

УДК 62-83

**СИСТЕМА ПОЗИЦИОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С  
ЗАДАТЧИКОМ ПОЛОЖЕНИЯ***П. Х. Коцегуб, О. И. Толочко, А. В. Светличный, Ю. В. Губарь*

Предложена система позиционного электропривода с линейным регулятором положения и задающим устройством, состоящим из нелинейного элемента, усилителя с релейной характеристикой и двух интеграторов. Система отличается простотой настройки и высокой точностью обработки заданного закона движения.

**РАССМАТРИВАЮТСЯ** системы регулирования положения вентильным приводом постоянного тока, работающие по заданной программе с ограниченными величинами ускорения (замедления) и скорости.

Для таких систем широкое распространение получила схема, построенная по принципу подчиненного регулирования и включающая три контура: тока (КРТ), скорости, положения. Регулятор положения (РП) выполнен нелинейным. Его выходное напряжение ограничено на уровне, соответствующем значению максимальной скорости  $\omega_m$  привода, а коэффициент усиления на начальном участке статической характеристики выбирается в зависимости от требуемого качества обработки малых перемещений [1].

При работе такой системы с РП, осуществляющим операцию извлечения квадратного корня, наблюдается перерегулирование по положению, вызванное инерционностью контура скорости. Это приводит к необходимости реализации достаточно сложной нелинейности, что является недостатком системы [2]. Кроме того, рассматриваемая система не обеспечивает независимости ускорения от величины статического момента. Устранение последнего явления за счет установки задатчика интенсивности между РП и регулятором скорости несколько повышает инерционность системы и требует тщательного согласования замедлений, обусловленных настройками РП и задатчика, так как нарушение его может привести либо к повышению перерегулирования по положению, либо к затягиванию переходных процессов на участке окончания обработки перемещения (понижению быстродействия системы).

Для устранения статической ошибки по положению  $\Delta S_c$ , являющейся нежелательной для систем с повышенными требованиями по точности, рекомендуется применять вместо пропорционального пропорционально-интегральный регулятор скорости. Однако в этом случае для понижения колебательности переходных процессов необходима установка на входе контура скорости апериодического звена, что существенно повышает инерционность системы регулирования положения и как следствие понижает ее быстродействие.

В определенной мере отмеченные недостатки могут быть уменьшены за счет иного принципа построения системы, состоящего в формировании на входе контура регулирования положения с линейным РП сигнала, пропорционального заданному (желаемому) закону изменения регулируемой координаты  $S_{ж}(t)$ . Эту задачу можно возложить на задатчик положения (ЗП), структурная схема которого приведена на рис. 1. Точность отработки заданного закона движения определяется только динамическими свойствами линейного контура положения и может быть повышена применением принципа комбинирования управления, состоящего в формировании на входе этого контура сигналов, пропорциональных производным от управляющего воздействия  $S_{ж}(t)$ .

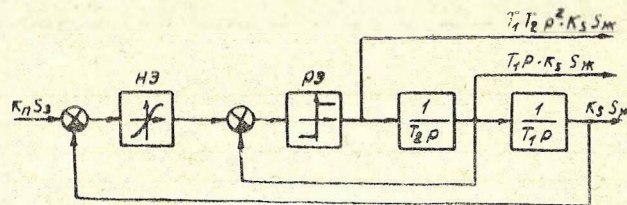


Рис. 1. Структурная схема задатчика положения

В рассматриваемом случае две первые производные можно получить без применения элементов дифференцирования, что наглядно иллюстрируется структурной схемой задатчика положения, в которой входы интеграторов являются сигналами, пропорциональными желаемым законам изменения скорости  $\omega_{ж}(t) = \frac{1}{A} \cdot \dot{S}_{ж}(t)$  и ускорения  $\varepsilon_{ж}(t) = \frac{1}{A} \cdot \ddot{S}_{ж}(t)$  ( $A = \frac{S}{\alpha}$  — коэффициент пропорциональности между угловым  $\alpha$  и линейным  $S$  перемещениями).

Нелинейный элемент (НЭ) задатчика осуществляет операцию извлечения корня квадратного; выходное напряжение его ограничено на уровне, обеспечивающем максимальное значение скорости  $\omega_m$  исполнительного двигателя. Ограниченное по величине выходное напряжение релейного элемента (РЭ) определяет заданное значение допустимого ускорения  $\varepsilon_m$ .

