

**УНИФИЦИРОВАННЫЕ СИСТЕМЫ ОТРАБОТКИ УГЛОВОГО ПОЛОЖЕНИЯ,  
ПОСТРОЕННЫЕ НА ОСНОВЕ ПРИНЦИПА ПАССИВНОСТИ****С.М.Пересада, докт.техн.наук, А.Ю.Онанко****Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»,  
пр. Победы, 37, Киев, 03056, Украина.****e-mail: [peresada@i.com.ua](mailto:peresada@i.com.ua)**

*Синтезирована новая структура унифицированных электромеханических систем обработки углового положения, включающая унифицированные регуляторы угловой скорости и положения, которые могут использоваться при управлении по принципу пассивности. Структура таких систем, как и структура стандартных систем с подчиненным регулированием параметров, включает каскадное соединение регуляторов положения и скорости, однако, в отличие от последних, имеет независимую динамику контуров регулирования. Это свойство позволяет достичь иерархической компенсации возмущающих моментов нагрузки. Разработана методика настройки унифицированных регуляторов угловой скорости и положения с применением нормированных переходных характеристик. Работоспособность методики подтверждена примером синтеза системы управления угловым положением синхронного двигателя с постоянными магнитами. Библ. 5, рис. 4.*

**Ключевые слова:** электромеханические системы, принцип пассивности, унифицированные регуляторы скорости и положения, нормированные переходные характеристики.

**Введение.** Точная обработка углового положения является основной задачей для систем управления движением различных технологических объектов, таких как промышленные роботы, системы металлообработки, радиолокации, аэрокосмические объекты и другие.

Переход в таких системах к более надежным и эффективным приводным двигателям переменного тока взамен традиционно использовавшихся машин постоянного тока приводит к необходимости создания методов управления, которые бы гарантировали достижение наперед заданных показателей качества регулирования механических координат. В системах с двигателями постоянного тока (ввиду линейности модели) это достигалось за счет построения каскадных систем с подчиненным регулированием параметров. При использовании стандартных настроек контуров регулирования на «модульный» и «симметричный» оптимумы достигаемые показатели качества регулирования задаются с помощью нормированных (относительно малой некомпенсируемой постоянной времени преобразователя) переходных характеристик [2].

В высокочастотных электроприводах переменного тока при частотах ШИМ преобразователя 10 кГц и выше эквивалентная постоянная запаздывания инвертора на несколько порядков меньше, чем в тиристорных электроприводах, что позволяет использовать более сложные методы и алгоритмы управления, которые дают замкнутой системе новые, недостижимые ранее свойства. Одним из таких методов является управление в электромеханических системах на основе принципа пассивности, применение которого позволяет осуществить декомпозицию исходной модели электрической машины на две связанные подсистемы: электрическую (ЭПС) и механическую (МПС) [1, 4, 5]. Особенностью такого управления является асимптотическая развязка процессов в МПС и ЭПС, благодаря чему механические подсистемы основных типов электрических машин имеют одинаковый вид, что позволяет сконструировать унифицированные алгоритмы управления механическими координатами. Полученная при этом каскадная структура включения регуляторов скорости и положения обеспечивает формирование задания угловой скорости  $\omega^*$  для контура регулирования скорости, которое является выходом регулятора положения. Для задания динамических показателей качества спроектированной системы управления удобно, как и для настройки типовых систем с подчиненным регулированием параметров, пользоваться нормированными переходными характеристиками.

**Целью данной работы** является конструирование унифицированных регуляторов угловой скорости и углового положения с использованием принципа пассивности, а также спецификация динамических показателей качества полученной системы управления с помощью нормированных переходных характеристик.

**Унифицированные регуляторы угловой скорости и углового положения.** Пусть заданная траектория изменения углового положения  $\theta^*$  является известной функцией времени с известными тремя первыми производными по времени  $\dot{\theta}^*$ ,  $\ddot{\theta}^*$ ,  $\dddot{\theta}^*$ . Допустим, что момент инерции  $J$  известен и постоянен,

внешний момент нагрузки  $M_c$  – неизвестный, но ограниченный и постоянный (медленно изменяется относительно изменений угловой скорости), так что  $\dot{M}_c = 0$ . В условиях этих допущений необходимо сконструировать регуляторы угловой скорости и положения, которые обеспечивают асимптотическую отработку углового положения  $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\theta} = 0$ , где  $\tilde{\theta} = \theta - \theta^*$ , формируя при этом линейную номинальную динамику МПС (если ЭПС находится в состоянии равновесия) в виде каскадного соединения контуров регулирования положения и скорости со свободно задаваемыми показателями качества.

