

УДК 621.313.33

ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ И ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В ЦИФРОАНАЛОГОВОЙ СИСТЕМЕ ПОЗИЦИОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С КОМБИНИРОВАННЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Лузанова Ю.В., Губарь Ю. В.
 Донецкий национальный технический университет

В работе [1] разработана Simulink – модель цифроаналоговой системы регулирования положения (СРП) электропривода с комбинированным управлением по задающему воздействию. В данной работе рассмотрены вопросы синтеза и анализа (методом математического моделирования) этой СРП. На основе методики синтеза дискретных систем управления из условий модульного оптимума [2] приводятся соотношения и графики, позволяющие выбирать параметры позиционного привода на различных участках его движения. Приведены также результаты модельных экспериментов переходных процессов в СРП средствами системы Matlab.

Введение

Рассматривается система позиционного вентильного электропривода постоянного тока (рис. 1). На рисунке использованы следующие обозначения: ЦЗП – цифровой задатчик положения; РП – регулятор положения с цифровой передаточной функцией $D_{рп}(z)$; ПКА – преобразователь код – аналог с коэффициентом передачи $K_{КА}$; КРС – контур регулирования скорости с передаточной функцией $K_{КС}(p)$; ДП – датчик положения; T_{II} – постоянная времени интегрирования цифрового контура положения; k_{ω} – коэффициент обратной связи по скорости; A_{II} - коэффициент пропорциональности между линейным и угловым перемещением.

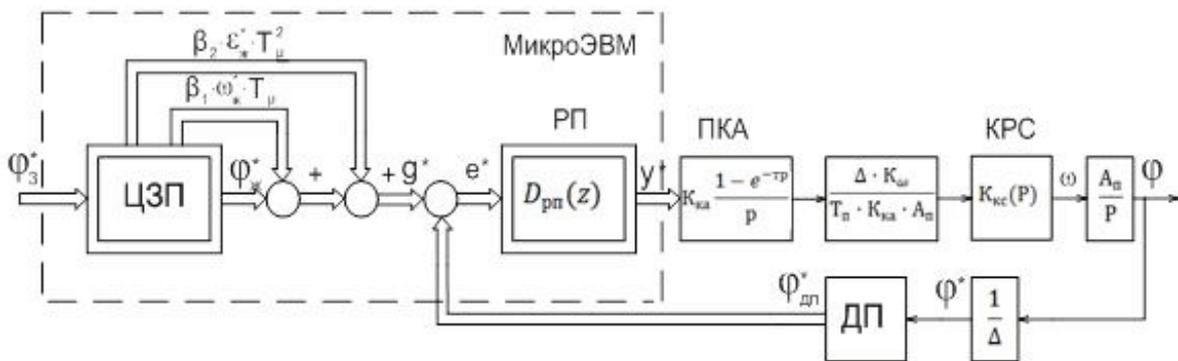


Рисунок 1. Структурная схема цифроаналоговой комбинированной системы регулирования положения

Аналоговый КРС с подчиненным ему контуром тока настроен в соответствии с требованиями модульного оптимума (МО) [3]. ЦЗП формирует управляющее воздействие g^* , являющееся линейной комбинацией сигналов желаемого изменения угла поворота $\varphi^*_{жс}$, скорости $\omega^*_{жс}$ и ускорения $\varepsilon^*_{жс}$

$$g^* = \varphi^*_{жс} + \beta_1 \cdot T_{\mu} \cdot \omega^*_{жс} + \beta_2 \cdot T_{\mu}^2 \cdot \varepsilon^*_{жс}, \tag{1}$$

где β_1, β_2 – коэффициенты корректирующих связей; T_{μ} – малая некомпенсируемая постоянная времени контура регулирования тока; звездочкой обозначены сигналы, связанные с реальными величинами соотношением

$$x^* = \frac{x}{\Delta_x}. \tag{2}$$

Δ_x – интервал квантования по уровню координаты x (в дальнейшем принят одинаковым для всех координат и обозначен Δ).

Цифровой регулятор положения осуществляет сравнение выходных сигналов задатчика положения g^* и кодового датчика положения $\varphi_{дг}^*$. Обозначим через t_3 запаздывание, вносимое в систему работой цифрового РП (ЦРП). Связь ЦРП с аналоговым КРС осуществляется через ПКА, одновременно выполняющим функцию экстраполятора нулевого порядка с фиксацией на период времени T .

