

ПОВЫШЕНИЕ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ СЛЕДЯЩЕГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С СИНХРОННЫМ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫМ ДВИГАТЕЛЕМ

С.Л. Лисин

Самарский государственный технический университет
443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

Разработана структурная схема следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем, позволяющая повысить его быстродействие. Получены аналитические выражения для расчета параметров регуляторов, обеспечивающих односторонний подход к заданной координате в сочетании с малым временем переходных процессов.

Ключевые слова: следящий электропривод, синхронный электродвигатель, структурная схема, методика расчета регуляторов.

Современные следящие электроприводы с синхронным исполнительным двигателем в основном построены по принципу подчиненного регулирования координат и имеют три контура регулирования: тока, скорости и положения [1]. Основным недостатком таких следящих систем – низкое быстродействие, характеризуемое временем переходного процесса порядка 0,1 – 0,2 с.

Целью настоящего исследования является повышение быстродействия следящего электропривода за счет применения другого принципа построения и методики синтеза регуляторов.

Предлагается синтезировать трехконтурную систему управления синхронной машиной, работающей в режиме бесколлекторного двигателя постоянного тока. Структурная схема такого следящего электропривода содержит внутренний контур скорости и два контура положения (рис. 1).

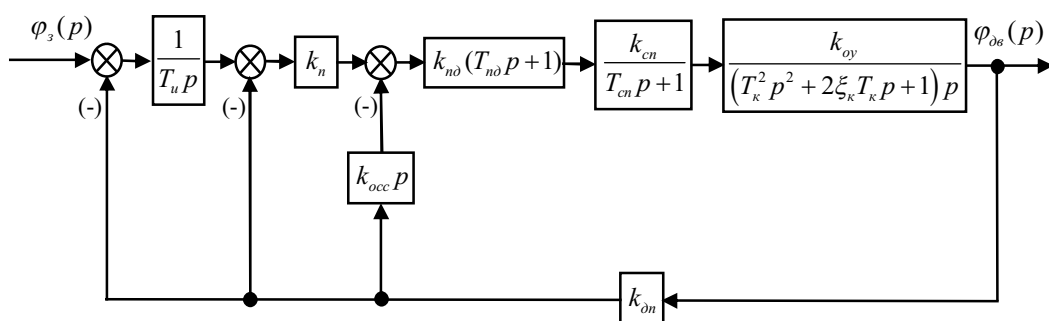


Рис. 1. Структурная схема следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем

Для организации обратной связи по скорости сигнал безинерционного датчика положения с коэффициентом передачи $k_{\text{он}}$ дифференцируется звеном с передаточной функцией

$$W_{\text{осс}}(p) = k_{\text{осс}} p,$$

где $k_{\text{осс}}$ – коэффициент передачи обратной связи по скорости.

Особенность синхронной машины, работающей в режиме бесколлекторного двигателя постоянного тока, заключается в том, что ее линеаризованная математическая модель может быть представлена колебательным звеном [2]. В результате передаточная функция объекта управления, за выходную координату которого принят, например, угол поворота вала двигателя, будет выглядеть следующим образом:

$$W_{\text{овл}}(p) = \frac{k_{\text{oy}}}{(T_{\kappa}^2 p^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} p + 1)p},$$

где k_{oy} – коэффициент передачи объекта;

T_{κ} – постоянная времени колебательного звена;

ξ_{κ} – его коэффициент демпфирования.

Силовой преобразователь с достаточной для инженерных расчетов точностью можно считать аperiodическим звеном с передаточной функцией

$$W_{\text{сн}}(p) = \frac{k_{\text{сн}}}{T_{\text{сн}} p + 1},$$

где $k_{\text{сн}}$ и $T_{\text{сн}}$ – коэффициент передачи и постоянная времени силового преобразователя соответственно.

Регулятор внутреннего контура (контура скорости) выбран пропорционально-дифференциальным с передаточной функцией

$$W_{\text{нд}}(p) = k_{\text{нд}}(T_{\text{нд}} p + 1),$$

где $k_{\text{нд}}$ – коэффициент передачи; $T_{\text{нд}}$ – постоянная времени регулятора.

