

УДК 621.92

## СИНТЕЗ КОРРЕКТИРУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА ЗАМКНУТОГО КОНТУРА СКОРОСТИ С ЦИФРОВЫМ РЕГУЛЯТОРОМ ДЛЯ ПРЕЦИЗИОННОГО ПОЗИЦИОННО-СЛЕДЯЩЕГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

**В.Е. Лысов, Я.И. Пешев**

Самарский государственный технический университет  
Россия, 443100, г. Самара, ул. Молодогвардейская, 244

E-mail: 67lysov@mail.ru

**Аннотация.** *Позиционно-следающие электроприводы являются основными при подаче подвижных органов станка и реализующих сложные движения инструментов. Динамика электроприводов определяет точность обработки или изменения. Для достижения высоких динамических показателей качества управления необходимо обеспечить апериодический переходный процесс при переходе с одной скорости на другую. В этом случае обеспечивается высокая точность позиционирования и лучшие показатели по чистоте обрабатываемой детали. В статье рассматриваются необходимые условия для обеспечения апериодического переходного процесса в цифровой системе управления частотой вращения электродвигателя. Представлена методика дополнительной коррекции системы, обеспечивающая требуемые показатели. Теоретические положения подтверждены результатами моделирования.*

**Ключевые слова:** *дискретность, цифровой регулятор положения, экстраполятор нулевого порядка, прецизионный металлорежущий станок.*

Прецизионные координатно-расточные станки, координатно-измерительные машины, опорно-поворотные устройства телескопов [1, 2] оснащаются позиционно-следающими электроприводами постоянного или переменного тока [3, 4]. Упомянутые электроприводы способны обрабатывать сложные траектории перемещения со статической точностью позиционирования до 0,1 мкм или 0,1 угловых секунд [5]. Достижение высоких точностных показателей при высокой производительности возможно только при обеспечении плавности перемещений исполнительных органов и одностороннего подхода к заданной координате. Это, в свою очередь, возможно только в случае перехода с одной скорости вращения вала двигателя на другую по апериодическому (экспоненциальному) закону, что позволяет исключить негативное влияние люфта в кинематической цепи и гистерезиса электромеханических узлов на точностные показатели. Стабильность перемещения исполнительного органа при стабильной скорости вращения вала двигателя при вариации возмущающих воздействий также позволяет обеспечить высокую динамическую точность воспроизведения заданной траектории.

Известно [7, 8], что позиционно-следающие системы (ПСС) структурно формируются по схеме подчиненного регулирования (СПР).

---

*Лысов Владимир Ефимович (д.т.н., проф.), профессор кафедры «Электропривод и промышленная автоматика».*

*Пешев Ярослав Иванович (к.т.н.), старший преподаватель кафедры «Электропривод и промышленная автоматика».*

Аналоговые ПСС, настроенные на технический оптимум, имеют желаемую передаточную функцию разомкнутого контура скорости в виде

$$W_{RG\_A}(p) = \frac{1}{4T_{CP}p(2T_{CP}p + 1)}, \quad (1)$$

а при замкнутом контуре скорости

$$W_{ZG\_A}(p) = \frac{1}{8T_{CP}^2p^2 + 4T_{CP}p + 1} \cdot \frac{1}{K_{OCC}}. \quad (2)$$

В (1, 2) обозначены:  $T_{CP}$  – малая постоянная времени силового преобразователя;  $K_{OCC}$  – коэффициент передачи цепи обратной связи.

Передаточная функция (2) обеспечивает при единичном ступенчатом входном управляющем воздействии переходный процесс с перерегулированием  $\sigma = 4,3\%$ .

Примерно такого же значения перерегулирования достигает контур скорости, настроенный на симметричный оптимум, с фильтром на входе управляющего воздействия [7].

Наличие перерегулирования принципиально недопустимо в прецизионном электроприводе. Управление скоростью цифровым регулятором приводит к еще большему значению перерегулирования, так как в этом случае в структуре контура скорости присутствует экстраполятор нулевого порядка.

