНИЯ

А.А. Усольцев, М.Н. Клименко

В статье показано, что предельно возможный нагрев асинхронного двигателя в системе векторного частотно-токового управления приводит при максимальных нагрузках к увеличению тока статора на 12–15% и к примерно двукратному увеличению частоты ротора.

Проблемы, связанные с изменением параметров двигателя вследствие нагрева, существуют во всех системах автоматизированного электропривода. В первую очередь изменение параметров влияет на динамические характеристики, так как вызывает нарушение настройки регуляторов системы управления. Статические ошибки регулируемых координат обычно устраняются корректирующими устройствами, но при определенных обстоятельствах такая коррекция не может исключить возмущения статических характеристик. В частности, такая ситуация будет возникать в системах управления, использующих динамические модели двигателя для вычисления ненаблюдаемых координат.

В приводе с векторным управлением короткозамкнутым асинхронным двигателем основная часть системы управления представляет собой динамическую модель двигателя, построенную на основе наблюдаемых координат – токов и напряжений статора, а также скорости вращения ротора. При этом для управления моментом обязательно используется какая-либо ненаблюдаемая координата. Обычно это потокосцепление, и основные сложности возникают в связи с необходимостью его идентификации [2–4]. Ошибка идентификации будет приводить к формированию ошибочных сигналов управления преобразователем частоты, скорректировать которые без информации о текущем значении параметров двигателя невозможно.

Однако анализ ошибок идентификации потокосцепления и способов их устранения имеет смысл только в контексте их влияния на конечные характеристики привода, определяющие его качественные показатели. В предлагаемой работе выполнен анализ электромеханических характеристик в системе векторного частотно-токового управления асинхронным короткозамкнутым двигателем (АД) с учетом насыщения магнитопровода. Показано, что альтернативой сложным системам идентификации потокосцепления ротора может служить повышение мощности двигателя и преобразователя на один типоразмер.

Основой для построения асинхронного привода с векторным частотно-токовым управлением является уравнение тока статора [1], представленное в синхронно вращающейся координатной системе dq , ориентированной по потокосцеплению ротора –

$$\dot{i}_1^{(dq)} = \frac{\psi_{2d}}{L_m} (1 + pT_2 + j\omega_2 T_2), \quad (1)$$

где $\dot{i}_1^{(dq)}$ – вектор тока статора; ψ_{2d} – вектор потокосцепления ротора, ориентированный по оси d системы координат; L_m – полная взаимная индуктивность; ω_2 – частота токов ротора; $T_2 = \frac{L_2}{R_2} = \frac{L_{2\sigma} + L_m}{R_2}$ – электромагнитная постоянная времени ротора.

В соответствии с этим уравнением управляющими воздействиями, формирующими ток статора и, соответственно, электромагнитный момент АД, являются ψ_{2d} и ω_2 (рис. 1).

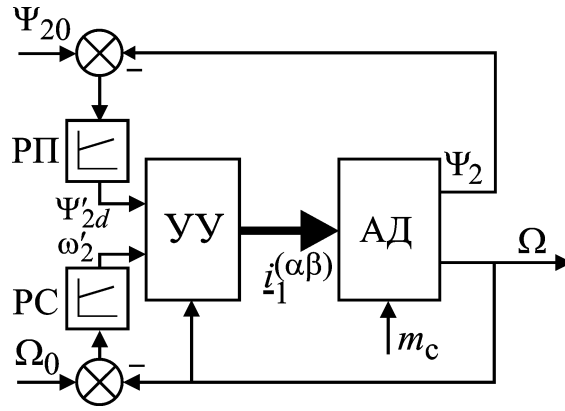


Рис. 1. Структурная схема асинхронного электропривода с векторным частотно-токовым управлением

Из всех величин, входящих в уравнение тока статора, только постоянная времени ротора непосредственно подвержена влиянию нагрева двигателя, точнее, активное сопротивление ротора R_2 . Нагрев двигателя в процессе работы и в результате воздействия температуры окружающей среды вызывает изменение этого сопротивления, которое можно учесть коэффициентом $1,0 \leq \rho \leq 1,5$ в виде $R_2 = \rho R_{20}$, где R_{20} – сопротивление ротора двигателя при нормальной температуре. Верхняя граница для ρ определена исходя из того, что ГОСТ 183-74 устанавливает допустимое превышение температуры обмоток АД для В класса нагревостойкости изоляции в 85°C при температуре окружающей среды до $+40^\circ\text{C}$. Следовательно, по отношению к нормальным условиям ($+20^\circ\text{C}$) изменение температуры может составлять около 100°C , что соответствует увеличению сопротивления обмотки на 40% для медного провода и 50% для алюминиевого.

В динамической модели АД устройства управления (УУ) и в самом АД электромагнитные процессы описываются одинаковыми уравнениями (1). Введем для различия штриховый индекс для величин УУ и перейдем к неподвижной системе координат, умножив обе части уравнений на оператор вращения системы координат $e^{-j\vartheta}$, где $\vartheta = \int_0^\infty \omega_1(t) dt$ – текущий угол поворота системы при частоте статора ω_1 . Тогда для статического режима получим:

$$\begin{aligned} \dot{i}_1^{(dq)} e^{-j\vartheta} &= \dot{i}_1^{(\alpha\beta)} = \frac{\Psi_{2d}}{L_m} (1 + pT_2 + j\omega_2 T_2) e^{-j\vartheta} \\ \dot{i}_1'^{(dq)} e^{-j\vartheta'} &= \dot{i}_1^{(\alpha\beta)} = \frac{\Psi_{2d}'}{L_m'} (1 + pT_2' + j\omega_2' T_2') e^{-j\vartheta'} \\ &\Downarrow \\ \frac{\Psi_{2d}}{L_m} (1 + j\omega_2 T_2) e^{-j\vartheta} &= \frac{\Psi_{2d}'}{L_m'} (1 + j\omega_2' T_2') e^{-j\vartheta'} \end{aligned} \quad (2)$$

Переход к последнему равенству возможен потому, что ток $\dot{i}_1^{(\alpha\beta)}$ является реальным током статора и одинаков для УУ и АД.

Учтем влияние насыщения магнитопровода безразмерным коэффициентом $\lambda = L_m / L_{m0} \Rightarrow L_m = \lambda L_{m0}$, где L_{m0} – полная взаимная индуктивность обмоток в номинальном режиме. Соответственно, $L'_m = L_{m0}$.

Постоянную времени ротора в АД с учетом приближенного равенства $L_2 = L_{2\sigma} + L_m = L_{2\sigma} + L_{m0}\lambda \approx L_{2\sigma}\lambda + L_m\lambda = L_{20}\lambda$ можно представить как $T_2 = \frac{L_2}{R_2} = \frac{L_{20}\lambda}{R_{20}\rho} = T_{20} \frac{\lambda}{\rho}$. Погрешность, вносимая этим приближением для машин мощностью выше 1 кВт, составляет доли процента ввиду относительной малости индуктивности рассеяния ротора.

Пусть сигнал скорости вращения Ω для формируется идеальным тахогенератором. Тогда он будет одинаковым для АД и УУ, и в сумме с частотой ротора определит частоту статора $\omega_1 = \Omega z_p + \omega_2$. Частота статора, в свою очередь, определяет скорость вращения системы координат. Различие частот ω_2 и ω'_2 в принципе исключает возможность управления, основанного на идентичности преобразования систем координат в АД и УУ. Поэтому из условия работоспособности необходимо выполнение равенства $\omega_2 = \omega'_2$.

Для дальнейшего анализа используем произведение $\omega_2 T_2 = \varpi_2$ в качестве переменной (приведенной частоты ротора), т.к. при этом функции погрешностей становятся независимыми от параметров двигателя. Это связано с тем, что произведение $\omega_{2кр} T_2$, соответствующее критическому скольжению при токовом управлении, равно $\varpi_{2кр} = \omega_{2кр} T_2 = s_{кр} \omega_1 \frac{L_2}{R_2} = \frac{R_2}{\omega_1 L_2} \cdot \omega_1 \cdot \frac{L_2}{R_2} = 1$, т.е. участок статической устойчивости для всех машин соответствует $0 \leq \varpi_2 \leq 1, 0$.

С учетом введенных коэффициентов, а также того, что переменную частоту ротора можно представить как $\omega_2 = \gamma \omega_{20}$, где ω_{20} – частота ротора при сопротивлении холостого двигателя, уравнение (2) можно преобразовать к виду

$$\frac{\psi_{2d}}{\lambda} \left(1 + j \varpi_{20} \frac{\gamma \lambda}{\rho} \right) e^{j \arctg \left(\varpi_{20} \frac{\gamma \lambda}{\rho} \right)} = \psi'_{2d} (1 + j \gamma \varpi_{20}) e^{j \arctg(\gamma \varpi_{20})}$$

и далее получить коэффициент отклонения потокосцепления ротора ε и величину рас-согласования систем координат Δ_9 в виде

$$\varepsilon = \frac{\psi_{2d}}{\psi'_{2d}} = \lambda \rho \sqrt{\frac{1 + (\gamma \varpi_{20})^2}{\rho^2 + (\lambda \gamma \varpi_{20})^2}}; \quad (3)$$

$$\Delta_9 = \vartheta' - \vartheta = \arctg \left(\varpi_{20} \frac{\gamma \lambda}{\rho} \right) - \arctg(\gamma \varpi_{20}) = \arctg \left[\frac{\gamma \varpi_{20} (\lambda - \rho)}{\rho + \lambda (\gamma \varpi_{20})^2} \right]$$

Для моделирования насыщения магнитопровода используем кривую холостого хода машины, заданную гиперболической функцией вида

$$\psi(i_d) = k \cdot \text{th}(k^a \cdot i_d),$$

где: $\psi = \psi_2 / \psi_{20}$ – текущее значение потокосцепления ψ_2 , отнесенное к значению в режиме холостого хода ψ_{20} ; $i_d = i_{1d} / i_{1d0}$ – текущий ток намагничивания i_{1d} , отнесенный к значению в режиме холостого хода i_{1d0} ; $k > 1, 0$ – коэффициент, определяющий предельное значение $\psi = k|_{i \rightarrow \infty}$ (см. рис. 2) и связанный с коэффициентом насыщения

машины в режиме холостого хода выражением $K_0 = \frac{ac}{ab} = k \cdot \ln \sqrt{(k+1)/(k-1)} = k^{1+a}$; a – коэффициент, выбираемый из условия $\psi(1,0) = 1,0$, что соответствует значению $a = \ln \left[\ln \left(\sqrt{(k+1)/(k-1)} \right) \right] / \ln k$. Таким образом функция $\psi(\iota_d)$ полностью определяется выбором k , а так как для современных машин коэффициент насыщения составляет $K_0 = 1,35 \dots 1,75$, то k находится в пределах $k = 1,28 \dots 1,08$.

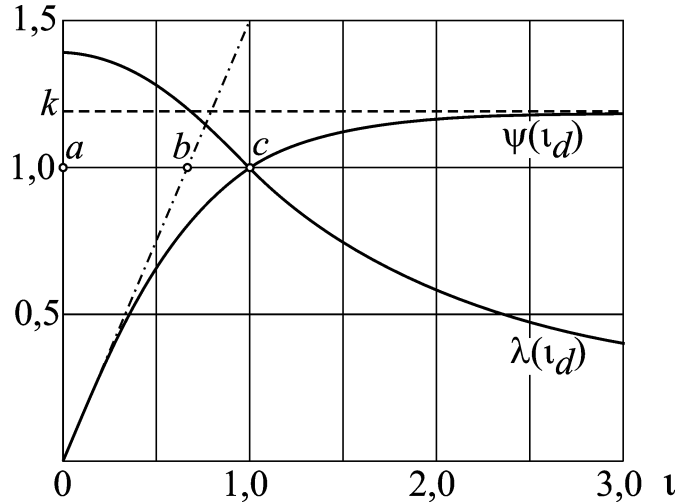


Рис. 2. Кривая холостого хода и относительная взаимоиндукция машины

Относительное значение взаимоиндукции λ можно найти либо как отношение $\lambda(\iota_d) = \psi(\iota_d) / \iota_d$, либо как отношение коэффициента насыщения в режиме холостого хода к значению коэффициента насыщения при текущем значении тока $\lambda(\iota_d) = K_0 / K(\iota_d)$. В обоих случаях мы получим одинаковые выражения:

$$\lambda(\iota_d) = \frac{k \cdot \text{th}(k^a \cdot \iota_d)}{\iota_d}. \quad (4)$$

В статическом режиме продольная и поперечная составляющие тока статора равны, соответственно,

$$i_{1d} = \frac{\varepsilon \psi_{2d}}{\lambda L_{m0}} = \frac{\varepsilon}{\lambda} i_{d0}; \quad i_{1q} = \frac{\varepsilon \psi_{2d}}{\lambda L_{m0}} \cdot \frac{\gamma \lambda}{\rho} \varpi_{20} = i_{d0} \varpi_{20} \frac{\varepsilon \gamma}{\rho}.$$

Соотнеся эти величины с током холостого хода $i_{d0} = \psi_{2d} / L_{m0}$, получим относительные значения составляющих и амплитуду тока статора

$$\iota_d = \frac{\varepsilon}{\lambda}; \quad \iota_q = \varpi_{20} \frac{\varepsilon \gamma}{\rho}; \quad \iota = \sqrt{\iota_d^2 + \iota_q^2} = \varepsilon \sqrt{\left(\frac{1}{\lambda} \right)^2 + \left(\frac{\varepsilon \gamma}{\rho} \varpi_{20} \right)^2},$$

соответствующие их изменению под влиянием изменения сопротивления ротора.

Электромагнитный момент АД можно выразить [1] как

$$m = \frac{3z_p \psi_{2d}^2 \omega_2 T_2}{2L_2} = \frac{3z_p \psi_{2d}^2 \varpi_{20}}{2L_{20}} \cdot \frac{\varepsilon^2 \gamma \lambda}{\rho \lambda} = \text{const}.$$

Отсюда можно определить приведенную частоту ротора при данном моменте нагрузки и номинальном значении потокосцепления

$$\varpi_{20} = m \frac{2L_{20}}{3z_p \psi_{2d}^2},$$

а также установить важнейшую связь между всеми величинами, определяющими степень и характер влияния нагрева на характеристики привода –

$$\frac{\varepsilon^2 \gamma}{\rho} = 1 \text{ или } \varepsilon^2 \gamma = \rho. \quad (5)$$

Из этого соотношения следует, что изменение сопротивления ротора приводит к изменению потокосцепления ψ_{2d} и частоты ω_2 , и соответствующих составляющих тока статора i_d и i_q ,

С учетом (5) выражения для составляющих и амплитуды приведенного тока приобретают следующий вид:

$$i_d = \frac{\varepsilon}{\lambda}; \quad i_q = \frac{\varpi_{20}}{\varepsilon}; \quad i = \frac{1}{\lambda \varepsilon} \sqrt{\varepsilon^4 + (\lambda \varpi_{20})^2}.$$

Для удобства оценок значение амплитуды можно соотносить с ее значением для холодного двигателя ($\rho = 1 \Rightarrow \lambda = 1; \varepsilon = 1$) – $i_0 = \sqrt{1 + (\omega_{20})^2}$. Тогда мы получим относительный приведенный ток статора, величина которого соответствует изменению тока при изменении сопротивления ротора АД:

$$\epsilon = \frac{i}{i_0} = \frac{1}{\lambda \varepsilon} \sqrt{\frac{\varepsilon^4 + (\lambda \varpi_{20})^2}{1 + \varpi_{20}^2}}. \quad (6)$$

Коэффициент взаимоиנדукции λ является функцией продольной составляющей тока i_d , который определяется положением рабочей точки на кривой холостого хода $\psi(i_d)$, но в нашем случае $\psi = \varepsilon$. Отсюда, из выражения (3) получим относительный ток намагничивания $i_d = k^{-a} \text{Arth}(\varepsilon/k)$ и, подставляя его в (4), найдем коэффициент взаимоиנדукции

$$\lambda = \frac{k^a \varepsilon}{\text{Arth}(\varepsilon/k)}. \quad (7)$$

Раскроем выражение (3) для коэффициента отклонения потокосцепления ε и исключим из него коэффициент частоты γ с учетом соотношения (5). Тогда для определения ε получим уравнение

$$\varepsilon^4 k^{-2a} [\text{Arth}(\varepsilon/k)]^2 - \varepsilon^4 + \varpi_{20}^2 \varepsilon^2 - \varpi_{20}^2 \rho^2 = 0. \quad (8)$$

Решение уравнения (8) в общем виде невозможно, и для получения функции $\varepsilon(\rho)$, а затем $\epsilon(\rho)$, требуется численное решение. Его можно получить, пользуясь любым математическим пакетом программ, например, *Mathcad*. Для этого нужно представить обратную гиперболическую функцию рядом Тейлора, удерживая в решении до 12 членов ряда:

$$\varepsilon^4 k^{-2a} \left[\frac{\varepsilon}{k} + \left(\frac{\varepsilon}{k} \right)^3 \cdot \frac{1}{3} + \left(\frac{\varepsilon}{k} \right)^5 \cdot \frac{1}{5} + \dots \right]^2 - \varepsilon^4 + \varpi_{20}^2 \varepsilon^2 - \varpi_{20}^2 \rho^2 = 0. \quad (9)$$

Результаты расчетов по выражениям (5)–(9) приведены на рис. 3. На этих графиках диапазон возможных нагрузок двигателя задан в пределах $0 \leq \varpi_{20} \leq 2$, что вдвое превышает диапазон участка статической устойчивости при токовом управлении, на котором работает машина при моментах нагрузки, не превышающих номинального.

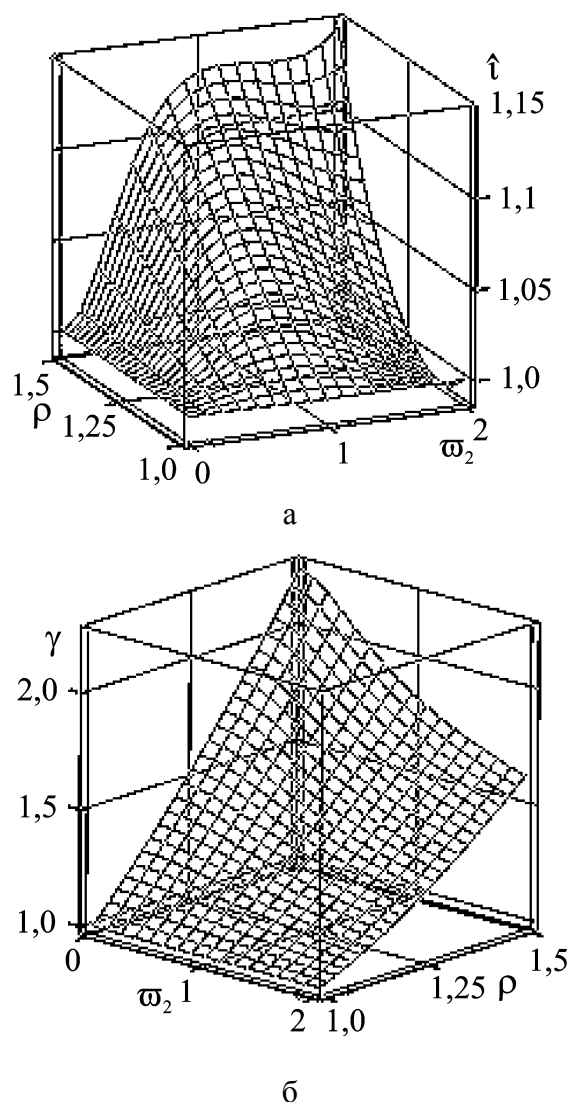


Рис. 3. Относительные изменения тока статора (а) и частоты ротора (б) при изменении сопротивления ротора при различных нагрузках

Следует заметить, что без учета насыщения характер всех зависимостей сохраняется, но возникают существенные погрешности. Максимум тока снижается с 1,15 до 1,06, а максимум частоты практически сохраняется, но частоты в области больших нагрузок снижаются в несколько раз.

Выводы

Из анализа расчетных данных можно сделать вывод, что полуторакратное увеличение сопротивления ротора в худшем случае вызывает увеличение тока статора не более чем на 15%, а частоты ротора – приблизительно вдвое по отношению к частоте холодного двигателя при той же нагрузке. Это приводит к соответствующему увеличению частоты статора и потерь в двигателе, но в целом влияние частоты на энергетику привода несущественно, так как частота ротора составляет единицы процентов от частоты статора. Более существенно для энергетических преобразований повышение тока статора. Однако и оно легко устранимо даже при максимально возможной нагрузке путем завышения мощности двигателя не более чем на 25%, т.е. на один типоразмер.

Другим способом устранения перегрузки по току является установка в двигателе датчиков Холла и введение обратной связи по потокосцеплению. В случае применения ПИ регулятора в статическом режиме $\varepsilon = 1$ и $\lambda = 1$. Тогда ток статора будет равен току при номинальном сопротивлении ротора, а частота ротора, в соответствии с выражением (5), будет линейно зависеть от этого сопротивления $\gamma = \rho$, т.е. ток статора будет соответствовать нагрузке двигателя при номинальном сопротивлении ротора, а частота ротора будет не более чем в полтора раза больше частоты холодного двигателя при той же нагрузке. Такой режим работы вполне допустим, т.к. увеличение потерь в двигателе будет составлять не более 1–2%. Установка датчиков Холла требует дополнительных затрат и должна рассматриваться как альтернатива завышению установленной мощности двигателя.

Очевидно, что использование в обратной связи сигнала, получаемого с помощью наблюдателя потокосцепления ротора, например, определяющего его по сигналам токов статора и скорости вращения без учета тепловых процессов, приведет в статическом режиме к результатам, полностью идентичным работе привода без обратной связи.

Литература

1. Schönfeld R. Digitale Regelung elektrischer Antriebe. Berlin: Verlag Technik, 1987. 240 S.
2. Пересада С.М. Векторное управление в асинхронном электроприводе: аналитический обзор. // Вестник ДГТУ. 1999. С. 1–23.
3. S. Peresada, A. Tonielli, S. Kovbasa, A. Tilly Passivity-based design of the flux observers motors. // Технічна електродинаміка. Ч. 6. 2000. С. 29–33.
4. Ковбаса С.Н. Исследование грубости наблюдателей магнитного потока асинхронного двигателя. / www.el-drive.com.ua.

МИКРОПРОЦЕССОРНАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНОГО ИСТОЧНИКА ТОКА

В.А. Толмачев, М.В. Никитина, И.Н. Арсеньев

В статье предложена методика синтеза системы управления импульсного источника тока с индуктивно-емкостным фильтром и цифровым ПИД-регулятором из условия обеспечения заданного быстродействия при заданном уровне пульсаций тока в нагрузке и ограниченной частоте коммутации силовых ключей.

В настоящее время все большее распространение в системах управления технологическими процессами, в том числе и процессами импульсного электролиза, находят мощные источники электропитания с программируемой формой выходного параметра (напряжения или тока). Принципы построения энергетических подсистем таких источников для установок нестационарного электролиза, перспективные пути совершенствования их технических характеристик и методика параметрического синтеза аналоговых систем управления из условия обеспечения предельного быстродействия рассмотрены в работах [1, 2].

Применение современной микропроцессорной техники в системах управления позволяет повысить надежность и снизить функциональную сложность источника. Актуальной является проблема приближения статических и динамических качеств цифровых систем управления источников тока программируемой формы с транзисторным ШИП к соответствующим качествам эталонных непрерывных систем предельного быстродействия.

Вопросы выбора структуры системы управления источников с N -модульным усилительно-преобразовательным устройством (УПУ) рассмотрены в [3]. При незначительном разбросе параметров силовых цепей каналов УПУ может быть выбрана одноконтурная система управления со структурной схемой, представленной на рис.1.

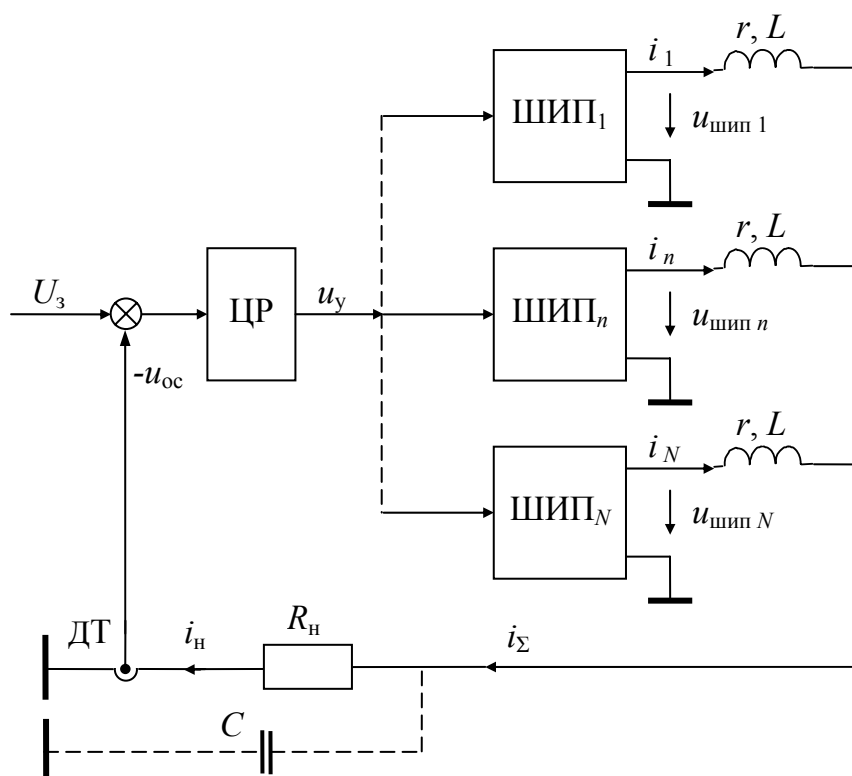


Рис.1. Структурная схема цифровой системы управления

Система содержит N реверсивных ШИП, работающих на общую нагрузку резистивного характера R_n и один контур регулирования тока нагрузки i_n . Каждый ШИП содержит силовой каскад мостового типа на четырех транзисторных ключах с напряжением питания E_n и широтно-импульсный модулятор (ШИМ), осуществляющий коммутацию силовых ключей с постоянным периодом T_k по несимметричному закону и обеспечивающий модуляцию второго рода (ШИМ2) с глубиной модуляции M . Напряжение на нагрузке имеет вид импульсов с амплитудой E_n , относительной длительностью γ , пропорциональной величине выходного сигнала u_y , реализованного на микро-ЭВМ ПИД-регулятора тока, вычисленного с периодом дискретности T_0 , и полярностью, определяемой полярностью последнего. На входе регулятора осуществляется сравнение напряжения U_3 , пропорционального заданному значению тока нагрузки I_3 , и напряжения u_{oc} , поступающего с датчика тока ДТ с коэффициентом передачи $K_{дт}$ и пропорционального истинному значению тока нагрузки. В представленной структуре сглаживание пульсаций тока нагрузки i_n осуществляется разделительными дросселями каналов с параметрами r, L и конденсатором C .

Используя подход к синтезу цифровых систем, изложенный в работе [4], заключающийся в замене цифрового ПИД-регулятора идентичным ему аналоговым и введением звена запаздывания, включенного в цепь обратной связи, в соответствие системе, представленной на рис. 1, можно поставить эквивалентную линейную модель первого приближения, составленную относительно усредненной гладкой составляющей тока нагрузки $i_{n \text{ уср}}$, показанную на рис.2.

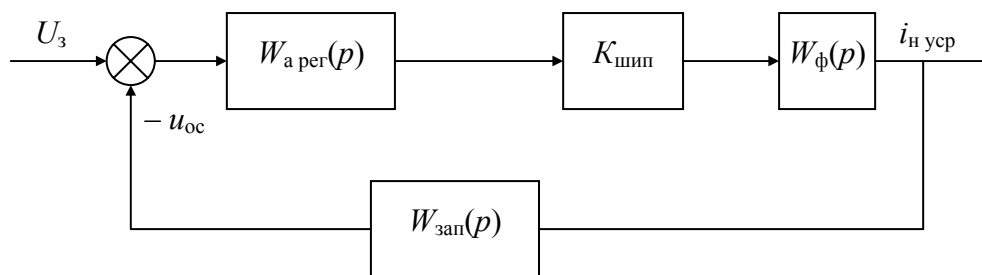


Рис. 2. Линейная модель системы управления

Передаточная функция фильтра с нагрузкой имеет вид

$$W_{\phi}(p) = K_{\phi} / (a_2 \cdot p^2 + a_1 \cdot p + 1), \quad (1)$$

а ее коэффициенты определяются формулами

$$K_{\phi} = 1 / (R_n + r/N), \quad (2)$$

$$a_1 = (L/r + R_n \cdot C) / (1 + N \cdot R_n / r), \quad (3)$$

$$a_2 = (R_n \cdot C \cdot L/r) / (1 + N \cdot R_n / r). \quad (4)$$

ШИП представляется пропорциональным звеном с коэффициентом передачи

$$K_{шип} = E_n / U_{оп}, \quad (5)$$

где $U_{оп}$ – амплитуда пилообразного напряжения ШИМ.

Постоянная времени $T_{зап}$ звена запаздывания с передаточной функцией

$$W_{зап}(p) = K_{дт} / (T_{зап} \cdot p + 1), \quad (6)$$

учитывающая запаздывание, вносимое цифровой системой, определяется как [4]

$$T_{зап} = T_0 / 2. \quad (7)$$

Передаточная функция аналогового регулятора, формирующего ПИД-алгоритм управления, имеет следующий вид:

$$W_{а\text{рег}}(p) = K_n \cdot (T_n \cdot T_d \cdot p^2 + T_n \cdot p + 1) / [T_n \cdot p \cdot (\tau_v \cdot p + 1)], \quad (8)$$

где коэффициенты ПИД-регулятора определяются из условия настройки системы на технический оптимум по известным соотношениям [2]

$$T_n = a_1, \quad (9)$$

$$T_d = a_2 / a_1, \quad (10)$$

$$K_p = a_1 / (2 \cdot T_\mu \cdot K_{\text{шип}} \cdot K_\phi \cdot K_{\text{дт}}), \quad (11)$$

а $T_\mu = (\tau_v + T_{\text{зап}})$ – малая некомпенсируемая постоянная времени, определяющая длительность переходных процессов в системе и связанная с временем фронта приближенным соотношением $T_\mu = t_\phi / 4.7$.

Параметры цифрового регулятора выбираются из условия эквивалентности переходных характеристик аналогового и цифрового регуляторов [5] в тактовые моменты времени, т.е. из условия

$$U_{\text{ц}}(nT_0) = U_{\text{а}}(nT_0). \quad (12)$$

Математическая модель цифрового ПИД-регулятора с разделенными пропорциональным, интегральным и дифференциальным каналами, согласно [6], может быть представлена следующими уравнениями:

$$U_{\text{п}}(n) = K_{\text{пц}} \cdot \varepsilon(n), \quad (13)$$

$$U_{\text{и1}}(n) = U_{\text{и1}}(n-1) + K_{\text{иц}} \cdot \varepsilon(n-1), \quad (14)$$

$$U_{\text{и}}(n) = U_{\text{и1}}(n) + 0.5 \cdot K_{\text{иц}} \cdot \varepsilon(n), \quad (15)$$

$$U_{\text{д}}(n) = K_{\text{дц}} \cdot (\varepsilon(n) - \varepsilon(n-1)), \quad (16)$$

$$U_{\text{пид}}(n) = U_{\text{п}}(n) + U_{\text{и}}(n) + U_{\text{д}}(n), \quad (17)$$

где $U_{\text{п}}(n)$, $U_{\text{и}}(n)$ и $U_{\text{д}}(n)$ – вычисленные в дискретные моменты времени сигналы П-, И- и Д-каналов, соответственно.

Расчет коэффициентов передачи пропорционального $K_{\text{пц}}$, интегрального $K_{\text{иц}}$ и дифференциального $K_{\text{дц}}$ каналов целесообразно осуществлять на основании соотношений [6]

$$K_{\text{пц}} = K_{\text{п}}, \quad (18)$$

$$K_{\text{иц}} = K_{\text{п}} \cdot T_0 / T_{\text{и}}, \quad (19)$$

$$K_{\text{дц}} = K_{\text{п}} \cdot T_d / T_0, \quad (20)$$

где $K_{\text{п}}$, $T_{\text{и}}$ и T_d – параметры аналогового регулятора тока, полученные при синтезе эквивалентной линейной модели.

Учитывая вышесказанное, определение параметров регулятора и сглаживающего фильтра, обеспечивающих заданные переходные процессы в системе, можно осуществить с использованием методики синтеза системы с аналоговым ПИД-регулятором [2], дополнив ее пересчетом параметров аналогового регулятора в параметры цифрового по формулам (18)–(20). Основу упомянутой методики составляют 2 расчетных соотношения, связывающие параметры фильтра, обеспечивающие допустимый уровень пульсаций тока в нагрузке $\Delta I_{\text{н}}$, с одной стороны, и эталонный переходный процесс с заданным временем t_ϕ при граничном значении тока задания $I_{\text{гр}} \geq I_{3 \text{ макс}}$ – с другой.

$$\beta_L(\chi_{\text{доп}}, \beta_c, N) = \frac{1}{2 \cdot \ln \frac{R_{\text{н}} + r + r \cdot \chi_{\text{доп}} \cdot \sqrt{1 + 4 \cdot \pi^2 \cdot \beta_c^2 \cdot N^2}}{R_{\text{н}} + r - r \cdot \chi_{\text{доп}} \cdot \sqrt{1 + 4 \cdot \pi^2 \cdot \beta_c^2 \cdot N^2}}}, \quad (21)$$

$$\begin{aligned} \beta_L(I_{3 \text{ макс}}, \beta_c, N) = & \frac{N \cdot E_{\text{п}} \cdot \beta_\mu \cdot \left(\frac{2}{N} - 1 + \frac{M}{\beta_\mu} + e^{-M/\beta_\mu} \right)}{I_{3 \text{ макс}} \cdot r} + \\ & + \frac{\beta_c + (M - \beta_\mu) \left(1 + \frac{N \cdot R_{\text{н}}}{r} \right) + \left[\beta_\mu \left(1 + \frac{N \cdot R_{\text{н}}}{r} \right) - \beta_c \right] e^{-M/\beta_\mu}}{\left(1 - \frac{\beta_c}{\beta_\mu} \right) e^{-M/\beta_\mu} - 1}. \end{aligned} \quad (22)$$

В представленных соотношениях

$$\chi_{\text{доп}} = 2 \cdot \Delta I_H \cdot (R_H + r) / E_{\text{п}}, \quad (23)$$

$$\beta_L = L / (r \cdot T_K), \quad (24)$$

$$\beta_C = R_H \cdot C / T_K, \quad (25)$$

$$\beta_\mu = t_\Phi / (4 \cdot 7 \cdot T_K). \quad (26)$$

Методика состоит в следующем: после вычисления χ_H и β_μ по формулам (23) и (26) строятся графики зависимостей $\beta_L(\beta_C, \chi_H, N)$ и $\beta_L(\beta_C, I_{3 \text{ макс}}, \beta_\mu, N)$ по формулам (21) и (22) для $N=1$. По точке их пересечения находятся требуемые значения β_L и β_C . Далее по формулам (24)–(25) определяются параметры сглаживающего фильтра L и C , по формулам (18)–(20) с учетом (9)–(11) – параметры цифрового ПИД-регулятора. Если при $N=1$ точки пересечения кривых не существует, то необходимо повторять расчет, последовательно увеличивая число модулей на единицу до появления решения.

Поставим, например, задачей синтезировать источник с напряжением питания силового каскада $E_{\text{п}}=36$ В, амплитудой опорного напряжения ШИМ $U_{\text{оп}}=10$ В, периодом коммутации силовых ключей ШИП $T_K=25$ мкс, периодом дискретизации $T_0=0.1 \cdot T_K$ из условия обеспечения в нагрузке резистивного характера с сопротивлением $R_H=0.5$ Ом прямоугольного импульса тока с максимальной амплитудой $I_{3 \text{ макс}}=50$ А, временем фронта $t_\Phi=75$ мкс и допустимой амплитудой пульсаций тока нагрузки $\Delta I_H=0.5$ А.

Согласно вышеописанной методике заданные требования обеспечиваются при $N=3$, $L=1.2$ мГн, $C=5$ мкФ. На основании формул (18)–(20) с учетом (9)–(11) получаются следующие коэффициенты цифрового ПИД-регулятора: $K_{\text{пц}}=0.51$, $K_{\text{иц}}=2.353$, $K_{\text{дс}}=1.024$.

Результаты моделирования переходных процессов в цифровой системе с расчетными параметрами на скачок задающего воздействия показаны на рис.3, где i_3 – эталонная кривая, i_H – кривая тока нагрузки, i_1 , i_2 , i_3 – кривые токов дросселей каналов, u_y – выходной сигнал цифрового ПИД-регулятора тока, $u_{\text{оп1}}$ – кривая опорного напряжения ШИП 1-го канала, $u_{\text{шип1}}$ – кривая выходного напряжения ШИП 1-го канала.

