

ISSN

0136—3603

МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО И СРЕДНЕГО
СПЕЦИАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ СССР

ИЗВЕСТИЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ
ЗАВЕДЕНИЙ

ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА

2
1984

ИЗДАНИЕ НОВОЧЕРКАССКОГО ОРДЕНА ТРУДОВОГО
КРАСНОГО ЗНАМЕНИ ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
ИМЕНИ СЕРГО ОРДЖОНИКИДЗЕ

ЛИТЕРАТУРА

1. Каретный О. Я., Юдкевич М. Л. Устойчивость систем с комбинированной импульсной модуляцией.—Автоматика и телемеханика, 1977, № 4, с. 43—48.
2. Антонова Н. А., Гелиг А. Х. Устойчивость процессов в широтно-импульсных системах.—Автоматика и телемеханика, 1975, № 6, с. 64—71.
3. Каретный О. Я., Юдкевич М. Л. Инженерные методы исследования нелинейных импульсных систем.—В кн.: Кибернетика и вычислительная техника.—Киев: Наукова думка, 1978, вып. 40, с. 54—62.
4. Антонова Н. А. Существование периодических режимов в системах с интегральной широтно-импульсной модуляцией.—Автоматика и телемеханика, 1979, № 7, с. 175—181.
5. Kohli D. R., Ahmad Shamsu, Kham Aliathar. Onew approach to performance analysis of chopper controlled D. C. Motor Drive" „Elec. Mach. and Electro-mech“, 1981, № 6, № 3, p. 239—251.
6. А.с. 898386 (СССР). Устройство для программного управления/ О. Я. Каретный М. Н. Гашков, Е. А. Гельман, А. М. Глумчер, А. А. Коваль—Опубл. в Б. И., 1982, № 2.

Рукопись поступила
первоначально 21. 06. 82,
после доработки 19. 05. 83

УДК 511.118

АНАЛИЗ И СИНТЕЗ КОМБИНИРОВАННОЙ ЦИФРОАНАЛОГОВОЙ СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ

П. Х. Коцегуб, О. И. Толочко, Ю. В. Губарь

Рассмотрена комбинированная система регулирования скорости электропривода с цифровыми задатчиком интенсивности и регулятором скорости в виде интегратора. На основе методики синтеза дискретных систем из условий модульного оптимума для различных типов интеграторов и датчиков мгновенного и среднего значений скорости приводятся соотношения, позволяющие выбирать параметры системы.

РАССМАТРИВАЮТСЯ цифроаналоговые системы регулирования скорости, работающие в пускотормозных режимах с ограниченными величинами ускорения (замедления) и скорости, выполненные по принципу подчиненного регулирования с использованием комбинированного управления по задающему воздействию [1].

Система, структурная схема которой представлена на рис. 1, состоит из аналогового пропорционального регулятора скорости с подчиненным ему контуром регулирования тока (КРТ) и цифрового регулятора скорости (ЦРС), связь которого с аналоговым регулятором осуществляется через преобразователь код-аналог ПКА₁, одновременно выполняющим функцию экстраполятора нулевого порядка с передаточной функцией

$$W_{\text{ПКА}}(p) = K_{\text{КА}} \frac{1 - e^{-T_p p}}{p},$$

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

Двигатель постоянного тока питается от управляемого вентиляционного преобразователя. Для измерения скорости вращения двигателя применяются два датчика—аналоговый (тахогенератор) и цифровой (ЦДС). Последний работает совместно с импульсным датчиком, установленным на валу двигателя.

Цифровой задатчик интенсивности (ЦЗИ) формирует сигнал желаемого закона изменения скорости $\omega_{\text{ж}}^*$, а также два сигнала, пропорциональных желаемому закону изменения ускорения $\varepsilon_{\text{ж}}^*$.

Звездочкой обозначены сигналы, связанные с реальными величинами соотношением $x^* = x/\Delta_x$, где Δ_x — интервал квантования по уровню координаты x (в дальнейшем интервал квантования по уровню условно принят одинаковым для всех координат и обозначен Δ).