Уравнения динамики МПС произвольной электрической машины имеют вид

$$\dot{\theta} = \omega, \quad \dot{\omega} = J^{-1}(M - M_c), \quad (1)$$

где  $\omega$  – угловая скорость,  $M$  – момент, развиваемый двигателем.

Перепишем (1) в форме ошибок отработки

$$\dot{\tilde{\theta}} = \tilde{\omega} + \omega^* - \dot{\theta}^*, \quad \dot{\tilde{\omega}} = J^{-1}(M^* + \tilde{M}) - \hat{M}_c - \tilde{M}_c - \dot{\omega}^*. \quad (2)$$

Здесь  $\tilde{\omega} = \omega - \omega^*$  – ошибка отработки заданной угловой скорости  $\omega^*$ ;  $M^*$  – задание момента;  $\tilde{M} = M - M^*$  – ошибка отработки момента, обусловленная ошибками отработки в электрической подсистеме;  $\hat{M}_c$  – оценка константы  $M_c/J$ , так что ошибка оценивания равна  $\tilde{M}_c = M_c/J - \hat{M}_c$ .

Используя (2), сформируем унифицированные регуляторы скорости и положения в виде – регулятор скорости

$$M^* = J(\hat{M}_c + \dot{\omega}^* + \eta_1), \quad \dot{\hat{M}}_c = -\dot{\tilde{M}}_c = -k_{oi}\tilde{\omega}, \quad \dot{\eta}_1 = -\tau_1^{-1}(\eta_1 + k_o\tilde{\omega}), \quad (3)$$

– регулятор положения

$$\omega^* = \eta_2 + \dot{\theta}^*, \quad \dot{\eta}_2 = -\tau_2^{-1}(\eta_2 + k_\theta\tilde{\theta}), \quad (4)$$

где  $k_o$ ,  $k_{oi}$  – коэффициенты пропорциональной и интегральной частей регулятора скорости;  $\tau_1$  – постоянная времени фильтра скорости;  $k_\theta$  – коэффициент пропорционального регулятора положения;  $\tau_2$  – постоянная времени фильтра положения.

Подставив (3), (4) в (2), получим следующие уравнения динамики ошибок отработки угловой скорости и положения:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\theta}} &= \tilde{\omega} + \eta_2, & \dot{\eta}_2 &= -\tau_2^{-1}(\eta_2 + k_\theta\tilde{\theta}), & \dot{\tilde{M}}_c &= -\dot{\tilde{M}}_c = k_{oi}\tilde{\omega}, \\ \dot{\tilde{\omega}} &= -\tilde{M}_c + \eta_1 + J^{-1}\tilde{M}, & \dot{\eta}_1 &= -\tau_1^{-1}(\eta_1 + k_o\tilde{\omega}). \end{aligned} \quad (5)$$

Первые два уравнения в (5), описывающие динамическое поведение контура регулирования положения, линейны и устойчивы для любых значений  $(\tau_2, k_\theta) > 0$ , включены последовательно с уравнениями динамики контура регулирования скорости. Исходя из такой структуры системы, устанавливаются следующие свойства:

- а) поскольку ЭПС является экспоненциально устойчивой [1], то  $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{M} = 0$ ;
- б) при выборе настроечных параметров регулятора скорости  $(k_o, k_{oi}, \tau_1)$ , гарантирующих устойчивость контура регулирования скорости, имеем  $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{M}_c, \tilde{\omega}, \eta_1) = 0$ ;
- в) из последовательного включения контуров регулирования скорости и положения следует асимптотичность отработки углового положения  $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\theta}, \eta_2) = 0$ , что гарантирует достижение целей управления угловым положением.

