

РЕГУЛЯТОРЫ НА ОСНОВЕ МИКРОКОНТРОЛЛЕРОВ ДЛЯ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Розглянуто особливості побудови регуляторів на основі мікроконтролерів для електромеханічних систем. Наведено приклади розрахунків.

Использование электромеханических систем (ЭМС) является неременным условием реализации многих технологических процессов, а также создания различных приборов и устройств.

Важным элементом таких систем, обеспечивающих регулирование выходных переменных объекта регулирования, является регулятор. Эффективность функционирования ЭМС в значительной мере определяется характеристиками элементной базы, выбранной для реализации регулятора, и используемыми алгоритмами управления, разработанными с учетом динамических свойств объекта регулирования.

Рассматриваемые ЭМС можно разделить на две группы. К первой группе можно отнести ЭМС, в которых электрические двигатели в комплексе регулируемого электропривода выполняют функцию исполнительного элемента [1, 3, 4, 5], а регулированию (стабилизации) подлежат параметры технологического процесса. При этом электромагнитные и даже электромеханические процессы в электроприводе протекают значительно интенсивнее, чем динамические процессы в основном объекте регулирования. Поэтому в моделях такого типа электропривод можно полагать безынерционным звеном. Схема такой ЭМС в общем виде показана на рис. 1, где Р, ЭП, ПМ, ОР – регулятор, электропривод, подающий механизм и объект регулирования; АЦП – аналого-цифровой преобразователь; x , x_{OC} , u , ω , q , q_B , y –

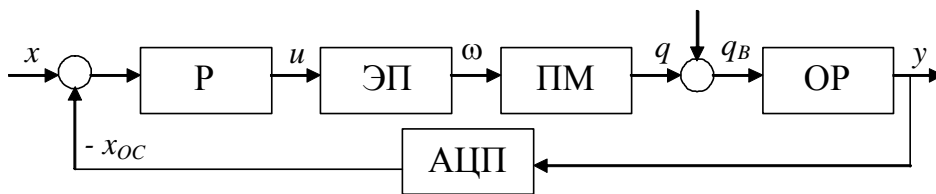


Рис. 1

заданное, сигнал обратной связи, выходной сигнал регулятора, частота вращения исполнительного двигателя, выходная переменная ПМ, возмущающее воздействие и выходная

переменная ОР.

Ко второй группе ЭМС можно отнести системы регулируемого электропривода, в которых обеспечивается регулирование механических координат электродвигателя [2]. Одноконтурная система автоматического регулирования (САР) частоты вращения двигателя показана на рис. 2, где Р, Д – регулятор и двигатель; ФС – формирователь сигнала обратной связи; x , x_{OC} , u , ω – задание, сигнал обратной связи, выходной сигнал регулятора, частота вращения двигателя.

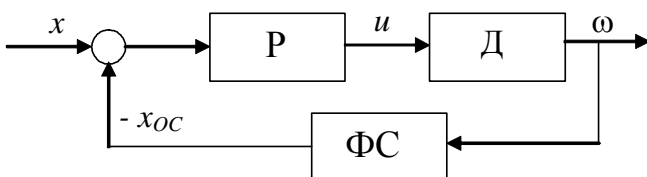


Рис. 2

Рассмотрим особенности реализации упомянутых регуляторов на основе однокристалльных микроконтроллеров.

Быстродействие современных микроконтроллеров позволяет реализовать практически непрерывное формирование управляющих сигналов в контуре САР. Поэтому для синтеза САР могут быть использованы

методы построения непрерывных систем [6]. Основные особенности построения регуляторов на основе микроконтроллеров определяются конечной разрядностью АЦП [7], возможностями цифровой реализации динамических звеньев и нелинейностей регулятора.

В работе [1] выделены две группы систем, на которые распадается варианты построения ЭМС (рис. 1). Для дальнейшего изложения обозначим их ЭМС1 и ЭМС2. К ЭМС1 относятся системы, ПМ и ОР которых не описываются хотя бы одним интегрирующим звеном. В таких системах исполнительный двигатель работает в длительном квазиустановившемся режиме. Напротив, ПМ и ОР в ЭМС2 могут описываться одним или двумя интегрирующими звеньями. При этом исполнительный двигатель функционирует кратковременно при отработке возмущающего воздействия, а в установившемся режиме стабилизации выходного параметра пребывает в состоянии покоя.