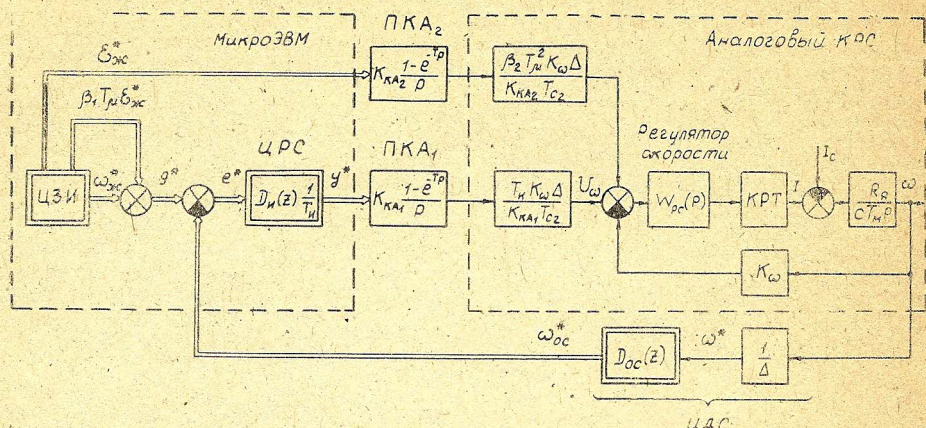


Рис. 1. Структурная схема цифроаналоговой комбинированной системы регулирования скорости: R_n — сопротивление силовой цепи вентильный преобразователь-двигатель; T_m — электромеханическая постоянная времени электропривода; c — конструктивная постоянная двигателя

Управляющее воздействие $g^*(nT)$, представляющее собой сумму сигналов

$$g^*(nT) = \omega_{ж}^*(nT) + \beta_1 T_\mu \epsilon_{ж}^*(nT),$$

подается на вход цифрового регулятора, где оно сравнивается с измеренным ЦДС значением скорости ω_{oc}^* . Здесь β_1 — коэффициент; T_μ — малая некомпенсируемая постоянная времени контура регулирования тока. Цифровой регулятор скорости осуществляет обработку заданного алгоритма регулирования (ниже рассматриваются только алгоритмы интегрирования). Сигнал $\epsilon_{ж}^*$ через цифроаналоговый преобразователь ПКА₂ поступает на вход аналогового регулятора скорости. Наличие компаундирующих связей по сигналу, пропорциональному желаемому закону изменения ускорения, позволяет осуществить принцип комбинированного управления и улучшить динамические свойства системы.

Функции цифровых задатчика интенсивности и регулятора скорости целесообразно возложить на микроЭВМ. Это позволяет достаточно просто реализовать сколь угодно сложные законы движения и организовать связь с вычислительной машиной более высокого уровня.

Аналоговый контур регулирования скорости обычно настраивается по модульному оптимуму (постоянные интегрирования разомкнутых контуров тока T_t и скорости T_{c1} соответственно равны $2T_\mu$ и $4T_\mu$). При этом передаточная функция аналогового КРС имеет вид [2]

$$\begin{aligned} K_{kc}(p) &= \frac{\omega(p)}{U_\omega(p)} = \frac{\bar{K}_{kc}(p)}{k_\omega} = \frac{1/k_\omega}{T_{c1} T_t T_\mu p^3 + T_{c1} T_t p^2 + T_{c1} p + 1} = \\ &= \frac{1}{k_\omega} \cdot \frac{\gamma(\alpha^2 + \beta^2)}{(p + \gamma)[(p + \alpha)^2 + \beta^2]}, \end{aligned}$$

где

$$\alpha = \frac{1}{4T_\mu}; \quad \gamma = \frac{1}{2T_\mu} = 2\alpha; \quad \beta = \frac{\sqrt{3}}{4T_\mu}; \quad \gamma(\alpha^2 + \beta^2) = \frac{1}{8T_\mu^2}.$$

$\bar{K}_{kc}(p) = k_\omega \cdot K_{kc}(p)$ — нормированная передаточная функция контура скорости.

