

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЫ ПОДЧИНЕННОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА С НАБЛЮДАТЕЛЕМ СОСТОЯНИЯ

Губарь Ю.В., Коцегуб П.Х.

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

Abstract

Gubar Y.V., Kotsegub P.H. Simulation of digital system of electrodrive dependent regulation with the watcher of condition. Executed choice of parameters and conducted system study of direct numerical governing positional электроприводом with the watcher of condition. Shown efficiency of using in observing device system.

Введение

В настоящее время получают распространение микропроцессорные системы прямого цифрового управления позиционными электроприводами, выполненные с последовательной коррекцией. Наиболее быстродействующим позиционным электроприводом с подчинённым регулированием контуров тока (КРТ), скорости (КРС) и положения (КРП) является система с пропорциональными регуляторами скорости (П-РС) и положения (П-РП) [1].

Недостатком этой системы является наличие статической ошибки по положению, что ухудшает точностные характеристики электропривода. Для ликвидации статической ошибки возможно использование пропорционально-интегрального регулятора скорости (ПИ-РС) при П-РП, либо положения ПИ-РП при П-РС [2]. Однако в обоих случаях происходит уменьшение быстродействия системы регулирования положения (СРП).

Повысить порядок астатизма СРП с П-РС и П-РП по возмущающему воздействию возможно путём включения в ее состав цифрового наблюдателя состояния (ЦНС), как это сделано для цифровой СПР скорости [3], и замыкании системы обратными связями не по действительным значениям среднего тока I''_{cp} , скорости ω и положения (угла поворота) вала двигателя φ , а по их восстановленным значениям T_{cp} , ω и φ . Использование ЦНС позволяет компенсировать отрицательное влияние запаздывания не только КРТ, но и КРС [4] и КРП.

Исходя из сказанного, целью данной работы является синтез цифровых наблюдателя состояния, регуляторов скорости и положения, а также исследование показателей работы привода методом математического моделирования.

1. Описание исследуемой системы

Функциональная схема рассматриваемой микропроцессорной СРП приведена на рис.1. В состав микроЭВМ входят цифровой задатчик положения (ЗП), регуляторы положения (РП), скорости (ϕ^*0) и тока (РТ), ЦНС и система импульсно-фазового управления (СИФУ).