Регулятор второго контура представляет собой пропорциональное звено с коэффициентом передачи $k_{\text{н}}$. Регулятор внешнего контура принят интегральным с передаточной функцией

$$W_{\text{и}}(p) = \frac{1}{T_{\text{и}} p},$$

где $T_{\text{и}}$ – постоянная времени интегрирования.

На структурной схеме также представлены изображения задающего сигнала $\varphi_3(p)$ и выходной координаты электропривода $\varphi_{\text{оэ}}(p)$.

Передаточная функция первого (внутреннего) замкнутого контура равна

$$W_1(p) = \frac{k_{\text{нд}} k_{\text{сн}} k_{\text{oy}} (T_{\text{нд}} p + 1)}{(1 + k_1) \left[\frac{T_{\kappa}^2 T_{\text{сн}}}{k_1 + 1} p^3 + \frac{T_{\kappa}^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} T_{\text{сн}}}{k_1 + 1} p^2 + \frac{T_{\text{сн}} + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{\text{нд}}}{k_1 + 1} p + 1 \right] p}, \quad (1)$$

где $k_1 = k_{\text{нд}} k_{\text{сн}} k_{\text{oy}} k_{\text{осс}} k_{\text{он}}$.

Передаточная функция второго замкнутого контура имеет вид

$$W_2(p) = \frac{T_{n0}p+1}{k_{\partial n} \left[\frac{T_{\kappa}^2 T_{cn}}{k_2} p^4 + \frac{T_{\kappa}^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} T_{cn}}{k_2} p^3 + \frac{T_{cn} + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{n0}}{k_2} p^2 + \left(\frac{1+k_1}{k_2} + T_{n0} \right) p + 1 \right]}, \quad (2)$$

где $k_2 = k_n k_{n0} k_{cn} k_{oy} k_{\partial n}$.

Передаточная функция третьего замкнутого контура и всего следящего электропривода представляет собой динамическое звено пятого порядка:

$$W_3(p) = \frac{\varphi_{\partial e}(p)}{\varphi_3(p)} = \frac{T_{n0}p+1}{k_{\partial n} [a_0 p^5 + a_1 p^4 + a_2 p^3 + a_3 p^2 + a_4 p + a_5]}, \quad (3)$$

где $a_0 = \frac{T_{\kappa}^2 T_{cn} T_u}{k_2}$; $a_1 = \frac{(T_{\kappa}^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} T_{cn}) T_u}{k_2}$; $a_2 = \frac{(T_{cn} + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{n0}) T_u}{k_2}$;

$$a_3 = \left(\frac{1+k_1}{k_2} + T_{n0} \right) T_u; \quad a_4 = T_{n0} + T_u; \quad a_5 = 1.$$

Пропорционально-дифференциальный регулятор предназначен для компенсации инерционности объекта управления. Для обоснованного выбора коэффициента передачи k_{n0} пропорционально-дифференциального регулятора разделим знаменатель передаточной функции (1) на числитель и предположим, что $T_{n0} = T_{\kappa}$. В результате можно записать приближенное равенство

$$W_1(p) \approx \frac{k_{n0} k_{cn} k_{oy}}{(1+k_1) \left[\frac{T_{\kappa} T_{cn}}{1+k_1} p^2 + \frac{T_{\kappa} - T_{cn} (1-2\xi_{\kappa})}{1+k_1} p + 1 \right] p}. \quad (4)$$

Обеспечения хорошего приближения в (4) можно добиться выбором соответствующей величины k_1 , которая определяется из неравенства

$$k_1 \geq \frac{2(1-\xi_{\kappa})(T_{\kappa} - T_{cn})}{\Delta_1 T_{\kappa}} - 1,$$

где Δ_1 – относительная погрешность полюса передаточной функции (1), компенсирующего соответствующий нуль.

