

Моделирование системы прямого цифрового управления скоростью электропривода с кратными периодами квантования и наблюдателем состояния

Губарь Ю. В.
Кафедра ЭВМ ДонНТУ
gubar@cs.dgtu.donetsk.ua

Abstract

Gubar Y. V. Modeling of the system of direct digital management electrodrive velocity with multiple period of slicing and states' watcher. The research of the transitional processes in digital system of the velocities control with multiple period of the slicing in sidebar of the current and velocities and states' watcher is performed.

Введение

В теории и практике автоматизированного электропривода широкое распространение получили микропроцессорные системы прямого цифрового управления, выполненные по принципу подчиненного регулирования, обеспечивающие высокую точность по основным регулируемым координатам: току, скорости и положения [1]. Наиболее быстродействующей системой регулирования скорости (СРС), работающей в напряженных повторно-кратковременных режимах, является система с пропорциональным регулятором скорости (П - РС). В [2] рассмотрена цифровая СРС с П - РС и кратными периодами квантования в контурах регулирования тока (КТР) T_2 и скорости (КРС) T_1 . В контуре тока работа осуществляется с периодом квантования T_2 , совпадающим с периодом дискретности вентильного преобразователя. В контуре скорости период квантования обычно выбирается равным T_1 . Это обусловлено тем, что в большинстве практических случаях требуемый период измерения среднего значения скорости принимают равным периоду T_1 . Обычно T_1 больше T_2 и кратно ему ($T_1 = k T_2$, где $k = 1, 2, 3, \dots$ - коэффициент кратности).

Однако применение цифрового датчика среднего за период T_1 измерения скорости $\omega_{CP}(nT_1)$ приводит к ухудшению динамических свойств системы регулирования скорости [3]. В связи с этим представляет интерес для улучшения динамических свойств СРС использовать цифровой наблюдатель полного порядка, в котором имеется возможность выделить и использовать вместо координаты среднего $\omega_{CP}(nT_1)$ составляющую мгновенного значения скорости $\omega(nT_1)$ [4]. Введение наблюдателя может быть также оправдано желанием повысить астатизм системы без изменения структуры силовой электромеханической части и

компенсировать отрицательное влияние запаздывания в контурах тока и скорости [5].

Исходя из сказанного, целью данной работы является повышение динамических показателей цифровой СРС с кратными периодами квантования за счет использования наблюдателя состояния полного порядка и проведение сравнительного анализа показателей работы рассмотренной системы и подобной СРС без наблюдателя.

Описание исследуемой системы

Структурная схема рассматриваемой системы регулирования скорости с прямым цифровым управлением и наблюдателем состояния полного порядка (НС4) представлена на рис. 1. Цифровой контур регулирования тока (КРТ) настроен в соответствии с методикой [5]. Его передаточная функция (ПФ) с учетом запаздывания на период дискретности T_2 имеет вид:

$$W_{\text{КРТ}}(Z_{T_2}) = \frac{1 - d_{\text{ж}}}{Z_{T_2} - 1} \cdot \frac{1}{Z_{T_2}}, \quad (1)$$

где $d_{\text{ж}} = \exp(-\gamma)$; $\gamma = T_2/T_{\text{ж}}$; $Z_{T_2} = \exp(p T_2)$;

$T_{\text{ж}}$ - желаемая постоянная времени экспоненты.

Приращение скорости вращения двигателя $\Delta\omega(Z_{T_2})$ пропорционально интегралу тока на интервале T_2 . Это отражает звено с передаточной функцией

$$D_c(Z_{T_2}) = \frac{R_{\text{я}}}{c \cdot T_{\text{м}}} \cdot \frac{T_2 \cdot Z_{T_2}}{Z_{T_2} - 1}, \quad (2)$$

где $T_{\text{м}}$ - электромеханическая постоянная времени привода;

$R_{\text{я}}$ - активное сопротивление силовой цепи;

c - конструктивная постоянная двигателя.