Рассмотрим в качестве примера ЭМС1 [5], описываемую в относительных единицах с учетом предположения о безынерционности электропривода, для которой регулятор описывается разностными уравнениями, соответствующими ПИ-регулятору $k_p \cdot (T_p \cdot p + 1)/p$ и фильтру 1-го порядка $1/(T_\phi \cdot p + 1)$:

$$\begin{aligned} x &= (N_{АЦП} + \delta)/N_{АЦП}; \quad x_{OC} = \text{int}(N_{АЦП} \cdot y)/N_{АЦП}; \\ u_1 &= T_p \cdot (x - x_{OC}); \quad u_2(n) = u_2(n-1) + (x - x_{OC}) \cdot T; \\ u_3 &= k_p \cdot (u_1 + u_2); \quad u(n) = u_3 \cdot T/T_\phi + u(n-1) \cdot (1 - T/T_\phi); \\ \omega &= k_{ЭП} \cdot u; \quad q = k_{ПМ} \cdot \omega; \quad dy/dt = (k_{ОР} \cdot q - y)/T_{ОР}, \end{aligned}$$

где $N_{АЦП}$ – целое число, определяемое разрядностью АЦП; δ – параметр для задания нецелого значения задания, причем $0 < \delta < 1$; $\text{int}(z)$ – процедура квантования по уровню методом усечения; T_p , k_p – постоянная времени и коэффициент передачи ПИ-регулятора; T_ϕ – постоянная времени фильтра регулятора; $k_{ЭП}$, $k_{ПМ}$, $k_{ОР}$, $T_{ОР}$ – коэффициенты передачи электропривода, подающего механизма, объекта регулирования, постоянная времени объекта регулирования; n , T – номер отсчетов и период дискретизации по времени, причем $T \ll T_\phi$.

Поскольку ЭМС1 функционирует в квазиустановившемся режиме, его основной особенностью ее работы является возникновение автоколебаний, достигающих максимальной амплитуды при $\delta = 0,5$ и обусловленных влиянием АЦП. Расчеты при $k_{ЭП} = k_{ПМ} = k_{ОР} = 1$, $T_{ОР} = 1$ с, $T_\phi = 0,04$ с, $k_p = 75$, $T_p = 0,2$ с [5] показали, что максимальная относительная погрешность стабилизации выходной переменной y составляет не более $1/N_{АЦП}$. При $N_{АЦП} = 500 \dots 4000$ амплитуда автоколебаний переменной y не превышает сотых долей процента от заданного значения.

Поскольку в ЭМС2 ПМ и ОР могут быть представлены одним или двумя интегрирующими звеньями, то для обеспечения структурной устойчивости САР, а также для сглаживания квантованного по уровню выходного сигнала АЦП, следует использовать регулятор, непрерывный аналог которого может быть представлен передаточной функцией $k_p \cdot (T_p \cdot p + 1)/((T_{\phi 1} \cdot p + 1) \cdot (T_{\phi 3} \cdot p + 1))$. Кроме того, для предотвращения режима автоколебаний на выходе системы необходимо включить нелинейность типа зоны нечувствительности. Модель такой ЭМС2 имеет следующий вид

$$\begin{aligned} x &= (N_{АЦП} + \delta)/N_{АЦП}; \quad x_{OC} = \text{int}(N_{АЦП} \cdot y)/N_{АЦП}; \\ u_{\phi 1}(n) &= k_p \cdot (x - x_{OC}) \cdot T/T_{\phi 1} + u_{\phi 1}(n-1) \cdot (1 - T/T_{\phi 1}); \\ u_{\phi 2} &= (u_{\phi 1}(n) - u_{\phi 1}(n-1)) \cdot T_p + 1; \quad u_{\phi 3}(n) = u_{\phi 2} \cdot T/T_{\phi 3} + u_{\phi 3}(n-1) \cdot (1 - T/T_{\phi 3}); \\ \left\{ \begin{array}{l} u = 0 \quad \text{при} \quad |u_{\phi 3}| < U_{\min}; \\ u = u_{\phi 3} - U_{\min} \quad \text{при} \quad u_{\phi 3} > U_{\min}; \\ u = u_{\phi 3} + U_{\min} \quad \text{при} \quad u_{\phi 3} < -U_{\min}; \end{array} \right. \end{aligned}$$

$$\omega = k_{ЭП} \cdot u; \quad dq/dt = k_{ПМ} \cdot \omega; \quad dy/dt = k_{ОП} \cdot (q - q_B).$$

где U_{\min} – величина зоны нечувствительности.

