

ISSN 0136-3603

МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО И СРЕДНЕГО
СПЕЦИАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ СССР

ИЗВЕСТИЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ
ЗАВЕДЕНИЙ

ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА

7
1983

ИЗДАНИЕ НОВОЧЕРКАССКОГО ОРДЕНА ТРУДОВОГО
КРАСНОГО ЗНАМЕНИ ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
ИМЕНИ СЕРГО ОРДЖОНИКИДЗЕ

УДК 62-83

ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ ЦИФРОАНАЛОГОВОЙ СИСТЕМЫ ПОЗИЦИОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ЗАДАТЧИКОМ ПОЛОЖЕНИЯ ПО МОДУЛЬНОМУ ОПТИМУМУ

П. Х. Коцегуб, Ю. В. Губарь, О. И. Толочко

Рассмотрена комбинированная система регулирования положения с цифровым задатчиком и линейным регулятором положения. На основе методики синтеза дискретных систем управления из условий модульного оптимума приводятся соотношения, позволяющие выбрать параметры системы на различных участках движения привода.

РАССМАТРИВАЕТСЯ система позиционного вентильного электропривода постоянного тока с цифровым задатчиком положения (ЦЗП), структурная схема которой приведена на рис. 1.

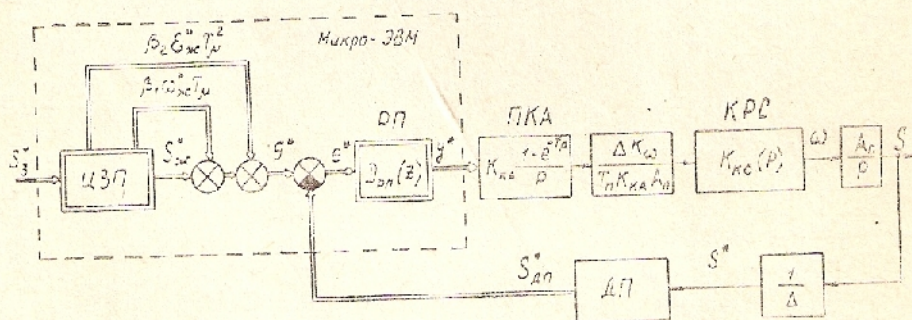


Рис. 1. Структурная схема цифроаналоговой комбинированной системы регулирования положения

Аналоговый контур регулирования скорости (КРС) с подчиненным ему контуром тока настроен в соответствии с требованиями модульного оптимума и имеет передаточную функцию [1]

$$K_{кр}(p) = \frac{1}{k_\omega} \cdot \bar{K}_{кр}(p) = \frac{1}{k_\omega} \frac{1}{8T_p^3 p^3 + 8T_p^2 p^2 + 4T_p p + 1} = \frac{1}{k_\omega} \frac{\gamma(\alpha^2 + \beta^2)}{(p + \gamma)[(p + \alpha)^2 + \beta^2]}, \quad (1)$$

где $\alpha = \frac{1}{4T_p}$; $\gamma = \frac{1}{2T_p} = 2\alpha$; $\beta = \frac{\sqrt{3}}{4T_p} = \sqrt{3} \cdot \alpha$; $\gamma(\alpha^2 + \beta^2) = \frac{1}{8T_p^3}$; T_p — малая некомпенсированная постоянная времени контура регулирования тока; k_ω — коэффициент обратной связи по скорости; $\bar{K}_{кр}(p)$ — нормированная передаточная функция контура скорости.

Цифровой задатчик положения формирует управляющее воздействие g^* , являющееся линейной комбинацией сигналов желаемого изменения перемещения $s_{ж}^*$, скорости $\omega_{ж}^*$ и ускорения $\varepsilon_{ж}^*$.

$$g^* = s_{ж}^* + \beta_1 \cdot T_p \cdot \omega_{ж}^* + \beta_2 \cdot T_p^2 \cdot \varepsilon_{ж}^* \quad (2)$$

где β_1, β_2 — коэффициенты корректирующих связей; звездочкой обозначены сигналы, связанные с реальными величинами соотношением

$$x^* = \frac{x}{\Delta_x},$$

Δ_x — интервал квантования по уровню координаты x (в дальнейшем принят одинаковым для всех координат и обозначен Δ).

Цифровой регулятор положения (РП) осуществляет сравнение выходных сигналов датчика положения g^* и кодового датчика положения (ДП) $s_{дп}^*$. Связь цифрового регулятора положения с аналоговым КРС осуществляется через преобразователь код-аналог (ПКА), одновременно выполняющим функцию экстраполятора пулевого порядка с фиксацией на период.

