

ISSN

0136—3603

МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО И СРЕДНЕГО
СПЕЦИАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ СССР

1958



1983

ИЗВЕСТИЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ
ЗАВЕДЕНИЙ

ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА

1
1983

ИЗДАНИЕ НОВОЧЕРКАССКОГО ОТДЕЛА ТРУДОВОГО
КРАСНОГО ЗНАМЕНИ ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
ИМЕНИ СЕРГО ОРДЖОНИКИДЗЕ

УДК 621.34

ЦИФРОАНАЛОГОВАЯ СИСТЕМА ПОЗИЦИОННОГО
ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ЗАДАТЧИКОМ ПОЛОЖЕНИЯ

П. Х. Коцегуб, Ю. В. Губарь

Разработана методика исследования цифроаналоговых систем позиционного электропривода с задатчиком на ЦВМ. Показана ее эффективность и возможность применения для машинного синтеза рассматриваемого класса систем.

РАССМАТРИВАЮТСЯ цифроаналоговые системы позиционного электропривода постоянного тока, работающие по заданной программе с ограниченными величинами ускорения и скорости. По сравнению с соответствующими аналоговыми системами позиционного электропривода цифроаналоговые обладают рядом достоинств, таких, как возможность получения большей точности позиционирования и надежности, высокой помехоустойчивостью и т. д. При этом облегчается создание иерархических комплексов АСУ электроприводами за счет использования стандартных узлов сопряжения между нижним уровнем управления электроприводами и вышестоящими комплексами.

Для таких систем широкое распространение получила схема, построенная по принципу подчиненного регулирования и включающая два аналоговых регулятора (тока и скорости) и цифровой—положения. Цифровой регулятор положения (РП) выделяет отклонение реального положения от заданного и осуществляет операцию извлечения корня квадратного из этого отклонения. Согласование цифрового регулятора положения с аналоговым контуром регулирования скорости осуществляется преобразователем код-аналог (ПКА). Недостаток такой схемы состоит в необходимости реализации в каждом такте работы достаточно сложной, требующей большого количества времени, операции извлечения корня квадратного. Кроме того, при работе такой системы наблюдаются перерегулирования по положению, вызванные инерционностью контура регулирования скорости [1]. Коррекция нелинейности регулятора положения с целью исключения перерегулирования еще больше усложняет алгоритм работы цифрового регулятора положения.

Названные недостатки могут быть устранены, если систему снабдить цифровым задатчиком положения (ЦЗП), как это показано на рис. 1. Звездочкой на схеме обозначены сигналы, связанные с реальными соотношениями

$$x^* = \frac{x}{\Delta_x}, \quad (1)$$

где Δ_x —интервал квантования по уровню координаты x .

Целая часть E дискретного сигнала x^* обозначена двумя звездочками, то есть

$$x^{**} = E(x^*), \quad (2)$$

где E —символ целой части.

Цифровой задатчик положения формирует сигнал желаемого закона $S_{ж}^*$ отработки заданного перемещения S_3^* и сигналы $\beta_1 T_{\mu} \omega_{ж}^*$ и $\beta_2 T_{\mu}^2 \epsilon_{ж}^*$, пропорциональные желаемым законам изменения скорости и ускорения. Сумма этих сигналов представляет управляющее воздействие g^* , которое подается на вход регулятора положения, осуществляющего линейный алгоритм преобразования (в простейшем случае сравнение кодов управляющего воздействия g^* и реального значения регулируемой координаты S^{**} , поступающего от датчика положения)*. В качестве датчика скорости применен тахогенератор (ТГ). Двигатель постоянного тока питается от управляемого вентильного преобразователя.

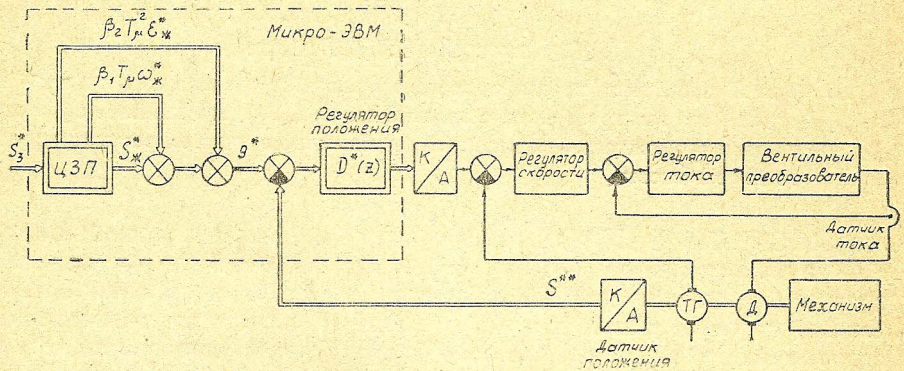


Рис. 1. Структурная схема позиционного электропривода с задатчиком положения

Контур регулирования положения работает в режиме отработки управляющего воздействия. 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.

