

Сравнительный анализ астатических цифровых систем управления приводами постоянного тока с наблюдателями состояния

КОЦЕГУБ П.Х., ТОЛОЧКО О.И., ГУБАРЬ Ю.В., МАРИНИЧЕВ В.Ю.

Рассмотрена система прямого цифрового управления с наблюдателями состояния, идентифицирующими статические и динамические моменты двигателя, которые используются для придания системе регулирующей астатических свойств по возмущающему воздействию при использовании пропорционального регулятора скорости. Выполнен сравнительный анализ систем с различными наблюдателями. Показаны преимущества наблюдателей с управлением по среднему току, по сравнению с наблюдателями, управляющим сигналом которых является сигнал задания на ток.

This article describes the direct digital control system with state observer, which identifies static and dynamic torque of motor to infuse the astatic characteristics on disturbance to control system when using the proportional speed regulator. Comparative analysis is provided for systems with different state observers. The preferences of observers with control on averaged current are shown compared to those observers, whose control signal is current reference.

Рассмотрим систему прямого цифрового управления вентильным электроприводом постоянного тока с пропорциональным регулятором скорости (П-РС), внутренним контуром регулирования тока (КРТ) и наблюдателями состояния (НС), идентифицирующими статические и динамические моменты двигателя. Оценки этих моментов используются для того, чтобы сделать систему астатической по нагрузке.

$$I_{cp}(kT) = \left(1 - e^{-\frac{T}{T_{ж}}k}\right) I_{ж} = (1 - e^{-\gamma k}) I_{ж} = (1 - d_{ж}^k) I_{ж}, \quad (1)$$

где $\gamma = T/T_{ж}$; $d_{ж} = e^{-T/T_{ж}} = e^{-\gamma}$; $T_{ж}$ - желаемая постоянная времени экспоненты.

Структурная схема такой системы регулирования скорости (СРС) без наблюдателя состояния (НС) и учёта влияния обратной связи по ЭДС двигателя в относительных единицах ($x_{*} = x/x_{б}$) приведена на рис.1.

С возрастанием γ быстродействие как КРТ, так и системы в целом повышается. Однако увеличение γ больше двух не даёт оптимального результата.

Компенсация запаздывания в КРТ возложена на "импульсную коррекцию" запаздывания [1]. Она имеет место при

$$W_{КЗ1}(z) = (1 - d_{ж})z^{-1}. \quad (2)$$

При нормировании структурной схемы использованы следующие базовые величины: $\omega_{б} = \omega_0$ - скорость идеального ХХ двигателя; $I_{б} = I_{КЗ}$ - ток КЗ разомкнутой системы вентильный преобразователь-двигатель.

Сущность такой коррекции состоит в том, что запаздывание как бы выносится из КРТ в контур регулирования скорости (КРС).

КРТ замкнут по среднему за период дискретности T значению тока якоря I_{cp} . Разомкнутая часть контура представлена в свёрнутом виде в предположении, что вентильный преобразователь из-за организации цифрового управления вентилями представляет собой идеальный импульсный элемент и вносит в прямую часть КРТ запаздывание на такт T [1], а регулятор тока настроен в соответствии с методикой, согласно которой в качестве желаемой реакции контура на скачок задания $I_{ж}$ при отсутствии запаздывания (или его компенсации) принята экспоненциальная функция

При необходимости компенсации этого запаздывания в КРС можно включить звено с передаточной функцией $W_{КЗ2}(z)$, выражения для определения которой в зависимости от координаты, используемой для замыкания КРС (мгновенное $\omega_{*}(kT)$ или среднее $\omega_{cp}(kT)$ значение скоростей), приведены в [1, 2].

Рассмотренная система является астатической первого порядка по управляющему воздействию и статической по нагрузке. Для того, чтобы сделать систему астатической по нагрузке обычно применяют вместо пропорционального пропорционально-интегральный регулятор скорости (ПИ-РС). Однако при этом ухудшаются динамические свойства системы по управляющему воздействию.

