

БЕСКОНТАКТНЫЙ СИНХРОННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД С ЦИФРОВЫМ СИНЕРГЕТИЧЕСКИМ РЕГУЛЯТОРОМ КООРДИНАТ

ГЛАЗУНОВ В.Ф., д-р техн. наук, РЕПИН А.А., асп.

Разработана математическая модель бесконтактного синхронного электропривода с цифровой системой регулирования координат, синтезированной на основе положений синергетической теории управления. Показана эффективность синергетического подхода как инструмента для разработки цифровых электроприводов переменного тока.

Ключевые слова: бесконтактный электропривод, синергетический подход, система управления.

BRUSHLESS SYNCHRONOUS ELECTRIC DRIVE WITH A DIGITAL SYNERGETIC COORDINATE CONTROLLER

V.F. GLAZUNOV, Doctor of Engineering, A.A. REPIN, Post-Graduate Student,

The mathematical model of a brushless synchronous drive with digital control system, which was synthesized corresponds to the basic theses of the synergetic control theory, is designed. High efficiency of the synergetic approach's application for design of the AC digital electric drives is well founded.

Keywords: brushless electric drive, synergetic approach, control system.

В основе большинства современных компьютерных систем управления (СУ) [1] лежит микропроцессорное ядро, способное выполнять сотни миллионов операций в секунду и включающее в себя собственно микропроцессор (группу микропроцессоров), а также схемы обрaмления и некоторые периферийные устройства. Развитие таких систем открыло перспективы для технической реализации и внедрения практически во все отрасли промышленности многих известных теоретических разработок.

Одной из сфер применения высоких технологий традиционно является электрический привод (ЭП), представляющий один из самых эффективных и экологических способов преобразования энергии. В настоящее время время подавляющее большинство цифровых приводов, применяемых в гибких производственных модулях с ЧПУ и промышленных роботах, строится на основе бесконтактных электродвигателей переменного тока, питающихся от преобразователей частоты (ПЧ). Поэтому все более широкое распространение получают синхронные двигатели с возбуждением от постоянных магнитов (СДПМ), имеющие высокие энергетические и массогабаритные показатели. Использование для регулирования частоты вращения этих машин ПЧ, построенных на базе силовых ключей типа IGBT и MOSFET, обеспечивает практически синусоидальный ток в обмотках статора, позволяет существенно расширить полосу пропускания, улучшить коэффициент мощности и КПД, повысить надежность ЭП.

Весьма актуальной на данный момент остается проблема дальнейшего повышения эффективности современных цифровых бесконтактных синхронных электроприводов (БСЭП) на базе СДПМ.

На наш взгляд, весьма перспективными для решения прикладных задач управления

ЭП являются методы синергетического, «не-силового» управления. Наиболее ценными их сторонами, по мнению академика РАН А.А. Красовского [2], являются минимальное вмешательство в естественное движение управляемых объектов, нелинейная и неоднозначная динамика, самоорганизация, использование аттракторов и инвариантов.

Основным методом синергетического подхода в теории управления стал метод аналитического конструирования агрегированных регуляторов (АКАР) [2–4], открывающий возможность синтеза векторных законов управления, гарантирующих наличие в замкнутой системе свойств инвариантности и робастности.

Техническая реализация синергетических СУ осуществима только на базе современных микропроцессорных средств. Использование микропроцессоров в контурах регулирования координат требует методов синтеза, учитывающих дискретизацию по времени и квантование по уровню, а также запаздывание по каналу управления и другие особенности цифровых систем. В этой связи в рамках синергетического подхода разработан метод синтеза дискретных регуляторов – метод АКАДР [2], позволяющий получать высокоэффективные цифровые законы управления, что создало реальные предпосылки для дальнейшего наращивания качественных характеристик регулируемых ЭП переменного тока.

Приведем далее процедуру синтеза дискретного синергетического векторного закона управления БСЭП. Основные этапы синтеза соответствуют методике АКАДР [2, 3].