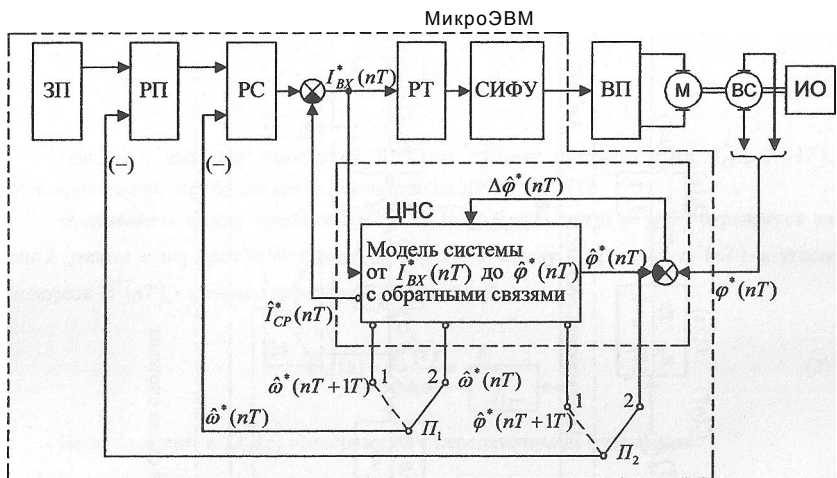


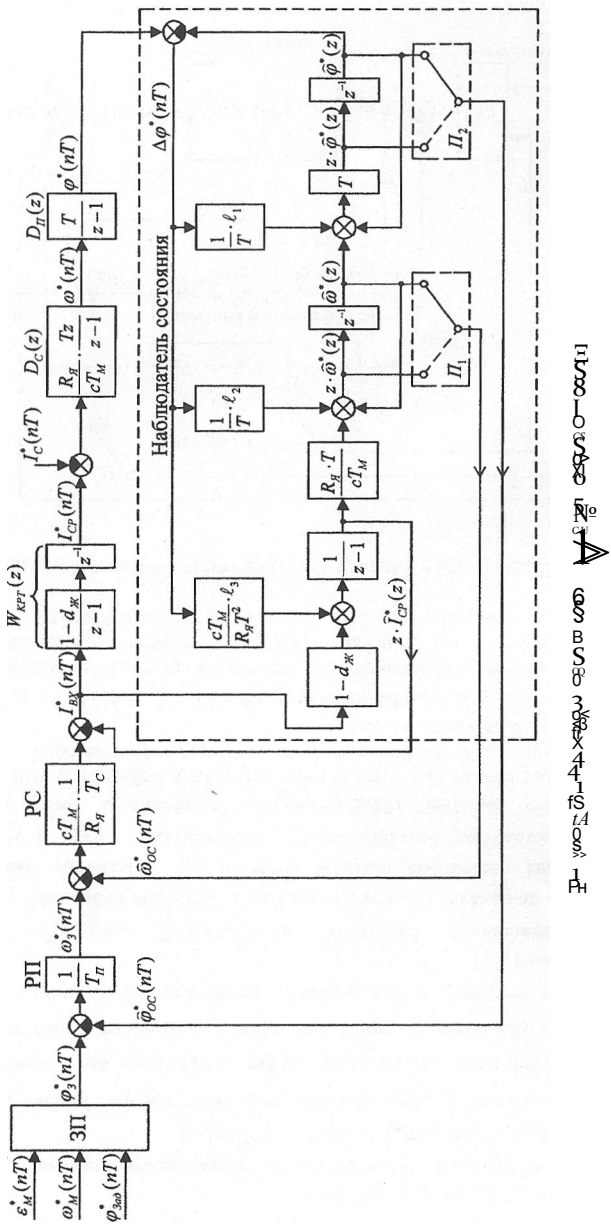
Рисунок 1 - Функциональная схема микропроцессорной СРП

Силовая часть системы содержит реверсивный управляемый вентильный преобразователь (ВП) и двигатель постоянного тока независимого возбуждения (М), с валом которого сочленены кодовый датчик положения (ВС) и исполнительный орган (ИО) рабочей машины. Код измеренного угла поворота φ поступает в микроЭВМ путем опроса кодового датчика положения.

Линеаризованная структурная схема СРП без учета действия обратной связи по ЭДС двигателя приведена на рис.2, на которой введены следующие обозначения: T - период квантования, который принят равным дискретности $ВП$; T_n , T_c - соответственно постоянные интегрирования разомкнутых КРП и КРС; T_m - электромеханическая постоянная времени привода; R_{ji} - активное сопротивление силовой цепи ВП - двигатель; C - конструктивная постоянная двигателя; i_1 , I_1 и i_2 - коэффициенты наблюдателя состояния; $d_{ж} = \exp(-\gamma)$, $\gamma = T/T_{эс}$ - желаемая постоянная экспоненты [1].

Цифровой ЗП на основе кодов заданного ускорения (замедления) привода ε_M , максимальной скорости вращения двигателя ω_m^* и величины заданного перемещения $\Phi_{зад}$ формирует технически оптимальный по быстрдействию закон изменения угла поворота вала двигателя φ_3 . В цепи обратной связи по положению установлен кодовый датчик перемещений с передаточной функцией $O_{ди}(z) = 1$.

В канале обратной связи по скорости находится датчик мгновенного значения скорости с передаточной функцией $I_{ДС}(z) = 1$.



Э-И-Техника

КРТ настроен в соответствии с методикой [1]. Его передаточная функция в разомкнутом состоянии имеет вид

$$W_{KPT}(z) = \frac{1-d_{жк}}{z-1} \cdot z^{-1}. \quad (1)$$

Известно, что при замыкании КРТ по сигналу среднего тока $I_{CP}(nT + 1T)$, запаздывание на такт будет как-бы вынесено из КРТ в КРС [1].

