СИНТЕЗ НАБЛЮДАТЕЛЯ СОСТОЯНИЯ СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ С ПРЯМЫМ ЦИФРОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Коцегуб П. Х., Губарь Ю. В., Мариничев В. Ю.
Каф. ЭВМ, ЭАПУ ДонГТУ
gubar@cs.dgtu.donetsk.ua

Abstract

Kotsegub P.H., Gubar Y.V., Marinichev V.Y. Synthesis of the observer of a state of a regulating system of speed with a direct numerical control. *The technique of synthesis is developed and are defined a structure and parameters of the digital observer of a state of the third order for a regulating system of speed with a direct numerical control and gauge of average value of speed. The researches confirming a regularity of obtained designed parities(ratio) are conducted.*

В технике электропривода все большее внимание уделяется проблеме использования наблюдателей состояния для улучшения динамических и статических характеристик систем управления. При этом рассматриваются в основном непрерывные системы управления [1]. В настоящей статье рассматривается построение цифрового наблюдателя состояния (ЦНС) для системы с прямым цифровым управлением и обсуждаются вопросы дальнейшего его применения.

Одна из возможных систем регулирования скорости (СРС) двигателя постоянного тока с прямым цифровым управлением представлена на рис. 1. Вентильный преобразователь (ВП) на схеме представлен в виде идеального импульсного элемента с коэффициентом усиления по напряжению $K_П$. На схеме не учтена обратная связь по ЭДС двигателя, что допустимо при анализе и синтезе приводов большинства механизмов.

В системе возможно замыкание по мгновенному (передаточная функция датчика скорости (ДС) $D_{ДС}(p)=1$) и по среднему за период измерения T значениям скорости $\omega_{СР}$ с передаточной функцией ДС равной

$$D_{ДС}(p)=\frac{1-e^{-Tp}}{Tp}=\frac{z-1}{zTp},$$

где $z=e^{Tp}$.

В контуре тока (КРТ) осуществляется замыкание по среднему значению тока $I_{СР}$. В каждом контуре регулирования содержится свой регулятор: тока с передаточной функцией $D_i(z)$ и скорости с передаточной функцией $D_\omega(z)$. Без нарушения общности коэффициенты обратных связей по току и скорости приняты равными единице.

Преобразуем силовую часть системы с целью исключения смешанной формы (z и p) обозначения дискретных и непрерывных сигналов. С этой целью воспользуемся схемой, представленной на рис. 2,а. В соответствии с этой схемой можно выделить следующие дискретные передаточные функции:

$$\frac{I_{СР}(z)}{U_{РТ}(z)}=Z\left\{\frac{K_П T \quad R_Я}{T_Я p+1}\cdot\frac{z-1}{zTp}\right\}=\frac{K_П}{R_Я}\cdot\frac{1-d_1}{z-d_1}; \qquad (1)$$