Рассмотрим динамические свойства системы с задатчиком положения. Структурная схема такой системы при использовании пропорционального регулятора скорости (РС) представлена на рис. 2.

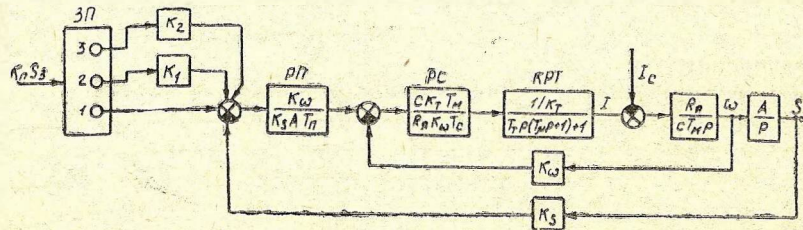


Рис. 2. Структурная схема системы с задатчиком положения и пропорциональным регулятором скорости

Ее передаточная функция имеет вид

$$K_{\text{срн}}(p) = \frac{S(p)}{S_{\text{ж}}(p)} = \frac{\omega(p)}{\omega_{\text{ж}}(p)} = \frac{\varepsilon(p)}{\varepsilon_{\text{ж}}(p)} = \frac{1 + b_1 p + b_2 p^2}{1 + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3 + a_4 p^4}, \quad (1)$$

$$\text{где} \quad b_1 = k_1 T_1, \quad b_2 = k_2 T_1 T_2; \quad (2)$$

$$a_1 = T_{\text{п}}, \quad a_2 = T_{\text{п}} T_{\text{с}}, \quad a_3 = T_{\text{п}} T_{\text{с}} T_{\text{т}}, \quad a_4 = T_{\text{п}} T_{\text{с}} T_{\text{т}} T_{\text{р}}; \quad (3)$$

$T_{\text{п}}$  — малая некомпенсируемая постоянная времени КРТ;  $T_{\text{п}}$ ,  $T_{\text{с}}$ ,  $T_{\text{т}}$  — постоянные интегрирования разомкнутых контуров положения, скорости и тока соответственно.

Рассмотрим работу системы при изменении управляющего воздействия по параболическому закону

$$S_{\text{ж}}(t) = A \frac{\varepsilon_{\text{м}} t^2}{2}; \quad S_{\text{ж}}(p) = A \frac{\varepsilon_{\text{м}}}{p^3}. \quad (4)$$

В этом случае желаемый закон изменения ускорения представляет собой скачок

$$\varepsilon_{\text{ж}}(p) = \frac{1}{A} S_{\text{ж}}(p) \cdot p^2 = \frac{\varepsilon_{\text{м}}}{p}. \quad (5)$$

Применим к системе рис. 2 принцип оптимизации по модульному оптимуму, который должен обеспечить при достаточно высоком быстродействии малые перерегулирования по ускорению (динамическому току), а следовательно, и по положению. Воспользовавшись результатами [3] по отношению к передаточной функции (1), получим следующие уравнения для выбора коэффициентов корректирующих связей:

$$b_2 = \sqrt{a_2^2 + 2a_4 - 2a_1 a_3}, \quad b_1 = \sqrt{a_1^2 - 2a_2 + 2b_2}. \quad (6)$$

Если параметры замкнутого контура положения также выбраны из условия модульного оптимума ( $T_{\text{п}} = 2T_{\text{с}}$ ,  $T_{\text{с}} = 2T_{\text{т}}$ ,  $T_{\text{т}} = 2T_{\text{р}}$ ), то после подстановки значений коэффициентов  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $a_3$ ,  $a_4$  (см. (3)) в уравнения (6) имеем

$$b_1 = 4,75T_{\text{п}}, \quad b_2 = 11,3T_{\text{п}}^2. \quad (7)$$

Осциллограммы переходных процессов, полученные для системы с найденными параметрами корректирующих связей при обработке малых, средних и больших перемещений, приведены на рис. 3. Из осциллограммы видно, что динамические свойства системы достаточно высоки: время первого согласования тока якоря двигателя (при  $I_{\text{с}} = 0$  ток пропорционален ускорению  $\varepsilon$ ) с установившимся значением составляет  $t_{\text{с}} = 7,5T_{\text{п}}$ ; перерегулирование по току мало ( $\sigma \approx 8\%$ ). Такие динамические свойства обычно достигаются для однократно интегрирующих систем регулирования скорости с задатчиком интенсивности [1].

