

ISSN 0136-3360

МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО И СРЕДНЕГО
СПЕЦИАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ СССР

ИЗВЕСТИЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ
ЗАВЕДЕНИЙ

ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА

СПЕЦИАЛЬНЫЙ ВЫПУСК

3
1985

ИЗДАНИЕ НОВОЧЕРКАССКОГО ОРДЕНА ТРУДОВОГО
КРАСНОГО ЗНАМЕНИ ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
ИМЕНИ СЕРГО ОРДЖОНИКИДЗЕ

СИНТЕЗ КОМБИНИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ ПОЗИЦИОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ЦИФРОВЫМ ИП-РЕГУЛЯТОРОМ СКОРОСТИ

П. Х. Коцегуб, Ю. В. Губарь

Рассмотрена цифроаналоговая система позиционного электропривода с комбинированным управлением по задающему воздействию. Для различных типов регуляторов и датчиков скорости выведены формулы и построены графики, облегчающие выбор параметров системы из условий модульного оптимума. Приведены результаты исследования системы на цифровой модели и дана оценка ее эффективности.

РАССМАТРИВАЕТСЯ цифроаналоговая система позиционного вентильного электропривода постоянного тока (рис. 1), выполненная по принципу подчиненного регулирования. Аналоговая часть системы — контур регулирования тока (КРТ) — настроена по модульному оптимуму и имеет передаточную функцию [1]

$$K_{кт}(p) = \frac{1}{k_t} \cdot \bar{K}_{кт}(p) = \frac{1}{k_t} \cdot \frac{2 \cdot \alpha^2}{(p + \alpha)^2 + \alpha^2},$$

где $\alpha = 1/T_r$; $T_r = 2T_p$;

T_p — малая некомпенсируемая постоянная времени КРТ; k_t — коэффициент обратной связи по току; T_r — постоянная интегрирования контура тока; $\bar{K}_{кт}(p)$ — нормированная передаточная функция контура тока.

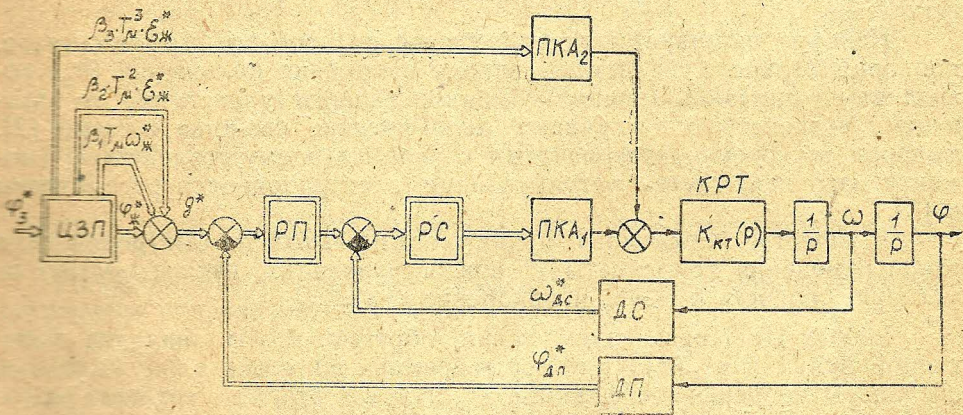


Рис. 1. Структурная схема позиционного электропривода с комбинированным управлением

В цифровую часть системы входят контуры регулирования скорости и положения с соответствующими регуляторами и цифровой датчик положения (ЦЗП). Для уменьшения колебательности переходных процессов по управляющему воздействию цифровой регулятор скорости (РС) по каналу задания реализует интегральный, а по каналу обратной связи — интегрально-пропорциональный законы управления. Ниже рассмотрены варианты организации РС, интегральная часть которого выполнена по одному из алгоритмов интегрирования:

$$D_p(z) = \frac{T \cdot z}{z-1}; \quad (1), \quad D_p(z) = \frac{T}{2} \cdot \frac{z+1}{z-1}; \quad (2), \quad D_p(z) = \frac{T}{z-1}. \quad (3)$$

Для измерения скорости вращения двигателя используют цифровой датчик скорости (ДС). Рассмотрены варианты построения системы с датчиками мгновенного и среднего за период квантования T значений скорости. Этим датчикам соответствуют передаточные функции

$$D_{\text{дс}}(z) = 1; \quad (4), \quad D_{\text{дс}}(z) = \frac{z+1}{2 \cdot z}. \quad (5)$$

Согласование цифрового РС, с аналоговым КРТ осуществляется с помощью преобразователя код-аналог (ПКА₁), одновременно выполняющего функцию экстраполятора нулевого порядка с фиксацией на период T .

