

дель объекта от $I_3^*(nT)$ до $\omega_{cp}^*(nT)$, замкнутой по разности $\Delta\omega^*(nT)$ между измеренной $\omega_{cp}^*(nT)$ и восстановленной $\hat{\omega}_{cp}^*(nT)$ скоростями.

Силовая часть системы содержит реверсивный управляемый вентильный преобразователь (ВП) с цифровой системой импульсно-фазового управления (СИФУ) и двигатель постоянного тока независимого возбуждения (М), с валом которого сочленен цифровой датчик скорости (ВР).

Если ВП представить в виде идеального импульсного элемента и пренебречь влиянием ЭДС двигателя на динамику привода, что допустимо для большинства производственных приводов, то линеаризованная структурная схема рассматриваемой системы приобретает вид, представленный на рис.2.

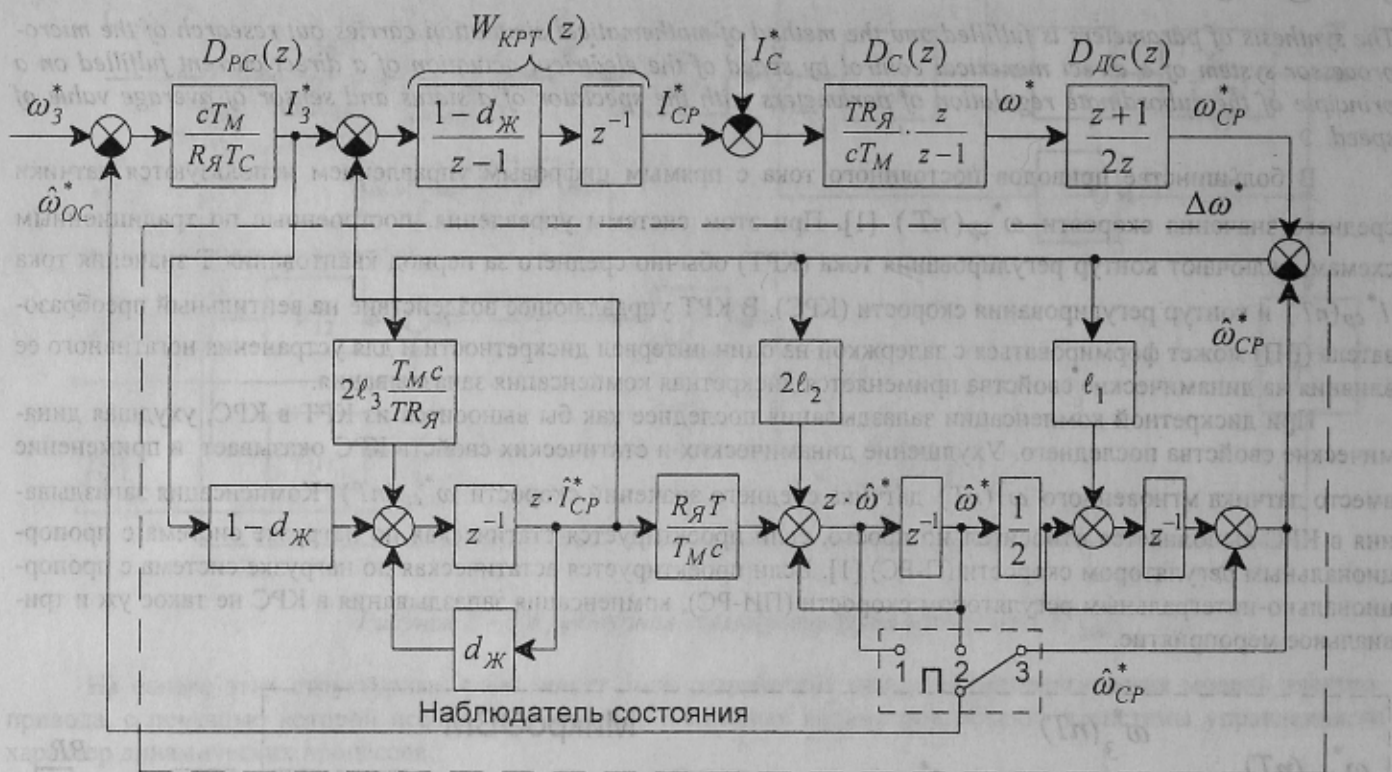


Рисунок 2 – Линеаризованная структурная схема системы

Передаточная функция датчика скорости на схеме принята равной

$$D_{DC}(z) = \frac{z+1}{2z}, \quad (1)$$

которой соответствует алгоритм вычисления

$$\omega_{CP}^*(nT) = (\omega^*(nT) + \omega^*(nT-1T))/2. \quad (2)$$

Параметры регуляторов тока и скорости рассчитываются в предположении, что соответствующие контура регулирования замкнуты не по восстановленным, а по реальным координатам среднего тока $I_{CP}^*(nT+1T)$ и скорости $\omega^*(nT+1T)$, $\omega^*(nT)$ или $\omega_{CP}^*(nT)$, которые имеют изображения $zI_{CP}^*(z)$, $z\omega^*(z)$, $\omega^*(z)$ и $\omega_{CP}^*(z)$ соответственно.

Будем полагать, что КРТ настроен в соответствии с методикой [1], при которой его передаточная функция имеет вид

