

АНАЛИЗ ДИНАМИЧЕСКИХ СВОЙСТВ СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ С ПРЯМЫМ ЦИФРОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ И НАБЛЮДАТЕЛЕМ СОСТОЯНИЯ, ОЦЕНИВАЮЩИМ СТАТИЧЕСКУЮ СОСТАВЛЯЮЩУЮ ТОКА ЯКОРЯ

Коцегуб П.Х., Кузьмин А.В., Толочко О.И.

Донецкий национальный технический университет

ejlat@skif.net

The system of the direct digital control of the direct-current electric drive with the average on the sample period motor current and speed values sensors and digital state observer, which identifies the current of load and instantaneous motor speed, has been considered. The analysis of the dynamic properties of the system with combine control by identified influence during the load surge has been executed. The recommendations for system adjustment have been given.

В [1] предложен цифровой наблюдатель состояния (ЦНС) для электропривода постоянного тока с прямым цифровым управлением тиристорным преобразователем (ТП) в цепи якоря. Система построена по принципу подчиненного регулирования и содержит контуры тока якоря (КРТ) и скорости (КРС) двигателя, замкнутые по средним за период дискретности T значениям соответствующих координат ($I_{cp}(nT)$ и $\omega_{cp}(nT)$). Регулятор скорости (РС) – пропорциональный. Структурная схема такой системы без учёта влияния обратной связи по ЭДС двигателя в относительных единицах ($x^* = x/x_б$) представлена на рис. 1.

В качестве базовых сигналов при нормировании использованы скорость идеального холостого хода двигателя и ток короткого замыкания.

Прямая часть КРТ содержит параметр

$$d_{ж} = e^{-T/T_{ж}} = e^{-\gamma}, \quad \gamma = T/T_{ж}, \quad (1)$$

определяющий желаемую постоянную времени $T_{ж}$ экспоненциальной переходной функции КРТ. Звенья К31 и К32 осуществляют импульсную коррекцию запаздывания, вносимого в систему тиристорным преобразователем [2, 3].

ЦНС восстанавливает статическую составляющую тока якорной цепи \tilde{I}_c^* и мгновенную скорость двигателя $\tilde{\omega}^*$ по выходным сигналам цифровых датчиков тока и скорости (ДС). Оценка статического тока используется для реализации принципа комбинированного управления по возмущающему воздействию путем заведения положительной компаундирующей связи по этому сигналу на вход контура скорости.

КРС может быть замкнут как по оценке мгновенной скорости $\tilde{\omega}^*$, так и по средней за период дискретности измеренной скорости двигателя ω_{cp}^* . В первом случае постоянная времени интегрирования разомкнутого контура T_c при настройке его на «модульный оптимум» и передаточная функция звена импульсной коррекции запаздывания в этом контуре определяются выражениями [2, 4]

$$T_c = T_{c1} = T \cdot \left(1 + \frac{2d_{ж}}{1-d_{ж}} \right), \quad (2)$$

$$W_{к32}(z) = \frac{T}{T_{c1}} \cdot \frac{1-d_{ж}}{z-d_{ж}}, \quad (3)$$

а во втором случае – выражениями [3, 4]

$$T_c = T_{c2} = T \cdot \left(2 + \frac{2d_{ж}}{1-d_{ж}} \right), \quad (4)$$

$$W_{к32}(z) = \frac{T}{T_{c2}} \cdot \frac{1-d_{ж}}{z-d_{ж}} \cdot \frac{z+1}{2z}. \quad (5)$$

Недостатком предложенного наблюдателя является то, что при наличии нагрузки сигнал $\tilde{\omega}$ восстанавливает мгновенную скорость с установившейся ошибкой

$$\tilde{\omega}_c^* = \omega_c^* - \hat{\omega}_c^* = I_c^* \frac{T}{T_m} \cdot \frac{1+l_1}{2l_2}. \quad (6)$$