На входе линейного регулятора положения (РП) происходит сравнение кодов цифрового задатчика положения g^* и кодового датчика положения (ДП) $\varphi_{\text{дп}}^*$ ($D_{\text{дп}}(z)=1$). Звездочкой обозначены сигналы, связанные с реальными величинами соотношением

$$x^* = x/\delta_x,$$

где δ_x — интервал квантования по уровню координаты x . В дальнейшем принято $\delta_v = \delta_\omega = \delta_s$.

Цифровой задатчик положения (угла поворота вала двигателя) формирует сигнал желаемого закона $\varphi_{\text{ж}}^*$ отработки заданного перемещения $\varphi_{\text{з}}^*$, а также сигналы $\beta_1 \cdot T_\mu \cdot \omega_{\text{ж}}^*$, $\beta_2 \cdot T_\mu^2 \cdot \epsilon_{\text{ж}}^*$ и $\beta_3 \cdot T_\mu^3 \cdot \epsilon_{\text{ж}}^*$, пропорциональные желаемым законом изменения скорости $\omega_{\text{ж}}^*$ и ускорения $\epsilon_{\text{ж}}^*$. Здесь β_1 , β_2 и β_3 — коэффициенты корректирующих связей. Управляющее воздействие g^* представляет собой сумму сигналов $g^* = \varphi_{\text{ж}}^* + \beta_1 \cdot T_\mu \cdot \omega_{\text{ж}}^* + \beta_2 \cdot T_\mu^2 \cdot \epsilon_{\text{ж}}^*$. Сигнал $\beta_3 \cdot T_\mu^3 \cdot \epsilon_{\text{ж}}^*$ через ПКА₂ подается на вход КРТ. Исследования показали, что при найденном ниже коэффициенте β_3 величина корректирующего сигнала $\beta_3 \cdot T_\mu^3 \cdot \epsilon_{\text{ж}}^*$ во много раз меньше значений, которые принимает основной сигнал с выхода ПКА₁ и, следовательно, не может повлиять на режим токоограничения двигателя.

Наличие компаундирующих связей по производным от сигнала, пропорционального желаемому закону изменения положения $\varphi_{\text{ж}}^*$, позволяет осуществить принцип комбинированного управления по задающему воздействию и улучшить динамические свойства системы [2]. Вопросы построения инвариантных к возмущающему воздействию (моменту нагрузки) систем регулирования электроприводов рассмотрены в [3].

В качестве желаемого принят оптимальный по быстродействию закон изменения координаты φ^* при ограничениях, накладываемых на угловую скорость $\omega^* \leq \omega_{\text{м}}^*$ и ускорение $\epsilon^* \leq \epsilon_{\text{м}}^*$.

Работу ЦЗП организуем таким образом, чтобы значение дискретной функции $\varphi_{\text{ж}}^*(nT)$ в моменты времени nT совпадало с желаемым значением непрерывной функции $\varphi_{\text{ж}}^*(t)$. Для этого на участках разгона (торможения) привода $\varphi_{\text{ж}}^*(z)$ будем формировать при помощи интеграторов с передаточными функциями

$$D_{\text{и1}}(z) = \frac{\omega_{\text{ж}}^*(z)}{\epsilon_{\text{ж}}^*(z)} = \frac{T}{z-1}; \quad D_{\text{и2}}(z) = \frac{\varphi_{\text{ж}}^*(z)}{\omega_{\text{ж}}^*(z)} = \frac{T}{2} \cdot \frac{z+1}{z-1}, \quad (6)$$

а на участках равномерного движения —

$$D_{\text{и1}}(z) = \frac{\omega_{\text{ж}}^*(z)}{\epsilon_{\text{ж}}^*(z)} = \frac{T}{z-1}; \quad D_{\text{и2}}(z) = \frac{\varphi_{\text{ж}}^*(z)}{\omega_{\text{ж}}^*(z)} = \frac{T}{z-1}. \quad (7)$$

Переход с одного алгоритма интегрирования на другой при реализации $\varphi_{\text{ж}}^*(nT)$ в микроЭВМ, выполняющей функции ЦЗП, РС и

РП, может быть организован программным путем. Время запаздывания $t_3 < T$ вносится при реализации алгоритмов работы цифровых регуляторов.

Коэффициенты усиления k_{c1} и k_{c2} , определяющие настройку контура скорости, коэффициент усиления контура положения k_n и параметры корректирующих связей β_1 , β_2 и β_3 зависят от периода квантования системы по времени T , величин t_3 и T_u , типов цифровых интегратора и датчика скорости, а также от типов цифровых интеграторов ЦЗП на различных участках движения привода. Определим названные параметры из условий модульного оптимума, который нашел широкое применение в практике проектирования систем подчиненного регулирования [1].