Взаимосвязь между средним током $I^*_{a}(nT)$ и скоростью $\omega'(\eta T)$ отражается на рис.2 звеном с передаточной функцией $D_c(z)$, а между скоростью $\omega^*(\eta T)$ и углом поворота $\phi'(\eta T)$ - звеном с передаточной функцией

$$D_{\Pi}(z) = \frac{\phi^*(z)}{\omega^*(z)} = \frac{T}{z-1}. \quad (2)$$

Использование в $D_n(z)$ интеграторов с передаточными функциями

$$\frac{T \cdot z}{z-1} \text{ и } \frac{T}{2} \cdot \frac{z+1}{z-1} \quad (3)$$

нецелесообразно по причине появления алгебраических петель при реализации наблюдателя состояния [7].

В зависимости от положения переключателей Π_1 и Π_2 в ЦНС имеется возможность различной организации обратной связи по скорости $Cb_{oc}(nT)$ и положению $\phi'_{oc}(nT)$.

2. Синтез параметров цифровой системы

Задачей синтеза цифровой СРП является определение величин T_c , T_n и коэффициентов I_a , $I_{жк}$, I_b ЦНС. Значения величины T_c при различной организации обратной связи по скорости приведены в табл.1 в предположении, что КРС оптимизирован из условий «модульного оптимума» (МО) [3].

Величину постоянной интегрирования T_n определим из условия МО [5] по дискретной передаточной функции КРП от заданного $\phi'(z)$ до действительного $\omega'(z)$ угла поворота в предположении, что исходная система замкнута по координатам объекта. При компенсации запаздывания только в КРТ, то есть при организации обратных связей контуров регулирования по координатам $I_{CP}(nT + 1T)$, $a^*(nT)$ и $\phi^*(\eta T)$ имеем:

$$K_{KPII}(z) = \frac{\phi^*(z)}{\phi'_s(z)} = \frac{D_{PII}(z) \cdot D_{PC}(z) \cdot W_{KPT}(z) \cdot D_c(z) \cdot D_{\Pi}(z)}{1 + D_{PII}(z) \cdot D_{PC}(z) \cdot W_{KPT}(z) \cdot D_c(z) \cdot D_{\Pi}(z)} = \frac{T^2(1-d_{жк})}{a_3 \cdot z^3 + a_2 \cdot z^2 + a_1 \cdot z + a_0} \quad (4)$$

где $a_0 = T \cdot (T_{II} - T) \cdot (d_{эс} - 1) - T_{II} \cdot T_C \cdot d_{эс}$; $a_1 = T_{II} \cdot [T_C \cdot (2d_{эс} + 1) + T \cdot (1 - d_{эс})]$;
 $a_2 = -T_{II} \cdot T_C \cdot (2 + d_{эс})$; $a_3 = T_{II} \cdot T_C$.

Таблица 1 - Значения оптимальной постоянной времени КРС

Организация обратной связи по скорости	Формулы для определения величины T_c
$d < (nT + T)$	$T_c = \frac{1}{4} \left(\frac{a_1 + \sqrt{a_1^2 - 4a_2a_3}}{a_2} \right)$
$d > (nT)$	$T_c = \frac{1}{\sqrt{1 - \Gamma}} \left(\frac{a_1 + \sqrt{a_1^2 - 4a_2a_3}}{a_2} \right)$

Условие оптимизации по МО для (4) имеет вид [5]:

$$a_1 \cdot (a_0 + a_2) + a_2 \cdot a_3 + 4 \cdot (a_0 \cdot a_2 + a_1 \cdot a_3) + 9a_0 \cdot a_3 = 0, \quad (5)$$