После затухания процессов в ЭПС динамическое поведение МПС будет задаваться уравнениями номинальной динамики (5) с  $\tilde{M} = 0$ . При этом, если начальные условия в (5) нулевые, то отработка координат в МПС будет осуществляться без ошибок, что является принципиально важным в системах управления положением. Компенсация момента нагрузки  $M_c$  в выбранной структуре МПС обладает свойством аттенюации возмущения, поскольку его влияние может быть произвольно уменьшено за счет увеличения собственной частоты недемпфированных колебаний  $\omega_{os}$  контура регулирования скорости. Данное свойство является принципиально важным для синтезированной каскадной структуры МПС, в которой эквивалентные уравнения динамики ошибок отработки включены последовательно. Такая конфигурация определяет тип многоконтурных робастных систем, в которых компен-

сация возмущения должна осуществляться в той подсистеме, в которой оно действует. Из (5) следует, что выходной сигнал контура регулирования скорости  $\tilde{\omega}$  является входом изолированного контура регулирования положения и, следовательно, уменьшение  $\tilde{\omega}$  автоматически приводит к уменьшению  $\tilde{\theta}$ . При ограничениях на настроечный параметр контура регулирования скорости  $\omega_{os}$  дальнейшее уменьшение значений  $\tilde{\theta}$  достигается за счет настройки контура регулирования положения, обеспечивая таким образом иерархическую компенсацию возмущения. Отметим, что предложенный метод формирования уравнений динамики многоконтурных систем, в отличие от стандартных систем с подчиненным регулированием параметров, не предполагает, что каждый внешний контур регулирования должен быть по крайней мере вдвое более медленным по отношению к внутреннему.

Структурная схема алгоритмов регулирования скорости и положения (3), (4) показана на рис. 1.

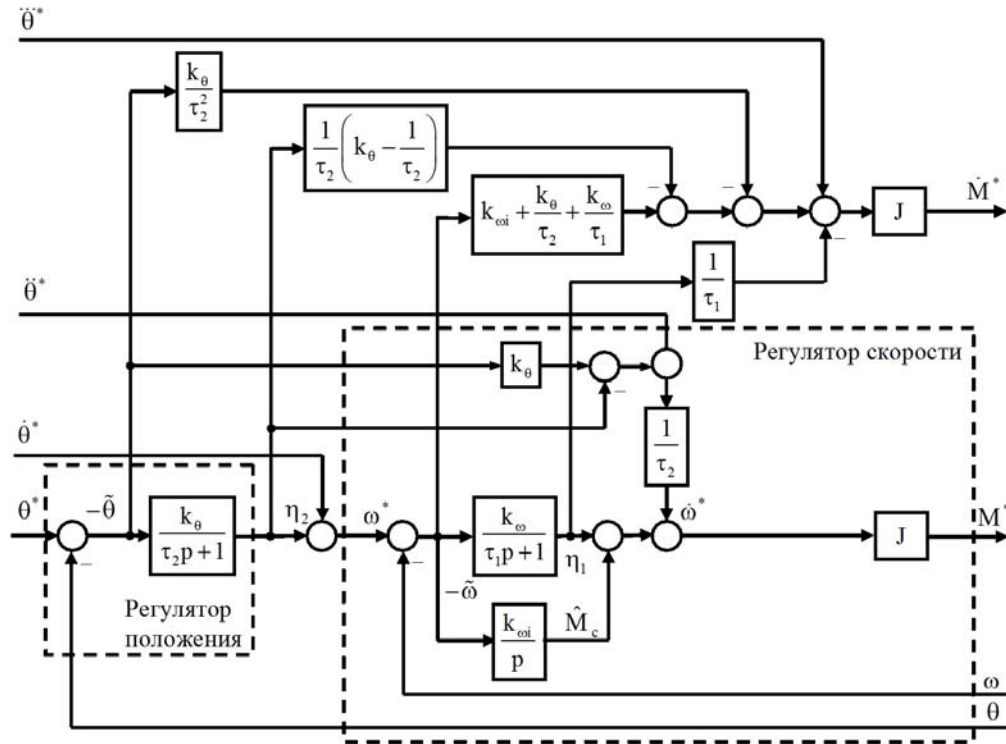


Рис. 1

Необходимо отметить, что введение фильтров положения и скорости с постоянными времени  $\tau_2$  и  $\tau_1$ , соответственно, необходимо для того, чтобы первая производная по времени от заданного момента  $M^*$  была известной функцией

$$\dot{M}^* = J \left[ -k_{\omega i} \tilde{\omega} + \frac{(\eta_2 + k_{\theta} \tilde{\theta})}{\tau_2^2} - \frac{k_{\theta} (\tilde{\omega} + \eta_2)}{\tau_2} + \ddot{\theta}^* - \frac{(\eta_1 + k_{\omega} \tilde{\omega})}{\tau_1} \right]. \quad (6)$$