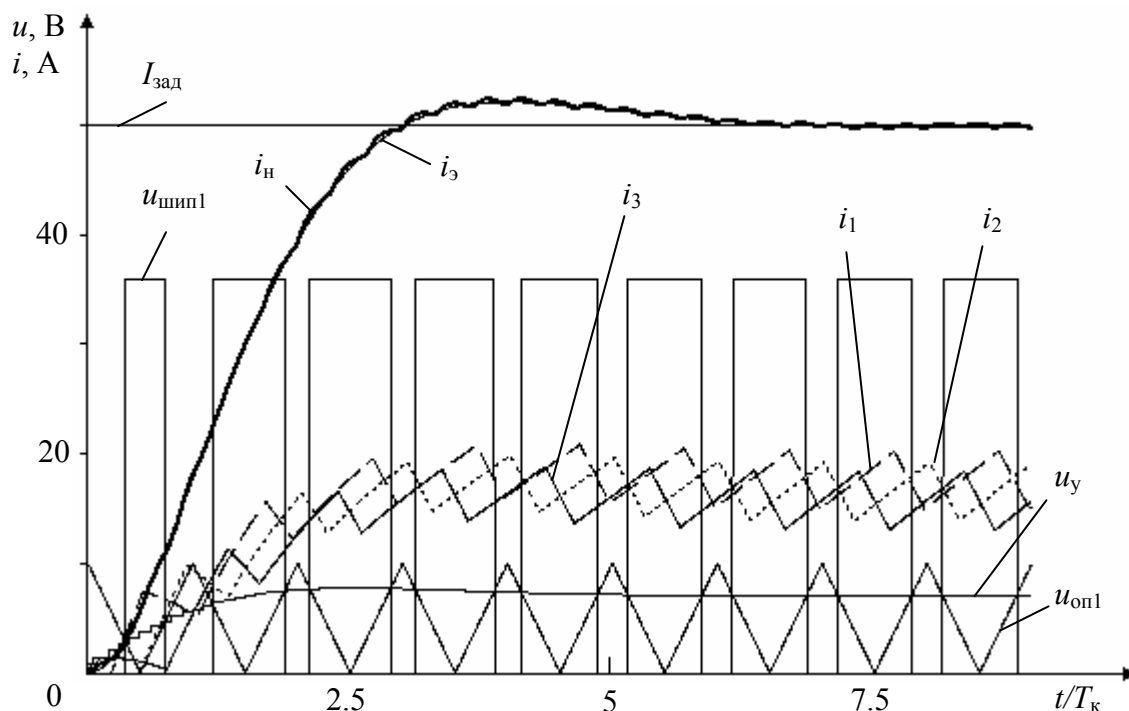


Рис. 3. Переходные процессы в цифровой системе управления

Характер и время переходного процесса соответствуют заданным, пульсации тока нагрузки в квазиустановившемся режиме не превышают допустимого значения, что подтверждает корректность предложенной методики.

Литература

1. Сеницын В.А., Толмачев В.А., Томасов В.С. Принципы построения и пути совершенствования технических характеристик мощных источников электропитания с программируемой формой выходного параметра // Изв. вузов. Приборостроение. 1996. Т.39. № 4. С. 47–54.
2. Никитина М.В. К синтезу системы управления многомодульного источника тока. / Современные технологии: Сборник научных статей / Под. ред. С.А. Козлова и В.О. Никифорова. СПб: СПб ГИТМО (ТУ), 2002. С. 276–285.
3. Толмачев В.А. Синтез системы управления источника тока с многоканальным питанием нагрузки. / Изв. вузов. Приборостроение. 1995. Т. 38. № 11-12. С.40–43.
4. Кротенко В.В. Параметрический синтез цифровых систем управления с ШИП / В.В. Кротенко // Изв. вузов. Приборостроение. 2004. Т.47, №11. С.31–38.
5. Кротенко В.В. Параметрический синтез цифровых систем управления с транзисторными широтно-импульсными преобразователями. // Изв. вузов. Приборостроение. 2003. Т. 46. № 6. С. 25-31.
6. Изерман Р. Цифровые системы управления. М.: Мир, 1984.

АППАРАТНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМОВ НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКИ В СТРУКТУРЕ УЧЕБНОГО ЛАБОРАТОРНОГО КОМПЛЕКСА

Д.В. Куприянчик, К.М. Денисов, Д.В. Лукичев, И.Н. Жданов

Показана целесообразность аппаратной реализации фаззи- регулирования скорости в структуре учебного лабораторного комплекса «Системы приборного электропривода с полупроводниковыми преобразователями». Приведено описание универсального нечеткого контроллера на основе микросхемы программируемой логики.

До последнего десятилетия прошлого века в построении систем управления электроприводов доминировал традиционный подход, не всегда характеризующийся робастным управлением сложными нестационарными объектами. Развитие силовой электроники и вычислительной техники в последние десятилетия позволило создавать современные приборные электропривода, в которых все чаще стали использоваться интеллектуальные системы управления (СУ), способные к «пониманию» и обучению в отношении объекта управления, возмущений, внешней среды и условий работы. Первой ступенью интеллектуальных систем являются нечеткие системы, в частности нечеткие (фаззи-) регуляторы. Под нечетким управлением понимается стратегия управления, основанная на эмпирически приобретенных знаниях относительно функционирования объекта (процесса), представленных в лингвистической форме в виде некоторой совокупности правил. Применение нечеткого регулирования в СУ позволяет существенно улучшить качество управления сложными объектами по сравнению с традиционными алгоритмами управления, которые строятся на основе аналитических моделей.

Актуальным является вопрос о возможности реализации таких алгоритмов в структуре учебных лабораторных комплексов. Создание стенда приборного электропривода с компьютерным управлением, содержащего исследуемую и нагрузочную электромашины и обладающего возможностью осуществления как классического, так и нечеткого регулирования, позволит внедрить и использовать в учебном процессе перспективную технологию на уровне мировых стандартов. Это позволит обеспечить эффективную подготовку дипломированных специалистов в рамках направления 140600 «Электротехника, электромеханика и электротехнологии».

На кафедре электротехники и прецизионных электромеханических систем Санкт-Петербургского государственного университета информационных технологий, механики и оптики создан макетный образец лабораторного стенда приборного электропривода с компьютерным управлением [4]. Лабораторный комплекс включает в себя электромеханический блок и систему микропроцессорного управления данным блоком.

Основу электромеханического блока составляют:

- испытываемая машина (ИМ), в качестве которой используется коллекторный двигатель постоянного тока типа ДПР-62;
- нагрузочная машина (НМ) постоянного тока типа ДПР-72;
- тахогенератор на базе машины постоянного тока типа ДПМ – 35 Н1 – 04;
- цифровой датчик положения типа IRO – 111.

Комплекс микропроцессорного управления состоит из аппаратной и программной частей. Аппаратная часть комплекса включает управляющий компьютер и микропроцессорную систему управления (МПСУ).

Управляющий компьютер предназначен для ввода и редактирования программы функционирования МПСУ, интерактивной отладки программы в различных режимах, задания режимов работы лабораторной установки, визуализации и обработки результатов экспериментов.

В свою очередь, система управления электроприводами лабораторного комплекса предназначена для реализации функций управления модулями сопряжения и усиительно-преобразовательными устройствами (УПУ), обеспечивающими движение общего вала нагрузочной и испытуемой электромашин лабораторной установки. Эти функции возложены на соответствующие измерительно-управляющие контроллеры (ИУК). Поскольку фаззи-регулирование реализуется в уже отлаженной микропроцессорной системе, то на первом этапе создания нечеткой системы наиболее целесообразным является использование комбинированного управления, при котором один из основных функциональных блоков алгоритма управления строится на основе теории нечетких множеств. В работе исследуется система, в которой в контуре скорости вместо традиционного регулятора используется фаззи-регулятор, который, помимо самого регулирования заданной координаты, должен обеспечивать обмен данными с ИУК электропривода ИМ [2]. На рис. 1 показана структурная схема включения нечеткого контроллера в систему управления.

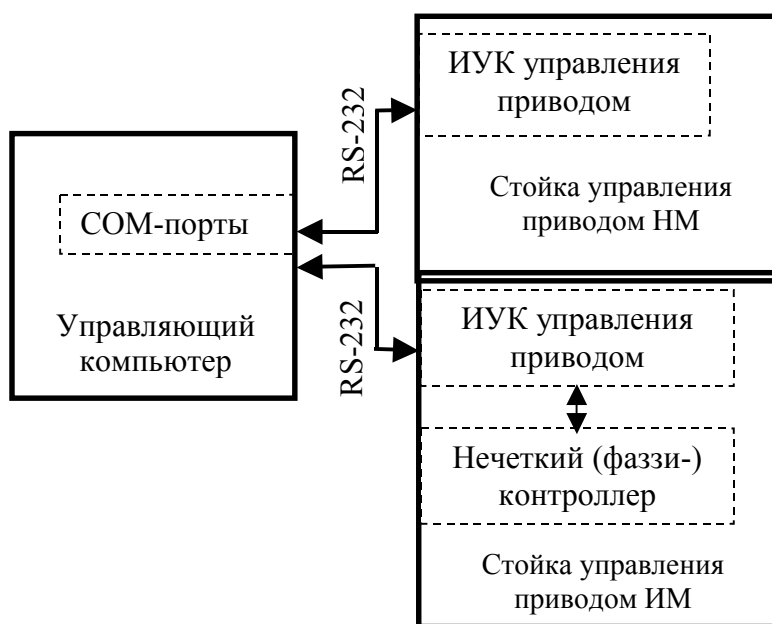


Рис. 1. Структурная схема системы микропроцессорного управления с интегрированием в нее нечеткого контроллера

Как известно, нечеткая логика в основном обеспечивает эффективные средства отображения неопределенностей и неточностей реального мира. Наличие математических средств отражения нечеткости исходной информации позволяет построить модель, адекватную реальности. Используя инженерные методы расчета и разработки нечетких систем управления, а также классическую теорию систем автоматического управления и электропривода, в среде имитационного моделирования MATLAB/Simulink с использованием пакетов расширения Fuzzy Logic Toolbox и SimPowerSystems, а также в пакете Mathcad были реализованы модели разрабатываемого электропривода. На рис. 2 представлена функциональная схема трехконтурной системы приборного электропривода, построенного классическим способом с ПИ-регулятором в контуре тока, модифицированным ПИ-регулятором в контуре скорости и модифицированным модифицированным ПИ-регулятором в контуре положения. Такая структура позволяет избежать «шагающего» режима на малой скорости и ограничивает ошибку на большой скорости слежения [3].

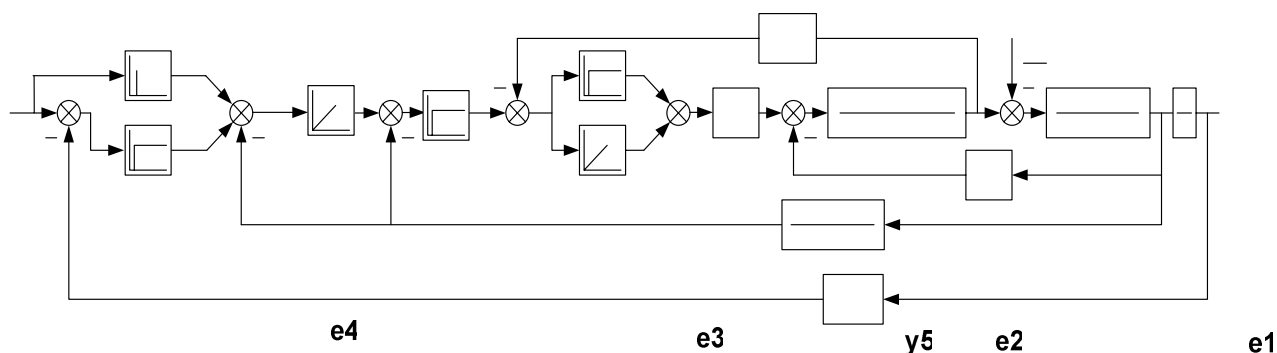


Рис. 2. Функциональная схема линейной модели системы регулирования положения с модифицированным регулятором положения

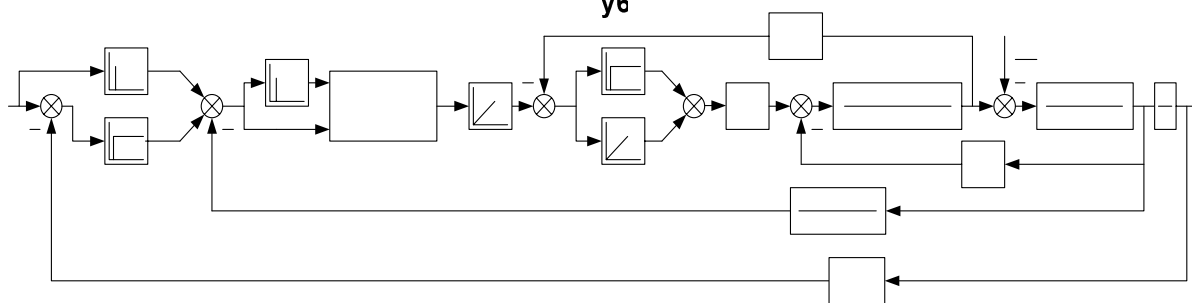


Рис. 3. Функциональная схема трехконтурной системы приборного электропривода с фаззи-регулятором в контуре скорости

Особенностью системы, приведенной на рис. 3, является использование в контуре скорости фаззи-регулятора, на вход которого, помимо значения ошибки, поступает еще скорость ее изменения. Фаззи-регулятор основывается на теории нечетких множеств, что позволяет настроить и получить приемлемое качество регулирования даже в случае, когда параметры системы неизвестны, при этом точность регулирования определяется затратами на настройку регулятора.

Структурная схема фаззи-регулятора, приведенная на рис. 4, состоит из блока фаззификации, блока базы правил, блока дефаззификации. В блоке фаззификации четкие входные величины преобразуются в нечеткие – фаззифицируются. В блоке базы правил полученные в процессе фаззификации нечеткие входные переменные преобразуются в нечеткую выходную переменную в соответствии с выбранными правилами управления системой. В блоке дефаззификации полученная в базе правил нечеткая выходная переменная приводится к четкости – пересчитывается в четкое число, являющееся выходом регулятора.

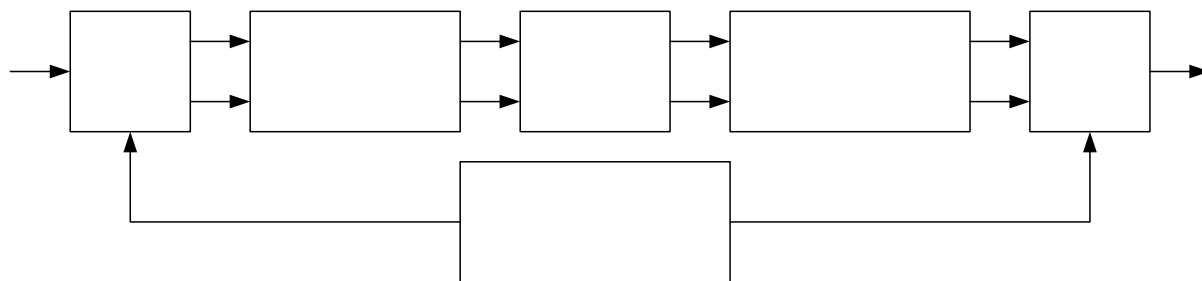


Рис. 4. Структурная схема фаззи-регулятора

Фаззи- регулятор может быть реализован программно на управляющем микроконтроллере или аппаратно с помощью дополнительных микросхем, которые реализуют указанные алгоритмы, а также связь с DSP- контроллером. Поскольку алгоритмы управления

двигателем, которые возложены на управляющий контроллер ADSP-300, требуют много ресурсов (регистров, памяти микропроцессора, его вычислительной мощности), построение фаззи-регулятора предлагается производить на внешней микросхеме.

Наиболее удобной и доступной средой для реализации нечетких алгоритмов представляется программируемая логика, поэтому задачу построения нечеткого регулятора предлагалось решать средствами ALTERA MAX+PLUS II на базе устройства ПЛИС Altera ACEX1K [1]. Особенностью аппаратной реализации является свобода в выборе разрядности разрабатываемого устройства и возможность распараллелить вычисления. Связь блока нечеткого регулятора с управляющим контроллером обеспечивалась через его последовательный порт (рис. 4).

Согласно функциональной схеме реализации фаззи-регулятора, приведенной на рис. 5, преобразование входных переменных ошибки «e» и скорости ее изменения «de» в степени принадлежности одному из термов происходит параллельно на пяти схемах фаззификации. С целью упрощения аппаратной реализации выбрана простейшая для расчета форма функций принадлежности – треугольник [2]. Более сложная форма функций реализуема путем их разложения в ряд. Для хранения коэффициентов функций принадлежности использовалась микросхема ПЗУ.

Полученные таким образом степени принадлежности ошибки и скорости ее изменения преобразовывались с помощью базы правил, содержащих набор нечетких правил типа «если–то». На рис. 5 данный блок представлен в виде таблицы. Выходы базы правил обрабатывались далее в блоке дефаззификации, который преобразует нечеткие результаты вывода в численные значения. Также на рис. 5 приводится реализованный алгоритм обмена данными между нечетким регулятором и управляющим микроконтроллером через последовательный порт.

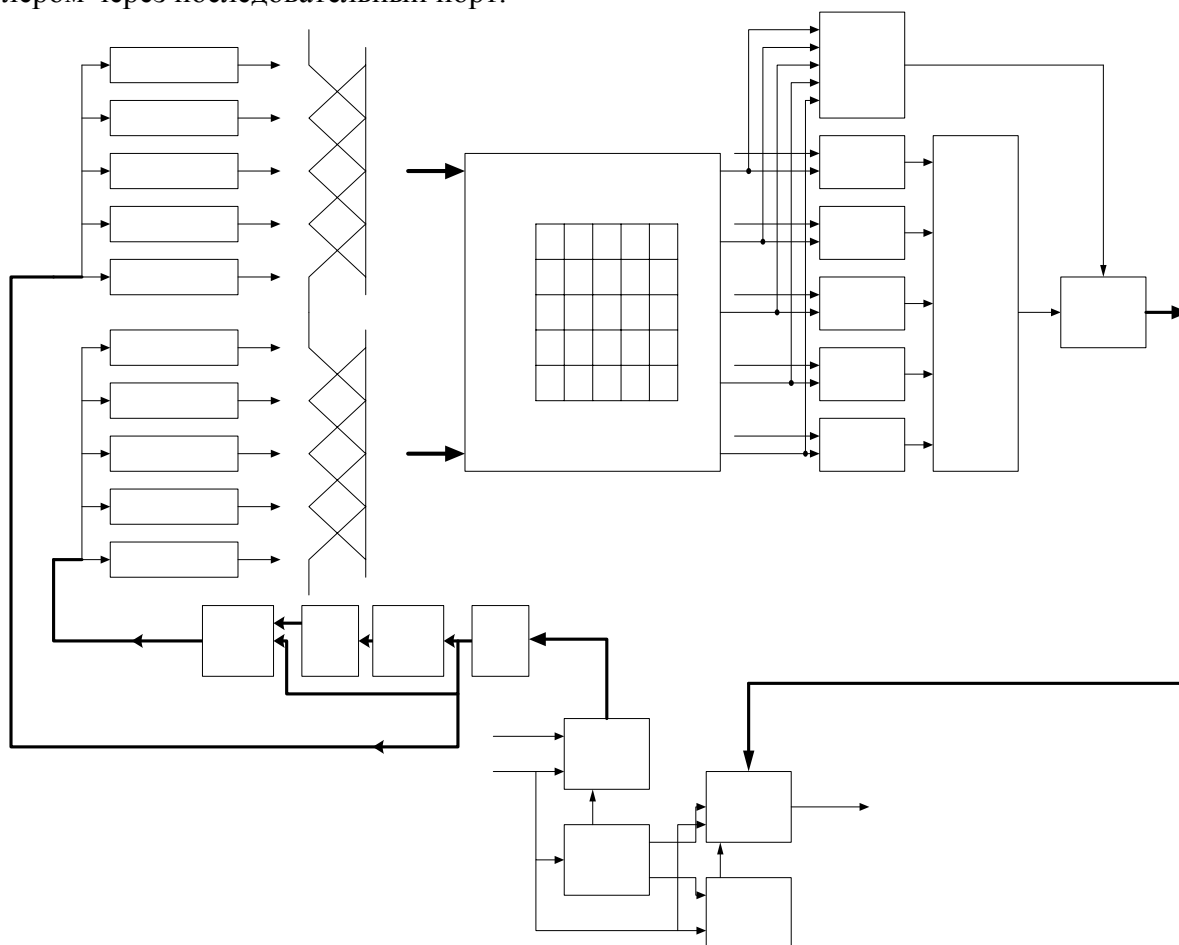


Рис. 5. Функциональная схема реализации фаззи-регулятора

На основе описанных алгоритмов разработана аппаратная реализация нечеткого контроллера на базе микросхемы программируемой логики. Проведена проверка функционирования фаззи-регулятора в составе лабораторного комплекса. Результаты эксперимента, полученные в разработанном устройстве с помощью ALTERA MAX+PLUS II, и результаты моделирования в среде Mathcad совпадают с высокой степенью точности.

По результатам работы можно сделать следующие выводы.

1. Введение фаззи-регулятора в структуру учебного лабораторного комплекса способствует практическому освоению студентами современных алгоритмов цифрового управления электроприводами с полупроводниковыми преобразователями.

2. Аппаратная реализация алгоритмов нечеткого (фаззи-) регулятора на базе микросхемы программируемой логики предоставляет свободу выбора необходимой разрядности разрабатываемого устройства и возможность распараллелить вычисления.

3. За счет нормирования входных и выходных величин разработанный блок фаззи-регулятора может использоваться в качестве универсального нечеткого контроллера для широкого спектра задач.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по гранту №4774, в рамках ведомственной научной программы «Развитие научного потенциала высшей школы» на 2005 год.

Литература

1. Грушвицкий Р.И. Проектирование систем на микросхемах программируемой логики. СПб: БХВ-Петербург, 2002.
2. Денисов К.М., Куприянчик Д.В. Система управления электроприводом азимутальной оси телескопа с фаззи-регулятором. // Научно-технический вестник СПбГУ ИТМО. Выпуск 20. Современные технологические решения. Под ред. д.т.н. проф. В.Н. Васильева. СПб: СПбГУ ИТМО, 2005.
3. Кротенко В.В., Толмачов В.А., Томасов В.С., Сеницин В.А. Синтез микропроцессорной системы управления электропривода опорно – поворотного устройства. // Приборостроение. 2004. Т. 47. №11. С. 23–30.
4. Томасов В.С., Толмачев В.А., Денисов К.М. Разработка учебного лабораторного комплекса «Системы приборного электропривода с полупроводниковыми преобразователями и компьютерным управлением». / Индустрия образования: Сб. статей. Выпуск 3. М.: МГИУ, 2002. С. 78–82.

ЛАБОРАТОРНЫЙ КОМПЛЕКС «ПРЕЦИЗИОННЫЙ ПРИБОРНЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД С УЛУЧШЕННЫМИ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИМИ ПОКАЗАТЕЛЯМИ И КОМПЬЮТЕРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ»

П.А. Борисов, А.В. Гурьянов, К.М. Денисов, И.Н. Жданов, В.С. Томасов

Создан лабораторный комплекс с программно-аппаратной системой микропроцессорного управления электроприводами на базе современных DSP-микроконтроллеров. Разработана программная часть, состоящая из набора программ, реализующих алгоритмы управления различными преобразовательными устройствами, и виртуального пульта управления лабораторной установкой.

Введение

Модернизация и создание новых приборных и промышленных комплексов с улучшенными техническими характеристиками связаны с расширением областей применения систем электропривода с полупроводниковыми преобразователями. Современные приборные электроприводы являются, в основном, замкнутыми электромеханическими системами с управлением исполнительными двигателями (ИД) от малоинерционных, энергетически эффективных и высокоэкономичных полупроводниковых усилительно-преобразовательных устройств (УПУ) и реализацией алгоритмов управления на микропроцессорной технике. В настоящее время отечественной промышленностью и зарубежными фирмами не выпускается лабораторных стендов, отражающих специфику, связанную с дискретным характером электромагнитных процессов в системе УПУ-ИД и дискретным характером сигналов управления. Поэтому разработка и изготовление лабораторного комплекса «Прецизионный приборный электропривод с улучшенными энергетическими показателями и компьютерным управлением» для полноценного обучения студентов специальностей электромеханического профиля своевременна и необходима.

Лабораторный практикум по курсу «Основы электропривода» должен преследовать следующие цели:

1. изучение принципов построения систем управления основными типами современных ИД, применяемых в системах электропривода;
2. экспериментальное исследование электромагнитных и электромеханических процессов в системах УПУ-ИД различного типа;
3. экспериментальное исследование как статических (механических и регулировочных) характеристик типовых структур систем электропривода на основе двигателя заданного типа, так и электромеханических переходных процессов, возникающих в системе при реакции на возмущения различного характера по заданию и нагрузке;
4. изучение принципов построения микропроцессорных систем управления ИД различного типа и микропроцессорной реализации типовых алгоритмов управления [1].

Описание лабораторного комплекса

На кафедре электротехники и прецизионных электромеханических систем Санкт-Петербургского государственного университета информационных технологий, механики и оптики создан лабораторный комплекс «Прецизионный приборный электропривод с улучшенными энергетическими показателями и компьютерным управлением», удовлетворяющий требованиям к подготовке инженеров по специальности 140604 «Электропривод и автоматика промышленных установок и технологических комплексов» в рамках направления подготовки дипломированных специалистов 140600 «Электротехника, электромеханика и электротехнологии». Внешний вид стенда лабораторного

комплекса с персональным компьютером на базе процессора Intel 486 под управлением операционной системы Windows 95/98/2000 демонстрирует рис. 1.



Рис. 1. Стенд лабораторного комплекса с управляющим компьютером

Электромеханический блок лабораторного комплекса состоит из испытуемой машины (ИМ), нагрузочной машины (НМ), тахогенератора (ТГ) и цифрового датчика положения (ЦДП).

При всем многообразии типов ИД и полупроводниковых УПУ для управления ими лабораторный стенд должен быть построен по унифицированной функциональной схеме с учетом использования современных компьютерных технологий, позволяющих управлять системой электропривода, измерять и регистрировать текущие значения координат, используя интерактивные пульта управления. Для реализации этих задач разработан программно-аппаратный комплекс микропроцессорного управления электроприводами с полупроводниковыми преобразователями энергии, который позволяет:

- изучать структуры и принципы функционирования микропроцессорных систем управления;
- создавать и отлаживать в интерактивном режиме программное обеспечение, реализующее различные алгоритмы управления электроприводами НМ и ИМ;
- осуществлять сбор и компьютерную визуализацию данных лабораторного эксперимента;
- организовывать виртуальные пульта управления лабораторной установкой.

Комплекс микропроцессорного управления состоит из аппаратной и программной частей, реализующих все вышеуказанные функции. Аппаратная часть комплекса включает управляющий персональный компьютер, модули микропроцессорной системы управления (МПСУ): два модуля измерительно-управляющих контроллеров (ИУК) и два модуля сопряжения (МС), а также силовые блоки: два модуля УПУ, блок питания управления и блок питания силовой. Все модули и блоки аппаратной части лабораторного комплекса размещены в едином корпусе, который обеспечивает защиту от радиочастотных излучений и имеет отличный дизайн.

Управляющий компьютер предназначен для ввода и редактирования программы функционирования МПСУ, интерактивной отладки программы в различных режимах, задания режимов работы лабораторной установки, визуализации и обработки результатов экспериментов. Управление движением испытуемой электромашины (канал А) и нагрузочной электромашины (канал В) осуществляется от управляющего компьютера через МПСУ. Для управления каждым электроприводом НМ и ИМ используется отдельный (свой) набор модулей: ИУК – МС – УПУ.

В настоящее время основой построения унифицированных систем автоматизированного электропривода в отечественной и зарубежной практике служит структура подчиненного регулирования [2], содержащая ряд замкнутых контуров, последовательно охватывающих друг друга с типовыми регуляторами: пропорциональными (П), пропорционально-интегральными (ПИ), пропорционально интегрально-дифференциальными (ПИД). МПСУ выполняет следующие функции:

- реализация алгоритмов работы контуров подчиненной системы управления НМ и ИМ;
- выработка сигналов управления силовыми ключами и другими элементами УПУ;
- ввод сигналов обратных связей, поступающих с датчиков системы;
- выполнение функций аварийной защиты электроприводов.

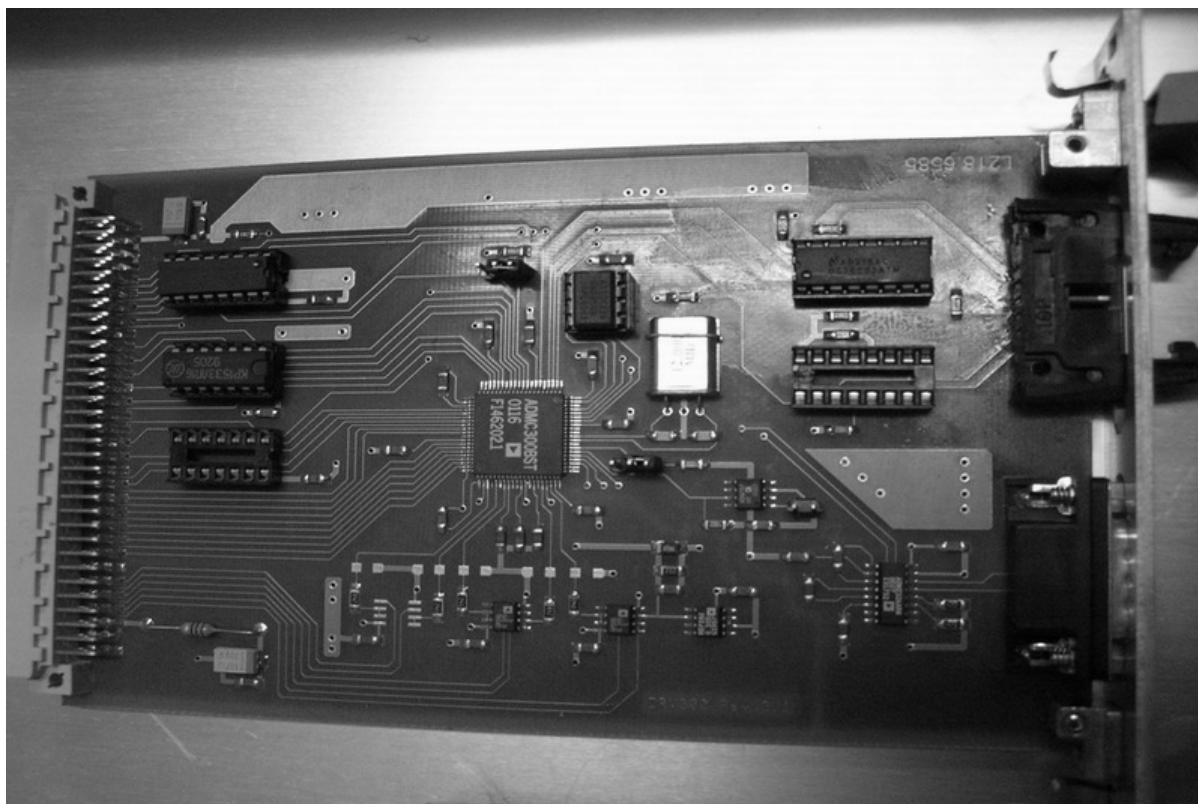


Рис. 2. Плата измерительно-управляющего контроллера

Измерительно-управляющий контроллер реализует все программные алгоритмы управления электроприводом, вырабатывает сигналы управления УПУ, воспринимает сигналы обратных связей через модуль сопряжения. Все составные части ИУК реализованы на базе специализированного DSP-микроконтроллера ADMC300 фирмы Analog Devices. Высокопроизводительное процессорное DSP-ядро реализует в реальном времени алгоритмы цифровых регуляторов и цифровых фильтров [1]. Встроенный 6-канальный широтно-импульсный (ШИМ) генератор формирует сигналы управления силовыми ключами преобразователей. АЦП предназначен для преобразования в цифровой код аналоговых сигналов обратных связей. Связь ИУК с управляющим компью-

тером осуществляется через COM-порт компьютера в соответствии со стандартом RS-232. Конструктивно ИУК выполнен в виде печатной платы габаритами 160*100 мм (рис. 2).

Модуль сопряжения предназначен для преобразования сигналов обратной связи по току и скорости к виду и величине, требуемым для ввода в ИУК.

Модуль УПУ состоит из выходного каскада транзисторного инвертора, датчика тока нагрузки и устройств гальванического разделения цепей управления от силовых цепей преобразователя. Выходной каскад транзисторного инвертора представляет собой импульсный усилитель мощности мостового типа, построенный на основе полевых транзисторов, снабженных индивидуальными схемами управления и защиты. Такое построение схемы позволяет избежать выхода из строя силовых приборов в случае перегрузки выходного каскада или короткого замыкания цепи нагрузки. Частота переключения силовых транзисторов выбирается в диапазоне от 1 кГц до 9 кГц, что позволяет исследовать электромагнитные процессы в системе электропривода на разных частотах коммутации цепи нагрузки.

Блок питания управления обеспечивает питание МПСУ. Он построен на основе стандартных DC-DC конверторов с гальванической развязкой входных и выходных цепей. В состав этого блока входит также устройство контроля и индикации величины питающих напряжений. Включение силовой части возможно только при наличии всех питающих напряжений и их соответствующей величине.

Блок питания силовой представляет собой источник вторичного электропитания с многократным преобразованием параметров электрической энергии и звеном повышенной частоты (ЗПЧ), который преобразует переменное напряжение питающей сети 220 В, 50 Гц в постоянное напряжение 27 В, необходимое для работы силовых узлов электроприводов. Вариант цепочечной структуры со звеном повышенной частоты в последние годы получает широкое распространение в приборных системах электропривода, что позволяет существенно улучшить массогабаритные и энергетические показатели энергетической подсистемы при бестрансформаторном входе по сравнению с трансформаторными схемами, работающими на промышленной частоте 50 Гц. К тому же цепочечные схемы с ЗПЧ менее чувствительны к характерным для электротехнических устройств и приборных электроприводов резким изменениям нагрузки, которые могут компенсироваться с помощью регулятора напряжения звена постоянного тока.

Программная часть лабораторного комплекса

Программная часть комплекса состоит из отладочного монитора, обеспечивающего функции взаимодействия измерительно-управляющего контроллера и компьютера, программы Power DSP Debugger, набора программ, реализующих алгоритмы управления различными преобразовательными устройствами, и виртуального программного пульта управления лабораторной установкой [3].

Программа Power DSP Debugger обеспечивает визуализацию на экране компьютера с использованием оконного интерфейса всех внутренних ресурсов ИУК, загрузку в контроллер программы функционирования и ее отладку в пошаговом режиме или в режиме реального времени (рис. 3). Отлаживаемая программа, загруженная в контроллер, отображается на экране компьютера в виде последовательности команд или в виде машинных кодов. Каждая команда программы может быть отредактирована в любом из видов представления непосредственно в памяти контроллера. После загрузки отлаживаемой программы в память контроллера каждая ее команда, отдельный фрагмент программы или вся программа целиком могут быть выполнены с оперативным отображением результатов функционирования. После отладки программы результаты сохраняются в отдельных файлах для дальнейшего анализа. Встроенный текстовый редактор

позволяет создавать отлаживаемые программы непосредственно в используемой среде. Таким образом, использование программы Power DSP Debugger позволяет пользователю самостоятельно создавать и отлаживать на реальном оборудовании программы управления исследуемыми системами [4].

Набор готовых программ управления электроприводами позволяет в короткие сроки организовать с помощью комплекса лабораторный стенд по изучению конкретных типов электромеханических систем. Программы реализуют алгоритмы управления устройствами в различных режимах испытаний, а также оперативный сбор и передачу в компьютер сигналов текущего состояния испытуемой системы.