Как показано в [6], связь между мгновенным и средним значением скорости на интервале T_2 может быть отражена звеном с передаточной функцией

$$\frac{\omega_{\text{ср}}(Z_{T_2})}{\omega(Z_{T_2})} = \beta \cdot \frac{Z_{T_2} + \lambda}{Z_{T_2}} = \beta(1 + \lambda Z_{T_2}^{-1}), \quad (3)$$

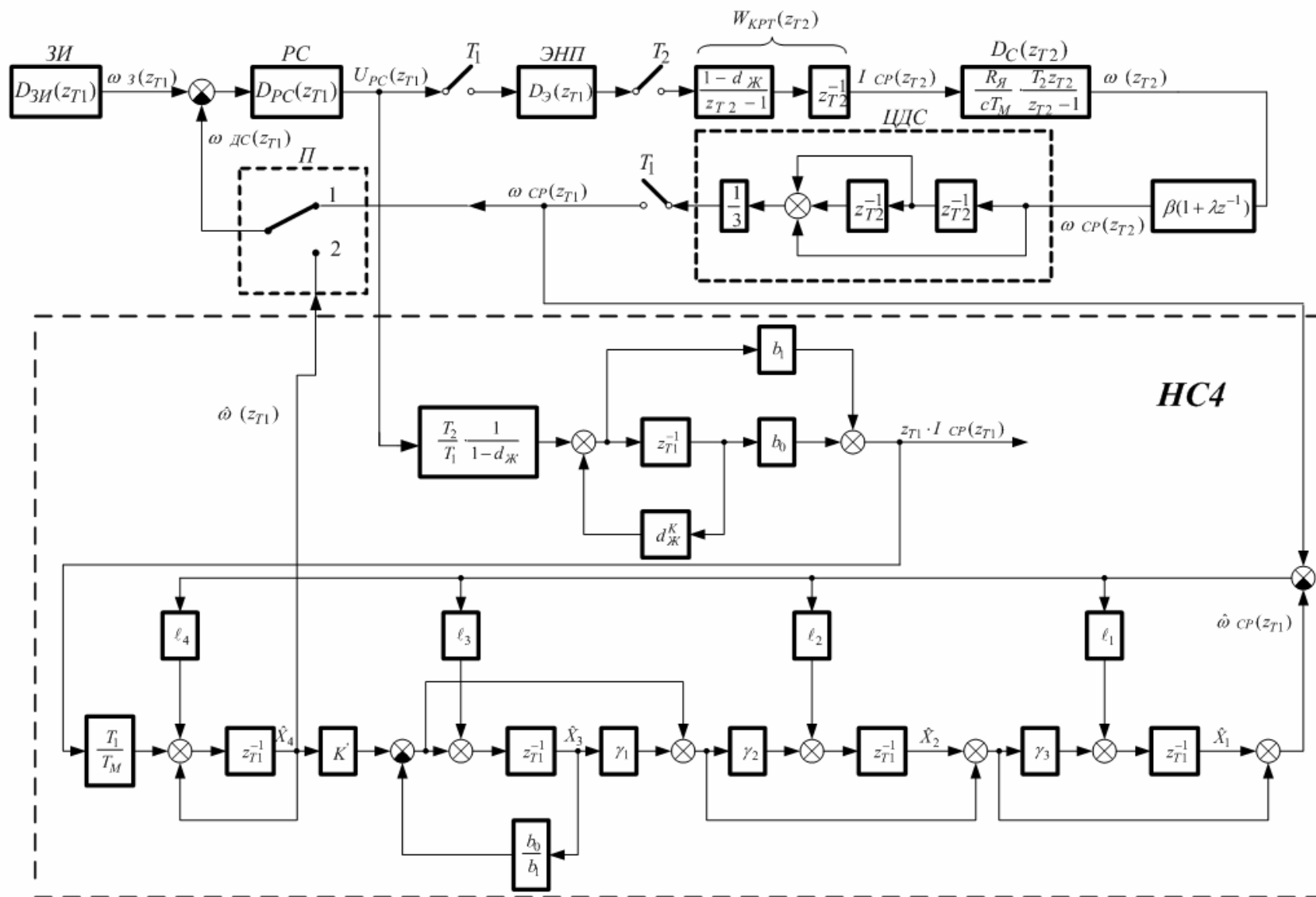


Рисунок 1 - Структурные схемы СРС и НС4

где

$$\beta = \frac{1}{1-d_i} - \frac{T_{я}}{T_2}; \quad \lambda = \frac{T_{я} \cdot (1-d_i) - d_i \cdot T^2}{T_2 - T_{я} \cdot (1-d_i)}; \quad d_i = \exp\left(-\frac{T_2}{T_{я}}\right); \quad k = \frac{T_1}{T_2};$$

$T_{я}$ - электромагнитная постоянная времени силовой цепи преобразователь - двигатель.

Среднее за период измерения T_1 значение скорости $\omega_{CP}(Z_{T1})$ формируется на выходе цифрового датчика скорости (ЦДС) в соответствии с алгоритмом:

$$\omega_{CP}(Z_{T1}) = \frac{1}{3} \cdot (1 + Z_{T2}^{-1} + Z_{T2}^{-2}) \cdot \omega_{CP}(Z_{T2}), \quad (4)$$

то есть коэффициент кратности $k = 3$. Здесь $Z_{T1} = \exp(p T_2)$.

Между контурами тока и скорости установлен экстраполятор нулевого порядка (ЭНП) с фиксацией на период времени T_1 , имеющий передаточную функцию:

$$D_{Э}(p) = \frac{1 - \exp(-T_1 p)}{p} \quad (5)$$

Цифровой регулятор скорости (РС) выполнен пропорциональным (П - РС) с передаточной функцией

$$D_{РС}(Z_{T1}) = \frac{c_{ТМ}}{R_{я}} \cdot \frac{1}{T_{C1}}, \quad (6)$$

где T_{C1} - постоянная интегрирования разомкнутого КРС.

При выборе величины T_{C1} из условий модульного оптимума [7] и замыкании КРС по координате среднего значения скорости $\omega_{CP}(Z_{T1})$ следует воспользоваться формулой, полученной в [2]:

$$T_{C1_C} = \frac{1}{2} \cdot \left(T'_{C1} + T_1 + 2 T_2 + \sqrt{(T'_{C1} + T_1 + 2 T_1)^2 + T_1^2} \right), \quad (7)$$

где $T'_{C1} = T_1 + T_2 \cdot \frac{2 d_{ж}}{1 - d_{ж}}$.

В СРС с помощью переключателя П возможно замыкание контура скорости по координате $\omega_{CP}(Z_{T1})$ (переключатель П находится в положении 1), либо по координате мгновенного значения скорости

$\hat{r}(Z_{T1})$, выделенной в наблюдателе (переключатель П в этом случае находится в положении 2)..

Если контур скорости замыкать по координате наблюдателя $\hat{r}(Z_{T1})$, то постоянную интегрирования следует выбирать из формулы [2]:

$$T_{C1_M} = T_1 + \frac{2d_{ж}}{1 - d_{ж}}. \quad (8)$$

Управляющее воздействие - заданное значение скорости $\omega_3(Z_{T1})$ - формируется задающим устройством. Это может быть цифровое вычислительное устройство более высокого уровня, либо задатчик интенсивности (ЗИ). Передаточная функция последнего на участках разгона (торможения) привода представлена в виде цифрового интегратора с передаточной функцией:

$$D_{зи}(Z_{T1}) = \frac{T_1}{Z_{T1} - 1}. \quad (9)$$

В [4] выполнен синтез наблюдателя четвертого порядка (НС4) и найдены следующие передаточные функции:

$$\frac{Z_{T1} \cdot I_{CP}(Z_{T1})}{U_{PC}(Z_{T1})} = \frac{T_2}{T_1} \cdot \frac{1}{1 - d_{ж}} \cdot \frac{b_0 + b_1 \cdot Z_{T1}}{Z_{T1} - d_{ж}^k}, \quad (10)$$

$$\frac{\omega(Z_{T1})}{Z_{T1} \cdot I_{CP}(Z_{T1})} = \frac{R_{я}}{c_{TM}} \cdot \frac{T_1 \cdot Z_{T1}}{Z_{T1} - 1}. \quad (11)$$

