

УДК 62-83:62-526

УДК 621.314(.26)

Ю. В. Постников, Д. Н. Туркин

*Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)*

## Пути достижения требуемого качества следящего электропривода при дискретизации входного сигнала

*Рассматривается задача управления сложным электромеханическим объектом в совокупности с требованиями по точности отработки, типу и характеру изменения входного воздействия, подаваемого на вход следящей системы. Актуальность задачи обусловлена все возрастающими требованиями к реакции привода на входное воздействие. Для достижения максимальных показателей эффективности работы следящих приводов требуется грамотное применение соответствующего математического аппарата и реализация его в цифровой вычислительной системе. В статье рассмотрен эффективный метод достижения требуемого качества следящего электропривода при достаточно высокой частоте изменения входного сигнала, синтезирована структура системы управления, позволяющая решить эту задачу. Адекватность работы следящих приводов протестирована на реальном объекте с использованием современных вычислительных средств. Сделаны выводы об особенностях построения подобных систем с рекомендациями по их реализации на объекте.*

### Следящий электропривод, экстраполяция, дискретизация входных сигналов

При решении целого ряда прикладных задач возникает необходимость проектирования высокодинамичных следящих электроприводов при сравнительно больших периодах дискретизации задающих воздействий.

Настоящая статья посвящена построению высококачественных следящих приводов для случаев, когда частота входных воздействий, которые необходимо обрабатывать с заданной точностью, может достигать значений  $\omega_b \approx 1 \text{ с}^{-1}$ , а период дискретизации  $T_\tau \geq 0.01 \text{ с}$ . Принимается, что амплитуда входного сигнала может достигать значений  $\varphi_m = 50^\circ$ , а требуемая точность слежения должна быть не хуже  $15'$ . Следовательно, проектируемой системе необходимо иметь добротность по скорости не менее  $K_\omega \geq 200 \text{ с}^{-1}$ . Эти требования вынуждают строить структуру системы таким образом, чтобы наклон низкочастотной части логарифмической амплитудно-частотной характеристики (ЛАЧХ) разомкнутого внешнего контура обеспечивал максимальный порядок астатизма. Исходя из этого предлагается структуру следящего электропривода выполнять, как показано на рис. 1, где обозначено:  $W_K(p)$  – передаточная

функция канала комбинированного управления;  $W_\omega(p)$  – передаточная функция замкнутого контура скорости;  $W_{з.и}(p)$  – передаточная функция датчика интенсивности;  $k_{р.п}$  – пропорциональный коэффициент регулятора положения;  $\tau_{р.п1}$ ,  $\tau_{р.п2}$  – постоянные времени интегральных составляющих регулятора положения;  $k_T$  – коэффициент шунтирования интегральных составляющих регулятора положения;  $f_1$  – функция подключения экстраполятора;  $f_2$  – функция подключения датчика интенсивности;  $f_3$  – функция включения шунтирующих связей в регуляторе положения;  $k_{ц.д}$  – коэффициент передачи цифрового датчика углового положения;  $k_{м.п}$  – механический коэффициент передачи;  $T_\tau$  – постоянная времени дискретизации входного воздействия;  $\varphi_3(p)$  – сигнал задания углового положения;  $\sim\varphi_3(p)$  – непрерывный сигнал задания углового положения;  $\varphi_{3.э}(p)$  – сигнал задания углового положения с экстраполятора;  $\varphi_{3.и}(p)$  – сигнал задания углового положения на выходе датчика интенсивности;  $\varphi_B(p)$  – сигнал задания углового положения

на входе контура скорости;  $\delta(p)$  – сигнал ошибки по положению;  $\delta_{л}$  – наперед заданное значение ошибки;  $\varphi_{ц,д}(p)$  – сигнал с цифрового датчика обратной связи;  $U_{р,п}(p)$  – сигнал с выхода регулятора положения.