$$K_{КТ}(z) = \frac{I_{CP}^*(z)}{I_3^*(z)} = \frac{1-d_{Ж}}{z-d_{Ж}} \cdot z^{-1}. \quad (3)$$

При этом передаточная функция разомкнутого КРТ

$$W_{КТ}(z) = \frac{1-d_{Ж}}{z-1} \cdot z^{-1}, \quad (4)$$

а переходная функция замкнутого КРТ отстает на один такт от функции

$$h(nT) = I_{CP}^*(nT) = 1 - e^{-\gamma n}, \quad (5)$$

имеющей место в контуре, когда запаздывание в нем отсутствует. В (3), (4) и (5) введены обозначения: $d_{Ж} = e^{-\gamma}$, $\gamma = T/T_{Ж}$, $T_{Ж}$ - желаемая постоянная времени экспоненты. Чем больше величина γ , тем больше быстрдействие КРТ.

Из (3) видно, что при замыкании КРТ по сигналу $I^*_{CP}(nT+1T)$ запаздывание на такт как - бы вынесено из контура тока в контур скорости.

Взаимосвязь между средним током $I^*_{CP}(nT)$ и скоростью $\omega^*(nT)$ отражается передаточной функцией

$$D_C(z) = \frac{R_{Я}}{cT_M} \cdot \frac{Tz}{z-1}, \quad (6)$$

где $R_{Я}$ - активное сопротивление силовой цепи ВП - двигатель, Ом;

T_M - электромеханическая постоянная времени привода, с;

C - конструктивная постоянная двигателя, $\frac{В}{рад/с}$.

Если регулятор скорости принять пропорциональным, то его передаточная функция принимается равной

$$D_{PC}(z) = \frac{T_M \cdot C}{R_{Я} \cdot T_C}, \quad (7)$$

где T_C - постоянная времени разомкнутого КРС.

Значения величины T_C при различной организации обратной связи по скорости приведены в табл. 1 в предположении, что КРС оптимизирован из условия "модульного оптимума" [2].

