

# КОМБИНИРОВАННАЯ ЦИФРОВАЯ СИСТЕМА ПОЗИЦИОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПРОГРАММНОГО УПРАВЛЕНИЯ С НАБЛЮДАЮЩИМ И ЗАДАЮЩИМ УСТРОЙСТВАМИ

Губарь Ю.В., Коцегуб П.Х.

Кафедры ЭВМ и ЭАПУ ДонГТУ  
E-mail: gubar@cs.dgtu.donetsk.ua

## Abstract

*Gubar Y. V., Kotsehub P.H. Multifunction numerical system positional electrodrive of programme management with observing and assigning devices. Executed syntheses of parameters and conducted study of multifunction system of regulation of position with the watcher of condition of third order. Given recommendations on using a considered system for positional drives, working in tense again-short mode.*

## Введение

В теории и практике автоматизированного электропривода широкое распространение получили системы подчиненного регулирования с последовательной коррекцией параметров. Наряду с многими известными достоинствами таких систем, им присущ существенный недостаток: с введением каждого последующего контура регулирования быстродействие системы падает.

Для класса позиционных механизмов, работающих в напряженном повторно-кратковременном режиме, производительность привода во многом зависит от его быстродействия. Одним из путей повышения быстродействия системы и точности воспроизведения заданного входного воздействия является введение наблюдающего устройства, как это сделано в [1] для цифровой системы регулирования скорости (СРС). Другой путь - это использование принципа комбинированного управления по задающему воздействию при помощи компаундирующих связей по последнему [2].

В связи с выше изложенным представляет интерес выполнить синтез и анализ позиционной системы прямого цифрового управления, использующей оба эти подхода. Ниже рассмотрена система регулирования положения (СРП), работающая от задатчика положения (ЗП) по заданной программе. Задачей СРП является отработка технически оптимальных по быстродействию законов движения с ограниченными значениями ускорения (замедления)  $\varepsilon^*_M$  и скорости  $v^*_M$  привода.

## 1. Описание исследуемой системы

Управляющая часть СРП выполнена на базе микроЭВМ, в состав которой входят ЗП, регуляторы положения (РП), скорости (РС) и тока (РТ), цифровой наблюдатель состояния (ЦНС). Силовая часть системы содержит реверсивный вентильный преобразователь (ВП) с цифровой системой импульсно-фазового управления (СИФУ) и

двигатель постоянного тока независимого возбуждения, с валом которого сочленён кодовый датчик положения (КДП) и исполнительный орган рабочей машины.

Линеаризованная расчётная структурная схема цифровой СРП с П-регуляторами скорости и положения без учёта действия обратной связи по ЭДС двигателя приведена на рис.1.а. Контур регулирования тока (КРТ) в этой системе замкнут по среднему за период квантования  $T$  току якоря двигателя  $\Gamma_{CP}$  и содержит узел дискретной компенсации возможного запаздывания управляющего воздействия, поступающего на вход ВП, на один период дискретности [3]. В силу этого КРТ на расчётной структурной схеме замкнут по упреждающему току  $Z \cdot I_{CP}$ , а звено запаздывания  $z^{-1}$  вынесено в контур регулирования скорости (КРС).

Запаздывание, вносимое в КРС за счёт его компенсации в КРТ, ухудшает динамические свойства контуров скорости и положения (КРГТ). Устранить негативное влияние запаздывания на динамику привода возможно, если контура регулирования замыкать по упреждённым на такт сигналам  $\Gamma'_{CP}(nT+1T)$ ,  $w'(nT+1T)$  и  $\phi'(\eta T+1T)$ . Здесь предполагается использование в СРП цифрового датчика мгновенного значения скорости (СДС) и КДП с передаточными функциями

$$D_{ДС}(z) = 1, \quad D_{ДП}(z) = 1 \quad (O)$$

соответственно.