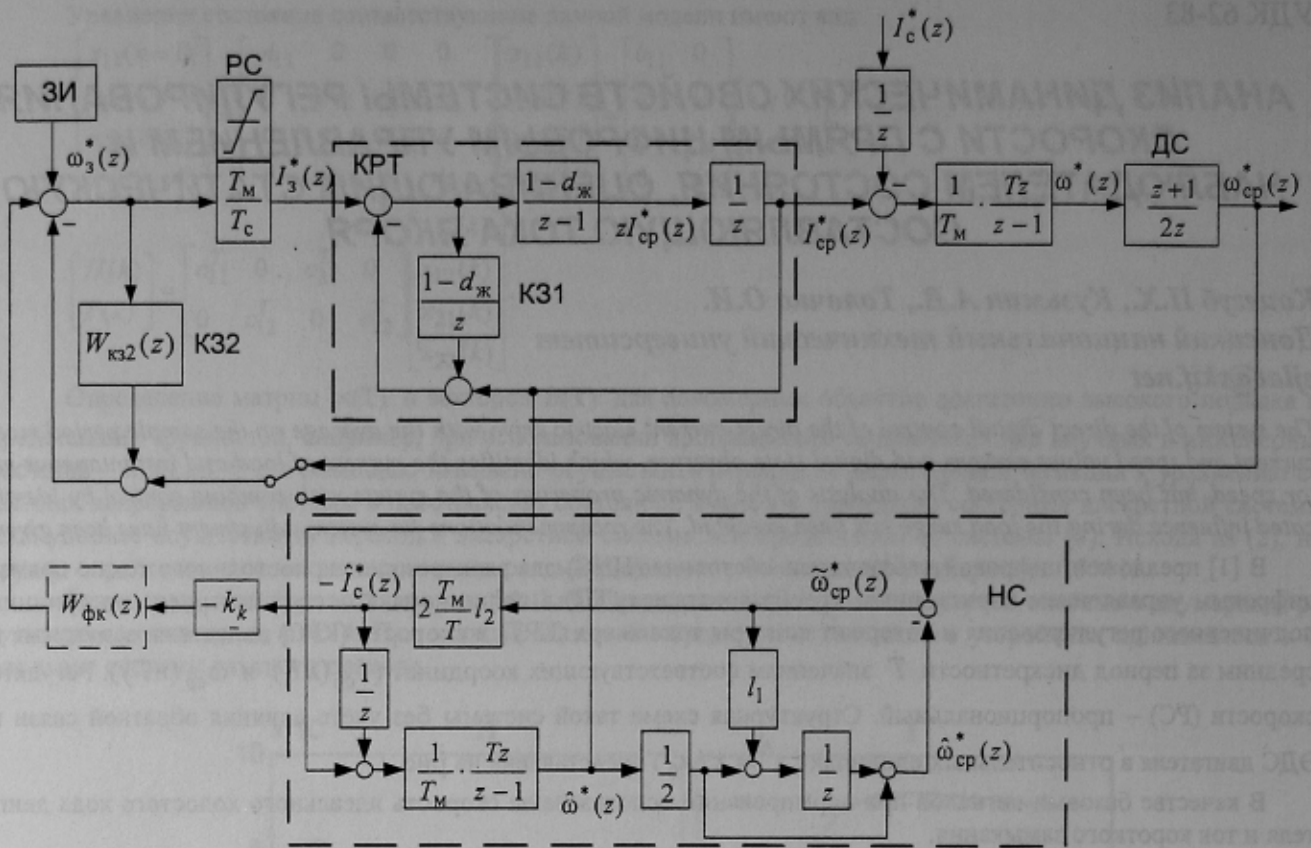


Рисунок 1 – Структурная схема цифровой системы регулирования скорости с комбинированным управлением по идентифицированному возмущению