Из всех возможных цифровых датчиков рассмотрим два—датчики мгновенного и среднего за период управления T значений скорости. В первом случае взаимосвязь между выходным сигналом $\omega_{oc}^*(nT)$ ЦДС и скоростью $\omega(nT)$ устанавливается уравнением

$$\omega_{oc}^*(nT) = \frac{\omega(nT)}{\Delta} = \omega^*(nT), \quad (1)$$

а во втором (приближенно)—

$$\omega_{oc}^*(nT) = \frac{1}{2} \left[\frac{\omega(nT)}{\Delta} + \frac{\omega(nT-1T)}{\Delta} \right] = \frac{1}{2} [\omega^*(nT) + \omega^*(nT-1T)]. \quad (2)$$

Соответствующие уравнениям (1) и (2) передаточные функции имеют вид

$$D_{oc}(z) = \frac{\omega_{oc}^*(z)}{\omega^*(z)} = 1; \quad D_{oc}(z) = \frac{\omega_{oc}^*(z)}{\omega^*(z)} = \frac{z+1}{2z}.$$

При определении управляющего воздействия будем полагать, что желаемый закон изменения скорости $\omega_{ж}^*(nT)$ формируется из ускорения $\epsilon_{ж}^*(nT)$ по алгоритму

$$\omega_{ж}^*(nT) = \omega_{ж}^*(nT-1T) + T\epsilon_{ж}^*(nT-1T).$$

Этому алгоритму соответствует дискретная передаточная функция

$$\frac{\omega_{ж}^*(z)}{\epsilon_{ж}^*(z)} = \frac{T}{z-1}.$$

При таком алгоритме желаемое значение дискретной функции $\omega_{ж}^*(nT)$ в моменты времени nT совпадает с желаемым значением непрерывной функции $\omega_{ж}^*(t)$ при реализации равноускоренного (равнозамедленного) движения. Этот закон движения принят в качестве основного при дальнейшем исследовании.

Для передаточной функции цифрового регулятора скорости введем следующее обозначение, определяющее алгоритм его работы без учета временного запаздывания:

$$\frac{y^*(z)}{e^*(z)} = \frac{1}{T_n} \cdot D_n(z),$$

где $e^*(nT) = g^*(nT) - \omega_{oc}^*(nT)$; T_n —постоянная интегрирования; $D_n(z)$ —передаточная функция регулятора при $T_n=1$ с. Величина T_n в общем случае выбирается из условия замены операций умножения сдвигом.

В дальнейшем исследуется работа системы со следующими передаточными функциями интеграторов $D_n(z)$ и соответственно алгоритмами их работы:

$$D_n(z) = \frac{Tz}{z-1}, \quad y^*(nT) = y^*(nT-1T) + Te^*(nT); \quad (3)$$

$$D_n(z) = \frac{T}{z-1}, \quad y^*(nT) = y^*(nT-1T) + Te^*(nT-1T); \quad (4)$$

$$D_n(z) = \frac{T}{2} \frac{z+1}{z-1}, \quad y^*(nT) = y^*(nT-1T) + \frac{T}{2} [e^*(nT) + e^*(nT-1T)]. \quad (5)$$

Первый из цифровых интеграторов в области высоких частот обеспечивает уменьшение, второй—увеличение фазового сдвига частотной характеристики, а третий не дает фазового искажения по сравнению с частотной характеристикой непрерывного интегратора [3].

Для синтеза рассматриваемую цифроаналоговую систему в первом приближении (без учета квантования по уровню) можно представить как линейную импульсную систему, структурная схема которой приведена на рис. 2.

В [4] показано, что для дискретной системы с передаточной функцией в замкнутом состоянии

$$K(z) = k' \cdot \frac{b_0 + b_1 z + b_2 z^2 + \dots + b_m z^m}{a_0 + a_1 z + a_2 z^2 + \dots + a_n z^n}, \quad (6)$$

модульный оптимум достигается при выполнении условий

$$\left(\sum_{i=0}^n a_i \right) \sum_{i=1}^m i^{2j} B_i = \left(\sum_{i=0}^m b_i \right) \sum_{i=1}^n i^{2j} A_i, \quad j=1, 2, 3, \dots,$$

где

$$A_i = \sum_{l=0}^{n-i} a_l \cdot a_{l+i}, \quad B_i = \sum_{l=0}^{m-i} b_l \cdot b_{l+i}. \quad (7)$$

Количество последовательно выполняемых условий оптимизации $j=1, 2, 3, \dots$ равно количеству варьируемых параметров.