Следовательно, при выборе минимальной величины коэффициента передачи пропорционально-дифференциального регулятора из соотношения

$$k_{n0, \min} = \frac{2(1-\xi_{\kappa})(T_{\kappa} - T_{cn})}{\Delta_1 k_{cn} k_{oy} k_{occ} k_{\partial n} T_{\kappa}} - \frac{1}{k_{cn} k_{oy} k_{occ} k_{\partial n}} \quad (5)$$

в (4) можно принять строгое равенство.

Передаточная функция (4) представляет собой динамическое звено второго порядка, которое можно записать в нормализованном виде

$$W_1(p) = \frac{k_{n0} k_{cn} k_{oy}}{(1+k_1) [T_1^2 p^2 + 2\xi_1 T_1 p + 1]} p,$$

где $T_1 = \sqrt{\frac{T_\kappa T_{cn}}{1+k_1}}$ – постоянная времени;

$$\xi_1 = \frac{T_\kappa - T_{cn}(1-2\xi_\kappa)}{2(1+k_1)\sqrt{\frac{T_\kappa T_{cn}}{1+k_1}}} - \text{коэффициент демпфирования первого замкнутого контура.}$$

Задаваясь необходимой величиной ξ_1 , можно сформулировать требования к максимальной величине коэффициента передачи пропорционально-дифференциального регулятора:

$$k_{nd, \max} = \frac{T_\kappa^2 - 2T_\kappa T_{cn}(1-2\xi_\kappa) + T_{cn}^2(1-2\xi_\kappa)^2}{4\xi_1^2 k_{cn} k_{oy} k_{occ} k_{\partial n} T_\kappa T_{cn}} - \frac{1}{k_{cn} k_{oy} k_{occ} k_{\partial n}}. \quad (6)$$

Как показывает численное моделирование, при выборе коэффициента передачи k_{nd} приходится искать компромиссное решение между требуемыми величинами относительной погрешности Δ_1 и коэффициента демпфирования ξ_1 , приближая друг к другу значения, получаемые по выражениям (5) и (6).

Для обоснованного выбора коэффициента передачи k_n и уточнения требуемой величины постоянной времени T_{nd} пропорционально-дифференциального регулятора разделим знаменатель передаточной функции (2) на числитель. В результате получим следующее приближенное выражение для передаточной функции второго замкнутого контура:

$$W_2(p) \approx \frac{1}{k_{\partial n} \left[\frac{T_\kappa^2 T_{cn}}{k_2 T_{nd}} p^3 + \frac{(T_\kappa^2 + 2\xi_\kappa T_\kappa T_{cn}) T_{nd} - T_\kappa^2 T_{cn}}{k_2 T_{nd}^2} p^2 + \frac{(T_{cn} + 2\xi_\kappa T_\kappa + k_1 T_{nd}) T_{nd}^2 - (T_\kappa^2 + 2\xi_\kappa T_\kappa T_{cn}) T_{nd} + T_\kappa^2 T_{cn}}{k_2 T_{nd}^3} p + 1 \right]}. \quad (7)$$

Обеспечения хорошего приближения в (7) можно добиться выбором соответствующих величин k_2 и T_{nd} . Для обеспечения строго равенства в (7) необходимо выполнение условия

$$\frac{(1+k_1+k_2 T_{nd}) T_{nd}^3 - (T_{cn} + 2\xi_\kappa T_\kappa + k_1 T_{nd}) T_{nd}^2 + (T_\kappa^2 + 2\xi_\kappa T_\kappa T_{cn}) T_{nd} - T_\kappa^2 T_{cn}}{k_2 T_{nd}^3} = T_{nd}. \quad (8)$$

Точного равенства в (8) добиться принципиально невозможно. Тем не менее потребуем обеспечения относительной погрешности Δ_2 полюса передаточной функции (2), компенсирующего соответствующий нуль. Для этого необходимо выбрать величину постоянной времени T_{nd} пропорционально-дифференциального регулятора из решения алгебраического уравнения, вытекающего непосредственно из (8):

$$\Delta_2 k_2 T_{nd}^4 - T_{nd}^3 + (T_{cn} + 2\xi_\kappa T_\kappa) T_{nd}^2 - (T_\kappa^2 + 2\xi_\kappa T_\kappa T_{cn}) T_{nd} + T_\kappa^2 T_{cn} = 0. \quad (9)$$