Статическое падение скорости при набросе нагрузки в системе, замкнутой по оценке мгновенной скорости, при отсутствии компаундирующей связи по оценке статического тока \hat{I}_c складывается из статического падения скорости в системе, замкнутой по измеренной скорости, и ошибки оценивания (6)

$$\Delta \omega_c^* = I_c^* \frac{T_{c1} + T}{T_M} + \tilde{\omega}_c^* = I_c^* \frac{T_{c1} + T}{T_M} \left(1 + \frac{T}{T_{c1} + T} \cdot \frac{1 + l_1}{2l_2} \right) = k_{k1} I_c^*, \quad (7)$$

а в системе, замкнутой по измеренной средней скорости, вторая составляющая отсутствует:

$$\Delta \omega_c^* = I_c^* \frac{T_{c2} + T}{T_M} = k_{k2} I_c^*. \quad (8)$$

Коэффициенты k_{k1} и k_{k2} в формулах (7) и (8) определяют величину коэффициента компаундирующей связи k_k канала компенсации влияния нагрузки.

Система, замкнутая по оценке мгновенной скорости имеет несколько большее быстродействие при обработке управляющего воздействия [5], но при набросе нагрузки ее динамические свойства оказываются немного хуже, чем в системе с обратной связью по измеренной средней скорости. Это связано с инерционностью наблюдателя и наличием установившейся ошибки оценивания мгновенной скорости.

Предложенный в [6] способ выделения сигнала, равного мгновенной скорости двигателя как в установившемся режиме, так и в переходных процессах, обеспечивает более высокие показатели качества переходных процессов при набросе нагрузки, но сильно повышает чувствительность системы к помехам.

Так как разница в поведении привода при обработке управляющего сигнала при рассматриваемых способах замыкания КРС невелика и может быть ликвидирована за счет использования принципа комбинированного управления по задающему воздействию, то в данной статье будет проанализировано влияние, которое оказывают настройка наблюдателя состояния и канала компаундирующей связи по восстановленному статическому току на динамические свойства системы рис. 1, замкнутой по выходу датчика среднего значения скорости (сигнал ω_{cp}^*).

Передаточная функция рассматриваемой системы от статического тока до его оценки определяется только настройкой НС и имеет следующий вид:

$$\frac{\tilde{I}_c^*(z)}{I_c^*(z)} = \frac{l_2(z+1)}{z^2 - (1-l_1-l_2)z + l_2 - l_1} = \frac{l_2(z+1)}{G_H(z)} \quad (9)$$

При выборе коэффициентов корректирующих связей НС возьмем за основу полином Баттерворта второго порядка. Его полюсы вычисляются по формуле

$$p_{1,2Bvt} = -\Omega_H (\sqrt{2}/2 \pm j\sqrt{2}/2), \quad (10)$$

где $\Omega_H = \sqrt{p_1 p_2}$ – среднегеометрический корень (СГК) полинома, совпадающий для выбранного распределения с амплитудой каждого полюса.

Формируя желаемые дискретные характеристические полиномы (ХП) из аналоговых методом соответствия полюсов $z_i = e^{T p_i}$, получаем

$$G_2(z) = \prod_{i=1}^2 (z - z_i) = z^2 - z_1 z_2 z + (z_1 + z_2) = z^2 - d_1 z + d_0, \quad (11)$$

откуда для полинома Баттерворта имеем:

$$d_1 = 2e^{-\frac{\sqrt{2}}{2}\Omega_H T} \cos\left(\frac{\sqrt{2}}{2}\Omega_H T\right), \quad d_0 = e^{-\sqrt{2}\Omega_H T}. \quad (12)$$

При неограниченном возрастании амплитуд полюсов аналоговых систем ($\Omega_H \rightarrow \infty$) полюсы их дискретных аналогов стремятся к нулю, а полином (11) вырождается в форму

$$G_{2k}(z) = z^2, \quad (13)$$

которой соответствует конечная длительность протекания переходных процессов. Именно такая настройка рекомендуется для цифровых НС в большинстве первоисточников, так как при этом наблюдатель имеет максимально возможное быстродействие и оказывает минимальное влияние на работу системы.