При решении задачи эффектом квантования системы по уровню в первом приближении можно пренебречь и рассматривать ее как линейную импульсную систему (рис. 2). При расчете параметров системы воспользуемся принципом последовательной оптимизации контуров регулирования (в рассматриваемом случае скорости и положения). Для удобства контур регулирования скорости условно представим в виде двух контуров: внутреннего (с пропорциональным регулятором, имеющим коэффициент усиления k_{c1}) и внешнего (с интегральным регулятором). Параметры компаундирующих связей находятся после определения коэффициентов усиления k_{c1} , k_{c2} и k_n .

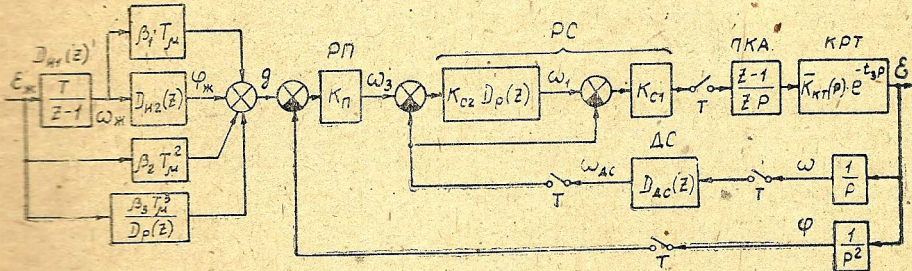


Рис. 2. Расчетная структурная схема системы регулирования положения

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ КОНТУРА РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ

Коэффициент усиления k_{c1} определим по передаточной функции внутреннего контура регулирования скорости:

$$W_{\omega_1}(z) = \frac{\omega(z)}{\omega_1(z)} = k_{c1}^M \cdot T_T \cdot \frac{\sum_{i=0}^3 c_i \cdot z^i}{\sum_{i=0}^4 d_i \cdot z^i}, \quad (8)$$

где

$$\begin{aligned} c_0 &= H_1 \cdot d^2 - F_1; \quad c_1 = -H_2 \cdot d^2 - 2 \cdot d \cdot f \cdot H_1 + 2 \cdot F_1 + f_0 \cdot d^\Delta; \\ c_2 &= H_1 + 2 \cdot d \cdot f \cdot H_2 - F_1 - 2 \cdot f_0 \cdot d^\Delta; \quad c_3 = f_0 \cdot d^\Delta - H_2; \\ H_1 &= 1 + \lambda \cdot (1 - \Delta); \quad H_2 = 1 - \Delta \cdot \lambda; \quad \lambda = T/T_T; \quad d = \text{EXP}(-\lambda); \\ \Delta &= 1 - \tau_3; \quad \tau_3 = t_3/T; \quad d_0 = k_{c1}^M \cdot T_T \cdot c_0; \quad d_1 = k_{c1}^M \cdot T_T \cdot c_1 - d^2; \\ d_2 &= k_{c1}^M \cdot T_T \cdot c_2 + d^2 + 2 \cdot d \cdot f; \quad d_3 = k_{c1}^M \cdot T_T \cdot c_3 - 2 \cdot d \cdot f - 1; \quad d_4 = 1; \\ f &= \cos \lambda; \quad f_0 = \cos \Delta \cdot \lambda; \quad F_1 = d \cdot d^\Delta \cdot \cos[(1 - \Delta) \cdot \lambda]. \end{aligned}$$

В формуле (8) и в дальнейшем для коэффициентов усиления и постоянных интегрирования систем с датчиком среднего значения скорости

сти используется индекс „с“, а для систем с датчиком мгновенного значения скорости — индекс „м“.

Решение уравнения оптимизации [4] применительно к (8) показало, что

$$k_{c1}^m = \frac{1}{2 \cdot T_T \cdot (1 + \lambda/2 + \lambda \cdot \tau_3)} = \frac{1}{4 \cdot T_\mu + T + 2 \cdot t_3}$$

Постоянная интегрирования в этом случае равна

$$T_{c1}^m = 1/k_{c1}^m = 2 \cdot T_T \cdot (1 + \lambda/2 + \lambda \cdot \tau_3) = 2 \cdot (T_T + T/2 + t_3) = 4 \cdot T_\mu + T + 2 \cdot t_3. \quad (9)$$

Можно показать, что в случае использования в системе датчика среднего значения скорости коэффициент k_{c1}^c определяется по формуле

$$k_{c1}^c = \frac{1}{2 \cdot T_T \cdot f_1(\lambda, \tau_3)},$$

$$\text{где } f_1(\lambda, \tau_3) = \frac{\lambda^2}{8 \cdot [\sqrt{(1 + \lambda + \lambda \cdot \tau_3)^2 + \lambda^2/4} - (1 + \lambda + \lambda \cdot \tau_3)]}$$

Исследования показали, что постоянная интегрирования T_{c1}^c системы с датчиком среднего значения скорости может быть определена по приближенной формуле

$$T_{c1}^c = \frac{1}{k_{c1}^c} \approx T_{c1}^m + T = 2 \cdot (T_T + T + t_3) = 4 \cdot T_\mu + 2 \cdot T + 2 \cdot t_3. \quad (10)$$

Относительная погрешность определения T_{c1}^c по приближенной формуле (10) по сравнению с точным значением при $\lambda = 10$ и $\tau_3 = 0$ не превышает 5% и уменьшается с уменьшением λ и увеличением τ_3 .