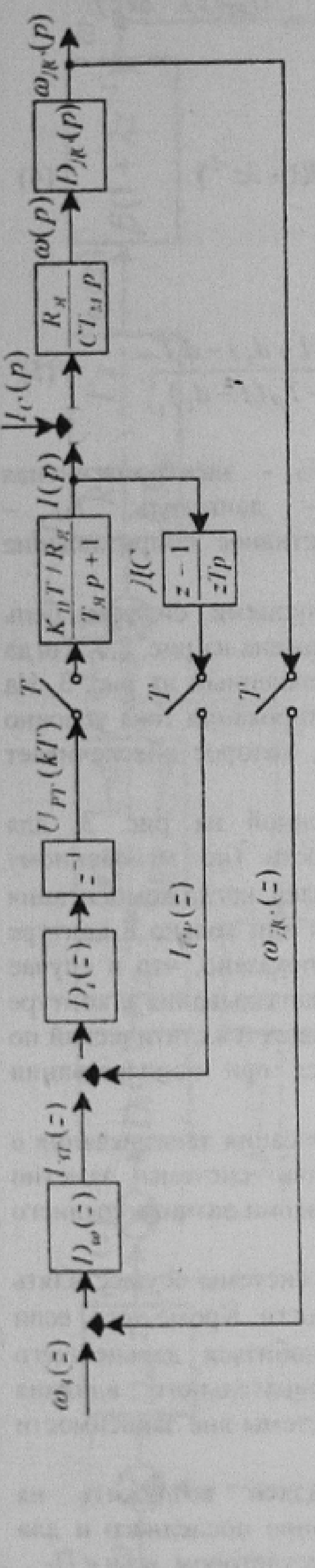

Рисунок 1 – Структурная схема контура регулирования скорости

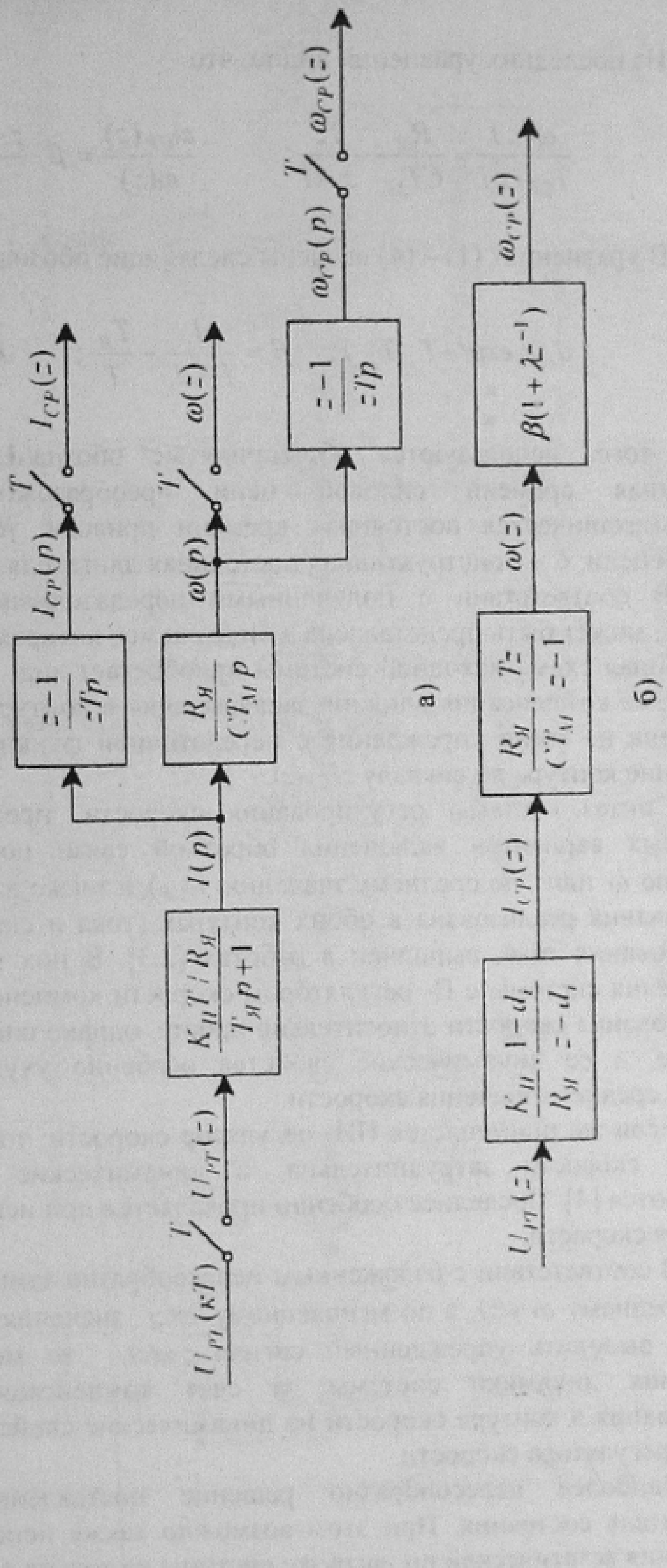

Рисунок 2 – Исходная (а) и преобразованная (б) схемы силовой цепи

$$\frac{\omega(z)}{U_{PT}(z)}=Z\left\{\frac{K_П T/R_Я}{T_Я p+1}\cdot\frac{R_Я}{CT_M p}\right\}=\frac{K_П}{R_Я}\cdot\frac{1-d_i}{z-d_i}\cdot\frac{R_Я}{CT_M}\cdot\frac{Tz}{z-1}=\frac{I_{CP}(z)}{U_{PT}(z)}\cdot\frac{\omega(z)}{I_{CP}(z)}; \qquad (2)$$

