

ISSN 0136—3603

МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО И СРЕДНЕГО  
СПЕЦИАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ СССР

---

ИЗВЕСТИЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ  
ЗАВЕДЕНИЙ

# ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА

6  
1983

ИЗДАНИЕ НОВОЧЕРКАССКОГО ОРДЕНА ТРУДОВОГО  
КРАСНОГО ЗНАМЕНИ ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА  
ИМЕНИ СЕРГО ОРДЖОНИКИДЗЕ



УДК 62-83

**ОПТИМИЗАЦИЯ ЦИФРОАНАЛОГОВОЙ СИСТЕМЫ ПОЗИЦИОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ЗАДАТЧИКОМ ПОЛОЖЕНИЯ**

*П. Х. Коцегуб, Ю. В. Губарь*

Разработана методика машинного синтеза цифроаналоговой системы позиционного электропривода с задатчиком положения из условия минимума интегральной квадратичной ошибки по току якоря двигателя и ограничениях, накладываемых на угловое ускорение и производную от углового ускорения по времени. Приведены результаты исследования системы на ЦВМ.

**Р**АССМАТРИВАЮТСЯ цифроаналоговые системы позиционного электропривода, работающие по заданной программе с ограниченными величинами ускорения (замедления) и скорости рабочего органа механизма.

В [1] показана целесообразность применения для этих целей позиционного электропривода с так называемым задатчиком положения (фильтром на входе системы [2]). Структурная схема такого электропривода при использовании для реализации задатчика и регулятора положения микроЭВМ представлена на рис. 1. В качестве объекта управления используется двигатель постоянного тока независимого возбуждения с тиристорным источником питания и аналоговыми контурами регулирования тока и скорости.

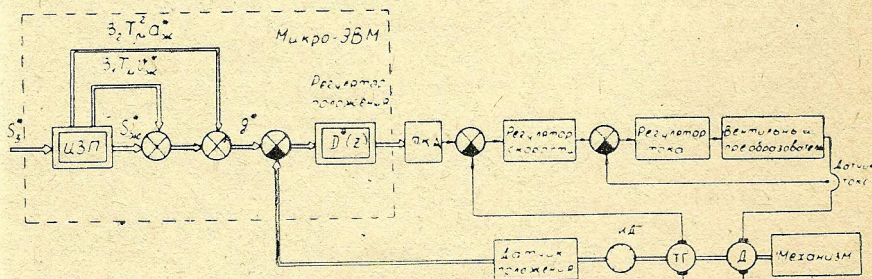


Рис. 1. Структурная схема цифроаналогового позиционного электропривода с задатчиком положения

Согласование цифрового выхода регулятора положения с аналоговым входом регулятора скорости осуществляет преобразователь код—аналог (ПКА), выполненный в виде экстраполятора нулевого порядка с фиксацией на период. Передаточная функция ПКА имеет вид

$$W_{\text{пка}}(p) = K_{\text{ка}} \frac{1 - e^{-Tp}}{p},$$

где  $K_{\text{ка}}$ —коэффициент передачи ПКА;  $T$ —период квантования по времени.



Датчик положения выполнен на основе реверсивного счетчика числа импульсов, поступающих с импульсного датчика (ИД), установленного на валу двигателя. Возможно применение и кодового датчика положения.

МикроЭВМ в качестве цифрового задатчика положения (ЦЗП) формирует управляющее воздействие  $g^*$ , являющееся линейной комбинацией желаемых законов изменения перемещения  $s^*_{ж}$ , скорости  $v^*_{ж}$  и ускорения  $a^*_{ж}$ .

$$g^* = S^*_{ж} + \beta_1 T_p v^*_{ж} + \beta_2^2 T_p a^*_{ж}. \quad (1)$$

Здесь  $\beta_1, \beta_2$  — коэффициенты; звездочкой обозначены сигналы, связанные с реальными соотношениями

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

где  $\Delta_x$  — интервал квантования по уровню координаты  $x$ .