Коэффициент усиления k_{c2} найдем по передаточной функции контура скорости от заданной ω_3 до действительной ω скорости вращения двигателя при найденных значениях k_{c1} . При использовании в системе интегратора (1) и датчика (4) имеем

$$W_\omega(z) = \frac{\omega(z)}{\omega_3(z)} = R_1 \cdot \frac{\sum_{i=0}^3 c_i \cdot z^{i+1}}{\sum_{i=0}^5 l_i \cdot z^i}, \quad (11)$$

где $R_1 = k_{c1}^m \cdot k_{c2}^m \cdot T \cdot T_T$; $l_0 = -d_0$; $l_1 = R_1 \cdot c_0 + d_0 - d_1$; $l_2 = R_1 \cdot c_1 + d_1 - d_2$; $l_3 = R_1 \cdot c_2 + d_2 - d_3$; $l_4 = R_1 \cdot c_3 + d_3 - d_4$; $l_5 = d_4$.

Аналитическое решение уравнения оптимизации [4] применительно к (11) показало, что

$$k_{c2}^m = k_{c1}^m / (2 - k_{c1}^m \cdot T),$$

а постоянная интегрирования

$$T_{c2}^m = 1/k_{c2}^m = 8 \cdot T_\mu + T + 4 \cdot t_3 = 2 \cdot T_{c1}^m - T.$$

Можно показать, что в системе с интегратором (1) и датчиком среднего значения скорости коэффициент усиления интегральной части контура скорости определяется из формулы

$$k_{c2}^c = \frac{2 \cdot [\sqrt{(2 - k_{c1}^c \cdot T)^2 + (k_{c1}^c)^2 \cdot T^2} - (2 - k_{c1}^c \cdot T)]}{k_{c1}^c \cdot T^2}.$$

Постоянная интегрирования T_{c2}^c может быть определена по приближенной формуле

$$T_{c2}^c = 1/k_{c2}^c \approx 8 \cdot T_\mu + 2 \cdot T + 4 \cdot t_3 = 2 \cdot T_{c2}^m + T. \quad (12)$$

В этом случае при $\lambda=10$ и $\tau_3=0$ относительная погрешность в определении T_{c2} по формуле (12) составляет 8,4% и уменьшается с уменьшением λ и увеличением τ_3 .

Формулы определения k_{c2} и T_{c2} для рассмотренного и других типов цифровых интеграторов приведены в табл. 1.

Таблица 1

Передающая функция интегратора	Передающая функция датчика скорости	
	1	$(z+1)/2 \cdot z$
$\frac{T \cdot z}{z-1}$	$k_{c2}^M = k_{c1}^M / (2 - k_{c1}^M \cdot T)$ $T_{c2}^M = 8 \cdot T_p + T + 4 \cdot t_3$ $T_{c2}^M = 2 \cdot T_{c1}^M - T$	$k_{c2}^C = \frac{2 \cdot [\sqrt{(2 - k_{c1}^C \cdot T)^2 + (k_{c1}^C)^2 \cdot T^2} - (2 - k_{c1}^C \cdot T)]}{k_{c1}^C \cdot T^2}$ $T_{c2}^C \approx 8 \cdot T_p + 2 \cdot T + 4 \cdot t_3$ $T_{c2}^C \approx T_{c2}^M + T \approx 2 \cdot (T_{c1}^C - T) \approx 2 \cdot T_{c1}^M$
$\frac{T}{2} \cdot \frac{z+1}{z-1}$	$k_{c2}^M = k_{c1}^M / 2$ $T_{c2}^M = 8 \cdot T_p + 2 \cdot T + 4 \cdot t_3$ $T_{c2}^M = 2 \cdot T_{c1}^M$	$k_{c2}^C = \frac{2 \cdot [\sqrt{4 + (k_{c1}^C)^2 \cdot T^2} - 2]}{k_{c1}^C \cdot T^2}$ $T_{c2}^C \approx 8 \cdot T_p + 3 \cdot T + 4 \cdot t_3$ $T_{c2}^C \approx T_{c2}^M + T \approx 2 \cdot (T_{c1}^C - 0,5 \cdot T) \approx 2 \cdot T_{c1}^M + T$
$\frac{T}{z-1}$	$k_{c2}^M = \frac{k_{c1}^M}{2 + k_{c1}^M \cdot T}$ $T_{c2}^M = 8 \cdot T_p + 3 \cdot T + 4 \cdot t_3$ $T_{c2}^M = 2 \cdot T_{c1}^M + T$	$k_{c2}^C = \frac{2 \cdot [\sqrt{(2 + k_{c1}^C \cdot T)^2 + (k_{c1}^C)^2 \cdot T^2} - (2 + k_{c1}^C \cdot T)]}{k_{c1}^C \cdot T^2}$ $T_{c2}^C \approx 8 \cdot T_p + 4 \cdot T + 4 \cdot t_3$ $T_{c2}^C \approx T_{c2}^M + T \approx 2 \cdot T_{c1}^C \approx 2 \cdot T_{c1}^M + 2 \cdot T$