Возможно и иное решение задачи: вместо обратной связи по среднему току $I_{cp}(kT)$ применить обратную связь по средней динамической составляющей тока $I_{cp,j}(kT)$ или по упреждённой на такт этой составляющей $I_{cp,j}(kT+1T)$. Динамические свойства системы по управляющему воздействию в этом случае не ухудшаются, а при замыкании КРТ по сигналу $I_{cp,j}(kT+1T)$

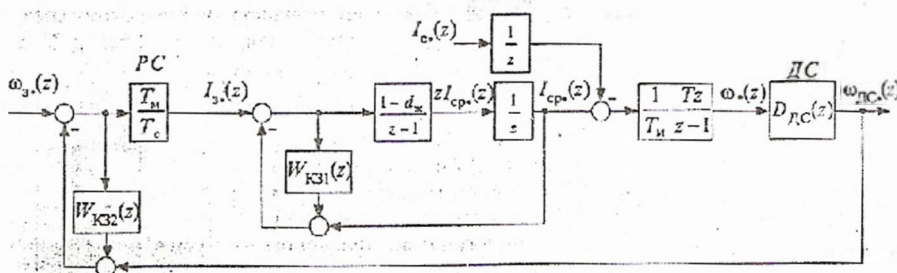


Рис.1. Структурная схема цифровой СРС

отпадает необходимость и в применении звена с передаточной функцией $W_{\text{КЗ1}}(z)$, так как при этом импульсная коррекция запаздывания в КРТ выполняется автоматически.

Для выделения упрежденной на такт оценки динамической составляющей тока $\tilde{I}_{\text{ср},j}(kT+1T)$ в [3] предложены цифровые наблюдатели состояния (ЦНС) с управлением по сигналу задания на ток $I_{3j}(kT)$ и контролем по мгновенному $\omega_s(kT)$ или среднему $\omega_{\text{ср},j}(kT)$ значению скорости. Структурная схема СРС с этими наблюдателями состояния (НС) представлена на рис.2, а сами НС приведены на рис.3.

Они выполнены в предположении, что нагрузка отсутствует, вследствие чего НС оценивают не полный ток якоря, а его динамическую составляющую. Наблюдатели обозначены ЦНС2 и ЦНС3. При этом номера 2 и 3 определяют порядок наблюдателей. ЦНС2 применяется для систем с датчиком мгновенного, а ЦНС3 – с датчиком среднего значения скорости.

Можно показать, что, хотя при использовании этих наблюдателей существуют несколько возможных вариантов замыкания КРС, наиболее высокое быстродействие системы регулирования достигается при применении обратной связи по упрежденной на такт оценке мгновенного значения скорости $\tilde{\omega}_s(kT+1T)$, так как при этом осуществляется импульсная коррекция запаздывания в КРС вне зависимости от типа используемого ДС.

При этом постоянную времени интегрирования контура скорости T_c при оптимизации его из условия модульного "оптимума" следует рассчитывать по формуле [2]

$$T_c = T \left(1 + \frac{2d_{\text{ж}}}{1-d_{\text{ж}}} \right) \quad (3)$$

Коэффициенты l_j корректирующих связей ЦНС определяются из условия обеспечения желаемого расположения корней его характеристического полинома $G_{\text{НС}}(z) = (z-z_1)(z-z_2)...(z-z_n) = z^n - a_{n-1}z^{n-1} + \dots + a_1z - a_0$, (4) где n – порядок полинома.

Желаемые полюсы z_j цифровых НС можно найти через полюсы p_j стандартных полиномов непрерывных наблюдателей по формуле

$$z_j = e^{p_j \Omega_n T}, \quad (5)$$

где $p_{\text{ин}}$ – нормированные полюсы стандартных непрерывных НС; Ω_n – среднесимметрический корень стандартных полюсов непрерывных НС.