В прямом канале внешнего контура регулирования установлены два пропорционально-интегральных (ПИ) регулятора, интегральная часть которых шунтируется в том случае, когда ошибка рассогласования становится больше наперед заданной ошибки  $\delta_{л}$ . Шунтирование выполняется путем замыкания интегральных частей регулятора положения через пропорциональный коэффициент  $k_T = 100$ . Значение  $\delta_{л}$  определяется путем подбора такого рассогласования, которое система обрабатывает как линейная, т. е. ни один из ее элементов управления не входит в ограничение.

С целью дальнейшего повышения астатизма системы по управлению от сигнала задания  $\varphi_B(t)$  на вход замкнутого контура скорости с передаточной функцией  $W_{\omega}(p)$  вводится канал комбинированного управления с передаточной функцией  $W_K(p) = T_K p$ , где  $T_K = \frac{k_{д,с}}{k_{м,п}k_{ц,д}}$ ,  $k_{д,с}$  – передаточный коэффициент цифрового датчика ско-

рости,  $k_{м,п} = 1/i$  – механический коэффициент передачи, в котором  $i$  – передаточное отношение редуктора. Эффект квантования входного сигнала с периодом  $T_{\tau}$  учитывается фиксатором нулевого порядка с передаточной функцией  $(1 - e^{-T_{\tau}p})/p$ .

Передаточной функцией  $W_{з,и}(p)$  на структурной схеме представлен задатчик интенсивности, представляющей упрощенное описание следящей системы с параболическим регулятором положения [2].

Блок «Э» на структурной схеме выполняет функцию экстраполятора. Рассматривая проблему прогнозирования входных воздействий, будем считать, что  $T_{\tau}$  – величина постоянная, а  $T_0$  – период дискретизации вычисления управляющих воздействий в следящем электроприводе. Качество прогнозирования зависит от целого ряда причин: степени динамичности изменения входного воздействия; величины  $T_{\tau}$ ; соотношения  $T_{\tau}/T_0$ ; формул прогноза, в качестве которых, как правило, используются те же полиномы, которые применяются для решения задач интерполяции. Рассмотрим сравнительно простой интерполяционный полином Ньютона–Грегори [1], применительно к угловым положениям:

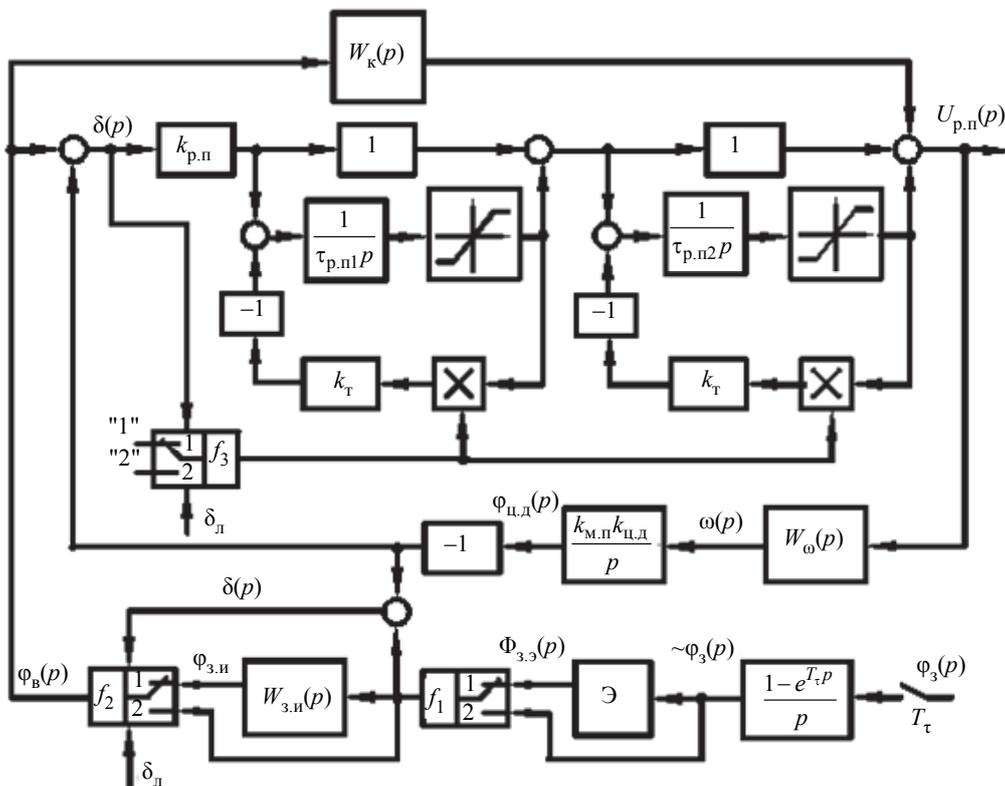


Рис. 1

$$\varphi_{3,3}(t) = c_0 + c_1(t - t_0) + c_2(t - t_0)(t - t_1) + \dots,$$

где коэффициенты  $c_i$  находятся из уравнений  $\varphi_{3,3}(t) = \varphi_i, i = 0, 1, \dots, n$ . Учитывая, что  $T_\tau$  – постоянная величина, то для определения первых трех коэффициентов можно составить следующую систему уравнений:

$$\begin{aligned} \varphi_0 &= c_0; \\ \varphi_1 &= c_0 + c_1 T_\tau; \\ \varphi_2 &= c_0 + 2c_1 T_\tau + 2c_2 T_\tau^2, \end{aligned}$$

откуда коэффициенты могут быть определены как

$$\begin{aligned} c_0 &= \varphi_0; \quad c_1 = (\varphi_1 - \varphi_0)/T_\tau; \\ c_2 &= [(\varphi_2 - \varphi_1) - (\varphi_1 - \varphi_0)] / (2T_\tau^2). \end{aligned}$$

Ограничимся первыми двумя членами правой части полинома, тогда формула для прогнозирования входных угловых положений может быть представлена в виде

$$\hat{\varphi}(t_i + T_0 k) = \varphi_i + \frac{(\varphi_i - \varphi_{i-1})}{T_\tau} T_0 k,$$

где  $i \in N, k = 1, 2, \dots, T_\tau/T_0$ .

На схеме рис. 2 передаточной функцией  $W_\omega(p)$  обозначена замкнутая скоростная подсистема, структурная схема которой представлена на рис. 2, где обозначены:  $k_{д.т}$  – коэффициент

датчика тока;  $c_m$  – машинный коэффициент;  $J_1$  – момент инерции двигателя (первая масса);  $J_2$  – момент инерции зеркальной части (вторая масса);  $c_{12}$  – коэффициент жесткости между соответствующими массами;  $M_d, \omega_1$  – момент и скорость двигателя соответственно;  $M_y, \hat{M}_y$  – упругий момент и его оценка соответственно;  $\omega_2, \hat{\omega}_2$  – угловая скорость зеркальной части и ее оценка соответственно;  $\hat{\varphi}_{ц.д}$  – оценка угла положения зеркальной части;  $k_{р.с}$  – коэффициент регулятора скорости;  $l_{11}, l_{21}, l_{31}$  – коэффициенты наблюдающего устройства;  $T_{I\theta}$  – эквивалентная постоянная времени контура тока;  $k_1, k_2, k_3$  – коэффициенты модального регулятора;  $I_{max}$  – максимальное значение тока на входе токового контура. В качестве объекта управления рассматривается двухмассовая упругая система, которой с достаточной степенью точности могут быть представлены многие реальные электромеханические объекты. Скоростная подсистема включает в себя замкнутый токовый контур и выполнена по принципам модального управления, что позволяет надеяться на достижение максимально возможного быстродействия при ограниченной колебательности.