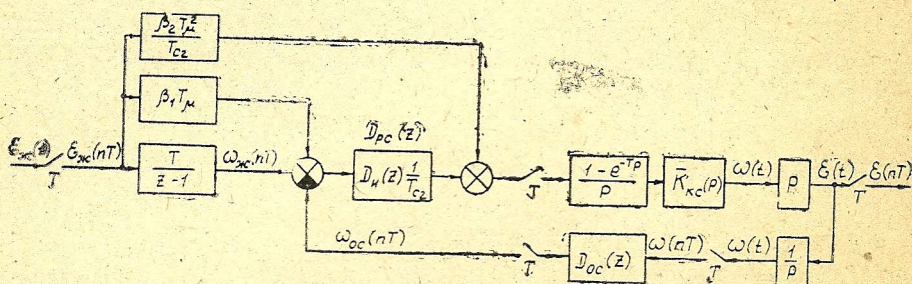


Рис. 2. Преобразованная схема цифроаналоговой системы регулирования скорости

Оптимизацию рассматриваемой системы будем выполнять по передаточной функции от желаемого $\varepsilon_{\text{ж}}$ до действительного ε ускорений, которая равна

$$K(z) = \frac{\varepsilon(z)}{\varepsilon_{\text{ж}}(z)} = \frac{\left[\left(\frac{T}{z-1} + \beta_1 \cdot T_\mu \right) D_{pc}(z) + \frac{\beta_2 T_c^2}{T_{c2}} \right] \cdot \frac{z-1}{z} Z \left\{ \bar{K}_{kc}(p) \right\}}{1 + D_{pc}(z) D_{oc}(z) \frac{z-1}{z} Z \left\{ \frac{\bar{K}_{kc}(p)}{p} \right\}}. \quad (8)$$

Определив z -преобразования входящих в (8) выражений, окончательно получаем следующую формулу для передаточной функции замкнутой системы:

$$K(z) = \frac{\gamma \cdot T^2}{T_{c2}} \cdot \frac{b_0 + b_1 z + b_2 z^2 + b_3 z^3}{a_0 + a_1 z + a_2 z^2 + a_3 z^3 + a_4 z^4}, \quad (9)$$

где

$$\left. \begin{aligned} a_4 &= 1; \quad a_3 = -d^2 - 2df - 1 - \frac{T}{T_{c2}}(d^2 + 2dc - 1); \\ a_2 &= 2(d^3 f + d^2 + df) + 2 \frac{T}{T_{c2}}[d^3(c+f) + d(c-f)]; \quad a_1 = d^2 a_3; \quad a_0 = d^4; \\ b_3 &= g \left(\frac{\beta_1 T_\mu}{T} + \frac{\beta_2 T_\mu^2}{T^2} \right); \quad b_2 = \frac{\beta_2 T_\mu^2}{T^2}(h - 2g) + \frac{\beta_1 T_\mu}{T}(h - g) + g; \\ b_1 &= \frac{\beta_2 T_\mu^2}{T^2}(g - 2h) - \frac{\beta_1 T_\mu}{T}h + h; \quad b_0 = \frac{\beta_2 T_\mu^2}{T^2}h; \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

$$g = d^2 + d(c-f); \quad h = d^2 - d^3(c+f); \quad d = e^{-\alpha T}; \quad c = \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \beta T; \quad f = \cos \beta T; \quad (11)$$

β_1, β_2 — коэффициенты корректирующих связей; T_{c2} — постоянная времени интегрирования цифрового контура скорости.

Передаточная функция (9) получена в предположении, что $D_n(z) = \frac{Tz}{z-1}$ и используется датчик мгновенного значения скорости.

Решим две задачи: 1) определим постоянную интегрирования T_{c2} при $\beta_1 = \beta_2 = 0$; 2) при найденном значении T_{c2} определим требуемые коэффициенты корректирующих связей β_1 и β_2 .