Приравнявая сходственные коэффициенты желаемого $G_2(z)$ и действительного $G_H(z)$ характеристических полиномов цифрового наблюдателя, получаем

$$l_1 = (1 - d_1 - d_0)/2, \quad l_2 = (1 - d_1 + d_0)/2. \quad (14)$$

При настройке НС на конечную длительность ($d_1 = 0$, $d_0 = 0$) имеем

$$l_1 = l_2 = 1/2. \quad (15)$$

В качестве эталонного объекта для сравнения выберем двукратноинтегрирующую систему подчиненного регулирования (СПР) без НС с такими же датчиками тока и скорости, как в системе рис. 1. Астатизм по нагрузке в ней достигается заменой пропорционального РС пропорционально-интегральным (ПИ-РС), передаточная функция которого может иметь вид

$$D_{\text{пи}}(z) = k_n(1 + D_H(z)) = \frac{T_M}{T_{c3}} \cdot \left(1 + \frac{Tz}{T_H(z-1)}\right) = \frac{T_M}{T_{c3}} \cdot \frac{(T + T_H)z - T_H}{T_H(z-1)}. \quad (16)$$

Параметры передаточной функции (15), найденные из условий МО, определяются выражениями

$$T_{c3} = T \cdot \left(2 + \frac{2}{1 - d_{\text{ж}}}\right), \quad (17)$$

$$T_H = \frac{(2T_{c3} - T) + \sqrt{(2T_{c3} - T)^2 + T^2}}{2}. \quad (18)$$

Для оценки и сравнения качества переходных процессов при набросе нагрузки в рассматриваемой системе с НС, настроенным из условия конечной длительности (13), и в описанной выше системе с цифровым ПИ-РС на рис. 2 приведены графики зависимости перерегулирования по току и максимальной просадки скорости $\Delta\omega_{\text{max}}$ в функции параметра γ .

Максимальное падение скорости на графике пронормировано по величине $\Delta\omega_c = \Delta\omega_{\text{cp}} \cdot 4T/T_M$, где $\Delta\omega_{\text{cp}}$ – статическое падение скорости в разомкнутой системе ТП-Д, T_M – электромеханическая постоянная времени привода.

Из графиков видно, что в системе рис. 1 с НС, настроенным на конечную длительность, динамическое падение скорости во всем диапазоне изменения γ существенно меньше, чем в СПР с ПИ-РС, однако перерегулирование по току, не превышающее перерегулирование в эталонной системе, может быть обеспечено только при малых значениях γ (< 0.8), когда быстродействие КРТ системы с прямым цифровым управлением приближается к быстродействию аналогового КРТ.