решение которого даёт

$$T_{II} = 2 \cdot T_C + T. \quad (6)$$

Исследования показали, что при компенсации запаздывания в КРТ и КРС замыкание обратных связей системы происходит по координатам $l_{cp}(nT + T)$, $\omega'(nT + T)$ и $\varphi'(nT)$. Величину T_n в этом случае следует находить из формулы

$$T_{II} = 2 \cdot T_C + 3 \cdot T. \quad (7)$$

Компенсация запаздывания во всех трех контурах регулирования (КРТ, КРС и КРП) возможна, если замыкание системы осуществлять по координатам $l_p(nT + 17)$, $\omega^*(nT + 17^*)$ и $\varphi^*(nT + 17^*)$. В этом случае

$$T_{II} = 2 \cdot T_C + T. \quad (8)$$

В случае компенсации запаздывания только в контуре регулирования тока и замыкании системы по координатам $l_{cp}(nT + T)$, $co'(nT)$ и $\varphi'(nT + T)$

$$T_{II} = 2 \cdot T_C - T. \quad (9)$$

Анализ формул (6) и (9), а также (7) и (8) позволяет сделать вывод о том, что в случае введения компенсации запаздывания в КРП при прочих равных условиях постоянную интегрирования T_n следует уменьшить на величину, равную двум периодам дискретности системы T .

ЦНС можно описать в векторно-матричной форме

$$\hat{\mathbf{X}}^*(nT+1T) = \mathbf{A}^* \cdot \hat{\mathbf{X}}^*(nT) + \mathbf{B}_U^* \cdot I_{BX}^*(nT), \quad (10)$$

где \mathbf{X} - вектор состояния наблюдателя; $\mathbf{X}^* = [X^1, X^{*2}, X^{*3}]^T$, $\chi' = \varphi'$; $X_2 = \omega$; $X_3 = \omega_{\text{с.д.}}$; Матрицы \mathbf{A}^* и \mathbf{B}_U^* имеют вид:

$$\mathbf{A}^* = \begin{bmatrix} 1 - \ell_1 & T & 0 \\ -\frac{\ell_2}{T} & 1 & \frac{R_{Я} \cdot T}{c \cdot T_M} \\ -\frac{c \cdot T_M}{R_{Я} \cdot T^2} \cdot \ell_3 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_U^* = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 - d_{\text{жс}} \end{bmatrix}. \quad (11)$$

Характеристический полином матрицы \mathbf{A}^* имеет вид

$$G_3(z) = \det(z\mathbf{I} - \mathbf{A}^*) = z^3 - (3 - l_1)z^2 + (3 - 2l_1 + l_2) \cdot z - (l_2 - l_3T - l_1 + 1), \quad (12)$$

где \mathbf{I} - единичная матрица.

Желаемые динамические свойства ЦНС можно задать видом характеристического уравнения, в качестве которого рассматривается некоторая дискретная стандартная форма третьего порядка:

$$G_{3Ж}(z) = z^3 - a_{2Ж}z^2 + a_{1Ж}z - a_{0Ж}, \quad (13)$$

где $a_{0Ж} = \exp(-(\gamma_H + 2a) \cdot \Omega_H \cdot T)$;
 $a_{1Ж} = 2 \cdot \exp(-(a + \gamma_H) \cdot \Omega_H \cdot T) \cdot \cos(\beta \cdot \Omega_H \cdot T) + \exp(-2a \cdot \Omega_H \cdot T)$;
 $a_{2Ж} = 2 \cdot \exp(-a \cdot \Omega_H \cdot T) \cdot \cos(\beta \cdot \Omega_H \cdot T) + \exp(-\gamma_H \cdot \Omega_H \cdot T)$;
 Ω_H - собственная частота наблюдателя, определяющая его быстродействие.

При использовании распределения Баттгерворта (для систем третьего порядка совпадает с техническим оптимумом) коэффициенты $\gamma_H = 1$; $a = 0,5$; $\beta = 0,866$.