Однако, параметры  $\Gamma_{CP}(nT+1T)$ ,  $w'(nT+1T)$  и  $\phi'(\eta T+1T)$  не поддаются непосредственному измерению. Восстановление этих координат возможно с помощью ЦНС третьего порядка, структура которого приведена на рис.1.б. В зависимости от положений переключателей  $77_1$  и  $77_2$  в ЦНС могут быть выделены сигналы, которые далее могут быть использованы в качестве сигналов обратных связей  $I_{OC}^t$ ,  $\omega_{ж}^*$  и  $\phi_{ж}^*$  в СРП.

Структура ЗП с компаундирующими связями показана на рис.2. В его состав входят арифметико-логическое устройство (АЛУ), цифровые интеграторы с передаточными функциями  $D_{И1}(z)$  и  $D_{И2}(z)$  и сумматор. Цифровые интеграторы преобразуют сигнал желаемого ускорения привода  $\varepsilon'_{ж}(nT)$  в сигналы желаемой скорости  $\omega'_{ж}(nT)$  и положения  $\phi''_{ж}(nT)$ , а сумматор формирует результирующий сигнал задания

$$\phi_{ЗП}^*(nT) = \phi_{ж}^*(nT) + K_1 \cdot \omega_{ж}^*(nT) + K_2 \cdot \varepsilon_{ж}^*(nT), \quad (2)$$

где  $K_1$  и  $K_2$  - корректирующие коэффициенты, обеспечивающие осуществление принципа комбинированного управления.

На рис.1 использованы следующие обозначения:  $R_a$  - активное сопротивление силовой цепи преобразователь-двигатель;  $T_m$  - электромеханическая постоянная времени привода;  $s$  - конструктивная постоянная двигателя;  $T$  - период квантования по времени, который принят равным периоду дискретности ВП;  $d_M = \exp(-f)$ ,

$\gamma = \frac{T}{T_{ж}}$ ,  $T_{ж}$  - желаемая постоянная времени экспоненты;  $i_1, i_2, \xi_3$  - коэффициенты