Связь между средним $\omega_{CP}(Z_{T1})$ и мгновенными значениями скорости $\omega(Z_{T1})$ на интервале T_1 описывается звеном с передаточной функцией [4]

$$\frac{\omega_{CP}(Z_{T1})}{\omega(Z_{T1})} = \frac{T_2}{T_1} \cdot \frac{\beta}{2 \cdot (1 - d_{ж})} \cdot \frac{C_3}{b_1} \cdot \frac{(Z_{T1} - \gamma_1) \cdot (Z_{T1} - \gamma_2) \cdot (Z_{T1} - \gamma_3)}{Z_{T1}^2 \left(Z_{T1} + \frac{b_0}{b_1} \right)}, \quad (12)$$

где $C_3 = A' \cdot (k - 1) \cdot (k - 2) + 2 \cdot B' \cdot (k - 1) - 2 \cdot D' \cdot (1 - d_{ж}^{k-1})$;

$A' = (\lambda + 1) \cdot (1 - d_{ж})^2$; $B' = (1 - d_{ж}) \cdot (1 - 2 \cdot d_{ж} - \lambda \cdot d_{ж})$;

$D' = -d_{ж} \cdot (\lambda + d_{ж})$;

$b_0 = 1 - k \cdot d_{ж}^k + k \cdot d_{ж}^{k+1} - d_{ж}^k$; $b_1 = k - 1 - k \cdot d_{ж}^k + d_{ж}^k$;

γ_1, γ_2 и γ_3 - корни полинома числителя ПФ (12).

Исследования показали, что для различных значений величин γ и коэффициента кратности k могут быть определены действительные

значения простых корней полинома числителя (12). На рис. 2 приведены зависимости корней $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3 = f(\gamma, k)$ при типовом значении величины электромагнитной постоянной $T_{Я} = 5T_2$.

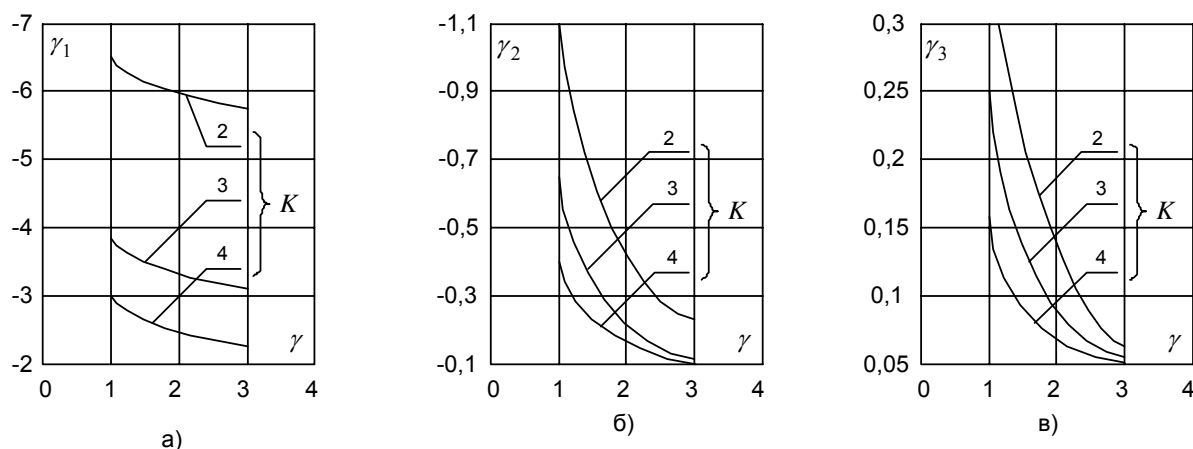


Рисунок 2 - Зависимости $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3 = f(\gamma, k)$ при $T_{Я} = 5T_2$