Таблица 1 - Значения оптимальной постоянной времени КРС

Организация обратной связи по скорости	Формулы для определения величины T_C
$\hat{\omega}^*(nT+1T)$	$T_C = T \left(1 + \frac{2d_{Ж}}{1-d_{Ж}} \right)$
$\hat{\omega}^*(nT)$	$T_C = T \left(1 + \frac{2}{1-d_{Ж}} \right)$
$\hat{\omega}^*_{CP}(nT)$	$T_C = T \left(2 + \frac{2}{1-d_{Ж}} \right)$

Анализ формул табл. 1 свидетельствует о том, что наименьшее значение постоянной T_C имеет место при обратной связи в контуре скорости по сигналу $\hat{\omega}^*(nT+1T)$, когда осуществляется компенсация запаздывания в КРС. При обратной связи по $\hat{\omega}^*_{CP}(nT)$ постоянная времени T_C максимальна. С увеличением постоянной времени T_C ухудшаются динамические свойства контуров регулирования скорости, а в случае работы системы без НС увеличивается падение скорости при набросе нагрузки.

Опустим доказательство того, что рассматриваемая СРС с НС управляема и наблюдаема.

Коэффициенты обратных связей наблюдателя l_1, l_2 и l_3 выберем из условия требуемого обеспечения распределения полюсов передаточной функции НС при отсутствии его замыкания через объект

$$D_{НС}(z) = \frac{\hat{\omega}^*_{CP}(z)}{I_3^*(z)} = \frac{T \cdot R_{Я} (1-d_{Ж})}{c \cdot T_M G_3(z)}, \quad (8)$$

где

$$G_3(z) = z^3 - a_2 z^2 + a_1 z - a_0 \quad (9)$$

характеристический полином НС;

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= d_{Ж}(\ell_2 - \ell_1) - \ell_3; \\ a_1 &= d_{Ж} - \ell_1(1+d_{Ж}) + \ell_2(1-d_{Ж}) + \ell_3; \\ a_2 &= 1+d_{Ж} - \ell_1 - \ell_2; \quad a_3 = 1. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

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

$$G_{3Ж}(z) = \prod_{i=1}^3 (z - z_i) = z^3 - a_{2Ж} z^2 + a_{1Ж} z - a_{0Ж}, \quad (11)$$

где $a_{2Ж}$, $a_{1Ж}$ и $a_{0Ж}$ - коэффициенты полинома; $z_i (i=1,2,3)$ - желаемое распределение полюсов передаточной функции наблюдателя.

Один из возможных путей выбора коэффициентов $a_{iЖ}$ состоит в формировании дискретной формы (11) путем ее аппроксимации непрерывной стандартной формы. В этом случае целесообразно желаемое распределение полюсов дискретной передаточной функции принять равным

$$z_i = e^{p_i T} \quad (12)$$

где $p_i (i=1,2,3)$ - желаемое распределение полюсов передаточной функции непрерывной формы.

Для большинства непрерывных стандартных форм

$$p_1 = -\gamma_H \Omega_H; \quad p_{2,3} = (-\alpha \pm j\beta) \Omega_H, \quad (13)$$

где коэффициенты α , β и γ_H определяют значения вещественных и мнимых частей полюсов p_1 , p_2 и p_3 .

Поэтому

$$\left. \begin{aligned} \alpha_{2Ж} &= 2 \exp(-\alpha \Omega_H T) \cos(\beta \Omega_H T) + \exp(-\gamma_H \Omega_H T); \\ \alpha_{1Ж} &= 2 \exp(-(\alpha + \gamma_H) \Omega_H T) \cos(\beta \Omega_H T) + \exp(-2\alpha \Omega_H T); \\ \alpha_{0Ж} &= \exp(-(\gamma_H + 2\alpha) \Omega_H T). \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Значения коэффициентов α , β и γ_H в зависимости от некоторых вариантов распределения полюсов приведены в табл. 2.

Графики переходных функций $h(nT)$ дискретных НС при различных распределениях полюсов представлены на рис. 3. Из этих графиков следует, что в качестве оптимального распределения полюсов целесообразно принять первый или третий варианты, характеризующиеся малыми величинами перерегулирования и небольшой колебательностью. Второй вариант обладает повышенной колебательностью переходного процесса, а четвертый - характеризуется аperiodической характеристикой с низкими временными показателями.