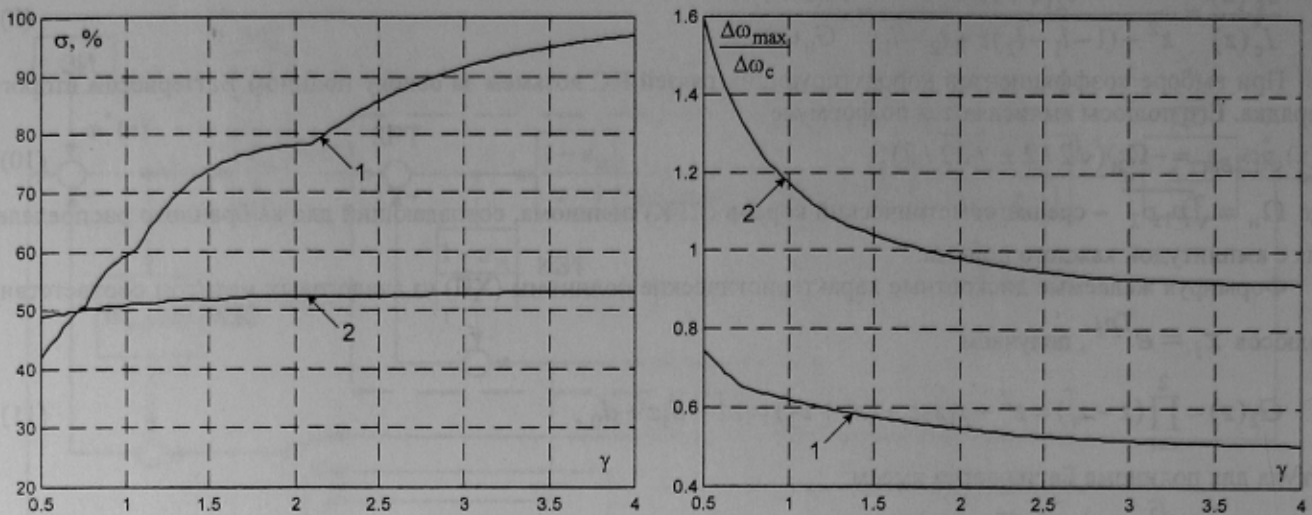


Рисунок 2 – Графики показателей качества переходных процессов:
 1 – в системе рис. 1 при настройке НС на конечную длительность;
 2 – в цифровой СПР с ПИ-РС

Для уменьшения перерегулирования можно использовать 3 способа:

- 1) снижение быстродействия КРТ (уменьшение параметра γ) без изменения настройки НС и включения фильтра;
- 2) включение в канал компенсации нагрузки дискретного фильтра с передаточной функцией

$$D_{\text{фк}}(z) = \frac{1}{T_{\text{ф}}p + 1} \Big|_{p = \frac{2(z-1)}{T(z+1)}} = \frac{T(z+1)}{(T + 2T_{\text{ф}})z + T - 2T_{\text{ф}}} \quad (19)$$

без изменения настройки НС и КРТ (на рис. 1 этот фильтр обозначен пунктиром);

- 3) изменение настройки НС за счет использования в качестве аналогового прототипа желаемого дискретного ХП одного из стандартных полиномов с конечной величиной СГК без изменения настройки КРТ и включения фильтра.

Разумеется, возможны и разнообразные комбинации этих методов, но для выявления особенностей каждого из методов в «чистом» виде рассмотрим для начала только перечисленные выше три варианта.

Для ориентировочного выбора параметров $\Omega_{\text{н}}$ и $T_{\text{ф}}$ по желаемым показателям качества переходных процессов можно воспользоваться графиками, представленными на рис. 3а и рис. 3б соответственно.

Для большей наглядности на рис. 4 приведены графики переходных процессов тока и приращения скорости при набросе нагрузки в системе рис. 1 (кривые 1-4) и в эталонной СПР с ПИ-РС (кривые 5).

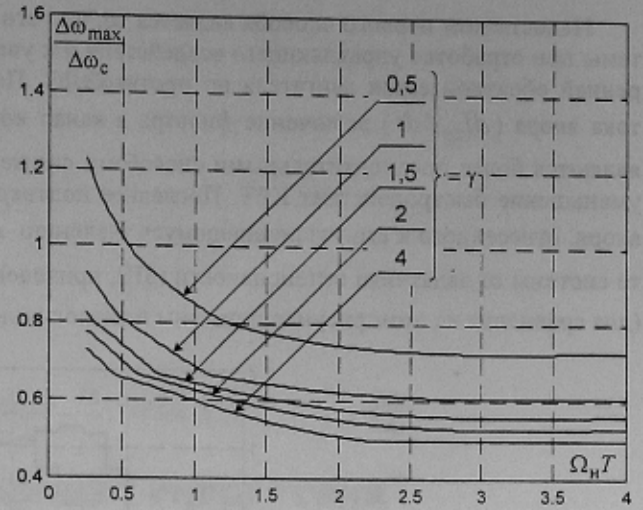
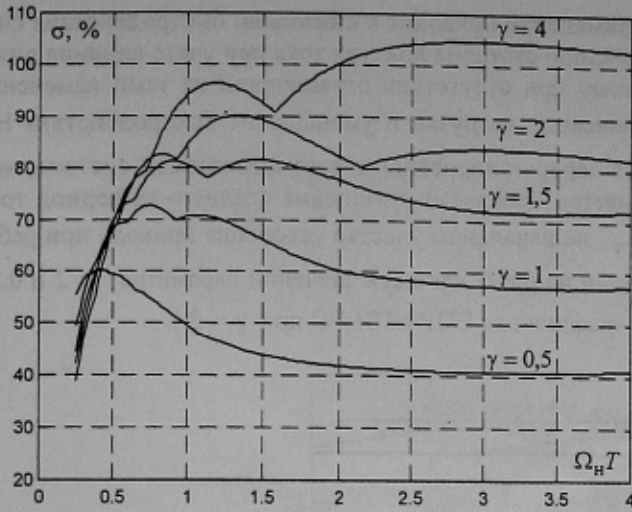
Все графики, кроме кривых 2, сняты при настройке КРТ, рекомендуемой в [4] ($\gamma = 2$), при которой контур тока имеет быстродействие, незначительно отличающееся от предельно возможного ($\gamma = \infty$).