Наличие компаундирующих связей по первой и второй производным от сигналов, пропорциональных желаемому закону $\varphi^*_{ж}$ изменения регулируемой координаты, позволяет осуществить принцип комбинированного управления и улучшить динамические свойства системы [3].

1 Постановка задачи

В качестве желаемого примем оптимальный по быстродействию закон изменения регулируемой координаты φ^* при отработке заданного перемещения φ^*_z и ограничениях, накладываемых на угловую скорость $\omega^* \leq \omega^*_M$ и ускорение $\varepsilon^* \leq \varepsilon^*_M$.

Потребуем, чтобы значения дискретной функции $\varphi^*_{ж}(nT)$ в моменты времени nT совпадало с желаемым значением непрерывной функции $\varphi^*_{ж}(t)$. Это легко достигается, если на участках разгона (торможения) и равномерного движения $\varphi^*_{ж}(nT)$ формировать по разным алгоритмам интегрирования. Так, на участках равноускоренного и равнозамедленного движения привода можно использовать метод трапеций

$$\varphi^*_{ж}(nT) = \varphi^*_{ж}(nT - 1T) + \frac{T}{2} [\omega^*_{ж}(nT) + \omega^*_{ж}(nT - 1T)] \quad (3)$$

а на участках равномерного движения – алгоритм Эйлера

$$\varphi^*_{ж}(nT) = \varphi^*_{ж}(nT - 1T) + T \cdot \omega^*_{ж}(nT - 1T). \quad (4)$$

Этим алгоритмам соответствуют интеграторы с передаточными функциями

$$D_{И2}(z) = \frac{\varphi^*_{ж}(z)}{\omega^*_{ж}(z)} = \frac{T}{2} \cdot \frac{z+1}{z-1}; \quad D_{И1}(z) = \frac{\varphi^*_{ж}(z)}{\varepsilon^*_{ж}(z)} = \frac{T}{z-1} \quad (5)$$

соответственно (z – символ дискретного Z -преобразования). При этом скорость $\omega^*_{ж}(nT)$ формируется на всех участках движения привода по алгоритму Эйлера, то есть

$$D_{И1}(z) = \frac{\omega^*_{ж}(z)}{\varepsilon^*_{ж}(z)} = \frac{T}{z-1}. \quad (6)$$

Постоянная интегрирования цифрового контура положения $T_{И}$, коэффициенты корректирующих связей ЦЗП β_1 и β_2 зависят от периода квантования системы по времени T , величины T_{μ} , а также от типов цифровых интеграторов $D_{И1}(z)$ и $D_{И2}(z)$ на различных участках движения привода. Тогда задачу синтеза можно сформулировать следующим образом: найти параметры цифровой части системы $T_{И}$, β_1 и β_2 , обеспечивающие выполнение условий модульного оптимума [2] на различных участках изменения $\varphi^*_{ж}(nT)$ в зависимости от величин T и T_{μ} .

2 Решение задачи

При решении задачи в первом приближении эффектом квантования по уровню можно пренебречь. Тогда рассматриваемую цифроаналоговую систему можно представить как линейную импульсную систему (рис. 2). На схеме коэффициент пропорциональности между линейным и угловым перемещением $A_{И}$ принят равным единице.

Оптимизацию системы выполним в следующей последовательности:

1. Определим постоянную времени $T_{И}$ при $\beta_1 = \beta_2 = 0$.
2. При найденном $T_{И}$ определим коэффициенты β_1 и β_2 .

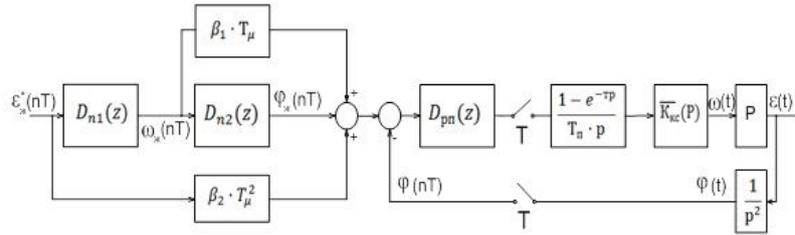


Рисунок 2. Преобразованная структурная схема системы регулирования положения

Численное решение уравнений оптимизации [2] применительно к передаточной функции СРП показало, что на всех участках движения привода можно принять

$$T_{II} = 8T_{\mu} + T + 2t_3 \tag{9}$$

Кроме того, для СРП на различных участках движения привода были получены аналитические выражения для определения коэффициентов β_1 и β_2 (точные выражения не приводятся из – за их громоздкости).