Наличие компаундирующих связей по первой и второй производным от сигналов, пропорциональных желаемому закону $s_{ж}^*$ изменения регулируемой координаты, позволяет осуществить принцип комбинированного управления и улучшить динамические свойства системы [2].

Методика исследования динамических режимов в рассматриваемой системе изложена в [3]. Оптимизация ее по минимуму интегральной квадратичной ошибки между заданным и реальным значениями тока выполнена в [4]. Здесь рассматриваются вопросы выбора параметров цифроаналоговой системы регулирования положения по модульному оптимуму, широко применяемому при синтезе непрерывных систем и обеспечивающему достаточно высокое быстродействие при малой колебательности переходных процессов.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В качестве желаемого примем оптимальный по быстродействию закон изменения регулируемой координаты s^* при обработке заданного перемещения s_a^* и ограничениях, накладываемых на угловую скорость $\omega^* \leq \omega_m^*$ и ускорение $\varepsilon^* \leq \varepsilon_m^*$.

Потребуем, чтобы значение дискретной функции $s_{ж}^*(nT)$ в моменты времени nT совпадало с желаемым значением непрерывной функции $s_{ж}^*(t)$. Это легко достигается, если на участках разгона (торможения) и равномерного движения $s_{ж}^*(nT)$ формировать по разным алгоритмам интегрирования. Так, на участках равноускоренного и равнозамедленного движения привода можно использовать метод трапеций

$$s_{ж}^*(nT) = s_{ж}^*(nT - 1T) + \frac{T}{2} [\omega_{ж}^*(nT) + \omega_{ж}^*(nT - 1T)], \quad (3)$$

а на участках равномерного движения — алгоритм Эйлера

$$s_{ж}^*(nT) = s_{ж}^*(nT - 1T) + T \cdot \omega_{ж}^*(nT - 1T). \quad (4)$$

Этим алгоритмам соответствуют интеграторы с передаточными функциями

$$D_{02}(z) = \frac{s_{ж}^*(z)}{\omega_{ж}^*(z)} = \frac{T}{2} \cdot \frac{z+1}{z-1}; \quad (5), \quad D_{01}(z) = \frac{s_{ж}^*(z)}{\omega_{ж}^*(z)} = \frac{T}{z-1}. \quad (6)$$

соответственно. При этом $\omega_{ж}^*(nT)$ формируется на всех участках движения привода по алгоритму Эйлера, то есть

$$D_{01}(z) = \frac{\omega_{ж}^*(z)}{s_{ж}^*(z)} = \frac{T}{z-1}. \quad (7)$$

Переход с одного алгоритма интегрирования на другой при реализации $s_{ж}^*(nT)$ в микроЭВМ, выполняющей функции цифровых

задатчика и регулятора положения, может быть организован программным путем.

Постоянная интегрирования цифрового контура положения $T_{\text{ин}}$, коэффициенты корректирующих связей β_1 и β_2 , зависят от периода квантования системы по времени T , величины $T_{\text{ин}}$, а также от типов цифровых интеграторов $D_{\text{ин1}}(z)$ и $D_{\text{ин2}}(z)$ на различных участках движения привода. Тогда задачу „оптимизации“ можно сформулировать следующим образом: найти параметры системы $T_{\text{ин}}$, β_1 и β_2 , обеспечивающие выполнение условий модульного оптимума на различных участках изменения $s_{\text{ж}}^*(nT)$ в зависимости от T и $T_{\text{ин}}$.

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ

При решении задачи в первом приближении эффектом квантования по уровню можно пренебречь. Тогда рассматриваемую цифро-аналоговую систему можно представить как линейную импульсную систему (рис. 2)^{*)}. Оптимизацию будем выполнять по передаточной функции системы от желаемого $\varepsilon_{\text{ж}}(nT)$ до реального $\varepsilon(nT)$ ускорений, которая равна

$$K(z) = \frac{\varepsilon(z)}{\varepsilon_{\text{ж}}(z)} = \frac{(D_{\text{ин1}}(z)[D_{\text{ин2}}(z) + \beta_1 T_{\text{ин}}] + \beta_2 T_{\text{ин}}^2) \cdot D_{\text{ру}}(z) \cdot \frac{z-1}{z} Z\{\bar{K}_{\text{жс}}(p)\}}{1 + D_{\text{ру}}(z) \cdot \frac{z-1}{z} Z\left\{\frac{\bar{K}_{\text{жс}}(p)}{p^2}\right\}} \quad (8)$$