$$\frac{\omega_{CP}(z)}{U_{PT}(z)}=Z\left\{\frac{K_П T\ R_Я}{T_Я p+1}\cdot\frac{R_Я}{CT_M p}\cdot\frac{z-1}{zTp}\right\}=\frac{K_П}{R_Я}\cdot\frac{1-d_i}{z-d_i}\cdot\frac{R_Я}{CT_M}\cdot\frac{Tz}{z-1}\cdot\beta\cdot\frac{z+\lambda}{z}=\frac{\omega(z)}{U_{PT}(z)}\cdot\frac{\omega_{CP}(z)}{\omega(z)}. \qquad (3)$$

Из последних уравнений видно, что

$$\frac{\omega(z)}{I_{CP}(z)}=\frac{R_Я}{CT_M}\cdot\frac{Tz}{z-1}; \qquad \frac{\omega_{CP}(z)}{\omega(z)}=\beta\cdot\frac{z+\lambda}{z}=\beta(1+\lambda z^{-1}). \qquad (4)$$

В уравнениях (1) – (4) введены следующие обозначения:

$$d_i=exp(-T/T_Я); \quad \beta=\frac{1}{1-d_i}-\frac{T_Я}{T}; \quad \lambda=\frac{T_Я(1-d_i)-d_iT}{T-T_Я(1-d_i)}. \qquad (5)$$

Кроме того, используются общепринятые обозначения: $T_Я$ - электромагнитная постоянная времени силовой цепи преобразователь – двигатель; T_M – электромеханическая постоянная времени привода; $R_Я$ – активное сопротивление силовой цепи; C – конструктивная постоянная двигателя.

В соответствии с полученными передаточными функциями силовая цепь системы может быть представлена в виде схемы, которая изображена на рис. 2,б. Тогда структурная схема исходной системы приобретает вид, представленный на рис. 3. На этой схеме компенсация влияния запаздывания в контуре регулирования тока условно возложена на звено упреждения с передаточной функцией z, которое обеспечивает замыкание контура по сигналу $zI_{CP}(z)$.

Синтез системы регулирования скорости, представленной на рис. 3, для различных вариантов включения обратной связи по скорости (по мгновенному значению ω или по среднему значению ω_{CP}), а также для случаев, когда компенсация запаздывания реализована в обоих контурах (тока и скорости) или только в контуре регулирования тока, выполнен в работах [2,3]. В них также показано, что в случае применения системы с П- регулятором скорости компенсация запаздывания в контуре регулирования скорости относительно проста, однако система является статической по нагрузке, а ее динамические свойства особенно ухудшаются при использовании датчика среднего значения скорости.

Если же применяется ПИ- регулятор скорости, то компенсация запаздывания в контуре скорости затруднительна, а динамические свойства системы заметно ухудшаются [4]. Последнее особенно проявляется при использовании датчика среднего значения скорости.

В соответствии с изложенным целесообразно замыкание системы осуществлять не по среднему $\omega_{CP}(z)$, а по мгновенному $\omega(z)$ значениям скорости. Кроме того, если удается выделить упрежденный сигнал $z\omega(z)$, то можно добиться дальнейшего улучшения динамики системы за счет компенсации отрицательного влияния запаздывания в контуре скорости на динамические свойства системы вне зависимости от типа регулятора скорости.