В данной статье определены условия для формирования в замкнутом контуре скорости с цифровым регулятором аperiodического переходного процесса изменения скорости вращения вала двигателя при единичном ступенчатом входном управляющем воздействии. Структурная схема упомянутого замкнутого контура скорости имеет вид, показанный на рис. 1, на котором введены следующие обозначения:  $W_{HLD}(p)$  – передаточная функция экстраполятора нулевого порядка;  $\frac{1}{4T_{CP}p(2T_{CP}p + 1)}$  – передаточная функция разомкнутого контура скорости при настройке на технический оптимум;  $K_{OCC}$  – коэффициент передачи обратной связи по скорости.

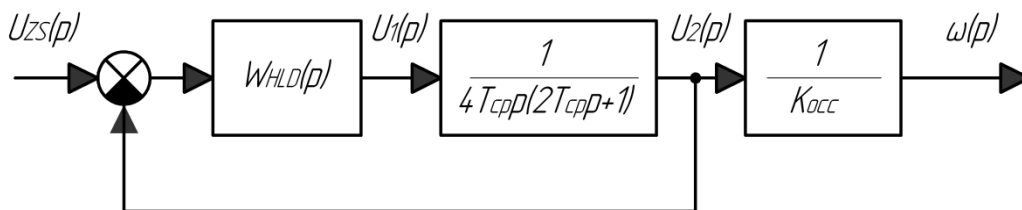


Рис. 1. Структурная схема контура скорости с экстраполятором нулевого порядка

Необходимым условием формирования аperiodического переходного процесса дискретной системы при нулевых начальных условиях является создание для замкнутого контура скорости передаточной функции в форме Z-преобразования, которая должна иметь следующий вид:

$$W_{ZG\_D}(Z) = \frac{\omega(Z)}{U_{ZS}(Z)} = \frac{d}{Z-d}. \quad (3)$$

В (3) обозначены:  $W_{ZG\_D}(Z)$  – желаемая передаточная функция замкнутой дискретной системы (контур скорости);  $\omega$  – угловая скорость вращения вала двигателя;  $U_{ZS}$  – управляющее входное воздействие (сигнал задания скорости);

$d = e^{-\frac{T}{T_1}}$ , причем  $T$  – период дискретизации экстраполятора нулевого порядка,  $T_1$  – постоянная времени апериодического звена ( $2T_{CP}=T_1$  (см. рис. 1)).

Согласно свойству Z-преобразования [8], установившееся значение скорости вращения вала двигателя  $\omega_{SET}(t)$  при действии единичного ступенчатого управляющего воздействия  $I(t)$  определяется зависимостью

$$\omega_{SET\_D}(t) = \frac{d}{Z-d} \cdot \frac{Z}{Z-1} (Z-1) = \frac{d}{1-d}. \quad (4)$$

$t \longrightarrow \infty \qquad Z \longrightarrow 1$

В (4) обозначено:  $\omega_{SET\_D}(t)$  – установившаяся скорость вращения вала двигателя дискретной системы. Из (4) следует, что уровень установившегося значения  $\omega_{SET\_D}(t)$  зависит от соотношения  $\frac{T}{T_1}$ . В этой связи полученное значение

$\omega_{SET\_D}(t)$  по формуле (4) следует умножить на коэффициент  $\alpha = \frac{\omega_{SET\_A}(t)}{\omega_{SET\_D}(t)}$ .

С учетом сделанного замечания зависимость (4) примет вид

$$\omega_{SET\_D}(t) = \frac{d\alpha}{1-d}. \quad (5)$$

Значение  $\omega_{SET\_A}(t) = \frac{1}{K_{OCC}}$ .

Начальное значение переходного процесса определяется соотношением [8]

$$\omega_{SET\_D}(t) = \lim_{Z \rightarrow \infty} \left[ \frac{Z}{Z-1} \cdot \frac{d}{Z-d} \right] = 0. \quad (6)$$

Переходный процесс с последующей оценкой динамических показателей качества управления определяется зависимостью

$$\omega(Z) = U_{ZS}(Z) \frac{d\alpha}{Z-d} = \frac{Z}{Z-1} \cdot \frac{d\alpha}{Z-d} \quad (7)$$

путем разложения в ряд Лорана [8].