**Спецификация динамических показателей качества.** Рассмотрим, каким образом свойство последовательного включения контуров регулирования скорости и положения может быть использовано для их настройки. Поскольку постоянные времени фильтра положения  $\tau_2$  и фильтра скорости  $\tau_1$  могут быть выбраны сколь угодно малыми, то приняв  $(\tau_2, \tau_1) \rightarrow 0$ , уравнения динамики (5) запишутся в виде

$$\dot{\tilde{\theta}} = \tilde{\omega} - k_{\theta} \tilde{\theta}, \quad \dot{\hat{M}}_c = -\dot{\tilde{M}}_c = k_{\omega i} \tilde{\omega}, \quad \dot{\tilde{\omega}} = -\tilde{M}_c - k_{\omega} \tilde{\omega}. \quad (7)$$

Система пониженного порядка (7) с достаточной степенью точности описывает динамическое поведение системы полного порядка (5), если выполняется условия  $\tau_2^{-1} > (6-8)k_{\theta}$ ,  $\tau_1^{-1} > (6-8)\omega_{os}$ ,  $\omega_{os}^2 = k_{\omega i}$ .

Для выбора настроечного коэффициента регулятора положения  $k_{\theta}$  необходимо установить влияние на достигаемые показатели качества регулирования настроечного параметра  $\rho_1 = \omega_{op}/\omega_{os}$ , который характеризует разделение во времени процессов в контуре положения и в контуре скорости

( $\omega_{op} = k_{\theta}$  – собственная частота контура положения,  $k_{\omega} = 2\xi_s \omega_{os}$ ,  $\xi_s$  – коэффициент демпфирования контура скорости).

Для построения нормированных переходных процессов системы (7) нами предложено в качестве базовой использовать частоту собственных недемпфированных колебаний контура регулирования скорости  $\omega_{os}$ . Выполнив нормирование переменных в уравнениях динамики (7) с использованием

$$\bar{t} = \omega_{os} t, \quad \bar{M}_c = (J/M_c)\tilde{M}_c, \quad \bar{\omega} = (\omega_{os} J/M_c)\tilde{\omega}, \quad \bar{\theta} = (\omega_{os}^2 J/M_c)\tilde{\theta}, \quad (8)$$

получим следующие нормированные уравнения динамики:

$$\ddot{\bar{\theta}} = \bar{\omega} - \rho_1 \dot{\bar{\theta}}, \quad \dot{\bar{M}}_c = \bar{\omega}, \quad \dot{\bar{\omega}} = -\bar{M}_c - 2\xi_s \bar{\omega}. \quad (9)$$

Таким образом, в нормированном времени динамическое поведение системы третьего порядка (9) устанавливается выбором всего лишь двух настроечных параметров –  $\rho_1$  и  $\xi_s$ .

На основании уравнений (9) на рис. 2, рис. 3 показаны графики нормированных переходных функций ошибки отработки углового положения  $\bar{\theta}$ , ошибки отработки угловой скорости  $\bar{\omega}$  и момента двигателя  $\bar{M} = \bar{M}_c - 2\xi_s \bar{\omega}$  при отработке единичного скачка момента нагрузки для коэффициентов демпфирования контура регулирования скорости, равных  $\xi_s = 1$  и  $\xi_s = 0.707$  и разных значений  $\rho_1$ .

