

62-83

СТАТИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА ПОЗИЦИОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С НЕЛИНЕЙНЫМИ ОБРАТНЫМИ СВЯЗЯМИ

Волянский Р.С., аспирант, Садовой А.В., профессор, д.т.н.
*(Днепродзержинский государственный технический университет,
Днепродзержинск, Украина)*

Введение

Проектирование релейных регуляторов для позиционных и следящих электроприводов, представляющих собой динамические звенья с одним нулевым корнем характеристического уравнения, связано с проблемой повышения порядка астатизма системы управления. Однако, синтез такой системы с позиций решения задачи АКР для динамических объектов с нулевыми корнями характеристического уравнения не позволяет определить весовой коэффициент при интегральной составляющей алгоритма управления. Поэтому как показано в [1] процедуре синтеза релейного регулятора положения предшествует процедура регуляризации, выполнение которой позволяет увеличить порядок выражения, описывающего гиперплоскость скольжения, на единицу. Полученное таким образом оптимальное управление позволяет снизить ошибку слежения, однако не компенсирует перерегулирование, возникающее при работе системы в режиме позиционирования.

Очевидно, что для повышения запаса устойчивости система не должна содержать интегральные составляющие в законе управления, однако их отсутствие ухудшает статические свойства привода. Поэтому, как показано в [2], данная проблема может быть решена путем применения алгоритмов управления с переменными коэффициентами усиления каналов обратных связей.

Задачи исследования

Целью данной работы является отыскание уравнение статической характеристики релейной системы управления следящим электроприводом с нелинейными обратными связями.

Результаты исследования

Рассмотрим объект управления, динамика которого описывается системой дифференциальных уравнений вида
 $p\omega = \omega;$

$$p\omega = \frac{R}{cT_i} i; \quad (1)$$

$$pi = -\frac{c}{R \cdot T_a} \omega - \frac{1}{\dot{O}_a} i + \frac{K_c}{R \cdot T_a} u_y.$$

Представив (1) в относительных единицах, перейдем к уравнениям возмущенного движения

$$\begin{aligned} p\eta_1 &= b_{12}\eta_2; \\ p\eta_2 &= b_{23}\eta_3; \end{aligned} \quad (2)$$

$$p\eta_3 = b_{32}\eta_2 + b_{33}\eta_3 + m_3 U,$$

здесь

$$b_{12} = 1; b_{23} = \frac{1}{T_M}; b_{32} = b_{33} = -\frac{1}{T_a}; m_3 = \frac{1}{T_a}; \eta_i = y_i - y_i^*, \quad (3)$$

где y_i – переменные состояния объекта в относительных единицах

$$y_1 = \frac{\varphi}{\varphi_{\max}}; \quad y_2 = \frac{\omega}{\omega_0}; \quad y_3 = \frac{i}{i_k}; \quad \varphi_{\max} = \omega_0 t \Big|_{t=1},$$

y_1^* – желаемое значение положения вала двигателя в относительных единицах, $y_2^* = y_3^* = 0$ – желаемое значение скорости и тока в конечной точке траектории движения.

Согласно [2], умножив и разделив первое уравнение (2) на сумму $\eta_1 + \eta_2$, представим (2) следующим образом

$$\begin{aligned} p\eta_1 &= a_{11}\eta_1 + a_{12}\eta_2; \\ p\eta_2 &= b_{23}\eta_3; \end{aligned} \quad (4)$$

$$p\eta_3 = b_{32}\eta_2 + b_{33}\eta_3 + m_3 U,$$

$$\text{где } a_{11} = a_{12} = \frac{b_{12}\eta_2}{\eta_1 + \eta_2}. \quad (5)$$

Согласно [1], алгоритм регулятора положения, минимизирующий на траекториях (4) функционал качества

$$I = \int_0^{\infty} 2 \left| m_3 \left[\left(\frac{V_{03}}{p} + V_{13} \right) \eta_1 + V_{23}\eta_2 + V_{33}\eta_3 \right] \right| dt \quad (6)$$

будет иметь вид

$$U = -\text{sign} \left[\left(\frac{V_{03}}{p} + V_{13} \right) \eta_1 + V_{23} \eta_2 + V_{33} \eta_3 \right], \quad (7)$$

в (6) и (7) коэффициенты V_{i3} являются коэффициентами функции Ляпунова и определяются зависимостями

$$V_{03} = -a_{11} b_{32} b_{23}; V_{13} = -b_{32} b_{23}; V_{23} = a_{12} b_{33}; V_{33} = a_{12} b_{23}. \quad (8)$$

Приняв во внимание (3), (5) и подставив (8) в (7), получим

$$U = U_m \text{sign} \left[\frac{(\varphi^* - \varphi)^2}{\varphi^* - \varphi + \omega} + (\varphi^* - \varphi) - \frac{T_M \omega^2}{\varphi^* - \varphi + \omega} - \frac{T_a \omega_0}{i_k} \frac{\omega \cdot i}{\varphi^* - \varphi + \omega} \right] \quad (9)$$

Уравнение гиперплоскости переключений синтезированного регулятора будет следующим

$$S = \frac{(\varphi^* - \varphi)^2}{\varphi^* - \varphi + \omega} + (\varphi^* - \varphi) - \frac{T_M \omega^2}{\varphi^* - \varphi + \omega} - \frac{T_a \omega_0}{i_k} \frac{\omega \cdot i}{\varphi^* - \varphi + \omega} = 0. \quad (10)$$

Очевидно, что при стабилизации положения вала двигателя скорость последнего равна нулю. Таким образом, не зависимо от тока двигателя уравнение (10) трансформируется к виду

$$S = 2(\varphi^* - \varphi) = 0. \quad (11)$$

Следовательно, уравнение статической характеристики позиционного электропривода с силовым регулятором положения будет $\varphi^* = \varphi$.

Выводы

Таким образом, введение в алгоритм управления нелинейных зависимостей обеспечивает в системе управления нулевую ошибку позиционирования.

Перечень ссылок

1. Садовой А.В. , Сухинин Б.В., Сохина Ю.В. Системы оптимального управления прецизионными электроприводами. - К.: ИСИМО, 1996. – 298с.
2. Волянский Р.С., Садовой А.В. Синтез оптимального регулятора с нелинейной гиперплоскостью переключения.