В (9) входит коэффициент передачи k_2 , который можно определить исходя из

следующих соображений. Предположим, что величиной постоянной времени T_{cn} можно пренебречь. Тогда передаточную функцию (8) можно записать в виде

$$W_2(p) \approx \frac{1}{k_{\partial n} \left[\frac{T_{\kappa}^2}{k_2 T_{n\partial}} p^2 + \frac{(2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{n\partial}) T_{n\partial} - T_{\kappa}^2}{k_2 T_{n\partial}^2} p + 1 \right]}$$

или
$$W_2(p) \approx \frac{1}{k_{\partial n} [T_2^2 p^2 + 2\xi_2 T_2 p + 1]},$$

где $T_2 = \sqrt{\frac{T_{\kappa}^2}{k_2 T_{n\partial}}}$ – постоянная времени;

$$\xi_2 = \frac{(2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{n\partial}) T_{n\partial} - T_{\kappa}^2}{2k_2 T_{n\partial}^2 \sqrt{\frac{T_{\kappa}^2}{k_2 T_{n\partial}}}} - \text{коэффициент демпфирования второго замкнутого контура.}$$

го контура.

Задаваясь необходимой величиной ξ_2 , можно определить требуемое значение коэффициента передачи k_2 :

$$k_2 = \frac{[(2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{n\partial}) T_{n\partial} - T_{\kappa}^2]^2}{4\xi_2^2 T_{n\partial}^3 T_{\kappa}^2}. \quad (10)$$

Подставив в (9) значение k_2 из (10), получим алгебраическое уравнение пятого порядка для определения $T_{n\partial}$:

$$d_0 T_{n\partial}^5 + d_1 T_{n\partial}^4 + d_2 T_{n\partial}^3 + d_3 T_{n\partial}^2 + d_4 T_{n\partial} + d_5 = 0, \quad (11)$$

где $d_0 = \Delta_2 k_1^2$; $d_1 = 4\Delta_2 \xi_{\kappa} k_1 T_{\kappa}$; $d_2 = -2T_{\kappa}^2 [2\xi_2^2 (1 - \Delta_2) + \Delta_2 k_1]$;

$$d_3 = 4T_{\kappa}^2 [\xi_2^2 (T_{cn} + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa}) - \Delta_2 \xi_{\kappa} T_{\kappa}];$$

$$d_4 = -T_{\kappa}^3 [4\xi_2^2 (T_{\kappa} + 2\xi_{\kappa} T_{cn}) - \Delta_2 T_{\kappa}];$$

$$d_5 = 4\xi_2^2 T_{\kappa}^4 T_{cn}.$$

Выбрав из корней уравнения (11) наибольший положительный и подставив его в (10), найдем требуемое значение коэффициента передачи пропорционального регулятора второго контура:

$$k_n = \frac{[(2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{n\partial}) T_{n\partial} - T_{\kappa}^2]^2}{4\xi_2^2 T_{n\partial}^3 T_{\kappa}^2 k_{n\partial} k_{cn} k_{oy} k_{\partial n}}. \quad (12)$$

Величина постоянной времени $T_{n\partial}$, дающая наилучшие показатели качества регулирования для третьего замкнутого контура, будет отличаться от значения, полученного из уравнения (11). Для уточнения величины постоянной времени $T_{n\partial}$ пропорционально-дифференциального регулятора поступим аналогично – разделим знаменатель передаточной функции (3) на числитель. В результате получим приближение