Таблица 2 - Коэффициенты дискретной аппроксимации

Вариант распределения полюсов	Полюсы характеристического полинома непрерывной системы	γ_H	α	β
1. Распределение Баттерворта (технический оптимум)	$p_1 = -\Omega_H$; $p_{2,3} = (-0,5 \pm 0,866i) \Omega_H$	1	0,5	0,866
2. Минимум интегральной квадратичной ошибки (ИКО)	$p_1 = -0,57 \Omega_H$; $p_{2,3} = (-0,215 \pm 1,307i) \Omega_H$	0,57	0,215	1,307
3. Минимум $\int e(t) dt$	$p_1 = -0,708 \Omega_H$; $p_{2,3} = (-0,521 \pm 1,068i) \Omega_H$	0,708	0,521	1,068
4. Биномиальное распределение	$p_1 = p_2 = p_3 = -\Omega_H$;	1	0	0

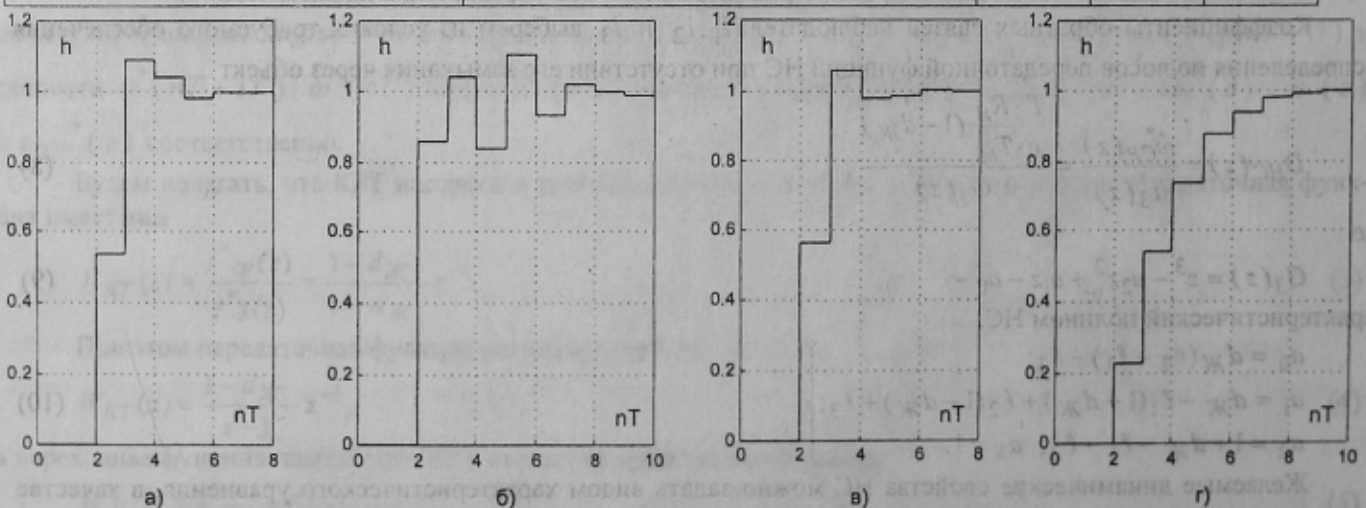


Рисунок 3 - Графики переходных функций $h(nT)$:

- а) - распределение Баттерворта; б) - минимум ИКО;
в) - минимум $\int |e(t)| dt$; г) - биномиальное распределение