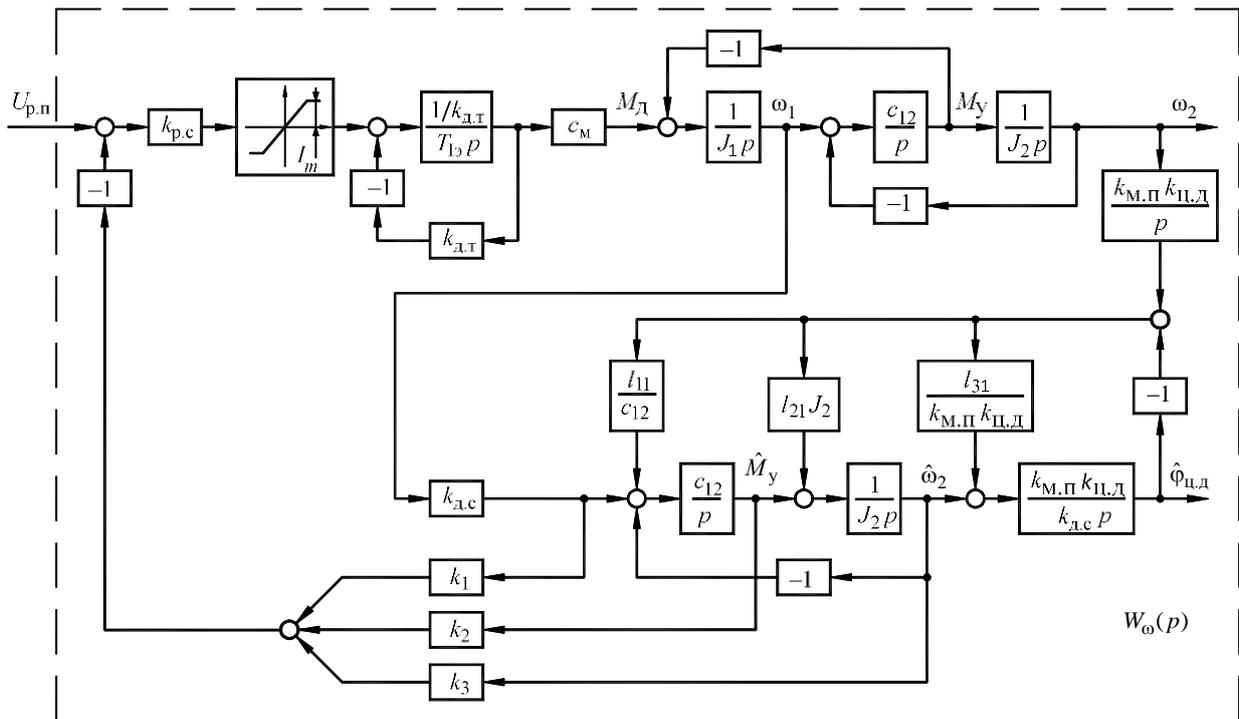


Рис. 2

Для оценки части вектора состояния объекта применяется наблюдающее устройство со входом по скорости исполнительного двигателя и введением «невязки» по разности сигналов от датчика углового положения и соответствующей оценки  $\hat{\varphi}_{ц.д.}$ , вырабатываемой наблюдающим устройством. Коэффициенты модального регулятора  $K = [k_1 \ k_2 \ k_3]$  рассчитываются, исходя из стремления обеспечить реакцию выходной переменной  $\omega_2(t)$  на ступенчатое управление, соответствующее реакции эталонной модели с характеристическим полиномом Баттерворта третьего порядка  $H(p) = p^3 + 2\omega_0 p^2 + 2\omega_0^2 p + \omega_0^3$ . Значение  $\omega_0$  подбирается максимальным, при котором удается обеспечить требуемую реакцию переменной  $\omega_2(t)$  на ступенчатое управление. Коэффициенты наблюдающего устройства  $L = [l_{11} \ l_{21} \ l_{31}]^T$  определяются на основе распределения корней характеристического уравнения наблюдающего устройства на комплексной плоскости «р» в соответствии с полиномом Баттерворта третьего порядка.