В первую очередь необходимо составить математическое описание объекта в виде системы нелинейных дифференциальных уравнений. Для СДПМ эти уравнения с учетом некоторых допущений были получены нами в рабо-

те [5], поэтому запишем их здесь без вывода в векторно-матричной форме:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(\mathbf{x})\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} - \mathbf{G}\vartheta, \quad (1)$$

где $\mathbf{x} \in \mathfrak{R}^3$ – вектор фазовых координат, компонентами которого являются $x_1 = \omega_{эл}$, $x_2 = i_d$, $x_3 = i_q$; $\mathbf{u} \in \mathfrak{R}^2$ – вектор управляющих воздействий: $u_1 = U_d$, $u_2 = U_q$; $\vartheta = M_c$ – возмущающее воздействие;

$$\mathbf{A}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{3\rho_n^2(L_d - L_q)}{2J}x_3 & \frac{3\rho_n^2\Psi_{пм}}{2J} \\ 0 & -\frac{R}{L_d} & \frac{L_q}{L_d}x_1 \\ -\frac{\Psi_{пм}}{L_q} & -\frac{L_d}{L_q}x_1 & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{G} = \begin{bmatrix} \frac{\rho_n}{J} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix};$$

i_d , i_q – компоненты вектора тока статора по осям d и q вращающейся системы координат, А; U_d , U_q – компоненты вектора напряжения статора по осям d и q , В; $\omega_{эл}$ – электрическая скорость вращения ротора, рад/с; M_c – момент нагрузки на валу двигателя, Н·м; R – активное сопротивление фазы обмотки статора, Ом; L_d , L_q – индуктивности обмотки статора по осям d и q , Гн; $\Psi_{пм}$ – эквивалентное потокосцепление постоянных магнитов, Вб; ρ_n – число пар полюсов; J – суммарный момент инерции рабочего механизма, приведенный к валу двигателя, кг·м².

Математическую модель (1) нужно расширить за счет уравнений, описывающих предполагаемый класс возмущений, параметров, задающих воздействий и т. п. Такое расширение приведет к наличию в законе управления динамических составляющих, обеспечивающих подавление неизмеряемых возмущений без использования для этих целей каких бы то ни было наблюдателей состояния и идентификаторов.

С учетом правомерного допущения о кусочно-постоянном характере изменения во времени параметров двигателя и нагрузки нами была предложена [5] следующая расширенная модель СДПМ:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(\mathbf{x})\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} - \mathbf{G}\vartheta - \mathbf{C}\mathbf{z}, \\ \dot{\mathbf{z}} = \Delta\Phi, \end{cases} \quad (2)$$

где $\mathbf{z} = [z_1 \ z_2]^T$ – вектор промежуточных переменных; $\Delta = \text{diag}(\delta_1, \delta_2)$;

$$\Phi = \begin{bmatrix} x_1 - x_{10} \\ x_2 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad x_{10} = \omega_{z\text{эл}} - \text{требуемая скорость вращения, рад/с.}$$

Для синтеза дискретного регулятора необходимо при помощи методов разностной аппроксимации представить математическую модель объекта в виде системы нелинейных разностных уравнений (разностной схемы). Следуя далее процедуре АКАДР, применим для векторно-матричных уравнений (2) широко используемую одношаговую разностную схему Эйлера [3]:

$$\begin{cases} \mathbf{x}[k+1] = \mathbf{F}(\mathbf{x}[k])\mathbf{x}[k] + \mathbf{D}\mathbf{u}[k] - \mathbf{H}\vartheta[k] - \mathbf{Q}\mathbf{z}[k], \\ \mathbf{z}[k+1] = \Theta\Phi(\mathbf{x}[k]), \end{cases} \quad (3)$$

где

$$\mathbf{F}(\mathbf{x}[k]) = \mathbf{I}_3 + T_0\mathbf{A}(\mathbf{x}[k]) = \begin{bmatrix} 1 & \frac{3T_0\rho_n^2(L_d - L_q)}{2J}x_3[k] & \frac{3T_0\rho_n^2\Psi_{пм}}{2J} \\ 0 & 1 - \frac{T_0R}{L_d} & \frac{T_0L_q}{L_d}x_1[k] \\ -\frac{T_0\Psi_{пм}}{L_q} & -\frac{T_0L_d}{L_q}x_1[k] & 1 - \frac{T_0R}{L_q} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{D} = T_0\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{T_0}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{T_0}{L_q} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{H} = T_0\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \frac{T_0\rho_n}{J} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{Q} = T_0\mathbf{C} = \begin{bmatrix} T_0 & 0 \\ 0 & T_0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \Theta = \begin{bmatrix} T_0\delta_1 & 0 \\ 0 & T_0\delta_2 \end{bmatrix};$$

$k = 0, 1, 2, \dots$; T_0 – интервал дискретизации по времени; \mathbf{I}_3 – единичная матрица размера 3×3.