Анализ формул для определения T_{c2} и T_{c1} показывает, что учет запаздывания в системе t_3 не зависит от типов рассмотренных выше интеграторов и датчиков скорости. Учет же влияния квантования по времени зависит от типа интегратора РС. Применение датчика среднего вместо датчика мгновенного значения скорости требует увеличения постоянной интегрирования разомкнутого контура скорости на величину, равную периоду квантования по времени. Иначе

$$T_{c2}^C \approx T_{c2}^M + T.$$

Этот результат согласуется с рекомендациями, полученными в [5].

Анализ переходных процессов в рассматриваемой системе проводился методом пространства состояний по методике, приведенной в [6]. Перерегулирование по скорости при подаче на вход скачкообразного входного воздействия мало зависит от периода квантования T (0...20 мс), величин T_p (4...10 мс), τ_3 (0...1), типов цифровых интеграторов и датчиков скорости и составляет примерно 4...9%. На рис. 3, а приведены графики зависимости номера такта n_c , при котором скорость достигает установившегося значения, а на рис. 3, б — зависимости номера такта n_m , при котором скорость достигает максимального значения, от λ при $\tau_3=0,5$ для интеграторов (1) и (2) (сплошные линии соответствуют системе с датчиком мгновенного, а штрих-пунктирные — с датчиком среднего значения скорости).

Отметим, что работа системы с интегратором типа (3) эквивалентна работе системы с интегратором (1) и запаздыванием, большим, чем на период ($t_{s1} = T + t_3$). Поэтому применение такого интегратора в контуре скорости не оправдано. Из графиков рис. 3 видно, что наиболее хорошими динамическими свойствами обладает контур скорости с интегратором (1) и датчиком мгновенного значения скорости.

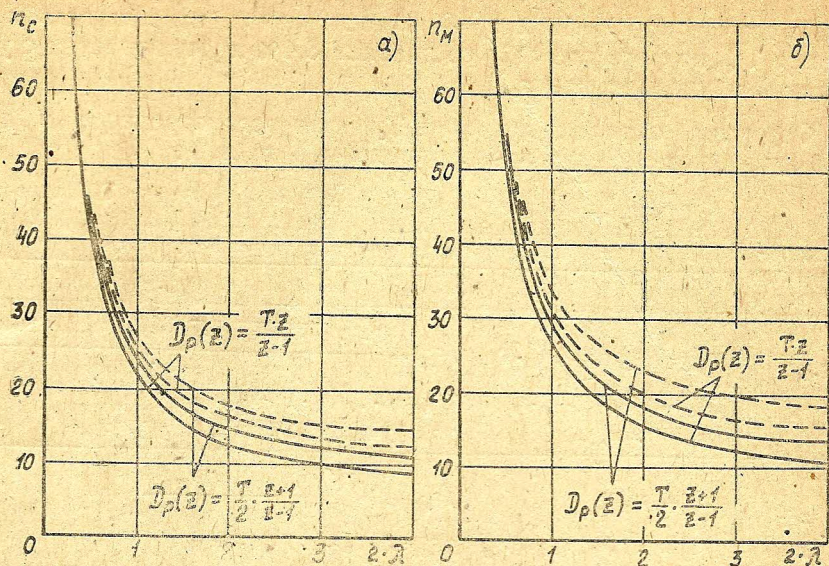


Рис. 3. Графики зависимостей для переходных функций контура скорости при $\tau_3=0.5$:
 а — $n_c(\lambda)$; б — $n_m(\lambda)$

ОПРЕДЕЛЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ КОНТУРА ПОЛОЖЕНИЯ

Коэффициент усиления разомкнутого контура положения k_n определим по передаточной функции системы от желаемого $\varphi_{ж}$ до реального φ угла поворота вала двигателя при найденных параметрах k_{c1} и k_{c2} . Для системы с интегратором (1) и датчиком мгновенного значения скорости имеем

$$W_{\varphi}(z) = \frac{\varphi(z)}{\varphi_{ж}(z)} = R_2 \cdot \frac{\sum_{i=1}^4 b_i \cdot z^{i+1}}{\sum_{i=0}^6 a_i \cdot z^i}, \quad (13)$$