$$W_3(p) \approx \frac{1}{k_{\partial n} \left\{ \begin{aligned} & \frac{T_{\kappa} T_{cn} T_u}{k_2 T_{n\partial}} p^4 + \frac{\left[(T_{\kappa}^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} T_{cn}) T_{n\partial} - T_{\kappa}^2 T_{cn} \right] T_u}{k_2 T_{n\partial}^2} p^3 + \\ & \frac{\left[(T_{cn} + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{n\partial}) T_{n\partial}^2 - (T_{\kappa}^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} T_{cn}) T_{n\partial} + T_{\kappa}^2 T_{cn} \right] T_u}{k_2 T_{n\partial}^3} p^2 + \\ & \frac{\left[(1 + k_1 + k_2 T_{n\partial}) T_{n\partial}^3 - (T_{cn} + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{n\partial}) T_{n\partial}^2 + (T_{\kappa}^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} T_{cn}) T_{n\partial} - T_{\kappa}^2 T_{cn} \right] T_u}{k_2 T_{n\partial}^4} p + 1 \end{aligned} \right\}}. \quad (13)$$

Для обеспечения строгого равенства в (13) необходимо выполнение условия

$$\frac{(T_{n\partial} + T_u) k_2 T_{n\partial}^4 - \left[(1 + k_1 + k_2 T_{n\partial}) T_{n\partial}^3 - (T_{cn} + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{n\partial}) T_{n\partial}^2 + (T_{\kappa}^2 + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa} T_{cn}) T_{n\partial} - T_{\kappa}^2 T_{cn} \right] T_u}{k_2 T_{n\partial}^4} = T_{n\partial}. \quad (14)$$

Точного равенства в (14) опять же добиться невозможно. Поэтому потребуем обеспечения относительной погрешности Δ_3 полюса передаточной функции (3), компенсирующего соответствующий нуль. Для этого необходимо выбрать величину постоянной времени $T_{n\partial}$ пропорционально-дифференциального регулятора из решения уравнения, получаемого из (14):

$$\Delta_3 k_2 T_{n\partial}^5 - T_u T_{n\partial}^3 + (T_{cn} + 2\xi_{\kappa} T_{\kappa}) T_u T_{n\partial}^2 - (T_{\kappa} + 2\xi_{\kappa} T_{cn}) T_{\kappa} T_u T_{n\partial} + T_{\kappa}^2 T_{cn} T_u = 0. \quad (15)$$

Задаваясь относительной погрешностью $\Delta_3 = 0,001$, можно обоснованно перейти в (13) к строгому равенству.

В уравнение (15) входит постоянная времени T_u интегрального регулятора, которая пока еще не определена. При выборе величины T_u предположим, что постоянной времени T_{cn} силового преобразователя можно пренебречь. Тогда передаточная функция (13) превратится в динамическое звено третьего порядка:

$$W_3(p) = \frac{1}{k_{\partial n} (a_{01} p^3 + a_{11} p^2 + a_{21} p + 1)}, \quad (16)$$

где $a_{01} = \frac{T_{\kappa}^2 T_u}{k_2 T_{n\partial}}$;

$$a_{11} = \frac{\left[(2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{n\partial}) T_{n\partial} - T_{\kappa}^2 \right] T_u}{k_2 T_{n\partial}^2};$$

$$a_{21} = \frac{\left[(1 + k_1 + k_2 T_{n\partial}) T_{n\partial}^2 - (2\xi_{\kappa} T_{\kappa} + k_1 T_{n\partial}) T_{n\partial} + T_{\kappa}^2 \right] T_u}{k_2 T_{n\partial}^3}.$$

Для динамического звена третьего порядка с передаточной функцией вида (16) разработаны области показателей качества регулирования [3, 4], которыми можно

воспользоваться при выборе постоянной времени T_u . Для обеспечения монотонного характера переходного процесса необходимо выполнение, например, следующих условий [3, 4]:

$$a_{11} = \frac{a_{21}^2}{3}; \quad a_{01} = \frac{3a_{21}^3}{54}. \quad (17)$$

Подставляя в первое уравнение (17) значения коэффициентов характеристического уравнения, выраженные через параметры настройки следящего электропривода с синхронным электродвигателем, получим выражение для определения T_u :

$$\frac{[(2\xi_k T_k + k_1 T_{nd})T_{nd} - T_k^2]T_u}{k_2 T_{nd}^2} = \frac{[(1 + k_1 + k_2 T_{nd})T_{nd}^2 - (2\xi_k T_k + k_1 T_{nd})T_{nd} + T_k^2]^2 T_u^2}{3k_2^2 T_{nd}^6}.$$