Из (10) видно, что при $\beta_1 = \beta_2 = 0$

$$b_3 = 0, \quad b_2 = g, \quad b_1 = h, \quad b_0 = 0.$$

Условие оптимизации для первой задачи имеет вид

$$\left(\sum_{i=0}^4 a_i \right)^2 B_1 = \left(\sum_{i=0}^3 b_i \right)^2 (A_1 + 4A_2 + 9A_3 + 16A_4), \quad (12)$$

где

$$\left. \begin{aligned} B_1 &= b_1 b_2; \quad A_1 = a_0 a_1 + a_1 a_2 + a_2 a_3 + a_3 a_4; \\ A_2 &= a_0 a_2 + a_1 a_3 + a_2 a_4; \quad A_3 = a_0 a_3 + a_1 a_4; \quad A_4 = a_0 a_4. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Решение уравнения (12) на ЦВМ показало, что для реального диапазона изменения периода квантования по времени T (от 0 до 20 мс) с высокой точностью можно принять $T_{c2} = 8T_{\mu}$.

Можно показать, что оптимальное значение T_{c2} зависит от алгоритма интегрирования цифрового регулятора. Например, при

$$D_n(z) = \frac{T}{z-1} \text{ величину } T_{c2} \text{ необходимо принимать равной } T_{c2} = 8T_{\mu} + 2T,$$

$$\text{а при } D_n(z) = \frac{T}{2} \cdot \frac{z+1}{z-1}$$

$$T_{c2} = 8T_{\mu} + T.$$

Для второй задачи условия оптимизации имеют вид

$$\begin{aligned} \left(\sum_{i=0}^4 a_i \right)^2 (B_1 + 4B_2 + 9B_3) &= \left(\sum_{i=0}^3 b_i \right)^2 (A_1 + 4A_2 + 9A_3 + 16A_4); \\ \left(\sum_{i=0}^4 a_i \right)^2 (B_1 + 16B_2 + 81B_3) &= \left(\sum_{i=0}^3 b_i \right)^2 (A_1 + 16A_2 + 81A_3 + 256A_4), \end{aligned}$$

где

$$B_1 = b_0 b_1 + b_1 b_2 + b_2 b_3; \quad B_2 = b_0 b_2 + b_1 b_3; \quad B_3 = b_0 b_3;$$

а коэффициенты A_i вычисляются из (13) с учетом (10), (11) при найденном выше значении $T_{c2} = 8T_{\mu}$.

Решение этой системы уравнений дает следующие результаты:

$$\left. \begin{aligned} \beta_1 &= \frac{T}{T_{\mu}} \sqrt{0,5 + p - q_1 \pm \sqrt{4p^2 + p(1 - 4q_1) + \frac{1}{3}(q_2 - 4q_1) + 0,25}}; \\ \beta_2 &= 0,5 \left[\beta_1^2 - \beta_1 \frac{T}{T_{\mu}} + (q_1 - p) \left(\frac{T}{T_{\mu}} \right)^2 \right], \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

где

$$p = \frac{gh}{(g+h)^2}, \quad q_1 = \frac{S_1}{\left(\frac{T}{T_{c2}} \right)^2 r^2}, \quad q_2 = \frac{S_2}{\left(\frac{T}{T_{c2}} \right)^2 r^2}; \quad S_1 = A_1 + 4A_2 + 9A_3 + 16A_4;$$

$$S_2 = A_1 + 16A_2 + 81A_3 + 256A_4; \quad r = 1 - 2df + 2d^3f - d^4.$$

Аналогичные формулы можно получить и для регуляторов с передаточными функциями (4) и (5) соответственно:

$$\left. \begin{aligned} 3\beta_1^4 \left(\frac{T_{\mu}}{T} \right)^4 - 12\beta_1^3 \left(\frac{T_{\mu}}{T} \right)^3 + \beta_1^2 \left(\frac{T_{\mu}}{T} \right)^2 (6q_1 - 6p + 15) + \\ + 6\beta_1 \left(\frac{T_{\mu}}{T} \right) (2p - 2q_1 - 1) + 3q_1^2 - 9p^2 + 6p(q_1 - 1) + 7q_1 - q_2 = 0; \\ \beta_2 = 0,5 \left[(q_1 - p) \left(\frac{T}{T_{\mu}} \right)^2 - \beta_1 \frac{T}{T_{\mu}} + \beta_1^2 \right]; \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