Из синергетической теории управления [4] известно, что совокупность критериев управления или набор желаний проектировщика системы принято выражать в виде соответствующей системы инвариантов. Воспользуемся здесь инвариантами СУ БСЭП с СДПМ, введенными нами в [5]:

• технологический инвариант – стабилизация частоты вращения вала двигателя:

$$\varphi_1 = x_1 - x_{10} = 0; \quad (4)$$

• электромагнитный инвариант – поддержание продольной составляющей тока статора, равной нулю:

$$\varphi_2 = x_2 = 0. \quad (5)$$

Согласно методу АКАДР, для модели (3) определим вектор агрегированных макропеременных $\Psi^1[k] = \mathfrak{R}^2$. Решая на первом этапе

синтеза задачу выполнения инварианта (5), выберем следующий вид этого вектора:

$$\Psi^1[k] = P(x^1[k] + \varphi^1[k]), \quad (6)$$

где $\Psi^1[k] = [\Psi_1^1[k] \ \Psi_2^1[k]]^T$ – вектор макропеременных; $\varphi^1[k] = [\varphi_1^1[k] \ \varphi_2^1[k]]^T$ – вектор внутренних управлений; $x^1[k] = [x_2[k] \ x_3[k]]^T$; P – числовая невырожденная матрица размера 2×2 .

Для обеспечения асимптотической устойчивости движения системы относительно $\Psi^1[k] = 0$ вектор макропеременных (6) должен удовлетворять решению однородного разностного уравнения

$$\Psi^1[k+1] + \Lambda^1 \Psi^1[k] = 0, \quad (7)$$

где $\Lambda^1 = \text{diag}(\lambda_1^1, \lambda_2^1)$, $|\lambda_1^1| < 1$, $|\lambda_2^1| < 1$.

В результате попадания изображающей точки на параллельную совокупность многообразий $\Psi^1[k] = 0$ происходит точная динамическая декомпозиция замкнутой системы «СДПМ – регулятор» (3):

$$\begin{cases} x_1[k+1] = x_1[k] + \frac{3T_0 \rho_n^2 (L_d - L_q)}{2J} \varphi_1^1[k] \varphi_2^1[k] - \\ - \frac{3T_0 \rho_n^2 \Psi_{nm}}{2J} \varphi_2^1[k] - \frac{T_0 \rho_n}{J} \vartheta[k] - T_0 z_1[k], \\ z_1[k+1] = T_0 \delta_1 (x_1[k] - x_{10}), \\ z_2[k+1] = -T_0 \delta_2 \varphi_1^1[k]. \end{cases} \quad (8)$$

Очевидно, что решение уравнения $z_2[k+1] = -T_0 \delta_2 \varphi_1^1[k]$ будет устойчиво при внутреннем управлении $\varphi_1^1[k] = z_2[k]$.

На следующем этапе синтеза для декомпозированной системы (8) введем макропеременную

$$\Psi_1^2[k] = x_1[k] + \beta z_1[k], \quad (9)$$

которая должна удовлетворять решению разностного уравнения

$$\Psi_1^2[k+1] + \lambda_1^2 \Psi_1^2[k] = 0, \quad (10)$$

где $|\lambda_1^2| < 1$ обеспечивает асимптотическую устойчивость движения изображающей точки в окрестности многообразия $\Psi_1^2[k] = 0$, в результате чего будет выполняться технологический инвариант (4).

