

DEVELOPMENT OF (4,2)-METHOD OF ORDER 3 FOR SOLVING STIFF PROBLEMS

We obtain the coefficients of (4,2)-method for solving stiff systems in which both the main and the intermediate numerical schemes are L-stable. We construct an accuracy control inequality. Numerical tests confirming efficiency and workability of the constructed variable step algorithm were held.

Keywords: stiff problem, (m,k)-methods, accuracy control.

© Новиков Е. А., 2011

УДК 621.318.562.5

А. Н. Пахомов, М. Ф. Коротков, А. А. Федоренко

МОДАЛЬНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Приведена методика синтеза модальных регуляторов координат векторной системы «преобразователь частоты–асинхронный двигатель» методом стандартных уравнений. Дана оценка качества процессов регулирования координат путем анализа результатов имитационного моделирования системы в среде MatLab.

Ключевые слова: модальный регулятор, электропривод переменного тока, векторная система.

Теория систем векторного управления частотно регулируемого асинхронного электропривода разработана достаточно полно [1; 2]. Контур регулирования в системе векторного управления выполняются, как правило, в соответствии с принципами подчиненного регулирования координат, что ограничивает их быстродействие и, как следствие, точность в динамических режимах. Обеспечить предельное быстродействие и точность в динамических режимах возможно, снабдив систему так называемым модальным регулятором, построенным на основе суммирования обратных связей по вектору состояния. Вопросы построения таких регуляторов применительно к векторным системам асинхронного электропривода в литературе отражены недостаточно, в связи с чем в данной работе ставится задача разработки методики проектирования модальных регуляторов векторных систем частотно управляемого асинхронного электропривода и проверка ее эффективности с помощью имитационного моделирования в среде MatLab.

В качестве объекта управления принята получившая наибольшее распространение система «преобразователь частоты с автономным инвертором напряжения с широтно-импульсной модуляцией – асинхронный двигатель». Поскольку у таких преобразователей автономный инвертор формирует не только частоту, но и амплитуду выходного напряжения, влияние звена постоянного тока на динамические свойства системы при синтезе можно не учитывать. Кроме того, частота модуляции современных преобразователей весьма высока, что позволяет пренебречь также его дискретными свойствами. Изложенное дает возможность представить в первом приближении преобразо-

ватель частоты безынерционным линейным звеном с коэффициентом передачи k_p .

Математическая модель асинхронного двигателя (АД) с учетом общепринятых допущений [2; 3], в декартовой системе координат $u-v$, вращающейся с произвольной скоростью ω_k , в форме Коши имеет следующий вид [3]:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_{1u}}{dt} &= \frac{1}{R_3 T_3} u_{1u} - \frac{1}{T_3} i_{1u} + \frac{k_2}{T_2 R_3 T_3} \Psi_{2u} + \\ &+ \frac{k_2 p_n}{R_3 T_3} \omega \Psi_{2v} + \omega_k i_{1v}; \\ \frac{di_{1v}}{dt} &= \frac{1}{R_3 T_3} u_{1v} - \frac{1}{T_3} i_{1v} + \frac{k_2}{T_2 R_3 T_3} \Psi_{2v} - \\ &- \frac{k_2 p_n}{R_3 T_3} \omega \Psi_{2u} - \omega_k i_{1u}; \\ \frac{d\Psi_{2u}}{dt} &= R_2 k_2 i_{1u} - \frac{1}{T_2} \Psi_{2u} + (\omega_k - p_n \omega) \Psi_{2v}; \\ \frac{d\Psi_{2v}}{dt} &= R_2 k_2 i_{1v} - \frac{1}{T_2} \Psi_{2v} - (\omega_k - p_n \omega) \Psi_{2u}; \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{3p_n k_2}{2J} i_{1v} \Psi_{2u} - \frac{3p_n k_2}{2J} i_{1u} \Psi_{2v} - \frac{1}{J} M_c, \end{aligned} \right\} (1)$$

где u_{1u} , u_{1v} , i_{1u} , i_{1v} , Ψ_{2u} , Ψ_{2v} – проекции результирующих векторов напряжения статора \bar{u}_1 , тока статора \bar{i}_1 , потокосцепления ротора $\bar{\Psi}_2$ соответственно, на оси u и v декартовой системы координат; $\omega = \omega_{эл} / p_n$ – угловая скорость вращения ротора;

$\omega_{эл}$ – угловая скорость вращения электромагнитного поля; M_c – момент статического сопротивления на валу двигателя [1–3].