Как было отмечено выше, введение экстраполятора нулевого порядка приводит к повышенному значению перерегулирования. В этой связи необходима дополнительная коррекция системы. Это, в свою очередь, требует найти желаемую передаточную функцию системы в форме Z-преобразования. Исходя из зависимости (3) значение  $W_{RG\_D}(Z)$  определяется

$$W_{RG\_D}(Z) = \frac{U_{HLD}(Z)}{U_{ZS}(Z)} = \frac{d}{Z-2d}. \quad (8)$$

Для определения периода дискретности  $T$  необходимо знать полосу пропускания аналоговой части системы. Из зависимости (1) следует, что коэффициент передачи равен  $K_{RG\_A} = \frac{1}{4T_{CP}}$  и  $\omega_C = \frac{1}{4T_{CP}}$ .

Согласно теореме Шеннона – Котельникова, для достижения показателей качества управления, отличающихся не более чем на 3 % от аналогового прототипа, необходимо обеспечить соотношение между частотой квантования экстраполятора нулевого порядка  $\omega_0$  и частотой среза аналоговой части системы  $\omega_C$  в виде  $\frac{\omega_0}{\omega_C} \geq 24$  [9].

С учетом полученных параметров значение передаточной функции разомкнутой системы с учетом экстраполятора нулевого порядка определяется соотношением [8]

$$W_{R\_HLD}(Z) = \frac{Z-1}{Z} Z \left[ \frac{1}{4T_{CP} p^2 (2T_{CP} p + 1)} \right].$$

После применения Z-преобразования получим

$$W_{R\_HLD}(Z) = \left[ \frac{T(Z-d) - T_1(1-d)(Z-1)}{(Z-1)(Z-d)} \right] K_{RG\_A}. \quad (9)$$

В (9) обозначено:  $T$  – период дискретности экстраполятора нулевого порядка;  $T_1$  – постоянная времени аperiodического звена;  $d = e^{-\frac{T}{T_1}}$ .

Значение  $T$  определяется из соотношения  $T = \frac{2\pi}{\omega_0}$ , а также:  $T_1 = 2T_{CP}$ ,

$$K_{RG\_A} = \frac{1}{4T_{CP}}.$$

Применим к полученному выражению билинейное преобразование [8]

$$Z = \frac{1+w}{1-w}. \quad (10)$$

В результате применения (10) получим

$$W_{R\_HLD}(w) = \frac{(1-w) \left[ T \left( 1 + \frac{w(1+d)}{1-d} - 2wT_1 \right) \right]}{2w \left( 1 + \frac{w(1+d)}{1-d} \right)}. \quad (11)$$

Заменив в (11)  $w = j\lambda \frac{T}{2}$ , где  $\lambda$  – псевдочастота [8], найдем выражение для амплитудно-фазовой характеристики разомкнутой системы с экстраполятором нулевого порядка:

$$W_{R\_HLD}\left(j\lambda\frac{T}{2}\right) = \frac{\left(1 - j\lambda\frac{T}{2}\right) \left[ T \left( 1 + \frac{j\lambda\frac{T}{2}(1+d)}{1-d} - 2j\lambda\frac{T}{2}T_1 \right) \right]}{2j\lambda\frac{T}{2} \left( 1 + j\lambda\frac{T}{2} \frac{1+d}{1-d} \right)}. \quad (12)$$

Для обеспечения аperiodического переходного процесса найдем выражение для желаемой АФЧХ дискретной системы в области псевдочастот. Из зависимости (8) следует

$$W_{RG\_D}(w) = \frac{d}{\frac{1+w}{1-w} - 2d}. \quad (13)$$

Заменяя в (13)  $w = j\lambda\frac{T}{2}$ , получим

$$W_{RG\_D}\left(j\lambda\frac{T}{2}\right) = \frac{d\left(1 - j\lambda\frac{T}{2}\right)}{(1-2d) + j\lambda\frac{T}{2}(1+2d)}. \quad (14)$$

Для достижения требуемых показателей качества управления необходимо включить в структуру контура скорости последовательное корректирующее устройство исходя из зависимости

$$W_{CU}\left(j\lambda\frac{T}{2}\right) = \frac{W_{RG\_D}\left(j\lambda\frac{T}{2}\right)}{W_{R\_HLD}\left(j\lambda\frac{T}{2}\right)}. \quad (15)$$

Рассмотренную методику, обеспечивающую аperiodический переходный процесс изменения скорости вращения вала двигателя по единичному ступенчатому управляющему воздействию, проиллюстрируем на конкретном примере.