Наличие компаундирующих связей по первой и второй производным от желаемого закона  $s^*_{ж}$  изменения регулируемой координаты позволяет осуществить принцип комбинированного управления и улучшить динамические свойства системы [1, 2]. В этой связи вполне очевидной является целесообразность решения задачи по оптимизации параметров  $\beta_1$  и  $\beta_2$  рассматриваемой системы.

**Постановка задачи.** Для косвенной оценки качества переходного процесса систем электропривода часто применяют интеграл от квадрата ошибки между желаемым (идеальным)  $I_{ж}$  и реальным  $I$  изменениями тока якоря двигателя:

$$J = \int_0^{t_k} [I_{ж}(t) - I(t, \beta_1, \beta_2)]^2 dt, \quad (2)$$

где  $t_k$  — время, по истечении которого ошибка между желаемым и реальным изменениями тока якоря становится меньше наперед заданной величины.

Применение такого критерия оправдано, например, при управлении позиционным электроприводом, оптимальным по нагреву двигателя, так как функционал (2) пропорционален дополнительному количеству тепла, выделяемого в обмотке якоря двигателя из-за неизбежного отклонения реального закона изменения тока от оптимального (желаемого).

Для реального электропривода могут быть наложены ограничения на угловое ускорение

$$|a(t)| = \left| \frac{dv(t)}{dt} \right| \ll a_m \quad (3)$$

и „рывок“

$$\left| \frac{da(t)}{dt} \right| \ll a'_m. \quad (4)$$

При постоянном магнитном потоке возбуждения двигателя ускорение пропорционально току якоря двигателя\*, поэтому ограничения (3) и (4) можно переписать в виде

$$|I(t)| \leq I_{доп}, \quad \left| \frac{dI(t)}{dt} \right| \ll I'_{доп}. \quad (5)$$

\*Принимается, что статическая нагрузка позиционного привода мала, то есть ток статической нагрузки  $I_c = 0$ .



Тогда математическая формулировка задачи оптимизации приобретает следующий вид: найти значения коэффициентов  $\beta_1$  и  $\beta_2$ , обеспечивающих минимум функционала (2) при ограничениях (5).

**Методика оптимизации.** Сложность математического описания цифроаналоговой системы, наличие ограничений затрудняют аналитическое решение поставленной задачи оптимизации. Поэтому целесообразным является рассмотрение численных методов с использованием ЦВМ.

При выборе приближенного решения функционал (2) заменяется суммой

$$J = \sum_{n=0}^{n=m} [I_{ж}(nT) - I(nT, \beta_1, \beta_2)]^2 T, \quad (6)$$

а производная тока якоря определяется из выражения

$$I'(nT, \beta_1, \beta_2) = \frac{I(nT, \beta_1, \beta_2) - I(nT-1T, \beta_1, \beta_2)}{T},$$

где  $m = E\left\{\frac{t_k}{T}\right\}$ ;  $E$ —символ целой части.

Текущие значения тока якоря  $I(nT, \beta_1, \beta_2)$ , необходимые для определения функционала (6) и выполнения ограничений

$$\left. \begin{aligned} I_M = \max |I(nT, \beta_1, \beta_2)| &\leq I_{доп}, \quad n=1, 2, \dots, m; \\ I'_M = \max |I'(nT, \beta_1, \beta_2)| &\leq I'_{доп}, \quad n=1, 2, \dots, m, \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

могут быть определены по методике, изложенной в [3], с использованием метода пространства состояний.

В том случае, когда  $I_{ж}(t) = I_y = \text{const}$ , для повышения точности вычисления функционала (2) сумму (6) целесообразно заменить выражением

$$J = \sum_{n=0}^{n=m} \left[ (I_y - I(nT-1T))(I_y - I(nT)) + \frac{(I(nT) - I(nT-1T))^2}{3} \right] T, \quad (8)$$

полученным в предположении, что ток на участках между моментами его вычисления  $I(nT)$ ,  $I(nT-1T)$  изменяется по линейному закону.