Функции цифрового задатчика положения и цифрового регулятора положения могут быть возложены на микроЭВМ. Величины заданного перемещения S_3^* поступают от вычислительной машины более высокого уровня либо хранятся в блоке памяти микроЭВМ, реализующей задатчик.

Для правильного выбора элементной базы (разрядности микроЭВМ, ее быстродействия и т. д.), а также рациональных алгоритмов работы отдельных элементов системы и уточнения ее динамических и статических характеристик весьма полезным является исследование последней на ЦВМ.

Реализация программ работы цифрового задатчика положения обычно не вызывает затруднений. В качестве желаемых законов изменения регулируемых координат $S_{ж}^*(t)$ можно принимать оптимальные по определенному критерию законы, полученные без учета электромагнитной инерционности силовой цепи преобразователь-двигатель и управляющей части. Такие законы, например, при оптимизации системы по быстродействию и ограничениях на угловую частоту вращения вала двигателя $|\omega(t)| \leq \omega_m$ и угловое ускорение $|\epsilon(t)| = \left| \frac{d\omega}{dt} \right| \leq \epsilon_m$ представлены на рис. 2, где

$\Delta S_3^* = S_3^* - S_n^*$ — заданная величина перемещения; S_3^* , S_n^* — заданное

* Возможен и иной принцип реализации компаундирующих связей, когда сигналы $\beta_1 T_{\mu} \omega_{ж}^*$ и $\beta_2 T_{\mu}^2 \epsilon_{ж}^*$ заводятся на вход регулятора скорости.

и исходное для данного цикла работы привода положения рабочего органа механизма.

Для анализа рассматриваемой системы с цифровым задатчиком и регулятором положения целесообразно воспользоваться методом пространства состояний [2]. Схемы можно представить в виде непрерывной и дискретной части (рис. 3). Непрерывная часть системы в векторной форме описывается уравнением

$$\frac{dX}{dt} = AX + Dm(t), \quad (3)$$

где

$$X(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_n(t) \end{bmatrix} - \quad (4)$$

вектор состояния системы; $m(t)$ — кусочно-постоянная на интервале управления функция, представляющая выходной сигнал ПКА, одновременно выполняющего функции экстраполятора нулевого порядка с фиксацией на период T и имеющего передаточную функцию

$$W_{\text{ПКА}}^0 = K_{\text{КА}} \frac{1 - e^{-Tp}}{p}, \quad (5)$$

D — коэффициентная матрица-столбец; A — коэффициентная квадратная матрица; $K_{\text{КА}}$ — коэффициент передачи ПКА.

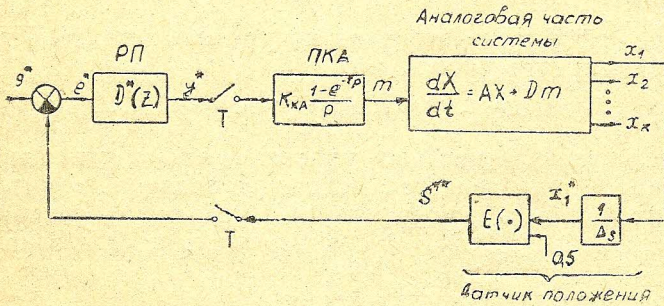


Рис. 3. Преобразованная структурная схема позиционного электропривода

В качестве координаты x_1 целесообразно принять перемещение s , x_2 — частоту вращения двигателя ω , x_3 — угловое ускорение двигателя ϵ и т. д.

При решении дифференциального уравнения (3) необходимо учесть, что микроЭВМ работает в следующей последовательности:

- а) вычисляет управляющее воздействие $g^*(nT)$, на что ей требуется время $\tau_{\text{упр}}$;
- б) осуществляет опрос содержимого датчика положения;
- в) выполняет алгоритм работы регулятора положения, на что затрачивается время $\tau_{\text{алг}}$;

Рис. 2. Оптимальные по быстродействию законы изменения $S_{ж}^*(t)$, $\omega_{ж}^*(t)$, $\epsilon_{ж}^*(t)$: а — с участком установившегося движения; б — без участка установившегося движения

г) выдает информацию $y^*(nT)$, которая хранится в течение периода квантования T в выходном регистре.