где

$$R_2 = 0,5 \cdot k_{c1}^M \cdot k_{c2}^M \cdot T \cdot T_{\tau}; \quad b_0 = M_1 \cdot d^2 - d \cdot d^{\Delta} \cdot F_2;$$

$$b_1 = d^2 \cdot (M_3 - 2 \cdot M_2) - 2 \cdot d \cdot f + d^{\Delta} \cdot (F_3 + 3 \cdot d \cdot F_2);$$

$$b_2 = M_2 \cdot d^2 - 2 \cdot d \cdot f \cdot (M_3 - 2 \cdot M_2) + M_1 - 3 \cdot d^{\Delta} \cdot (F_3 + d \cdot F_2);$$

$$b_3 = -2 \cdot d \cdot f \cdot M_2 + M_3 - 2 \cdot M_2 + d^{\Delta} \cdot (3 \cdot F_3 + d \cdot F_2); \quad b_4 = M_2 - d^{\Delta} \cdot F_3;$$

$$M_1 = [1 + \lambda \cdot (1 - \Delta)]^2; \quad M_2 = 1 - 2 \cdot \lambda \cdot \Delta + \lambda^2 \cdot \Delta^2; \quad M_3 = \lambda \cdot [\lambda(1 + 2 \cdot \Delta) - 2];$$

$$F_2 = \sqrt{2} \cdot \cos[(1 - \Delta) \cdot \lambda - \pi/4]; \quad F_3 = \sqrt{2} \cos(\Delta \cdot \lambda + \pi/4);$$

$$a_0 = r_1 \cdot c_0; \quad a_1 = r_1 \cdot (c_1 - 2 \cdot c_0) - r_2 \cdot c_0 - d^2 + R_2 \cdot b_0;$$

$$a_2 = r_1 \cdot (c_2 - 2 \cdot c_1 + c_0) + r_2 \cdot (c_0 - c_1) + 3 \cdot d^2 + 2 \cdot d \cdot f + R_2 \cdot b_1;$$

$$a_3 = r_1 \cdot (c_3 - 2 \cdot c_2 + c_1) + r_2 \cdot (c_1 - c_2) - 3 \cdot d^2 - 6 \cdot d \cdot f - 1 + R_2 \cdot b_2;$$

$$a_4 = r_1 \cdot (c_2 - 2 \cdot c_3) + r_2 \cdot (c_2 - c_3) + d^2 + 6 \cdot d \cdot f + 3 + R_2 \cdot b_3;$$

$$a_5 = r_1 \cdot c_3 + r_2 \cdot c_3 - 2 \cdot d \cdot f - 3 + R_2 \cdot b_4; \quad a_6 = 1; \quad r_1 = k_{c1}^M \cdot T_{\tau}; \quad r_2 = k_{c1}^M \cdot k_{c2}^M \cdot T \cdot T_{\tau}.$$

Решение уравнения оптимизаций [4] применительно к (13) показало, что коэффициент усиления k_n^M и постоянная интегрирования T_n^M разомкнутого контура положения могут быть определены по формулам:

$$k_n^M = k_{c2}^M / 2, \quad T_n^M = 1 / k_n^M. \quad (14)$$

В случае использования в системе датчика среднего значения скорости

$$k_n^c = k_{c2}^c / (2 - k_{c2}^c \cdot T), T_n^c = 1/k_n^c = 2 \cdot T / (2 - k_{c2}^c \cdot T). \quad (15)$$

Исследования показали, что формулы (14) и (15) остаются справедливыми и для других типов цифровых интеграторов РС. В табл. 2 приведены значения постоянных интегрирования контура положения при различных типах интеграторов и датчиков скорости.

Таблица 2

Передаточная функция датчика	Передаточная функция интегратора		
	$\frac{T \cdot z}{z-1}$	$\frac{T}{2} \cdot \frac{z+1}{z-1}$	$\frac{T}{z-1}$
1	$T_n^c = 16 \cdot T_\mu + 2 \cdot T + 8 \cdot t_3$	$T_n^c = 16 \cdot T_\mu + 4 \cdot T + 8 \cdot t_3$	$T_n^c = 16 \cdot T_\mu + 6 \cdot T + 8 \cdot t_3$
$\frac{z+1}{2 \cdot z}$	$T_n^c \approx 16 \cdot T_\mu + 3 \cdot T + 8 \cdot t_3$	$T_n^c \approx 16 \cdot T_\mu + 5 \cdot T + 8 \cdot t_3$	$T_n^c \approx 16 \cdot T_\mu + 7 \cdot T + 8 \cdot t_3$