Наиболее целесообразно решение поставленной задачи возложить на наблюдатель состояния. При этом возможно также использование последнего и для построения астатической по нагрузке системы не только с ПИ- регулятором, но и с П-

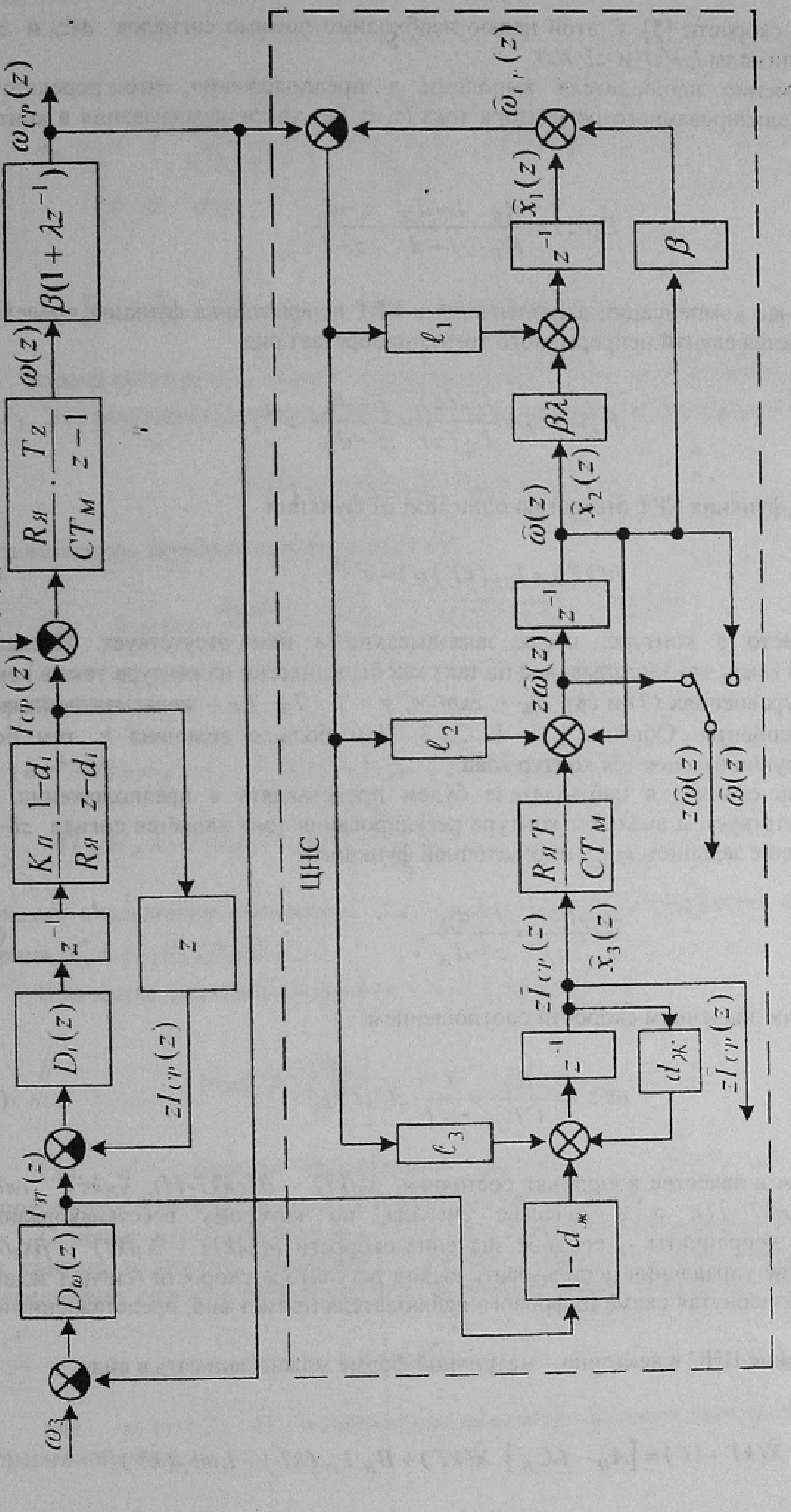

Рисунок 3 - Структурные схемы СРС и ЦНС

регулятором скорости [5]. С этой целью необходимо помимо сигналов $\omega(z)$ и $z\omega(z)$ наблюдать сигналы $I_{CP}(z)$ и $zI_{CP}(z)$.