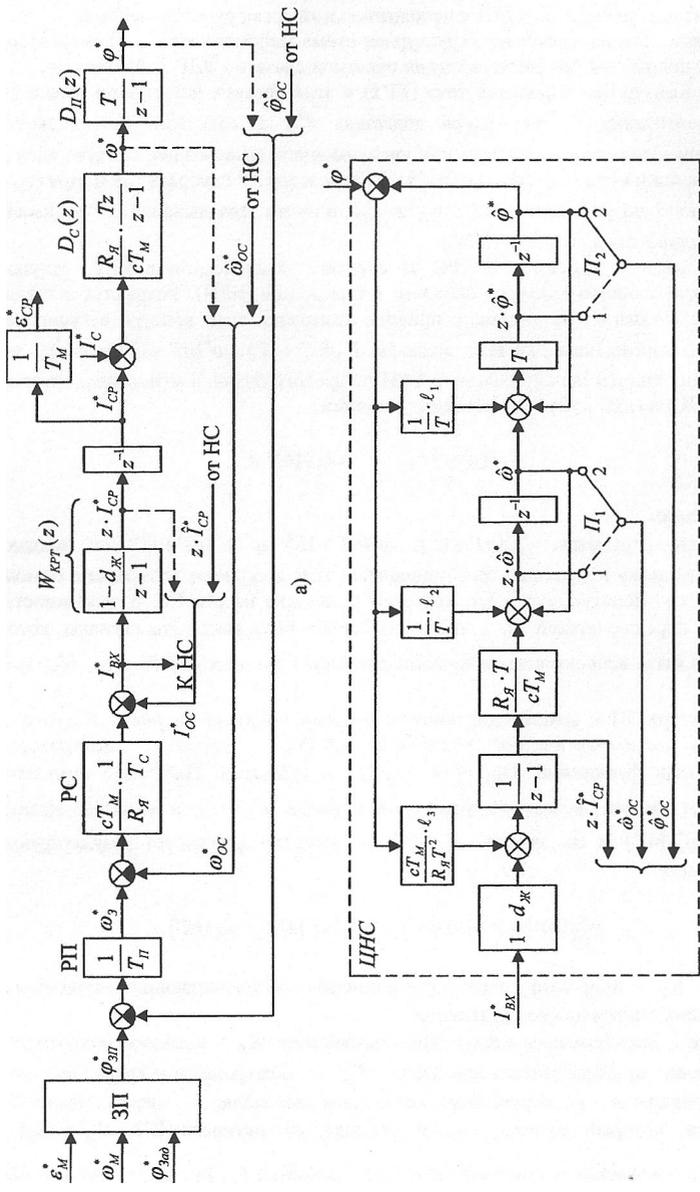


Рисунок 1 – Структуры цифровых систем регулирования положения

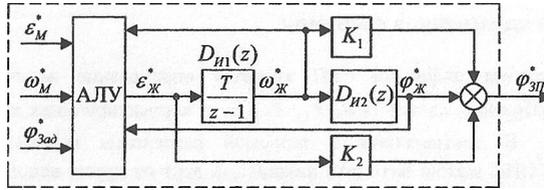


Рисунок 2 - Структура задатчика положения

обратных связей ЦНС;  $\varphi_{зад}^*$  - заданное значение угла поворота вала двигателя;  $T_n, T_c$  - соответственно постоянные интегрирования разомкнутых КРП и КРС.

Упреждённые на такт сигналы  $z \cdot l_{cp}(z)$ ,  $z \cdot cb'(z)$  и  $z \cdot <p''(z)$  подаются на входы соответствующих регуляторов тока, скорости и положения, и тем самым компенсируют негативное влияние запаздывания на динамику не только КРТ, но и КРС и КРП. Переключатели Я, и  $\Pi_2$  ЦНС при этом находятся в положении 2. Характерной особенностью такого способа компенсации является то, что она выполняется при любых параметрах РТ, РС, и РП, и не требует учёта параметров регуляторов. Если переключатели Я, и  $\Pi_2$  находятся в положении 1, то организуются обратные связи по координатам  $a'(z)$  и  $\phi'(r)$ . Компенсация запаздывания в КРС и КРП в этом случае отсутствует.

Работу ЗП целесообразно организовать таким образом, чтобы значения дискретной функции  $\varphi_{ж}^*(nT)$  в моменты времени  $nT$  совпадали с требуемыми значениями непрерывной функции  $\varphi_x(t)$ . Это возможно, если на участках разгона (торможения) и равномерного движения сигнала  $\varphi_{ж}^*(nT)$  формировать по разным алгоритмам интегрирования. На участках разгона (торможения) необходимо использовать метод трапеций

$$D_{И2}(z) = \frac{\varphi_{ж}^*(z)}{\omega_{ж}^*(z)} = \frac{T}{2} \cdot \frac{z+1}{z-1}, \quad (3)$$

на участках движения с постоянной скоростью - алгоритм Эйлера

$$D_{И2}(z) = \frac{\varphi_{ж}^*(z)}{\omega_{ж}^*(z)} = \frac{T}{z-1}. \quad (4)$$

При этом сигнал  $a >_{ж}(nT)$  необходимо формировать на всех участках движения привода по алгоритму Эйлера, то есть

$$D_{И1}(z) = \frac{\omega_{ж}^*(z)}{\varepsilon_{ж}^*(z)} = \frac{T}{z-1}. \quad (5)$$

Переход от одного алгоритма интегрирования к другому при реализации ЗП организуется с помощью АЛУ.

## 2. Синтез параметров системы

Задачей синтеза цифровой СРП является определение величин  $T_c$ ,  $T_n$ , коэффициентов обратных связей ЦНС  $I_x$ ,  $I_2$ ,  $I_1$  и корректирующих коэффициентов ЗП  $K_1$  и  $K_2$ . В соответствии с теоремой разделения параметры контуров регулирования и ЦНС можно находить независимо друг от друга, используя при этом разные критерии оптимизации [4].

Величина постоянной времени  $T_c$  определялась из условий модульного оптамума (МО) для дискретных систем [5] по передаточной функции КРС от заданного  $\Theta z(z)$  до действительного  $ea'(z)$  значений скорости. Аналогичным образом постоянная интегрирования разомкнутого КРП  $T_n$  была определена из условий МО по дискретной передаточной функции от заданного  $\psi'_M(z)$  до действительного  $f^{>*(z)}$  положения вала двигателя с учётом найденного ранее значения  $T_c$ . Полученные результаты (при различной организации обратных связей) сведены в табл.1.