Коэффициенты НС могут быть определены в результате решения системы трех алгебраических уравнений, полученных в результате приравнивания выражений при одинаковых степенях оператора z полиномов $G_3(z)$ и $G_{3Ж}(z)$:

$$\left. \begin{aligned} \ell_1 &= -\frac{1}{2} \cdot \frac{a_{1Ж} - 2d_{Ж} + a_{2Ж} + a_{0Ж} - 1}{1 + d_{Ж}}; \\ \ell_2 &= \frac{1}{2} \cdot \frac{a_{0Ж} + a_{1Ж} - a_{2Ж}(1 + 2d_{Ж}) + 2d_{Ж}(1 + d_{Ж}) + 1}{1 + d_{Ж}}; \\ \ell_3 &= \frac{d_{Ж}(a_{1Ж} + d_{Ж}(d_{Ж} - a_{2Ж})) - a_{0Ж}}{1 + d_{Ж}}. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Если цифровой НС синтезировать из условия конечного времени переходного процесса [3], то его коэффициенты обратных связей могут быть найдены из формул (при этом $a_{0Ж} = a_{1Ж} = a_{2Ж} = 0$):

$$\ell_1 = \frac{1}{2} \cdot \frac{1 + 2d_{Ж}}{1 + d_{Ж}}; \quad \ell_2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{2d_{Ж}(1 + d_{Ж}) + 1}{1 + d_{Ж}}; \quad \ell_3 = \frac{d_{Ж}^3}{1 + d_{Ж}} \quad (16)$$

Анализ переходных процессов в цифровой СРС с НС при обработке управляющего воздействия выполнен методом математического моделирования при различных настройках КРТ, определяемых величиной γ , при $T=0,0033$ с, $\Omega_H=600$ с⁻¹, $\frac{R_{Я}}{CT_M}=1$ и наиболее распространенной форме распределения полюсов – Баттерворта.

Графики зависимости номера такта квантования n_c , при котором средний ток достигает установившегося значения, от величины γ при различных вариантах формирования обратной связи по скорости, представлены на рис. 4. Для всех вариантов наблюдалось перерегулирование по току $\sigma = 4 - 5\%$. Работа привода осуществлялась от ЗИ, передаточная функция интегратора которого, устанавливающего взаимосвязь между заданной скоростью $\omega^*_3(nT)$ и заданным ускорением $\varepsilon^*_3(nT)$, принята равной

$$D_{ЗИ}(z) = \frac{\omega^*_3(z)}{\varepsilon^*_3(z)} = \frac{T}{z-1} \quad (17)$$

Анализ графиков, представленных на рис. 4, позволяет сделать следующие выводы. Наилучшими динамическими характеристиками (меньшими значениями n_c) при прочих равных условиях обладает цифровая СРС, в которой скомпенсировано влияние запаздывания в КРТ и КРС (рис. 4, а). Наиболее медленной является система, в которой замыкание КРС осуществляется по среднему значению кода скорости наблюдателя $\hat{\omega}^*_{CP}(z)$ (рис. 4, в).

Быстродействие системы можно также увеличить за счет уменьшения значения желаемой постоянной времени экспоненты $T_{Ж}$ (увеличивается величина γ), по которой проходит изменение тока якоря двигателя. Однако, как следует из рис. 4, уже при значениях $\gamma = 2-3$ наблюдается стабилизация величины n_c , что свидетельствует об одинаковых динамических показателях переходных процессов СРС по управляющему воздействию.

На рис. 4, г приведена диаграмма зависимости $n_c = f(\gamma)$, имеющей место в аналогичной цифровой СРС с ПИ-регулятором скорости и датчиком среднего значения скорости, в которой отсутствует наблюдатель состояния. Сравнение показателей n_c этой диаграммы с величинами n_c в СРС с наблюдателем состояния наглядно свидетельствует о преимуществах последней. Так, например, при замыкании в СРС с НС обратной связи по координате $\hat{\omega}^*(nT + 1T)$ величина n_c уменьшается примерно в 2-3 раза.

Можно показать, что передаточная функция СРС с НС по возмущающему воздействию имеет вид

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

вне зависимости от характера обратной связи. В (18) $N_i(z)$ и $M_i(z)$ - полиномы, зависящие от характера обратной связи по скорости, но которые при $z=1$ принимают постоянные значения, не равные нулю. Вид полиномов $N_i(z)$ и $M_i(z)$ не приводится из-за громоздкости.