Поставленная задача оптимизации параметров  $\beta_1$  и  $\beta_2$  цифрового позиционного электропривода может быть сформулирована как задача нелинейного программирования с ограничениями типа неравенств: минимизировать  $J(\beta)$ ,  $\beta = [\beta_1, \beta_2]$  при наличии ограничений (7).

С вычислительной точки зрения поставленная задача характеризуется высокой сложностью вычисления функции цели (для расчета требуется многократное решение системы алгебраических и дифференциальных уравнений); ограничения (7) необходимо вычислять совместно с функцией цели; аналитическое определение выражений для частных производных  $J$  по  $\beta$  невозможно, а численное их вычисление требует больших затрат машинного времени.

Наиболее приемлемым для решения данной задачи является метод барьерных поверхностей, так как он достаточно просто снимает ограничения типа неравенств [4]. Штрафная функция при этом берется в виде

$$P(\beta_1, \beta_2, r) = J(\beta_1, \beta_2) + r \left( \frac{k_1}{I_{доп} - I_M} + \frac{k_2}{I'_{доп} - I'_M} \right), \quad (9)$$

где  $r$ —параметр, значение которого убывает с каждым циклом;  $k_1, k_2$ —положительные весовые коэффициенты.

Первое слагаемое в (9)—сама функция цели, второе и третье—штраф за нарушение ограничений (7). При приближении к границе



Изнутри ( $I_{доп} - I_m \rightarrow 0$  или  $I'_{доп} - I'_m \rightarrow 0$ ) величина штрафа резко возрастает—вдоль ограничений выстроен барьер. Хотя структура поверхности  $P(\beta_1, \beta_2, r)$  значительно сложнее, чем у  $J(\beta_1, \beta_2)$  для минимизации (9) возможно применение, вообще говоря, любого метода без-