Таблица 1 - Значения оптимальных постоянных времени КРС и КРП

Организация обратной связи по скорости и положению	$\hat{\omega}^*(nT),$ $\hat{\phi}^*(nT)$	$\hat{\omega}^*(nT+1T),$ $\hat{\phi}^*(nT)$	$\hat{\omega}^*(nT),$ $\hat{\phi}^*(nT+1T)$	$\hat{\omega}^*(nT+1T),$ $\hat{\phi}^*(nT+1T)$
Формулы для определения величин $T_c$ и $T_n$	$T_c = T \left( 1 + \frac{2}{1-d_{ж}} \right)$ $T_n = 2T_c + T$	$T_c = T \left( 1 + \frac{2d_{ж}}{1-d_{ж}} \right)$ $T_n = 2T_c + 3T$	$T_c = T \left( 1 + \frac{2}{1-d_{ж}} \right)$ $T_n = 2T_c - T$	$T_c = T \left( 1 + \frac{2d_{ж}}{1-d_{ж}} \right)$ $T_n = 2T_c + T$

Корректирующие коэффициенты  $K_1$  и  $K_2$  ЗП могут быть определены из условий МО по дискретной передаточной функции от желаемого  $f^*_{ж}(z)$  до действительного среднего ускорений  $\varepsilon'$ -р привода с учётом найденных ранее параметров  $T_c$  и  $T_n$ . На участках равномерного движения привода с постоянной скоростью имеем:

$$K(z) = \frac{\varepsilon'_{CP}(z)}{\varepsilon'_{ж}(z)} = \frac{T^2 \cdot (1-d_{ж}) \cdot [K_2 \cdot z^2 + (K_1 - 2K_2) \cdot z + 1 + K_2 - K_1]}{a_4 \cdot z^4 + a_3 \cdot z^3 + a_2 \cdot z^2 + a_1 \cdot z + a_0}, \quad (6)$$

где  $a_4 = T_n \cdot T_c$ ;  $a_3 = -T_n \cdot T_c \cdot (2 + d_{ж})$ ;  
 $a_2 = T_n \cdot T_c \cdot (1 + 2d_{ж}) + T_n \cdot T \cdot (1 - d_{ж})$ ;  
 $a_1 = (T^2 - T_n \cdot T) \cdot (1 - d_{ж}) - T_n \cdot T_c \cdot d_{ж}$ ;  $a_0 = 0$ .

Воспользовавшись [5] применительно к передаточной функции (6), получаем систему уравнений

$$\begin{aligned} I-K?+K, \quad +2 \quad K_2=q_i; \\ (K_2 + K_2 - K_j - K_2 = q_2, \end{aligned}$$

$$\text{где } q_1 = \frac{A_1 + 4 \cdot A_2 + 9 \cdot A_3 + 16 \cdot A_4}{T^4 \cdot (1 - d_{Ж})^2}; \quad q_2 = \frac{A_2 + 6 \cdot A_3 + 20 \cdot A_4}{T^4 \cdot (1 - d_{Ж})^2};$$

$$A_1 = a_1 \cdot (a_0 + a_2) + a_3 \cdot (a_2 + a_4); \quad A_2 = a_2 \cdot (a_0 + a_4) + a_1 \cdot a_3;$$

$$A_3 = a_0 \cdot a_3 + a_1 \cdot a_4; \quad A_4 = a_0 \cdot a_4.$$

Аналогичным образом можно показать, что на участках разгона (торможения) привода коэффициенты  $K_1$  и  $K_2$  могут быть определены из системы уравнений

$$\begin{cases} K_2^2 - K_1 \cdot K_2 + 0.5 \cdot K_2 = q_2; \\ -K_1^2 + 2 \cdot K_2 + 0.25 = q_1. \end{cases} \quad (8)$$

На рис.3. в качестве примера представлены графики зависимостей  $K_s = f(\gamma)$  и  $K_2 = f(\gamma)$ , полученные из (7) при значении  $T = 0,0033$  с.