$$\left. \begin{aligned} \beta_1 &= \frac{T}{T_p} \left[0,5 \pm \sqrt{0,5 - 0,25q_1 + p + 2\beta_2 \left(\frac{T_p}{T} \right)^2} \right]; \\ \beta_2 &= 0,25 \left(\frac{T}{T_p} \right)^2 \sqrt{4p(4p+1-q_1) + \frac{1}{3}(q_2-4q_1)+1}. \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

При определении β_1 и β_2 по (16) q_1 и q_2 следует принимать

$$q_1 = \frac{S_1}{4 \left(\frac{T}{T_{c2}} \right)^2 r^2}, \quad q_2 = \frac{S_2}{4 \left(\frac{T}{T_{c2}} \right)^2 r^2}. \quad (17)$$

Несмотря на то, что разработки датчиков мгновенной скорости уже имеются [5], серийно выпускаемые датчики в основном выдают информацию о среднем за период квантования значении скорости.

Можно показать, что при использовании датчика среднего значения скорости в системе с цифровыми интеграторами (3), (4) (5) модульный оптимум обеспечивается при $T_{c2}=8T_p+T$; $T_{c2}=8T_p+3T$; $T_{c2}=8T_p+2T$ соответственно.

При этом остаются справедливыми и общие выражения (14), (15) и (16) для определения коэффициентов β_1 и β_2 , если воспользоваться соотношениями (17) и учесть, что

$$S_j = \sum_{i=1}^n i^{2j} A_i, \quad j=1, 2.$$

Коэффициенты A_i определяются по формулам (7) с учетом приведенной к общему виду (6) передаточной функции (8) при соответствующем регуляторе.

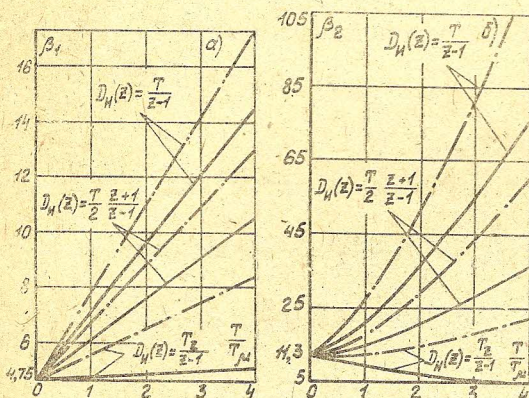


Рис. 3. Графики зависимостей: а— $\beta_1(T/T_p)$; б— $\beta_2(T/T_p)$.

Графики зависимостей $\beta_1 \left(\frac{T}{T_p} \right)$ и $\beta_2 \left(\frac{T}{T_p} \right)$, построенные с использованием приведенных выше формул, представлены на рис. 3, а, б (сплошные линии справедливы для датчика мгновенного, штрих-пунктирные—для датчика среднего значений скорости). Из графиков видно, что при $T \rightarrow 0$ вне зависимости от типа регулятора и датчика скорости $\beta_1=4,75$ и $\beta_2=11,3$, которые совпадают с величинами, полученными при оптимизации аналогичной непрерывной системы [6]. Это подтверждает правильность найденных формул.

Исследование переходных процессов рассматриваемой цифроаналоговой системы проводилось на ЦВМ с использованием метода пространства состояний по методике, приведенной в [7]. Исследования показали, что выбор параметров из условий модульного оптимума дает удовлетворительные результаты. Кроме того, при использовании компаундирующих связей по управляющему воздействию основные показатели качества переходных процессов мало зависят от величины периода квантования T ($T=0-20$ мс), типов цифрового интегратора и датчика скорости.