Построение наблюдателя выполним в предположении, что передаточная функция идеализированного регулятора тока (т. е. без учета запаздывания в контуре) равна

$$D_i(z) = \frac{R_Я}{K_П} \cdot \frac{1-d_Ж}{1-d_i} \cdot \frac{z-d_i}{z-1}. \tag{6}$$

В случае компенсации запаздывания в КРТ передаточная функция последнего (рассматривается случай непрерывного тока) приобретает вид

$$K_{KPT}(z) = \frac{I_{CP}(z)}{I_{ЗТ}(z)} = \frac{1-d_Ж}{z-d_Ж} \cdot z^{-1}, \tag{7}$$

а переходная функция КРТ отстает на один такт от функции

$$h(kT) = I_{CP}(kT) = 1 - e^{-\gamma k}, \tag{8}$$

имеющей место в контуре, когда запаздывание в нем отсутствует. Последнее эквивалентно тому, что запаздывание на такт как бы вынесено из контура тока в контур скорости. В уравнениях (7) и (8) $d_Ж = exp(-\gamma)$, $\gamma = T / T_Ж$, $T_Ж$ – желаемая постоянная времени экспоненты. Обычно γ = 1, 2, 3. Чем больше величина γ, тем более быстродействующим является контур тока.

Модель объекта в наблюдателе будем представлять в предположении, что нагрузка отсутствует, а выходом контура регулирования тока является сигнал $zI_{CP}(z)$, который связан с заданием $I_{ЗТ}(z)$ передаточной функцией

$$\frac{zI_{CP}(z)}{I_{ЗТ}(z)} = \frac{1-d_Ж}{z-d_Ж}, \tag{9}$$

а с мгновенным значением скорости соотношением

$$\omega(z) = \frac{R_Я}{CT_M} \cdot \frac{T}{z-1} \cdot zI_{CP}(z). \tag{10}$$

Примем в качестве координат состояния $X_1(kT) = \beta\lambda\omega(kT-1T)$, $X_2(kT) = \omega(kT)$, $X_3(kT) = I_{CP}(kT-1T)$, а в качестве сигнала, по которому восстанавливаются наблюдаемые координаты - среднее значение скорости $\omega_{CP}(kT) = X_1(kT) + \beta X_2(kT)$. Если в качестве управления использовать выход регулятора скорости (сигнал задания тока $I_{ЗТ}$), то развернутая схема цифрового наблюдателя примет вид, представленный на рис. 3.

Уравнение ЦНС в векторно – матричной форме можно записать в виде

$$\hat{X}(kT+1T) = \left[A_H - LC_H\right] \cdot \hat{X}(kT) + B_H I_{ЗТ}(kT) + L\omega_{CP}(kT). \tag{11}$$

где

$$A_H = \begin{bmatrix} 0 & \beta\lambda & 0 \\ 0 & 1 & \dfrac{R_Я T}{CT_M} \\ 0 & 0 & d_Ж \end{bmatrix}; \qquad L = \begin{bmatrix} \ell_1 \\ \ell_2 \\ \ell_3 \end{bmatrix}; \qquad C_H = \begin{bmatrix} 1 & \beta & 0 \end{bmatrix}; \qquad B_H = 1 - d_Ж; \qquad (12)$$

$\hat{X} = \begin{bmatrix} \hat{X}_1 & \hat{X}_2 & \hat{X}_3 \end{bmatrix}$ - вектор состояния наблюдателя.