На рис. 1 пунктирной линией обведена структура наблюдателя состояния НС4, составленная на основе передаточных функций (10) - (12). Методика синтеза наблюдателя для рассматриваемой СРС приведена в [4]. С использованием этой методики были рассчитаны коэффициенты обратных связей $l_1 \div l_4$ наблюдателя, обеспечивающих желаемое расположение полюсов характеристического полинома системы регулирования. В табл. 1 для трех значений $\gamma = 1, 2, 3$ при $k = 3$, $T_2 = 0,0033$ с, $T_1 = 3T_2 = 0,0099$ с приведены рассчитанные значения параметров СРС.

Таблица 1. Параметры СРС

γ	γ_1	γ_2	γ_3	T_{CI_M}	l_1	l_2	l_3	l_4
1	- 3,8514	- 0,6677	0,2479	0,0137	- 0,2655	1,2298	- 0,3505	0,5253
2	- 3,4166	- 0,1677	0,0428	0,0109	- 0,0429	0,1749	0,0161	0,6173
3	- 3,2221	- 0,0934	0,0037	0,0102	- 0,0037	0,095	0,0565	0,6496

Исследование переходных процессов

Исследование переходных процессов в цифровой СРС проводилось методом математического моделирования. В качестве примера на рис. 3 приведены графики изменения скорости и тока в СРС с наблюдателем (НС4), работающей от цифрового ЗИ

(переключатель П находится в положении 2) при следующих параметрах системы: $k=3$; $T_2=0,0033$ с; $T_1=0,0099$ с; $\gamma=1$; $b_0=0,8558$; $b_1=0,9461$; $k'=0,313$; $T_{я}=0,0165$ с; $d_i=0,8187$; $\beta=0,5167$; $\lambda=0,9355$; $\Omega_H=1200$ с⁻¹; настройка вектора L осуществлена из условий “технического оптимума”; величины T_M , $R_{я}$ и C условно приняты равными единице.