Отсюда следует необходимое значение постоянной времени интегрального регулятора для обеспечения требуемого характера переходного процесса:

$$T_u = \frac{3[(2\xi_k T_k + k_1 T_{nd})T_{nd} - T_k^2]k_2 T_{nd}^4}{[(1 + k_1 + k_2 T_{nd})T_{nd}^2 - (2\xi_k T_k + k_1 T_{nd})T_{nd} + T_k^2]^2}. \quad (18)$$

Для расчета величины T_u в формулу (18) можно подставить значение постоянной времени T_{nd} , получаемой из уравнения (11).

Теперь у нас имеются все данные для уточнения величины T_{nd} , обеспечивающей наилучшие динамические качества следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем. Наибольший положительный корень уравнения (16) будет представлять собой оптимальное значение T_{nd} для функционирования внешнего третьего замкнутого контура рассматриваемой системы управления, то есть всего следящего электропривода.

Следует также отметить, что для настройки необходимо знание величины k_{occ} коэффициента передачи обратной связи по скорости. Она может быть любой, но удобной с точки зрения технической реализации дифференцирующего звена.

Представленные аналитические выражения для определения коэффициентов передачи k_{nd} , k_n и постоянных времени T_{nd} и T_u отражают методические основы параметрического синтеза регуляторов разрабатываемого следящего электропривода с синхронным исполнительным двигателем. Расчет параметров регуляторов необходимо производить начиная с внутреннего контура.

Расчет регуляторов разрабатываемого следящего электропривода проведем для поворотного стола СК36-1202, оснащенного синхронным исполнительным двигателем 5FK70605AF71 и силовым преобразователем Simovert Masterdrives MC. При расчете примем следующие исходные данные: $k_{oy} = 1,5396 \cdot 10^3$ дискрет/Вс; $T_k = 9,859 \cdot 10^{-3}$ с; $\xi_k = 0,4829$; $k_{cn} = 0,0067$ В/дискрета; $T_{cn} = 0,0016$ с; $k_{occ} = 0,0256$ с. В соответствии с разработанной методикой синтеза регуляторов рассчитаны параметры их настройки: $k_{nd} = 8$; $T_{nd} = 0,1175$ с; $k_n = 8$; $T_u = 0,01$ с.

С учетом этих параметров построены переходные процессы в следящем электроприводе по управлению (рис. 2) и возмущению (рис. 3).