Задача синтеза ЦНС состоит в определении коэффициентов обратных связей ℓ_1, ℓ_2, ℓ_3. Это осуществляется из условия, что характеристический полином ЦНС

$$G(z) = det \mid zI - A_H + LC_H \mid \qquad (13)$$

или знаменатель передаточной функции ЦНС

$$K_{HC}(z) = \frac{\hat{\omega}_{CP}(z)}{I_{ЗТ}(z)} = \frac{H(z)}{G(z)} = \frac{(1-d_Ж)R_Я T / CT_M \cdot \beta(z+\lambda)}{G(z)}, \qquad (14)$$

который равен

$$G(z) = z^3 - (1 + d_Ж - \ell_1 - \ell_2\beta)z^2 + (d_Ж - \ell_1(1 + d_Ж) + \ell_2\beta(\lambda - d_Ж) + \ell_3^*)z - \qquad (15)$$

$$-(\ell_2\beta d_Ж\lambda - \ell_1 d_Ж - \ell_3^*),$$

совпадает с желаемым полиномом $G_Ж(z)$. В (13) и (15) обозначены I – единичная матрица; $\ell_3^* = (\ell_3 R_Я T\beta)/(CT_M)$.

В качестве желаемого полинома $G_Ж(z)$ принимается

$$G_Ж(z) = \prod_{i=1}^{n}(z - z_i) = z^n + a_{n-1}z^{n-1} + \ldots + a_1 z + a_0. \qquad (16)$$

где n – порядок наблюдателя состояния; z_i (i=1,2,...n) желаемое распределение полюсов передаточной функции наблюдателя.

С целью использования большого опыта применения распределения полюсов при синтезе и анализе непрерывных систем управления целесообразно желаемое распределение полюсов дискретной передаточной функции принять равным

$$z_i = e^{p_i T}, \qquad (17)$$

где p_i (i=1,2,...n) – желаемое распределение полюсов передаточной функции непрерывной системы.

Если, например, принять в качестве желаемого распределение Баттерворта третьего порядка, то

$$p_{1,2} = -0{,}5\Omega_H \pm 0{,}866\Omega_H\,, \quad p_3 = -\Omega_H \tag{18}$$

и, соответственно,

$$z_{1,2} = exp(-0{,}5\Omega_H T \pm 0{,}866\Omega_H T)\,, \qquad z_3 = exp(-\Omega_H T)\,. \tag{19}$$

Тогда желаемый полином

$$G_Ж(z) = z^3 - a_2 z^2 + a_1 z - a_0\,, \tag{20}$$

где $a_0 = exp(-2\Omega_H T)$;

$a_1 = (1 + cos(0{,}866\Omega_H T) \cdot 2\,exp(-0{,}5\Omega_H T)) \cdot exp(-\Omega_H T)$;

$a_2 = 2\,cos(0{,}866\Omega_H T) \cdot exp(-0{,}5\Omega_H T) + exp(-\Omega_H T)$;

Ω_H - собственная частота наблюдателя, определяющая его быстродействие.

Частоту наблюдателя Ω_H обычно выбирают в $2 \div 3$ раза больше собственной частоты объекта Ω_0.

Приравнивая выражения при одинаковых степенях оператора z полиномов $G(z)$ и $G_Ж(z)$, находим коэффициенты ℓ_1, ℓ_2 и ℓ_3:

$$\left.\begin{aligned} \ell_1 &= -\frac{a_1 + a_0 - d_Ж - (1 + d_Ж - a_2)(d_Ж\lambda + \lambda - d_Ж)}{(1+\lambda)(1 + d_Ж)}; \\ \ell_2 &= \frac{1 + d_Ж - a_2 - \ell_1}{\beta}; \\ \ell_3^* &= -a_0 + d_Ж(\ell_2\beta\lambda - \ell_1); \quad \ell_3 = \ell_3^*\,\frac{CT_M}{R_Я T\beta}. \end{aligned}\right\} \tag{21}$$

Если принять $a_0 = a_1 = a_2 = 0$, то говорят о синтезе ЦНС из условия конечной длительности переходного процесса.

На рис. 4 приведены реакции среднего значения скорости $\hat{\omega}_{CP}(nT)$ наблюдателя на единичный скачок задания $I_{ЗТ}$ при синтезе ЦНС, исходя из распределения Баттерворта (а) и конечной длительности переходных процессов (б), подтверждающие правильность основных расчетных соотношений – перерегулирование в переходной функции соответствует 8% (фильтр Баттерворта), переходный процесс заканчивается за три такта (конечная длительность). Переходные процессы сняты при следующих параметрах: $T = 0{,}0033\,c$; $d_Ж = 0{,}36$; $\Omega_H = 600\,c^{-1}$; $\lambda = 1$; $\beta = 0{,}5$. Величины T_M, $R_Я$ и C условно приняты равными единице.