Из совместного решения (8)–(10) найдем внутреннее управление в виде

$$\varphi_2^1[k] = -\frac{2J[(1 + \lambda_1^2)x_1[k] + (\lambda_1^2 \beta - T_0)z_1[k] + \beta T_0 \delta_1 (x_1[k] - x_{10})]}{3T_0 \rho_n^2 [(L_d - L_q)z_2[k] - \Psi_{nm}]}. \quad (11)$$

Элементы вектора управления определим, совместно решая (3), (6) и (7) с учетом (11):

$$u[k] = -\left(D^1\right)^{-1} \left[F^1(x[k])x[k] - \Theta^1 x_2[k-1] + \varphi^1[k+1] + P^{-1} \Lambda^1 \Psi^1[k] \right]; \quad (12)$$

где

$$F^1(x[k]) = \begin{bmatrix} 0 & 1 - \frac{T_0 R}{L_d} & \frac{T_0 L_q}{L_d} x_1[k] \\ -\frac{T_0 \Psi_{nm}}{L_q} & -\frac{T_0 L_d}{L_q} x_1[k] & 1 - \frac{T_0 R}{L_q} \end{bmatrix};$$

$$D^1 = \begin{bmatrix} \frac{T_0}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{T_0}{L_q} \end{bmatrix}; \quad \Theta^1 = \begin{bmatrix} T_0^2 \delta_2 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Выражение (12) является разностным уравнением нелинейного дискретного регулятора, обеспечивающего выполнение замкнутой системой БСЭП инвариантов (4) и (5), а также подавление (за счет присутствия в законе управления интегральных составляющих) флуктуаций как параметров двигателя, так и нагрузки на валу.

В соответствии с уравнениями (1) и (12) нами было выполнено математическое моделирование в среде MATLAB 6.5 цифровой синергетической системы управления СДПМ. Параметры модели представлены в таблице.

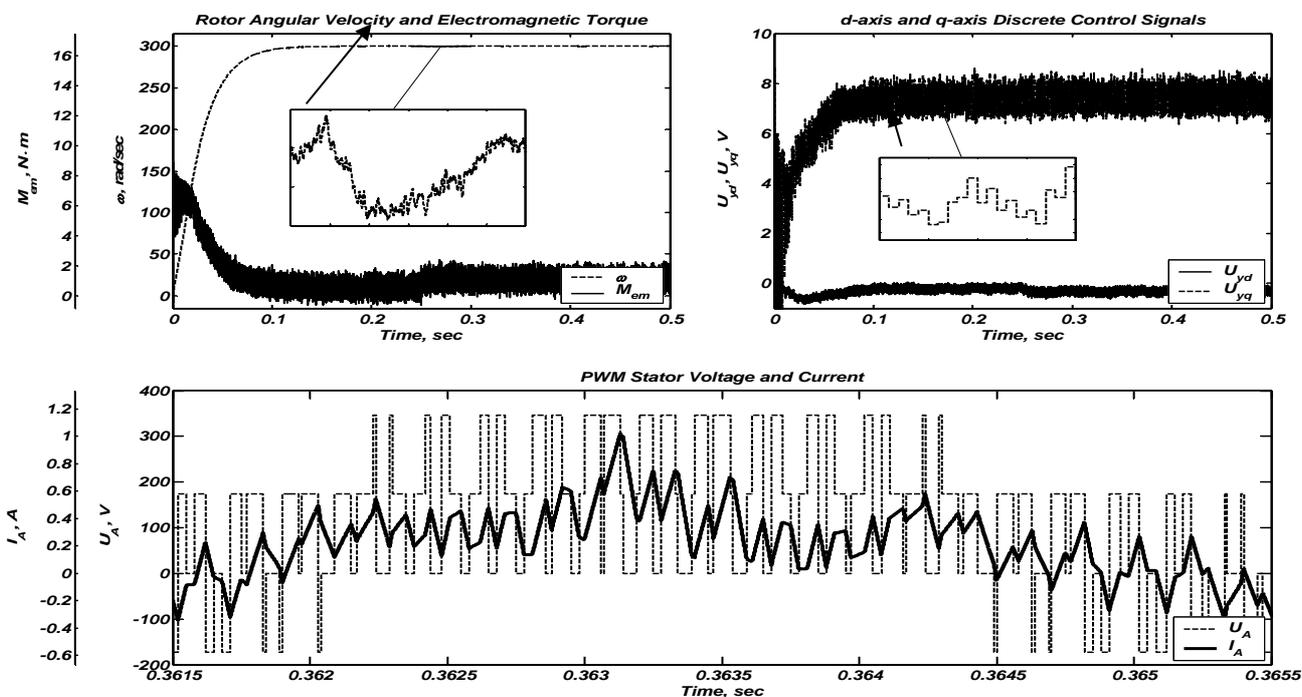
Результаты расчета динамических характеристик разработанной модели ЭП при пуске и набросе нагрузки приведены на рисунке.