Для обеспечения нормального функционирования описанного варианта ЭМС2 необходима стабилизация выходной величины y с точностью Δ не более $\pm 1\%$ от заданного значения. При условии настройки системы с заданным качеством регулирования в динамике [1], точность стабилизации выходной переменной в статике определяется параметрами $N_{АЦП}$ и U_{\min} . Для варианта параметров ЭМС2, заданных в [3] ($T_{\phi 1} = 0,15$ с, $T_{\phi 3} = 0,15$ с, $T_P = 2,55$ с, $k_P = 6,6$, $k_{ЭП} = 1$, $k_{ПМ} = 0,18$, $k_{ОП} = 0,6$), получены зависимости Δ от $N_{АЦП}$ и U_{\min} . Например, при $U_{\min} = 0,09$ и $\delta = 0,5$ ряду значений $N_{АЦП} - 1000, 2000, 4000$ соответствует ряд величин $\Delta - 0,95, 1,18, 1,24\%$.

На рис. 3 показана кривая изменения выходной переменной регулятора u при скачкообразном изменении величины возмущающего воздействия q_B от 0,56 до 0,597 при заданных параметрах системы и $N_{АЦП} = 1000$, $U_{\min} = 0,09$, где наблюдается прерывистый характер изменения сигнала.

Рассмотрим теперь одну из особенностей реализации АИ-регулятора $k_P \cdot (T_P \cdot p + 1) / (p \cdot (T_\phi \cdot p + 1))$ в ЭМС (рис. 2) [2] на основе микроконтроллера. Речь идет о формировании нелинейности типа насыщения на выходе такого динамического звена.

Поскольку в таком регуляторе при его цифровой реализации пропорциональная и интегральная составляющие определяются отдельно, а затем суммируются, то возникает вопрос об ограничении их суммы заданным максимальным значением. Запишем математическое описание данной ЭМС с учетом предлагаемого варианта такого ограничения, а также полагая, что на выходе формирователя сигнала обратной связи формируется непрерывный сигнал,

$$x_{OC} = \omega \cdot x_{\max} / \omega_{\max}; \quad u_\phi(n) = k_P \cdot (x - x_{OC}) \cdot T / T_\phi + u_\phi(n-1) \cdot (1 - T / T_\phi);$$

$$u_{II} = T_P \cdot u_\phi \quad \text{при} \quad |u_{II}| < U_{\max}; \quad u_{II} = U_{\max} \quad \text{при} \quad u_{II} > U_{\max};$$

$$u_{II}(n) = u_{II}(n-1) + u_\phi \cdot T \quad \text{при} \quad u_{II}(n) < U_{\max} - u_{II};$$

$$u_{II} = U_{\max} - u_{II} \quad \text{при} \quad u_{II}(n) > U_{\max} - u_{II}; \quad u = u_{II} + u_{II}; \quad d\omega/dt = (k_D \cdot u - \omega) / T_D,$$

где x_{\max} , ω_{\max} – максимальные значения задания и частоты вращения; u_{II} , u_{II} – пропорциональная и интегральная составляющие регулятора; U_{\max} – максимальное значение выходной переменной регулятора; T_D , k_D – электромеханическая постоянная времени и коэффициент передачи двигателя.