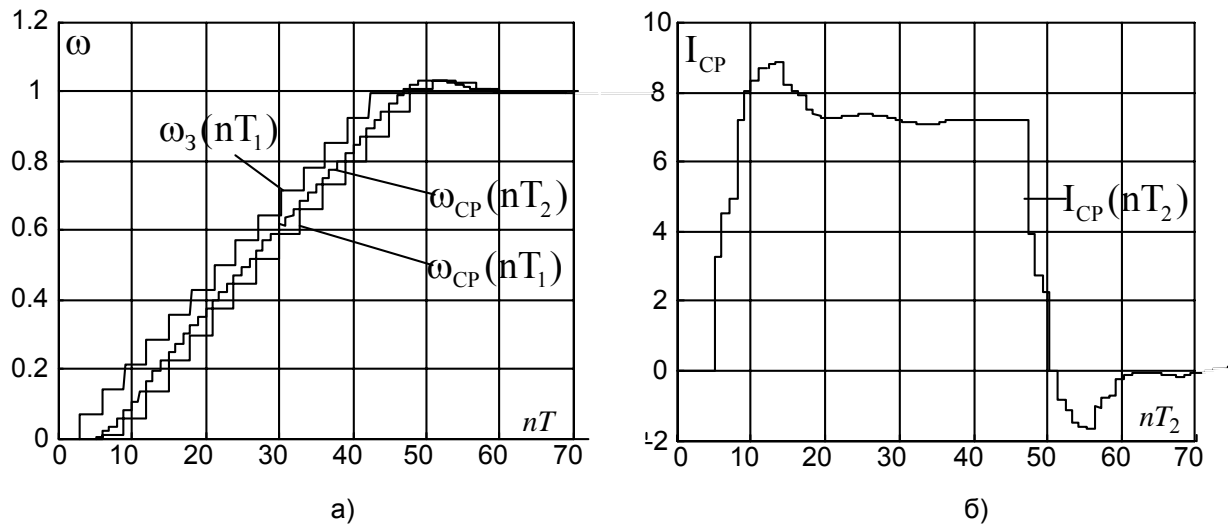


Рисунок 3 - Графики переходных процессов скорости (а) и тока (б) в СРС с НС4

На рис. 3,а показано задающее воздействие $\omega_3(nT_1)$, поступающее с выхода ЗИ с ускорением $\varepsilon_3(nT_1)$, координаты среднего значения скорости за период времени T_2 ($\omega_{CP}(nT_2)$) и за период времени T_1 ($\omega_{CP}(nT_1)$). На рис. 3,б представлена диаграмма среднего значения тока якоря двигателя за период T_2 . Время первого согласования тока с установившемся значением $t_c \approx 10T_2$.

Если в СРС не использовать наблюдатель состояния, то обратную связь по скорости следует выбирать с выхода ЦДС. В этом случае переключатель П находится в положении 1. Постоянную интегрирования T_{CI_C} разомкнутого КРС при этом следует выбирать из формулы (7).

Графики переходных процессов СРС без наблюдателя, снятые при приведенных выше параметрах системы, приведены на рис. 4. Перерегулирование по току в этом случае составило примерно 4%, а величина $t_c \approx 18T_2$.

На рис.5 приведена диаграмма зависимости номера такта $n_c = f(\gamma)$ в системе с наблюдателем (а) и без наблюдателя (б). Сравнение графиков рис. 3 и рис. 4, а также диаграмм рис. 5 наглядно подтверждают более высокие динамические характеристики СРС с наблюдателем состояния.

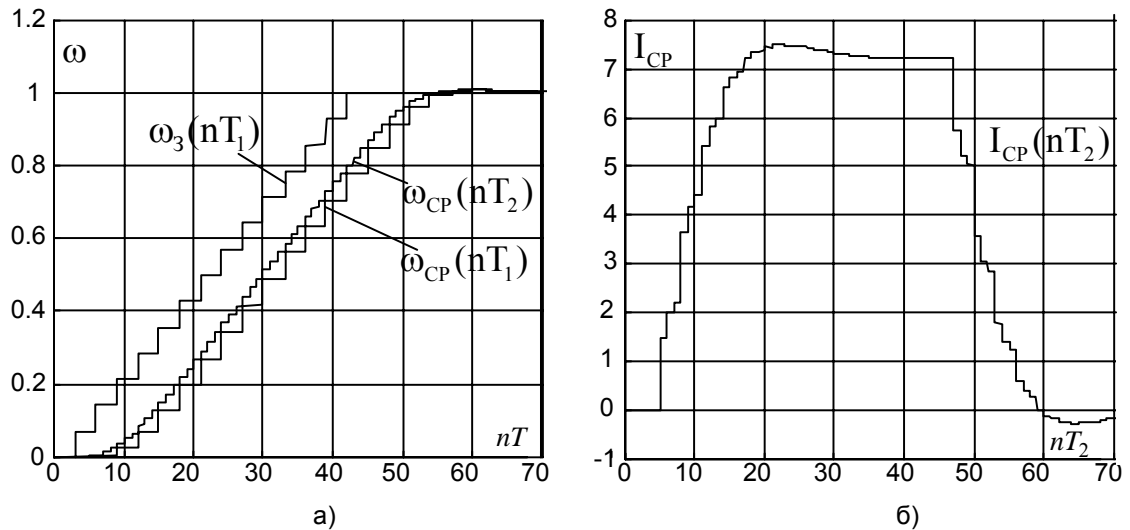


Рисунок 4 - Графики переходных процессов скорости (а) и тока (б) в СРС без наблюдателя состояния