Коэффициенты наблюдателя состояния l_1 , l_2 и l_3 могут быть определены в результате приравнивания выражений при одинаковых степенях полиномов (12) и (13):

$$\ell_1 = 3 - a_{2Ж}; \quad \ell_2 = 3 - 2 \cdot a_{2Ж} + a_{1Ж}; \quad \ell_3 = -a_{2Ж} + a_{1Ж} - a_{0Ж} + 1. \quad (14)$$

Если ЦНС синтезировать из условия конечного времени переходного процесса ($a_{0Ж} = a_{1Ж} = a_{2Ж} = 0$) [6], то его коэффициенты, могут быть найдены из формул:

$$l_1 = 3; \quad l_2 = 3; \quad l_3 = 1.$$

3. Исследование переходных процессов

Анализ переходных процессов в цифровой СРП производился методом математического моделирования для различных значений γ (1,2,3,4), характеризующих настройку КРТ, и различных вариантах организации обратных связей по скорости и углу поворота вала двигателя при работе привода от задатчика положения. С целью упрощения анализ системы выполнен в предположении, что влияние против ЭДС двигателя на динамику привода мало, либо скомпенсировано одним из известных способов.

На рис.3 приведены графики переходных процессов, полученные на цифровой модели СРП, при замыкании системы по координатам наблюдателя состояния $J^*,(nT)$, $m^*(nT)$ и $\phi'(nT)$ и настройке его в соответствии с дискретной формой Баттерворта. При этом принимались следующие величины параметров системы: $T = 0,0033с$; $\Omega_a = 600с^{-1}$; $\frac{\sigma}{\sigma_M} = 1$; $\gamma = 2$. Расчётные значения параметров регуляторов скорости и положения, а также ЦНС следующие: $T_c = 3,313 \cdot T$; $T_n = 7,63 \cdot T$; $I_x = 2,97$; $I_2 = 3,06$; $I_3 = 1,073$.

На рис.3,а показаны графики переходных процессов при работе привода от ЗИ и отработке им больших перемещений (трапецеидальная диаграмма скорости), а на рис.3,б - аналогичные графики при отработке малых и средних перемещений (треугольная диаграмма скорости). На этих графиках показан процесс отработки системой управляющего воздействия от ЗП $\varphi_3(nT)$ (такты времени от $0T$ до $100T$ на рис.3,а) и процесс отработки возмущающего воздействия $I_c(nT)$ (такты времени от $1 ЮГ$ до $1507T$). Величина перерегулирования по току σ , при обработке управляющего воздействия составляет 5,1%, время первого согласования тока I_c с установившимся значением равно примерно $16 \cdot T$. Что же касается величины σ : по возмущающему воздействию, то она достигает значения 151%.

Графики зависимости номера такта n_c , при котором средний ток достигает установившегося значения, от величины γ при различных вариантах формирования обратных связей системы, представлены на рис.4. Для всех вариантов наблюдения перерегулирование по току σ , = 4 = 6%. Работа привода осуществлялась от ЗП.

Анализ графиков, представленных на рис.4, позволяет сделать следующие выводы. Наилучшими динамическими характеристиками (меньшими значениями величин n_c) при прочих равных условиях обладает цифровая СРП, в которой запаздывание скомпенсировано во всех контурах регулирования (КР'1, КРС и КРП). Этому случаю соответствует диаграмма рис.4,а. Наиболее медленной является система, в которой запаздывание скомпенсировано лишь в КРТ (рис.4,г). Компенсация запаздывания в КРТ и КРС (рис.4,б) приводит к несколько лучшим результатам, чем в КРТ и КРП (рис.4,в).

Быстродействие системы можно также увеличить за счёт уменьшения значения желаемой постоянной времени экспоненты (увеличения величины, γ), по которой происходит изменение тока якоря двигателя. Однако, как следует из рис.4, уже при

значениях $\gamma = 2 \div 3$ наблюдается стабилизация величины i_c , что свидетельствует об одинаковых динамических показателях переходных процессов СРП по управляющему воздействию.