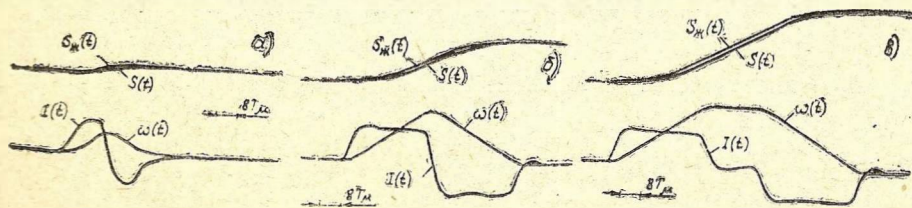


Рис. 3. Переходные процессы в системе с задатчиком положения и пропорциональным регулятором скорости: а — малое; б — среднее; в — большое перемещения

Максимальная установившаяся ошибка имеет место на участке установившегося движения привода с постоянной скоростью

$$\Delta S_{уст} = (a_1 - b_1)A\omega_m + \frac{R_n K_\omega}{c T_M} T_c T_n \cdot I_c \quad (8)$$

При работе без нагрузки ( $I_c=0$ ) ошибка равна

$$\Delta S_{уст} = (a_1 - b_1)A\omega_m = 3,25AT_{\mu\omega_m}$$

Последнее слагаемое выражения (8) представляет собой статическую ошибку  $\Delta S_c$  отработки заданного перемещения.

Если в системе требуется обеспечить  $\Delta S_c=0$ , то используют пропорционально-интегральный регулятор скорости с передаточной функцией

$$W_{pc}(p) = \frac{4T_T p + 1}{8T_T^2 p} \cdot \frac{K_T c T_M}{R_n K_\omega}$$

что соответствует настройке контура скорости на симметричный оптимум, а на входе контура скорости устанавливают апериодическое звено с постоянной времени  $4T_T$ . В этом случае оптимизация контура регулирования положения по модульному оптимуму имеет место при  $T_n=8T_T$ . С целью повышения быстродействия системы регулирования положения с задатчиком положения целесообразно применить дополнительную связь, введенную с задатчика на вход регулятора скорости, как показано на рис. 4.

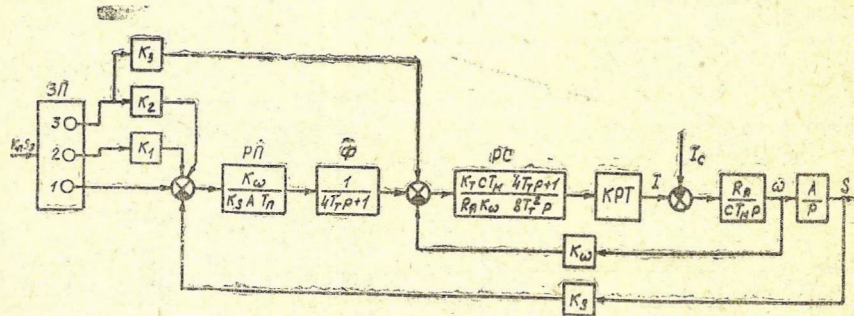


Рис. 4. Структурная схема системы с задатчиком положения и пропорционально-интегральным регулятором скорости

Тогда передаточная функция системы регулирования положения становится равной

$$K_{срп}(p) = \frac{1 + b_1 p + b_2 p^2 + b_3 p^3}{1 + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3 + a_4 p^4 + a_5 p^5}, \quad (9)$$

где

$$b_1 = k_1 T_1, \quad b_2 = k_2 T_1 T_2 + \frac{b_3}{4T_T}, \quad b_3 = \frac{1}{K_\omega} \cdot k_3 K_S A T_n 4T_T T_1 T_2; \quad (10)$$

$$a_1 = T_n, \quad a_2 = 4T_n T_T, \quad a_3 = 8T_n T_T^2, \quad a_4 = 8T_n T_T^3, \quad a_5 = 8T_n T_T^3 T_p.$$

Из (9) видно, что применение корректирующих связей в системе рис. 4 эквивалентно реализации первых трех производных от управляющего воздействия.