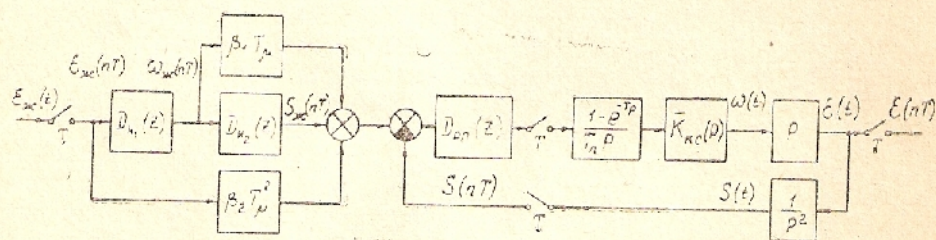


Рис. 2. Преобразованная структурная схема системы регулирования положения

Определив z -преобразования входящих в (8) выражений, окончательно получаем

$$K(z) = \frac{\gamma T^2}{T_{\text{ин}}} \cdot \frac{b_0 + b_1 z + b_2 z^2 + b_3 z^3}{a_0 + a_1 z + a_2 z^2 + a_3 z^3 + a_4 z^4}, \quad (9)$$

где

$$\left. \begin{aligned} a_4 &= \gamma \cdot T_{\text{ин}}; & b_3 &= k_2 g; \\ a_3 &= a_{30} - \gamma \cdot T_{\text{ин}} \cdot a_{31}; & b_2 &= k_2(h - 2g) + k_1 g + 0,5g; \\ a_2 &= 2 \cdot \gamma \cdot T_{\text{ин}} \cdot a_{21} - a_{20}; & b_1 &= k_2(g - 2h) + k_1(h - g) + 0,5(g + h); \\ a_1 &= a_{10} - \gamma \cdot T_{\text{ин}} \cdot d^2 \cdot a_{31}; & b_0 &= k_2 h - k_1 h + 0,5h; \\ a_0 &= \gamma \cdot T_{\text{ин}} \cdot d^4 - a_{05}; \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

^{*)} На схеме рис. 2 коэффициент пропорциональности между линейным и угловым перемещениями $A_{\text{п}}$ принят равным единице.

$$\left. \begin{aligned}
 a_{31} &= d^2 + 2df + 1; \\
 a_{30} &= d^2 + d(c + f) + \gamma T - 2; \\
 a_{21} &= d^3 f + d^2 + df; \\
 a_{20} &= d^3(3f + c) + d^2(\gamma T + 1) + 2d[f(\gamma T - 1) + c] - 2; \\
 a_{10} &= 2d^4 + 2d^3[f(\gamma T + 1) + c] + d^2(\gamma T - 1) - d(3f - c); \\
 a_{00} &= d^4(\gamma T + 2) - d^3(f - c) - d^2; \\
 h &= d^2 - d^2(c + f); \quad g = d^2 + d(c - f); \\
 d &= e^{-\alpha T}; \quad c = \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \beta T; \quad f = \cos \beta T; \\
 k_1 &= \frac{\beta_1 T_p}{T}; \quad k_2 = \frac{\beta_2 T_p^2}{T^2}.
 \end{aligned} \right\} (11)$$

Соотношения (10) и (11) справедливы при работе привода на участках разгона и торможения, то есть при использовании в ЦЗП интегратора $D_{12}(z)$ с передаточной функцией (5).

На участке равномерного движения привода (для $D_{12}(z)$ принимается выражение (6)) остаются неизменными вид передаточной функции (9) и соотношения (10) и (11), за исключением коэффициентов b_i ($i=0, 1, 2, 3$), которые равны

$$\left. \begin{aligned}
 b_3 &= k_2 g; \\
 b_2 &= k_2(h - 2g) + k_1 g; \\
 b_1 &= k_2(g - 2h) + k_1(h - g) + g; \\
 b_0 &= k_2 h - k_1 h + h.
 \end{aligned} \right\} (12)$$

Оптимизацию системы выполним в следующей последовательности:

- 1) определим постоянную T_p при $\beta_1 = \beta_2 = 0$;
- 2) при найденном значении T_p определим коэффициенты β_1 и β_2 .