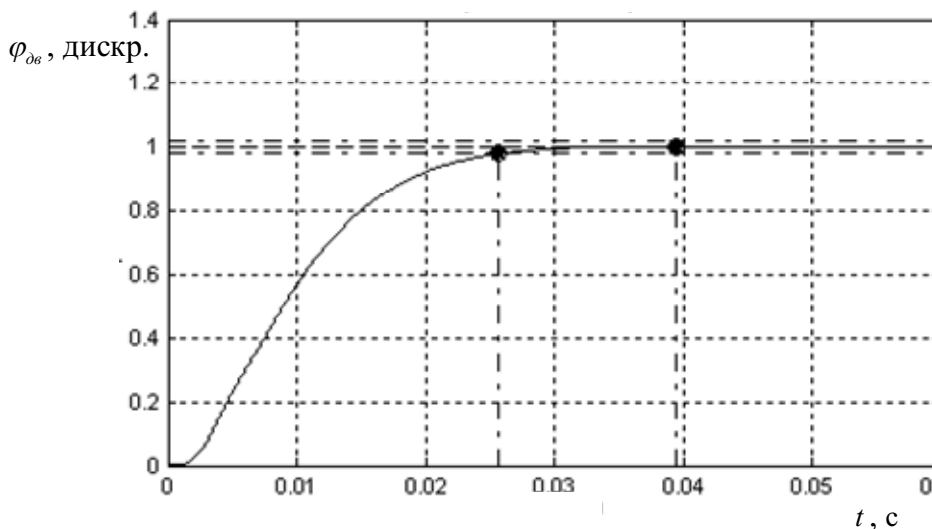


Рис. 2. Переходный процесс в следящем электроприводе по управляющему воздействию

Анализ построенных графиков показывает, что время переходного процесса по управлению составляет $t_{mn} = 0,0257$ с, а перерегулирование – $\sigma = 0,247\%$. Динамический провал при набросе момента нагрузки в 1 Нм не превышает $\Delta x_{\max} = 0,29$ мкм, а статическая ошибка позиционирования равна нулю. Такого быстродействия невозможно получить ни в одном современном следящем электроприводе, построенном по принципу СПР. Причем специально при расчете была принята постоянная времени силового преобразователя $T_{cn} = 0,0016$ с, чтобы получить адекватное сравнение результатов.

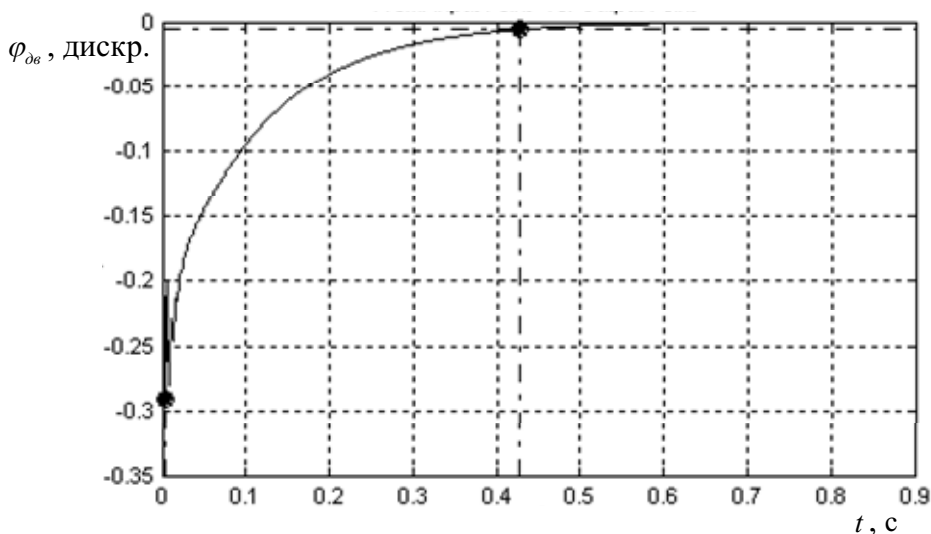


Рис. 3. Переходный процесс в следящем электроприводе по возмущающему воздействию

1. Терехов В.М., Осипов О.И. Системы управления электроприводов: Учебник для студ. вузов / Под ред. В.М. Терехова. – М.: Академик, 2005. – 304 с.
2. Лысов М.С., Стариков А.В., Стариков В.А. Линеаризованная математическая модель синхронного электродвигателя при различных способах управления его скоростью // Вестник СамГТУ. Сер. Физ.-мат. науки. – 2008. – № 1 (16). – С. 102-107.
3. Галицков С.Я., Лысов С.Н., Стариков А.В. Монотонность позиционирования рабочих органов прецизионных станков // Мехатронные системы и их элементы. – Новосибирск, 1991. – С. 86-92.
4. Галицков С.Я., Галицков К.С. Многоконтурные системы управления с одной измеряемой координатой: Монография. – Самара: Изд-во СГАСУ, 2004. – 140 с.

Статья поступила в редакцию 6 сентября 2012 г.

INCREASING OF RESPONSE TIME OF THE SERVO DRIVE WITH THE SYNCHRONOUS MOTOR

S.L. Lisin

Samara State Technical University
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100

The structural diagram of the servo drive with the synchronous motor is developed, allowing to increase its response time. Analytical expressions for calculation of parameters of the regulators providing the unidirectional approach to the set coordinate in a combination with small time of transients are received.

Keywords: *the servo drive, the synchronous motor, the structural diagram, a design procedure of regulators.*