Применив к (9) оптимизацию по модульному оптимуму [3], получим следующие значения коэффициентов для выбора корректирующих связей:

$$b_1 = 12,8T_{\mu}, \quad b_2 = 81,7T_{\mu}^2, \quad b_3 = 181T_{\mu}^3. \quad (11)$$

Анализ динамических свойств системы с найденными параметрами показывает, что они практически совпадают с динамическими свойствами системы с пропорциональными РС. Отличие состоит лишь в том, что статическая ошибка обработки заданного перемещения  $\Delta S_{\text{уст}}$  равна нулю, а величина максимальной установившейся ошибки

$$\Delta S_{\text{уст}} = (a_1 - b_1) A \omega_m = 3,2T_{\mu} A \omega_m$$

не зависит от статического момента и, практически, совпадает с  $\Delta S_{\text{уст}}$  в системе с пропорциональным РС, работающей без нагрузки.

Исследования показали, что вариацией параметров корректирующих связей при неизменной настройке контура положения можно получить переходный процесс без перерегулирования.

Рассмотрим динамику системы регулирования положения при выборе параметров корректирующих связей из условия минимума интегральной квадратичной оценки

$$J = \int_0^T [I_{\text{ж}}(t) - I(t)]^2 dt. \quad (12)$$

Применение такого критерия оправдано, например, при управлении позиционными механизмами, оптимальном по нагреву двигателя, так как функционал (12) пропорционален дополнительному количеству тепла, выделяемого в обмотке якоря двигателя, из-за неизбежного отклонения реального закона изменения тока якоря двигателя  $I(t)$  от оптимального (желаемого)  $I_{\text{ж}}(t)$  [4]. Чем меньше значение функционала (12), тем выше добротность реализованного закона движения и точность его воспроизведения.

Известные трудности, возникающие при оптимизации систем по критерию (12) в теории автоматического управления, устраняются введением функционала

$$J = \int_0^{\infty} [I_y - I(t)]^2 dt = \int_0^{\infty} \Delta I(t)^2 dt, \quad (13)$$

в котором в качестве желаемого закона изменения тока принимается скачок  $I_y$ .

Возникающая при этом погрешность не может существенно повлиять на результаты расчетов по следующим соображениям. Как видно из (12), наиболее нежелательными являются большие отклонения тока (они в подынтегральном выражении возводятся в квадрат). Малые отклонения тока не играют существенной роли. Правильно спроектированная система обычно с достаточной точностью воспроизводит желаемый закон движения на участках медленного изменения его. Большие отклонения возникают из-за свободных колебаний тока лишь на участках резкого изменения задания, которые и учитываются функционалом (13).

Нетрудно показать, что при  $I_c = 0$

$$\Delta I(p) = [1 - K_{\text{срп}}(p)] \frac{I_y}{p}. \quad (14)$$

Воспользовавшись формулами [5], можно найти выражение функционала (13) по изображению (14). Исследование функционала на минимум дает следующие оптимальные значения параметров корректирующих связей:  $b_1 = 5,33T_{\mu}$ ,  $b_2 = 24T_{\mu}^2$  — для системы с пропор-

циональным РС;  $b_1 = 15T_\mu$ ,  $b_2 = 88T_\mu^2$ ,  $b_3 = 384T_\mu^3$  — для системы с пропорционально-интегральным РС, и практически одинаковое для обеих систем значение функционала (13), равное  $J = 1,83T_\mu I_y^2$ . Это позволяет сделать вывод о том, что обе системы (с пропорциональным и пропорционально-интегральным регуляторами скорости) при оптимальных параметрах корректирующих связей обладают одинаковой добротностью (в смысле минимума интегральной квадратичной оценки). Практически одинаковый характер имеют и переходные процессы в обеих системах. Им свойственно несколько повышенное перерегулирование по току  $\sigma = 16\%$  (рис. 5), а следовательно, и по положению. В этой связи выбор параметров из условия минимума интегральной квадратичной оценки оправдан, когда перерегулирования при обработке перемещений допустимы.