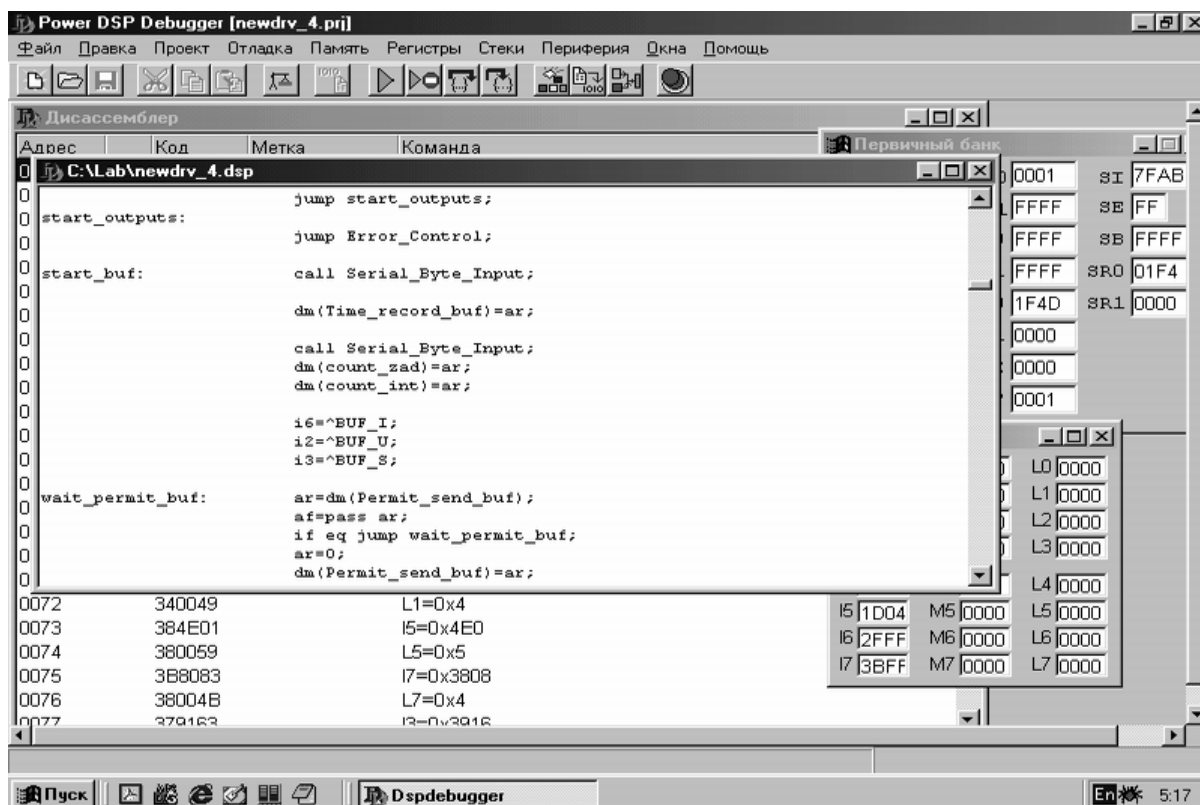


Рис. 3. Оконный интерфейс программы Power DSP Debugger

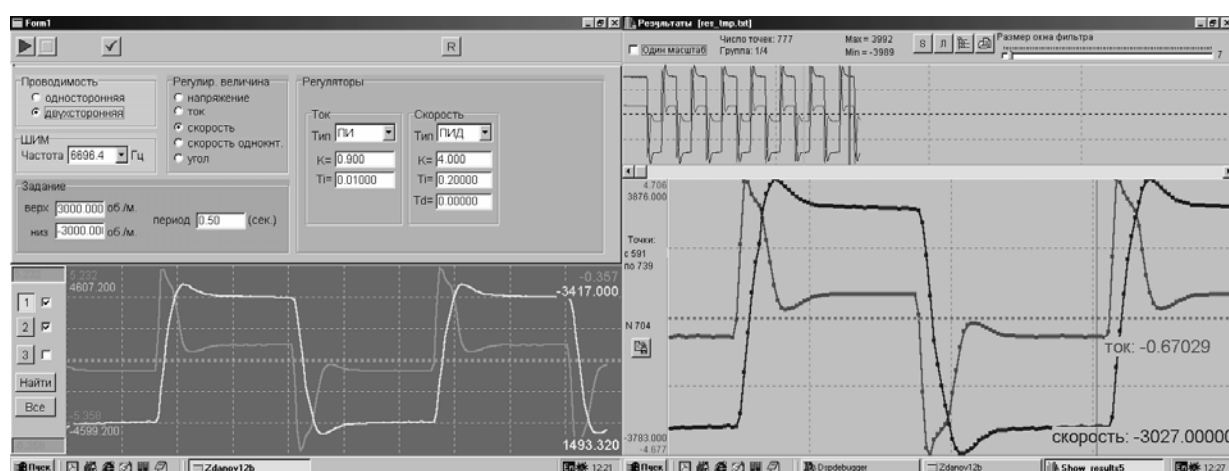


Рис. 4. Интерфейс виртуального пульта управления лабораторной установкой (слева), окно вывода результатов эксперимента (справа)

Для обеспечения возможности задания режимов работы, снятия необходимых характеристик исследуемых электроприводов и отображения результатов эксперимента

исследуемая система, помимо программы, реализующей алгоритм управления, комплектуется компьютерной программой, организующей на экране компьютера виртуальный пульт управления лабораторной установкой. Данный пульт позволяет задавать различные режимы работы установки, а также визуализировать в графическом и численном виде исследуемые параметры функционирования (рис. 4, слева).

Все получаемые результаты с помощью виртуального пульта могут быть сохранены в виде отдельных файлов для дальнейшей автоматизации подготовки студенческих отчетов об испытаниях. Окно вывода результатов эксперимента позволяет в реальном времени просмотреть весь эксперимент от начала до конца, вывести на экран одновременно несколько графиков, увеличить необходимый участок графика (рис. 4, справа). Таким образом, использование виртуального пульта управления позволяет исключить использование разнообразных реальных дорогостоящих измерительных приборов и сократить время оформления результатов исследований.

Заключение

Создание лабораторного комплекса «Прецизионный приборный электропривод с улучшенными энергетическими показателями и компьютерным управлением» с программно-аппаратной системой микропроцессорного управления электроприводами на современной элементной базе позволит внедрить и использовать в учебном процессе перспективную технологию на уровне мировых стандартов. Лабораторный комплекс может применяться для проведения лабораторных исследований при подготовке инженеров по специальности 140604 «Электропривод и автоматика промышленных установок и технологических комплексов» в рамках направления подготовки дипломированных специалистов 140600 «Электротехника, электромеханика и электротехнологии». Результаты работы по данному проекту могут быть использованы при создании прецизионных электроприводов устройств различного назначения (оптотехника, робототехника, полиграфия, станкостроение и т.д.).

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по гранту №63357, в рамках ведомственной научной программы «Развитие научного потенциала высшей школы» на 2005 год.

Литература

1. Томасов В.С., Толмачев В.А., Денисов К.М. Разработка учебного лабораторного комплекса: «Системы приборного электропривода с полупроводниковыми преобразователями и компьютерным управлением». / Индустрия образования: Сб. статей. Выпуск 3. М.: МГИУ, 2002. С. 78–82.
2. Рабинович Л. В., Петров Б. И., Терсков В. Г., Сушков С. А., Панкратьев Л. Д. Проектирование следящих систем. / Под общ. ред. Л. В. Рабиновича. М.: Машиностроение, 1969. 500 с., ил.
3. Борисов П.А., Денисов К.М., Жданов И.Н., Лукичев Д.В., Сеницын В.А., Томасов В.С. Лабораторный комплекс «Прецизионный приборный электропривод с улучшенными энергетическими показателями и компьютерным управлением». / Тезисы докладов II Всероссийской научно-практической конференции «Образовательная среда сегодня и завтра». Москва. 2005. С. 47–49.
4. Сеницын В.А., Денисов К.М., Гурьянов А.В. Пакет программ настройки и отладки контуров регулирования N-координатного электропривода (ЭНСТОД). / Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ. № 2005610208. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 21.01.2005 г.

РЕАЛИЗАЦИЯ БИЗНЕС-ПРОЦЕССОВ В СФЕРЕ ТПП С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ WF-ДИАГРАММ

Е.И. Яблочников, Ю.Н. Фомина, С.А. Дмитриев

Проектирование и управление компанией является очень сложной деятельностью, и ранее она осуществлялась интуитивно. Действительность, в которой живут современные предприниматели, сильно изменилась за последние годы.

Современный рынок ориентирован на удовлетворение потребностей конкретного клиента. Они теперь осведомлены о своем положении на рынке и о тех возможностях выбора, которые у них имеются. Продукция должна не только соответствовать запросам потребителя, но и поставляться наиболее подходящим способом и именно тогда, когда в ней возникает потребность [1]. В таких условиях критичными становятся параметры времени и стоимости выпускаемой продукции. Чтобы сохранить конкурентоспособность в этих условиях, компании вынуждены кардинально переосмыслить формы и способы ведения своего бизнеса. Необходимо использовать подходы, которые позволят в полной мере реализовать возможности новых технологий.

Таким образом, целью работы является поиск способов увеличения эффективности деятельности компаний. Для этого необходимо:

- исследовать деятельность компании и построить концептуальную модель производства, используя средства визуального моделирования;
- провести анализ этой модели, сравнивая варианты деятельности и используя средства имитационного моделирования;
- создать рабочие модели производственных процессов, используя графики управления потоками заданий Workflow.

Метод перепроектирования существующих бизнес-процессов с целью кардинального улучшения основных показателей деятельности компании получил название реинжиниринга. Современные информационные технологии позволили обеспечить комплексную поддержку всех этапов жизненного цикла изделия (PLM-решения – управление жизненным циклом продукта). Использование PLM-решений сводит задачу реинжиниринга ТПП к правильному выбору инструментальных средств (CAD, CAM, CAE, PDM, ERP), их адаптации, наполнению БД, организации обновленных бизнес-процессов ТПП с помощью механизмов управления заданиями, например Workflow [2].

Таким образом, в центре внимания разработчиков программного обеспечения оказались сложные информационные системы, не поддающиеся программированию «в лоб». Наиболее современным и продуктивным считается объектно-ориентированный подход к программированию. Этот подход реализован во многих инструментальных средствах, например в PDM-системах. Главная особенность жизненного цикла создания объектно-ориентированной системы заключается в том, что в ней отсутствует строгая последовательность отдельных этапов. Это метод называется возвратным. Анализ, перепроектирование и внедрение модифицированных процессов осуществляется по возвратной схеме (рис. 1).

Деятельность компании должна быть детально исследована, чтобы каждый, имеющий с ней дело, в любой ситуации располагал достаточной информацией для принятия наилучшего решения. Известно, что сложные вещи проще воспринимаются, если они каким-либо образом зрительно представлены, а не только описаны. Формальный способ визуализации чего-либо – построение моделей. Модель – это более или ме-

нее верное представление моделируемой сущности, выполненное с заданной степенью детализации [3].

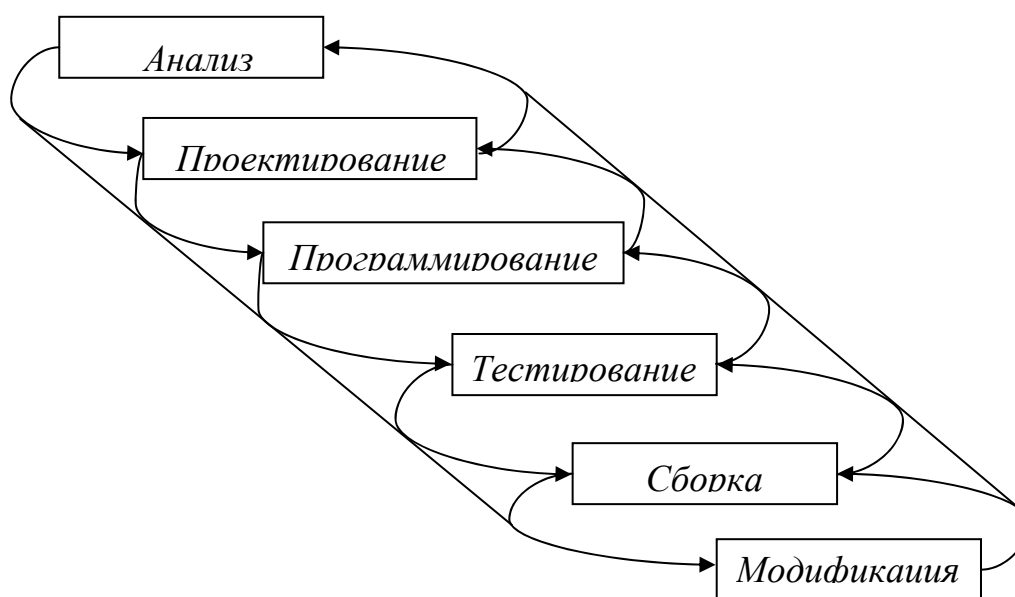


Рис. 1. Возвратная схема

Существуют различные методики моделирования бизнеса. Вот некоторые из них: методологии UP и разработанный на ее основе пакет Rational Rose, ARIS и разработанный на ее основе пакет ARIS Toolset и ADONIS фирмы BOS Information Technologies Consulting. Подобные методики позволяют создать концептуальную модель предприятия. Благодаря им можно непосредственно представлять в моделях плохо формализуемые знания менеджеров о бизнес-процессах, в частности, о рабочих процедурах. На их основе строятся рабочие модели и осуществляется связь между менеджерами и программистами.

Понять, как работает компания – значит построить концептуальную модель компании. На ее основе ищутся проблемные места и модифицируется структура бизнес-процессов компании.

Описание новой компании начинается с создания различных сценариев. Для каждого из них создается общее описание процесса, включающее исполнителей, заказчиков и сам процесс. Далее проводится имитационное моделирование различных процессов, например, при помощи компьютерной модели. Наконец, выбранная альтернатива реализуется. Реализация осуществляется средствами PDM-системы. С помощью специального модуля строятся диаграммы управления бизнес-процессами.

После проведения реинжиниринга новая компания ориентируется на процессы. При этом исполнители делятся не по отделам, а по группам, ориентированным на выполнение конкретной задачи. В результате появляется необходимость управления процессами. Исполнители на местах должны четко представлять суть задания и свою роль в его исполнении, а руководители – иметь возможность контролировать и по необходимости изменять процесс исполнения. Это, в свою очередь, позволяет следить за важнейшим фактором производства – временем процесса [3].

Без использования специальных средств управления практически нет возможности контролировать задание после того, как оно было запущено. На базе PDM-системы для каждого этапа ТПП можно запустить диаграмму управления бизнес-процессами. Это стало возможным благодаря использованию объектно-ориентированного подхода при описании проектов в PDM. Например, в «изделие» входят объекты «чертеж», «спецификация», «материал», «технологический процесс» и пр. С другой точки зрения каж-

дый из этих объектов является процессом, например: «чертеж изделия» – «Разработать чертеж изделия».

Основой для построения диаграммы управления является модель бизнес-процесса. Эти модели могут быть построены в любой из существующих систем моделирования. В данной работе используется система ADONIS. ADONIS дает возможность комплексного подхода к анализу за счет всестороннего описания (функционального, организационного и информационного) предметной области, реализованного в единой карте компании. С помощью этой системы осуществляется этап предварительного анализа и проектирования. Для создания рабочей модели предметной области ТПП использована PDM система SmarTeam. Методы формирования бизнес-процессов ТПП рассматриваются с помощью диаграмм управления потоками заданий модуля WorkFlow.

В системе ADONIS построена карта технической подготовки производства. Она представляет собой процедуру, содержащую соответствующую модель бизнес-процесса. Описание всей задачи представлено с помощью нескольких вложенных моделей, каждая из них соответствует конкретной подзадаче (рис. 2).

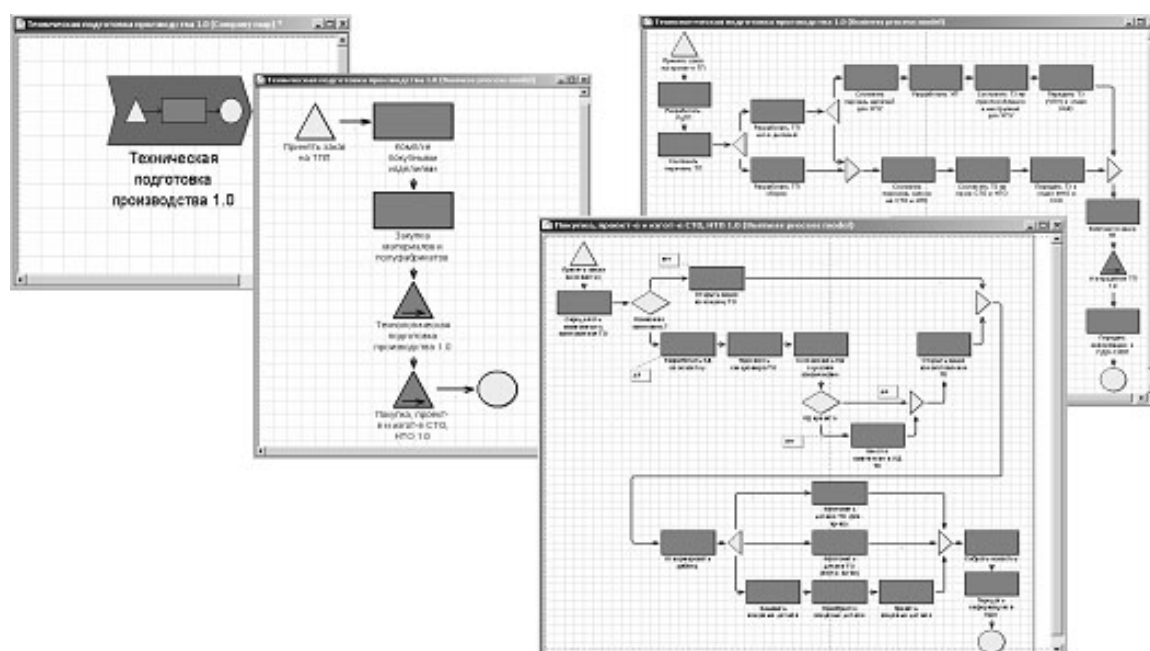


Рис. 2. Модель «Техническая подготовка производства»

С помощью WorkFlow возможно:

- легко и наглядно строить графики бизнес-процессов предприятия;
- назначать различные задания любому пользователю в процессе;
- распределять отдельных пользователей или группы по этапам бизнес-процесса. Более того, возможно динамическое перераспределение заданий;
- запускать процесс, выбрав его из списка ранее разработанных (шаблонов), указав заново необходимые документы, которые будут участвовать в данном процессе;
- автоматически отслеживать выполнение (задержку) заданий, направлять документы на следующий этап в процессе;
- определять точное местоположение (статус) документов внутри процесса, текущее состояние процесса;
- оперативно вносить изменения в структуру процесса, перенаправлять документооборот, назначать новых исполнителей, тем самым предотвращая возможность невыполнения задания и устраняя «узкие места»;

- встраивать в процесс исполнения задания макросы, активация которых происходит при выполнении кокого-либо заранее назначенного действия (динамический процесс).

Графики заданий (диаграммы) в подсистеме SmarTeam Workflow представляют собой совокупность блоков и соединителей, по которым информация перемещается от одного узла или состояния к другому. Блок определяет производственное задание и его характеристики. При составлении диаграммы для каждого этапа указываются такие свойства, как пользователь (действия которого в рабочем процессе соответствуют этому узлу графика), задание, а также сроки и прочие условия. График заданий имеет один стартовый (начальный) узел, соответствующий началу работ, и один конечный, достижение которого говорит о завершении выполнения графика. Диаграмма описывает общую схему производственного процесса безотносительно к объекту, для которого этот процесс применяется.

После того, как график создан, он может быть использован для запуска процесса выполнения конкретного задания. При этом происходит «привязка» графика к конкретной ситуации.

Сам процесс выполнения происходит следующим образом. После инициирования процесса запускаются на выполнение те этапы графика, которые непосредственно связаны соединителями со стартовым узлом. Пользователи, назначенные на процесс, средствами внутренней электронной почты получают уведомления о необходимости отработать указанные задания и всю необходимую информацию. Если задание выполнено, то это иницирует следующие этапы, и т.д. до завершения процесса в конечном узле графика.

Графики заданий предусматривают возможность создания последовательных, параллельных, а также комбинированных путей (соединений). Задания в графиках могут иметь так называемые триггеры (переключатели) событий. С их помощью можно инициировать другой график заданий или программу-скрипт [2].

Возвращаясь к моделям бизнеса, следует отметить, что блоки диаграмм (функциональные компоненты) соответствуют узлам, а отношения между ними (связи) — соединителям графика Workflow. Узел графика характеризуется также исполнителями данного действия и сроками сдачи работы; на диаграммах ADONIS эти данные отражаются в свойствах функциональной компоненты. На рис. 3 представлены графики WF, соответствующие приведенной выше модели ADONIS «Техническая подготовка производства».

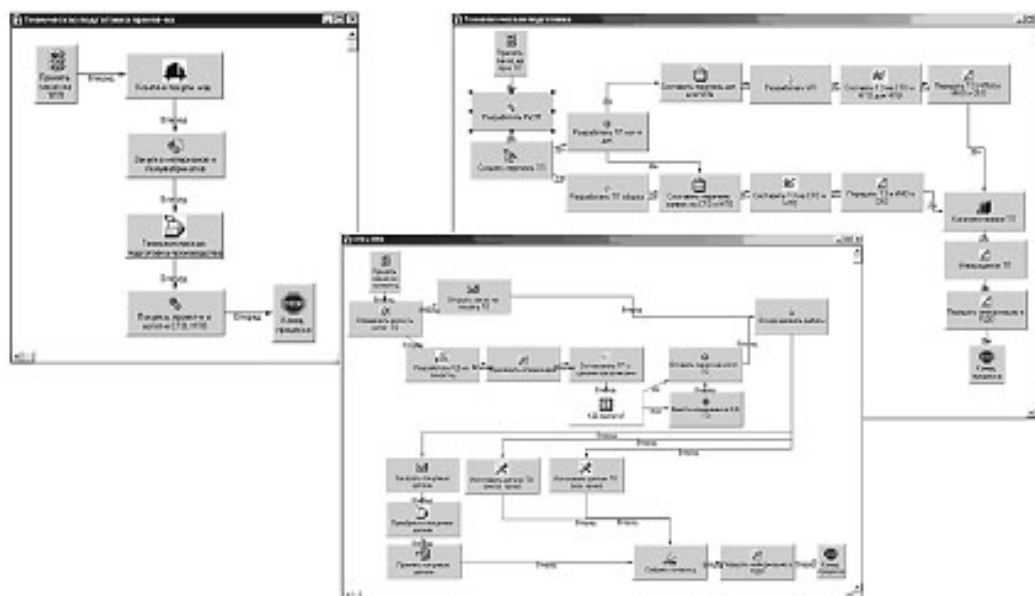
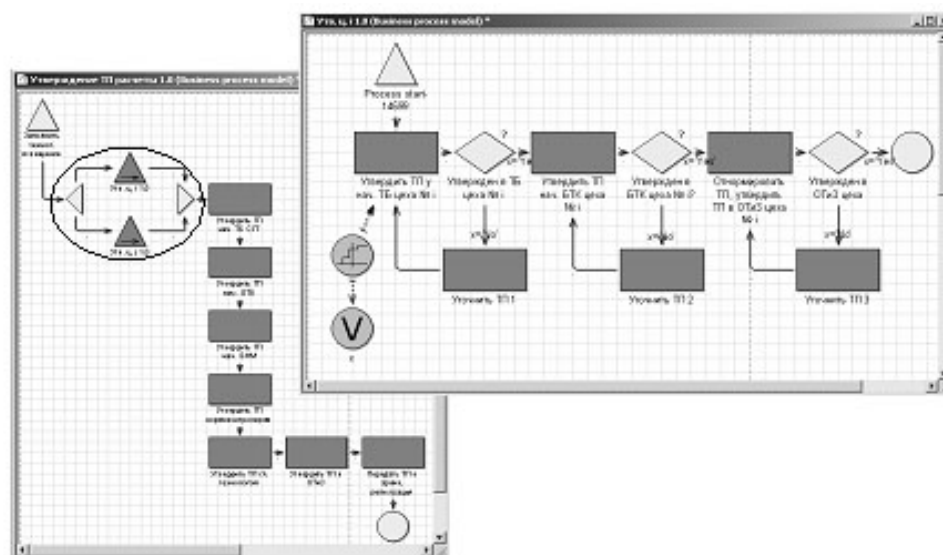


Рис. 3. Рабочая модель процесса «Техническая подготовка производства», выполненная с использованием WF-диаграмм

Эффективность применения графиков WorkFlow можно оценить с помощью метода имитационного моделирования. Для этого используется специальный блок системы ADONIS. Оценка производится на примере модели «Утверждение технологической документации (ТД)» (рис. 4).



Сравниваются варианты проверки ТД на бумажном носителе и в электронном виде с использованием WF. Результаты временного анализа представлены на рис. 5.

Расчет времени при утверждении ТП на бумажном носителе	Расчет времени при утверждении ТП с использованием WF
---	--

	Expectation
Execution time	00:001:07:49:50
Waiting time	00:036:02:54:22
Resting time	00:006:01:39:54
Transport time	00:000:05:32:29
Cycle time	00:045:01:56:43
Costs	0.000000

	Expectation
Execution time	00:001:07:56:41
Waiting time	00:002:07:01:41
Resting time	00:000:00:00:00
Transport time	00:000:00:00:00
Cycle time	00:003:02:15:31
Costs	0.000000

На рисунке особо выделены время ожидания (Waiting time) проверки документом и время цикла всего процесса утверждения ТД (Cycle time). Причина столь существенной оптимизации заключается в ужесточении временных нормативов и распараллеливании работ. Деятельность сотрудников становится более организованной, исключаются затраты времени на ожидание транспортировки (Resting time) и транспортировку (Transport time). Время ожидания резко снижается за счет личной ответственности исполнителя за успешное выполнение проекта.

Workflow позволяет рационализировать бизнес-процессы посредством объединения людей, информации и процессов. Пакет Workflow является новым решением проблемы управления, и спроектирован так, чтобы дать пользователям Workflow возможность отслеживать и наблюдать процессы, а также управлять ими.

Литература

1. Зильбербург Л.И., Молочник В.И., Яблочников Е.И. Реинжиниринг и автоматизация технологической подготовки производства в машиностроении // СПб: Компьютербург, 2003. 152 с.
2. Яблочников Е.И. Методологические основы построения АСТПП. // СПб: СПбГУ ИТМО, 2005. 84 с.
3. Ойхман Е.Г., Попов Э.В. Реинжиниринг бизнеса: реинжиниринг организаций и информационные технологии. // М.: Финансы и статистика, 1997. 336 с.

КОНЦЕПЦИЯ ПОСТРОЕНИЯ ЭКСПЕРТНОЙ СИСТЕМЫ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО НАЗНАЧЕНИЯ С ПРИМЕНЕНИЕМ МЕТОДОВ ВИРТУАЛЬНОГО СТРОКОВОГО ПРОСТРАНСТВА

А.Н. Сисюков, А.Н Филиппов

Целью работы является изложение метода специализированного представления данных и знаний, позволяющего одновременно с разработкой новых алгоритмов и программ использовать программно-математический аппарат, имеющийся у существующих систем автоматизации проектирования технологических процессов (САПР ТП). Описан специальный способ организации БЗ и БД, определенный как виртуальное строковое пространство технологических данных (ВСПТД) [1], и его применение при построении экспертной системы (ЭС). В рамках данного представления определено множество типов фреймов, применение которых существенно упрощает описание и программирование сложных объектов. В качестве таковых могут выступать как непосредственно технологические объекты – деталь, инструмент и т.д., так и абстрактные: формулы, анкеты ввода, тексты переходов и т.п.

Задача проектирования технологических процессов сводится к выполнению ряда независимых модулей, каждый из которых при этом может использовать результаты других. Их взаимодействие осуществляется с помощью универсального интерфейсного модуля (ИМ) через виртуальное строковое пространство, в котором накапливаются и обновляются сведения по данному технологическому процессу.

Знания представляются в виде правил вывода (продукций) и фреймов. Интерпретация правил осуществляется с помощью дедуктивной машины вывода (ДМВ) [2].

Определение виртуального строкового пространства технологических данных (ВСПТД). Данные, известные системе в текущий момент, называются фактами. Каждый факт представляется в виде триплета $\Phi = \langle \text{Prefix}, \text{Name}, \text{Value} \rangle$, где *Prefix* – префикс, *Name* – имя параметра, *Value* – значение параметра. Здесь префикс обеспечивает контекстное понятие параметра, т.е. указывает на конкретный описываемый объект. Например, если *L* – имя параметра, указывающее в общепринятых обозначениях длину описываемого объекта, то выражение *Z.L* будет обозначать длину заготовки, при условии, что *Z* – это префикс, указывающий на объект «заготовка».

Таким образом, формируется некоторое множество (пространство) фактов *F*, которое в процессе проектирования размещается в виртуальном строковом пространстве технологических данных (ВСПТД):

$$F = \bigcup \Phi_i$$

где Φ_i - триплет *i*-го факта.

Представление данных в системе осуществляется в виде триплексных строк $S = \nu Si$ ($Si = \langle Pi, Li, Zi \rangle$)

$\langle \text{Префикс.Имя} \rangle = \langle \text{Значение} \rangle$;

Например: \$A.NM='Токарная'; или \$E.D=12.67. Здесь префикс “A” обозначает ОПЕРАЦИЮ, имя “NM” обозначает НАИМЕНОВАНИЕ, что дает в результате НАИМЕНОВАНИЕ ОПЕРАЦИИ = ‘ТОКАРНАЯ’;

Построение ЭС с использованием ВСПТД предполагает создание словаря метаданных, занимающего ключевую позицию в системе в целом.

Структура словаря. Структура для первых трех граф имеет вид: имя поля, формат поля, наименование поля.

Имя поля формируется в соответствии с правилами организации триплетов [2] и применяется при обмене табличных данных с триплексными строками.

Формат поля, разрешенный для объявления, может быть следующего вида:

- 999999 или 9(6) – целое число;
- 999V999 или 9(3)V9(3) или 999V9(3) – действительное без знака;
- S999V999 или S9(3)V9(3) – действительное со знаком;

- XXXX или X(4) – текст.

Другие графы. При формировании словарь может быть снабжен дополнительными графами, которые призваны выполнять установленные функции в проектируемой системе. Например, для организации работы управляющего модуля организуется графа, содержащая номер/код функции, обеспечивающей методы работы с данным полем.

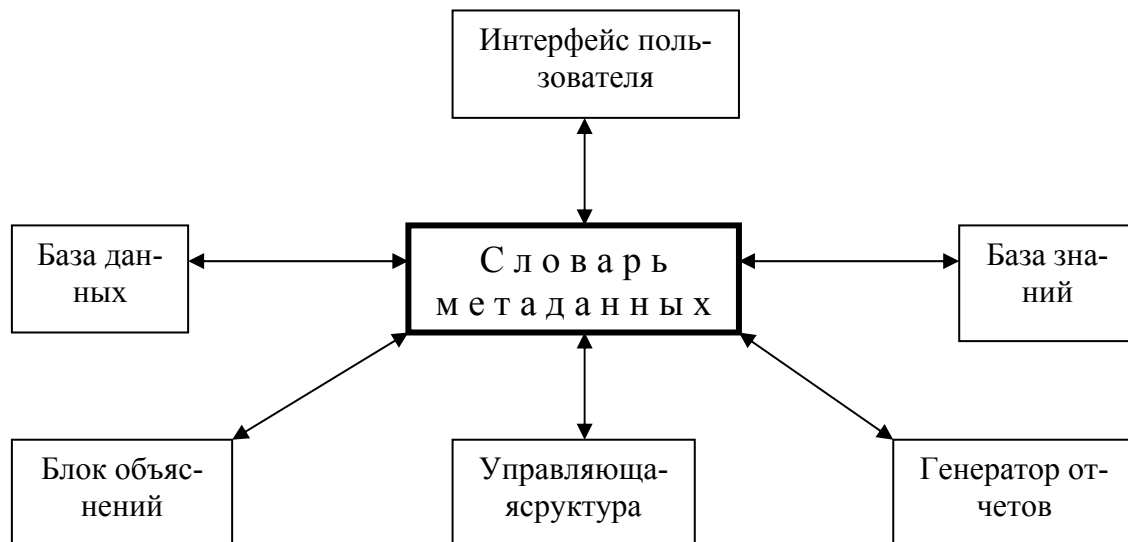


Рис. 1. Единый словарь метаданных создается для всех разрабатываемых систем на уровне интерфейса

Требования к представлению знаний определяются следующими категориями:

- уровень формализма,
- уровень абстрагирования,
- принцип наименьшей предвзятости,
- работа с геометрической информацией,
- готовность к адаптации.

Представление знаний в виде фреймов. Фрейм – это то «минимально необходимое», без чего не существует объект, явление, процесс, о котором идет речь.

Вид фрейма:

“ТЕКСТ” ::= “БУКВА” / “ТЕКСТ БУКВА”

, где БУКВА ::= А / Б / В / Г / ... / Я / А / В / С / D ... / Z

СЛОТ ::= \$ P.NAME

Дополнительная информация ::= < ТЕКСТ > / “ТЕКСТ СЛОТ”

ПЕРЕХОД ::= “ТЕКСТ” / “ПЕРЕХОД СЛОТ” / “ПЕРЕХОД Дополнительная информация”.

Можно назвать такие группы представления знаний в виде фреймов, как фреймы-переходы, фреймы-операции, фреймы-формулы, фреймы-таблицы, фреймы-терминалы, фреймы-документы, фреймы-объяснения, фреймы-запросы.

Далее показаны примеры некоторых типов фреймов.

Пример «фрейм-формула»:

$$N = \frac{B \times L \times K_1 \times K_2}{n \times 10^6}$$

где N – норма расхода (Z.NRM); B – ширина листа (Z.B); L – длина листа (Z.L); K_1 – весовая характеристика материала (M.VH); K_2 – коэффициент отходов в заготовительном производстве (M.KTOT); n – количество деталей из заготовки (Z.KD).

Приведенная формула будет представлена в ВСПТД в виде следующей триплетной строки:

$SZ.NRM = SZ.B * SZ.L * \$M.VH * \$M.KTOT / (\$Z.KD * 10^{**6}) //;$

Пример «фрейм-переход»:

“Точить” \$L.NM “Выдерживая размеры” \$L.D \$L.L <Выдерживая / SR.U = 300>

Виды знаний. При проектировании ЭС обычно применяются (рис. 2) знания первого рода (полученные от эксперта) и знания второго рода (книги, справочники, словари). В современных условиях весьма существенными оказываются знания, полученные из коммуникационной сетевой среды. Эти знания мы определим как **знания третьего рода**.

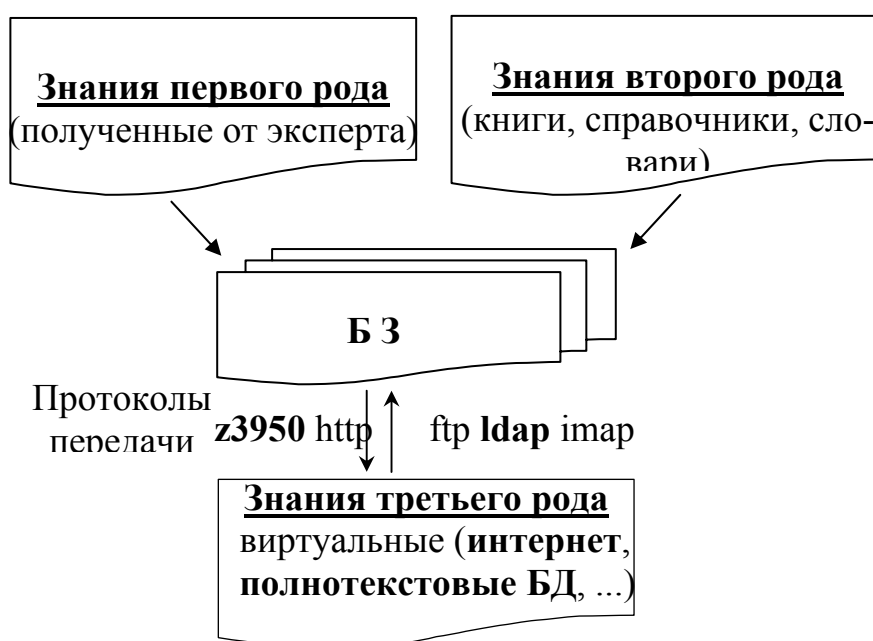


Рис. 2. Виды знаний в ЭС

Таблицы как фреймы. Таблица в ВСПТД является полноценным объектом и может представляться в виде триплета. Такой объект имеет свою определенную структуру (рис. 3).

Возможно использование таблицы по некоторому условию, например:

ЕСЛИ сверло общего назначения **ТО** применить таблицу ‘121105113’

Представление знаний в виде правил вывода (продукций). Формальное представление продукции имеет вид

ЕСЛИ УСЛОВИЕ ТО ДЕЙСТВИЕ,

где **УСЛОВИЕ** – булева формула, включающая кванторы существования типа **ЕСТЬ_В_ОП** (присутствует в операции), а **ДЕЙСТВИЕ** может быть следующим:

- формирование фрейма;
- обращение к решающей таблице;
- формирование целевой функции, не исполняемой ДМВ;
- запрос данных в диалоге.

Номер применяемого правила заносится в один из списков по принципу:

- правило выполнено и принято к исполнению («выстрелено»);
- правило выполнено, но не принято к исполнению;
- правило не выполнено.

Пример продукции:

ЕСЛИ вид обработки СВЕРЛИТЬ **И** **НЕТ** технических требований **ТО** выбрать сверло общего назначения.

Приведенная продукция будет записана в ВСПТД в виде строки:

ЕСЛИ (($\$L.WOB = 25$ **ИЛИ** $\$L.WOB = 27$) **И** **НЕТ**($\$A.TT$)) **ТО** $\$E.KTS [1,2] = '21'$

При этом возможны значения параметра $\$L.WOB$:

- 025 – рассверлить;
- 027 – сверлить.
- Возможные значения параметра $\$E.KTS$:
- 21 – сверло общего назначения.

Префиксы и имена триплетов в словаре метаданных могут представлять тот или иной объект:

L – элемент обработки;

WOB – вид обработки;

E – инструмент;

KTS – шифр инструмента.



Рис. 3. Структура объекта - таблица в ВСПТД

Использование основных принципов гибридной экспертной системы (ГЭС).
Можно сформулировать следующие принципы:

- как прикладные программы, так и ДМВ работают с одним и тем же пространством данных, связь с которым обеспечивает специальный интерфейсный модуль (ИМ);
- любая прикладная программа имеет возможность в случае необходимости через СУБЗ и ДМВ обращаться к БЗ;
- любая прикладная программа имеет возможность через СУБД обращаться к БД.
- создается единый словарь метаданных;

- обеспечивается интерфейс между уже разработанными системами и словарем метаданных;
- всякая новая система базируется на едином словаре метаданных.