Численное решение уравнений оптимизации [5] применительно к передаточной функции (9) показало, что для реального диапазона изменения периода квантования по времени T (от 0 до 20 мс) на всех участках движения привода с высокой точностью можно принять

$$T_p = 8T_p + T. \quad (13)$$

Кроме того, для системы с интегратором $D_{12}(z)$ с передаточной функцией (5) получены следующие уравнения для определения β_1 и β_2 :

$$\left. \begin{aligned}
 &3 \left(\frac{T_p}{T} \right)^4 \cdot \beta_1^3 - 6 \left(\frac{T_p}{T} \right)^3 \beta_1^2 + (6q_1 - 6p + 1,5) \cdot \left(\frac{T_p}{T} \right)^2 \cdot \beta_1 - \\
 &- (6q_1 - 6p - 1,5) \cdot \left(\frac{T_p}{T} \right) \beta_1 + 3q_1^2 - 9p^2 + 2,5q_1 - 1,5p + \\
 &\quad + 6q_1 p - q_2 + 0,5625 = 0, \\
 &\beta_2 = 0,5 \left[(q_1 - p - 0,25) \left(\frac{T_p}{T} \right)^2 + \beta_1^2 \right].
 \end{aligned} \right\} (14)$$

Соответствующие уравнения для системы с $D_{12}(z)$, определяемой по (6), принимают вид

$$\left. \begin{aligned} 3 \left(\frac{T_p}{T} \right)^4 \beta_1^4 - 12 \left(\frac{T_p}{T} \right)^3 \beta_1^3 + (6q_1 - 6p + 15) \left(\frac{T_p}{T} \right)^2 \beta_1^2 + \\ + (12p - 12q_1 - 6) \frac{T_p}{T} \beta_1 + 3q_1^2 + 6q_1 p - 9p^2 + 7q_1 - 6p - q_2 = 0, \\ \beta_2 = 0,5 \left[(q_1 - p) \left(\frac{T}{T_p} \right)^2 - \beta_1 \frac{T}{T_p} + \beta_1^2 \right]. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

В формулах (14) и (15) введены следующие обозначения:

$$p = \frac{gh}{g+h}; \quad q_1 = \frac{S_1}{(\pi T)^2 \cdot r^2}; \quad q_2 = \frac{S_2}{(\pi T)^2 \cdot r^2};$$

$$S_1 = A_1 + 4A_2 + 9A_3 + 16A_4;$$

$$S_2 = A_1 + 16A_2 + 81A_3 + 256A_4;$$

$$r = 1 - 2df + 2d^2f - d^4;$$

$$A_i = \sum_{l=0}^{n-i} a_l \cdot a_{l+i}, \quad i = 1, 2, \dots, n,$$

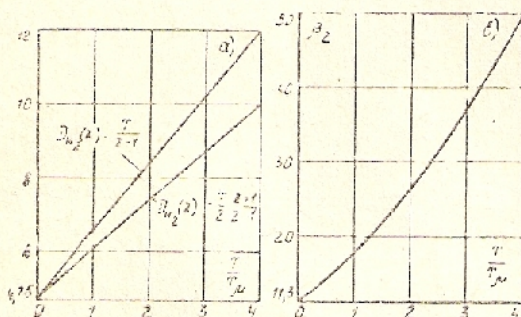


Рис. 3. Графики зависимостей: $\alpha - \beta_1 \left(\frac{T_p}{T} \right)$;

$$\beta_2 - \beta_2 \left(\frac{T_p}{T} \right)$$

$\beta_2 = 11,3$), полученными при оптимизации аналогичной непрерывной системы [2] с задатчиком положения [6]. Последнее подтверждает правильность найденных формул.

АНАЛИЗ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ

Исследование переходных процессов проводилось на ЦВМ по программе, приведенной в [3], для случая, когда время на выполнение алгоритма работы цифрового регулятора положения $t_{алг}$ принято равным нулю. Оно показало, что при использовании комбинаторных связей по управляющему воздействию с найденными здесь параметрами β_1 и β_2 показатели качества переходных процессов мало зависят от периода квантования T ($T = 0-20$ мс, $T_p = 4-10$ мс). Пере-

$$\sigma = \frac{I(nT_{\max}) - I_{уст}}{I_{уст}} \cdot 100$$

n — порядок характеристического уравнения знаменателя передаточной функции (9).