Исследование переходных функций контура положения показало, что перерегулирование составляет примерно 4...7% при изменении λ (0...10), τ_3 (0...1) и T_μ (4...10 мс) для системы с различными типами цифровых интеграторов и датчиков скорости. Качественные оценки, сделанные относительно влияния на динамические свойства контура скорости разных типов интеграторов и датчиков скорости, остаются справедливыми и для контура положения.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ КОРРЕКТИРУЮЩИХ КОЭФФИЦИЕНТОВ $\beta_1, \beta_2, \beta_3$

Коэффициенты компаундирующих связей на различных участках движения определяют по передаточной функции системы от желаемого $\epsilon_{ж}$ до действительного ϵ ускорений привода с учетом найденных выше коэффициентов k_{c1}, k_{c2} и k_n . Применяв методику оптимизации [4], можно показать, что коэффициенты β_1, β_2 и β_3 могут быть найдены путем решения системы трех нелинейных алгебраических уравнений.*

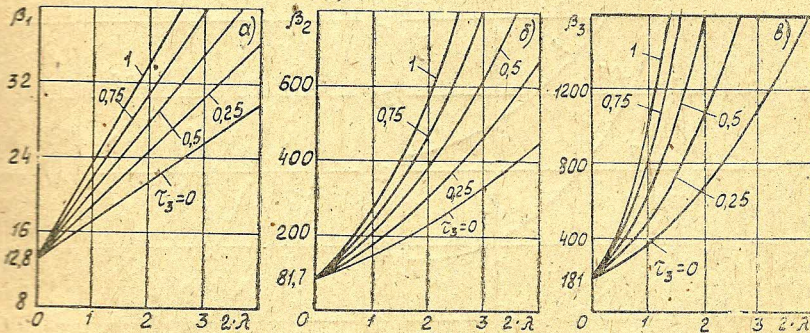


Рис. 4. Графики зависимостей: а — $\beta_1(\lambda, \tau_3)$; б — $\beta_2(\lambda, \tau_3)$; в — $\beta_3(\lambda, \tau_3)$ для системы с $D_p(z) = Tz/(z-1)$; $D_{лс}(z) = (z+1)/2z$; $D_{нз}(z) = T/2 \cdot (z+1)/(z-1)$

Графики зависимостей корректирующих коэффициентов в зависимости от λ и τ_3 , справедливые при работе системы на участках разгона (торможения) с интегратором (1) и датчиком среднего значения скорости, приведены на рис. 4. Исследования показали, что от типа

*Формулы не приводятся из-за их громоздкости.

интегратора $D_{из}(z)$ зависит только коэффициент корректирующей связи β_1 , коэффициенты β_2 и β_3 остаются одинаковыми при работе привода на любом участке движения. При $T \rightarrow 0$ значения β_1 , β_2 и β_3 совпадают с величинами ($\beta_1=12,8$; $\beta_2=81,7$; $\beta_3=181$), полученными при оптимизации аналогичной непрерывной системы [2]. Последнее подтверждает правильность полученных результатов.

В некоторых случаях может оказаться целесообразным использование в системе только двух первых компаундирующих связей β_1 и β_2 . Тогда они могут быть определены путем решения системы двух уравнений оптимизации [4] применительно к найденной передаточной функции системы от $\epsilon_{ж}$ до ϵ с определенным типом цифрового интегратора и датчика скорости. В этом случае при $T \rightarrow 0$ $\beta_1=9,5$ и $\beta_2=45,8$.

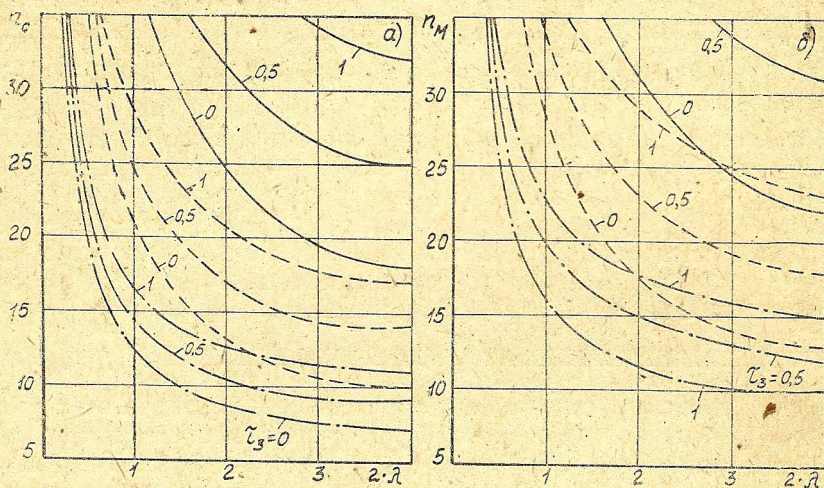


Рис. 5. Графики зависимостей: а — $n_c(\lambda, \tau_3)$; б — $n_M(\lambda, \tau_3)$ для системы с $D_p(z) = Tz/(z-1)$; $D_{лс}(z) = 1$; — $\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = 0$; - - - $\beta_3 = 0$; $\beta_1 \neq 0$; $\beta_2 \neq 0$; - - - $\beta_1 \neq 0$; $\beta_2 \neq 0$; $\beta_3 \neq 0$