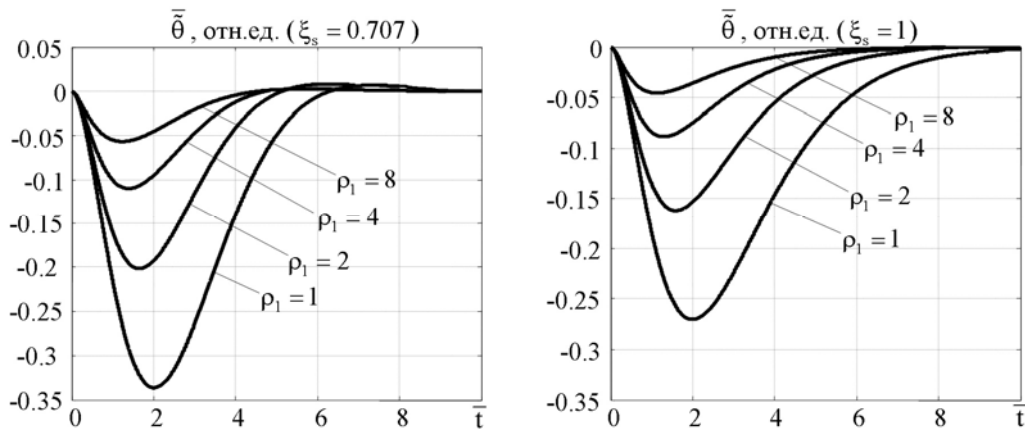


Рис. 2

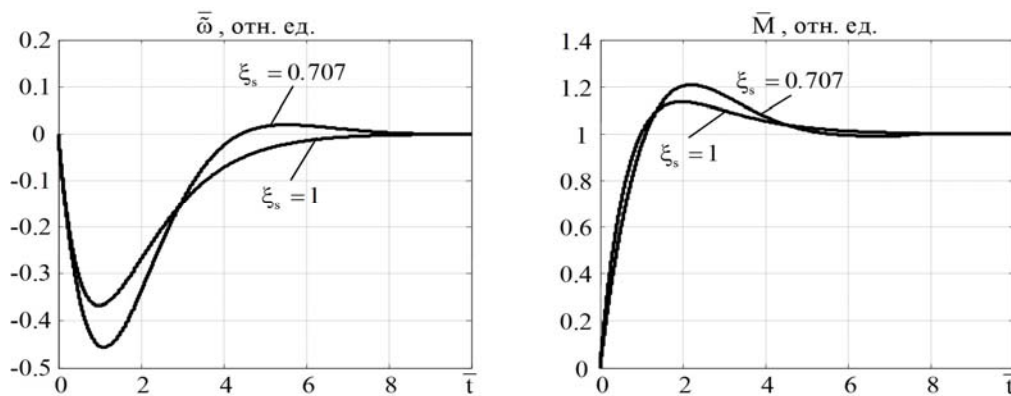


Рис. 3

Для настройки регуляторов положения с помощью нормированных переходных характеристик (9) сначала целесообразно настроить контур регулирования скорости. Коэффициент демпфирования  $\xi_s$  выбирается исходя из требований к показателям качества отработки. При недопустимости перерегулирования устанавливается  $\xi_s = 1$ . Далее по заданным значениям момента инерции  $J$ , прикладываемого момента нагрузки  $M_c$ , исходя из требований к качеству переходного процесса отработки углового положения (максимальное отклонение, время регулирования) с использованием выражений

(8) и графиков на рис. 2 определяются значения  $\omega_{os}$  и  $\rho_1$ . По известным значениям  $\omega_{os}, \xi_s, \rho_1$  рассчитываются коэффициенты регуляторов скорости  $k_{\omega}, k_{\omega i}$  и положения  $k_{\theta}$ .

**Пример. Система управления положением на основе неявнополюсного синхронного двигателя с постоянными магнитами.**

В качестве примера рассмотрим спецификацию показателей качества системы управления угловым положением неявнополюсного синхронного двигателя с постоянными магнитами (СДПМ). Стандартная модель неявнополюсного СДПМ в системе координат ротора (d-q) имеет вид [3]

$$\dot{\theta} = \omega, \quad \dot{\omega} = J^{-1}(\mu \dot{i}_{1q} - M_c), \quad \dot{i}_{1d} = L_1^{-1}(-R_1 i_{1d} + \omega L_1 i_{1q} + u_{1d}), \quad \dot{i}_{1q} = L_1^{-1}(-R_1 i_{1q} - \omega L_1 i_{1d} - \omega L_m i_f + u_{1q}), \quad (10)$$

где  $(i_{1d}, i_{1q}), (u_{1d}, u_{1q})$  – компоненты векторов тока и напряжения статора,  $R_1, L_1$  – активное сопротивление и индуктивность статора,  $i_f = \text{const}$  – ток фиктивной обмотки ротора,  $L_m$  – индуктивность намагничивающего контура машины,  $\mu = 1,5L_m i_f = \text{const}$

Первые два уравнения в (10) определяют механическую, а последние два – электрическую подсистему. Согласно методике, представленной в [1], первым шагом при проектировании системы управления по принципу пассивности является формирование заданной траектории изменения моментной компоненты тока статора  $i_{1q}^*$ . Поскольку  $M = \mu i_{1q}$ , то в форме ошибок обработки это уравнение запишется в виде

$$M = \mu i_{1q}^* + \mu \tilde{i}_{1q} = M^* + \tilde{M}, \quad (11)$$

где  $\tilde{i}_{1q} = i_{1q} - i_{1q}^*$  – ошибка обработки моментной составляющей тока статора.