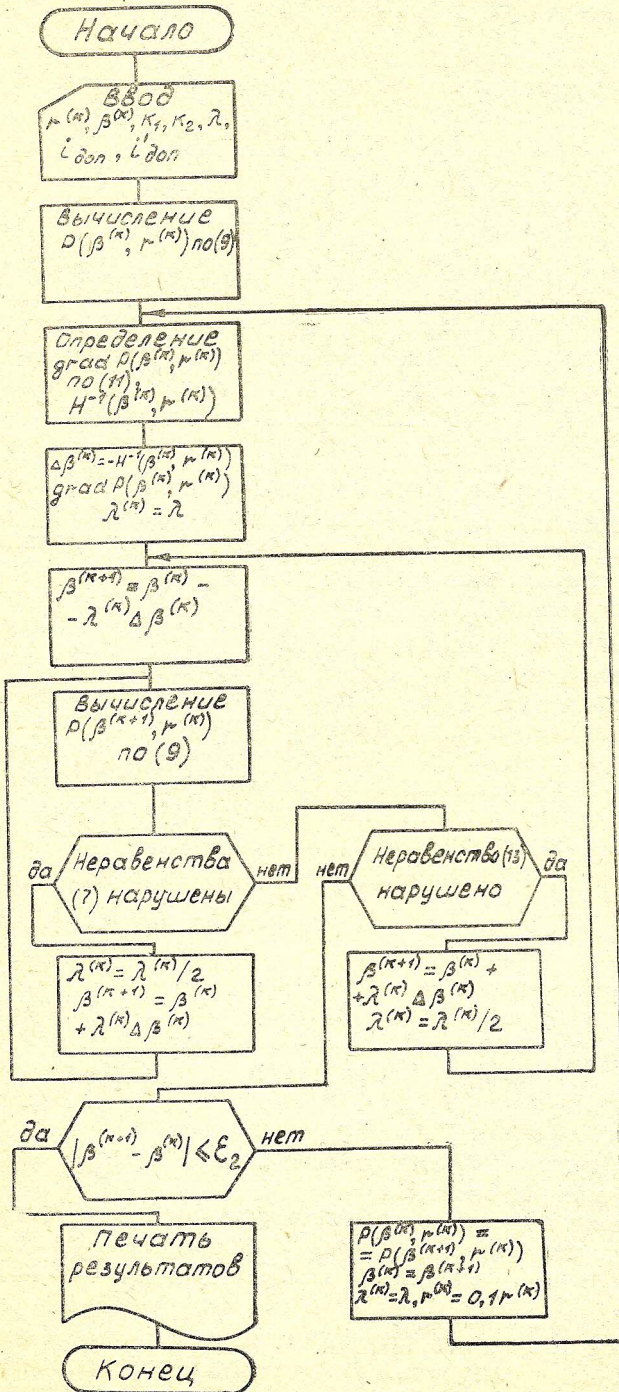


Рис. 2. Блок-схема алгоритма решения задачи нелинейного программирования



условной оптимизации. Для безусловной оптимизации присоединенной функции (9) принимаем метод Ньютона-Рафсона, позволяющий выбрать не только направление поиска, но и длину шага вдоль него [5].

Вычислительная процедура при этом методе выглядит так:

$$\beta^{(k+1)} = \beta^{(k)} - \lambda^{(k)} H^{-1}(\beta^{(k)}, r^{(k)}) \text{grad}(\beta^{(k)}, r^{(k)}), \quad (10)$$

где  $\beta^{(k+1)}$  и  $\beta^{(k)}$  — значения координат  $\beta_1$  и  $\beta_2$  на  $(k+1)$ -м и  $k$ -м шагах вычислительного процесса;  $\lambda^{(k)}$  — параметр длины шага;

$$\text{grad} P(\beta^{(k)}, r^{(k)}) = \begin{bmatrix} \frac{\partial P(\beta^{(k)}, r^{(k)})}{\partial \beta_1} \\ \frac{\partial P(\beta^{(k)}, r^{(k)})}{\partial \beta_2} \end{bmatrix} \quad (11)$$

— градиент функции  $P(\beta, r)$  в точке с координатами  $\beta^{(k)}, r^{(k)}$ ;

$$H(\beta^{(k)}, r^{(k)}) = \begin{bmatrix} \frac{\partial^2 P(\beta^{(k)}, r^{(k)})}{\partial \beta_1^2} & \frac{\partial^2 P(\beta^{(k)}, r^{(k)})}{\partial \beta_1 \partial \beta_2} \\ \frac{\partial^2 P(\beta^{(k)}, r^{(k)})}{\partial \beta_2 \partial \beta_1} & \frac{\partial^2 P(\beta^{(k)}, r^{(k)})}{\partial \beta_2^2} \end{bmatrix} \quad (12)$$

— матрица Гессе;  $H^{-1}(\beta^{(k)}, r^{(k)})$  — матрица, обратная матрице Гессе.

Параметр длины шага  $\lambda^{(k)}$  выбирается из условия обеспечения убывания присоединенной функции (9) на каждой итерации [5].

Для вычисления частных производных функции  $P(\beta, r)$  по оптимизируемым параметрам  $\beta_1$  и  $\beta_2$  проведена их аппроксимация разностными соотношениями [6].

Блок-схема алгоритма решения поставленной задачи нелинейного программирования приведена на рис. 2. Этот алгоритм, как отмечалось ранее, реализует метод барьерных поверхностей, то есть минимизация функции  $J(\beta_1, \beta_2)$  сводится к последовательной оптимизации (на каждом  $k$ -м цикле) присоединенной функции вида (9). Величины  $r, k_1, k_2$  выбираются экспериментальным путем. Весовой коэффициент  $r^{(k)}$  изменяется на каждом  $k$ -м цикле по формуле [4]

$$r^{(k+1)} = 0,1 r^{(k)}.$$

Значения коэффициентов  $k_1$  и  $k_2$  должны выбираться такими, чтобы все слагаемые в (9) после надлежащего масштабирования оказались по возможности величинами одного порядка [4].