Примем следующие значения параметров контура скорости:  $T_{CP}=0,01\text{sec}$ ,  $K_{OCC}=0,064\text{V*sec}$ .

По вышеприведенным данным на рис. 2 построена ЛАФЧХ аналогового разомкнутого контура скорости, настроенного на технический оптимум (характеристики 1, 2 на рис. 2). Для построения были рассчитаны следующие значения:

$$20\lg K_{RG\_A} = 20\lg \frac{1}{4T_{CP}} = 28\text{dB}, \quad \omega_1 = \frac{1}{T_1} = \frac{1}{2T_{CP}} = 50\text{sec}^{-1}, \quad \lg \omega_1 = \lg 50 = 1,7\text{dec}.$$

Из построения следует, что частота  $\omega_C = \frac{1}{4T_{CP}} = 25\text{sec}^{-1}$ , или  $\lg \omega_C = \lg 25 = 1,4\text{dec}$ .

Согласно вышеприведенной рекомендации выбора частоты квантования экстраполятора нулевого порядка [9] находим:  $\omega_0 = 24\omega_C = 600\text{sec}^{-1}$ .

По полученному значению  $\omega_0$  определяем период квантования экстраполя-

тора нулевого порядка  $T = \frac{2\pi}{\omega_0} = 0,01\text{sec}$ .

С учетом полученных значений передаточная функция аналоговой части контура скорости с экстраполятором нулевого порядка, которая была получена в (9), примет вид

$$W_{R\_HLD}(Z) = \frac{0,05(Z+1)}{(Z-1)(Z-0,6)}$$

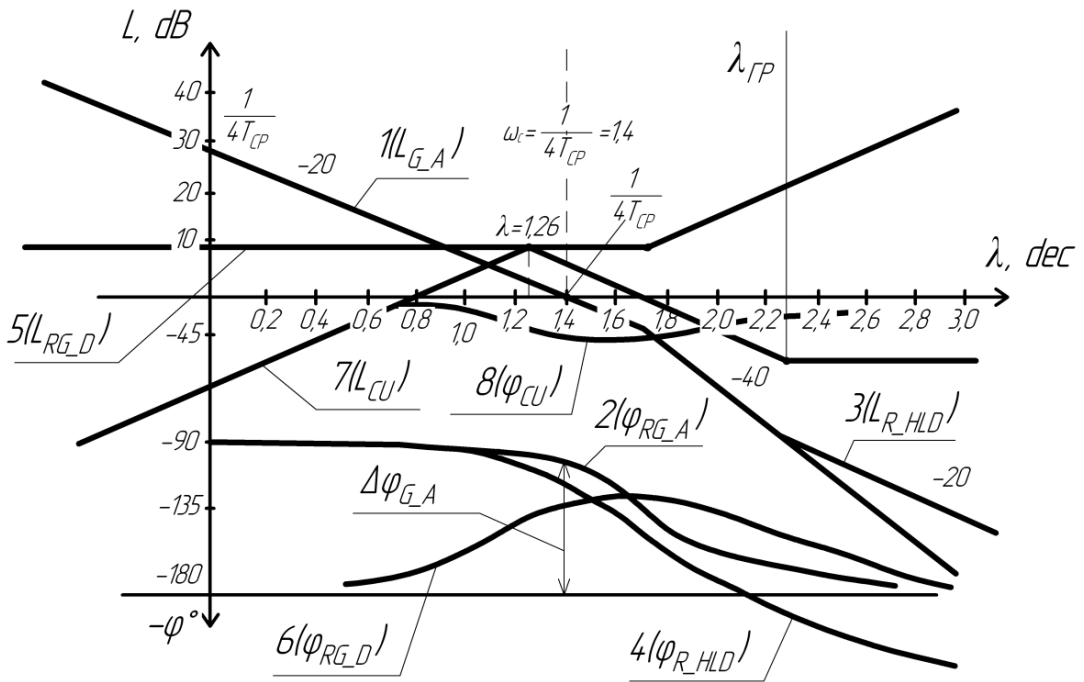


Рис. 2. Логарифмические амплитудно-фазовые частотные характеристики разомкнутого контура скорости:

- 1, 2 – ЛАФЧХ разомкнутого аналогового контура скорости;
- 3, 4 – ЛАФЧХ разомкнутого аналогового контура скорости с экстраполятором нулевого порядка;
- 5, 6 – ЛАФЧХ разомкнутого дискретного контура скорости;
- 7, 8 – ЛАФЧХ корректирующего устройства

Переходя последовательно с помощью билинейного преобразования (10, 11), получаем выражения для АФЧХ системы в области псевдочастот (12). Из полученной зависимости находим

$$W_{R\_HLD}\left(j\lambda \frac{T}{2}\right) = \frac{25(1 - j\lambda 0,005)}{j\lambda(0,02j\lambda + 1)}$$

По полученному выражению для АФЧХ построены соответствующие характеристики (характеристики 3, 4 на рис. 2). Сравнение характеристик 1, 3 и 2, 4, показанных на рис. 2, доказывает положение об ухудшении динамических показателей качества управления в замкнутом контуре скорости.

Для обеспечения апериодического переходного процесса изменения скорости вращения вала двигателя при единичном ступенчатом управляющем воздей-

ствии построим желаемую АФЧХ согласно зависимости (14):

$$W_{RG-D} \left( j\lambda \frac{T}{2} \right) = \frac{3(1 - j\lambda 0,005)}{(0,055j\lambda - 1)}. \quad (16)$$

Используя выражение (16), построим ЛАФЧХ (характеристики 5, 6 на рис. 2), для чего рассчитаем значения:  $20\lg 3 = 9,5\text{dB}$ ;  $\lambda_1 = \frac{1}{0,005} = 200\text{sec}^{-1}$ ;

$\lg 200 = 2,3\text{dec}$ ;  $\lambda_2 = \frac{1}{0,055} = 18,18\text{sec}^{-1}$ ;  $\lg 18,18 = 1,26\text{dec}$ .

Согласно зависимости (15) и построенным характеристикам 3, 4, 5, 6 (см. рис. 2) найдем выражение для АФЧХ и ЛАФЧХ корректирующего устройства:

$$W_{CU} \left( j\lambda \frac{T}{2} \right) = \frac{W_{RG-D} \left( j\lambda \frac{T}{2} \right)}{W_{R-HLD} \left( j\lambda \frac{T}{2} \right)} = \frac{0,12(1 + j\lambda 0,02)j\lambda}{0,055j\lambda - 1}, \quad (17)$$

при этом  $20\lg 0,12 = -18,4\text{dB}$ .

По выражению (17) на рис. 2 построена ЛАФЧХ корректирующего устройства (характеристики 7, 8).