Из (11) следует, что  $i_{1q}^*$  можно сформировать следующим образом:

$$i_{1q}^* = M^* / \mu. \quad (12)$$

На втором шаге проектирования необходимо сформировать такие напряжения статора  $(u_{1d}, u_{1q})$ , которые гарантируют электрической подсистеме свойство глобальной асимптотической устойчивости. Для этого запишем уравнения динамики ЭПС в форме ошибок обработки

$$\dot{\tilde{i}}_{1d} = L_1^{-1}(-R_1 \tilde{i}_{1d} - R_1 i_{1d}^* + \omega L_1 i_{1q} + u_{1d}) - \dot{i}_{1d}^*, \quad \dot{\tilde{i}}_{1q} = L_1^{-1}(-R_1 \tilde{i}_{1q} - R_1 i_{1q}^* - \omega L_1 i_{1d} - \omega L_m i_f + u_{1q}) - \dot{i}_{1q}^*, \quad (13)$$

где  $\tilde{i}_{1d} = i_{1d} - i_{1d}^*$  – ошибка обработки прямой компоненты тока статора. Выражения для напряжений статора сформируем следующим образом:

$$u_{1d} = L_1(R_1 L_1^{-1} i_{1d}^* - \omega i_{1q} + \dot{i}_{1d}^* - k_{i1} \tilde{i}_{1d} - x_d), \quad u_{1q} = L_1(R_1 L_1^{-1} i_{1q}^* + \omega i_{1d} + \omega L_m L_1^{-1} i_f + \dot{i}_{1q}^* - k_{i1} \tilde{i}_{1q} - x_q), \quad (14)$$

$$\dot{x}_d = k_{ii} \tilde{i}_{1d}, \quad \dot{x}_q = k_{ii} \tilde{i}_{1q}.$$

где  $x_d, x_q$  – интегральные компоненты регуляторов тока;  $(k_{i1}, k_{ii}) > 0$  – коэффициенты пропорциональной и интегральной составляющих регуляторов тока.

Подставив (14) в (13), получим уравнения динамики ЭПС в виде

$$\dot{\tilde{i}}_{1d} = -k_i \tilde{i}_{1d} - x_d, \quad \dot{x}_d = k_{ii} \tilde{i}_{1d}, \quad \dot{\tilde{i}}_{1q} = -k_i \tilde{i}_{1q} - x_q, \quad \dot{x}_q = k_{ii} \tilde{i}_{1q}, \quad (15)$$

где  $k_i = R_1 L_1^{-1} + k_{i1}$ .

Динамика электрической подсистемы (15) линейна и асимптотически устойчива для любых  $k_i, k_{ii} > 0$ . Настройка динамических показателей контуров регулирования тока производится с помощью коэффициентов регуляторов тока  $k_i, k_{ii}$ , как для линейной системы второго порядка. Поскольку положение равновесия ЭПС  $(\tilde{i}_{1d}, \tilde{i}_{1q}, x_d, x_q) = 0$  асимптотически устойчиво, то  $\tilde{M}$  в (11) затухает до нуля со скоростью затухания  $\tilde{i}_{1q}$ , которая в силу решений (15) может быть задана намного больше скорости процессов в МПС.

Для выбора коэффициентов унифицированных регуляторов скорости (3) и положения (4) с использованием предложенной методики рассмотрим СДПМ со следующими номинальными параметрами: момент  $M_n = 8$  Нм, угловая скорость  $\omega_n = 150$  рад/с, ток  $i_{1qn} = 4,36$  А,  $i_f = 18$  А,  $R_1 = 1$  Ом,

$L_1 = 0,078$  Гн,  $L_m = 0,068$  Гн,  $J = 0,06$  кг·м<sup>2</sup>. Пусть при действии ступенчатого  $M_c = M_n$  требуемое значение максимальной ошибки будет  $\tilde{\theta}_{max} = 0,01$  рад. Выберем  $\xi_s = 1$ ,  $\rho_1 = 2$ , тогда из (8) с использованием графиков на рис. 2 получаем

$$\omega_{os} = \sqrt{\left(\frac{M_c}{J}\right) \frac{\tilde{\theta}}{\tilde{\theta}}} = \sqrt{\left(\frac{8}{0,06}\right) \frac{0,165}{0,01}} = 46,9 \text{ рад/с.} \quad (16)$$

Согласно (16) коэффициенты регулятора скорости и положения будут равны  $k_\omega = 93,8$ ,  $k_{\omega i} = 2200$ ,  $k_\theta = 93,8$ .