Проверка эффективности построения следящего электропривода по изложенным принципам выполнялась на физическом макете в составе: электромеханического объекта с моментом инерции, приведенным к валу двигателя, равным  $J_2 = 1.96 \cdot 10^{-4}$  кг·м; вентильного мотор-редуктора типа 17П03 фирмы «МодемТехно» со следующими характеристиками: передаточным

числом  $i = 160$ , моментом инерции  $J_1 = 0.5 \cdot 10^{-3}$  кг·м<sup>2</sup>, номинальной скоростью двигателя  $\omega_{д.н} = 125$  рад/с, номинальным моментом двигателя  $M_{д.н} = 1.2$  Н·м, конструктивным коэффициентом  $c_M = 0.075$  Н·м/А; датчика скорости с коэффициентом передачи  $k_{д.с} = 220$  дискретных единиц (д. е.)/рад/с; датчика тока  $k_{д.т} = 12$  д. е./А и двадцатиразрядного датчика углового положения с коэффициентом передачи  $k_{ц.д} = 166\ 970$  д. е./рад.

Динамические свойства замкнутого токового контура представлены апериодическим звеном с постоянной времени  $T_{ГЭ} = 0.001$  с. Расчетные коэффициенты для скоростной подсистемы и контура положения следящего электропривода физического макета получили следующие значения:  $k_{11} = 0.868$ ;  $k_{21} = 59$ ;  $k_{31} = 0.0058$ ;  $l_{11} = 0$ ;  $l_{21} = 51.8$ ;  $l_{31} = 120$ ;  $k_{р.с} = 0.2$ ;  $k_{р.п} = 2$ ;  $\tau_{р.п1} = \tau_{р.п2} = 0.5$  с;  $T_K = 0.21$  с.

Алгоритм управления, соответствующий структурным схемам на рис. 1 и 2, реализован на основе контроллера СРС150-01 фирмы «Fastwell» с периодом дискретизации  $T_0 = 0.001$  с и использованием операционной системы реального времени QNX.

Рассматриваемый физический макет следящего электропривода исследовался в различных режимах:

1. При обработке эквивалентного синусоидального входного воздействия  $\varphi_B(t) = \varphi_M \sin(\omega_3 t)$  с параметрами  $\varphi_M = 51^\circ$  и  $\omega_3 = 0.88$  с<sup>-1</sup> в режиме,