Для системы рис. 1 приведены следующие графики: 1, 2, 3 – НС настроен на конечную длительность; 2 – для снижения перерегулирования по току уменьшено быстродействие КРТ; 3 – снижение перерегулирования обеспечивается включением фильтра (19) без уменьшения быстродействия КРТ; 4 – снижение σ достигается без включения фильтра и без изменения настройки КРТ за счет снижения быстродействия НС. Графики 4 получены при $l_1 = -0.38$, $l_2 = 0.095$.

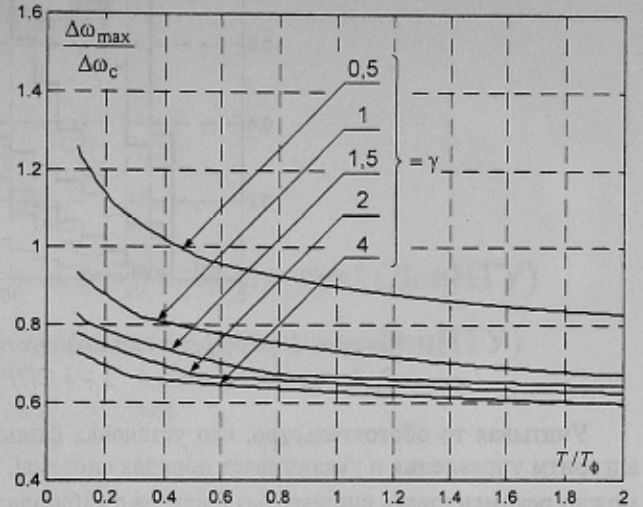
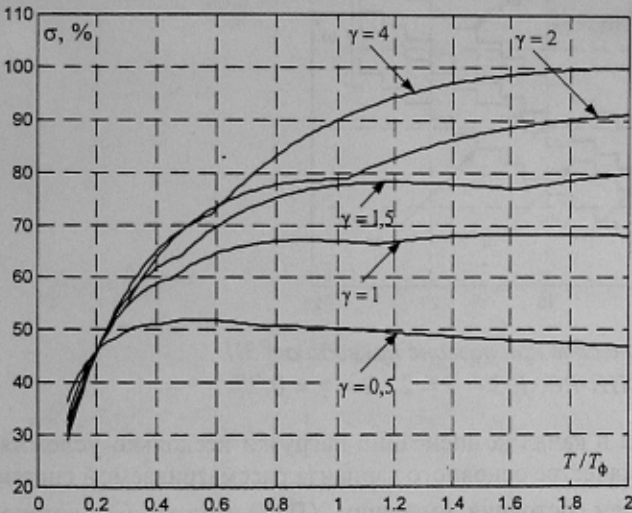
При настройке НС на конечную длительность без изменения настройки КРТ и включения фильтра перерегулирование по току σ (графики 1) составляет 78%, динамическое падение скорости $\Delta\omega_{\text{max}} = 0.55\Delta\omega_c$, а время восстановления скорости $t_{\text{в}} = 6T$. В качестве времени восстановления скорости здесь принято время, после которого этот сигнал не выходит за пределы $\pm 0.05\Delta\omega_c$.

