

Уравнения регулятора составляются на основании заданной структуры вентильного электропривода в виде операторного уравнения, связывающего управляющее напряжение с контролируемыми фазовыми координатами объекта управления.

Резюме. Нелинейная динамическая модель охватывает все режимы работы вентильного электропривода, носит обобщенный характер и проста по принципу своего построения.

УДК 62 - 83:621.313.13

В.Л. Анхимюк, докт. техн. наук,
М.П. Слукка

ОПТИМИЗАЦИЯ СТРУКТУРЫ И ПАРАМЕТРОВ СИСТЕМЫ СТАБИЛИЗАЦИИ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ С ФАЗОВЫМ ДИСКРИМИНАТОРОМ

В прецизионных электроприводах постоянного тока нашел широкое применение принцип фазового сравнения частот. Этому способствовало использование кварцевых генераторов в качестве задающего устройства. Эти генераторы имеют погрешность стабилизации частоты $1 \cdot 10^{-5} \div 6 \cdot 10^{-12}$. В сочетании с дискретными делителями частоты они практически не вносят погрешностей в систему управления. Применение фазового дискриминатора для выявления разности частот сигнала задания и обратной связи позволяет получить интегральную составляющую этой разности. Рассматриваемая система стабилизации частоты вращения двигателя сходна с известными в радиотехнике системами фазовой автоподстройки частоты [1].

В синхронном режиме структурная схема электропривода изображена на рис. 1, а. Она содержит двигатель постоянного тока (звенья K_T и K_θ), преобразователь K_P , фазовый дискриминатор $K_{\text{фд}}$ с непериодической многопетлевой нормированной характеристикой, имеющей линейный рабочий участок. Все эти звенья охвачены отрицательной обратной связью по скорости (э.д.с.) двигателя при $\Phi_B = \text{const}$. На вход системы подается задающее воздействие f .

Синхронный режим является режимом стабилизации. При этом для качественной работы системы необходимо, чтобы возникающие под действием возмущений колебания угла рассогласования φ не выходили за пределы интервала квантования импульсного датчика скорости. Это позволяет представить фазовый дискриминатор линейным звеном, а систему стабилизации частоты вращения рассматривать как линейную сис-

тему подчиненного регулирования, содержащую внутренний контур статического регулирования (обведен пунктиром) и внешний контур астатического регулирования. Поэтому к данной системе может быть применен метод последовательной оптимизации [2].

Для оптимизации контура статического регулирования используется метод динамического программирования. При приложении возмущения F этот контур описывается системой уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1 &= b_{12} (x_2 - F); \\ \dot{x}_2 &= b_{21} (-x_1 - x_2 + x_3); \\ \dot{x}_3 &= -b_{33} x_3 + mV, \end{aligned} \right\} (1)$$

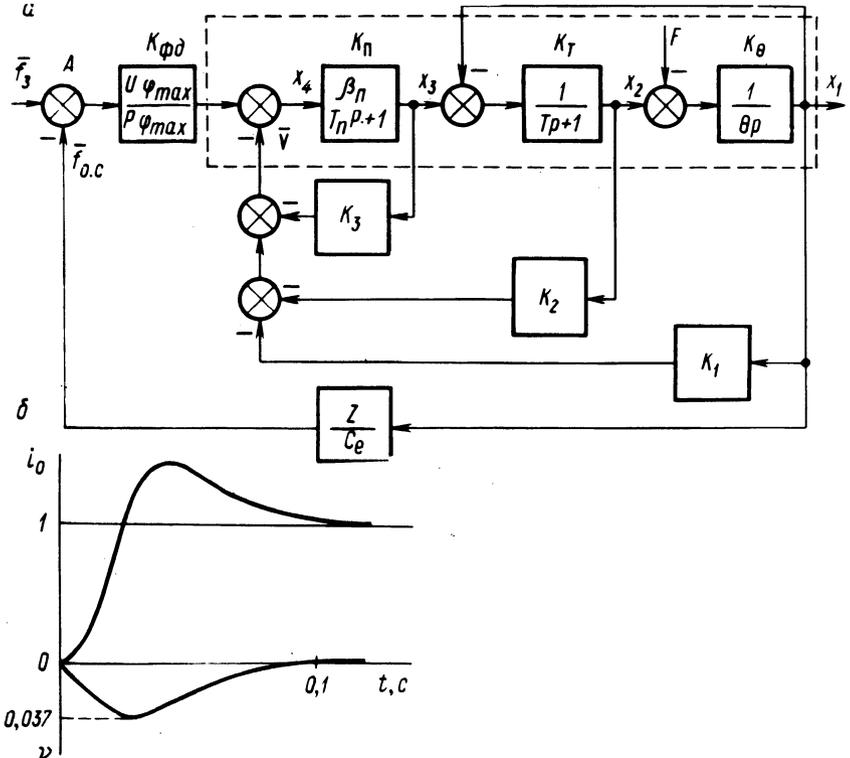


Рис. 1. Структурная схема оптимизированной фазо-импульсной системы стабилизации частоты вращения двигателя (а) и осциллограммы переходных процессов (б); F - основное возмущающее воздействие, $F = i_c R_0$; V - управление; T , T_p - электромагнитные постоянные времени главной цепи и преобразователя; θ - электромеханическая постоянная времени привода; β_p - коэффициент усиления преобразователя; Z - число импульсов, снимаемых с импульсного датчика скорости за один оборот вала двигателя; $V_{\varphi_{max}}$ - наибольшее значение модуля выходного напряжения фазового дискриминатора при максимальном угле рассогласования φ_{max} частот f_3 и $f_{0,c}$.