Решение задачи считается найденным (с соответствующей погрешностью), когда совместно выполняются условия

$$|P(\beta^{(k+1)}, r^{(k+1)}) - P(\beta^{(k)}, r^{(k)})| \ll \varepsilon_1; \quad (13)$$

$$|\beta^{(k+1)} - \beta^{(k)}| \ll \varepsilon_2, \quad (14)$$

где  $\varepsilon_1$  и  $\varepsilon_2$  — допустимые погрешности в определении присоединенной функции и координат системы.

Исследования показали эффективность рассмотренного метода оптимизации и достаточное быстродействие — время решения задачи, запрограммированной на языке АЛГОЛ для ЭВМ М222 составляет 15—25 минут.

В качестве желаемого принят оптимальный по быстродействию закон изменения регулируемой координаты при ограничениях на ускорение и скорость (рис. 3). Регулятор скорости выполнен пропорциональным; настройка контуров регулирования тока и скорости осуществлена в соответствии с требованиями модульного оптимума (постоянные интегрирования соответствующих разомкнутых контуров приняты



равными  $T_T = 2T_\mu$ ,  $T_c = 2T_T$  [7]). Значения малой некомпенсированной постоянной времени токового контура  $T_\mu$  варьировались в пределах 4–8 мс. МикроЭВМ рассчитывает управляющее воздействие  $g^*$  и осуществляет сравнение его с кодом, соответствующим реальному значению регулируемой координаты. Постоянная интегрирования разомкнутого контура положения определена из условия

$$T_{II} = 2\left(T_c + \frac{T}{2}\right),$$

в котором влияние эффекта квантования по времени  $T$  учтено в соответствии с рекомендациями [8].

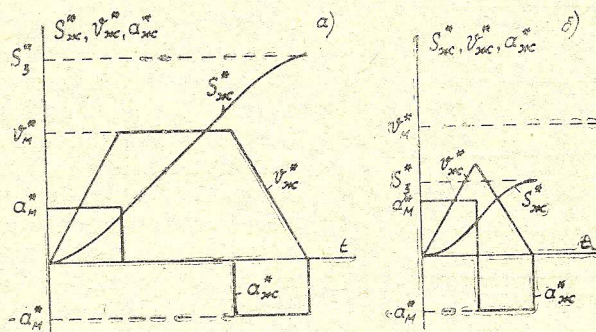


Рис. 3. Оптимальные по быстродействию законы изменения  $s_{ж}^*(t)$ ,  $v_{ж}^*(t)$ ,  $a_{ж}^*(t)$  при обработке заданного перемещения  $s_3^*$ : а — с участком установившегося движения; б — без участка установившегося движения

При таком расчете дискретного контура положения и малом квантовании по уровню переходная функция контура положения имеет перерегулирование  $\sigma = 3,5 - 5,5\%$  при достаточно широком диапазоне изменения  $T = 1 - 10$  мс и  $T_\mu = 4 - 8$  мс. Эти значения  $\sigma$  близки к величине, присущей непрерывной системе при настройке контура положения на модульный оптимум ( $T_{II} = 2T_c$ ) [7].

Анализ результатов исследования показал, что минимум интегральной квадратичной ошибки (ИКО) по току при отсутствии ограничения на  $a_m$  и  $a'_m$  в процессе оптимизации и малой величине квантования по уровню имеет место при следующих параметрах компаундирующих связей:  $\beta_1 = 5,3 - 5,6$ ;  $\beta_2 = 24 - 25$ . Перерегулирование по току

$$\sigma_T = \frac{I_M - I_Y}{I_Y} \cdot 100$$

составляет 16–19%. Эти значения  $\beta_1$ ,  $\beta_2$  и  $\sigma_T$  близки к тем, которые получены аналитически для аналоговой системы, выполненной в аналоговом варианте ( $\beta_1 = 5,3$ ;  $\beta_2 = 24$ ;  $\sigma_T = 16\%$  [1]).