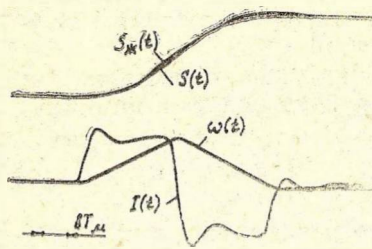


Рис. 5. Переходные процессы в системе с задатчиком положения при настройке на минимум интегрально-квадратичного отклонения тока от установившегося значения

Следует указать на эффективность применения корректирующих связей для улучшения качества работы системы регулирования положения. Эта эффективность подтверждается, например, тем, что для систем без корректирующих связей значения функционала (13) ( $J = 6,75 T_\mu I_y^2$  — при пропорциональном РС и  $J = 13,47 T_\mu I_y^2$  — при пропорционально-интегральном РС) в 3,7—7,35 раза больше, чем для систем с корректирующими связями и синтезе их по минимуму интегральной квадратичной оценки, и в 2,76—5,47 раза больше, чем при настройке параметров корректирующих связей по модульному оптимуму ( $J = 2,5 T_\mu I_y^2$  — при пропорциональном и  $J = 2,46 T_\mu I_y^2$  — при пропорционально-интегральном регуляторах скорости).

Экспериментальные исследования, выполненные на лабораторной установке позиционного электропривода, подтвердили возможность технической реализации систем с задатчиком положения. Осциллограммы переходных процессов в системе с пропорциональным регулятором скорости представлены на рис. 6 (а — при настройке корректирующих связей по модульному оптимуму; б — по минимуму интегральной квадратичной оценки). Осциллограммы переходных процессов с пропорционально-интегральным регулятором скорости не приведены, так как они практически не отличаются от представленных на рис. 6.

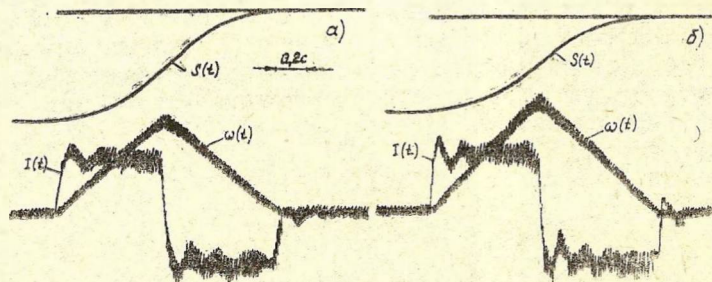


Рис. 6. Переходные процессы в реальной системе позиционного электропривода

При большом диапазоне изменения задающего воздействия применение систем регулирования положения с аналоговым ЗП может быть затруднено из-за недостаточной точности формирования этого воздействия (весь диапазон задающих воздействий должен находиться в пределах унифицированного сигнала элементов УБСР (10 В для интегрального исполнения). В этом случае можно рекомендовать построение цифрового задатчика положения и цифровых методов измерения регулируемой координаты и обработки информации об ошибке. Преимущество такой цифро-аналоговой системы с цифровым задатчиком положения и лишней РП перед цифро-аналоговой системой с нелинейным цифровым регулятором положения может оказаться в реализации меньшего периода квантования по времени  $T$ . Это объясняется тем, что наибольшее время требуется для вычисления нелинейных алгоритмов преобразования (например, извлечения корня квадратного). Однако в системе с нелинейным цифровым регулятором положения это вычисление требуется в каждом такте работы системы в то время, как при использовании цифрового задатчика положения—только перед началом цикла по отработке нового задания.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Лебедев Е. Д. и др. Управление вентильными электроприводами постоянного тока. — М.: Энергия, 1970, 199 с.
2. Бай Р. Д., Фельдман А. В. Анализ процессов точного позиционирования электропривода. — Электропривод, 1972, вып. 7(16)—8(17), с. 5—8.
3. Коцегуб П. Х., Толочко О. И. Оптимизация систем управления по модулю амплитудно-частотной характеристики. — Электромеханика, 1977, № 6, с. 679—684.
4. Петров Ю. П. Оптимальное управление электроприводами. — М.: Госэнергоиздат, 1961, 187 с.
5. Ньютон Дж. К., Гулд Л. Л., Кайзер Дж. Ф. Теория линейных следящих систем. — М.: Госфизматиздат, 1961, 407 с.

Рукопись поступила  
первоначально 14. 10. 80  
после доработки 28. 04. 81