Графики зависимостей $\beta_1 \left(\frac{T}{T_p} \right)$ и $\beta_2 \left(\frac{T}{T_p} \right)$, построенные с использованием приведенных выше формул, представлены на рис. 3. Из графиков видно, что от типа интегратора $D_{12}(z)$ зависит только коэффициент корректующей связи β_1 , коэффициент β_2 остается одинаковым для обоих интеграторов (5) и (6). При $T \rightarrow 0$ значения β_1 и β_2 совпадают с величинами ($\beta_1 = 4,75$;

на всех участках движения колеблется в пределах 4–6%, а время t_c первого согласования тока с установившимся значением $I_{уст}$ равно 7–8 T_p .

Последнее положение подтверждается рассчитанными на ЦВМ графиками переходных процессов (рис. 4) при $T - T_p = 5$ мс, $\epsilon_m = 100$ рад/с²; $\omega_n = 50$ рад/с; $\Delta_s = 0,0021$ мм; $A_n = 1$ мм/рад; $S_s = 50$ мм; $\beta_0 = 18,1$; $\beta_1 = 6,03$ — на участках разгона и торможения и $\beta_1 = 6,53$ — на участках равномерного движения привода.

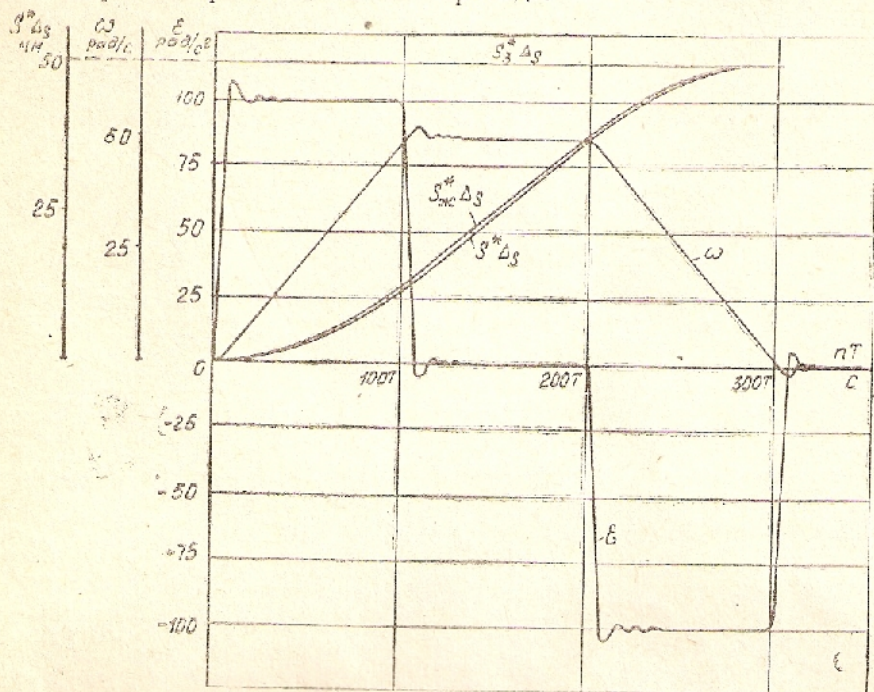


Рис. 4. Графики переходных процессов

Эффективность применения компаундирующих связей подтверждается уменьшением примерно в два раза времени первого согласования тока с установившимся значением и уменьшением в $\frac{T_n}{T_n - \beta_1 T_p}$ раз величины максимальной установившейся ошибки рассогласования по положению, имеющей место на участке движения привода с постоянной скоростью ω_n .

ЛИТЕРАТУРА

1. Лебедев Е. Д., Неймарк В. Е., Пистрак М. Я., Слежановский О. В. Управление вентиляторными электроприводами постоянного тока. — М.: Энергия, 1970, 199 с.
2. Коцегуб П. X., Толочко О. И., Светличный А. В., Губарь Ю. В. Система позиционного электропривода с задатчиком положения. — Изв. вузов СССР. Электромеханика, 1982, № 3, с. 331–337.
3. Коцегуб П. X., Губарь Ю. В. Цифроаналоговая система позиционного электропривода с задатчиком положения. — Изв. вузов СССР, Электромеханика, 1983, № 1, с. 123–128.
4. Коцегуб П. X., Губарь Ю. В. Оптимизация цифроаналоговой системы позиционного электропривода с задатчиком положения. — Изв. вузов СССР, Электромеханика, 1983, № 6, с. 78–84.
5. Гурецкий X. Анализ и синтез систем управления с запаздыванием. — М.: Машиностроение, 1974, 328 с.
6. А. с. № 840789 (СССР). Фильтр для систем автоматического регулирования. / Коцегуб П. X., Толочко О. И. — Опубл. в Б. И., 1981, № 23.