Ограничение максимальных значений ускорения  $a_m$  и скорости изменения ускорения  $a'_m$  („рывка“), а следовательно, тока  $I_M = I'_{мдоп}$  и производной по току  $I''_M = I''_{мдоп}$  на уровнях, меньших соответствующих значений  $I_{мбо}$ ,  $I''_{мбо}$ , имеющих место при отсутствии ограничений на соответствующие переменные, требует изменения настройки компаундирующих связей  $\beta_1$  и  $\beta_2$ . Причем ограничение  $I_M = I_{доп}$ , а следовательно, допустимое перерегулирование по току

$$\sigma_{тдоп} = \frac{I_{доп} - I_Y}{I_Y} \cdot 100$$

до уровня, при котором  $\sigma_{тдоп} > 8\%$ , не приводит к заметному увеличению функционала  $J$ . Дальнейшее ограничение величины  $I_M$  сопровож-



дается резким увеличением  $J$  (см. график зависимости  $J(\sigma_{\text{доп}})$ , рис. 4). График зависимости  $J(I_{\text{доп}}/I_{\text{мб0}})$ , приведенный на этом же рисунке,

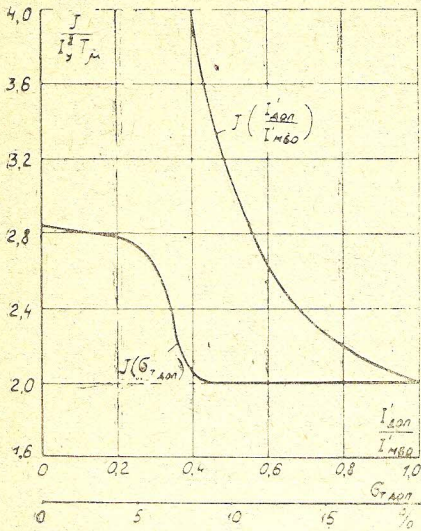


Рис. 4. Графики зависимости функционала  $J$  от допустимого перерегулирования по току и от допустимой скорости изменения тока

свидетельствует о том, что ограничение скорости изменения ускорения  $a'_m$  (тока  $I'_m$ ) может привести к существенному ухудшению качества процесса управления.

Таким образом, разработанная здесь методика синтеза совместно с программой вычисления динамических режимов рассматриваемых позиционных приводов с задатчиком положения [3] позволяет выбрать такие параметры компаундирующих связей  $\beta_1$  и  $\beta_2$ , при которых обеспечивается наилучшая, в смысле минимума ИКО по току, работа системы. Она также успешно может быть применена и для случаев, когда из-за влияния эффекта квантования по уровню может оказаться целесообразным заведение компаундирующих связей по скорости и ускорению не ко входу дискретного регулятора положения, а ко входу аналогового регулятора скорости.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Коцегуб П. Х., Толочко О. И., Светличный А. В., Губарь Ю. В. Система позиционного электропривода с задатчиком положения.—Изв. вузов. Электромеханика, 1982, № 3, с. 331—337.
2. А.с. 840789 (СССР) Фильтр для систем автоматического регулирования/ П. Х. Коцегуб, О. И. Толочко—Опубл. в Б.И. 1981, № 23.
3. Коцегуб П. Х., Губарь Ю. В. Цифроаналоговая система позиционного электропривода с задатчиком положения.—Изв. вузов, Электромеханика, 1983, № 1, с. 123—128.
4. Химмельблау Д. Прикладное нелинейное программирование.—М.: Мир, 1975, 536 с.
5. Моисеев Н. Н., Иванюков Ю. П., Столярова Е. М. Методы оптимизации.—М.: Наука, 1978, 352 с.
6. Годунов С. К., Рябенский В. С. Разностные схемы (введение в теорию). Учебное пособие.—М.: Наука, 1977, 440 с.
7. Лебедев Е. Д., Неймарк В. Е., Пистрак М. Я., Слежановский О. В. Управление вентильными электроприводами постоянного тока.—М.: Энергия, 1970, 199 с.
8. Бесекерский В. А. Цифровые автоматические системы.—М.: Наука, 1976, 576 с.

Рукопись поступила  
29. 01. 82