Уравнения динамики АД в векторно-матричной форме имеют вид

$$\dot{X} = F(X, G), \quad (2)$$

где X и G – векторы переменных состояния и входных воздействий, причем

$$X = \begin{pmatrix} i_{1u} \\ i_{1v} \\ \Psi_{2u} \\ \Psi_{2v} \\ \omega \end{pmatrix} \text{ и } G = \begin{pmatrix} u_{1u} \\ u_{1v} \\ \omega_k \\ M_c \end{pmatrix}. \quad (3)$$

Линеаризованную модель АД будем искать в виде стандартной векторно-матричной формы уравнений состояния

$$\Delta \dot{X} = A \Delta X + B \Delta G, \quad (4)$$

где A и B – матрицы динамики и входа соответственно, которые необходимо определить; ΔX и ΔG – приращения векторов переменных состояния и входных воздействий соответственно.

Применим метод линеаризации на основе разложения уравнений (1) в ряд Тейлора. Тогда матрицы A и B определяются в виде

$$A = \left. \frac{\partial F}{\partial X} \right|_{\substack{G=G_0 \\ X=X_0}} \text{ и } B = \left. \frac{\partial F}{\partial G} \right|_{\substack{G=G_0 \\ X=X_0}}, \quad (5)$$

где X_0 и G_0 – переменные состояния и входные воздействия в точке установившегося режима (центра разложения), значения которых определяются по уравнениям статики.

Взяв производные от уравнений (1) по соответствующим переменным, видим, что матрицы A и B имеют высокий порядок. Для их упрощения необходимо выбрать угловую скорость вращения ω_k системы координат $u-v$ и сориентировать ось u по определенной векторной переменной АД.

Целесообразно использовать систему координат $u-v$ с угловой скоростью вращения магнитного поля $\omega_k = \omega_{0эл}$, ориентированной по вектору потокосцепления ротора $\Psi_2 = \Psi_{2u}$, $\Psi_{2v} = 0$. Переменная $\omega_k = \omega_{0эл}$ в этом случае определяется зависимостью $\omega_{0эл} = f(i_{1v}, \Psi_{2u}, \omega)$, т. е. она уже не является входным воздействием.

Синтез модального регулятора проведем для управляющего воздействия, т. е. положим $M_c = 0$. Наличие на входе двигателя преобразователя частоты учтем в матрице входа коэффициентом k_n . Если скомпенсировать влияние перекрестных обратных связей по току статора, получим матрицы

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{1}{T_3} & 0 & \frac{k_2}{T_2 R_3 T_3} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_3} & -\frac{k_2 p_n}{R_3 T_3} \omega_0 & -\frac{k_2 p_n}{R_3 T_3} \Psi_{2u0} \\ R_2 k_2 & 0 & -\frac{1}{T_2} & 0 \\ 0 & \frac{3 p_n k_2}{2J} \Psi_{2u0} & \frac{3 p_n k_2}{2J} i_{1v0} & 0 \end{pmatrix} \quad (6)$$

$$\text{и } B = \begin{pmatrix} \frac{k_n}{R_3 T_3} & 0 \\ 0 & \frac{k_n}{R_3 T_3} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Расчет модальных регуляторов производится отдельно для двух каналов управления: канала регулирования потокосцепления ротора АД и канала регулирования скорости АД. Таким образом, строится два контура регулирования аналогично построению систем двухзонного регулирования скорости электропривода постоянного тока [1].

Разобьем матрицы динамики и входа (6) на две пары для синтеза модальных регуляторов по каждому из каналов регулирования.

Матрицы канала регулирования потокосцепления ротора:

$$A_1 = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{T_3} & \frac{k_2}{T_2 R_3 T_3} \\ R_2 k_2 & -\frac{1}{T_2} \end{pmatrix} \text{ и}$$

$$B_1 = \begin{pmatrix} b_{11} \\ b_{21} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{k_n}{R_3 T_3} \\ 0 \end{pmatrix}.$$

Матрицы канала регулирования скорости вращения ротора АД:

$$A_2 = \begin{pmatrix} -\frac{1}{T_3} & -\frac{k_2 p_n}{R_3 T_3} \Psi_{2u0} \\ \frac{3 p_n k_2}{2J} \Psi_{2u0} & 0 \end{pmatrix} \text{ и } B_2 = \begin{pmatrix} \frac{k_n}{R_3 T_3} \\ 0 \end{pmatrix}.$$

Характеристический полином замкнутого по вектору состояния объекта управления можно записать в виде

$$G(p) = |p \cdot E - (A_i - B_i \cdot K)| = D(p), \quad (7)$$

где K – коэффициент модального регулятора; E – единичная матрица; $D(p)$ – желаемый характеристический полином.