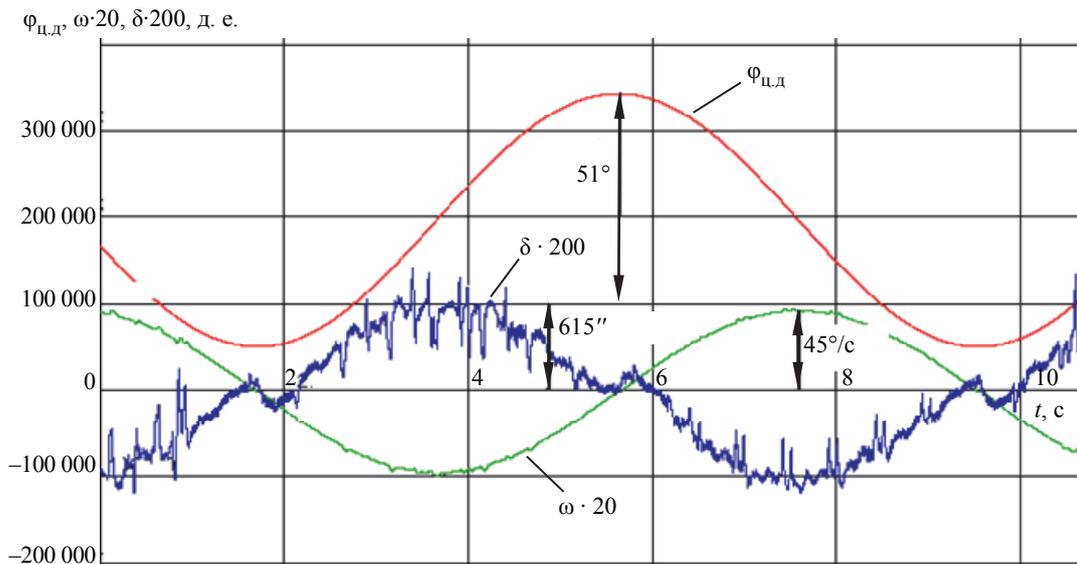


Рис. 3

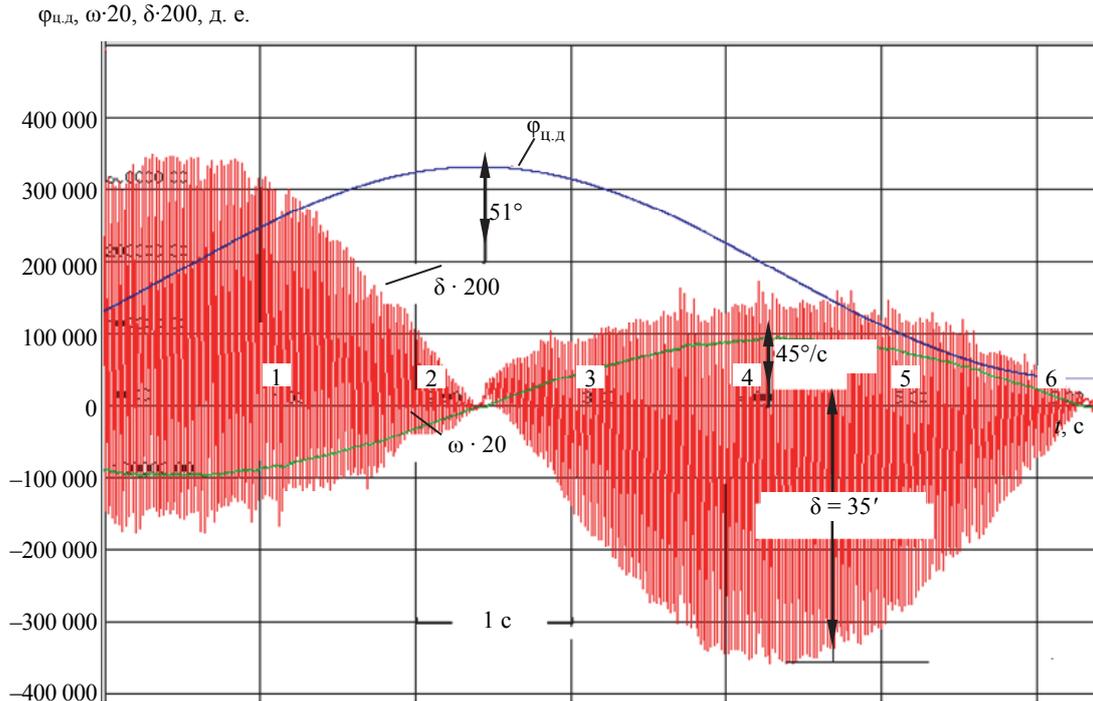


Рис. 4

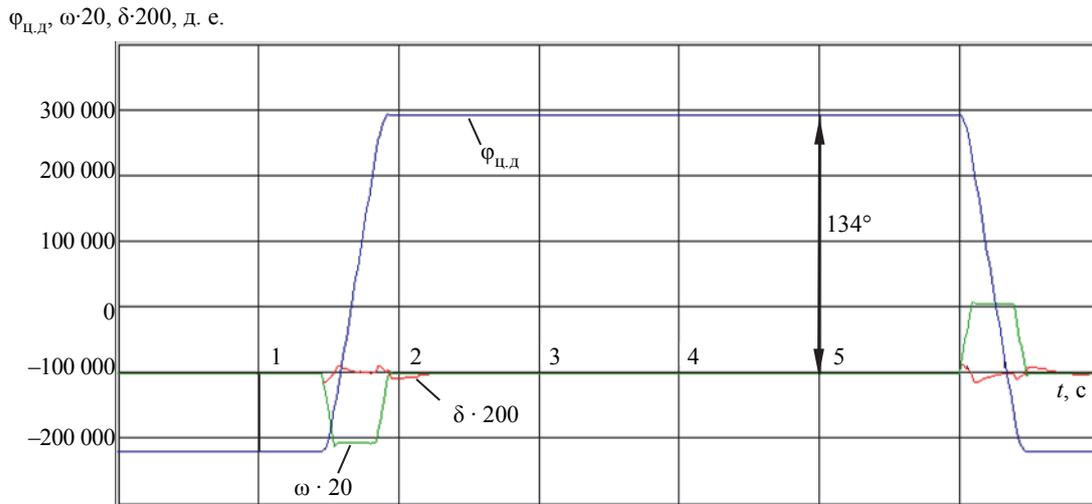


Рис. 5

когда входное воздействие, задаваемое с периодом изменения  $T_\tau = 0.02$  с, экстраполируется с периодом  $T_0 = 0.001$  с либо подается непосредственно на вход системы. На рис. 3 представлена осциллограмма, когда входное воздействие экстраполируется, а на рис. 4, когда непосредственно подается на вход системы.

2. При отработке электроприводом больших входных перемещений. На осциллограмме рис. 5 представлен режим отработки следящим электроприводом углового рассогласования в  $178^\circ$  и возвращение в исходное положение.

На основе выполненных исследований и анализа представленных осциллограмм можно сделать следующие выводы:

1. Экстраполяция входного воздействия с периодом  $T_0 = 0.001$  с даже при использовании сравнительно простого интерполяционного полинома Ньютона–Грегори весьма положительно влияет на качество работы следящего электропривода. Ошибка отработки рассматриваемого входного сигнала снижается практически в три раза. Кроме этого, соотношение полезного сигнала и шумовой составляющей в канале управле-

ния, появлении которой обусловлено эффектами квантования по времени, даже при наличии комбинированного канала, становится практически приемлемой для целей управления.

2. Для достижения максимального эффекта от введения комбинированного канала постоянную дифференцирования  $T_k$  следует выбирать точно в соответствии с выражением  $k_{д.с} / (k_{м.п} k_{ц.д})$ .