Аналогичные показатели для эталонной системы при той же настройке КРТ (графики 5) составляют $\sigma = 52\%$, $\Delta\omega_{\text{max}} = 0.98\Delta\omega_c$ и $t_{\text{в}} = 24T$.

При первом (графики 2) способе снижения перерегулирования до эталонной величины (52%) максимальная просадка скорости составила $0.65\Delta\omega_c$, а время ее восстановления – $10T$, при втором (графики 3) – $0.73\Delta\omega_c$ и $15T$ и при третьем (графики 4) – $0.76\Delta\omega_c$ и $12T$ соответственно, что существенно лучше, чем в СПР с ПИ-РС.



а)



б)

Рисунок 3 – Графики показателей качества переходных процессов в системе рис. 1:
 а – с НС, имеющим характеристический полином (12) с коэффициентами (13);
 б – с НС, настроенным на конечную длительность, и с фильтром в канале компенсации нагрузки

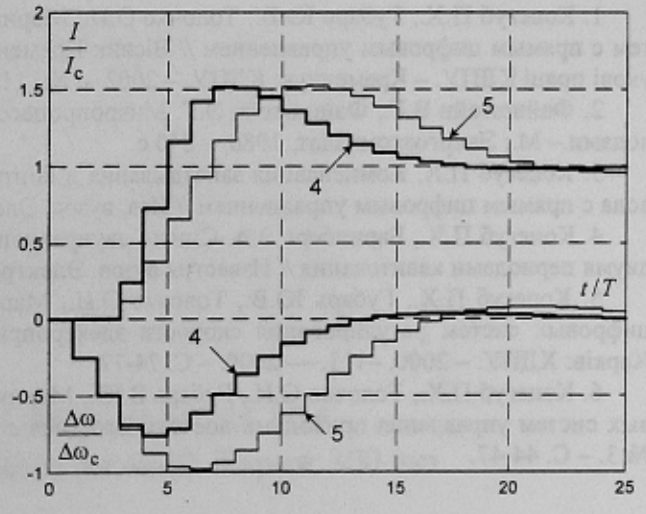
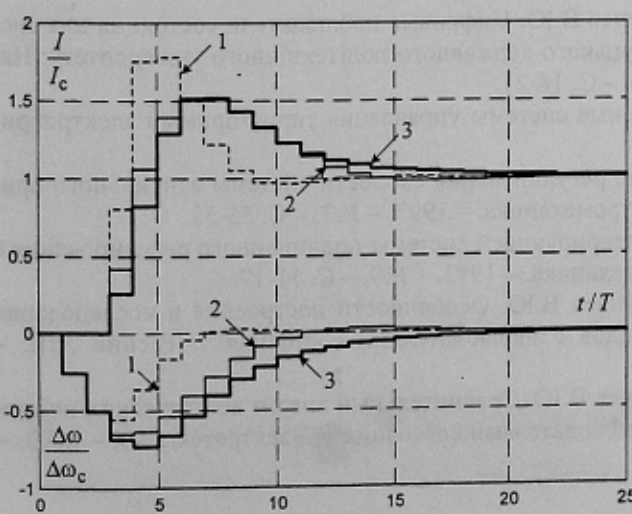


Рисунок 4 – Графики переходных процессов при набросе нагрузки:

1-4 – в системе рис. 1; 5 – в СПР с ПИ-РС при $\gamma = 2$;

1 – $\Omega_H = \infty, T_\phi = 0, \gamma = 2$; 2 – $\Omega_H = \infty, T_\phi = 0, \gamma = 0.77$; 3 – $\Omega_H = \infty, T_\phi = 3.8T, \gamma = 2$;