Время на опрос и выдачу информации можно положить равным нулю, тогда наименьший период квантования по времени $T = \tau_{\text{упр}} + \tau_{\text{алг}}$. Так как выходной сигнал регулятора положения $y^*(nT - \tau_{\text{алг}})$ формируется на время, равное $\tau_{\text{алг}}$, позже, чем осуществляется опрос содержимого задатчика $g^*(nT)$ и датчика положения $x^{**}_1(nT)$, смена управляющего воздействия m осуществляется в моменты времени $nT + \tau_{\text{алг}}$. Поэтому решение уравнения (3) на каждом шаге целесообразно представить в виде

$$X(nT + 1T + \tau_{\text{алг}}) = \Phi(T)X(nT + \tau_{\text{алг}}) + H(T)m(nT + \tau_{\text{алг}}), \quad (6)$$

где $\Phi(T) = e^{AT}$ — матрица перехода системы; $X(nT + \tau_{\text{алг}})$ — вектор начальных условий;

$$H(T) = \int_0^T \Phi(\tau)Dd\tau.$$

Решение этого уравнения не представляет затруднений, так как сводится к простой процедуре перемножения матриц. При этом следует принять

$$m(nT + \tau_{\text{алг}}) = K_{\text{ка}} \cdot y^*(nT), \quad (7)$$

где $y^*(nT)$ — выходной сигнал цифрового регулятора положения, определяемый алгоритмом его работы без учета временного запаздывания.

Входным для регулятора положения служит сигнал

$$e^*(nT) = g^*(nT) - x^{**}_1(nT),$$

где $x^{**}_1(nT)$ — содержимое датчика положения, связанное с регулируемой координатой x_1 соотношением [3]

$$x^{**}_1(nT) = E \left(\frac{x_1(nT)}{\Delta_s} + 0,5 \right) \text{sign} x_1(nT),$$

учитывающим эффект квантования по уровню датчика. При определении $x^{**}_1(nT)$ следует учесть, что

$$X(nT + 1T) = \Phi(T - \tau_{\text{алг}})X(nT + \tau_{\text{алг}}) + H(T - \tau_{\text{алг}})m(nT + \tau_{\text{алг}}).$$

Интервал квантования по уровню Δ_s (цена единицы младшего разряда датчика) определяется исходя из заданной точности работы системы и может быть скорректирован условиями, накладываемыми на величину колебаний тока якоря двигателя в установившихся режимах.

Для кодового датчика положения

$$\Delta_s = \frac{x_{1\text{м}}^*}{2^N - 1},$$

где $x_{1\text{м}}^*$ — значение квантуемой величины, соответствующее максимальному значению N -разрядного двоичного кода датчика.

Если датчик положения основан на счете импульсов цифрового датчика скорости, установленного на валу двигателя, то

$$\Delta_s = \frac{2\pi}{z} \cdot A_n,$$

где z — число импульсов, выдаваемых датчиком скорости при одном обороте вала двигателя; A_n — коэффициент пропорциональности между

линейным и угловым перемещениями, мм/рад (в статье отождествлены линейные и угловые величины, то есть $A_n=1$).

Алгоритм работы регулятора положения в общем случае можно записать в виде

$$y^*(nT) = B_0 e^*(nT) + B_1 e^*(nT-1T) + B_2 e^*(nT-2T) + \dots + B_e e^*(nT-eT) - A_1 y^*(nT-1T) - A_2 y^*(nT-2T) - \dots - A_e y^*(nT-eT). \quad (10)$$

В частном случае, когда регулятор положения осуществляет сравнение кодов задатчика g^* и датчика x^{**} положения, имеем

$$y^*(nT) = e^*(nT) = g^*(nT) - x^{**}_1(nT).$$

Составленная в соответствии с приведенными выше соображениями блок-схема программы вычисления динамического режима в системе регулирования положения приведена на рис. 4. При составлении блок-схемы за исходное состояние системы принято состояние покоя. Поэтому $X(\tau_{\text{АЛГ}}) = X(0)$.

На рис. 5, а* представлены графики изменения ускорения привода $\varepsilon(nT)$ (тока якоря двигателя), частоты вращения $\omega(nT)$ и перемещения $S^* \Delta_s(nT)$, полученные по приведенной выше методике для системы, контуры регулирования тока и скорости которой рассчитаны в соответствии с требованиями модульного оптимума. В этой связи передаточная функция контура регулирования скорости принята равной [4]

$$K_{\text{КС}}(p) = \frac{\omega(p)}{\omega_s(p)} = \frac{1}{8T_\mu^3 p^3 + 8T_\mu^2 p^2 + 4T_\mu p + 1},$$

где ω_s — заданное значение скорости; T_μ — малая некомпенсируемая постоянная времени контура регулирования тока (принята равной 0,005 с).

Цифровой регулятор положения осуществляет операцию сравнения задания $g^*(nT)$ и содержимого датчика положения $x^{**}_1(nT)$. Постоянная интегрирования разомкнутого контура положения T_n выбрана из условия

$$T_n = 2 \left(4T_\mu + \frac{T}{2} \right),$$

при котором обеспечивается близкая к модульному оптимуму настройка контура без учета квантования по уровню. Период квантования $T=5$ мс; $\omega_m=100$ рад/с; $\varepsilon_m=200$ рад/с²; $A_n=1$ мм/рад; $S_3=100$ мм; $z=1200$ имп/об; $\beta_1=\beta_2=0$; $\tau_{\text{АЛГ}}=0$.