Графики зависимостей $\beta_1\left(\frac{T}{T_{\mu}}, \tau_3\right)$ и $\beta_2\left(\frac{T}{T_{\mu}}, \tau_3\right)$, построенные с использованием полученных формул, представлены на рис. 3. При $T \rightarrow 0$ значения коэффициентов β_1 и β_2 совпадают с величинами ($\beta_1 = 4,75$; $\beta_2 = 11,3$), полученными при оптимизации аналогичной непрерывной системы [3]. Последнее подтверждает правильность найденных формул.

3 Анализ переходных процессов

На основе анализа модельных экспериментов с использованием математической модели СРП, приведенной в [1], построены и приведены на рис. 4 графики зависимостей $\frac{t_C}{T_{\mu}}\left(\frac{T}{T_{\mu}}, \tau_3\right)$ и $\frac{t_M}{T_{\mu}}\left(\frac{T}{T_{\mu}}, \tau_3\right)$, где $\tau_3 = t_3/T$, t_C и t_M – соответственно моменты времени первого согласования тока с установившимся значением и достижения током максимального значения.

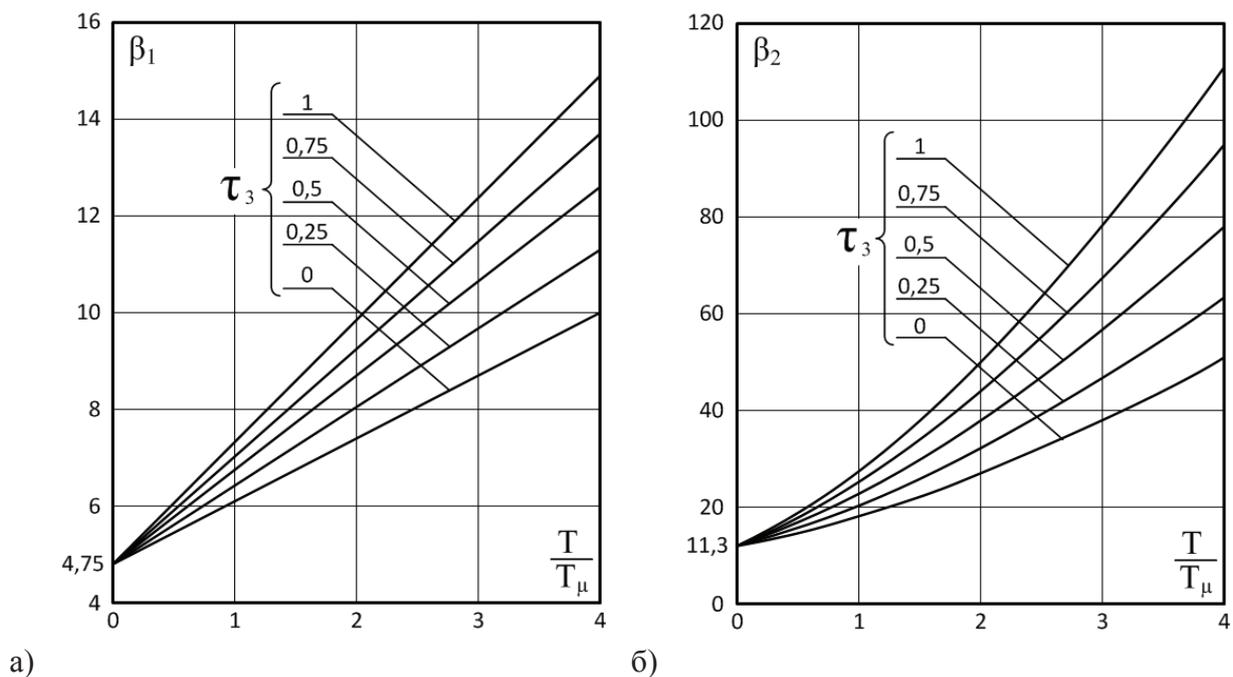


Рисунок 3. Графики зависимостей: а) $\beta_1\left(\frac{T}{T_{\mu}}, \tau_3\right)$; б) $\beta_2\left(\frac{T}{T_{\mu}}, \tau_3\right)$.