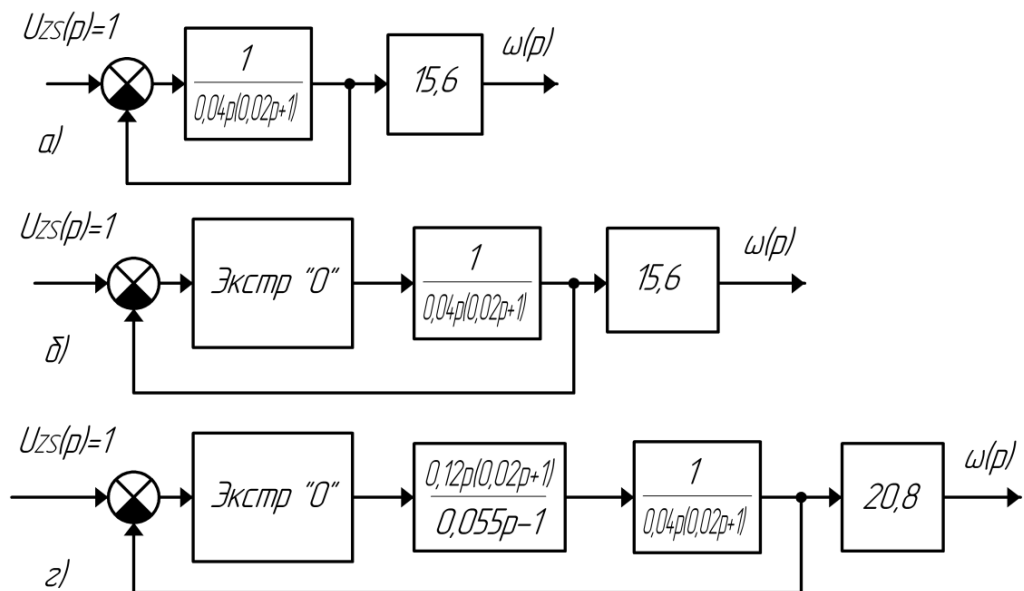


Рис. 3. Структурные схемы замкнутого контура стабилизации скорости:

*a* – аналоговый замкнутый контур скорости;

*б* – дискретный замкнутый контур скорости;

*з* – дискретный замкнутый контур скорости с корректирующим устройством

Применив Z-преобразование к (17), можно получить реализацию корректирующего устройства в цифровом виде. Для этого воспользуемся соотношениями

$$j\lambda = \frac{2w}{T}, \quad w = \frac{Z+1}{Z-1}, \quad Z = e^{pT} \approx \frac{1 + \frac{pT}{2}}{1 - \frac{pT}{2}}.$$

В результате преобразований получим

$$L_{CU}(Z) = \frac{12(Z-1)(Z-0,6)}{(Z+1)(Z-1,2)}$$

или

$$L_{CU}(p) = \frac{0,12p(0,02p-1)}{0,055p-1}.$$

По полученным зависимостям составляется структурная схема корректирующего устройства.

Структурные схемы математических моделей представлены на рис. 3 (а, б, в).

Проведенные аналитические исследования подтверждены имитационным моделированием в среде Matlab.

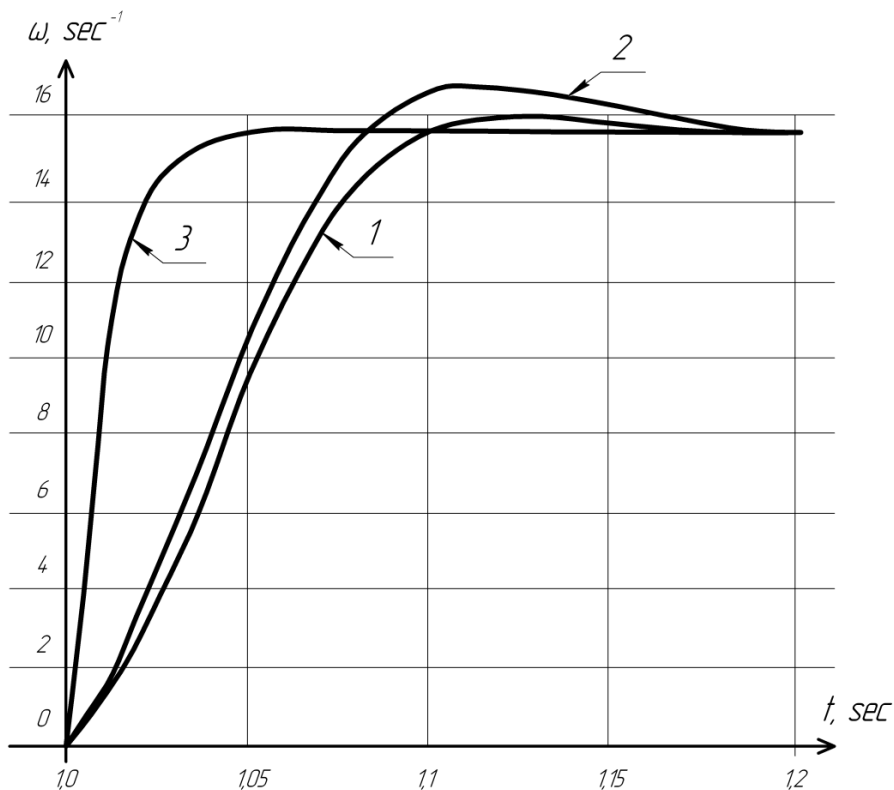


Рис. 4. Переходные процессы изменения скорости по управляющему единичному ступенчатому воздействию для различных структур замкнутых контуров скорости