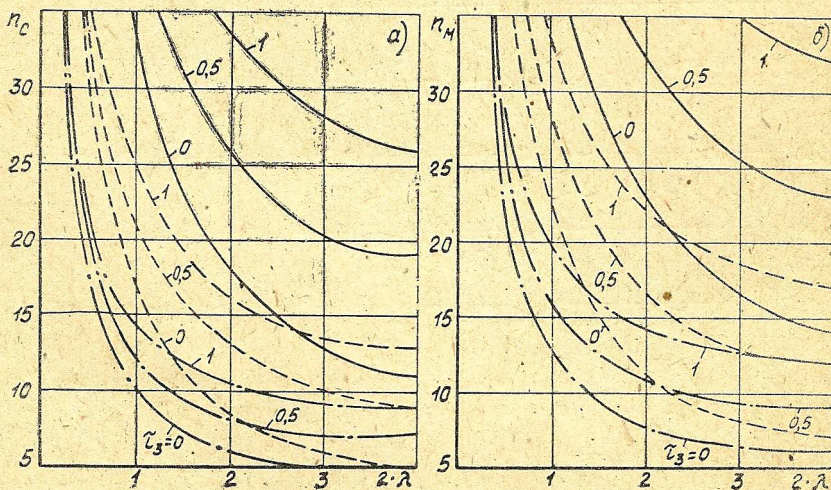


Рис. 6. Графики зависимостей: а — $n_c(\lambda, \tau_3)$; б — $n_M(\lambda, \tau_3)$ для системы с $D_p(z) = Tz/(z-1)$; $D_{лс}(z) = (z+1)/(2z)$; — $\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = 0$; - - - $\beta_3 = 0$; $\beta_1 \neq 0$; $\beta_2 \neq 0$; - - - $\beta_1 \neq 0$; $\beta_2 \neq 0$; $\beta_3 \neq 0$

Исследование переходных процессов в системе на цифровой модели показало, что перерегулирование по току на всех участках движения привода мало зависит от периода квантования T (0...20 мс), величин T_p (4...10 мс), τ_3 (0...1) и типов цифровых интегратора и датчика скорости и составляет примерно 2...7%. На рис. 5, а приведены графики зависимости номера такта n_c , при котором ток достигает установившегося значения, на рис. 5, б — зависимости номера такта n_m , при котором ток достигает максимального значения, от λ и τ_3 . Эти графики справедливы при работе системы с цифровым интегратором (1) и датчиком мгновенного значения скорости. Аналогичные зависимости для системы с датчиком среднего значения скорости приведены на рис. 6.

Из графиков видно, что с увеличением величины τ_3 динамические свойства системы ухудшаются. Ухудшение этих свойств происходит и при переходе от датчика мгновенного к датчику среднего значения скорости. Графики наглядно подтверждают эффективность применения компаундирующих связей, причем наибольший эффект достигается при применении в системе одновременно всех трех корректирующих коэффициентов.

Рассмотренная система может найти применение в механизмах, работающих в пускотормозных режимах, в которых требуется высокая точность регулирования положения. Система может быть реализована средствами современной микропроцессорной техники.

ЛИТЕРАТУРА

1. Лебедев Е. Д., Неймарк В. Е., Пистрак М. Я., Слежановский О. В. Управление вентильными электроприводами постоянного тока. — М.: Энергия, 1970, 199 с.
2. Коцегуб П. Х., 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. Бычков В. П., Алферов В. Г., Катарская А. А. Инвариантность в системах электропривода с последовательной коррекцией. — Промышленная энергетика, 1972, № 8.
4. Коцегуб П. Х., Колчев Е. В., Губарь Ю. В., Светличный А. В. Синтез дискретных систем управления по модульному оптимуму. — Изв. вузов СССР. Электромеханика, 1983, № 4, с. 9—13.
5. Коцегуб П. Х., Губарь Ю. В., Иванченко Ю. В. Синтез цифроаналоговых систем управления с датчиками среднего и мгновенного значений регулируемой координаты. — Электротехническая промышленность Сер. Электропривод, 1983, вып. 9 (119), с. 7—10.
6. Коцегуб П. Х., Губарь Ю. В. Цифроаналоговая система позиционного электропривода с задатчиком положения. — Изв. вузов СССР. Электромеханика, 1983, № 1, с. 123—128.

Рукопись поступила
17. 04. 84