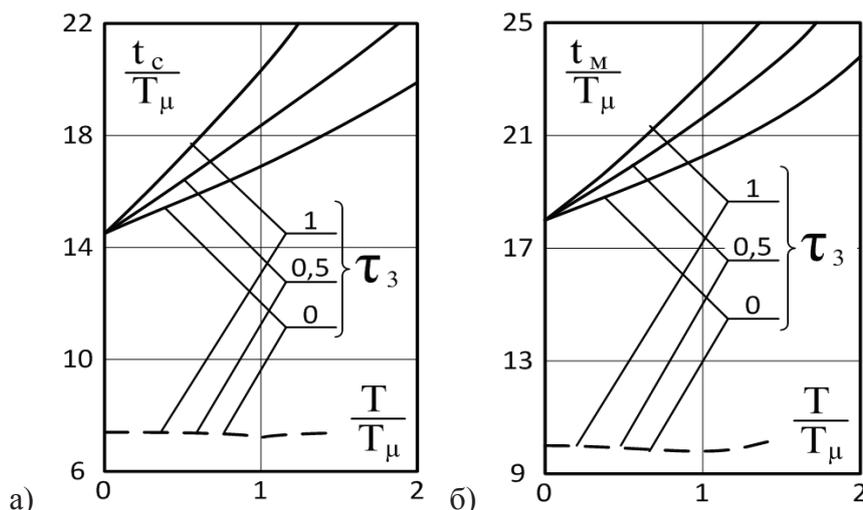


Рисунок 4. Графики зависимостей: а) $\frac{t_C}{T_\mu} \left(\frac{T}{T_\mu}, \tau_3 \right)$; б) $\frac{t_M}{T_\mu} \left(\frac{T}{T_\mu}, \tau_3 \right)$.

Анализ этих графиков позволяет сделать следующие выводы. При отсутствии корректирующих связей (эти зависимости показаны сплошными линиями) быстродействие системы снижается с увеличением периода квантования по времени T и запаздывания τ_3 . Использование корректирующих связей позволяет скомпенсировать дополнительную инерционность системы, обусловленную эффектом квантования по времени и временным запаздыванием. При выборе коэффициентов β_1 и β_2 из условий МО времена t_C и t_M при отработке управляющих воздействий практически не зависят от величины T/T_μ и τ_3 и составляют $t_C \approx (6 \div 8) \cdot T_\mu$ и $t_M \approx (9 \div 10) \cdot T_\mu$, что, как минимум, в два раза меньше, чем в системе с принципом управления по отклонению, и близки к значениям, полученным в аналогичной непрерывной системе [3]. Эти зависимости показаны на графиках пунктирными линиями.

Выводы

1. При отсутствии корректирующих связей быстродействие СРП снижается с увеличением периода квантования T и временного запаздывания τ_3 .
2. Использование комбинированного управления позволяет скомпенсировать дополнительную инерционность системы, обусловленную эффектом квантования по времени и запаздывания.
3. При выборе параметров ЦЗП и РП из условий МО время первого согласования тока с установившимся значением t_C при отработке управляющих воздействий практически не зависит от величин T/T_μ и τ_3 и составляет величину $t_C \approx (6 \div 8) \cdot T_\mu$, что, как минимум, в два раза меньше, чем в системе с принципом управления по отклонению.

Литература

- [1] Лузанова Ю.В. Моделирование и исследование цифроаналоговой системы регулирования положения в среде Matlab + Simulink [Текст] / Ю. В. Лузанова, Ю. В. Губарь – Інформаційні управляючі системи та комп'ютерний моніторинг. // Збірка матеріалів II Всеукр. наук.– техн. конфер. – Донецьк: ДНТУ, 2011, т. 2, с. 127 – 131.
- [2] Гурецкий Х. Анализ и синтез систем управления с запаздыванием [Текст] / Х. Гурецкий – М.: Машиностроение, 1974, 328 с.
- [3] Коцегуб П.Х. Система позиционного электропривода с задатчиком положения [Текст] / П.Х. Коцегуб, О.И. Толочко, Ю.В. Губарь, А.В.Светличный // Известия вузов. Электромеханика, № 3. – 1982.- С.321 – 327.