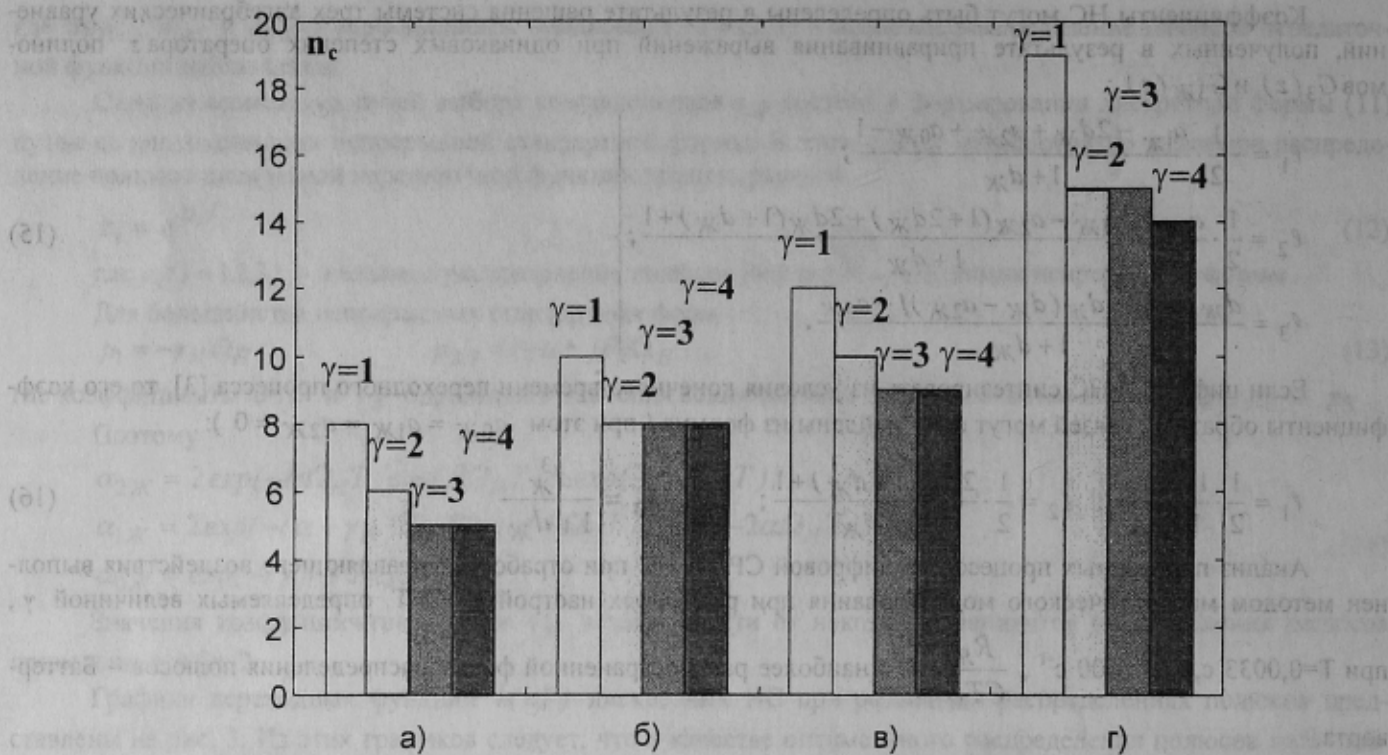


Рисунок 4 – Диаграммы зависимостей $n_c = f(\gamma)$:

- а) обратная связь по $\omega^*(nT+1T)$; б) обратная связь по $\omega^*(nT)$;
 в) обратная связь по $\omega^*_{CP}(nT)$; г) система с ПИ-РС без НС.