Поскольку корни характеристического уравнения $D(p)=0$ определяют динамические свойства системы, замкнутой через модальный регулятор, то для получения желаемых динамических показателей требуется,

чтобы замкнутая обратная связь по вектору состояния обеспечивала желаемые корни характеристического полинома. Таким образом, необходимо подобрать матрицу K модального регулятора так, чтобы получить в комплексной плоскости желаемое распределение корней характеристического полинома.

Синтез модального регулятора выполняется методом стандартных уравнений в нормированной форме [1]. Для получения нормированной формы исходное уравнение n -го порядка делится на коэффициент при старшей степени D_0 и приобретает корневую форму:

$$p^n + C_1 \cdot \omega_0 \cdot p^{n-1} + \dots + C_i \cdot \omega_0^i \cdot p^{n-i} + \dots + C_{n-1} \cdot \omega_0^n = 0, \quad (8)$$

где ω_0 – базовая частота (среднегеометрический ко-

$$\text{рень}), \omega_0 = \sqrt[n]{\frac{D_n}{D_0}}; C_i = \sqrt[n]{\frac{D_i}{D_0 \cdot \omega_0^i}}.$$

Делением уравнения (8) на ω_0^n осуществляется переход к нормированному уравнению:

$$C_0 \cdot S^n + C_1 \cdot S^{n-1} + \dots + C_i \cdot S^{n-i} + \dots + C_{n-1} \cdot S + 1 = 0 \quad (9)$$

с относительным оператором $S = \frac{p}{\omega_0} = \frac{d}{dt}$ и относи-

тельным временем $\tau = \omega_0 \cdot t$.

Рассчитаем коэффициенты обратных связей (ОС) при настройке системы на модульный оптимум: перерегулирование $\sigma = 4,5\%$, а относительное время переходного процесса $\tau_{п.п} = 2,8 \omega_0^{-1}$. Нормированное желаемое уравнение имеет вид [1]

$$S^2 + \sqrt{2} \cdot S + 1. \quad (10)$$

После перехода к абсолютным единицам подставим желаемый характеристический полином в выражение (7) и приравняем значения коэффициентов при одинаковых степенях p , получим вектор коэффициентов модального регулятора для канала регулирования потокосцепления ротора:

$$\begin{pmatrix} K_{11} \\ K_{12} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{a_{11} + a_{22} + C_0}{b_{11}} \\ \frac{a_{22}^2 + C_1 \cdot a_{22} + C_0 + a_{12} \cdot a_{21}}{a_{21} \cdot b_{11}} \end{pmatrix}. \quad (11)$$

Аналогично производится расчет второго канала регулирования угловой скорости вращения ротора АД. В качестве примера принята настройка по биномиальному разложению $(S+1)^n$: перерегулирование $\sigma = 0\%$, а время переходного процесса $\tau_{п.п} = 4,8 \omega_0^{-1}$.

Приведем расчет переходных процессов в замкнутой системе асинхронного электропривода при помощи пакета имитационного моделирования Matlab фирмы The MathWorks, Inc. Воспользуемся соответствующей структурной схемой замкнутой системы асинхронного электропривода в неподвижной системе координат (рис. 1), в которой переменные ОЭМ характеризуют поведение реальных координат АД.

В схеме приняты следующие обозначения.

Модель АД, реализованная по уравнениям состояния (1) – АД.

Коэффициенты усиления, обеспечивающие требуемые потокосцепление и скорость ротора АД при наличии ОС – k_{1u}, k_{2u} .

Блоки преобразователя координат – m_1, m_3, m_5 , реализованные по уравнениям

$$\left. \begin{aligned} i_x &= i_\alpha \cdot \cos \theta + i_\beta \cdot \sin \theta; \\ i_y &= i_\alpha \cdot \sin \theta - i_\beta \cdot \cos \theta; \\ u_\alpha &= u_x \cdot \cos \theta - u_y \cdot \sin \theta; \\ u_\beta &= u_x \cdot \sin \theta + u_y \cdot \cos \theta; \\ \cos \theta &= \frac{F_{xr}}{\sqrt{F_{xr}^2 + F_{yr}^2}}; \\ \sin \theta &= \frac{F_{yr}}{\sqrt{F_{xr}^2 + F_{yr}^2}}; \\ F &= \sqrt{F_{xr}^2 + F_{yr}^2}. \end{aligned} \right\}$$

Блок компенсаций перекрестных связей – ВК, реализованный по уравнениям

$$\left. \begin{aligned} U_{yx} &= U_{y1x} - i_y \cdot \omega_0 \cdot \frac{R_3 \cdot T_3}{k_n}; \\ U_{yy} &= U_{y1y} + i_x \cdot \omega_0 \cdot \frac{R_3 \cdot T_3}{k_n} \end{aligned} \right\}$$

где U_{yx}, U_{yy} – управляющие воздействия на входе системы.