где $x_1 = \Delta e$; $x_2 = iR_0$; $x_3 = \Delta e_{\Pi}$ - координаты системы, представляющие собой соответственно отклонения: э.д.с. двигателя, напряжения, пропорционального току главной цепи, э.д.с. преобразователя от ее значения при идеальном холостом ходе;

$$b_{12} = 1/\theta; \quad b_{21} = 1/T; \quad b_{33} = 1/T_{\Pi}; \quad m = \beta_{\Pi}/T.$$

Алгоритм управления при регулировании по отклонению, найденный на основании минимизации функционала качества,

$$I = \int_0^{\infty} (W + c V^2) dt, \quad (2)$$

где $W = \lambda_1 x_1^2 + \lambda_2 x_2^2 + \lambda_3 x_3^2$ - функции координат системы; $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, c$ - весовые множители; V - скалярная функция, описывающая управление

$$V = - \frac{m}{2c} \frac{\partial \Psi}{\partial x_3}, \quad (3)$$

где Ψ - производящая функция, которая (для обеспечения асимптотической устойчивости системы) должна являться функцией Ляпунова.

Используя в качестве функции Ляпунова определенно положительную квадратичную форму, можно записать

$$V = - (k_1 x_1 + k_2 x_2 + k_3 x_3), \quad (4)$$

где $k_1 = \frac{m}{c} A_{13}$; $k_2 = \frac{m}{c} A_{23}$; $k_3 = \frac{m}{c} A_{33}$ - коэффициенты усиления регулятора, стабилизирующего координаты системы при условии минимума интегральной квадратичной ошибки (2), которые определяются коэффициентами квадратичной формы A_{13}, A_{23}, A_{33} .

Методы определения весовых множителей $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$, зависящих от требований к показателям переходного процесса при возмущающем воздействии, и вычисление соответствующих значений A_{13}, A_{23}, A_{33} изложены в [2]. Алгоритм управления (4) определяет структуру регулятора с аналоговыми жесткими обратными связями по координатам x_1, x_2, x_3 .

Оптимизация контура астатического регулирования заключается в выборе постоянной времени интегрирующего звена с передаточной функцией

$$K_{\text{и}} = 1/T_{\text{и}} p = \alpha_{\text{и}} / p.$$

Передаточная функция системы (рис. 1, а) по возмущающему воздействию с учетом управления (4) имеет вид

$$W_f - \frac{x_1}{F} = \frac{BC + k_3 \beta_{\Pi} B + k_2 \beta_{\Pi}}{DC + k_3 \beta_{\Pi} D + k_2 \beta_{\Pi} \theta + \beta_{\Pi} (k_1 + \alpha_{\text{и}}/p)}, \quad (5)$$

где $B = T_p + 1$; $C = T_{\text{п}} + 1$; $D = \theta T_p^2 + \theta p + 1$.

Рациональное значение $\alpha_{\text{и}}$ может быть найдено на основании требуемого распределения корней вырожденного характеристического уравнения (при $\beta_{\Pi} \rightarrow \infty$):

$$k_3 (\theta T_p^2 + \theta p + 1) + k_2 \theta p + k_1 + \alpha_{\text{и}}/p = 0. \quad \text{э} \quad (6)$$

Значение $\alpha_{\text{и}}$ находим из условия, близкого к техническому оптимуму, т.е. выбирая соотношение корней уравнения (6), при котором коэффициенты затухания апериодической и колебательной составляющих одинаковы, а мнимая часть комплексно-сопряженных корней близка к вещественной.

Найденное значение $\alpha_{\text{и}}$ позволяет определить величину z учитывая, что

$$\alpha_{\text{и}} = \frac{U_{\varphi \text{ max}} z}{\varphi_{\text{ max}} C_e}, \quad (7)$$

где C_e - параметр электродвигателя, $\frac{B}{\text{об./с}}$.

На рис. 1, б показаны осциллограммы переходных процессов скорости $v = \Delta e / I_c R_o = f(t)$ и $i_o = i / I_c = f(t)$ для синхронного режима модели фазо-импульсной системы стабилизации частоты вращения двигателя при возмущающем воздействии. Параметры системы: $\theta = 0,266$ с, $T = 0,06$ с, $C_e = 102 \frac{B}{\text{об./с}}$, $\beta_{\Pi} = 250$, $T_{\Pi} = 0,01$ с,

$$U_{\varphi \text{ max}} = 10 \text{ В}, \quad k_2 = 0,55, \quad k_3 = 0,004, \quad k_1 = 10,04, \quad z = 56.$$

Резюме. Получена система электропривода с фазовым дискриминатором, имеющая высокие динамические и статические свойства, регулятор которой содержит лишь жесткие обратные связи по координатам объекта.

Л и т е р а т у р а

1. Шахгильдян В.В., Ляховкин А.А. Системы фазовой автоподстройки частоты. М., 1972. 2. Анхимюк В.Л. Применение метода динамического программирования к построению систем стабилизации скорости электропривода. - "Изв. вузов. Электромеханика", 1975, № 9.