Коэффициенты обратных связей ЦНС могут быть определены из системы уравнений, полученной в результате приравнивания выражений при одинаковых степенях оператора  $z$  характеристического полинома наблюдателя и дискретной стандартной формы, полученной в виде аппроксимации непрерывной стандартной формы [6]. Для СРП с ЦНС третьего порядка и использовании распределения Баттгерворта имеем:

$$l_1 = 3 - a_{2Ж}; \quad l_2 = 3 - 2 \cdot a_{2Ж} + a_{1Ж}; \quad l_3 = a_{1Ж} - a_{2Ж} - a_{0Ж} + 1, \quad (9)$$

где  $a_{0Ж} = \exp(4 \cdot \alpha_H)$ ;  $a_{1Ж} = 2 \cdot \exp(3 \cdot \alpha_H) \cdot \cos(\beta_H) + \exp(2 \cdot \alpha_H)$ ;

$$a_{2Ж} = 2 \cdot \exp(\alpha_H) \cdot \cos(\beta_H) + \exp(2 \cdot \alpha_H);$$

$$\alpha_H = -0.5 \cdot \Omega_H \cdot T; \quad \beta_H = 0.866 \cdot \Omega_H \cdot T;$$

$\Omega_H$  - среднегеометрический корень исходного стандартного непрерывного полинома.

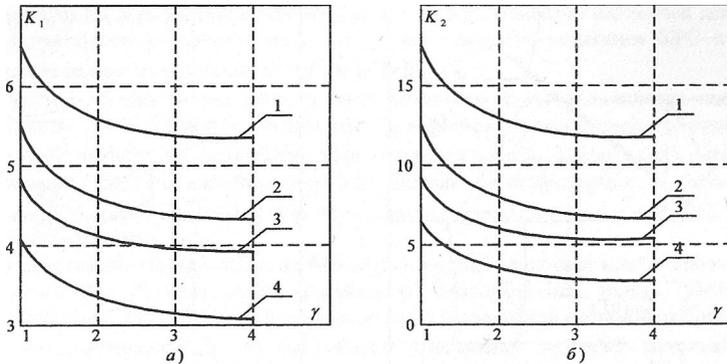


Рисунок 3 - Графики зависимостей:

а) -  $K_1 = f(\gamma)$ ;

б) -  $K_2 = f(\gamma)$ .

1 -  $\hat{\omega}^*(nT)$ ;  $\hat{\phi}^*(nT)$ ;      2 -  $\hat{\omega}^*(nT+1T)$ ;  $\hat{\phi}^*(nT)$ ;

3 -  $\hat{\omega}^*(nT)$ ;  $\hat{\phi}^*(nT+1T)$ ;      4 -  $\hat{\omega}^*(nT+1T)$ ;  $\hat{\phi}^*(nT+1T)$ .

### 3. Анализ переходных процессов

Анализ переходных процессов в цифровой СРП выполнен методом математического моделирования при различных настройках КРТ, определяемых величиной  $\gamma$ , различных положениях переключателей Я, и  $\Pi_z$  при  $T = 0,0033\text{с}$ . Работа привода осуществлялась от ЗП.

Пример временной диаграммы тока  $I_{cp}(nT)$ , скорости  $\omega^*(nT)$  и положения  $\varphi^*(nT)$  в цифровой комбинированной СРП при обработке большого перемещения привода приведён на рис.4,а. Эта диаграмма получена при  $l = 2$ ;  $\Omega_H = 600\text{с}^{-1}$ ;  $T_c = 1,313 \cdot T$ ;  $T_n = 3,626 \cdot T$ ;  $K_x = 3,28$ ;  $K_2 = 3,75$ ;  $\epsilon = 2,96$ ;  $\alpha_2 = 3,06$ ;  $I_3 = 1,07$ . Обратные связи по скорости и положению заводились соответственно с выходов ЦНС  $m'(nT + IT)$  и  $\varphi'(nT + IT)$ .