Переходные процессы в представленной модели изображены на рис. 2. Они совпадают с переходными процессами во вращающейся системе координат, что подтверждает правильность преобразования координат. Сначала подается задание на потокосцепление ротора АД, которое успешно отрабатывает канал регулирования потокосцепления, после чего производится скачкообразное изменение задания на скорость вращения ротора и включается в работу второй канал. И, наконец, на третьем участке осуществляется моделирование наброса нагрузки на валу АД.

Характер переходных процессов соответствует заданным настройкам. Следовательно, регуляторы позволяют обеспечить требуемый уровень скорости и потокосцепления как в неподвижной, так и во вращающейся системах координат.

Библиографические ссылки

1. Терехов В. М., Осипов О. И. Системы управления электроприводов : учеб. для студ. высш. учеб. заведений ; под ред. В. М. Терехова. М. : Академия, 2005.
2. Соколовский Г. Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием : учеб. для студ. высш. учеб. заведений. М. : Академия, 2006.
3. Карагодин М. С., Федоренко А. А. Уравнения динамики частотно-управляемых электроприводов : учеб. пособие / Краснояр. политехн. ин-т. Красноярск, 1985.

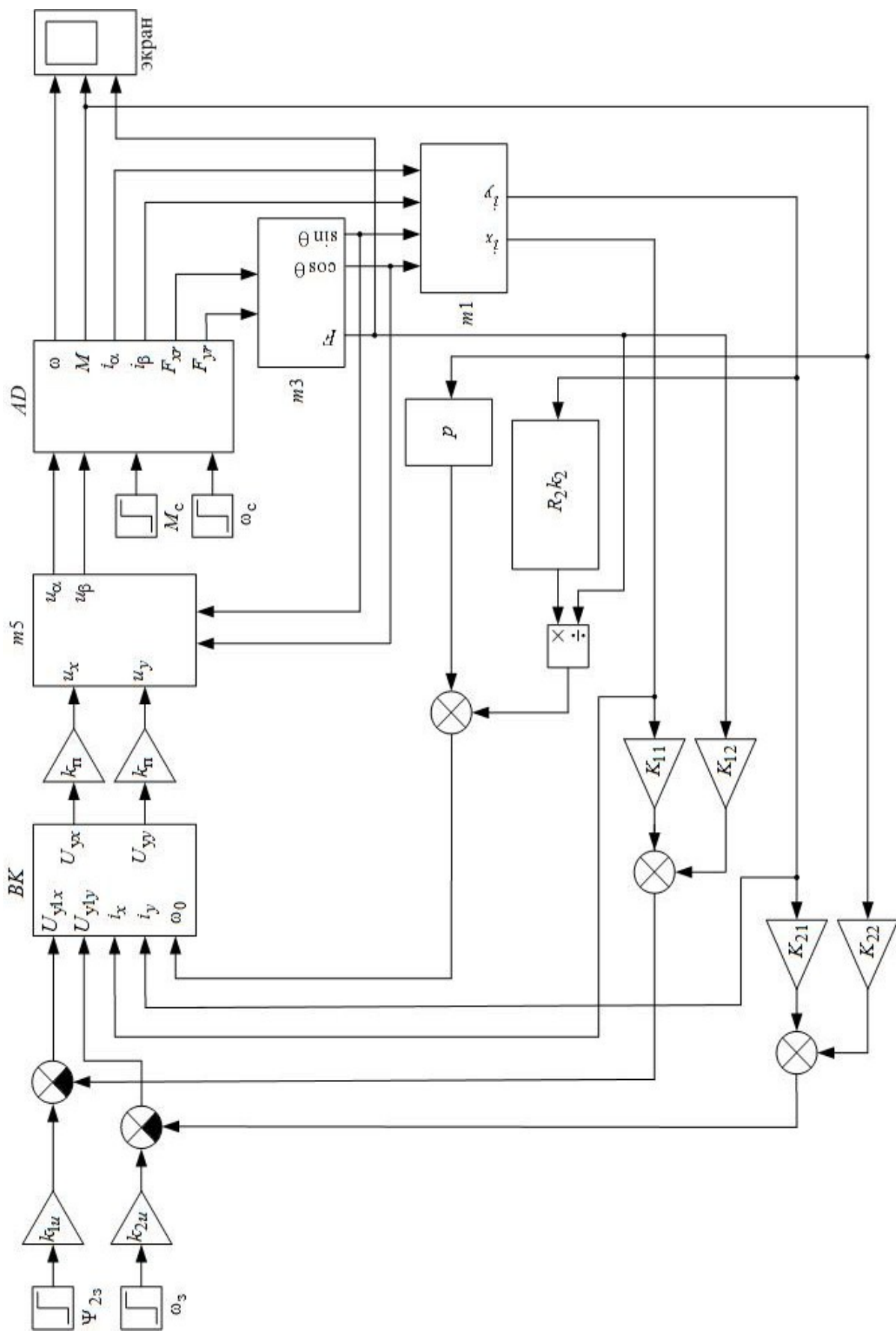


Рис. 1. Модель электропривода в неподвижной системе координат

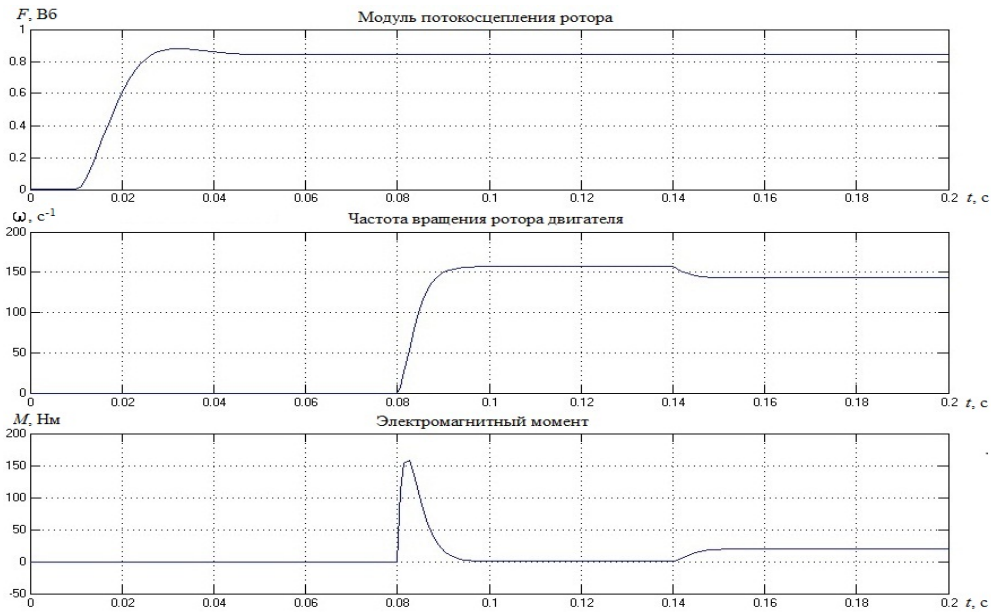


Рис. 2. Графики переходных процессов в неподвижной системе координат

A. N. Pakhomov, M. F. Korotkov, A. A. Fedorenko

ALTERNATING CURRENT ELECTRIC DRIVE MODAL CONTROL