Таким образом, в работе изложен метод специализированного представления данных и знаний, позволяющий одновременно с разработкой новых алгоритмов и программ использовать программно-математический аппарат, имеющийся у существующих систем автоматизации проектирования технологических процессов (САПР ТП). Описан специальный способ организации БЗ и БД, определенный как ВСПТД, и его применение при построении экспертной системы (ЭС). В рамках данного представления определено множество типов фреймов, применение которых существенно упрощает описание и программирование сложных объектов при соответствующей доработке.

Литература

1. Сисюков А.Н. Виртуальное строковое пространство технологических данных // XXXII Неделя науки СПбГПУ, Материалы межвузовской научно-технической конференции, 2004.
2. Филиппов А. Н. Разработка и исследование методов экспертных систем в САПР ТП механической обработки. / Диссертация на соиск. к.т.н. Л., 1991.
3. Люгер Д.Ф. Искусственный интеллект. Стратегии и методы решения сложных проблем. М.: Вильямс, 2003.

ОРГАНИЗАЦИЯ ИНФОРМАЦИОННОГО ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ЦЕНТРА НА БАЗЕ WEB – ТЕХНОЛОГИЙ

А.В. Голубев

В настоящее время информационные технологии развиваются стремительно. Предприятия отказываются от хранения информации на бумажных носителях, в геометрической прогрессии растут электронные архивы с материалами по технологии производства. Существует множество систем, хранящих в себе информацию о поставщиках сырья и материалов, о производителях той или иной оснастки, основного и вспомогательного оборудования. Несомненно, мы в состоянии получать разрозненную информацию из этих систем, но, к сожалению, редко удается объединить в себе столь различные данные в единое информационное пространство.

Когда интеграции подлежит множество источников данных, например в хранилищах, интегрированных системах баз данных или глобальных информационных Интернет-системах, актуальной становится проблема повышения качества хранимой информации. Возрастает необходимость в очистке данных, в выявлении и удалении ошибок и несоответствий в данных. Это происходит оттого, что источники часто содержат разрозненные данные в различном представлении [1]. Речь в данной статье пойдет об объединении многих источников, структуризации данных по различным направлениям с предоставлением пользователю возможности одновременно оценивать анализируемую информацию по множеству критериев.

Можно выделить следующие задачи создания центра технологической информации (ЦТИ) на базе полномасштабных хранилищ данных (ХД):

1. выбор критериев отбора, поиск и сбор информации;
2. ETL-процесс (ETL – extraction, transformation, loading);
3. агрегирование и формирование представлений данных с использованием OLAP-технологий (OLAP – On-line Analytical Processing);
4. формирование клиентского рабочего места на базе web-технологий.

Задача выбора критериев отбора данных в ХД является определяющей, так как необходимо предусмотреть, какая информация и в каком разрезе может понадобиться конечному пользователю в будущем. Поиск и сбор информации ведется в производственных архивах, интегрированных системах баз данных или глобальных информационных Интернет-системах. Поисковая система может быть основана на использовании полнотекстового поиска и должна обеспечивать постоянную актуализацию информации, получение и отбор новейших технических разработок.

ХД требуют и одновременно обеспечивают всестороннюю поддержку очистки данных. Они загружают и постоянно обновляют огромные объемы данных из различных источников, поэтому вероятность попадания в них «грязных данных» весьма высока. Более того, ХД используются для принятия решений, следовательно, чтобы некорректные данные не привели к некорректным выводам, жизненно необходимо проводить корректировки таких данных. Например, дублирующаяся или утраченная информация может стать причиной некорректной или неадекватной статистики («мусор на входе – мусор на выходе»). Ввиду большого спектра возможных несоответствий в данных и большого объема данных, их очистка считается одной из самых крупных проблем в технологии создания ХД [1].

На этапе работы так называемого ETL-процесса (extraction, transformation, loading – извлечения, преобразования, загрузки), показанного на рис. 1, дальнейшее преобразование данных связано с трансляцией схемы/данных и интеграцией, а также с фильтрацией и агрегацией данных, предназначенных для ХД. Как показано на рис. 1, вся очистка данных обычно выполняется в отдельной области подготовки данных до загрузки преобразованных данных в хранилище.

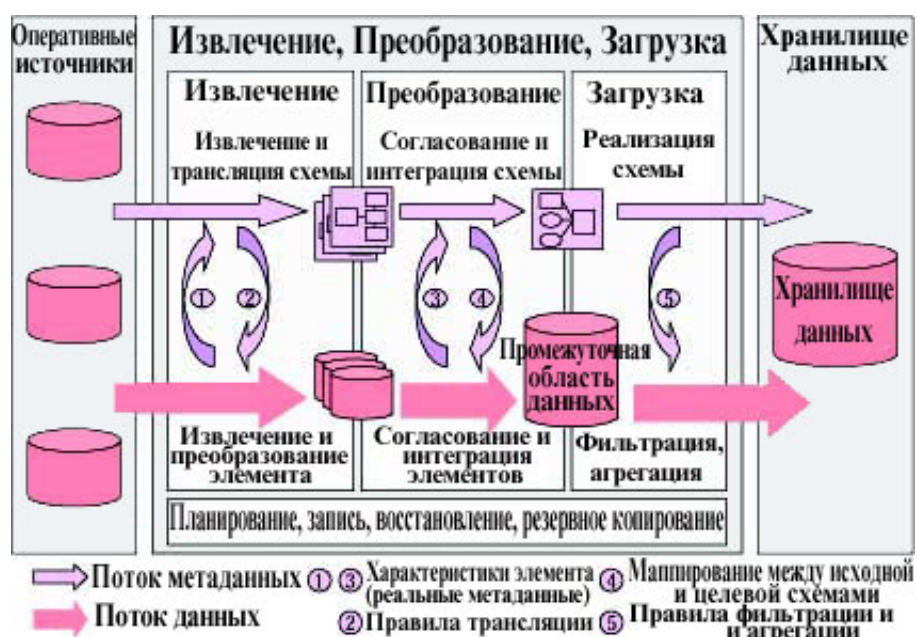


Рис. 1. Шаги построения хранилища данных: ETL-процесс

Для того чтобы инициировать процесс ETL, применяются программы извлечения данных для чтения записей в исходной базе данных и для подготовки информации, хранящейся в этих записях, к процессу преобразования. Чтобы извлечь данные из исходной базы данных, можно выбрать один из трех вариантов – создать собственные программы, обратиться к готовому специализированному инструментарию ETL или использовать сочетание и того и другого.

После того как процедуры извлечения завершили сбор данных, процедуры преобразования могут подготовить эти данные к размещению в новом месте. Существует несколько методик преобразования, в том числе объединение, перевод значений, создание полей и фильтрация. Затем данные, преобразованные для размещения в базе данных назначения, загружают для записи в новую базу данных. Во время этого этапа необходимо определить, будут ли данные переноситься периодически или постоянно. Периодическое пополнение данных выполняется регулярно, например, ежедневно, еженедельно или ежемесячно. Этот подход, иногда называемый переносом мгновенного снимка, предполагает «захват» состояния операционной системы в определенный момент времени. Если пользователям необходима текущая информация, постоянное обновление позволяет загружать данные в базу данных назначения в оперативном режиме. Постоянное тиражирование требует выделенного высокоскоростного канала связи. Выбор между периодическим и постоянным обновлением будет зависеть от того, насколько пользователям необходима оперативная информация, а также от доступной инфраструктуры и бюджета.

Большинство инструментальных средств ETL поддерживают и постоянную, и периодическую загрузку данных. Усовершенствованные продукты также позволяют выполнять перенос не всех, а только изменившихся данных, что значительно сокращает нагрузку на канал связи. Можно также классифицировать загрузку данных в зависимости от того, какой метод применяется для тиражирования информации. При push-тиражировании исходное приложение «проталкивает» преобразованные данные в приложение назначения. При pull-тиражировании приложение назначения «вытаскивает» данные по мере необходимости, например в том случае, когда конечный пользователь посылает запрос. Можно также спроектировать процедуры загрузки, которые используют процессы обоих типов. При таком подходе исходное приложение, как правило,

передает данные в промежуточную базу данных, где они преобразовываются, а затем по мере необходимости извлекаются приложением назначения по мере необходимости. Такой «смешанный» подход требует больше дискового пространства, но может увеличить производительность.

Следующей целью при создании ЦТИ является решение задачи агрегирования и формирования представлений данных. В самом простом варианте для ХД применяется модель данных, которая лежит в основе транзакционной системы. Если, как это часто бывает, транзакционная система функционирует на реляционной СУБД (Oracle, Informix, Sybase и т. п.), самой сложной задачей становится выполнение запросов ad-hoc, поскольку невозможно заранее оптимизировать структуру БД так, чтобы все запросы работали эффективно. Однако практика принятия решений показала, что существует зависимость между частотой запросов и степенью агрегированности данных, с которыми запросы оперируют, а именно: чем более агрегированными являются данные, тем чаще запрос выполняется. Другими словами, круг пользователей, работающих с обобщенными данными, шире, чем тот, для которого нужны детальные данные. Это наблюдение легло в основу подхода к поиску и выборке данных, называемого оперативной аналитической обработкой (On-line Analytical Processing, OLAP). OLAP-системы построены на двух базовых принципах:

- все данные, необходимые для принятия решений, предварительно агрегированы на всех соответствующих уровнях и организованы так, чтобы обеспечить максимально быстрый доступ к ним;
- язык манипулирования данными основан на использовании бизнес-понятий [3].

В основе OLAP лежит понятие гиперкуба, или многомерного куба данных, в ячейках которого хранятся анализируемые (числовые) данные, например, размеры обрабатываемых деталей. Измерения представляют собой совокупности значений других данных, скажем, используемые станки и оснастка. В простейшем случае двумерного куба (квадрата) получаем таблицу, показывающую значения величины обрабатываемой детали по станкам и оснастке. Дальнейшее усложнение модели данных может идти по нескольким направлениям:

- увеличение числа измерений – данные о деталях не только по станкам и оборудованию, но и по регионам. В этом случае куб становится трехмерным;
- усложнение содержимого ячейки – например, нас может интересовать не только форма и размеры, но и размеры детали или марка материала. В этом случае в ячейке будет несколько значений;
- введение иерархии в пределах одного измерения – общее понятие технологии естественным образом связано с иерархией значений: операции, переходы и т. д.

При определении программно-технологической архитектуры хранилища следует иметь в виду, что система принятия решения, на какие бы визуальные средства представления она ни опиралась, должна предоставить пользователю возможность детализации информации. Специалист, получив интегрированное представление данных и/или выводы, сделанные на его основе, может затребовать более детальные сведения, уточняющие источник данных или причины выводов. С точки зрения проектировщика системы поддержки принятия решения (СППР) это означает, что необходимо обеспечить взаимодействие СППР не только с ХД, но и в некоторых случаях с транзакционной системой.

Несколько лет назад для ХД было предложено использовать схемы данных, получившие названия «звезда» и «снежинка». Суть технологии проектирования этих схем заключается в выделении из общего объема информации собственно анализируемых данных (или фактов) и вспомогательных данных (называемых измерениями). Необходимо, однако, отдавать себе отчет в том, что это приводит к дублированию данных в

хранилище, снижению гибкости структуры и увеличению времени загрузки. Все это – плата за эффективный и удобный доступ к данным, необходимый в СППР.

Несмотря на то, что предсказать, какую именно информацию и в каком виде запрос получит пользователь, работая с СППР, практически невозможно, измерения, по которым проводится анализ, достаточно стабильны. В процессе подготовки того или иного решения пользователь анализирует срез фактов по одному или нескольким измерениям. Анализ информации, исходя из понятий измерений и фактов, иногда называют многомерным моделированием данных (MultiDimensional Modelling, MDM). Таблицы фактов обычно содержат большие объемы данных, тогда как таблицы измерений стараются сделать поменьше. Этому подходу желательно придерживаться потому, что запрос по выборке из объединения таблиц выполняется быстрее, когда одна большая таблица объединяется с несколькими малыми. При практической реализации ХД небольшие таблицы измерений иногда удается целиком разместить в оперативной памяти, что резко повышает эффективность выполнения запросов.

Поскольку в ХД, наряду с детальными, должны храниться и агрегированные данные, в случае «снежинки» или «звезды» появляются таблицы агрегированных фактов (агрегатов). Подобно обычным фактам, агрегаты могут иметь измерения. Кроме того, они должны быть связаны с детальными фактами для обеспечения возможной детализации. На практике ХД часто включают в себя несколько таблиц фактов, связанных между собой измерениями, которые таким образом разделяются между несколькими таблицами фактов. Такая схема носит название «расширенная снежинка», и именно она, как правило, встречается в ХД.

Для достижения наивысшей производительности иногда используют подход, при котором каждая «звезда» располагается в отдельной базе данных или на отдельном сервере. Хотя такой подход приводит к увеличению размера дискового пространства за счет дублирования разделенных измерений, он может оказаться весьма полезным при организации витрин данных.

При проектировании структуры ХД часто возникает желание использовать как можно больше агрегатов и за счет этого повысить производительность системы. Нетрудно подсчитать, что для модели «звезда» с 10 измерениями можно построить $10! = 3.63$ миллиона различных агрегированных значений, размещение которых в памяти при установлении связей с соответствующими измерениями приведет к резкому увеличению занимаемого дискового пространства и замедлению доступа к данным. Другая крайность состоит в использовании слишком малого числа агрегатов, а это может привести к необходимости выполнять агрегирование динамически, что заметно снижает эффективность запросов. По некоторым оценкам, при определении оптимального количества агрегатов следует придерживаться принципа 80:20 – 80% ускорения достигается за счет использования 20% кандидатов на агрегаты.

После того, как построено ХД, необходимо сформировать клиентские рабочие места. Так как разработка и создание ХД – весьма трудо- и ресурсоемкая процедура и использование этой технологии в рамках одного предприятия нерентабельно, то предполагается централизованное создание хранилища и обеспечение доступа в созданном представлении через Internet. В настоящее время существует большое количество фирм-поставщиков клиентских приложений для OLAP, в нашу задачу входит изучение этого многообразия и подбор приложения, удовлетворяющих нашим требованиям.

Использование ХД в анализе технологической информации позволяет наглядно представить процесс выбора той или иной технологии, выбора предприятия подрядчика, оптимальный подход к определению способа обработки. Все эти материалы можно увидеть в различных разрезах и аспектах, одновременно получая информацию о стоимости и контактах.

На рис. 2 изображен конечный результат поиска и просмотра информации по оборудованию для методики быстрого прототипирования. По заданным критериям о стране-производителе, технологии и классификации получен список оборудования с уточняющими параметрами. В качестве информации предоставляется стоимость оборудования, критерии оценки параметров оборудования, дополнительно высвечивается уточняющая информация с контактами производителя.

Сводная таблица Microsoft Office 11.0		Технология		Классификация	
All Технология		All Классификация			
				материал	
				Порошки	Жидкие
Страна	Компания	Станок	Плюсы	Стоимость	Плюсы
Israel	OBJET GEOMETRIES LTD. HEADQUARTERS адрес: 2 Holzman St., Science Park P.O.Box 2496 факс: 972-8-931-4315 телефон: 972-8-931-4314 Company Url: www.2objet.com	EOSINT M EOSINT P VANGUARD™ S12 Итого	7 0 0 8 15	6000 0 0 6500 12500	
Russia			15	12500	
USA	3DSYSTEMS адрес: 26081, Avenue Hall Valencia, CA 91355 факс: (888) 294-840	EDEN 260 EDEN 330			0 0 5

Рис.2. Сводная таблица

Литература

1. Эрхард Рам, Хонг Хай До. Очистка данных: проблемы и актуальные подходы. <http://www.iso.ru/journal/articles/108.html>
2. Скотт Стейначер. ETL – ключ к готовности и корректности данных. // Электронный журнал «Computerworld Россия». № 03/2001. <http://www.osp.ru/cw>
3. Львов В. Создание систем поддержки принятия решений на основе хранилищ данных. <http://www.osp.ru/dbms/1997/03/30.htm>

ИНТЕГРАЦИЯ САПР ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ С PDM-СИСТЕМОЙ SMARTTEAM

М.С. Варакин

Автоматизированная система технологической подготовки производства (АСТПП) представляет собой сложную информационную систему, в которой, кроме специализированных подсистем, применяется комплекс универсальных инструментальных средств CAD/CAE/CAM. Исследования последних лет показывают, что управление АСТПП и отслеживание ее жизненного цикла целесообразно выполнять с помощью PDM-систем.

Системы автоматизированного проектирования технологических процессов (САПР ТП) представляют собой комплекс программных средств, решающий задачи построения маршрутно-операционных ТП механообработки, сварки, сборки и т.д. САПР ТП используют информацию из распределенных и разнородных источников и поставляют ее в АСТПП. Затем обобщенная информация передается в АСУ предприятия. Организация эффективного взаимодействия САПР технологических процессов с АСТПП в этих условиях является важной и актуальной задачей, решение которой может быть выполнено лишь на основе применения современных информационных технологий (WEB-технологий).

В настоящее время можно выделить следующие основные направления применения WEB-технологий в ТПП:

1. организация единого информационного пространства для различных подсистем ТПП;
2. создание удаленных баз данных технологического назначения;
3. создание WEB-приложений для подсистем АСТПП;
4. создание технологического центра для актуальной информации о существующих в мире технологических ресурсах;
5. интеграция разнообразных САПР ТП с автоматизированной системой управления предприятием.

Методология интеграции САПР ТП с АСТПП предполагает, что организация взаимодействия между подсистемами ТПП возможно лишь на основе единого информационного пространства (ЕИП). Организация ЕИП (рис. 1) должна основываться на использовании языка программирования XML – многофункционального формата представления данных. Выбор языка XML вызван возможностью описать с его помощью целый класс объектов данных, называемых XML-документами, ориентированных на технологическую подготовку производства.

Подход, основанный на создании единого информационного пространства, является основополагающим, так как определяет не только информационное взаимодействие между подсистемами ТПП, но и способы организации жизненного цикла изделия на стадии ТПП.

Выделим круг задач АСТПП, связанных с созданием и обработкой структурированной информации, для решения которых может использоваться XML.

1. Разработка сложных САПР ТП, с большим количеством приложений, связанных потоками информации самой различной структуры. XML-документы служат универсальным форматом для обмена информацией как между отдельными подсистемами ТПП, так и их внешним окружением.
2. XML может стать базовым стандартом для нового языка описания объектов ТПП, основанного на пространстве имен ТПП и позволяющего упростить многие проблемы в Web, связанные с поиском нужной информации и созданием электронных архивов ТПП.

3. XML может использоваться в приложениях САПР ТП для хранения и обработки структурированных данных в едином формате, так как позволяет описывать данные произвольного типа и использоваться для представления специализированной информации.
4. XML-документы могут использоваться в качестве промежуточного формата данных в трехзвенных системах при поиске информации в удаленных базах данных технологического назначения с помощью языка запросов XQuery.
5. Информация, содержащаяся в XML-документах, может изменяться, передаваться на машину клиента и обновляться по частям.

Например, имеется возможность использование XML-документов для ведения проекта изделия, в том числе и технологического процесса, записанного в PDM-системе SMARTEAM. Данный процесс осуществляется путем замены учетных карточек SMARTEAM на соответствующие XML-документы. Таким образом, XML-документы используются в качестве посредника при передаче информации между различными системами. Данная технология позволяет произвести интеграцию САПР ТП с PDM-системой SMARTEAM и с ERP предприятия.

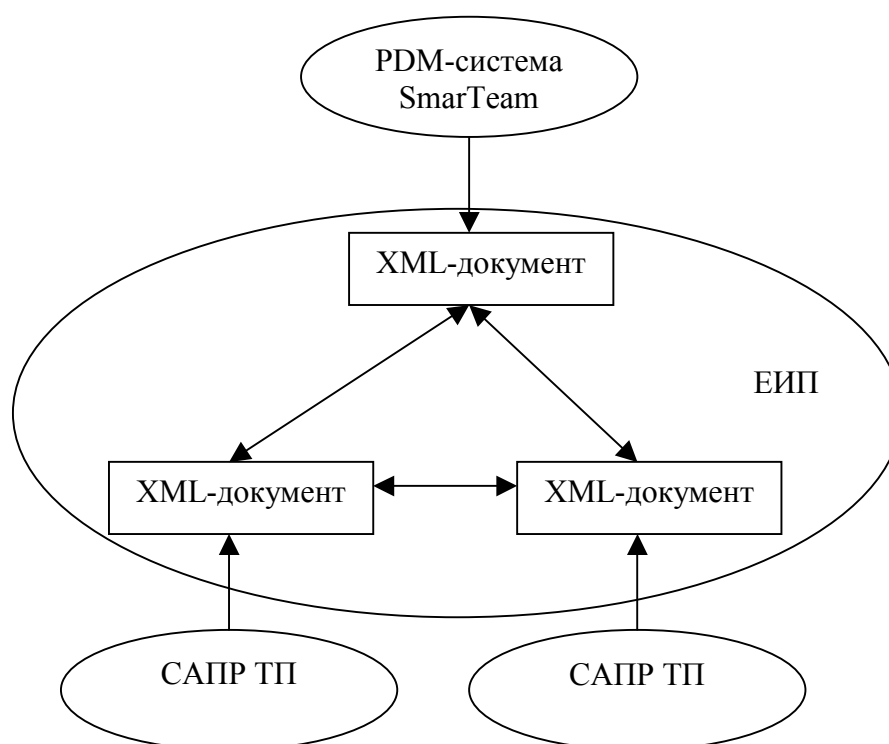


Рис.1. Схема интеграции САПР ТП с PDM-системой SmarTeam на основе применения XML-документов

Необходимо отметить, что система управления проектами (PDM-система) является важнейшей и главной инструментальной компонентой, реализующей единое информационное пространство. Интеграция САПР ТП с PDM-системой является необходимым условием для эффективного прохождения жизненного цикла изделия на стадии ТПП. Данный механизм автоматически обеспечит интеграцию результатов проектирования в ЕИП, так как все элементы проектируемого ТП размещаются непосредственно в ЕИП в соответствии с принятой классификацией объектов.

Проектируемый ТП формируется в виде некоторой информационной модели. Благодаря реализованному в PDM объектно-ориентированному подходу информаци-

ная модель ТП не содержит в себе непосредственно тех данных, которые были «взяты» из базы при проектировании ТП (например, наименования операций и переходов, сведения о режущем инструменте, нормативно-справочная информация и др.). Она содержит в себе только ссылки – специальные указатели – на местоположение этих данных. Любое изменение элемента базы данных (например, наименования оборудования, приспособления, изменение параметров режима резания) приводит к тому, что измененные данные автоматически обновляются во всех разработанных ТП. Тем самым автоматически обеспечивается соответствие информации, содержащейся в ТП, и информации различных разделов базы данных.

Таким образом, единое информационное пространство позволяет совместно с соответствующими программными средствами обеспечить информационное согласование САПР ТП как между собой, так и с внешними системами, например с PDM-системой SMARTEAM.

Организация единого информационного пространства ТПП базируется на следующих принципах:

- в основе единого информационного пространства – электронный архив для всех видов документов;
- если осуществляется хранение и использование документов в электронном виде, то необходимо отображение данных системы в виде WEB-компонентов;
- для обмена данными в среде единого информационного пространства используется единый формат на основе XML-документов. В этом случае язык XML используется как универсальный формат (единый язык-посредник) для организации процесса передачи данных между различными системами. Для этого необходимо, чтобы каждая система оформляла свои результаты в виде XML-документов;
- необходима организация единого пространства имен – все теги XML-документов согласованы с подсистемами, которые используют язык XML;
- в дополнение к единому пространству имен необходимо создание единого тезауруса, где определены все понятия, используемые для организации единого информационного пространства;
- необходимо произвести информационную интеграцию подсистем ТПП на основе единого формата данных.

Наличие в составе PDM-системы электронного архива позволяет реализовать принцип неизменности нахождения информационного объекта. Нахождение документа любого вида в электронном архиве на всех стадиях его создания и согласования дает возможность быстрого, авторизованного и параллельного просмотра и доработки документа, включая и версии документа. Возможность распараллеливания выполняемых над документом работ является важным достоинством, позволяющим сокращать сроки ТПП изделий.

Таким образом, можно выделить следующие концепции процесса интеграции САПР ТП с PDM-системой SMARTEAM при использовании XML-документов:

1. организация хранения документов в электронном архиве в виде XML-документов;
2. взаимодействие с удаленными и распределенными базами данных с помощью XML-документов;
3. создание единого информационного пространства на базе XML-документов;
4. организация параметрической модели технологического процесса и деталей в виде XML-документа;
5. информационная интеграция САПР ТП с PDM-системой SMARTEAM и подсистемами ТПП на базе преобразования информации в виде XML-документов.

ОРГАНИЗАЦИЯ ЭЛЕКТРОННОГО АРХИВА ДЛЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ

В.В. Богданов, Р.В. Бондаренко

В статье рассматривается проблема организации универсального электронного архива для технологических процессов на основе NXD (Native XML Database) с использованием WEB- технологий.

Создание электронного архива для хранения результатов, полученных при разработке технологических процессов и технологической подготовке производства, производится со следующими целями:

- создание организационной структуры для совместного доступа к хранимым данным, с предоставлением каждому из участников достаточного уровня виртуального кооперирования и возможности территориальной распределенности сотрудников;
- создание структуры хранения всех данных и разработка процедур санкционированного доступа к ним;
- отработка методики совместной работы с данными на базе конструкторских и технологических подразделений;
- создание интерактивного сетевого высокопроизводительного информационного каталога.

В настоящее время электронные архивы на предприятиях реализуются в виде хранилища файлов определенного формата или на основе реляционных СУБД. В связи с дальнейшим развитием информационных технологий и появлением новых стандартов, таких как стандарт XML, представляется рациональным подход к организации электронного архива на основе Native XML Database, который позволит совместить преимущества хранения информации разного типа в одном логическом контейнере и таких преимуществ СУБД, как индексация и реализация стандартизированного языка запросов, упрощающего доступ к данным.

Электронный архив технологических процессов – это качественно новый уровень использования документальной информации. Он позволяет обеспечить переход предприятия к современным высокоэффективным технологиям хранения и использования данных. Каждый архивный документ становится оперативно доступным для решения основных задач. Электронный архив – это, прежде всего:

- возможность полномасштабного оперативного доступа ко всем существующим документам, интеграция деятельности различных служб и подразделений предприятия для достижения оперативных и стратегических целей;
- обеспечение надежного хранения и защиты информации;
- наполнение систем электронного документооборота реальными данными и, как результат, увеличение скорости поиска, резкое снижение количества запросов, обращенных к бумажному архиву;
- возможность решения проблемы работы с данными для территориально распределенных организаций. Централизованный электронный архив в сочетании с электронными каналами связи позволит напрямую использовать документальные данные всеми подразделениями;
- возможность создания электронной базы знаний;
- повышение эффективности при решении контрольных и аналитических задач.

Все эти доводы напрямую касаются архивов технологических процессов, однако есть существенные особенности, позволяющие рассматривать их как специфические и предлагать соответствующие методы работы с ними. Существует несколько принципиальных отличий электронного архива инженерной конструкторско-технологической документации от электронных архивов деловой, нормативно-технической и прочей документации:

- документы структурированы – структура определяется спецификациями и ведомостями;
- структура не является иерархической – некоторые узлы и детали используются в разных изделиях;
- необходимость организации работы с извещениями об изменениях в соответствии с ЕСКД и хранения старых версий документов.

При создании электронного архива технологических процессов необходимо учитывать, что конструкторско-технологическая документация содержит документы разных форматов. Документы, подлежащие хранению, зачастую имеют различное содержание и структуру. Если помещать в электронный архив документы в виде простых электронных копий бумажных (в растровом формате), то это деление несущественно, однако такой метод хранения данных неудобен и громоздок.

Перед созданием электронного архива необходимо произвести структурирование конструкторско-технологической документации. Создание иерархической структуры архива в значительной степени упрощает и ускоряет поиск информации. Основные задачи, решение которых необходимо продумать на стадии проектирования архива, выглядят так:

- организация учета хранимой информации. Правильный учет облегчает доступность, поиск необходимой информации и исключает ее потери;
- организация пополнения информации. Достаточно важный момент, который оказывает большое влияние на структуру разрабатываемого приложения;
- организация разграничения доступа пользователей к архивным данным.

При создании системы электронного архива важно решить следующие задачи по доступности и разграничению доступа к информации.

1. Необходимо, чтобы информация была доступна, ее всегда можно было быстро найти и использовать.
2. Необходимо, чтобы при доступности был реализован механизм ограничения доступа к хранимой информации, согласно правам пользователей. Неправильное разграничение прав доступа к информации может привести к тяжелым последствиям.



Рис. 1. Модель системы электронного документооборота

При проектировании системы электронного архива для технологических процессов необходимо учитывать, что часто возникает потребность не только быстро найти необходимые документы и вывести их на экран или устройство печати, но и позволить создать новый документ на основе информации, содержащейся в документе ранее зарегистрированном. Причем новый документ должен автоматически быть занесен в архив, а старый документ ни в коем случае не должен быть изменен. Необходимо разработать методы, дающие возможность управления процессами создания документов с маршру-

тизацией между пользователями, подписями, проверками, утверждениями, анализом прохождения документа и т.д. Это подразумевает использование системы на всех рабочих местах участников процесса разработки, проверки, утверждения документов и ее тесную интеграцию с системой электронного документооборота, используемой на предприятии.

Как правило, предприятие имеет несколько информационных потоков. Деление достаточно условно и определяется реальной деятельностью и структурой. Необходимо разработать такую систему, которая позволяла бы получить доступ к данным всем информационным потокам предприятия. Необходимо учитывать, что один документ может принадлежать к нескольким проектам. В этом случае существуют два пути: если при включении зарегистрированного документа в проект не требуется корректировать документ (вносить изменения), то документ для экономии места и времени не копируется системой. В этом случае создается ссылка. Для пользователя процесс создания ссылки выглядит как появление в проекте нового документа. Второй способ используется, когда в новый проект необходимо внести измененный документ, созданный на основе уже имеющегося. В этом случае система позволяет создать новую версию документа, произвести необходимые изменения. Документ извлекается из электронного архива, создается его версия. Изменения производятся только в версии, сам же документ изменить нельзя. После внесения изменений новый документ, созданный на основе старого, помещается в архив.

При проектировании системы электронного архива необходимо учитывать, что предприятие может иметь территориально разнесенные подразделения или работать с партнерами по неким совместным проектам. В этих случаях необходимым является создание единого информационного пространства, позволяющего иметь доступ ко всей базе электронного архива (в случае территориально удаленных подразделений) или к части базы, касающейся совместных проектов (для использования партнерами). В наше время лучшим решением является использование WEB-технологий и XML. В этом случае работа в системе электронного архива напоминает работу с обычным сайтом. Клиентским приложением является привычный WEB-навигатор (например, Internet Explorer). Преимущества такой организации доступа к системе:

- относительная простота разработки;
- удобство использования и развитый пользовательский интерфейс;
- масштабируемость проекта.

Остановимся на использовании XML – языка расширяемой маркировки. Для работы с данными, получаемыми WEB-сервером от системы архива, возможно применение, например, технологии ASP или .NET. Дело в том, что HTML не всегда способен представить не только содержание страниц (с точки зрения дизайна), но и сами данные. Вопрос представления данных в разных технологиях решается по-разному. Создание приложений, позволяющих работать через WEB-интерфейс, без использования XML достаточно трудоемко. Использование XML позволяет значительно снизить затраты на разработку и поддержку системы. Как упоминалось ранее, документы, подлежащие хранению, зачастую имеют различное содержание и структуру. Поскольку язык XML является самоописывающим языком, предназначенным для работы с метаданными, то его использование дает дополнительные преимущества по сравнению с традиционными методами организации архива.

При использовании WEB-технологий удаленные подразделения или партнеры имеют доступ к архиву и системе документооборота через Internet. Клиентским приложением для них является обычный навигатор. Головное подразделение, в интрасети которого установлен сервер системы, может работать как через навигатор, так и через обычное клиентское приложение.

Для реализации описанных ранее функциональных возможностей представляется целесообразным воспользоваться таким новым средством управления данными как Native XML Database (NXD). В качестве примера такой СУБД можно рассматривать Berkeley DB XML фирмы Sleepycat Software. NXD содержит в своем составе достаточно развитые средства разграничения доступа к данным, поддержки целостности хранимой информации, индексирования данных для ускорения выборки, а также многие другие функции, которыми обладают реляционные СУБД. В то же время NXD позволяет хранить данные вне зависимости от их типа, что является преимуществом по сравнению с реляционными СУБД.

NXD имеет стандартные API для разработки (в том числе API, совместимый с C# из среды разработки Microsoft .NET). Обращение к СУБД для разработчика реализуется прозрачно, как обращения к обычной библиотеке, что значительно упрощает процесс разработки приложения. Все данные в NXD хранятся в специальных файлах, именуемых контейнерами.

Контейнеры содержат коллекции XML-документов, а также информацию о них. XML-документ может быть представлен в контейнере как законченный документ или как набор узлов. В случае, когда XML-документ хранится как целое, он помещается в контейнер подобно тому, как если бы он хранился в файловой системе. В случае хранения документа как набора узлов он декомпозируется на части меньшего размера и сохраняется в контейнер в таком виде. В случае обращения к хранимому в виде узлов документу NXD возвращает документ целиком. Хранение документа в виде узлов дает некоторые преимущества при выполнении операций с хранимыми документами и обеспечивает большую производительность при работе с базой и поэтому является предпочтительным.

Таким образом, NXD предлагает разработчику следующие сервисы:

- контейнер: одиночный файл, содержащий в себе один или более XML документ а так же служебную информацию СУБД (индексы и т. д.);
- возможность быстро формировать наборы данных по указанным параметрам;
- поддержка языка запросов XQuery;
- связанность: документы хранятся и обрабатываются в формате XML без дополнительных преобразований;
- полный набор функций для обеспечения сохранности данных и разграничения доступа;
- программные интерфейсы к наиболее распространенным языкам программирования.

Исходя из вышеизложенного, представляется рациональным построить WEB-сервис-ориентированную систему электронного архива (рис. 2).



Рис. 2. Схема организации системы электронного архива

Система электронного архива представляет собой распределенное приложение, состоящее из трех частей. Первая часть – это собственно хранилище данных, реализованное на основе NXD. Вторая часть – это WEB-сервис, выполняющий роль связующего звена между NXD СУБД и клиентским рабочим местом. Основной задачей данного WEB-сервиса является обработка пользовательских запросов, представление их в виде запросов XQuery и передача их СУБД, а также обработка возвращаемых СУБД результатов и передача их клиенту. Третья часть системы – клиентское программное обеспечение. В качестве клиентского ПО может выступать широкий спектр программных средств, начиная от простого Web-браузера и заканчивая специальным ПО для интеграции системы электронного архива в систему электронного документооборота предприятия. Эта возможность реализуется за счет гибкости, предоставляемой современными средствами разработки и построения WEB-сервисов.

Таким образом, система электронного архива, реализованная на основе NXD, является гибким инструментом, позволяющим интегрировать электронный архив с достаточно большим спектром программного обеспечения любого типа. Кроме того, существует возможность эксплуатации системы в автономном режиме, без использования каких-либо дополнительных программных решений.

ФУНКЦИОНИРОВАНИЕ БАЗЫ ДАННЫХ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО НАЗНАЧЕНИЯ

А.О. Дергунов

Основными источниками информации для баз данных технологического назначения являются различные таблицы из справочников.

Особенностью баз данных технологического назначения является наличие многих сотен наборов данных. Каждый набор имеет свою структуру и относительно небольшой объем (в основном не более 200–300 записей). Данное обстоятельство существенно осложняет представление, поиск и обработку данных технологического назначения.

Предыдущие попытки создания баз данных технологического назначения в основном сводились к практически аутентичному воспроизведению таблиц из справочников при помощи dbf-файлов. В итоге получались разрозненные наборы данных. Связь между таблицами осуществлялась посредством создания наборов данных, хранящих ссылки на другие наборы данных. Данный подход, к сожалению, не обеспечивает должной гибкости, а также существенно затрудняет поддержку целостности базы данных. Например, чтобы добавить новый набор данных, необходимо создавать dbf-файл и прописать его в другом dbf-файле, хранящем связи, при изменении же составляющих набора необходимо изменять и структуру таблиц. Более того, разные dbf-файлы при таком способе хранения наборов данных имеют различную структуру, что существенно затрудняет написания универсальных запросов.

В связи с этим видится целесообразным выделить классы, состоящие из близких по сущности объектов, а объекты с одинаковыми признаками, в свою очередь, имеет смысл объединить в группы. Однако в одном классе при таком подходе окажутся сильно отличающиеся своими признаками группы. Например, в класс режущего инструмента входят резцы, сверла и фрезы, которые явно имеют различные признаки. Это обстоятельство может существенно усложнить поиск необходимых объектов.

Данную проблему можно решить путем введения дополнительных уровней объединения – подклассов, которые позволят объединить группы с относительно схожим набором признаков. При этом следует иметь в виду, что количество уровней подклассов в каждом классе может быть различным.