В числителе $K_f(z)$ имеется множитель $(z-1)$, поэтому система является астатической первого порядка по нагрузке.

Исследования СРС при набросе нагрузки проводились при различных значениях величин $\gamma = 1 \div 4$ и среднегеометрического корня наблюдателя Ω_H . В табл. 3 приведены, полученные экспериментальным путём, значения граничной частоты, ниже которой в СРС по возмущающему воздействию наблюдается расходящийся процесс. Из этой таблицы следует, что с увеличением величины γ значения граничной частоты увеличиваются.

Таблица 3 – Граничные частоты системы

Организация обратной связи по скорости	Граничная частота Ω_H, c^{-1}			
	$\gamma = 1$	$\gamma = 2$	$\gamma = 3$	$\gamma = 4$
$\tilde{\omega}^*(nT+1T)$	310	620	950	1100
$\tilde{\omega}^*(nT)$	310	620	950	1100
$\tilde{\omega}^*_{CP}(nT)$	310	620	900	1100

При увеличении частоты среднегеометрического корня Ω_H выше граничной в СРС при набросе нагрузки наблюдается изменение перерегулирования по току σ_i . В табл. 4 показаны максимальные значения σ_{im} в процентах (в числителе) и частота Ω_{HM} , при которой достигается это значение (в знаменателе). Из данных этой таблицы следует, что максимальная величина σ_i в рассматриваемой СРС при настройке коэффициентов наблюдателя из условий распределения Баттерворта (технического оптимума) не превышает 36%.

Небольшая величина перерегулирования по току приводит к затягиванию по времени переходного процесса восстановления просадки скорости при набросе нагрузки, о чем наглядно свидетельствуют графики рис. 5.а. На этих графиках показан процесс отработки приводом управляющего воздействия от ЗИ $\omega_3^*(nT)$ (такты времени с 0Т по 40Т) и процесс отработки возмущающего воздействия $I_C^*(nT)$ (такты времени с 40Т по 60Т).

Переходные процессы сняты при замыкании КРС по координате $z \cdot \tilde{\omega}^*(z)$ и следующих параметрах СРС: $\gamma = 2$; $\Omega_H = 800 c^{-1}$; $T = 0,0033$ с; $T_C = 0,0043$ с; $\ell_1 = 0,6599$; $\ell_2 = 0,7546$; $\ell_3 = 0,0077$. Величина σ_i в этом случае составляет 6,7%.

Улучшить динамику привода по возмущающему воздействию удастся за счет выбора таких параметров наблюдателя l_1, l_2 и l_3 , при которых величина σ_i находится в пределах 50-55%. Исследования показали, что это возможно достигнуть вариацией только величины l_3 в пределах 0,1-0,2. При этом коэффициенты l_1 и l_2 остаются теми же. Так, например, на рис. 5,б показаны графики переходных процессов в СРС с параметрами аналогичными приведенными выше, за исключением коэффициента $l_3 = 0,15$. Переходные процессы по управляющему воздействию остались теми же, а по I_C^* - улучшились за счет уменьшения времени восстановления скорости более чем в два раза (величина σ_i в этом случае составила 53,7%).

Таблица 4 – Перерегулирование по току при набросе нагрузки

Организация обратной связи по скорости	Значения $\sigma_{im}, \% / \Omega_{HM}$			
	$\gamma = 1$	$\gamma = 2$	$\gamma = 3$	$\gamma = 4$
$\bar{\omega}^*(nT + 1T)$	$\frac{25,9}{900}$	$\frac{8,5}{620}$	$\frac{11,1}{950}$	$\frac{11,3}{1100}$
$\bar{\omega}^*(nT)$	$\frac{34,5}{900}$	$\frac{9,3}{1000}$	$\frac{4,8}{1200}$	$\frac{4,1}{1300}$
$\bar{\omega}^*_{cp}(nT)$	$\frac{35,6}{900}$	$\frac{10,2}{1000}$	$\frac{5,2}{1200}$	$\frac{4,5}{1300}$