Графики переходных процессов, рассчитанные на ЦВМ при

$$D_n(z) = \frac{Tz}{z-1}, \quad D_{oc}(z) = \frac{z+1}{2z},$$

$T=T_p=5$ мс, $\varepsilon=100$ рад/с², $\omega_{\text{макс}}=50$ рад/с, $\Delta=0,00207$ рад/с, $\beta_1=5,6$, $\beta_2=12,8$, приведены на рис. 4, а*. Целесообразность введения компенсирующих связей подтверждается графиками переходных процессов для тока якоря двигателя (ускорения привода), представленными на рис. 4, б для начального участка ускорения привода при $\beta_1=5,6$, $\beta_2=12,8$ и при $\beta_1=\beta_2=0$. Как видно из графиков, время первого согласования тока с установившимся значением уменьшилось примерно вдвое. Уменьшается при этом и максимально возможная ошибка воспроизведения заданного закона движения.

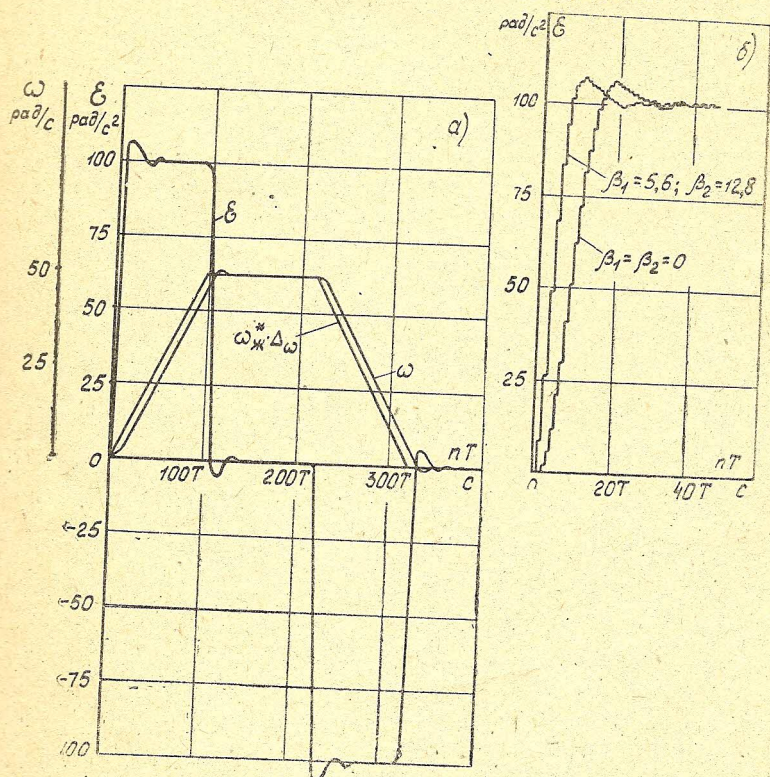


Рис. 4. Графики переходных процессов

Поэтому использование такой системы управления эффективно для приводов, работающих с большой частотой включений, например, для механизмов обжимных прокатных станов, для которых уменьшение времени нарастания и спада тока в пускотормозных режимах может привести к повышению производительности.

ЛИТЕРАТУРА

1. А.с. № 764078 (СССР). Задающее устройство. /П. Х. Коцегуб, О.И. Толочко—Опубл. в Б.И., 1980, № 34.
2. Лебедев Е. Д. и др. Управление вентильными электроприводами постоянного тока.—М.: Энергия, 1970. 199 с.
3. Бесекерский В. А. Цифровые автоматические системы.—М.: Наука, 1976. 576 с.
4. Гуревич Х. Анализ и синтез систем управления с запаздыванием.—М.: Машиностроение, 1974. 328 с.
5. А.с. № 851265 (СССР). Цифровой измеритель мгновенного значения скорости электропривода. /С. Н. Радимов—Опубл. в Б.И. 1981, № 28.
6. Коцегуб П. Х., Толочко О. И. Оптимизация систем управления электроприводами с датчиками интенсивности.—Электротехническая промышленность. Сер. Электропривод, 1976, № 7, с. 22—25.
7. Коцегуб П. Х., Губарь Ю. В. Цифроаналоговая система позиционного электропривода с датчиком положения.—Изв. вузов СССР. Электромеханика, 1983, № 1, с. 123—128.

*Графики рис. 4, а выполнены гладкими из-за трудности воспроизведения ступенчатых функций в принятом масштабе времени.