The technique of synthesis of modal regulators of coordinates of vector system “the converter of frequency-asynchronous engine” is resulted by a method of the standard equations. The estimation of quality of processes of regulation of coordinates by the analysis of results of simulation modeling of the system in the environment of MatLab is given.

Keywords: modal regulator, alternating current electric drive, vector system.

© Пахомов А. Н., Коротков М. Ф., Федоренко А. А., 2011

УДК 004.912

К. В. Полянский

ПОСТРОЕНИЕ ФРЕЙМОВОЙ МОДЕЛИ ПЕРЕВОДА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КЛАСТЕРИЗАЦИИ ТЕРМОВ

Рассмотрена фреймовая модель представления знаний в IP-системах машинного перевода. Предложен алгоритм сегментации исходного и целевого текста через связь. Проанализированы различные методы кластеризации термов, определены наиболее эффективные из них для разбиения текста на кластеры.

Ключевые слова: машинный перевод, сегментация текста, кластеризация термов, фреймовая модель.

Важным этапом в IP-переводе (машинном переводе, использующем ресурсы информационно-поисковых систем) на стадии синтеза является сопоставление исходного текста (ИЯ-текста) и релевантных текстов на целевом языке (ЦЯ-текстов), выявление в них схожих сегментов. Процесс такого сопоставления выполняется в несколько шагов:

1) сегментация текста;

2) кластеризация сегментов;

3) построение фреймовой модели структуры текста.

Рассмотрим каждый шаг подробнее.

Сегментация текста. Для анализа структуры предложений ИЯ- и ЦЯ-текстов необходимо поделить эти предложения на логические сегменты, где каждый сегмент будет семантически самостоятельной единицей. Сегментом назовем непрерывный фрагмент тек-