На рис. 4 показаны графики переходных процессов обработки заданной траектории движения с приложением ступенчатого момента нагрузки  $M_c = M_n$  при использовании рассчитанных значений регуляторов  $k_\omega, k_{\omega i}, k_\theta$ ;  $\tau_1 = \tau_2 = 10^{-5}$ ,  $k_{i1} = 10^3$ ,  $k_{i2} = 10^5$ , которые подтверждают работоспособность предложенной методики. Ток  $i_{1d}^*$  регулируется на нулевом уровне. Максимальное значение ошибки  $\tilde{\theta}(t)$  соответствует требуемой величине 0,01 рад.

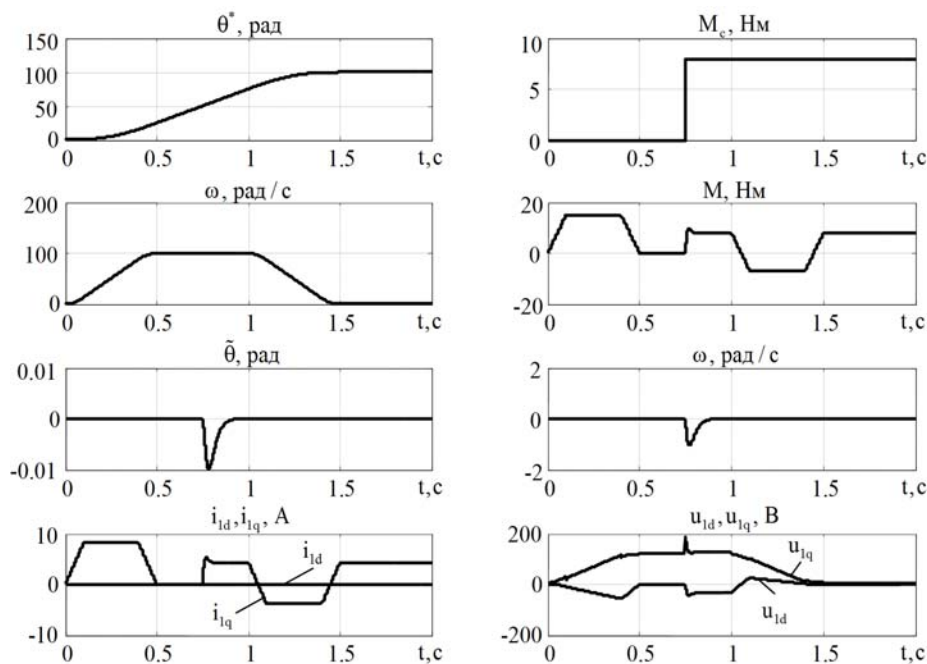


Рис. 4

**Заключение.** На основе принципа пассивности синтезирована новая структура унифицированных электромеханических систем обработки углового положения. Так же, как и в типовых системах подчиненного регулирования параметров она является каскадной, с внешним контуром регулирования положения и внутренним контуром регулирования угловой скорости, однако, в отличие от стандартных систем, подсистемы, определяющие динамику контуров регулирования, включены последовательно. Благодаря такому свойству быстродействие в контурах регулирования может задаваться произвольно, что позволяет достичь иерархической компенсации возмущающих моментов нагрузки. Структура унифицированных регуляторов углового положения и угловой скорости, не зависящая от типа используемого электродвигателя, позволяет формировать заданный момент для внутренних контуров регулирования тока с известной первой производной, которая необходима для пассивации электрической подсистемы двигателя.

Предложена методика настройки регуляторов скорости и положения с использованием нормированных переходных характеристик, которая позволяет специфицировать показатели качества регулирования без использования математического моделирования системы. Работоспособность методики настройки системы управления подтверждена примером конструирования системы векторного управления синхронным двигателем с постоянными магнитами.