На рис. 4 показаны кривые изменения переменных регулятора u_{II} , u_{II} и u в режиме пуска двигателя, при $x_{\max} = 1$, $\omega_{\max} = 1047,2$ с⁻¹, $x = 0,8$, $T_\phi = 0,0612$ с, $T_P = 0,2$ с, $k_P = 270,6$, $T_D = 0,2$ с,

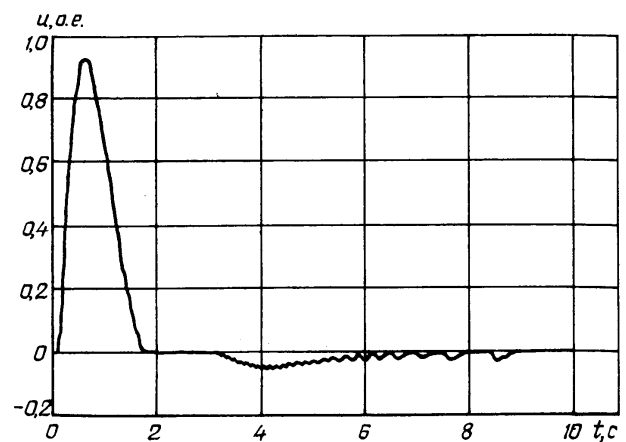


Рис. 3

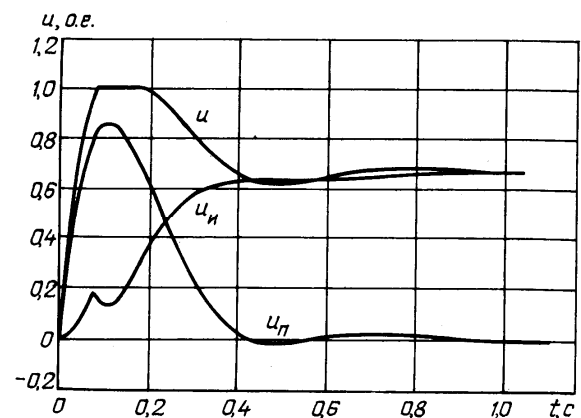


Рис. 4

$k_D = 31,62 \text{ c}^{-1}$. Выбор параметров регулятора T_p , k_p и T_ϕ осуществлен на основании подхода, описанного в [2], при $N = 160$ и $\xi = 0,5$. Полученные графики демонстрируют эффект ограничения суммы переменных регулятора u_D и u_H .

Таким образом, проведенные исследования показали, что несмотря на влияние эффекта квантования сигнала по уровню, свойственного системам с АЦП, достигается удовлетворительное качество регулирования (стабилизации) выходной переменной в ЭМС с исполнительными двигателями. Цифровая реализация алгоритмов управления на основе микроконтроллеров предоставляет широкие возможности при построении регуляторов и нелинейностей для ЭМС.

Рассмотрены особенности построения регуляторов на основе микроконтроллеров для электромеханических систем. Приведены примеры расчета.

Designing features of regulators on the basis of the microcontrollers for electromechanical systems are considered. Examples of system computation are given.

1. Акинин К.П. Особенности работы частотно-регулируемого электропривода в системах автоматического управления технологическими процессами // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАН України.– 2002. – №2(2). – С. 67–71.
2. Акинин К.П. Сравнение способов построения импульсных систем регулирования частоты вращения бесконтактных магнитоэлектрических двигателей // Техн. електродинаміка. – 2008. – №3. – С. 45–51.
3. Вороновский Г.К., Целюба С.В., Костив И.Ю., Плугатарь А.П., Акинин К.П., Исаков Г.В., Красношапка Н.Д. Система автоматического регулирования технологических параметров с плавным управлением исполнительным механизмом // Техн. електродинаміка. – 2005. – № 5. – С. 75–78.
4. Плетнев Г.П. Автоматическое регулирование и защита теплоэнергетических установок электрических станций. – М.: Энергия, 1970. – 208 с.
5. Плугатарь А.П., Акинин К.П., Исаков Г.В., Красношапка Н.Д. Электромеханические системы автоматического регулирования технологических процессов // Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України: Зб. наук. пр. – К.: ІЕД НАН України. – 2005. – № 2(11). – С. 81–84.
6. Старостін С.С., Толочко О.І. Визначення параметрів цифрових регуляторів швидкості електропривода методами проектування неперервних систем // Зб. наук. пр. Дніпродзержинського держ. техн. ун-ту. Темат. вип. «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика». – 2007. – С. 179–182.
7. Трамперт В. Измерение, управление и регулирование с помощью AVR-микроконтроллеров.: Пер. с нем. – К.: МК-Пресс, 2006. – 208 с.

Надійшла 24.09.2010