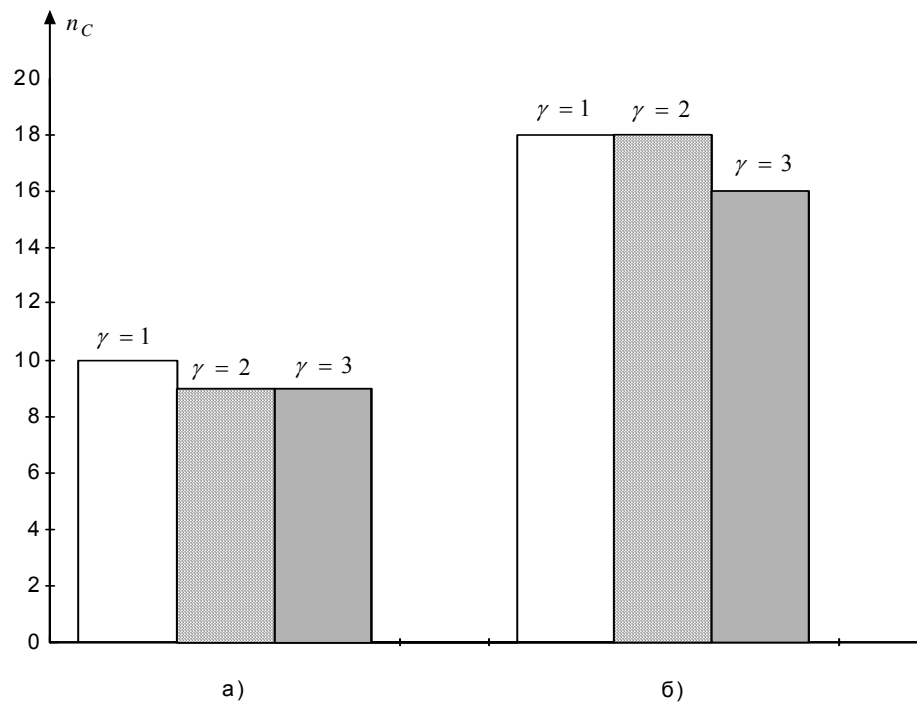


Рисунок 5 - Диаграммы зависимостей $n_c = f(\gamma)$:
 а) – СРС с НС4; б) – СРС без НС4

Выводы

1. Разработана математическая модель системы прямого цифрового управления скоростью электропривода постоянного тока с кратными периодами квантования в контурах тока и скорости и наблюдателем состояния.

2. Показано, что применение цифрового наблюдателя состояния позволяет улучшить динамические показатели СРС по сравнению с

аналогичной системой, работающей без наблюдателя, в два и более раз.

3. Следует продолжить исследования СРС с наблюдателем состояния с целью выработки рекомендаций по выбору параметров системы при набросе нагрузки.

Литература

1. Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика. - Сборник научных трудов Днепродзержинского государственного технического университета (технические науки). Тематический выпуск. - Днепродзержинск, 2007. - 606 с.
2. Коцегуб П. Х., Баринберг В. А. Синтез однократно - интегрирующей цифровой системы подчиненного регулирования электропривода с двумя периодами квантования. – Известия вузов. Электромеханика, 1991, №2. – С. 51-58.
3. Толочко О. І. Аналіз та синтез електромеханічних систем зі спостерігачами стану. - Донецьк: НОРД - ПРЕС, 2004. - 298 с.
4. Коцегуб П. Х., Губарь Ю. В. Разработка математической модели и синтез наблюдателя состояния системы с прямым цифровым управлением. - "Проблемы моделирования и автоматизация проектирования динамических систем" - Донецк: ДНТУ, 2007.
5. Файнштейн В. Г., Файнштейн Э. Г. Микропроцессорные системы управления тиристорными электроприводами. М.: Энергоатомиздат, 1986. - 240 с.
6. Коцегуб П. Х., Губарь Ю. В., Мариничев В. Ю. Синтез наблюдателя состояния системы регулирования скорости с прямым цифровым управлением. - Наукові праці ДонДТУ. Серія "Інформатика, кібернетика та обчислювальна техніка", 2000, Вип. 15, с. 206 - 213.
7. 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.

Дата надходження до редакції 30.11. 2007 р.