На рис.4,б показаны графики начального участка среднего тока якоря двигателя  $I_{cp}(nT)$  в комбинированной системе (КУ) и СРП, работающей с принципом управления по отклонению (УО). Из этих графиков видно, что в СРП с КУ время первого согласования тока с установившемся значением в два раза меньше, чем в системе с УО при примерно одинаковой величине перерегулирования по току  $\sigma_r = 2 + 5\%$ .

Диаграмма зависимости номера такта квантования  $n_c$ , при котором средний ток двигателя достигает установившегося значения при отработке управляющего воздействия, от величины  $\gamma$  для различных вариантов формирования обратных связей по скорости и положению, представлена на рис.5. Для всех вариантов наблюдалось перерегулирование по току  $\sigma_r = 2 + 6\%$ .

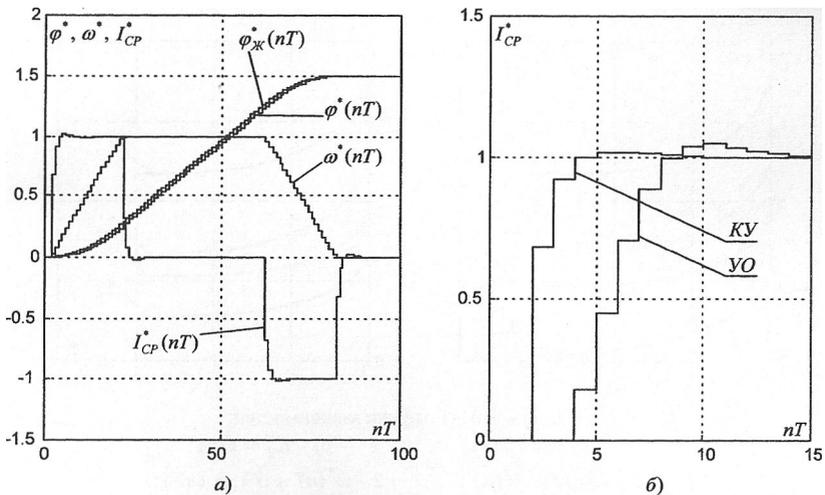


Рисунок 4 - Графики переходных процессов

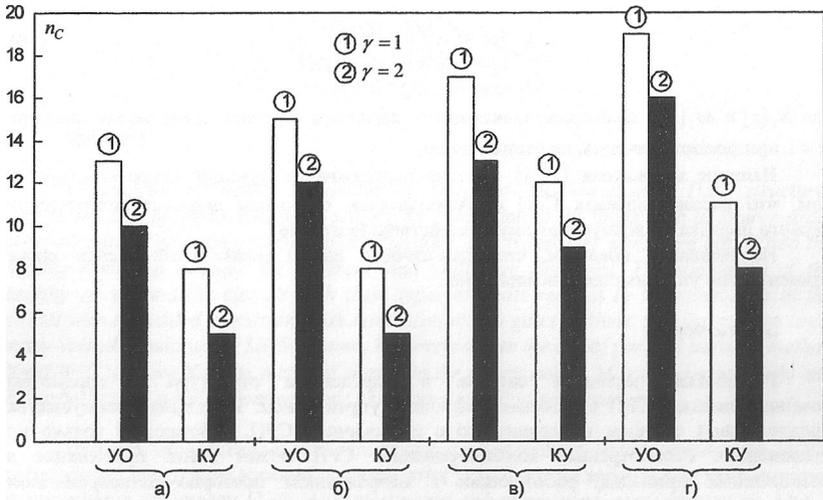


Рисунок 5 – Диаграмма зависимостей  $n_c = f(\gamma)$ :

- а) -  $\hat{\omega}^*(nT+1T)$ ;  $\hat{\phi}^*(nT+1T)$ ;    б) -  $\hat{\omega}^*(nT+1T)$ ;  $\hat{\phi}^*(nT)$ ;  
 в) -  $\hat{\omega}^*(nT)$ ;  $\hat{\phi}^*(nT+1T)$ ;    г) -  $\hat{\omega}^*(nT)$ ;  $\hat{\phi}^*(nT)$ .