Таким образом, на основании изложенного получается схема представления данных об объектах технологического назначения, изображенная на рис. 1.

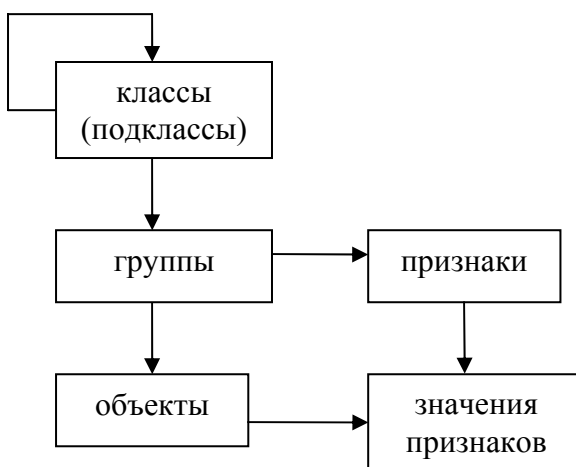


Рис. 1. Представление данных технологического назначения

По сути, группа при таком подходе логически, но не физически, представляет собой таблицу, а объект – запись в таблице. Вместе с тем за счет отделения признаков в отдельный набор данных резко увеличивается адаптивность базы данных.

Помимо этого, при таком подходе за счет стандартных средств СУБД становится возможным поддерживать целостность данных. А, как известно, целостность информации является важнейшим свойством для баз данных.

Для реализации базы данных был выбран Microsoft SQL Server 2000.

Все испытания проводились на компьютере с процессором AMD Athlon 64 3000+, 512 МБ ОП, оборудованном жестким диском объемом 120Гб с интерфейсом S-ATA. В качестве операционной системы использовался Windows XP SP2 и Microsoft SQL Server 2000 Standard Edition.

В результате проделанных испытаний было выявлено, что при значительном увеличении объема хранимых данных (до 1350000 значений параметров объектов) объем занимаемого базой данных пространства на диске не превышает 1Гб. Учитывая емкостные характеристики современных носителей информации, такие затраты объемов свободного дискового пространства можно считать несущественным. Стоит также отметить, что при указанном объеме хранимых значений объем резервной (backup) копии базы данных не превысил 45 МБ.

Время выполнения запроса для построения таблицы из групп объектов при первом обращении из приложения не превышало 2–3 с при объеме 1350000 значений параметров объектов, но, при последующих обращениях уменьшалось до 1 с. Несмотря на то, что скорость обработки запросов довольно велика, ее можно дополнительно увеличить путем расширения емкостей оперативной памяти, увеличения производительности процессора, а также установкой более мощной серверной операционной системы, например Windows 2003 Server Datacenter Edition.

Следует также отметить, что Microsoft SQL Server 2000 позволяет реплицировать базу данных на несколько серверов, что делает возможным обслуживание одновременного обращения к ней огромного числа пользователей.

Таким образом, испытания показали, что данный метод хранения данных технологического назначения весьма эффективен.

Видится целесообразным произвести исследования на предмет возможностей, которые может предоставить объектно-ориентированная база данных. Для этих целей была выбрана постреляционная СУБД Саснэ. Ожидается, что применение объектно-ориентированных технологий позволит значительно улучшить результаты, достигнутые в области создания базы данных технологического назначения в рамках, классических, реляционных СУБД.

Литература

1. Автоматизация технологической подготовки производства: / Учебное пособие. Тамбов: ТГТУ, 2002
2. Кириллов В. Основы проектирования реляционных баз данных: Учебное пособие. СПб: СПбГИТМО (ТУ), 1999.
3. Тихомиров Ю. SQL Server 2000: разработка приложений. СПб.: БХВ-Петербург, 2000

СПОСОБЫ СОЗДАНИЯ АДАПТИВНЫХ МОДУЛЕЙ ДЛЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ ПОДГОТОВКИ ПРОИЗВОДСТВА

Р.В. Бондаренко, В.В. Богданов

Введение

К современному производству предъявляются все более строгие требования, которые должны обеспечить выпуск высококачественной продукции, отвечающей современному уровню развития науки и техники. К этим требованиям относятся: усложнение конструкции изделий, повышение точности и качества их изготовления; снижение трудоемкости, себестоимости, увеличение долговечности и надежности и т.п. Выполнить эти требования можно на основе комплексной автоматизации технической и технологической подготовки производства. В настоящее время главным направлением автоматизация ТПП является применение информационных технологий, основанных на PLM-решениях.

При автоматизации технологической подготовки используются как универсальные, так и специализированные подсистемы ТПП, и делается попытка интеграции этих подсистем в единую автоматизированную систему технологической подготовки производства (АСТПП). Сложность создания специализированных подсистем ТПП заключается, главным образом, в необходимости учета специфики предприятия и высокой динамики развития. Учет специфики предприятия заключается в анализе проблемной среды (ПС), создании модели проблемной среды и фиксации модели в базах данных и знаний.

Высокая динамика развития специализированных подсистем заключается в последовательном повышении уровня автоматизации, расширении функциональных возможностей и устранении алгоритмических и программных ошибок. Поэтому целесообразно, с одной стороны, создавать подсистемы, которые можно достаточно просто адаптировать, а с другой стороны – иметь методику и инструментарий для выполнения необходимой адаптации подсистемы.

Анализ существующих подсистем ТПП, в частности САПР технологических процессов, показал, что механизмы адаптации могут быть разработаны к следующим компонентам подсистем ТПП:

- модули ввода данных;
- модули вывода результатов;
- модули, реализующие интерфейс подсистемы;
- модули обработки данных;
- модули обработки знаний;

Рассмотрим способы адаптации к этим модулям, но предварительно дадим общее определение самой адаптации. Под адаптацией понимается возможность настройки систем проектирования технологических процессов на конкретные условия конкретных предприятий и на уровень развития САПР ТП.

Адаптация по входу

Одной из важных особенностей систем проектирования технологических процессов является возможность гибкого ввода данных. Для этого комплекс параметров, которые необходимо ввести в систему, фиксируется в специальном шаблоне. С помощью специальной процедуры на базе шаблона и словаря параметров выводится на экран форма с входными параметрами для ввода значений параметров. При развитии системы может потребоваться расширение или изменение состава входных параметров. В данном случае адаптация к новому составу входных элементов может быть выполнена следующим образом:

- меняется состав параметров в шаблоне, который хранится в базе данных, универсальная процедура ввода остается без изменений;
- если необходимо использовать при вводе новые параметры, то информация о них (атрибуты параметра – обозначение, тип, длина, размерность и т.д.) фиксируется в словаре. Универсальная процедура позволяет вводить параметры в соответствии с их атрибутами;
- целесообразно внутренне описание объектов выражать в виде XML-документа. Следовательно, создавая входной XML-документ, можно, применяя фильтры и шаблоны, изменить входной интерфейс для ввода параметров. Изменения внутренней структуры объекта не отражается на работе модулей, использующих внутреннее описание, так как информация для этих модулей поставляется путем использования фильтров, например, с помощью языка XSL.

Адаптация по выходу

На любом предприятии используется большое количество документов, которые являются результатом проектирования технологических процессов. При этом часто формат выходных документов может изменяться, дополняться новой информацией. Для этого удобно отдельно хранить модели бланков всех выходных документов. В модели бланка содержится информация о том, где и какие параметры фиксировать в ячейках документа. Такой подход упрощает работу с документами в случае необходимости изменения формата документа. При наличии гибкой структуры выходных данных, выраженной в виде XML-документа, подобрав соответствующие фильтры (Xlink, Xpointer, XSL), можно выбрать информацию, необходимую для фиксации в заданном документе. В частности, для вывода технологических карт можно с помощью Excel загружать XML-документ и, применяя бланк для заданной технологической карты, выводить на экран заполненную технологическую карту.

Адаптация к проблемной среде

Проблемная среда не является стабильной: меняются технологии, средства технологического оснащения, материалы и т.д. Ведение баз данных позволяет сохранять адекватность модели ПС самой проблемной среде применительно к решаемым задачам. Таким образом, осуществляется адаптация АСТПП к проблемной среде. В процессе адаптации систем выполняется заполнение соответствующих баз. В базу данных заносится информация об имеющемся на данном предприятии технологическом оснащении. Характерной особенностью информационно-поисковых систем технологического назначения является большое количество наборов данных с разнообразной структурой. Целесообразно проверить возможность выражения этих наборов в виде XML-документов, что позволит достаточно просто корректировать структуру набора данных, а также создавать удаленные базы данных.

Для ускорения проектирования технологических процессов целесообразно создать архив ТП, причем сам технологический процесс выражать в виде XML-документа, что позволяет достаточно просто вводить изменения в технологический процесс. Кроме того, появляется возможность сделать удаленным архив технологических процессов.

Адаптация по знаниям

Использование экспертных систем и систем принятия решений позволяет провести адаптацию по знаниям и последовательно накапливать знания о технологической подготовке конкретного предприятия. Накопление знаний позволяет последовательно

повышать интеллектуальный уровень подсистем ТПП. Представляется целесообразным разработать системы принятия решений, основанные на табличных алгоритмах (рис. 1–5). В частности, табличные алгоритмы могут храниться в виде XML-документов, что позволит создавать удаленные базы знаний. Использование этого аппарата адаптации позволяет развивать функциональную среду, повысить уровень самих систем и интегрировать их между собой.

Характер обработки	Главный угол в плане ϕ в град	Скорость резания v в м/мин							
		34	30	25	22	19	16	14	12
1. Наружное продольное точение	45-60	34	30	25	22	19	16	14	12
	90	26	22	19	16,5	14	12,3	10,6	9
2. Растачивание	45-60	30	26	23	20	17	14,5	12,5	10,8
	90	23	20	17	14,7	12,7	10,9	9,5	8,1
3. Поперечное точение (d/D 0,8 - 1,0)	45-60	36	31	27	23	20	17	14,7	12,6
	90	27	23	20	17	14,7	12,7	11	9,5
4. Поперечное точение (d/D 0,5 - 0,7)	45-60	40,6	35,0	30,5	25,9	22,6	19,2	16,6	14,2
	90	30,5	25,9	22,6	19,2	16,6	14,3	12,4	10,7
5. Поперечное точение (d/D 0 - 0,4)	45-60	42,4	36,5	31,8	27,1	23,6	20,0	17,3	14,8
	90	31,8	27,1	23,6	20,0	17,3	14,9	12,9	11,2

СКОРОСТЬ РЕЗАНИЯ							Точение и расточивание	
Сталь жаропрочная X18H9T(ЭЯ1Т). Резцы из стали Р18.							КАРТА 13	
Глубина резания t в мм до	Подача s в мм/об до							
1,0	0,26	0,35	0,45	0,59	0,77	1	-	-
2,1	0,2	0,26	0,35	0,45	0,59	0,77	1	-
4,4	0,15	0,2	0,26	0,35	0,45	0,59	0,77	1
9,0	-	0,15	0,2	0,26	0,35	0,45	0,59	0,77
16,0	-	-	0,15	0,2	0,26	0,35	0,45	0,59
коэффициент наличия охлаждения	Условия работы				С охлаждением		Без охлаждения	
	Коэффициент K_{ov}				1,0		0,9	

```

<?xml version="1.0" encoding="windows-1251"?>
<TABLE>
<par>
    <!-- Запись -->
    <lev1> </lev1>
    <!-- Уровень структуры -->
    <lev2> </lev2>
    <!-- № операции -->
    <lev3> </lev3>
    <!-- № перехода -->
    <name> </name>
    <!-- Наименование -->
    <oboz> </oboz>
    <!-- Обозначение -->
    <otn> </otn>
    <!-- Отношение -->
    <vel> </vel>
    <!-- Величина -->
    <razm> </razm>
    <!-- Размерность -->
    <kl> </kl>
    <!-- Классификатор -->
</par>
...
</TABLE>

```

Рис. 1. Примеры таблиц. На таблицах приведен расчет режимов резания

Тип	Номер	Значение
1	1	t; Глубина резания, [мм];
1	2	S; Подача, [мм/об];
1	3	N; Характер обработки;
1	4	F; Главный угол в плане, [град];

Тип	Номер	Значение
10	1	t от 0 до 1.0
10	2	t от 1.1 до 2.1
10	3	t от 2.2 до 4.4
10	4	t от 4.5 до 9.0
10	5	t от 9.1 до 16.0
10	6	S от 0.05 до 0.15
10	7	S от 0.16 до 0.20
10	8	S от 0.21 до 0.26
10	9	S от 0.27 до 0.35
10	10	S от 0.36 до 0.45
10	11	S от 0.46 до 0.59
10	12	S от 0.60 до 0.77

Тип	Номер	Значение
20	1	1;8 2;7 3;6
20	2	1;9 2;8 3;7 4;6
20	3	1;10 2;9 3;8 4;7 5;6
20	4	1;11 2;10 3;9 4;8 5;7
20	5	1;12 2;11 3;10 4;9 5;8
20	6	1;13 2;12 3;11 4;10 5;9
20	7	2;13 3;12 4;11 5;10
20	8	3;13 4;12 5;11

XML - МОДЕЛЬ

```
<?xml version="1.0" encoding="windows-1251"?>
<?xml-stylesheet type='text/xsl' href='karta13.xsl'?>
```

```
<TABLE>           - начало таблицы
<ROW>             - строка с заголовком
  <TYPE>-1</TYPE>
  <DATA>КАРТА 13...</DATA> - заголовок
</ROW>
<ROW>             - строка таблицы
  <TYPE> (тип объекта) </TYPE>
  <NO> (номер объекта) </NO>
  <DATA> (значение) </DATA>
</ROW>
<ROW>
  <TYPE> (тип объекта) </TYPE>
  <NO> (номер объекта) </NO>
  <DATA> (значение) </DATA>
</ROW>
...
</TABLE>          - конец таблицы
```

Рис. 2. XML-модель ТП

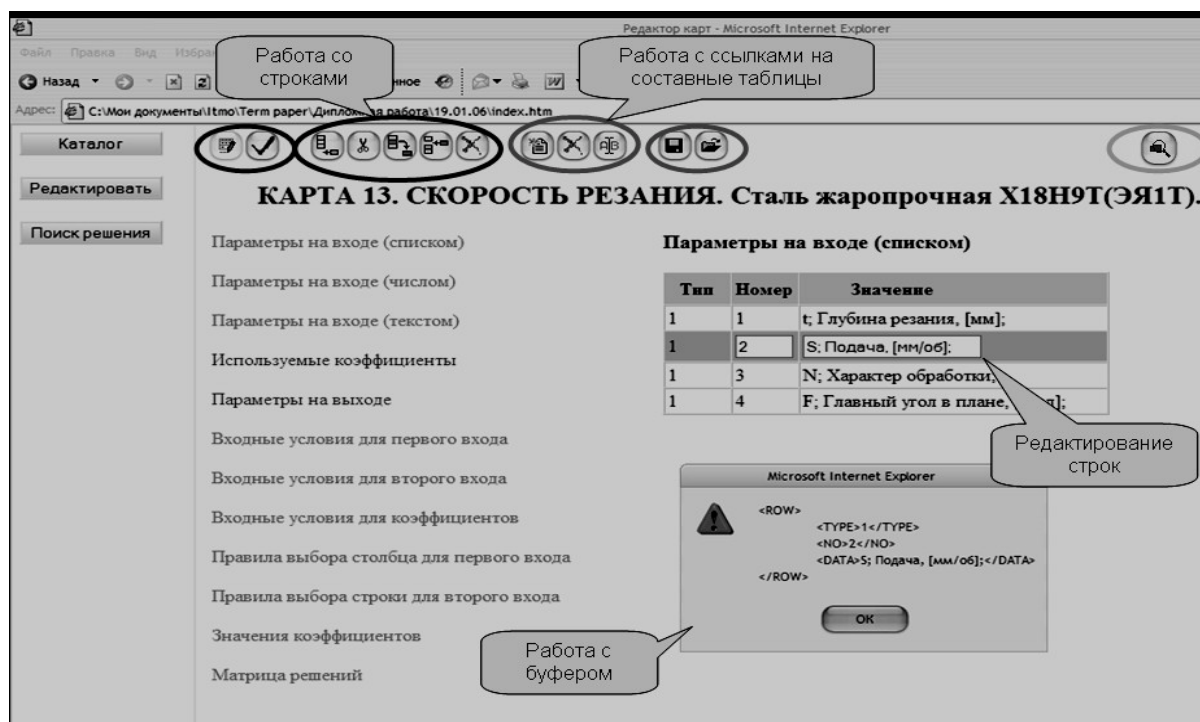


Рис. 3. Модуль редактирования таблиц

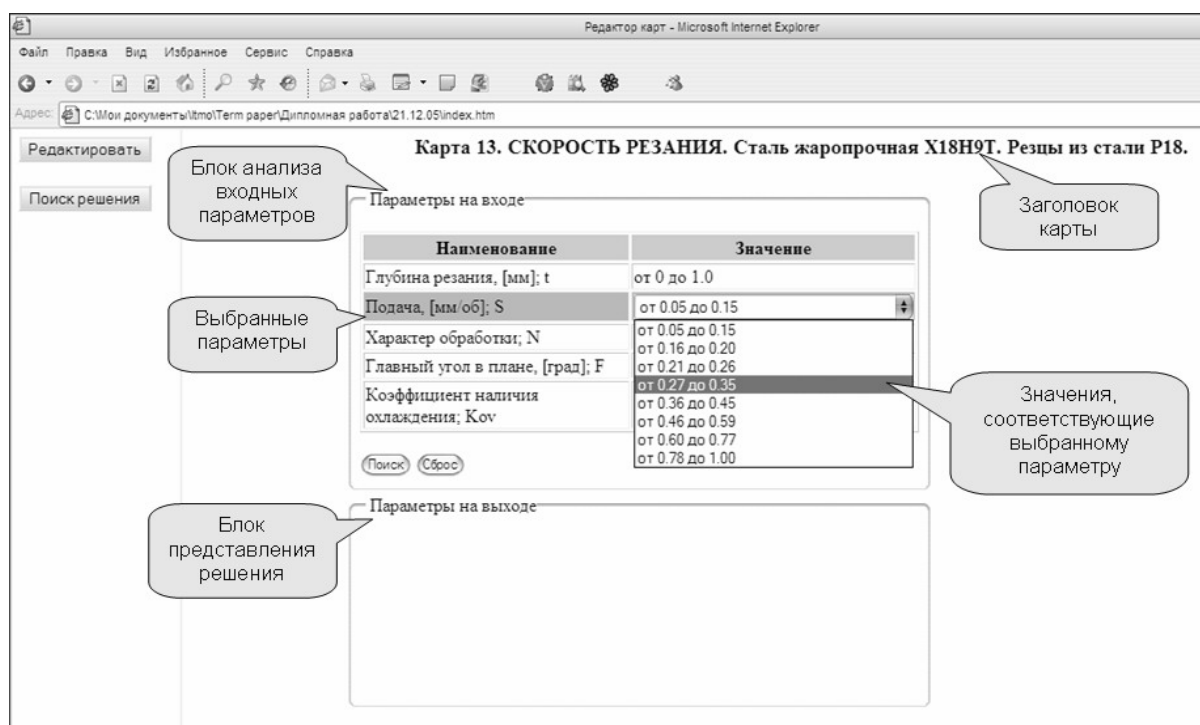


Рис. 4. Модуль ввода запросов

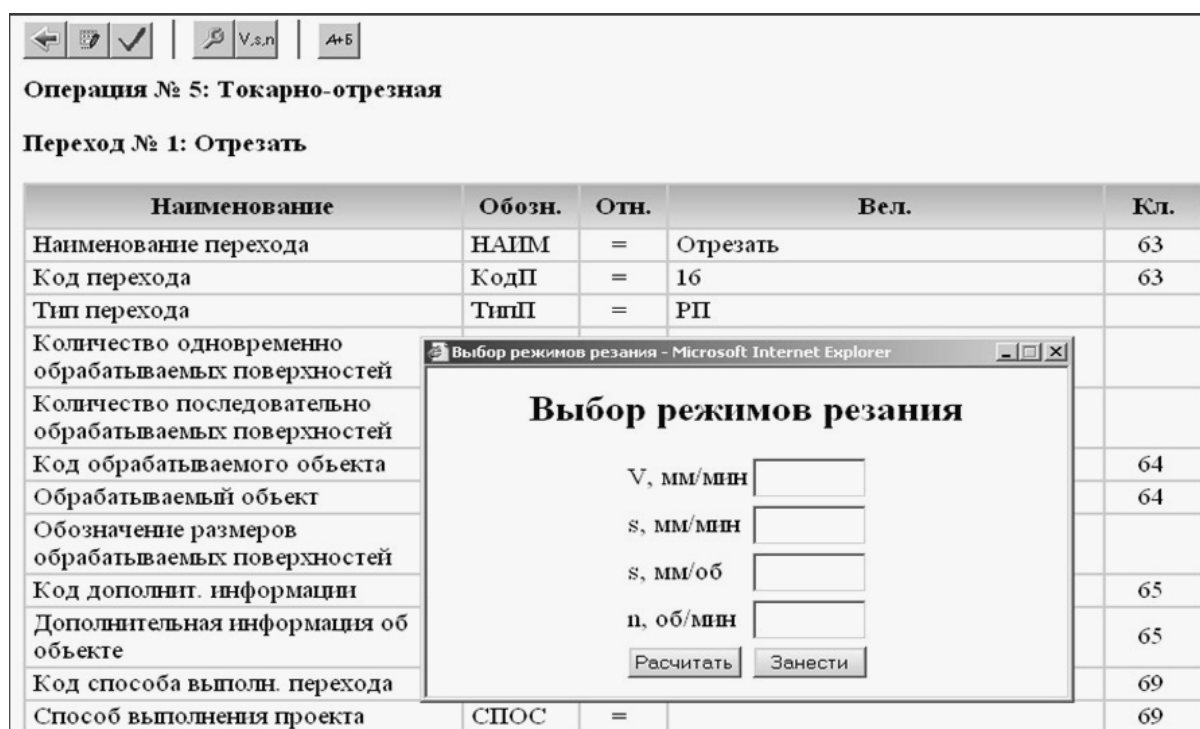


Рис. 5. Выбор режимов резания в модуле просмотра и редактирования операционной технологии

Заключение

Система автоматизированного решения технологических задач должна развиваться и постепенно охватывать новые объекты, для которых проектируются технологические процессы, методы обработки, оборудование, инструмент. Она должна развиваться

в функциональном отношении, т.е. охватывать автоматизацией новые технологические задачи и углублять содержание старых. Только тогда будет выдерживаться один из важнейших общесистемных принципов построения САПР – принцип непрерывного развития системы. Принимая во внимание, что бюджет любого предприятия ограничен, требуется наилучшее соотношение цена/качество. Временным компромиссом в данной ситуации может стать создание Web-приложений и Web-сервисов, которые предоставляют любому клиенту, имеющему браузер, полноценный доступ к системе.

Удаленная работа с технологическими процессами посредством почти любого браузера дает возможность создавать виртуальные рабочие места, а также предоставляет средства для масштабирования подобного рода технологических систем. Одним из важных аспектов подобного рода приложений является использование стандартных коммуникационных протоколов. Тем самым обеспечивается совместимость почти любых программно-аппаратных платформ, что является плюсом при современных темпах развития информационных и промышленных технологий.

Практика внедрения сложных САПР показывает, что их целесообразно внедрять в несколько этапов. На первом этапе на основе базовой системы должен разрабатываться рабочий вариант системы с минимальным уровнем автоматизации. В процессе эксплуатации системы, кроме решения технологических задач, должны заполняться и использоваться базы данных, формирование которых является трудоёмким процессом. Когда сформированы базы данных для следующего этапа автоматизации, необходимо произвести компоновку системы с более высоким уровнем автоматизации.

Компоненты системы необходимо создавать на основе единого лингвистического, информационного и программного обеспечения, а формирование баз данных осуществлять с помощью информационно-поисковой системы технологического назначения.

Программное обеспечение системы должно быть построено по модульному принципу и представлять собой пакет прикладных программ, из которых можно будет генерировать рабочую программную систему для условий конкретного предприятия. Таким образом, система должна обладать адаптацией по входной информации, по выходной информации, к проблемной среде и по знаниям, что позволит системе развиваться.

ИНФОРМАЦИОННО-ПОИСКОВАЯ СИСТЕМА ДЛЯ УДАЛЕННЫХ БАЗ ДАННЫХ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО НАЗНАЧЕНИЯ.

П.Д. Юсупов

На кафедре технологии приборостроения СПбГУ ИТМО создается так называемая технологическая интегрированная среда (ТИС). ТИС – это комплекс систем технологического назначения и инструментальных средств для их сопровождения. Среди систем технологического назначения необходимо отметить систему расчета операционных размеров, систему проектирования технологических процессов «ТИС-Адрес», а также комплекс информационно-поисковых систем для поиска технологического оснащения, функционирующих как автономно, так в составе «ТИС-Адрес». Системы, входящие в ТИС, объединены единым информационным пространством, под которым понимается единая система понятий, поддерживаемая с помощью единого словаря параметров. Этот словарь используется как для организации информационной стыковки между подсистемами, так и для организации баз данных и знаний.

Система «ТИС-Адрес» является системой со средним уровнем автоматизации проектирования технологии, для которой характерно следующее:

- для проектирования технологических процессов используется метод адресации к унифицированному (типовому или групповому) технологическому процессу;
- для описания параметрических моделей деталей, операционных заготовок и процессов применяется обобщенный язык DOL;
- наличие средств поиска комплексных деталей и параметрической настройки унифицированного процесса на рабочий процесс применительно к заданной детали;
- активное использование табличного процессора для обработки алгоритмов, хранимых в базе знаний;
- использование базы данных и знаний, построенных на основе СУБД Visual FoxPro;
- возможность работы с удаленной базой данных и знаний.

Среди инструментальных средств, входящих в ТИС, наиболее важными являются:

- система настройки на выходные технологические документы;
- система ввода (корректировки) правил обработки таблиц в базе знаний;
- система ввода (корректировки) параметрических моделей деталей, операционных заготовок и технологических процессов.
- Web-технология для использования удаленной базы данных и знаний организована таким образом, что в качестве серверной компоненты приложения используется Visual FoxPro 9.0. Выбор VFP вызван следующими причинами.
- VFP обладает исключительно быстрым доступом к локальным базам данных и гибкостью при доступе к удаленным данным;
- не нужно переделывать уже созданные базы данных с dbf-файлами. Эти базы содержат сотни таблиц с нормативно-справочной информацией, включая информацию о средствах технологического оснащения;
- VFP обладает мощным набором средств для публикации данных на Web-странице;
- достаточно удобно проектировать приложения, так как VFP позволяет создаваемые экранные формы, запросы и отчеты сохранять в HTML-формате. Таким образом, появляется возможность вести проектирование технологических процессов в среде, например, Internet Explorer на основе Active Document, сформированного средствами VFP.

Предлагаемый подход к построению САПР дает возможность создать так называемое виртуальное технологическое бюро (ВТБ) и при необходимости подключать к

разработке процессов технологов высокой квалификации, рабочие места которых территориально расположены совершенно произвольно.

Проведенные эксперименты показали правильность предложенного подхода, причем отклик в системе определяются лишь параметрами сети.

Дальнейшее развитие указанного подхода связано с интеграцией САПР технологических процессов с PDM-системой. Эти системы начинают использоваться в технологической подготовке производства (ТПП) и позволяют отслеживать жизненный цикл изделия на стадии ТПП на основе ведения проекта изделия. С помощью проекта изделия осуществляется авторизованный доступ в электронном архиве к любым документам изделия, включая комплекты с технологической документацией.

Были проведены исследования по интеграции с PDM-системой SmarTeam. Специально разработанное приложение позволяло автоматически фиксировать спроектированные технологические процессы в дереве проекта. Таким образом, появляется возможность параллельного просмотра и утверждения разработанных документов.

Для организации автоматизированного документооборота в SmarTeam возможно использование технологии workflow, что позволяет организовать согласованное взаимодействие между проектантами и контроль их деятельности в условиях разобщенности. При проведении экспериментов был составлен ряд деловых схем, отражающих последовательность разработки и утверждения технологических документов. Передача распоряжений выполнялась через почтовые ящики исполнителей.

Распараллеливание процесса создания комплекта технологических карт позволяет сокращать сроки и повышать качество технологической подготовки производства.

Литература

1. Автоматизация технологической подготовки производства: / Учебное пособие. Тамбов: ТГТУ, 2002
2. Кириллов В. Основы проектирования реляционных баз данных. / Учебное пособие. СПб: СПбГИТМО (ТУ), 1999.
3. Тихомиров Ю. SQL Server 2000: разработка приложений. СПб.: БХВ-Петербург, 2000

ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ОПЕРАЦИОННЫХ ЗАГОТОВОК В CAD/CAM СИСТЕМАХ

Ю.В. Храбров

В статье представлена методика проектирования технологических процессов с использованием трехмерных моделей операционных заготовок, приведены особенности проектирования заготовок в системах Catia v5 и Pro/Engineer и рассмотрены возможности перехода к однопроходному проектированию технологических процессов.

Введение

Проектирование операционных заготовок и расчет операционных размеров имеют большое значение при проектировании и анализе технологических процессов и реализации сквозного цикла проектирование-производство с использованием современных компьютерных систем. На кафедре технологии приборостроения УИТМО была разработана методика обратного двухпроходного проектирования технологических процессов (рис. 1).

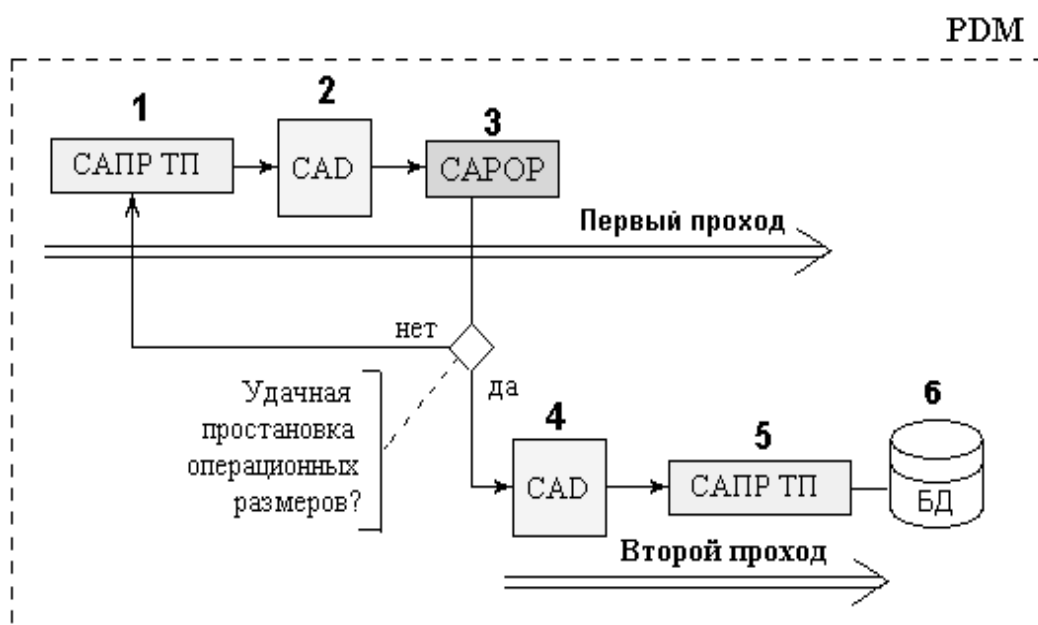


Рис.1. Проектирование технологического процесса: 1 – проектирование маршрутной технологии, 2 – получение 3D моделей операционных заготовок и предварительных операционных эскизов, 3 – расчет операционных размеров (САРОР - система автоматизированного расчета операционных размеров), 4 – постановка операционных размеров и доработка операционных эскизов, 5 – проектирование операционной технологии и получение комплекта технологических карт, 6 – занесение результатов в базу данных

При анализе методики видно, что особая роль отводится проектированию операционных заготовок, операционных эскизов и расчету технологических (операционных) размеров.

Общие принципы проектирования операционных заготовок

Специфика работы и особенности моделирования на сегодняшний день индивидуальны для каждой CAD/CAM системы. Это касается интерфейса, системы навигации в графической области, наборов команд, используемых форматов данных и т.д. Эти

особенности, к сожалению, негативно сказываются на работе пользователей с различными системами, в частности, при обмене данными (трансляции файлов) между системами. Однако структура построения модели детали с присущими каждой системе особенностями в общем случае одинакова для всех систем. 3D-модели состоят из так называемых «фичеров». Фичер – это обособленный элемент модели [1], несколько расширенное понятие конструктивного элемента, например, фичер добавления материала, удаления материала, создание фаски, радиуса, отверстия и др. Фичерами также являются базовые плоскости, координатные системы, оси, на которые ссылаются при построении модели, а также поверхности.

Таким образом, можно сформулировать общие принципы формирования 3D-моделей операционных заготовок. Предложенная в статье [2] схема заключается в добавлении к модели исходной детали фичеров, описывающих удаляемый на данной операции материал.

Схема проектирования операционных заготовок с использованием CAD-систем представлена на рис. 2.

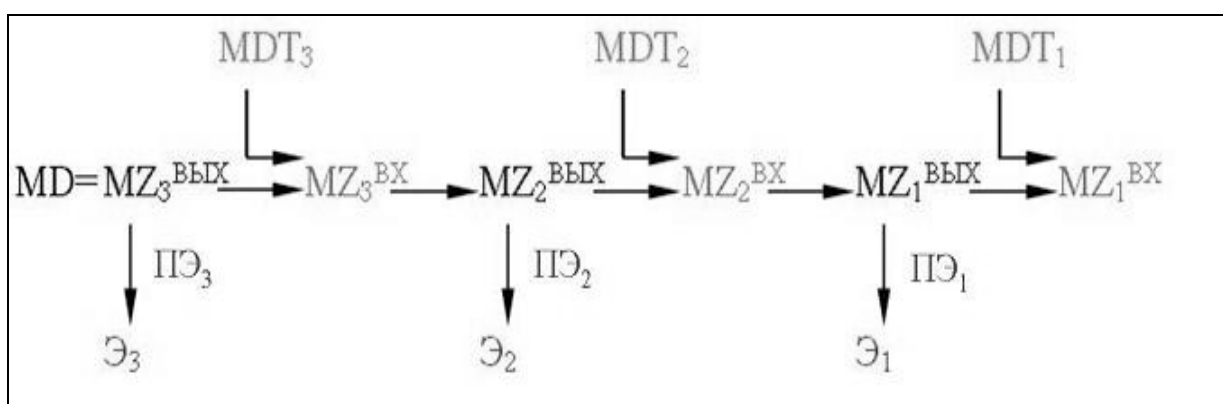


Рис. 2 Проектирование ОЗ на базе 3D-модели детали: $MZ_i^{\text{вых}}$ – твердотельная модель выходной заготовки для i -той операции; $MZ_i^{\text{вх}}$ – твердотельная модель входной заготовки для i -той операции; MDT_i – добавляемые тела для i -той операции; $ПЭ_i$ – операционный эскиз для i -той операции; $Э_i$ – операционный эскиз для i -той операции

Особенности проектирования операционных заготовок в Pro/Engineer Wildfire 2.0

Проектирование операционных заготовок в среде Pro/Engineer Wildfire заключается в помещении фичеров, описывающих удаляемый на данной операции, материал в соответствующие слои. Таким образом, оперируя слоями, можно получать модели операционных заготовок для конкретных операций. Если фичеры, принадлежащие данному операционному слою, подавлены, то мы имеем выходную заготовку для соответствующей операции, если слой открыт – входную.

На рис.3 показана рабочая область Pro/Engineer Wildfire, в которой отображена модель исходной детали. В левой части экрана открыто дерево, в котором, в частности, отображены слои [1], содержащие фичеры удаляемого материала. На рис. 4 показана последовательность получения модели входной операционной заготовки для комплексной операции с ЧПУ.

Однако работа со слоями при проектировании операционных заготовок несколько отличается от работы с обычными слоями. Как было сказано выше, исполнительные фичеры нельзя исключить из отображения модели, но их можно подавить. В связи с этим работа с операционными слоями заключается в послойном подавлении операционных фичеров (последовательность опций Suppress-Layer). Для этого названия операционных слоев должны отражать номера соответствующих операций (например,

Op_010, operation_10 и т.п., см. рис. 3), а фичеры удаляемого материала (в рамках общей совокупности операций) должны быть «родительскими» только по отношению к следующим (по порядку следования операций) фичерам удаляемого материала, но не к конструктивным фичерам модели.