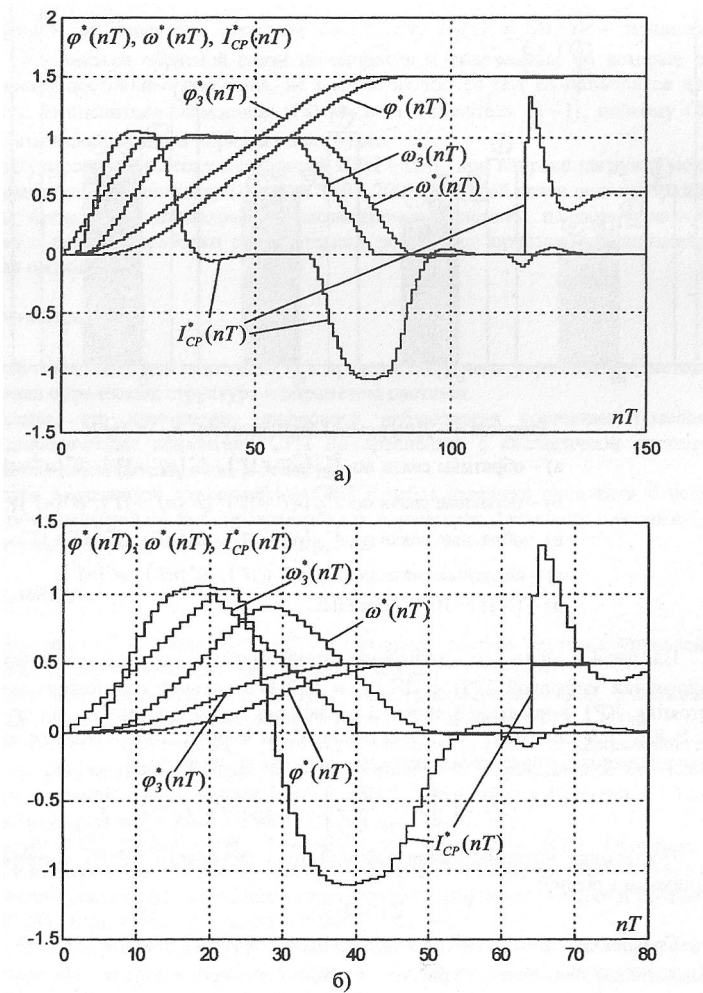


Рисунок 3 - Графики переходных процессов
 а) - отработка больших перемещений; б) - отработка средних и малых перемещений

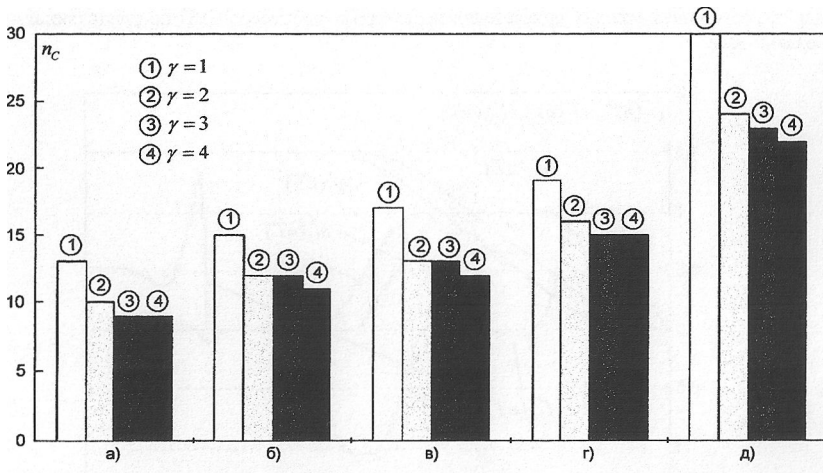


Рисунок4-Диаграммы зависимости $n_c = f(\gamma)$.

- а) – обратные связи по $\hat{I}_{CP}^*(nT + 1T)$, $\hat{\omega}^*(nT + 1T)$, $\hat{\phi}^*(nT + 1T)$;
- б) – обратные связи по $\hat{I}_{CP}^*(nT + 1T)$, $\hat{\omega}^*(nT + 1T)$, $\hat{\phi}^*(nT)$;
- в) – обратные связи по $\hat{I}_{CP}^*(nT + 1T)$, $\hat{\omega}^*(nT)$, $\hat{\phi}^*(nT + 1T)$;
- г) – обратные связи по $\hat{I}_{CP}^*(nT + 1T)$, $\hat{\omega}^*(nT)$, $\hat{\phi}^*(nT)$;
- д) – СРП с ПИ-РС без ЦНС