Анализ диаграммы рис.5 и графиков переходных процессов рис.4 позволяет сделать следующие выводы. Наилучшими динамическими характеристиками (меньшими значениями величины  $n_c$ ) при прочих равных условиях обладает комбинированная цифровая СРП с ЦНС, в которой скомпенсировано влияние запаздывания во всех контурах регулирования (рис.5,а). Наиболее медленной является СРП с принципом управления по отклонению, в которой замыкание КРС и КРП осуществляется по координатам  $co(nT)$  и  $\phi'(nT)$ .

Быстродействие системы можно также увеличить за счёт уменьшения значения желаемой постоянной времени экспоненты  $T_{ж}$  (при этом увеличивается величина  $\gamma$ ), по которой происходит изменение тока якоря двигателя. Однако, как показали исследования, уже при значениях  $\gamma = 2 + 3$  наблюдается стабилизация величины  $n_c$ , что свидетельствует об одинаковом протекании переходных процессов в СРП по управляющему воздействию.

Исследования также показали, что использование принципа комбинированного управления по управляющему воздействию позволяет не только увеличить быстродействие СРП в  $1,5 \cdot 2$  раза по сравнению с аналоговой системой, работающей только по отклонению, но и обеспечивает уменьшение значений максимальных установившихся динамических ошибок воспроизведения угла поворота в  $3 + 4$  раза.

Можно показать, что передаточные функции СРП вне зависимости от характера обратных связей КРС и КРП могут быть представлены в виде

$$K_f(z) = \frac{\varphi^*(z)}{I_c^*(z)} = \frac{(z-1) \cdot N_i(z)}{M_i(z)}, \quad (10)$$

где  $N_i(z)$  и  $M_i(z)$  - полиномы, зависящие от характера обратной связи, но которые при  $z = 1$  принимают значения, не равные нулю.

Наличие множителя  $(z-1)$  в числе передаточных функций свидетельствует о том, что рассматриваемая СРП с наблюдателем состояния является астатической первого порядка по возмущающему воздействию (нагрузке).

Исследования показали, что аналогичный вывод может быть сделан также относительно управляющего воздействия.

### **Заключение**

Разработана методика синтеза и определены структура и параметры комбинированной СРП с прямым цифровым управлением. Показаны преимущества предложенной системы по сравнению с аналогичной СРП, работающей только по отклонению. Рассмотренная комбинированная СРП может найти применение в позиционных приводах, работающих в напряженном повторно-кратковременном режиме с целью повышения их производительности и точности воспроизведения управляющих воздействий.

Исследования показали, что при комбинированном управлении можно не изменять алгоритмы интегрирования в задатчике положения на различных участках движения привода. Динамика системы не изменяется, если на всех участках движения в звене с передаточной функцией  $D_m(z)$  применять алгоритм интегрирования по методу Эйлера (4).

### **Литература**

1. Коцегуб П.Х., Губарь Ю.В., Толочко О.И., Мариничев В.Ю. Особенности построения и исследование цифровых систем регулирования скорости электроприводов с наблюдателями состояния // Проблемы авто-го электропривода. Теория и практика. - Вестник ХГПУ, вып. 113, Харьков: ХГПУ, 2000. - С. 74-77.
2. Коцегуб П.Х., Цифровой позиционный электропривод с комбинированным управлением. - Известия вузов. Электромеханика 1996, №5-6, с. 24-33.
3. Файнштейн В.Г., Файнштейн Э.Г. Микропроцессорные системы управления тиристорными электроприводами. - М.: Энергоатомиздат, 1986. - 240 с.
4. Изерман Р. Цифровые системы управления: Пер. с англ. - М.: мир, 1984. - 541 с.
5. Коцегуб П.Х., Колчев Е.В., Губарь Ю.В., Светличный А.В. Синтез дискретных систем управления по модульному оптимуму. - Известия вузов. Электромеханика, 1983, № 4. - С. 9-13.
6. Борцов Ю.А., Соколовский Г.Г. Автоматизированный электропривод с упругими связями. - С-Пб.: Энергоатомиздат, 1992. - 288 с.