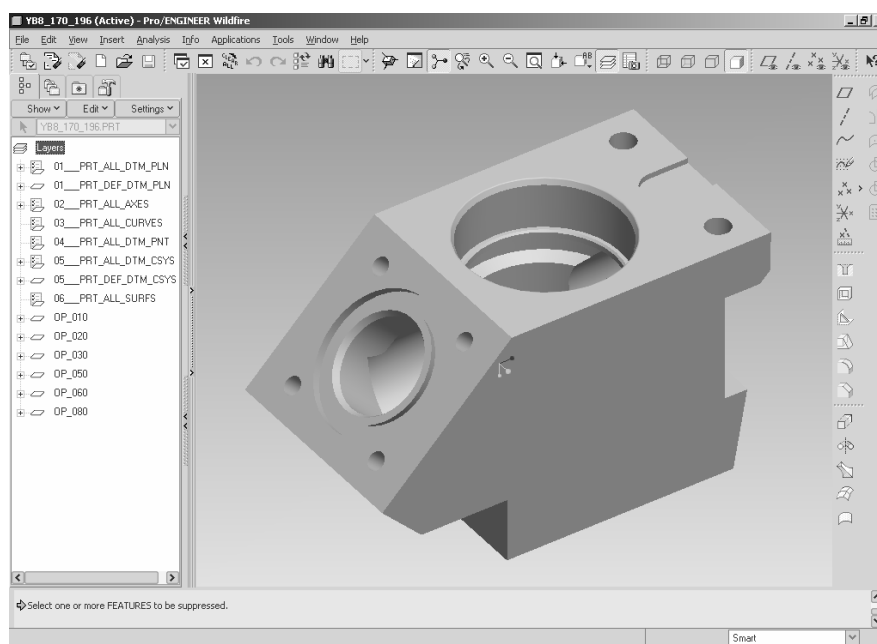


Рис.3. Исходная модель и дерево слоев

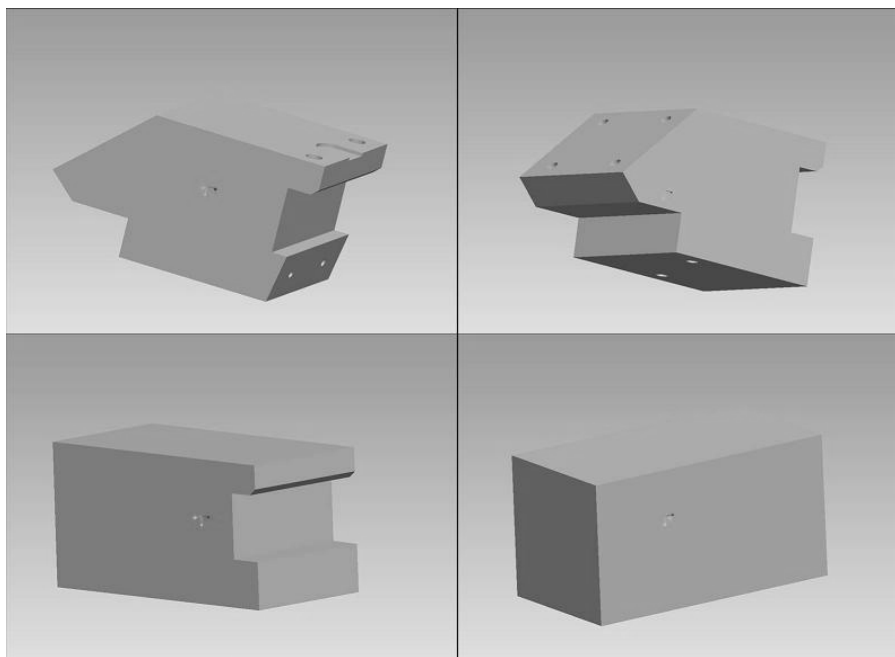


Рис. 4. Пример получения входной заготовки

Особенности проектирования операционных заготовок в Catia v5

Проектирование заготовок в системе Catia v5 обладает некоторыми существенными особенностями, которые предполагают сам факт проектирования уже на стадию конструкторской разработки деталей.

Конечно, существует возможность проектирования заготовок и способом, аналогичным Pro/E, т.е. добавлением фичеров удаляемого материала, однако есть и другой

способ, реализация которого возможна благодаря наличию в пакете проектирования деталей булевых операций сложения и вычитания элементов.

Дерево (структура) модели в Catia можно представить в виде так называемых тел (body) – структурных единиц, которые содержат некоторое количество фичеров [3]. Любое добавление и, что важно, удаление материала может представляться первоначально в виде твердого тела, которое затем при помощи булевых операций (Add или Remove) [3], соответственно, добавляется или удаляется. Такому фичеру можно присвоить цвет, и в такой же цвет будут окрашены образуемые при выполнении булевых операций поверхности. Именование тел следует производить в соответствии с номерами операций. Чтобы получить модель операционной заготовки для конкретной операции, необходимо активизировать тело, предшествующее данной операции, либо поменять свойство булевой операции Remove на Add. На рис. 5 представлена операционная заготовка, спроектированная при помощи булевых операций. В дереве модели имена тел соответствуют номерам операций механообработки.

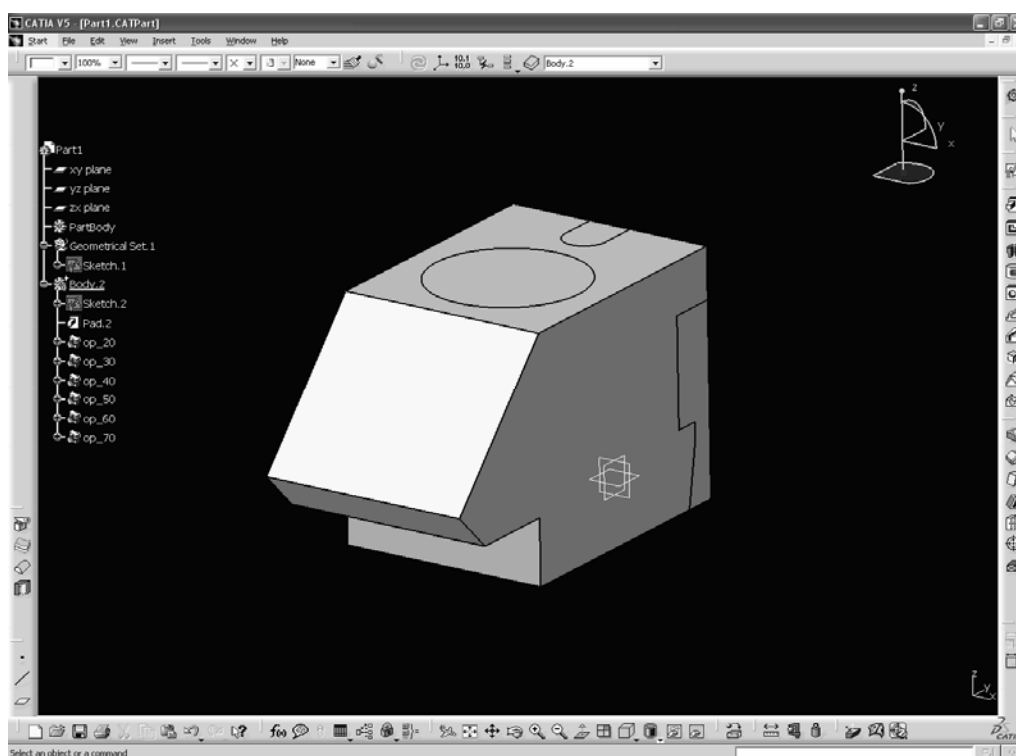


Рис.5. Операционная заготовка в Catia v5

Совершенствование методики проектирования ТП

Предложенные способы проектирования операционных заготовок, а также некоторые особенности CAD/CAM систем верхнего уровня позволяют говорить о возможности усовершенствования методики проектирования технологических процессов.

За счет непосредственного измерения технологических размеров на модели операционной заготовки и, при необходимости, извлечения их из CAD-системы во внешнюю среду, роль систем АРОР сводится к проверке правильности простановки технологических размеров и их допусков. Таким образом, появляется возможность использования при проектировании ТП однопроходной методики (которая исследуется в настоящее время).

Как следствие двунаправленной ассоциативности между моделью и чертежом, появляется возможность окончательного проектирования операционных эскизов уже на этапе 2 (см. рис. 1), однако сейчас рассматриваются варианты применения безчертеж-

ной технологии при разработке ТП. Данная технология может быть реализована благодаря, в частности, появлению в последних версиях современных CAD-систем так называемых «трехмерных чертежей», когда все необходимые размеры, а также допуски формы и расположения поверхностей, шероховатости и базы проставляются непосредственно на 3D-модели детали.

Заключение

Предложены варианты использования методики добавляемых тел при проектировании операционных заготовок в CAD/CAM системах Catia v5 и Pro/Engineer Wildfire. 3D-модели операционных заготовок играют значительную роль при моделировании процесса механообработки, размерном анализе техпроцессов и реализации на предприятии сквозного цикла проектирование-производство. В настоящее время проводятся исследования по разработке однопроходной методики проектирования технологических процессов с использованием 3D-моделей операционных заготовок.

Литература

1. Чемоданова Т.В. Pro/Engineer: деталь, сборка, чертеж. СПб: BHV-СПб, 2003. 548 с.
2. Куликов Д.Д., Яблочников Е.И. Проектирование операционных заготовок с использованием трехмерных CAD-систем. // Известия вузов. Приборостроение. 2001. Т.44. №9. С. 65–70.
3. Fred Karam, Charles D. Kleismit. Using CATIA. 1st Edition. Delmar Publishers 2004. 448 с.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ТРЕХМЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ИЗДЕЛИЙ В ПРИБОРОСТРОЕНИИ

В.Б. Мурашко

Использование трехмерного моделирования помогает разрешить множество задач, которые до этого реализовать было невозможно. К примеру, изготовление дизайн-проекта изделия за короткое время, исключая технологическую подготовку производства, и экономия не только средств, но и время.

Введение

Актуальность темы связана с ростом конкурентной борьбы на рынке за качество и дешевизну изготовления изделия. С помощью трехмерного моделирования можно реализовать проект раньше своих конкурентов и вывести его на рынок.

Сейчас трехмерное моделирование используется в технология приборостроения не так часто в связи с ничтожно малым использованием RP-установок. Внедрение RP-технологий поможет исключить затраты на технологическую подготовку производства и по конструкторским чертежам реализовывать различные модели изделия за несколько часов. По старой же технологии требуется составление технологического процесса, расчет режимов резания, подбор оборудования и приспособлений и т.д., что не только увеличивает стоимость изделия, но, что становится все важнее, удлиняет сроки выхода изделия на рынок.[3].

В данный момент на рынке оборудования RP-установки значительно подешевели, и появились возможности их закупки и использования в производстве. Но перед закупкой оборудования нужно провести маркетинговый анализ рынка RP-установок [4]. Так как любая RP-технология требует предварительного компьютерного представления трехмерной модели изделия, рассмотрим эту проблему подробнее.

Выбор программного приложения

Использование трехмерного моделирования подразумевает работу с программными продуктами, обладающими механизмом трехмерного моделирования, т.е. построения и корректировки трехмерных моделей. Для примера приведем трехмерную модель из системы AutoCAD (рис. 1).



Рис.1. Трехмерная модель, полученная в системе AutoCAD вращением

В настоящее время существует множество графических редакторов и программ геометрического моделирования, например, Pro-engineer фирмы PTC, Simatron, Solid-Works, AutoCAD и другие. Рассмотрим одну из них.

Компания Autodesk – один из ведущих производителей систем автоматизированного проектирования и программного обеспечения для конструкторов, дизайнеров, архитекторов. Система AutoCAD, разработанная этой компанией, является лидирующей в мире платформой программного обеспечения для систем автоматизированного проек-

тирования (САПР), предназначенной для профессионалов, которым требуется воплощать свои творческие замыслы в реальные динамические проекты. AutoCAD характеризуется, с одной стороны, мощностью и гибкостью, с другой – предельно четкой фокусировкой на максимальной производительности. Кроме того, эту полностью расширяемую и адаптируемую систему можно использовать в самых разных отраслях. [1]

AutoCAD – программа с богатой и уникальной историей. Впервые она увидела свет в 1982 г. под именем MicroCAD. Первая версия AutoCAD ознаменовала начало настоящей революции в автоматизированном проектировании. Сегодня AutoCAD переводится на 18 языков мира, ее используют в своей работе миллионы проектировщиков во всем мире на процессорах в тысячи раз мощнее тех, которые были установлены на первых персональных компьютерах. [1]

Состав решаемых задач

С помощью трехмерного моделирования можно решить актуальных задач:

- изменение в короткие сроки уже существующего изделия и изготовление его опытного образца;
- создание совершенно новых изделий и их анализ как дизайн-проекта;
- проектирование инструмента (штампы пресс формы и т.д.);
- программирование обработки на станках с ЧПУ и моделирование процесса обработки;
- создание анимационных фрагментов сборки деталей приборов с большой информативностью и наглядностью процесса;
- быстрая реализация творческих идей инженера.

Решение задач

За счет трехмерного моделирования изменение существующей конструкции и ее изготовление происходит по алгоритму, представленному на рис. 2.

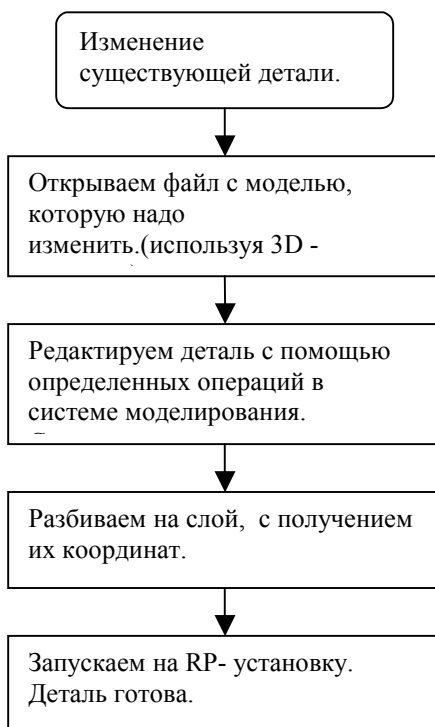


Рис. 2. Алгоритм изменения и изготовления существующего изделия

Из алгоритма видно, что достижение цели осуществляется очень быстро. При использовании традиционных алгоритмов получения изделий время их реализации увеличивается в разы. [3] Это подтверждает выгодность использования трехмерного моделирования с последующим использованием RP- технологий.

Рассмотрим вторую задачу – создание совершенно новых изделий и их анализ как дизайн-проекта. Эта задача решается по алгоритму, представленному на рис. 3 [2].

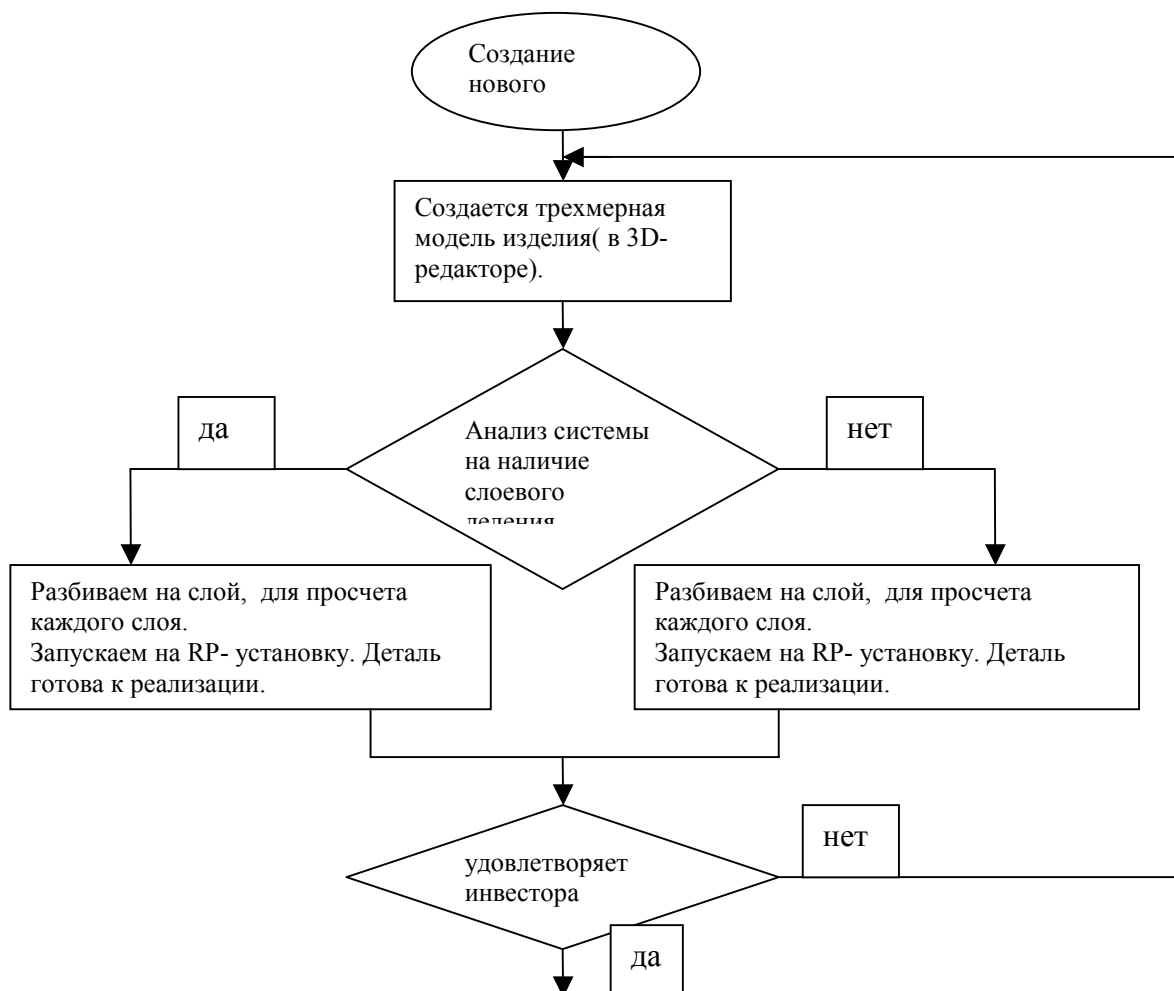


Рис.3. Алгоритм создания нового изделия

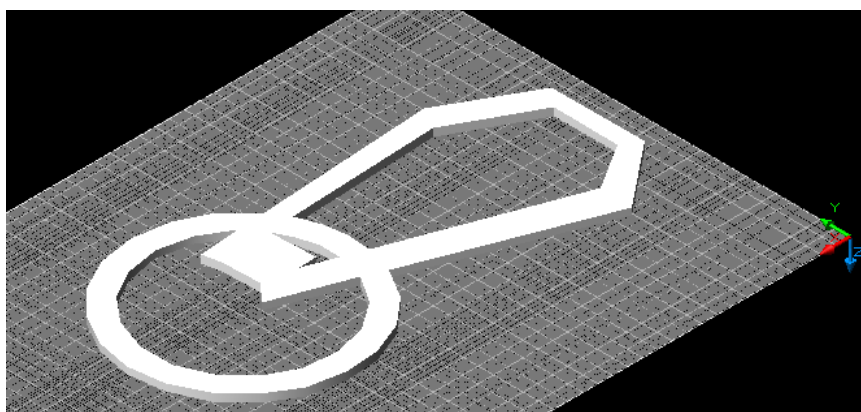


Рис. 4. Слой приемлемой толщины, полученный с помощью AUTOCAD-2006

Алгоритм на рис. 2 имеет блок-условие «Анализ системы на наличие слоевого деления». Этот блок подразумевает, что существуют системы трехмерного моделирова-

ния, которые автоматически разбивают деталь на слои, а есть такие системы, где надо эту операцию выполнить вручную.

При автоматическом разбиении первым шагом выбираем толщину слоя. Она должна быть такой, чтобы ни у одного слоя не было «затемненных» полостей.[4]. На рис. 4 представлена допустимая толщина слоя. Далее все изделие разбиваем на горизонтальные слои приемлемой толщины с получением координат каждого слоя. При ручном методе для каждого слоя создают свои плоскости координат. На рис.5 представлена деталь, разбитая на слои.

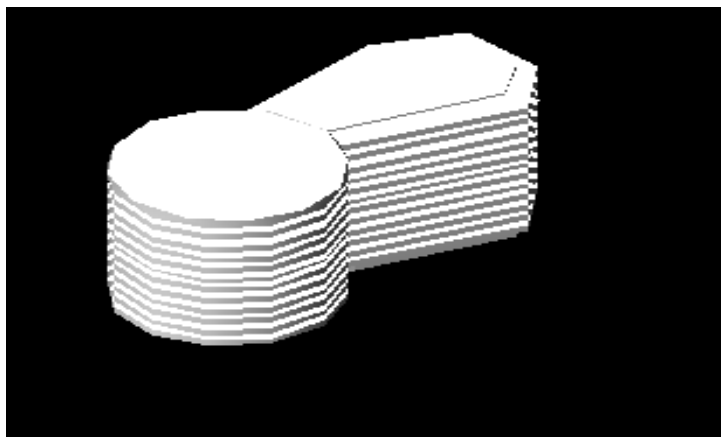


Рис. 5. Деталь, разбитая на слои.

Решение третьей задачи принципиально не отличается от предыдущей.

Рассмотрим четвертую задачу – программирование обработки на станках с ЧПУ и моделирование процесса обработки. Трехмерное моделирование облегчает процесс написания программ для станков с ЧПУ, т.е. исключает из работы программиста рутинные операции. Можно смоделировать процесс изготовления для проверки программы обработки и внести необходимые исправления [4].

С точки зрения конструкторов изделий быстрое прототипирование означает быстрое прямое преобразование компьютерных моделей в физический, осязаемый объект. Многообразие RP-технологий и установок для их реализации продолжает увеличиваться. В большинстве случаев использование RP-технологий приводит к получению модели, которая используется для подготовки реального производства. В некоторых случаях можно получать изделия для их прямого использования. Возрастает применение RP-технологий для изготовления оснастки, пригодной для серийного производства изделий

Эффект от использования RP-технологии проявляется в значительном, в десятки раз, сокращении времени и затрат на разработку новых изделий, а также в повышении качества разработки. Конструктор получает в свои руки рабочую модель почти так же легко и быстро, как чертеж с принтера или плоттера, что позволяет значительно повысить эффективность его работы [4].

Во всем мире насчитывается десятки тысяч RP-установок, и их число быстро растет. Крупные компании, как правило, эксплуатируют до десятка установок, более мелкие пользуются услугами специализированных центров.

Заключение

Из приведенных примеров видно, что трехмерное моделирование помогает реализовать любые творческие идеи, а также повысить производительность труда за счет исключения технологической подготовки производства. Грамотный подход к проблеме автоматизации вовлекает конструктора в мир проектирования без границ, предоставляя ему среду, работа в которой становится более производительной и творческой. А со-

вмещение трехмерного моделирования и RP –технологий поможет повысить прибыль предприятия и, соответственно, мотивацию его сотрудников.

Литература

1. AutoCAD трехмерное моделирование и дизайн. / Под ред. В. Погорского. М., 2005..
2. CorelDRAW! Одним взглядом. / Под ред. С. Понаморенко. СПб, 1995.
3. Маталин А.А..Технология машиностроения. Л.: Машиностроение, 1985. 511с.
4. Валетов В.А., Бобцова С.В.. Новые технологии в приборостроении. СПб: СПбГУ ИТМО, 2004. 120с.

**К ВОПРОСУ О МЕТОДАХ РЕШЕНИЯ ПРОБЛЕМЫ
НАЦИОНАЛЬНЫХ МЕНЬШИНСТВ (ЕВРОПЕЙСКИЙ ОПЫТ
ПЕРИОДА 20-Х - 30-Х ГОДОВ XX В. И СОВРЕМЕННОСТЬ)****В.Ю. Лукьянов**

В период конца XX – начала XXI веков значительно возросло значение идеологии национализма как фактора, оказывающего влияние на формирование политической реальности. Важнейшие события 90-х годов XX века, происходившие на мировой арене – объединение Германии, распад СССР, Югославии и Чехословакии проходили не только под флагом борьбы за изменение существующего политического строя – коммунизма, но и под лозунгом обретения национальной независимости. В первом случае – объединения Германии – использовался лозунг объединения нации (немцев) в одно государство. Распад СССР, Югославии и Чехословакии, напротив, проходил под лозунгами разрушения многонационального государства и обретения национальной независимости и государственной самостоятельности живущих в них народов.

Усиление значения национализма как идеологии было связано в первую очередь с окончанием периода «холодной войны». В идеологическом плане главным содержанием «холодной войны» было жесткое противостояние двух основных идеологий второй половины XX века – демократии, главным проводником которой на мировой арене были США, и коммунизма – СССР. Идеологическое противостояние дополняло и сопровождало противостояние в геополитической сфере – между СССР и США, НАТО и ОВД. Обе идеологии отрицали национализм как значимый фактор развития политического процесса. Связано это было с тем, что в основе обеих идеологий – и коммунизма, и демократии – лежали доктрины наднационального и вненационального характера.

Так, в основе коммунистической идеологии лежал принцип «классового подхода», сводящий все проблемы мирового политического процесса, как внутренней, так и внешней политики к борьбе между буржуазией и пролетариатом, капиталистической и социалистической формациями и т.д. Идеология демократии брала за основу тезис о «борьбе между демократией и тоталитаризмом». С одной стороны – ценности свободы, демократии, прав человека, защитником которых является западный мир, в первую очередь – США. С другой – объединенные вокруг СССР тоталитарные государства, основанные на принципах отрицания прав и свобод человека, подавлении личности государством, терроре, массовых репрессиях и т.д.

Как можно увидеть, и в том, и в другом случае места для национализма, национальных ценностей не находилось. Разумеется, противостоящие стороны – СССР и США, коммунистическая и демократическая идеологии – не отвергали в принципе сам факт существования националистической идеологии и ее значение. Например, в СССР существовал термин «национально-освободительное движение», который употреблялся в отношении государств и народов, борющихся за обретение национальной независимости, против влияния западного мира – в первую очередь США, но не принимающих и не разделяющих при этом ценности коммунистической идеологии. К национально-освободительным движениям причислялись так называемые страны «третьего мира» – государства Азии, Африки и Латинской Америки, которые рассматривались СССР как потенциальные союзники в борьбе со странами запада, в первую очередь – США. Однако при этом национализму, националистическим идеологиям отводилась все же подчиненная, вторичная роль. Национализм трактовался как величина, зависи-

мая от борьбы двух главных идеологий второй половины XX века – коммунизма и демократии.

Ситуация принципиально изменилась в период 90-х годов XX века. Крах мировой коммунистической системы и, как следствие, коммунистической идеологии, серьезная дискредитация демократической идеологии в результате агрессивной внешней политики, проводимой США в период 90-х годов, привели к образованию своего рода «идеологического вакуума», для заполнения которого сегодня активно используются и востребованы различные идеологии, в том числе и даже в первую очередь – идеология национализма.

Особую значимость и актуальность приобрела данная проблема для так называемого постсоветского пространства, т.е. бывших союзных республик СССР, а ныне – независимых государств СНГ. После распада СССР, краха коммунистической идеологии упомянутый выше «идеологический вакуум» приобрел особо острые формы. Можно утверждать, что в бывших советских республиках в период 90-х годов именно национализм, причем национализм в его крайних, экстремистских формах становится доминирующей идеологией. Главной формой его выражения стала тенденция к нарастанию антироссийских настроений в республиках бывшего СССР, принятие на официальном, государственном уровне законов, ограничивающих политические и экономические права русскоязычного населения, отказ от придания русскому языку статуса государственного и т.д. Особенно остро указанные проблемы проявились в бывших республиках советской Прибалтики – Эстонии, Латвии и Литве.

Именно по этой причине необходим более подробный анализ понятия национализм как политическая идеология. Перспективным при решении названной задачи представляется проведение анализа ситуации в Европе в период между первой и второй Мировыми войнами, анализ германского национал-социализма как идеологии, доведший идеи национализма до крайних, экстремистских форм.

В первую очередь необходимо остановиться на формулировании самого понятия «идеология», а также на особенностях и специфике именно национализма как идеологии. Теоретическому изучению понятия «идеология» посвящено большое количество трудов как отечественных, так и зарубежных исследователей.[1–4] При всей разнице существующих подходов к изучению идеологии и акцентировании различных ее аспектах основные выводы совпадают. Идеология определяется, прежде всего, как инструмент создания политической реальности, политическое оружие, используемое для побуждения и мобилизации общества (или его части) ради достижения какой-либо политической цели.

Рассмотрим теперь особенности и специфику именно национализма как политической идеологии. В самом общем виде национализм можно определить как идеологию, рассматривающую нацию как высшую ценность и декларирующую национальные интересы как приоритетные по сравнению с интересами других типов (классовыми, религиозными и т.д.) Кроме того, национализм выдвигает именно понятие «интересы нации» в качестве обоснования для принятия важнейших решений в сфере внутренней и внешней политики. Национализму как идеологии присущи два важнейших качества.

Первое - функция интеграции, т.е. объединение, интегрирование усилий людей, принадлежащих к одной национальности ради создания собственного государства.[5, с. 5–7] Яркий пример – создание германской империи в период 60-х–70-х годов XIX века (так называемого второго Рейха), объединение раздробленных германских государств в единое целое вокруг Пруссии.

Вторая – прямо противоположная первой функция дезинтеграции, направленная на разрушение существующего государства. В этом случае усилия по разрушению государства исходят от национальных групп, национальных меньшинств, проживающих на территории какого-либо государства, но стремящихся при этом к суверенитету, т.е.

обретению собственной государственности.[5, с. 5–7]. Примеров национализма такого рода можно найти немало в новейшей мировой истории – борьба баскского меньшинства за независимость в Испании, палестинская проблема в Израиле и т.д. Таким образом, энергия и потенциал национализма как идеологии может быть направлена как на создание государства, так и на его разрушение. Именно эти качества национализма и превращают его в идеологию, т.е. в политическое оружие, главное предназначение которого – создание новой политической реальности, достижение какой-либо политической цели.

Оба эти качества национализма как политической идеологии – потенциальная способность к разрушению государства и способность к его созданию – в полной мере проявили себя в Европе в период между Первой и Второй мировыми войнами. Одной из острейших проблем того периода была проблема национальных меньшинств. По окончании Первой мировой войны в Европе появились девять новых государств – Польша, Чехословакия, Венгрия, Австрия, Королевство сербов, хорватов и словенцев, Финляндия, Эстония, Латвия и Литва. Суть проблемы заключалась в том, что при определении их границ страны-победительницы в Первой мировой войне, которые и являлись инициаторами формирования новых европейских государств, руководствовались исключительно политическими соображениями. Версальский мирный договор 1919 года предпринял попытку перекроить политическую карту Европы по национальному принципу, т.е. по принципу «каждая нация должна иметь собственное государство». Однако на практике «принцип Вильсона (т.е. условия Версальского мирного договора - *В.Л.*) оказался совершенно неспособным привести государственные границы в полное соответствие с границами национальными и языковыми» [6, с. 211]. Новые государства, появившиеся на месте прежних империй, неизбежно становились многонациональными. Главное их отличие от прежних многонациональных государств заключалось в том, что теперь на смену термину «угнетенные народы» пришел термин «угнетенные меньшинства» [6, с. 211]. К национальным меньшинствам относилось большое количество этнических групп, проживающих вне своей исторической родины — судетские немцы, итальянские меньшинства в Австрии и т.д.

Возникновение данной проблемы привело к серьезным изменениям в политической жизни Европы. Во-первых, появление в Европе большого количества людей, лишенных родины и поставленных вне закона, привело к созданию новой политической категории – «безгосударственные люди» [3, с.277]. Эта категория европейских граждан, счет которой шел на сотни тысяч, выработала негативное отношение к национальному государству, к идеям демократии, лежащим в его основе.

Кроме того, по окончании Первой мировой войны изменился сам характер национализма. «Если до 1914 года национальные движения были направлены против государств, воспринимавшихся как многонациональные или наднациональные, вроде Габсбургской или османской империй, то после 1919 года их противниками в Европе становились государства национальные» [6, с.220]. «Новым стало то, что в государствах Западной Европы подобные настроения принимали теперь политические, а не преимущественно культурные, как прежде, формы» [6, с.221].

Вторым важнейшим фактором, усилившим влияние национализма как идеологии в Европе межвоенного периода, стало появление на политической карте государств принципиально нового типа, в основу внутреннего устройства которых были положены доведенные до крайних, экстремистских форм националистические идеи. В первую очередь речь идет о гитлеровской Германии – государстве, фундаментом которого являлась идеология национал-социализма (фашизма). Национал-социализм как идеология являлся сложным и многоплановым явлением, включающим в себя большое количество признаков. Однако главной чертой германского национал-социализма, его фундаментом стало доведение до предельных, крайних форм основного принципа национа-

лизма – принципа нации как главной и высшей ценности. Именно интересами германской нации, объявленной идеологами гитлеровского режима «нацией господ», обосновывались и оправдывались решения, принимаемые в области внутренней и внешней политики – установление тоталитарной диктатуры внутри самой Германии, ведение агрессивной внешней политики, направленной на уничтожение «неполноценных» наций, и т.д.

Другая важнейшая составная черта идеологии национал-социализма – принципиально новое определение самого термина «нация». При формулировании понятия нация принято выделять два основных подхода. Первый – гражданско-политическая интерпретация термина. В данном случае нация определяется как **вся** совокупность граждан, проживающая на территории какого-либо государства, вне зависимости от их этнической принадлежности, вероисповедания, культуры, традиций и т.д. Главным при «связывании» данной общности в единую нацию считается наличие у них общего гражданства, т.е. того, что все они являются гражданами данного государства, наделены равными правами и обязанностями по отношению к этому государству, признают его законы, платят налоги и т.д.

Второй подход, диаметрально противоположный первому, может быть определен как культурно-исторический. В данном случае нация трактуется как совокупность людей, объединенная такими факторами, как общность языка, культуры, традиций и т.д. Главной величиной, образующей нацию, признается не общее гражданство или равные политические права, как в первом случае, а некие общие духовные, нравственные ценности, берущие свое начало в далеком прошлом и сложившиеся в течении длительного периода времени [5, с.25].

Германский национал-социализм предложил принципиально новую, расово-биологическую трактовку термина нация, согласно которой главным при определении понятия нация является не гражданство и даже не общность культуры и языка, а некое биологическое начало. Нация формировалась за счет чисто биологических категорий, не имеющих социально-политической основы – общностью крови, цветом волос, формой черепа и т.д. «Теоретики НСДАП воспринимали народ вне всякого социального содержания, придавая этому термину некий биологический смысл, предпочитая говорить не столько о народе, сколько о народности, а еще лучше – о народной общности».[7, с. 17]. Самая главная величина, образующая нацию, лежала в некоей мистической, иррациональной области и определялась как «народный дух», «народная душа», которые, собственно, и определяют будущее каждой нации, ее место в окружающем мире, развитие внутренней и внешней политики. Упомянутая «душа» присуща каждой нации. По представлению одного из главных идеологов национал-социализма А. Розенберга, «каждая раса имеет свою душу... форму проявления и образ жизни; каждая раса имеет, наконец, свой высший идеал. Смешение рас ни в коем случае недопустимо» [7, с. 16]. Следовательно, нации изначально не могут быть равны. Одни нации, «неполноценные» от природы, рождены рабами, и их удел – повиноваться. Другие – «нации господ», которые должны править миром.

Разумеется, сами по себе идеи о национальном превосходстве, неравенстве рас не были чем-то принципиально новым. Задолго до появления идеологии национал-социализма, в середине XIX столетия в Европе формируется идеология расизма, исходящая из тезиса о неравенстве человеческих рас, о том, что одни расы в силу каких-либо причин развиваются лучше других. Наиболее известными представителями этого направления были английские исследователи Хьюстон Стюарт Чемберлен, Ф. Гэлтон. Новым стало то, что классический расизм конца XIX века рассматривал идею неравенства рас более в теоретическом плане, не призывая к массовому уничтожению неполноценных рас и не делая эту задачу главной целью внешней политики. Идеология же национал-социализма перевела теоретическое положение о неравенстве рас в конкрет-

ную, практическую плоскость. Именно тезис о делении рас на «полноценные» и «неполноценные» стал основой формирования государственно-политической модели гитлеровской Германии, основой ее внутренней и внешней политики. Во внешней политике тезис неравенства рас оправдывал агрессию, территориальные захваты, направленные против других государств Европы. Во внутренней – уничтожение представителей «неполноценных» рас, в первую очередь евреев, в самой Германии.

Вернемся теперь к рассмотрению основной темы статьи – проблеме национальных меньшинств в Европе в период между Первой и Второй мировыми войнами. В решении данной проблемы столкнулись два принципиально разных подхода – подход, предложенный демократическими государствами Европы, в первую очередь Англией и Францией, и подход национал-социалистической Германии. Остановимся на рассмотрении каждого из них более подробно.

Демократические государства Европы при решении проблемы национальных меньшинств столкнулись с серьезной проблемой, которую так и не смогли решить. В ее основе лежало противоречие, проистекающее из самой природы демократии – противоречие между принципом нерушимости государственных границ и принципом права наций на самоопределение.

С одной стороны, демократия основана на принципе подчинения меньшинства большинству. С другой, стороны, демократия исходит из необходимости соблюдения прав и свобод меньшинства, защиты его интересов. Однако в национальном вопросе признание равных прав и свобод меньшинства и большинства на практике означает право меньшинства на отделение и создание самостоятельного государства, что, в свою очередь, вступает в противоречие с правом национального большинства на сохранение территориальной целостности собственного государства [8, с.77].

Кардинального разрешения этого противоречия демократия предложить не смогла. В качестве решения предлагалось гарантировать права национальных меньшинств через Лигу наций, оказывать им материальную помощь и т.д. Однако все это, разумеется, были полумеры, не решающие проблему.