Как видно из графиков, качество переходных процессов практически совпадает с таковыми для аналоговых контуров регулирования. Например, время t_c первого согласования тока с установившимся

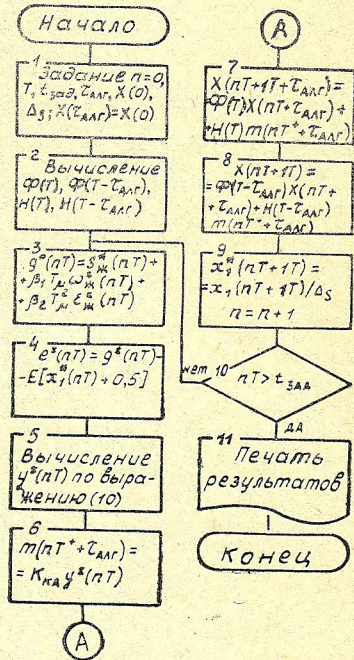


Рис. 4. Блок-схема программы вычисления динамического режима

* Ступенчатые графики на рис. 5, а заменены гладкими из-за трудности изображения дискретных функций в принятом масштабе времени.

ся значением и перерегулирование составляет $\approx 15T_p$, $\sigma = 5\%$. Последнее положение объясняется тем, что малыми являются как период квантования T , так и интервал квантования $\Delta_s = 0,00523$ мм.

Целесообразность введения компаундирующих связей подтверждается графиками переходных процессов для тока якоря двигателя (ускорения привода), представленными на рис. 5, б для начального периода ускорения привода при $\beta_1 = 4,75$, $\beta_2 = 11,3$ и при $\beta_1 = \beta_2 = 0$. Как видно из графиков, время первого согласования тока с установившимся значением уменьшилось примерно вдвое ($t_c \approx 7,1T_p$). Уменьшается при этом и максимально возможная ошибка воспроизведения заданного закона движения.

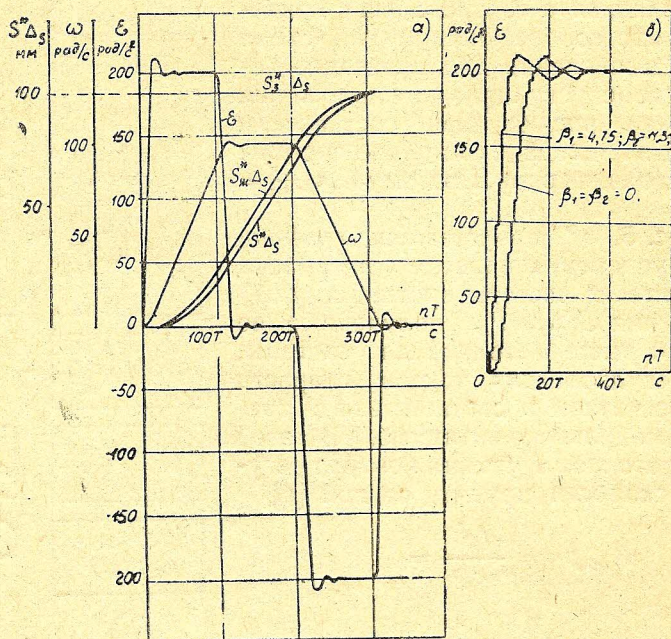


Рис. 5. Графики переходных процессов

Эффективность программы вычислений динамических режимов подтверждается малым машинным временем, необходимым для расчетов переходных процессов. Так, например, для просчета 100 шагов требуется 10 с (на ЭЦВМ М-222). Это свидетельствует о том, что программа может быть успешно применена не только для анализа, но и для машинного синтеза системы—выбора параметров регулятора положения и коэффициентов компаундирующих связей β_1 и β_2 , при которых обеспечивается наилучшая в определенном смысле работа системы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бай Р. Д., Фельдман А. В. Анализ процессов точного позиционирования электропривода. —Электропривод, 1972, вып. 7(16)—8(17), с. 5—8.
2. Ту Ю. Современная теория управления. —М.: Машиностроение, 1971, 472 с.
3. Батоврин А. А., Дашевский П. Г. и др. Цифровые системы управления электроприводами. —М.: Энергия, 1977, 256 с.
4. Лебедев Е. Д., Неймарк В. Е., Пистрак М. Я., Слежановский О. В. Управление вентильными электроприводами постоянного тока. —М.: Энергия, 1970, 199 с.

Рукопись поступила

первоначально 19. 06. 81
после доработки 03. 11. 81