1. Попович Н.Г., Пересада С.М. Концепция построения и исследования электромеханических систем автоматического управления на основе принципа пассивности // Техн. электродинамика. Тем. выпуск "Проблеми сучасної електротехніки". – 2004. – С. 81–88.
2. Решмин Б.И., Ямпольский Д.С. Проектирование и наладка систем подчинённого регулирования электроприводов. – М.: Энергия, 1975. – 184 с.
3. Marino R., Peresada S., Tomei P. Nonlinear adaptive control of permanent magnet step motors // Automatica. – 1995. – Vol. 31. – No. 11. – Pp. 1595–1604.
4. Ortega R., Loria A., Nicklasson P., Sira-Ramirez H. Passivity-based control of Euler-Lagrange systems. – Berlin: Springer-Verlag, 1998. – 543 p.
5. Peresada S., Tilli A., Tonielli A. New passivity based speed-flux tracking controllers for induction motor // in Proc. Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society. – IECON'2000, Nagoya, Japan. – Pp. 1099–1104.

УДК 681.5:62-83

#### УНІФІКОВАНІ СИСТЕМИ ВІДПРАЦЮВАННЯ КУТОВОГО ПОЛОЖЕННЯ, ПОБУДОВАНІ НА ОСНОВІ ПРИНЦИПУ ПАСИВНОСТІ

С.М.Пересада, докт.техн.наук, А.Ю.Онанко

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»,  
пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна.

e-mail: [peresada@i.com.ua](mailto:peresada@i.com.ua)

*Синтезовано нову структуру уніфікованих електромеханічних систем відпрацювання кутового положення, яка включає регулятори кутової швидкості та положення, що можуть використовуватися при керуванні за принципом пасивності. Структура таких систем, як і структура стандартних систем з підпорядкованим регулюванням параметрів, включає каскадне з'єднання регуляторів положення та швидкості, однак, на відміну від останніх, має незалежну динаміку контурів регулювання. Ця властивість дозволяє досягнути ієрархічної компенсації збурюючих моментів навантаження. Розроблено методику налаштування уніфікованих регуляторів кутової швидкості та положення із використанням нормованих перехідних характеристик. Працездатність методики підтверджена прикладом синтезу системи керування кутовим положенням синхронного двигуна з постійними магнітами. Бібл. 5, рис. 4.*

**Ключові слова:** електромеханічні системи, принцип пасивності, уніфіковані регулятори швидкості та положення, нормовані перехідні характеристики.

#### UNIFIED SYSTEMS OF ANGULAR POSITION CONTROL BASED ON PASSIVITY PRINCIPLE

S.M.Peresada, A.Yu.Onanko

National Technical University of Ukraine «Kiev Polytechnic Institute»,  
Peremohy pr., 37, Kyiv, 03056, Ukraine.

e-mail: [peresada@i.com.ua](mailto:peresada@i.com.ua)

*The new unified structure of electromechanical system of angular position control is developed. It includes unified velocity and position regulators which could be used in passivity based control. This structure, as well as standard cascade control system structure, includes a cascade connection of position and velocity regulators, but unlike the latter has detached dynamic control loops. This feature provides hierarchical load torque compensation. The method of unified regulators tuning, which uses normalized transient characteristics, is developed. Efficiency of proposed method is confirmed by the example of synthesis the position control system for synchronous motor with permanent magnets. References 5, figures 4.*

**Key words:** electromechanical systems, passivity principle, unified velocity and position regulators, normalized transient characteristics.

1. Popovich N.G., Peresada S.M. The concept of construction and study of electromechanical control systems based on passivity principle // Tekhnichna elektrodynamika. Tematychnyi vypusk "Problemy suchasnoi elektrotekhniki". – 2004. – Pp. 81–88. (Rus)
2. Reshmin B.I., Yampolskii D.S. Design and commissioning of cascaded control systems of electrical drive. – Moskva: Energiia, 1975. – 184 p. (Rus)
3. Marino R., Peresada S., Tomei P. Nonlinear adaptive control of permanent magnet step motors // Automatica. – 1995. – Vol. 31. – No. 11. – Pp. 1595–1604.
4. Ortega R., Loria A., Nicklasson P., Sira-Ramirez H. Passivity-based control of Euler-Lagrange systems. – Berlin: Springer-Verlag, 1998. – 543 p.
5. Peresada S., Tilli A., Tonielli A. New passivity based speed-flux tracking controllers for induction motor // in Proc. Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society. – IECON'2000, Nagoya, Japan. – Pp. 1099–1104.

Надійшла 23.07.2012

Received 23.07.2012