4 – $\Omega_H = 0.32/T, T_\phi = 0, \gamma = 2$

Недостатком первого способа является то, что его применение приводит к снижению быстродействия системы при отработке управляющего воздействия и к увеличению статизма контура тока при учете влияния внутренней обратной связи двигателя по противоЭДС. Поэтому при отсутствии ограничений на темп изменения тока якоря (di_{cp}/dt) включение фильтра в канал компенсации нагрузки и уменьшение быстродействия НС являются более предпочтительными способами снижения перерегулирования в рассматриваемой системе, чем уменьшение быстродействия КРТ. Последнее подтверждается графиками изменения среднего за период тока якоря, отнесенного к его установившемуся значению $I_{уст}$, на начальном участке ускорения привода при работе системы от задатчика интенсивности (ЗИ), приведенными на рис.5 для двух значений параметра γ : 2 и 0.77 (для сравнения на этом рисунке показаны и аналогичные графики для СПР с ПИ-РС при $\gamma = 2$).

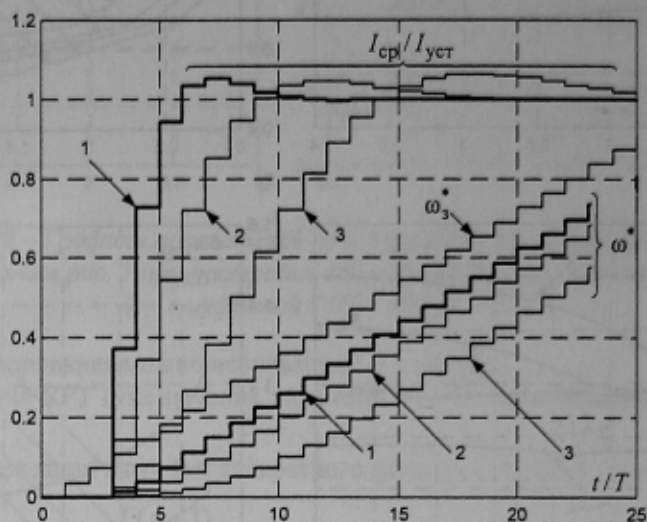


Рисунок 5 – Графики переходных процессов при разгоне привода от ЗИ:
1, 2 – в системе рис. 1; 3 – в СПР с ПИ-РС, 1, 3 – $\gamma = 2$; 2 – $\gamma = 0.77$

Учитывая то обстоятельство, что установка фильтра в канал компенсации нагрузки несколько усложняет алгоритм управления и увеличивает порядок системы, в качестве основного варианта рассматриваемой системы можно рекомендовать систему без фильтра с наблюдателем состояния, имеющим ХП (7), частота Ω_n которого выбирается по желаемым показателям качества переходных процессов при набросе нагрузки из графиков рис. 3а.

ЛИТЕРАТУРА

1. Коцегуб П.Х., Губарь Ю.В., Толочко О.И., Мариничев В.Ю. Цифровые наблюдатели состояния для систем с прямым цифровым управлением // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету: Наукові праці КДПУ. – Кременчук: КДПУ. – 2002. – №1 (12). – С. 18-21.
2. Файнштейн В.Г., Файнштейн Э.Г. Микропроцессорные системы управления тиристорными электроприводами. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 240 с.
3. Коцегуб П.Х. Компенсация запаздывания в контуре регулирования скорости системы вентиляционного привода с прямым цифровым управлением // Изв. вузов. Электромеханика. – 1997. – №3. – С. 55-58.
4. Коцегуб П.Х., Баринберг В.А. Синтез двукратноинтегрирующей системы подчиненного регулирования с двумя периодами квантования // Известия вузов. Электромеханика. – 1991. – №9. – С. 11-17.
5. Коцегуб П.Х., Губарь Ю.В., Толочко О.И., Мариничев В.Ю. Особенности построения и исследования цифровых систем регулирования скорости электроприводов с наблюдателями состояния. // Вісник ХПІ: – Харків: ХДПУ. – 2000. – 113. — 2000. – С. 74-77.
6. Коцегуб П.Х., Толочко О.И., Губарь В.Ю., Мариничев В.Ю. Сравнительный анализ астатических цифровых систем управления приводами постоянного тока с наблюдателями состояния // Электротехника. – 2003. – № 3. – С. 44-47.