3. Введение в схему задатчика интенсивности позволяет обеспечить оптимальный перевод следящего привода из одного крайнего положения в другое (за наименьшее время исходя из допустимых энергетических возможностей) и работу всех элементов в составе следящего электропривода в линейной зоне.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шуп Т. Решение инженерных задач на ЭВМ: практ. руководство / пер. с англ. М.: Мир, 1982. 238 с.

2. Башарин А. В., Новиков В. А., Соколовский Г. Г. Управление электроприводами: учеб. пособие для вузов. Л.: Энергоиздат. Ленингр. отд-ние, 1982. 392 с.

Yu. V. Postnikov, D. N. Turkin  
Saint Petersburg Electrotechnical University «LETI»

## ACHIEVEMENT WAYS OF THE REQUIRED QUALITY OF THE TRACKING ELECTRIC DRIVE AT THE INPUT SIGNAL DISCRETIZATION

*The task of controlling a complex electromechanical object in conjunction with the requirements for the tracking accuracy, the type and kind of the influence variation applied to the tracking system input is considered. The relevance of the task is due to the ever-increasing requirements for the drive response to the input. To achieve maximum servo drives performance indicators, competent application of the corresponding mathematical apparatus and its implementation in a digital computer system is required. The article describes an effective method of achieving the required quality of a tracking electric drive with a sufficiently high frequency of the input signal change, synthesizes the structure of the control system, allowing to solve this problem. The adequacy of the servo drives operation has been tested on a real facility using modern computational tools. Made conclusions about the features of building such systems with recommendations for their implementation at the facility.*

**Servo drive, extrapolation, discretization of the input signals**