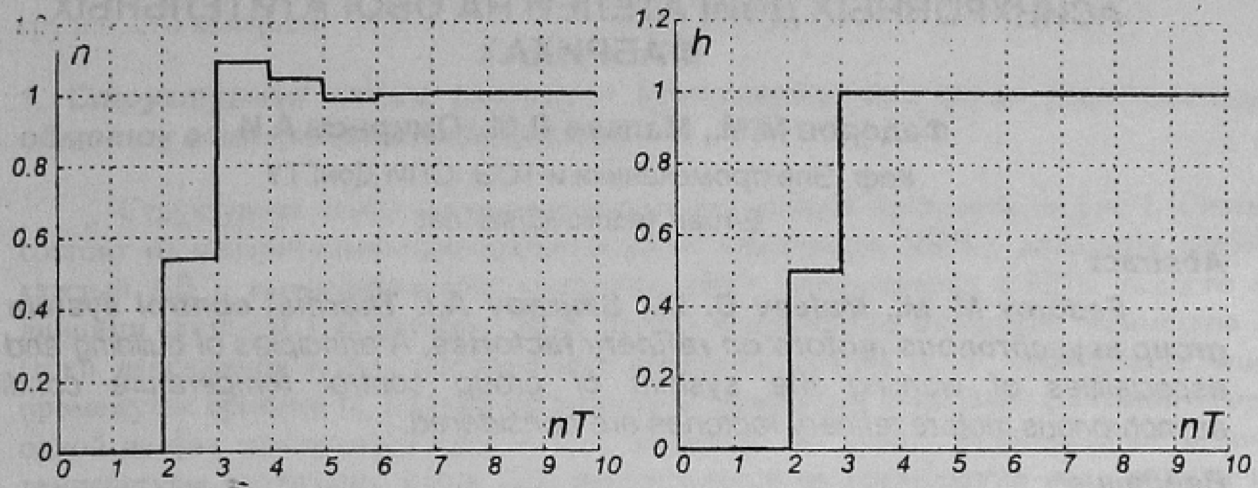

Рисунок 4 – Графики переходных функций в ЦНС:
а) – распределение Баттерворта; б) – конечная длительность переходного процесса.

Выводы

1. Разработана методика синтеза и определены структура и параметры цифрового наблюдателя состояния третьего порядка для системы регулирования скорости с прямым цифровым управлением и датчиком среднего значения скорости.

2. Проведены исследования, подтверждающие правильность полученных расчетных соотношений.

Литература

1. Акимов Л. В., Долбня В. Т., Колотило В. И. Системы управления электроприводами постоянного тока с наблюдателями состояния. – Харьков: ХГПУ, 1998. - 117 с.

2. Коцегуб П. Х., Баринберг В. А. Синтез однократноинтегрирующей цифровой системы подчиненного регулирования электропривода с двумя периодами квантования. – Известия вузов. Электромеханика, 1991, № 2. – С.51-58.

3. Коцегуб П. Х., Баринберг В. А. Синтез двукратноинтегрирующей системы подчиненного регулирования электропривода с двумя периодами квантования. – Известия вузов. Электромеханика, 1991, № 9. – С.11-17.

4. Коцегуб П. Х., Минтус А. Н. Особенности реализации импульсной коррекции запаздывания в цифровых астатических по возмущающему воздействию системах регулирования скорости. – Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика: Вестник ХГПУ. Специальный выпуск. – Харьков: ХГПУ, 1998. – С. 73-74.

5. Коцегуб П. Х., Толочко О. И., Воронцов Д. В., Коломиец С. В. Упрощенный наблюдатель состояния систем подчиненного регулирования постоянного тока. – Сб. науч. тр-ов ДонГТУ. Серия "Электротехника и энергетика", вып. 4 – Донецк: ДонГТУ, 1999. – С. 36-41.

Поступила в редакційну колегію 20 05.2000 р.