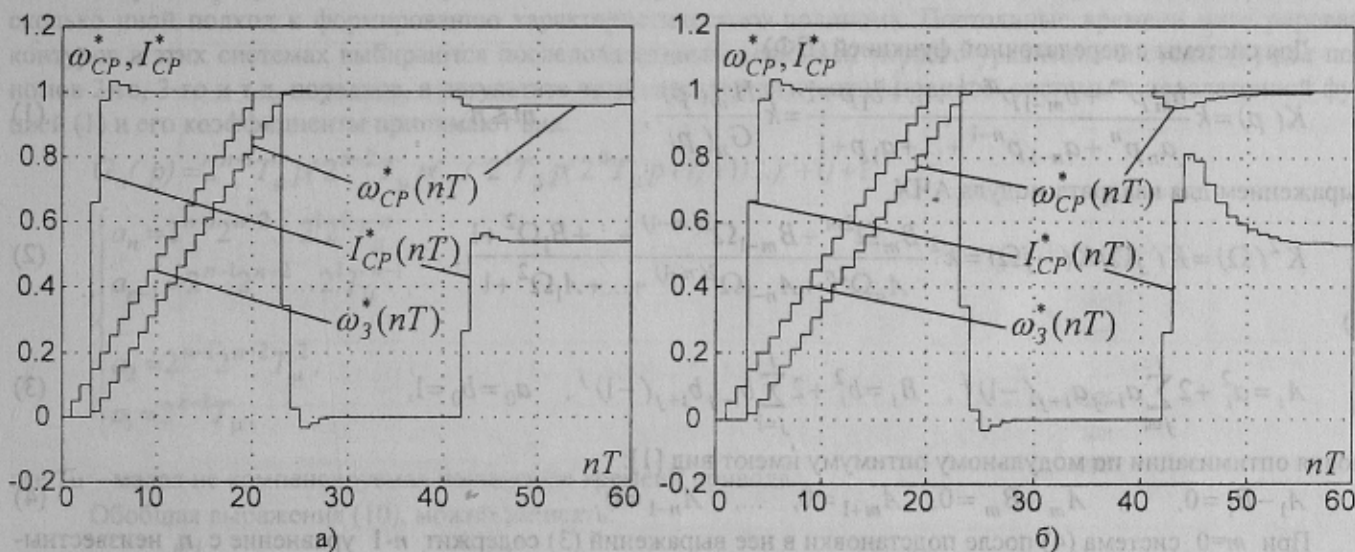


Рисунок 5 – Графики переходных процессов

Зная коэффициенты обратных связей НС, можно определить коэффициенты полинома, обеспечивающего в системе желаемое распределение полюсов:

$$\left. \begin{aligned} a_{2Ж} &= 1 + d_{Ж} - l_1 - l_2; \\ a_{1Ж} &= d_{Ж} - l_1(1 + d_{Ж}) + l_2(1 - d_{Ж}) + l_3; \\ a_{0Ж} &= d_{Ж}(l_2 - l_1) - l_3; \quad a_{3Ж} = 1. \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

ВЫВОДЫ

1. Разработана методика синтеза и определены структура и параметры цифрового наблюдателя состояния третьего порядка для СРС с прямым цифровым управлением.
2. Применение НС полного порядка позволяет улучшить динамические показатели СРС по сравнению с аналогичной системой, работающей без наблюдателя, в два и более раз.
3. Следует продолжить исследование систем с целью выявления наиболее целесообразного распределения полюсов передаточной функции НС при обработке возмущающего воздействия.

ЛИТЕРАТУРА

1. Файнштейн В. Г., Файнштейн Э. Г. Микропроцессорные системы управления тиристорными электроприводами. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 240 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. Изерман Р. Цифровые системы управления: Пер. с англ. – М.: Мир, 1984. – 541 с.