На рис. 4 представлены переходные процессы изменения скорости по управляющему единичному ступенчатому воздействию для следующих случаев: аналоговый замкнутый контур скорости при настройке на технический оптимум (кривая 1); дискретный замкнутый контур скорости при настройке на технический оптимум (кривая 2); дискретный замкнутый контур скорости, имеющий в своей структуре корректирующее устройство (кривая 3). Анализ результатов имитационного моделирования подтверждает увеличение перерегулирования при наличии в структуре замкнутого контура скорости экстраполятора нулевого порядка до 9 % при условии изначальной настройки на технический оптимум. Также доказывается адекватность предложенных условий по обеспечению аperiodического переходного процесса изменения скорости вращения вала двигателя в замкнутом контуре скорости с экстраполятором нулевого порядка при единичном ступенчатом управляющем воздействии.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Михайлов О.П., Орлова Р.Т. Современный электропривод станков с ЧПУ и промышленных роботов. – М.: Высшая школа, 1989. – 111 с.
2. Садовников А.А., Томасов В.С., Толмачёв В.А. Электропривод для оптических комплексов контроля космического пространства // Известие вузов. Приборостроение. – 2011. – Т. 54. – № 6. – С. 81–86.
3. Балковой А.П., Цаценкин В.К. Прецизионный электропривод с вентильным двигателем. – М.: Машиностроение, 2010. – 328 с.
4. Technical manual TNC620. DR JOHANNES HEIDENHAIN GmbH, 83301 Traunreut, Germany. – Oktober 2010.
5. Решетов Д.Н., Портман В.Г. Точность металлорежущих станков. – М.: Машиностроение, 1986. – 336 с.
6. Manfred Weck. Werkzeugmaschinen 3 : Mechatronische Systeme, Vorschubantriebe, Prozessdiagnose. – Springer Berlin Heidelberg, 2006. – 424 p.
7. Рапопорт Э.Я. Системы подчиненного регулирования электроприводов постоянного тока. Конспект лекций. – Куйбышев, 1985. – 56 с.
8. Лысов В.Е. Теория автоматического управления. – М.: Машиностроение, 2010.
9. Лысов В.Е., Сидоров И.С. Анализ погрешности в воспроизведении заданной траектории движения позиционно-слеящего электропривода с экстраполятором нулевого порядка // Вестник Самарского государственного технического университета. Сер. Технические науки. – 2015. – № 4 (48). – С. 70–75.

*Статья поступила в редакцию 12 января 2018 г.*

# **SYNTHESIS OF CORRECTIVE DEVICE FOR A CLOSED-LOOP SPEED CONTROL WITH DIGITAL SPEED REGULATOR FOR THE PRECISION POSITION-TRACKING SERVO DRIVE**

***V.E. Lysov, Y.I. Peshev***

Samara State Technical University  
244, Molodogvardeyskaya st., Samara, 443100, Russian Federation

***Abstract.*** Servo drives are the main ones when submitting the moving parts of the machine and realizing complex movements of the tools. The dynamics of electric drives determines the accuracy of processing or changes. To achieve high dynamic quality of control, it is necessary to provide an aperiodic transition process from one speed to another. In this case, high positioning accuracy and better cleanliness of the workpiece are ensured. The paper considers the necessary conditions for providing an aperiodic transient process in a digital control system for the rotational speed of an electric motor. The paper describes the method of additional correction of the system providing the required parameters. The theoretical positions are confirmed by the results of the simulation.

***Keywords:*** jig boring machine, position regulator, sampling rate, zero-order hold.