Дело, однако, заключалось не только в неспособности демократических государств Европы разрешить в межвоенный период проблему национальных меньшинств. Проблема была более серьезной и заключалась в неспособности демократии предложить решение национального вопроса в принципе. Демократический вариант решения данной проблемы к началу XX века был разработан чисто теоретически. Его суть заключалась в идее прогресса человеческой цивилизации как универсального пути, по которому предстоит пройти всем нациям. [9]

«Ориентируясь на идеи прогресса при оценке притязаний наций, либеральные мыслители середины 19 – начала 20 веков тем самым оперировали критериями, лежащими вне плоскости собственно национальных, «эгоистических» интересов. Это позволяло им делать упор на либеральные ценности индивидуальной свободы, терпимости и равенства перед законом, равно как и идею сотрудничества наций. Вместе с тем, уверенность в необходимости прогресса заставляла их видеть в национальных проблемах нечто временное, обусловленное переходным состоянием общества, но безусловно изживаемое в будущем, когда либеральные принципы утвердятся повсеместно... В силу названных причин данные концепции, декларируя возможность гармоничного сочетания интересов индивидов, нации и человечества в целом, не предлагали способов разрешения потенциальных конфликтов между такими интересами. Между тем именно это является самым главным при выработке либеральной *политики* в национальном вопросе» [9, с.104].

Иными словами, демократия при решении национального вопроса абсолютизировала некие абстрактные положения, теоретически, возможно, и верные, но бесполезные при решении конкретных проблем. Таким положением была вера в универсальность

базовых принципов демократии – свобода личности, равенство перед законом, терпимость в отношении людей другой национальности и т.д. Еще раз подчеркнем, что теоретически данные положения были абсолютно правильны, но при этом мало подходили для решения конкретной проблемы, в данном случае – проблемы национальных меньшинств в Европе между Первой и Второй мировыми войнами.

Гораздо более простое и в то же время радикальное решение проблемы было предложено германским национал-социализмом. Подход идеологии национал-социализма базировался на упомянутых выше принципах расового неравенства и превосходства одних наций над другими.

С одной стороны, «низшие» расы – евреи, славяне – вообще не имели права на то, чтобы иметь собственное государство (даже в том случае, если оно у них уже было). Эти народы должны быть либо физически уничтожены, либо, в лучшем случае, лишены всех прав и низведены до положения рабов.

С другой стороны, «высшие» расы – в первую очередь, немецкие меньшинства, проживающие в других европейских государствах, вне границ Германии – безусловно, имели право на создание собственного государства. Они сами и те государства, в которых они жили, должны были войти в состав Германии, создав новый, третий Рейх.

Разумеется, нет необходимости говорить как о преступности, так и практической невозможности реализации подобных «теорий». Дело, однако, заключалось в другом. Кажущаяся простота решения сложнейшей проблемы расширяла социальную базу национал-социализма, увеличивала число его сторонников как в самой Германии, так и за ее пределами. Именно идея объединения всех немцев в одно государство стала идеологическим обоснованием присоединением к Германии Австрии и оккупации Чехословакии, осуществленных, как известно, практически без единого выстрела. Национал-социализм, в отличие от демократии, подошел к решению проблемы национальных меньшинств в Европе не абстрактно-теоретически, но идеологически. В свою очередь, удачное и эффективное решение Германией проблемы национальных меньшинств привело к усилению ее внешнеполитических позиций, подготовило плацдарм для развязыванию Второй мировой войны. И в случае с Австрией, и в случае с Чехословакией национал-социализм обосновывал захват этих государств именно идеологически – тезисом о «единении германской нации», «создании великого Рейха» и т.д.

Следует отметить, что при решении проблемы национальных меньшинств в Европе гитлеровская Германия чрезвычайно эффективно использовала оба упомянутых выше качества идеологии национализма – интеграционную и дезинтеграционную функцию. С одной стороны, национал-социалистическая пропаганда постоянно говорила о воссоздании «Великой германской империи», «Третьего Рейха», необходимости объединения в этом государстве всех этнических немцев. С другой, та же национал-социалистическая идеология вела планомерное и целенаправленное разрушение других государств, используя в качестве основного инструмента тезис о необходимости защиты интересов соотечественников, этнических немцев, проживающих в этих государствах.

Рассмотрение политических процессов, протекавших в Европе в период между мировыми войнами, во многом актуально и сегодня. В результате событий 90-х годов XX века – распада СССР, Югославии и Чехословакии – вновь резко обострился вопрос национальных меньшинств. Особую актуальность и остроту данная проблема приобрела в республиках бывшего СССР – в виде обострения проблем русскоязычного населения. Миллионы наших соотечественников после распада СССР оказались на положении именно национальных меньшинств, т.е. этнических групп, оторванных от исторической родины. Как нельзя более остро для них стоит сегодня проблема приобретения равных политических прав с коренным населением бывших советских республик, сохранения русского языка и придания ему статуса государственного. Особую остроту

этот вопрос приобрел в бывших республиках советской Прибалтики – Эстонии, Латвии и Литве. В целом события 90-х годов XX века своей глубиной, масштабами и формой проявления кризисных явлений (распад старых и образование новых государств, обострение проблемы межнациональных отношений) представляются вполне сопоставимыми с событиями, происходившими в период между Первой и Второй мировыми войнами. Данная проблема, однако, требует решения, при поиске которого может и должен быть востребован исторический опыт 20-х – 30-х годов. Этот опыт убедительно свидетельствует: попытка решить проблему национальных меньшинств на основе непродуманного, спекулятивного использования лозунгов типа «восстановления исторической справедливости», «собираания нации в единое целое», «защиты интересов соотечественников» и т.д. крайне опасна. Использование подобных лозунгов и методов действия в период между Первой и Второй мировыми войнами Германией привело, в конечном итоге, к развязыванию новой мировой войны.

С другой стороны, предпринятые в этот период демократическими государствами попытки найти решение национального вопроса на основе ценностей «классической» демократии – приоритет интересов личности, терпимость и уважение к людям других национальностей, равенство прав и свобод граждан вне зависимости от их национальной принадлежности – также оказались несостоятельны. Как было показано в статье, демократические государства Европы оказались неспособными предложить эффективный способ решения проблемы национальных меньшинств и противопоставить что-либо национальной политике, проводимой гитлеровской Германией. Причина этого заключалась в том, что упомянутые ценности «классической» демократии были вполне верны и правильны теоретически, но мало подходили для решения конкретных проблем, возникающих в сфере международных отношений.

Именно опыт 20-х – 30-х годов показывает: подходить к решению проблемы национальных меньшинств сегодня, в начале XXI века, необходимо крайне осторожно и осмотрительно. Например, при решении проблем русскоязычного населения в бывших республиках СССР, ныне государствах СНГ, ошибочными представляются методы, предлагаемые политическими силами, занимающими крайние, экстремистские позиции. Данная проблема принимает наибольшую остроту, в первую очередь, в бывших республиках советской Прибалтики, а ныне самостоятельных государствах – Эстонии, Латвии, Литве.

Часть современного российского политического спектра занимает леворадикальные, ультранационалистические и ультракоммунистические позиции. В этом случае для защиты соотечественников в бывших советских республиках предлагается использовать крайне жесткие методы – экономические и политические санкции и даже военное вторжение. Как показывает исторический опыт, реализация подобного варианта на практике приводит лишь к эскалации насилия, разрастанию вооруженных конфликтов. С другой стороны находится та часть современной российской политической элиты, которая призывает к решению проблем соотечественников в бывших республиках СССР на основе ценностей «классической» демократии – невмешательства в дела суверенных государств (т.е. бывших республик СССР), призыва к уважению их правительствами прав и свобод русскоязычного населения и т.д. Однако в данном случае все названные ценности, теоретически, возможно, вполне правильные, на практике означают одно – предательство интересов наших соотечественников.

Обобщая, можно сделать следующий вывод. На любом этапе исторического развития при решении проблемы национальных меньшинств (более широко – проблемы межнациональных отношений) главной сложностью является нахождения эффективного и сбалансированного метода решения, который устраивал бы все стороны. Ультранационалистический принцип защиты интересов соотечественников «любой ценой», в том числе и путем военного вмешательства, ведет лишь к эскалации насилия, развязы-

ванию череды войн. Именно по такому варианту развивались события в период 20-х – 30-х годов XX века в Европе. Провозглашенный гитлеровской Германией курс на то, чтобы любыми методами защитить интересы соотечественников за пределами Германии, привел, в конечном счете, к развязыванию Второй мировой войны.

Ультрадемократический принцип решения – ни в коем случае не использовать жесткие меры, действовать исключительно методом переговоров, консультаций, уступок и т.д. – несмотря на свою внешнюю привлекательность, оставляет национальные меньшинства беззащитными, тем самым фактически также развязывая агрессию против них со стороны государства, на территории которого они проживают. Возвращаясь к основной теме статьи – решению проблемы национальных меньшинств в период 30-х годов – можно сказать, что псевдолиберальная, псевдodemократическая позиция, занимаемая демократическими государствами Европы того времени – ни в коем случае не действовать против агрессора, Германии, жесткими методами, использовать исключительно методы переговоров, поиска компромисса и т.д. (так называемая политика «умиротворения агрессора») – лишь стимулировала дальнейшую агрессию. Государства, находящиеся по разные стороны политического спектра – фашистская Германия и европейские демократии, прежде всего Англия и Франция – парадоксальным образом двигались к одной и той же цели – развязыванию Второй мировой войны.

Очевидно, что решение указанной проблемы, т.е. метод решения межнациональных проблем, в максимально возможной степени учитывающий интересы всех сторон, отыскать весьма непросто. Вероятно, оптимальной является выработка некоей промежуточной модели, находящейся между ультранационалистическим и ультрадемократическим подходами. При решении проблемы национальных меньшинств, проблемы защиты интересов соотечественников за рубежом, необходимо найти разумное сочетание жестких мер (применения системы экономических и политических санкций против государства, нарушающего права национальных меньшинств) и мер умеренного типа (переговоров, консультаций, привлечения сторонних посредников).

Литература

1. Ойзерман Т.И. Марксизм и утопизм. М., 2003.
2. Ясперс К. Смысл и назначение истории. М., 1994.
3. Arendt H. The origins of totalitarianism. San - Diego, 1979.
4. Friedrich C.J., Brzezinski Z. Totalitarian dictatorship and autocracy. Cambridge, 1956.
5. Малахов В.С. Национализм как политическая идеология. / Учебное пособие. М., 2005.
6. Хобсбаум Э. Нации и национализм после 1780 г. СПб, 1998.
7. Буханов В.А. Европейская стратегия германского национал - социализма и ее крах: идейно-политические проблемы. Екатеринбург, 1998.
8. Newman K. European democracy between the wars. London, 1970.
9. Малинова О.Ю. Либерализм и концепт нации. // Полис. 2003. № 2.

К ТЕМЕ «ИДЕОЛОГИЯ ГЕРМАНСКОГО ФАШИЗМА» (ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ)

В.Ю. Лукьянов

Понятие «фашизм», его идеология и история, принадлежит, казалось бы, далекому прошлому. Поражение гитлеровской Германии и ее союзников во Второй мировой войне означало и поражение фашизма как идеологии, системы мировоззрения. Однако изучение данной проблемы остается актуальным и сегодня. Связано это, прежде всего, с тем, что сегодня, в начале XXI века фашистская идеология вновь укрепила свои позиции. Как в России, так и в других странах мира усилили свое влияние политические силы фашистского типа, прежде всего ультранационалистические группировки, провозглашающие идеи национального превосходства, деления наций на «полноценные» и «неполноценные».

Данная проблема существует сегодня не только в чисто теоретическом виде, но имеет и практическое значение. Значимость и актуальность проблемы фашизма связана с двумя факторами.

Во-первых, в последние годы значительно укрепил свои позиции так называемый «легальный» фашизм, или, как его официально называют, неофашизм. Под неофашизмом понимают политические силы (в первую очередь политические партии) открыто исповедующие идеологию фашизма. Эти политические силы хорошо организованы, имеют отлаженную внутреннюю структуру, устав, программу и т.д. Неофашистские политические партии, существующие во многих странах мира, стремятся прийти к власти легальным путем, т.е. путем критики действий существующей власти, пропаганды собственной идеологии, участия в выборах всех уровней, формирования массовой социальной базы.

Во-вторых, весьма актуальной практически для всех государств Европы становится проблема так называемого «бытового» фашизма. Значительно возросло количество преступлений, совершаемых на почве межнациональной розни, нетерпимого отношения к людям иной национальности.

Разумеется, опасность как «легального», так и «бытового» фашизма не следует преувеличивать. Пока что и в той, и в другой формах современный фашизм достиг достаточно скромных результатов. Говоря о «легальном» фашизме, можно констатировать тот факт, что ни в одной европейской стране партии и политические группировки фашистского типа не смогли добиться каких-либо серьезных успехов – сформировать правительство или выдвинуть своего лидера на пост главы государства. Точно так же и в случае с «бытовым» фашизмом говорить о нем как о реальной угрозе социально-политической стабильности пока не приходится. Беспорядки на почве межнациональной неприязни пока носят достаточно стихийный и локальный характер и подавляются с помощью силовых структур. Вместе с тем, однако, закрывать глаза на проблему фашизма не стоит. Исторический опыт свидетельствует – фашизм способен очень быстро превратиться из мало влиятельного политического течения, поддерживаемого лишь кучкой политических экстремистов и маргиналов, в грозную политическую силу и прийти к власти. Классический пример – приход к власти в Германии 30-х годов XX века А. Гитлера и возглавляемой им национал-социалистической партии.

Существует еще одна причина, по которой изучение фашизма требует глубокого и пристального внимания. В течение всей второй половины XX века, в период так называемой «холодной войны», имело место жесткое противостояние двух главных идеологий второй половины столетия – коммунизма и демократии. Именно противостояние названных идеологий определяло ход развития мирового политического процесса. Фашизм был оттеснен на его обочину. Ситуация принципиально изменилась сегодня, в начале XXI века. Распад мировой коммунистической системы и, как следствие, крах

коммунистической идеологии, серьезная дискредитация демократической идеологии в результате агрессивной внешней политики, проводимой США в период конца XX – начала XXI веков, привели к образованию своего рода «идеологического вакуума», для заполнения которого могут быть востребованы самые разные идеологии. Одной из наиболее эффективных идеологий в этом плане вполне может оказаться фашизм, позиционирующий себя как некая «третья сила», альтернативная как идеологии коммунизма, так и идеологии демократии.

Именно по указанным причинам изучение фашизма, его истории и идеологии не утратило своей значимости и актуальности. Весьма перспективным для анализа указанной проблемы представляется изучение «классического» фашизма, т.е. европейского фашизма периода 20-х–30-х годов XX века. Именно в указанный период фашизм как идеология, как модель государственно-политического устройства достигает своего рода расцвета, пика политического влияния. Фашистские режимы существуют в двух крупнейших европейских государствах – Германии (режим А. Гитлера) и Италии (режим Б. Муссолини). Кроме того, в ряде государств Европы существуют режимы, не являющиеся фашистскими в «чистом» виде, но определяемые как режимы «фашистского типа». Эти режимы используют отдельные положения и тезисы идеологии фашизма, «встраивая» их в модель собственного государственно-политического устройства. Классическими примерами таких государств считаются режим Франко в Испании и режим Салазара в Португалии.

Решая проблему классификации государств фашистского типа, авторитетный западногерманский историк и философ Э. Нольте разграничил и типологизировал четыре основных уровня.

На низшей, первой ступени – авторитаризм, не являющийся собственно фашизмом, несмотря на то, что авторитарные режимы активно использовали в своей идеологии характерную для фашизма идею «национального единства».

Вторая и третья ступени – промежуточные стадии «раннего» фашизма [1, с. 34]. Высшей степени фашизма – тоталитаризма – достигли только режимы Гитлера в Германии и Муссолини в Италии. «Из всех фашистских движений лишь итальянский фашизм и германский национал-социализм были подлинно народными движениями, которые достигли победы и вывели своих лидеров (Гитлера и Муссолини - *В.Л.*) на позиции глав государств» [2, с.15]. Таким образом, главным критерием, позволяющим, с точки зрения Нольте, определить германский национал-социализм и итальянский фашизм как законченные формы фашизма, являлась их опора в массах. При этом режим Муссолини все же не дотягивал до уровня радикального, абсолютного фашизма, которого достиг гитлеровский режим, известный также как национал-социализм.

Идею об итальянском фашизме как более мягком, умеренном режиме по сравнению с германским национал-социализмом разделяли и отечественные ученые. «Степень поглощения гражданского общества фашистским государством в третьем Рейхе была значительно выше, чем в Италии, значительней была концентрация власти, а террор осуществлялся в больших масштабах» [3, с.8].

Главный вывод состоит в следующем: анализ фашизма, его идеологии наиболее плодотворен в случае взятия в качестве образца германской модели фашизма (национал-социализма). Именно политический режим, созданный А. Гитлером в Германии в период 30-х – 40-х годов XX века, может быть признан своего рода эталоном, образцом фашизма как идеологии и как модели государственно-политического устройства.

Прежде всего, необходимо остановиться на таком качестве, присущем идеологии фашизма вообще и германского варианта в частности, как аморфность и размытость, отсутствие в ней четких и ясных базовых положений. Данная особенность идеологии германского фашизма неоднократно отмечалась как отечественными, так и зарубежными исследователями. «Отдельные составные части «идеологического учения» фа-

шизма не только противоречили друг другу, но были просто несовместимы. Беспринципная, прагматическая смена одних лозунгов другими, осуществляемая по мере изменения курса» [3, с.269]. «Нет ни фашистской философии, ни фашистской доктрины. Есть мифы, течения, притязания, достаточно разнородные и довольно плохо между собой связанные. Фашизм определенно утверждает примат иррационального и инстинктивного» [4, с. 329].

Именно по этой причине в современной политической жизни зачастую имеет место некорректное использование термина «фашизм», постоянное наклеивание политических ярлыков. «Фашистским» может быть названо практически любое «не понравившееся» государство, политическая партия и т.д. «Фашистскими» часто называют государства с совершенно разным общественно-политическим строем и экономической моделью. Именно поэтому появляются такие формулировки, как «фашистская диктатура Пиночета», «коммунофашизм», «демофашизм» и т.д. Указанное качество фашизма, т.е. нечеткость и размытость его идеологии, отсутствие в ней ясных и недвусмысленных базовых положений, крайне затрудняет правильное понимание природы фашизма, опасность исходящей от него угрозы. Именно поэтому необходимо остановиться на основных формулировках, используемых при изучении фашизма различными историко-политическим направлениями.

Марксистское направление, представленное, прежде всего, советской исторической школой, трактовало фашизм в русле концепции классовой борьбы. Фашизм определялся исключительно с точки зрения социально-экономических факторов. Политическая система фашизма трактовалась как производная от них. Один из крупнейших советских исследователей фашизма А.А. Галкин дает следующее определение.

«Фашизм – это выражение острого социального и политического кризиса капитализма. Он представляет собой кризисную форму перехода от монополистического капитализма к капитализму государственно-монополистическому. Эта форма власти используется тогда, когда традиционная для капиталистических стран система по тем или иным причинам оказывается несостоятельной.

Важная особенность фашизма – специфика его отношений с массами. Она заключается в его способности устанавливать связи с многочисленными группами, не относящимися к правящим классам, в умении мобилизовать и политически активизировать эту часть населения в интересах эксплуататорского строя» [3, с. 9].

Приведенное определение, трактующее фашизм как «ставленника монополий», в советской исторической науке являлось официальным и по сути единственным. Между тем, оно представляется слишком узкими и не раскрывающим всей полноты явления. Данная трактовка не может, скажем, объяснить появления фашизма в экономически неразвитых государствах, а в настоящее время – и в бывших социалистических странах [5]. Кроме того, приведенное определение (фашизм – ставленник монополий и слуга крупного капитала) неверно, односторонне освещает взаимосвязь экономической и политической власти. Процитированное определение исходит из идеи полной зависимости политической власти (фашизм) от экономической (крупный капитал). Однако связь политики и экономики носит двухсторонний характер. «Именно активное вмешательство государства – защита собственности законами, опирающимися на физические санкции – делает богатство потенциальным источником власти, поскольку без этого вмешательства человек вскоре лишился бы своего богатства» [6, с. 150]. Иными словами, носитель политической власти до определенного момента, безусловно, зависит от носителя власти экономической (банкира, промышленника и т.д.) и нуждается в нем. Однако рано или поздно политический деятель сосредотачивает в своих руках такие властные полномочия, которые делают его независимым и позволяют, в свою очередь, активно воздействовать на носителя экономической власти.

Более того, специфической чертой тоталитарного государства вообще и фашистского, в частности, является не просто двухсторонний характер взаимосвязи политики и экономики, но примат первой над второй. «В тоталитарном государстве... государство подчиняет экономику своим политическим целям, таким как война или агрессия» [7, с. 315]. Особенностью тоталитарного государства является идеологический подход к решению экономических проблем, уверенность в том, что вооруженное передовой идеологией и спаянное верой в вождя общество в состоянии решить любую экономическую задачу, даже если эта задача противоречит складывающимся экономическим реалиям.

Наконец, марксистская трактовка, определяющая фашизм как «оружие эксплуататорских классов», явно игнорирует его широкую социальную базу. По справедливому замечанию известного американского политолога и социолога Х. Арендт, «было бы серьезной ошибкой забывать о том, что и тоталитарные режимы, и их лидеры опирались на поддержку масс от начала и до конца. Ни Гитлер, ни Сталин не смогли бы управлять страной, пережить множество внутренних и внешних кризисов, внутривнутриполитическую борьбу, если бы они не имели поддержки масс. Широко распространенное убеждение, что Гитлер был просто агентом германских промышленников, а Сталин – удачливым заговорщиком, победившим в борьбе за ленинское наследство – не более чем легенды» [8, с.306]. «В формировании и функционировании тоталитарных систем активно участвуют не только верхи, но и низы общества. Марксистский стереотип о роли народных масс как главных «творцов истории» не дал ответа на вопрос о том, как появились и надолго укрепились у власти антинародные режимы, опирающиеся на их поддержку. Ссылки на «демагогию» и «террор» явно недостаточны» [9, с. 532].

Как видно из приведенных отрывков, фашистский и коммунистический режимы рассматриваются в совокупности, однако нас в данном случае интересует трактовка социальной базы фашизма.

Суммируя, можно сказать, что главный недостаток рассмотренной выше марксистской трактовки фашизма заключается в том, что социально-экономический, марксистский подход игнорирует субъективную, психологическую составляющую фашизма. Между тем лишь изучение психологической основы фашизма, не сводимой к социально-экономическому фактору, позволяет понять сущность его идеологии.

Серьезный анализ психологических основ фашизма содержится в работе австрийского исследователя В. Райха. Основой его работы становится критический анализ содержащегося в марксистской концепции тезиса о способности фашизма заручиться с помощью политической демагогии поддержкой широких народных масс. В. Райх ставит вполне закономерный вопрос – почему народ Германии оказался восприимчив именно к фашистской пропаганде? Ведь активную политическую агитацию в массах вели отнюдь не только фашисты, но представители практически всех политических сил Германии периода Веймарской республики [10]. С точки зрения социально-экономических факторов очень трудно дать удовлетворительное объяснение причин прихода фашизма к власти в период 30-х годов. Казалось бы, в условиях мирового экономического кризиса конца 20-х – начала 30-х годов, который ярко иллюстрировала неэффективность буржуазно-демократической системы, к власти в Германии неизбежно должны были прийти левые силы – коммунисты и социал-демократы. Для этого, согласно марксистской теории, имелись все необходимые предпосылки – обнищание широких народных масс, высокий уровень безработицы, кризис системы буржуазной парламентской демократии. Однако вопреки ожиданиям, вопреки всякой логике, к власти приходят национал-социалисты.

Причины вышеназванных явлений, с точки зрения В. Райха, заключаются в том, что «скорость изменения идеологии ниже скорости изменения экономического базиса. Основные особенности характерологических структур формируются в глубоком детст-

ве и характеризуются большей консервативностью, чем силы технического производства. Психологические структуры со временем начинают отставать от быстрых изменений общественных условий, в которых они возникают, а затем вступают в противоречие с новыми формами жизни» [10, с. 45]. Иными словами, идеология, взгляды и убеждения масс не являются жесткой производной от социально-экономических условий, но во многом зависят от субъективных факторов, таких как религиозные убеждения, семейные традиции и т.д. Сущность же именно фашизма состоит в том, что «фашизм как идеология характеризуется метафизическим мышлением, неортодоксальными взглядами, абстрактными догмами, верой в божественное происхождение фюрера» [10, с.49].

Составляющие понятия «фашизм», разумеется, не ограничиваются названными выше, т.е. социально-экономической и психологической, сторонами. В действительности их много больше. Например, упомянутый выше западногерманский исследователь Э. Нольте трактует фашизм как «антимарксизм, стремящийся уничтожить врага почти теми же методами, что и марксизм, однако в границах национального самосознания и автономии» [2, с. 15]. Иными словами, фашизм возник как ответная реакция на марксизм и неразрывно с ним связан.

Как представляется, не существует и не может существовать исчерпывающей трактовки понятия «фашизм». Каждое из приведенных определений (в действительности их значительно больше) имеет под собой определенное основание. Причина возникающей проблемы четкого формулирования понятия фашизм вытекает из указанного выше свойства фашизма – его сложности, многомерности и противоречивости, умения сочетать в себе самые разные, порой прямо противоположные свойства. По этой причине наиболее перспективным при анализе понятия «фашизм» представляется попытка выделить основные, наиболее важные черты, присущие всем типам фашистских режимов и проанализировать их.

С точки зрения автора, правомерно говорить о существовании трех основных частей фашизма.

Первая – социально-экономическая база фашизма. Основу экономической модели фашизма составляет сохранение института частной собственности при достаточно жестком контроле над ней со стороны государства. Кроме того, государство проводит достаточно активную социальную политику, регулируя отношения труда и капитала (так называемое «корпоративное государство» в фашистской Италии, «социально-ответственное государство» в национал-социалистической Германии).

Вторая – государственно-политическая модель фашизма. Она изучена достаточно хорошо. Ее основные черты – подавление политической оппозиции, ликвидация политических прав и свобод граждан, существование в государстве однопартийной системы, харизматического лидера (диктатора), террор, репрессии и т.д.

Третью составную часть фашизма можно определить как идеологию, набор приоритетных духовных ценностей, лежащих в основе устройства фашистского государства. Как известно, основой идеологии фашизма, ее сутью, является принцип нации. Именно нация, а не класс, религиозная конфессия или какая-либо иная группа, является основой устройства общества и государства, высшей духовной и нравственной ценностью. Интересы нации первичны и приоритетны по отношению к интересам других социальных групп – классовых, религиозных и т.д. Именно интересами нации определяется принятие решений в области внутренней и внешней политики, более широко – формирование модели государственно-политического устройства. Другой составной частью упомянутого принципа нации является идея деления наций на «высшие» и «низшие».

Как представляется, именно третья, идеологическая составляющая является главной при изучении фашизма, ключом к правильному пониманию его природы. Дело в том, что первые две составные части – социально-экономическая и политическая – при-

сущи отнюдь не только фашизму. Так, принципы, провозглашаемые фашизмом в социально-экономической сфере – активное вмешательство государства в экономику, регулирование отношений труда и капитала – реализуются в той или иной мере в любом государстве, а отнюдь не только в фашистском. Если брать за основу критерий модели государственно-политического устройства фашизма – террор, репрессии, отрицание политических прав и свобод и т.д. – то неясно, чем фашизм отличается от обычной, «классической» политической диктатуры, появившейся задолго до фашизма, еще во времена античности.

И лишь идеологическая составляющая фашизма – принцип нации – в корне отличает фашистское государство от государств других типов. Разумеется, практически любое государство в той или иной степени апеллирует к национальным, патриотическим чувствам своих граждан, призывает к национальному единству и т.д. Кроме того, идея деления наций на «высшие» и «низшие» отнюдь не является «заслугой» идеологов фашизма. Идея природного неравенства рас возникла и была теоретически обоснована задолго до появления фашизма – во второй половине XIX века в рамках такого направления, как расизм.

Главным, однако, стало то, что фашизм выдвинул принципиально иную трактовку самого термина «нация» и принципиально иной подход к решению проблемы природного неравенства рас, их деления на «высшие» и «низшие». Остановимся на рассмотрении данной темы более подробно.

В первую очередь, необходимо остановиться на том, что существуют два варианта трактовки понятия «нация». Первый вариант условно может быть назван гражданско-политическим. Его суть заключается в том, что термин «нация» трактуется как **вся** совокупность людей, проживающих на территории того или иного государства, вне зависимости от этнического происхождения, религиозной принадлежности, языка, культуры и т.д. Главным фактором, превращающим упомянутую совокупность людей в единую нацию, является то, что все они – граждане государства, пользуются равными политическими правами, несут равные обязанности, соблюдают существующие в государстве законы, платят установленные налоги и т.д.

Второй вариант трактовки термина «нация» может быть определен как культурно-исторический. В данном случае при определении понятия «нация» используются критерии, прямо противоположные тем, которые использовались при первом, гражданско-политическом подходе. Нация определяется как некая общность людей, объединенная культурными ценностями, общими духовными корнями – общностью языка, культуры, традиций, религии и т.д. [11, с. 35].

Германский фашизм при определении понятия «нация» предложил принципиально новый подход, в корне отличающийся как от гражданско-политического, так и от культурно-исторического. Подход, предложенный идеологами фашизма, может быть определен как расово-биологический. Его суть заключалась в том, что нация формируется не совокупностью политических факторов – равенством прав и обязанностей граждан, и даже не общими духовными ценностями – культурой, языком или традициями, но факторами чисто биологического характера – цветом кожи, формой черепа, в совокупности – тем, что определялась как некая «общность крови». Именно мистическая «общность крови» формируют нацию, собирает ее в единое целое. Таким образом, подход к определению понятия «нация», предложенный идеологией германского фашизма, содержал в себе некое иррациональное, мистическое начало. «Теоретики НСДАП воспринимали народ вне социального содержания, придавая этому термину биологический смысл, предпочитая говорить не столько о народе, сколько о народности, а еще лучше – о народной общности» [12, с.17] .

Другой важнейшей составной частью трактовки термина «нация» идеологией германского фашизма было деление наций на «полноценные» и «неполноценные» или

«высшие» и «низшие». Нации изначально не могут быть равны. Одни нации – «высшие» – самой природой созданы для того, чтобы управлять миром, вершить судьбы «низших» наций. Удел же «низших» наций, в свою очередь, заключается в том, чтобы повиноваться. Естественно, что «высшей» из «высших» наций национал-социализм провозглашал самих немцев.

Как уже было сказано, сами по себе идеи национального превосходства, изначально неравенства рас не были чем-то принципиально новым. Задолго до появления идеологии национал-социализма, в середине XIX века в Европе формируется такое научное направление, как расизм, в основу которого был положен тезис о неравенстве рас, о том, что одни расы в силу каких-либо причин (географических, культурных и т.д.) развиваются лучше, чем другие. Принципиально новым стало то, что германский национал-социализм перевел теоретические положения классического расизма в практическую плоскость. Расизм XIX века рассматривал идею неравенства рас более в теоретическом плане, не призывая к массовому уничтожению рас неполноценных. Идеология же национал-социализма дополнила и развила теоретические положения классического расизма о неравенстве рас, переведя их в практическую плоскость.

Суммируем теперь основные положения идеологии германского фашизма. Первое – положение о нации как высшей ценности. Национальные интересы приоритетны по сравнению с интересами других типов – классовыми, религиозными и т.д. Само понятие нация определяется факторами не политического или культурного, а расово-биологического порядка – некоей «общностью крови».

Второе – положение об изначально неравенстве наций, их делении на «высшие» и «низшие». Именно деление на «высшие» и «низшие» предопределяет место каждой нации в окружающем мире. Кроме того, абсолютно недопустимой считалось смешение «высших» и «низших» наций. По представлению одного из главных идеологов национал-социализма А. Розенберга, «каждая раса имеет свою душу... форму проявления и образ жизни; каждая раса имеет, наконец, свой высший идеал. Смешение рас ни в коем случае недопустимо» [12, с. 16].

Именно названные положения идеологии национал-социализма стали основой формирования государственно-политической системы гитлеровской Германии, фундаментом ее внутренней и внешней политики. Так, во внутренней политике положение о расово-биологическом принципе определения понятия нация, о делении наций на «высшие» и «низшие» стало основой для установления политической диктатуры, террора и репрессий. Обоснованием для проведения политики террора, запрета деятельности оппозиционных политических партий, контроля над СМИ и т.д. стал тезис о необходимости защиты интересов истинных немцев от «неполноценных» наций, проживающих в Германии, в первую очередь, евреев.

Во внешней политике тезис о делении наций на «высшие» и «низшие» стал основой для формирования внешнеполитической концепции гитлеровской Германии – так называемой «пространственной внешней политики» или концепции «жизненного пространства». Суть идеи «жизненного пространства» заключалась в пересмотре идеи государства как главного элемента системы международных отношений. На смену государству национал-социализм выдвинул идею права каждой нации в рамках концепции «жизненного пространства» на занятие неких «естественных границ» обитания. Опираясь на идею неравенства рас, их деления на «высшие» и «низшие», национал-социализм во внешнеполитической сфере исходил из того, что «основным содержанием 20 века является возрождение «народов-личностей» – самого ценного, что есть на планете» [12, с. 22]. Под термином «народ-личность» национал-социализм понимал наиболее ценные в расовом отношении народы (высшие расы), самой судьбой предназначенные к тому, чтобы управлять миром. «Народ-личность» именно в силу своей избранности имел больше прав на получение территории, жизненного пространства, чем другие народы.

Данное положение формулировалось А. Гитлером в «Майн кампф» как «естественное соотношение между численностью и ростом народа, с одной стороны, и размерами и качеством земли – с другой. Лишь достаточно крупное пространство обеспечит народу свободу существования» [12, с.29] Иными словами, каждый народ должен занимать то пространство, на которое он может претендовать «естественным образом», т.е. в силу отведенного ему природой места в истории.

Кроме того, принципиально новым положением, выработанным в рамках концепции «жизненного пространства», стала идея германизации. На присоединенных к Германии землях должна была происходить германизация не народов, а земель. Поскольку, согласно идее о неравенстве рас, смешение с местным населением было абсолютно недопустимо, германизация, или присоединение к Германии новых территорий, «означала не просто завоевание чужих территорий, а уничтожение или по меньшей мере изгнание местного населения» [12, с. 29].

Суммируя сказанное, можно сделать следующие выводы. Основная причина успехов, которые были достигнуты германским фашизмом в период 30-х годов, причина его прихода к власти и создания в Германии экономически и политически развитого, ориентированного на ведение войны тоталитарного режима лежит в области идеологии. Не экономический (фашизм – ставленник крупного капитала) и не политический (фашизм – прежде всего политическая диктатура, террор и репрессии) факторы стали причиной успехов германского фашизма. Главный фактор – идеологический. Именно идеология фашизма – доведенный до крайних, экстремистских форм национализм, усиленная пропаганда ненависти к другим народам, с одной стороны, и идеи «избранности» германской нации, с другой, помогли германскому национал-социализму получить то главное, без чего немыслимо завоевание политической власти – широкую социальную базу, опору в массах. Без этого, т.е. без поддержки миллионов немцев, искренне поверивших в идеи национал-социализма, гитлеровской партии не помогли бы ни финансовая помощь со стороны крупного капитала, ни установление политической диктатуры.

И после прихода к власти, в годы существования фашистского режима, за основу бралась именно идеология. Гитлеровская Германия являлась, прежде всего, идеологическим государством. Как было показано в статье, в основу государственно-политического устройства Германии, формирования ее внутренней и внешней политики была положена идеология – тезисы о природном неравенстве рас, их делении на «высшие» и «низшие» и избранности германской расы. Именно эти положения обосновывали установление политической диктатуры внутри самой Германии и проведение агрессивной внешней политики за ее пределами.

Возвращаясь в заключение к нынешним проблемам, проблемам усиления влияния фашизма на современной политической сцене, можно сделать следующий вывод. Рассмотрение исторического опыта свидетельствует: основной секрет успеха фашизма, причина его популярности лежит в идеологической плоскости. Именно предельная упрощенность идеологии, умение предложить простое решение сложнейших экономических и политических проблем обеспечивает фашизму широкую социальную базу. Отсюда представляется обоснованным следующий вывод: борьба с фашизмом в современных условиях должна вестись, в первую очередь, в идеологической плоскости. Иные методы борьбы с фашистскими партиями и движениями, в первую очередь – с помощью правоохранительных структур, безусловно, необходимы, но не дадут желаемого результата. Лишь целенаправленная и последовательная антифашистская пропаганда, разъяснение опасности идей крайнего экстремизма, идей превосходства одной нации над другой, могут дать желаемый результат – вытеснение фашизма как политического движения на обочину мирового политического процесса, а в перспективе – его полное искоренение.

Литература

1. Nolte E. Der Faschismus in Seiner Epoche. Muenchen, 1963.
2. Nolte E. Three faces of fascism. N.-Y, 1965.
3. Галкин А.А. Германский фашизм. М., 1989.
4. Дюверже М. Политические партии. М., 2002.
5. Корнева Л.Н. Германский фашизм. / Учебное пособие. Кемерово, 1998.
6. Поппер К. Открытое общество и его враги. М., 1992. Т.2.
7. Лакер У. Россия и Германия. Наставники Гитлера. Вашингтон, 1991.
8. Arendt H. The origins of totalitarianism. San-Diego, 1979.
9. Тоталитаризм в Европе 20 века: из истории идеологий, движений, режимов и их преодоления. М., 1996.
10. Райх В. Психология масс и фашизм. СПб, 1997.
11. Малахов В.С. Национализм как политическая идеология. / Учебное пособие. М., 2005.
12. Буханов В.А. Европейская стратегия германского национал-социализма и ее крах: идейно-политические проблемы. Екатеринбург, 1998.