Анализ полученных графиков показывает, что переходный процесс по скорости имеет аperiodический характер, неравномерность скорости вращения не превышает 0,5 %. При набросе нагрузки на валу до номинальной в момент времени 0,25 с (увеличенный фрагмент) ЭП достаточно быстро восстанавливает заданный уровень скорости, что объясняется асимптотической устойчивостью в целом синтезированной СУ БСЭП относительно инвариантов (4) и (5). Близкая к синусоидальной форма кривой тока статора и постоянная частота переключения силовых ключей инвертора напряжения при широтно-импульсной модуляции благоприятно сказываются на энергетических показателях ЭП и его электромагнитной совместимости.

В заключение важно отметить, что выявленные в результате проведенного выше анализа такие достоинства разработанной модели синергетической СУ, как высокие динамические характеристики и параметрическая грубость, позволяют считать обоснованным использование метода АКАДР при синтезе цифровых БСЭП под управлением обрабатывающих центров с ЧПУ и промышленных роботов.

Параметры СДПМ и синергетической СУ

Наименование	Обозначение	Размерность	Численное значение
Номинальная частота вращения	n_H	об/мин	3000
Номинальный ток	i_H	А	1,65
Максимально допустимый ток	i_{max}	А	6,6
Сопротивление фазы статора	R	Ом	5,7
Индуктивность статора по оси d	L_d	Гн	0,008
Индуктивность статора по оси q	L_q	Гн	0,0097
Потокоцепление постоянных магнитов	$\Psi_{пм}$	Вб	0,231
Число пар полюсов	p_n	–	3
Момент инерции ротора	J	кг·м ²	0,00083
Заданная скорость	ω_z	рад/с	300
Напряжение звена постоянного тока	U_d	В	520
Частота широтно-импульсной модуляции	$f_{ШИМ}$	Гц	5000
Интервал дискретизации по времени	T_0	с	0,00001
Параметры притягивающих многообразий	λ_1^1	–	-0,9
	λ_2^1	–	-0,9
	λ_1^2	–	-0,8
	λ_1^0	–	-0,6
	λ_2^0	–	-0,6
	ρ_{11}	–	1
	ρ_{12}	–	2
	ρ_{21}	–	3
	ρ_{22}	–	4
	δ_1	–	-20
δ_2	–	20	



Динамические характеристики модели электропривода

Заключение

Разработанная математическая модель цифрового бесконтактного синхронного ЭП, при построении СУ которого использованы принципы синергетической теории управления, позволяет решать задачу синтеза векторного регулятора координат в полной нелинейной постановке без применения процедуры линеаризации дифференциальных уравнений объекта, характерной для традиционных методов синтеза.

Установленные в результате компьютерного моделирования высокие динамические характеристики и параметрическая грубость цифровой синергетической СУ подтверждают эффективность метода аналитического конструирования агрегированных дискретных регуляторов как инструмента синтеза бесконтактных синхронных ЭП подач обрабатывающих центров с ЧПУ и промышленных роботов.

Глазунов Виктор Федорович,
ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина»,
доктор технических наук, профессор кафедры электропривода и автоматизированных промышленных установок,
телефон (4932) 26-97-07,
e-mail: glazunov@drive.ispu.ru

Репин Александр Александрович,
ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина»,
аспирант кафедры электропривода и автоматизированных промышленных установок,
телефон (4932) 26-97-07.

Список литературы

1. **Handbook** of intelligent control: neural, fuzzy, and adaptive approaches / Edited by D.A. White, D.A. Sofge. – Multiscience Press, Inc., 1992.
2. **Современная** прикладная теория управления: Оптимизационный подход в теории управления / Под ред. А.А. Колесникова. В 3-х ч. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 2000.
3. **Синергетика** и проблемы теории управления: Сб. науч. тр. / Под ред. А.А. Колесникова. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2004.
4. **Колесников А.А.** Синергетическая теория управления. – М.: Энергоатомиздат, 1994.
5. **Глазунов В.Ф., Репин А.А.** Адаптивно-синергетическое управление бесконтактным синхронным электродвигателем // Известия ТРТУ. Тематический выпуск. Прикладная синергетика и системный синтез. – 2006. – № 6. – С. 158–173.