На рис.4,д приведена диаграмма зависимости $n_c = f(\gamma)$, имеющей место в аналогичной цифровой СРП с ПИ-РС и П-РП, в которой отсутствует наблюдатель состояния. КРТ в последней системе реализован с узлом компенсации запаздывания [1]. В КРС использованы последовательно П- и И-регуляторы скорости, постоянные интегрирования которых соответственно выбирались из формул

$$T_C = T \cdot \left(1 + \frac{2}{1 - d_{ж}} \right); \quad T_{СИ} = 2 \cdot T_C - T. \quad (16)$$

Постоянная интегрирования разомкнутого цифрового КРП с интелратором (2) принималась равной

$$T_{II} = 2 \cdot T_{СИ} + T. \quad (17)$$

Сравнение показателей n_c диаграмм цифровых СРП с ПИ-РС и СРП с наблюдателем состояния (рис.4) наглядно свидетельствуют о преимуществах последней. Так, например, при замыкании в СРП с НС по координатам $\hat{I}_{CP}^*(nT + 1T)$, $\hat{m}^*(nT + 1T)$ и $\hat{\phi}^*(nT + 1T)$ величина n_c уменьшается более чем в два раза. Во столько же раз уменьшается также установившаяся динамическая ошибка по положению, имеющая место на участке движения привода с постоянной скоростью ω'_M .

Можно показать, что передаточная функция СРП с ЦНС по возмущающему воздействию имеет вид

$$K_f(z) = \frac{\varphi^*(z)}{I_C^*(z)} = \frac{(z-1) \cdot N_i(z)}{M_i(z)} \quad (18)$$

вне зависимости от характера обратной связи, где $N_i(z)$ и $M_i(z)$ - полиномы, зависящие от характера обратной связи по скорости и положению, но которые при $z = 1$ принимают постоянные значения, не равные нулю. Их вид не приводится из-за громоздкости. В числителе выражения (18) имеется множитель $(z-1)$, поэтому СРП является астатической первого порядка по нагрузке.

Перерегулирование по току в цифровой СРП с ЦНС при набросе нагрузки может достигать значительной величины (порядка 100% - 200%). В этой связи целесообразно в дальнейшем продолжить исследование рассмотренной системы по возмущающему воздействию с целью выработки рекомендаций по выбору приемлемых параметров наблюдателя состояния.

Заключение

1. Разработана методика синтеза СРП с прямым цифровым управлением, методом моделирования определены структура и параметры системы.
2. Показано, что применение цифрового наблюдателя состояния позволяет улучшить динамические показатели СРП по сравнению с аналоговой системой, работающей без наблюдателя, в два и более раз.
3. Следует продолжить исследование СРП с наблюдателями состояния с целью выработки рекомендаций по выбору приемлемых параметров последних для снижения перерегулирований по току при набросе нагрузки.

Литература

1. Файнштейн В.Г., Файнштейн Э.Г. Микропроцессорные системы управления тиристорными электроприводами. - М.: Энергоатомиздат, 1986. - 240 с.
2. Лебедев Е.Д., Неймарк В.Е., Пистрак М.Я., Слежановский О.В. Управление вентильными электроприводами постоянного тока. - М.: Энергия, 1970. - 200 с.
3. Коцегуб П.Х., Губарь Ю.В., Толочко О.И., Мариничев В.Ю. Цифровая система подчиненного регулирования скорости электропривода с наблюдателем состояния. // Проблемы создания новых машин и технологий. Науч. труды Кременчуг. Гос-го политехн-го ин-та: - Кременчуг, вып. 1/2000 (8), 2000. - С. 10-16.
4. 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 автоматического электропривода. Теория и практика. - Вестник ХГПУ, вып. 113, Харьков: ХГПУ, 2000. - С. 74-77.
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. Изерман Р. Цифровые системы управления: Пер. с англ. - М.: Мир, 1984. - 541с.
7. Медведев В.С., Потемкин В.Г. Control System Toolbox. MATLAB 5 для студентов. - М.: Диалог - МИФИ, 1999. - 287с.