КООРДИНАЦИОННЫЕ МЕТОДЫ УПРАВЛЕНИЯ КАЧЕСТВОМ В ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

Н.Ф. Гусарова, А.В. Маятин

Введение

В настоящее время во всех развитых странах мира происходит постепенный переход к постиндустриальному, так называемому «информационному» обществу. Его отличительная черта – перенос центра тяжести в общественном разделении труда из сферы материального производства в область информационных процессов и технологий. Усложнение производства и повышение требований к качеству продукции, а также переход к «адресному» производству – ориентированности на индивидуальные предпочтения конкретного пользователя – привели к необходимости организации производств с возможностью быстрой перестройки технологических параметров. В основе таких производств стоят информационные системы, являющиеся сосредоточением большинства управляющих параметров производства в целом. В этом случае эффективность производства в целом во многом зависит от качества принятия решений, бесперебойности их трансляции и других параметров информационной системы.

Отметим также, что универсализация современных компьютерных технологий и общая природа большинства «информационных» задач позволяет говорить об обобщенной проблеме качества в информационных системах, истоки которой лежат в самой природе человеко-машинного взаимодействия и, в частности, в появлении слабо формализуемых критериев (СФК) [1] в управлении такими системами. Это позволяет при рассмотрении проблемы качества в информационных системах базироваться на общих принципах мониторинга качества технологических процессов со слабо формализуемыми критериями.

В настоящей статье с системных позиций рассматривается специфика информационного ресурса как объекта управления качеством. Анализируются существующие методы иерархической декомпозиции задачи управления качеством сложных систем, предлагается метод, базирующийся на принципах координации и адекватный для управления качеством информационного ресурса. Применение метода иллюстрируется на конкретном примере

Информационный ресурс как объект управления качеством

В качестве примера информационного ресурса будем использовать Интернет-ресурс, реализующий информационную поддержку определенной деятельности человека. Несмотря на отсутствие материальных объектов в результате деятельности Интернет-ресурса, его можно рассматривать как производство услуг (применительно к Интернет, более употребим термин «сервисов»), реализующих, в свою очередь, информационную поддержку других производств. Как отмечается в [2], операции обмена (информационного, вещественного и/или энергетического) являются основным системообразующим фактором, интегрирующим различные виды деятельности сложных технических систем. По этому признаку Интернет-ресурс правомерно рассматривать как сложную техническую систему (СТС).

Специфической особенностью Интернет-ресурса как СТС является отсутствие материальных результатов его деятельности, что затрудняет формирование критериев оценки его эффективности. С другой стороны, информационный ресурс должен быть вписан в структуру общественного производства, и, соответственно, его эффективность должна опосредованно выражаться через материальные показатели.

Применительно к Интернет-ресурсу правомерно ввести такой обобщенный критерий эффективности производства, как востребованность производимой продукции (рост уровня продаж, спроса и т.п.). Тогда в качестве показателя эффективности Интернет-ресурса можно использовать, например, трафик – количество пользователей, использующих ресурс в единицу времени. В этом случае проблема качества Интернет-ресурса как конкретной реализации производства услуг может быть рассмотрена как проблема мониторинга востребованности отдельных сервисов, их позиционирования и взаимосвязи для увеличения трафика. Мониторинг здесь понимается в широком смысле, включающем не только фиксирование изменений тех или иных показателей, но и управление по соответствующим им критериям.

Решения в этом случае всегда основаны на анализе конкретной реализации человеко-машинного взаимодействия и направлены на оптимизацию информационных потоков и представление информации человеку в наиболее удобном для принятия решения виде [3]. В частности, анализ успешных сетевых ресурсов показывает, что управление ими во многом строится на принципах координации [4], т.е. предполагает постоянную оценку окружающей ситуации (контекста) на всех системных уровнях существования ресурса. Поэтому изучение и, тем более, проектирование таких сервисов необходимо вести одновременно с нескольких точек зрения - в социальном, функциональном и технологическом аспектах.

Обозначенные особенности Интернет-ресурсов характерны для информационных ресурсов в целом, например, для инфраструктур информационной поддержки бизнеса.. Решение задач управления качеством в информационных системах, как правило, наталкивается на слабую формализованность критериев оценки эффективности компании как системы в целом на верхних управленческих уровнях, приближенных к интегральным (обобщенным) критериям в условиях невозможности их формирования через агрегирование хорошо формализуемых технических показателей, лежащих на нижних уровнях управления непосредственно техническими средствами. Как и в случае с Интернет-ресурсами, решение этой проблемы видится в необходимости реализации механизмов координации между различными стратами (уровнями принятия решений), позволяющих обеспечить монотонную передачу необходимых для эффективного принятия решения критериев, не формируя конечный перечень отдельных показателей в рамках единой модели производства.

Анализ вариантов декомпозиции СТС как объекта управления качеством

Иерархическая декомпозиция широко применяется для организации управления сложной системой в целом и, в частности, ее качеством. И сама декомпозиция, и выбор оснований для нее являются эвристической процедурой, во многом предопределяющий успех решения задачи управления. Рассмотрим некоторые примеры.

В классической работе [4] вводятся три варианта иерархической декомпозиции систем:

- страты – по уровням описания (абстрагирования) системы
- слои – по уровням (сложности) принятия решения
- эшелоны - при взаимной зависимости систем принятия решения на различных слоях (многоуровневые и многоцелевые системы)

Согласно [4], концепция страт введена для целей моделирования, концепция слоев – для вертикальной декомпозиции решаемой проблемы на подпроблемы (цель – подцели), концепция эшелонов относится к взаимной связи между образующими систему элементами принятия решения».

На рис. 1, 2 приведены примеры такой декомпозиции для управления автоматизированным промышленным производством.

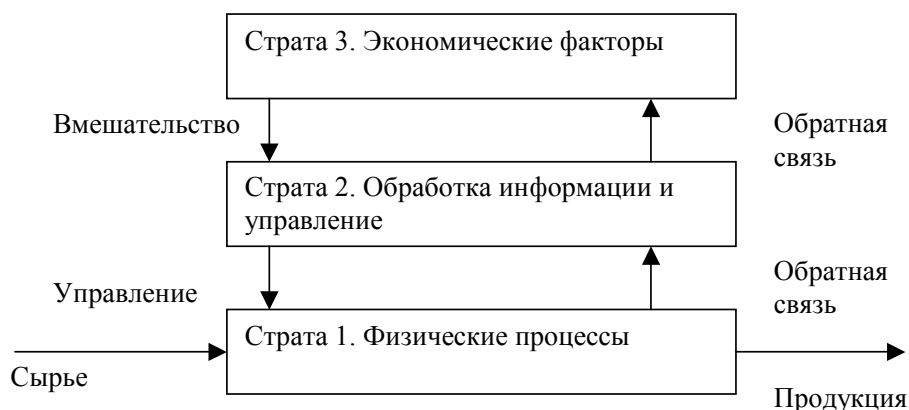


Рис. 1. Стратифицированное представление автоматизированного промышленного производства [4]

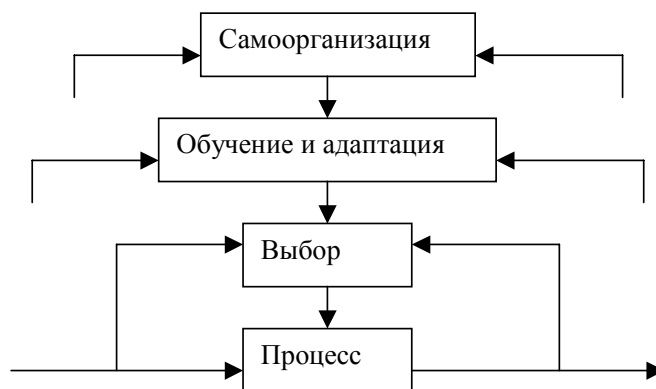


Рис. 2. Многослойная иерархия решений [4]

В работе [5] для управления активными подвижными объектами (АПО) выделены 4 иерархических уровня управления:

1. непосредственное взаимодействие АПО с пунктами обслуживания (ПО).– оперативное управление АПО, комплексная автоматизация ПО.
2. планирование взаимодействия ПО с ЦПУ, планирование работы аппаратуры АПО, оперативное управление системой АПО + ПО.
3. координационное планирование и координационное оперативное управление в целом всей системой элементов, анализ состояния АСУ и управления ее структурой.
4. стратегическое руководство - уровень внешних звеньев управления (формирование целевых задач, перспективное планирование ввода/вывода элементов, анализ результатов, управление развитием, снабжение)

В работе [6] для стратифицированного описания АСУ предложены четыре относительно независимых уровня: модельное обеспечение (экономико-математические модели), информационное, программно-математическое, техническое. В работе подчеркнуто, что в каждой из этих четырех страт имеются специалисты своего дела, которые, тем не менее, зачастую с трудом находят общий язык. Вместе с тем существует настоятельная необходимость учитывать взаимосвязь всех четырех страт, поскольку АСУ в конечном итоге выступает как целостная система.

Стратификация на относительно независимые уровни является базовым принципом архитектуры вычислительных сетей и реализована, например, в OSI-модели. [7]. На каждом уровне реализуются протоколы взаимосвязи и сервиса, предоставляемого более высокому уровню.

Инструментарий для создания стратифицированных моделей появляется в современных системах моделирования [8, 9]. Стратифицированные модели представляют собой машинно-ориентированные понятия, предполагающие конструирование баз данных и знаний, над которыми определены вычислительные процессы решения задач системного анализа и принятия решения. Разработчики систем моделирования используют различные подходы для реализации стратифицированных моделей. Ряд программных продуктов, такие как AUTOMOD, ProModel, TAYLOR, WITNESS и др. поддерживают интеграцию моделей на основе создания вложенных структур. В системах Arena, Extend реализован подход к стратификации, основанный на построении иерархических многоуровневых структур. Структурно-функциональный подход, реализованный, например, в системах моделирования Ithink, Rethink, базируется на методологии структурного анализа и проектирования.

Страта	Признак стратификации системы	Направление изменений
I	Параметры, характеризующие организацию управления	Повышение уровня знаний и умения персонала Повышение производительности труда Достижение максимального соответствия между разнообразием воздействия внешней среды и возможностями адаптации к ним организации Повышение уровня компьютеризации управленческого труда Снижение неопределенности информации Снижение текучести кадров Сокращение расходов на управление
II	Свойства системы управления	Повышение устойчивости Повышение адаптивности Повышение экономичности Повышение надежности Улучшение качества
III	Элементы системы управления	Оптимизация деятельности Оптимизация функций Оптимизация процессов Оптимизация технологии
IV	Структура системы управления	Снижение инерционности и неопределенности в принятии решений Исключение «узких» концентраторов информации Достижение структуры синергетического типа Оптимизации «объемной» структурной модели системы управления, сочетающей наилучшим образом горизонтальный и вертикальный циклы управления
V	Механизм управления	Освоение методов оптимизации и «быстрых» решений Реализация самообучающихся алгоритмов Использование современных методик Внедрение информационно-вычислительных систем, баз данных Создание экспертных систем с самоорганизующимися моделями Развитие коммуникационных технологий и систем

Таблица 1. Основные направления прогрессивных изменений в системах управления [10]

В работе [10] выделен ряд возможных признаков стратификации системы управления, обеспечивающих возможность ее прогрессивного изменения: (табл. 1)

Проанализировав приведенные примеры и учитывая обоснованную выше трактовку эффективности СТС как востребованности производимой продукции, представляется целесообразным:

- во-первых, проводить иерархическую декомпозицию СТС с СФК по такому параметру, как уровень принятия решения
- во-вторых, расширить список этих уровней за счет явного введения уровня взаимодействия с метасистемой, в качестве которой во многих случаях выступает рынок.

Одним из вариантов декомпозиции, отвечающих сформулированным условиям, может быть выделение таких уровней принятия решения, как технический, технологический, управленческий и маркетинговый. Некоторые характеристики такой декомпозиции представлены в табл. 2.

Уровень принятия решения	Базис проектирования	Показатели эффективности	Показатели надежности (устойчивости)
технический	физические параметры	точность, скорость и т.д.	отсутствие отказов элементов
технологический	энергетические параметры	минимизация энергозатрат	бесперебойность технологического процесса
стратегическое управление	экономические и системные параметры	рентабельность	стабильность взаимодействия с внешней средой
маркетинговый	социальные параметры	рост продаж, усиление позиций	бесперебойность реализации продукции

Таблица 2. Основные характеристики иерархической декомпозиции для СТС с СФК

Технический уровень описывает технические средства, непосредственно участвующие в производстве продукции или ее составляющих. Этот уровень характеризуется хорошей формализуемостью критериев качества, что, как правило, обеспечивает возможность управления в автоматическом режиме. Технологический уровень составляют решения, связанные с оптимизацией энергетических, сырьевых и других потоков для повышения эффективности участка производства. Уровень стратегического управления решает вопрос эффективности производства в целом в рамках заданных характеристик конечной продукции. Наконец, на маркетинговом уровне решаются задачи согласования характеристик производимой продукции и запросов потребителей, причем за счет подстроек с обеих сторон.

Как показано в [1], такое структурирование позволяет, с одной стороны, обеспечить для каждого уровня функционально полный базис проектирования, а с другой стороны – организовать передачу параметров принятия решения между уровнями на основе принципа монотонности, не требуя более сильной формализации, и, соответственно, реализовать управление СТС на основе принципов координации.

Переход решения задач управления с более низких на более высокие страты характеризуется снижением уровня формализации критериев и, как следствие, увеличением роли человека, принимающего конечное решение. Соответственно, изменяется и роль информационного обеспечения таких СТС. Если сегодня на техническом, а порой и технологическом уровне достигнута практически полная автоматизация, и информационные системы непосредственно принимают решения в широком круге состояний системы, то на высоких стратах задача информационных систем лишь в подготовке и представлении информации человеку для принятия решения.

В литературе неоднократно подчеркивалось (см., например, [11]), что преимущества человека в принятии решения, связанные с возможностью комплексной оценки ситуации, учета контекста той или иной информации, инициирования активного исследования и т.п., сопровождаются непредсказуемостью принимаемых решений, приводящих к невозможности формальной оценки надежности системы в целом в условиях передачи управления человеку. Подобная дихотомия надежности и производительность свойственна любым человеко-машинным системам. С этой точки зрения для повышения надежности системы решение задачи нужно переводить на более низкие иерархические уровни и использовать для решения верхние только в случае невозможности или ресурсной нецелесообразности использования нижних уровней.

Иерархическая декомпозиция информационных потоков в организации как объекта управления качеством

Конкретизация предложенной обобщенной схемы декомпозиции, очевидно, возможна только с учетом специфики конкретной СТС. Одним из примеров такой конкретизации может служить проблема структурирования информационных потоков в организации, которая в рамках настоящей работы рассматривается как проекция предлагаемого подхода на специфику информационных технологий

Ситуация, в которой работает сегодня организация, во многом сходна с ситуацией СТС, поэтому происходит их смыкание в понятие «организационно-техническая система» (ОТС) [2]. Выделим основные особенности таких ситуаций.

- Нестационарность внешней среды.
- Нестационарность и высокая степень неопределенности поведения основных элементов системы в различных условиях обстановки. Так, на одно и то же управленческое решение разные отделы и, тем более, разные сотрудники реагируют по-разному.
- Факторы неопределенности имеют как стохастическую, так и нестохастическую природу, причем для ОТС характерны «природная», поведенческая, целевая неопределенность. Последняя связана с тем, что структура целей и поведение человека как ее проявление во многом определяются подсознательно, т.е. на это ни он сам, ни руководство непосредственно и формально влиять не могут.
- Задачи наблюдения (планирования) и управления взаимообусловлены, и их невозможно разделить во времени. В частности, для подхода «дайте ТЗ, и мы сделаем строго по ТЗ» сегодня остается все меньше рыночных ниш. Он меняется на подход «мы сделаем то, что хочет клиент, даже если он сам не очень точно знает, чего хочет». Такова, например, концепция Всеобщего управления качеством (TQM) и группы стандартов ISO 9000. К этому надо приспособиться.
- Высокая размерность задачи (общее число переменных и ограничений, требуемых для формализации и решения задачи управления).
- Требуется отказоустойчивость и самовосстановление на всех иерархических уровнях. ОТС должна «выживать» при смене стратегии внешнего руководства, при уходе ключевых фигур управления и т.д.

Для парирования этих особенностей целесообразно сочетание в управлении ОТС слабо формализуемого, т.е. логико-эвристического, подхода (системный анализ) и математического аппарата (теория оптимального управления сложными динамическими системами с перестраиваемой структурой). Это означает, что, кроме аксиом и математических моделей, в основу кладутся эвристические принципы, причем каждый из них имеет свою сферу применимости.

Рассмотрим некоторые из этих принципов.

- Принцип программно-целевого управления – вначале построить максимально полное дерево целей, ориентируясь на весь прогнозируемый этап применения ОТС, в том числе предусмотреть направления ее развития, и только потом начать проектирование управления.
- Принцип реальности – при формировании решения необходимо исходить из целей, которые могут быть достигнуты, реально существующих ресурсов и времени, имеющегося для формирования и реализации этого решения.
- Принцип внешнего дополнения – следствие теоремы Геделя о неполноте формальных систем. Чтобы справиться с геделевской трудностью, необходима другая, более широкая система, в пределах которой формируются концептуальные основы поведения для систем более низкого уровня. Этот принцип является одним из базисных при организации координационного управления [4].
- Принцип необходимого разнообразия. Разнообразие воздействий, вырабатываемых любой управляющей подсистемой, должно быть не меньше разнообразия состояний объектов управления.
- Принцип неокончательных решений (Габора) – всегда оставлять пространство для маневра. Принимая решения, следует оставлять максимальную свободу выбора для принятия последующих решений. Это позволяет избежать потребности в «аварийных» решениях при возникновении ситуации, которую нельзя было предвидеть в предыдущий момент, когда выбиралось только одно оптимальное (квазиоптимальное) решение. Этот принцип – один из фундаментальных для самоорганизации систем.
- Принцип Саридиса (IPDI – Increasing precision decreasing intelligence) – в системе по мере продвижения к высшим уровням иерархической структуры повышается интеллектуальность, но снижается точность решений.
- Принцип первого руководителя – на любом системном уровне координацию и контроль работ, связанных с внедрением информационной системы, должен осуществлять руководитель соответствующего подразделения, так как только он имеет полный спектр полномочий для принятия неформальных решений, которые обязательно потребуются.
- Принцип системности – эффективное управление возможно только с учетом интересов всех акторов на системном уровне.
- Принцип робастности – ОТС должна проектироваться так, чтобы сохранять работоспособность при изменениях внешней среды, отказах своих элементов и при ошибках в определении исходных данных.

Реализация этих принципов означает, что ОТС должна строиться как адаптивная или даже самоорганизующаяся. За счет чего это возможно? У системы есть механизмы изменения параметров, структуры или стратегии управления на основе вновь поступающей информации. Адаптивность реализуется через декомпозицию, агрегирование, координацию: на каждом системном уровне (отдельного исполнителя, подразделения, отдела и т.д.) должна быть предоставлена определенная свобода действий при условии следования общей цели. Другими словами, начиная с определенного уровня плотности информационных потоков, проблема управления в СТС смещается в сторону их координации.

Все изложенное позволяет конкретизировать обобщенную схему иерархической декомпозиции в СТС с СФК (табл. 2) для ОТС (табл. 3).

Каждая задача с системной точки зрения имеет свой сценарий решения. Опыт показывает, что наибольшие трудности в ОТС вызывают задачи уровня 2, которые на содержательном уровне можно сформулировать так: почему одни люди с легкостью осваивают компьютер, легко входят в информационное пространство, а другие, не менее, а возможно, и более умные и образованные, испытывают при этом огромные трудности?

По нашему мнению, генезис этой проблемы во многом имеет системный характер.

Сфера информационных технологий (ИТ) – это, если так можно выразиться, «третья» парадигма описания мира (не физическая и не гуманитарная). Это обстоятельство прямо вытекает из фундаментальных теорем метаматематики (теоремы Геделя и Тарского) – из невозможности одновременно полного и непротиворечивого описания сложной системы

Уровень принятия решения в обобщенной схеме	Задачи управления информационными потоками в организации
технический	технические задачи (системный подход к техническому обеспечению информационного трафика).
технологический	когнитивные задачи (оптимизация переработки информации конкретным актором)
стратегическое управление	структурные задачи (распределение информационных потоков между акторами)
маркетинговый	задачи надежности (коррекция ошибок, оптимизация уровня дублирования информации и т.д.)

Таблица 3. Иерархическая декомпозиция управления информационными потоками в организации

Хотя на уровне технической реализации компьютер – это формальная система, которая описывается законами физики, но человек работает с ним не на уровне машинных кодов, а на уровне программных пакетов, которые во многом основаны на первоначальных соглашениях, не вытекающих из фундаментальных объективных законов, т.е. содержит в себе гештальты разработчиков. С другой стороны, парадигма ИТ во многом противоречит и гуманитарной парадигме, потому что она в принципе не реагирует на контекст сообщения.

Следовательно, человек, работая с компьютером и, шире, в сфере информационных технологий, попадает в среду, законы которой во многом противоречат его прежнему опыту, системе взглядов и т.д. Показано [11], что в такой ситуации при принятии решения любое живое существо отдает приоритет критерию «сохранение устойчивости» перед критерием «повышение точности оценки ситуации». При этом выполнение обоих критериев оценивается «изнутри» в зависимости от системного уровня (генетически, субъективно и т.д.).

Это противоречие в различных ситуациях взаимодействия «человек – компьютер» проявляется по-разному. Например, достаточно большие трудности при взаимодействии с компьютером часто испытывают опытные сотрудники с хорошим уровнем технического и/или гуманитарного образования, которые быстро осознают противоречия в физической, гуманитарной и «компьютерной» парадигмах, что вызывает у них потерю когнитивной устойчивости. В большинстве первых самостоятельных взаимодействий с компьютером у них, как правило, преобладает неуспешный опыт, а привычные стратегии обучения или самообучения оказываются неэффективными, что приводит к потере аффективной устойчивости. Кроме того, они ощущают опасность потери социальной устойчивости. В этой ситуации (возможно, на внерефлексивном уровне) доминирует первый из упомянутых выше критериев, что может выразиться в различных проявлениях реакций отторжения, агрессии, фрустрации и т.п.

Таким образом, для повышения качества решения когнитивных задач в ОТС необходимо, прежде всего, обеспечить устойчивое состояние акторов на соответствующем задаче системном уровне. Для этого существует много приемов как на уровне организационных решений, так и на уровне индивидуальной работы.

Заключение

С системных позиций рассмотрена специфика информационного ресурса как объекта управления качеством. Проанализированы существующие методы иерархической декомпозиции задачи управления качеством сложных систем, предлагается метод, базирующийся на принципах координации и адекватный для управления качеством информационного ресурса. Рассмотрено приложение метода к управлению информационными потоками в организационно-технической системе. Применение метода проиллюстрировано на конкретном примере

Литература

1. Гусарова Н.Ф. Координация в технологических системах со слабо формализуемыми критериями. СПб: СПбГУ ИТМО, 2001.
2. Охтилев М.Ю., Соколов Б.В., Юсупов Р.М. Интеллектуальные технологии мониторинга и управления структурной динамикой сложных технических объектов. М.: Наука, 2006. 410 с.
3. Гусарова Н.Ф., Петров В.А., Маятин А.В., Шилов И.В. Модель САПР интерфейсов Интернет-ресурсов на основе учета контекста выводимой информации. / Труды международных научно-технических конференций «Интеллектуальные системы» (AIS'06) и «Интеллектуальные САПР» (CAD'06). Научное издание в 3 томах. М.: Физматлит, 2006. Т.2. 580 с. С. 111–114
4. Месарович М., Мако Д., Такахара И. Теория иерархических многоуровневых систем. М.: Мир, 1973. 344 с.
5. Соколов Б.В. Комплексное планирование операций и управление структурами в АСУ активными подвижными объектами. М.: МОСССР, 1992
6. Марков Ю.Г. Функциональный подход в современном научном познании. Новосибирск: Наука, 1982
7. Таненбаум Э. Компьютерные сети. / 4 изд. СПб? Питер, 2005. 992 с.
8. http://www.mista.ru/gorod/diplom/2_3.htm
9. <http://www.kmttec.ru/kmttec/bi/?cmd=print>
10. Гительман Л.Д. Преобразующий менеджмент. М.: Дело, 1999
11. Голиков Ю.Я. Методология психологических проблем проектирования техники. М.: ПЕРСЭ, 2003. 223 с.

Алексеев Ростислав Александрович – аспирант кафедры систем управления и информатики

Амоскин Игорь Вячеславович – аспирант кафедры систем управления и информатики.

Арановский Станислав Владимирович – студент кафедры систем управления и информатики.

Арсеньев Илья Николаевич – студент кафедры электротехники и прецизионных электромеханических систем

Баев Андрей Петрович – кандидат технических наук, старший научный сотрудник
ОАО «НИИ точной механики»

Блинников Андрей Алексеевич – студент кафедры систем управления и информатики.

Бобцов Алексей Алексеевич – кандидат технических наук, доцент кафедры систем управления и информатики

Богданов Всеволод Викторович – аспирант кафедры технологии приборостроения

Бойков Владимир Иванович – кандидат технических наук, доцент кафедры систем управления и информатики

Бондаренко Роман Владимирович – аспирант кафедры технологии приборостроения

Борисов П.А. – кандидат технических наук, ассистент кафедры электротехники и прецизионных электромеханических систем

Бушуев Александр Борисович – кандидат технических наук, доцент кафедры систем управления и информатики

Быстров Сергей Владимирович – кандидат технических наук, доцент кафедры систем управления и информатики

Варакин Максим Семенович – аспирант кафедры технологии приборостроения

Видин Борис Викторович – кандидат технических наук, заместитель директора ОКБ «Электроавтоматика».

Волков Игорь Сергеевич – студент кафедры систем управления и информатики

Герасимов Дмитрий Николаевич – аспирант кафедры систем управления и информатики

Голубев Александр Владимирович – аспирант кафедры технологии приборостроения

Григорьев Валерий Владимирович – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой систем управления и информатики,

Гурьянов Алексей Валерьевич – научный сотрудник кафедры электротехники и прецизионных электромеханических систем

Гусарова Наталия Федоровна – кандидат технических наук, доцент кафедры технологий профессионального обучения

Демидова Галина Львовна – выпускница кафедры электротехники и прецизионных электромеханических систем

Денисов Константин Михайлович – старший преподаватель кафедры электротехники и прецизионных электромеханических систем

Дергунов Андрей Олегович – аспирант кафедры технологии приборостроения

Дмитриев Сергей Александрович – ведущий специалист СП ЗАО «Би Питрон»

Дроздов Валентин Нилович – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой автоматизированного полиграфического оборудования Северо-Западного института печати СПГУТиД

Дударенко Наталия Александровна – аспирант кафедры систем управления и информатики

Дудров Павел Викторович – аспирант кафедры систем управления и информатики

Жаринов Игорь Олегович – кандидат технических наук, главный специалист ОКБ «Электроавтоматика».

Жаринов Олег Олегович – кандидат технических наук, доцент Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения

Жданов И.Н. – ассистент кафедры электротехники и прецизионных электромеханических систем

Ильина Аглая Геннадьевна – выпускница кафедры электротехники и прецизионных электромеханических систем

Исаков Алексей Сергеевич – инженер-программист 1 категории ОАО «НИИ точной механики»

Клименко Максим Николаевич – студент кафедры электротехники и прецизионных электромеханических систем

Козис Дмитрий Владимирович – начальник лаборатории ОКБ «Электроавтоматика».

Копорский Николай Сергеевич – кандидат технических наук, заместитель директора ОКБ «Электроавтоматика».

Коровьяков Анатолий Николаевич – кандидат технических наук, доцент кафедры систем управления и информатики

Кремлев Артем Сергеевич – кандидат технических наук, ассистент кафедры систем управления и информатики.

Кротенко Владимир Владимирович – кандидат технических наук, доцент кафедры электротехники и прецизионных электромеханических систем

Кузнецов С.В. – студент кафедры электротехники и прецизионных электромеханических систем

Куленков Александр Валерьевич – студент кафедры электротехники и прецизионных электромеханических систем

Куприянчик Даниил Викторович – студент кафедры электротехники и прецизионных электромеханических систем

Лукичев Дмитрий Вячеславович – кандидат технических наук, ассистент кафедры электротехники и прецизионных электромеханических систем

Лукьянов Владимир Юрьевич – кандидат исторических наук, доцент кафедры социологии

Маятин Александр Владимирович – кандидат педагогических наук, доцент кафедры компьютерных технологий

Медынский Юрий Валериевич – аспирант кафедры систем управления и информатики

Мурашко Вячеслав Борисович – аспирант кафедры технологии приборостроения

Наговицина Анна Георгиевна – студентка кафедры систем управления и информатики.

Никитина Мария Владимировна – ассистент кафедры электротехники и прецизионных электромеханических систем

Никифоров Владимир Олегович – доктор технических наук, проректор СПбГУ ИТМО.

Николаев Николай Анатольевич – аспирант кафедры систем управления и информатики

Овчинников Игорь Евгеньевич – доктор технических наук, профессор кафедры электротехники и прецизионных электромеханических систем

Орешков Андрей Александрович – студент кафедры систем управления и информатики

Осипцева Ольга Святославовна – аспирант кафедры систем управления и информатики

Парамонов Павел Павлович – доктор технических наук, профессор, директор, главный конструктор ОКБ «Электроавтоматика»

Саросеко Кирилл Валерьевич – студент кафедры систем управления и информатики

Сергеев Константин Александрович – кандидат технических наук, доцент кафедры систем управления и информатики

Сисюков Артем Николаевич – аспирант кафедры технологии приборостроения

Слита Ольга Валерьевна – аспирант кафедры систем управления и информатики

Сударчиков Сергей Алексеевич – кандидат технических наук, начальник кафедры ФВО

Толмачев Валерий Александрович – кандидат технических наук, доцент, заместитель заведующего кафедрой электротехники и прецизионных электромеханических систем

Томасов Валентин Сергеевич – кандидат технических наук, доцент, заведующий кафедрой электротехники и прецизионных электромеханических систем

Усольцев Александр Анатольевич – кандидат технических наук, доцент кафедры электротехники и прецизионных электромеханических систем

Ушаков Анатолий Владимирович – доктор технических наук, профессор кафедры систем управления и информатики.

Федоренко Сергей Игоревич – ассистент кафедры автоматизированного полиграфического оборудования Северо-Западного института печати СПГУТиД

Филиппов Александр Николаевич – кандидат технических наук, доцент кафедры технологии приборостроения

Фомина Юлия Николаевна – аспирантка кафедры технологии приборостроения

Храбров Юрий Викторович – аспирант кафедры технологии приборостроения

Юсупов Петр Дмитриевич – аспирант кафедры технологии приборостроения

Яблочников Евгений Иванович – кандидат технических наук, доцент, заведующий кафедрой технологии приборостроения

СОДЕРЖАНИЕ

1. УПРАВЛЕНИЕ И ИНФОРМАТИКА В ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ	3
Григорьев В.В., Дудров П.В., Медынский Ю.В. Построение систем сравнения и оценка качества процессов подсистем	3
Григорьев В.В., Козис Д.В., Коровьяков А.Н., Парамонов П.П., Медынский Ю.В. Обеспечение информационного подобия модели и реальной системы в навигационных комплексах	8
Коровьяков А.Н., Сударчиков С.А., Ушаков А.В. Интервальные модели преобразовательных характеристик фотодатчиков следящих систем.....	11
Бойков В.И., Волков И.С., Коровьяков А.Н., Орешков А.А., Сарасеко К.В., Сергеев К.А. Оптико-электронная система навигации мобильного робота	17
Бушуев А.Б. Замкнутое управление конфликтом в изобретательской задаче.....	24
Баев А.П., Исаков А.С. Современные системы управления асинхронным электроприводом	30
Алексеев Р.А. Моделирование циклических процессов при передвижении двуногого робота	35
Бобцов А.А., Наговицина А.Г. Адаптивное управление по выходу линейными нестационарными объектами в условиях возмущения и запаздывания	48
Слита О.В., Ушаков А.В. Параметрическая эпсилон-инвариантность, порождаемая динамическим наблюдением состояния объекта с неопределенностью матричных компонентов модельного представления.....	54
Дударенко Н.А., Ушаков А.В. Анализ вырождения сложной динамической системы с антропокомпонентами	62
Осипцева О.С., Ушаков А.В. Проблема начального состояния в задаче динамического цифрового дистанционного управления	69
Амоскин И.В., Бобцов А.А., Николаев Н.А. Использование линейной версии последовательного компенсатора в задачах управления нелинейными системами ...	75
Арановский С.В., Бобцов А.А., Кремлев А.С., Никифоров В.О. Адаптивная компенсация квазигармонического возмущения для нелинейного объекта.....	81
Герасимов Д.Н., Никифоров В.О. Адаптивное управление соотношением воздух/топливо в инжекторных двигателях внутреннего сгорания при наличии динамики измеряющего устройства	87
Дроздов В.Н., Федоренко С.И. Сенсор отбраковки «ложных» страниц	93
Копорский Н.С., Видин Б.И., Жаринов И.О. Проектирование систем бортового информационного обмена. Проблемы и достижения.....	98
Жаринов О.О., Жаринов И.О. Электрокардиография высокого разрешения: новый подход к обработке сигнала	106
Жаринов И.О. К вопросу о выборе порядка авторегрессионных моделей сигналов электроэнцефалограмм человека (в медицинском приборостроении)	121

2. ЭЛЕКТРОТЕХНИКА, ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА И ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИИ	133
Кротенко В.В., Демидова Г.Л. Система регулирования скорости с импульсным датчиком	133
Кротенко В.В., Ильина А.Г. Параметрический синтез цифровой системы управления бесконтактного моментного привода с двигателем ДБМ	140
Овчинников И.Е., Куленков А.В., Кузнецов С.В. Об одной математической модели вентильного электрического двигателя	148
Усольцев А.А., Клименко М.Н. Влияние нагрева асинхронного двигателя на статические характеристики системы векторного частотно-токового управления	157
Толмачев В.А., Никитина М.В., Арсеньев И.Н. Микропроцессорная система управления импульсного источника тока	164
Куприянчик Д.В., Денисов К.М., Лукичев Д.В., Жданов И.Н. Аппаратная реализация алгоритмов нечеткой логики в структуре учебного лабораторного комплекса	169
Борисов П.А., Гурьянов П.В., Денисов К.М., Жданова И.Н., Томасов В.С. Лабораторный комплекс «Прецизионный приборный электропривод с улучшенными энергетическими показателями и компьютерным управлением» ..	174
3. ТЕХНОЛОГИИ ПРИБОРОСТРОЕНИЯ.....	180
Яблочников Е.И., Дмитриев С.А., Фомина Ю.Н. Реализация бизнес-процессов в сфере ТПП с использованием WF-диаграмм.....	180
Филиппов А.Н., Сисюков А.Н. Концепция построения экспертной системы технологического назначения с применением методов виртуального строкового пространства	186
Голубев А.В. Организация информационного технологического центра на базе WEB-технологий	191
Варакин М.С. Интеграция САПР технологических процессов с PDM-системой SMARTeam	196
Богданов В.В., Бондаренко Р.В. Организация электронного архива для технологических процессов	199
Дергунов А.О. Функционирование базы данных технологического назначения.....	204
Бондаренко Р.В., Богданов В.В. Способы создания адаптивных модулей для технологической подготовки производства	206
Юсупов П.Д. Информационно-поисковая система для удаленных баз данных технологического назначения	212
Храбров Ю.В. Особенности проектирования операционных заготовок в CAD/CAM системах.....	214
Мурашко В.Б. Использование трехмерного моделирования изделий в приборостроении	219
4. УПРАВЛЕНИЕ В ОРГАНИЗАЦИОННО-ТЕХНИЧЕСКИХ И СОЦИАЛЬНЫХ СИСТЕМАХ	224

Лукьянов В.Ю. К вопросу о методах решения проблемы национальных меньшинств (европейский опыт периода 20-х - 30-х годов XX в. и современность)	224
Лукьянов В.Ю. К теме «Идеология германского фашизма» (основные характеристики и тенденции развития).....	232
Гусарова Н.Ф., Маятин А.В. Координационные методы управления качеством в информационных системах	241
НАШИ АВТОРЫ	250

Научно-технический вестник СПбГУ ИТМО. Выпуск 33.
Технологии управления / Главный редактор д.т.н., проф. В.Н. Васильев. –
СПб: СПбГУ ИТМО, 2006. 256 с.

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ВЕСТНИК СПбГУ ИТМО
Выпуск 33

ТЕХНОЛОГИИ УПРАВЛЕНИЯ

Главный редактор
доктор технических наук, профессор
В.Н. Васильев

Дизайн обложки В.А. Петров, А.А. Колокольников
Редакционно-издательский отдел СПбГУ ИТМО

Зав. РИО Н.Ф. Гусарова

Лицензия ИД № 00408 от 05.11.99.

Подписано в печать 20.05.06.

Заказ 954. Тираж 100 экз.