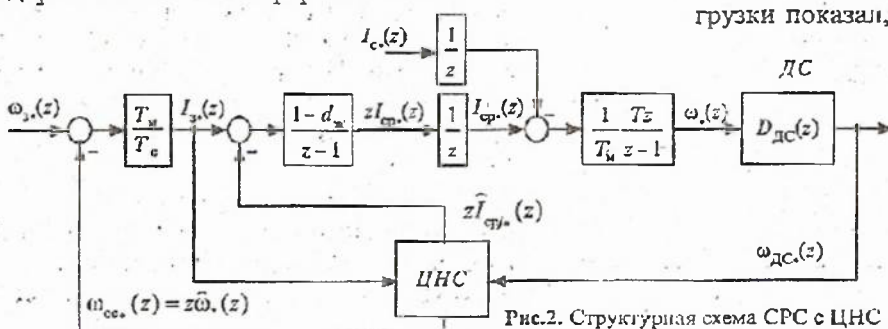


Рис.2. Структурная схема СРС с ЦНС

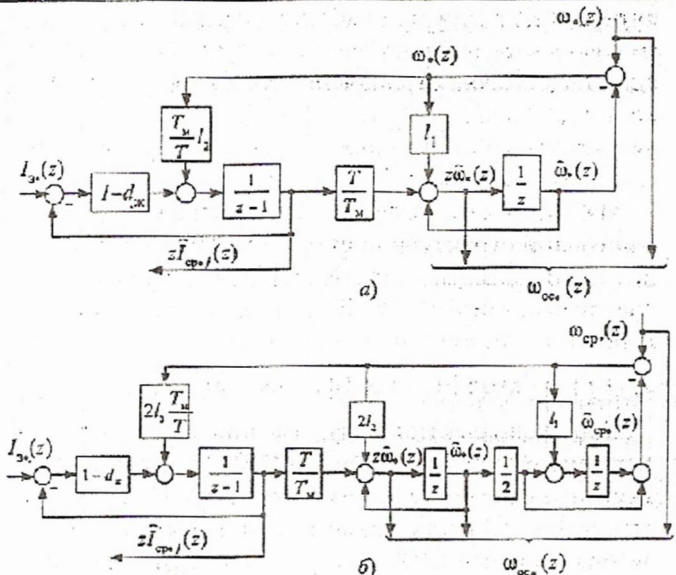


Рис.3. Структурные схемы цифровых НС:
а – ЦНС2; б – ЦНС3

Выражения для расчета коэффициентов обратной связи наблюдателей ЦНС2 и ЦНС3, найденные по такой методике, приведены в [3].

Анализ переходных процессов в СРС выполнен путём математического моделирования при $T = 0,0033$ с, $\Omega_n = 300$ с⁻¹ и $\gamma = 2$. Работа привода осуществлялась от датчика интенсивности (ЗИ), в котором взаимосвязь между заданным значением скорости $\omega_s(kT)$ и заданным ускорением $\epsilon_s(kT)$ устанавливалась передаточной функцией $T/(z-1)$.

Исследования показали, что при точном совпадении параметров наблюдателей и идентифицируемой части системы, переходные процессы при отработке управляющего воздействия не зависят от типа применяемых ДС и НС, а также и от коэффициентов l_j . Такой результат объясняется тем, что при отсутствии внешних возмущений сигнал рассогласования по контролируемой координате наблюдателей тождественно равен нулю, и они превращаются в идеальные модели, позволяющие измерить точные значения упрежденного динамического тока и упрежденной скорости, по которым и замыкается исследуемая система.

При этом время первого согласования тока с установившимся значением при работе привода от ЗИ в 2,5–3,5 раза меньше, чем в обычной СРС с ПИ-РС без наблюдателя, а перерегулирование по току составляет 3,3%.

Анализ переходных процессов при набросе нагрузки показали, что они в значительной мере зависят от настройки НС. При обеспечении распределения полюсов их передаточной функции по Баттерворту в системе имеет место перерегулирование по току на уровне 95%, а процесс восстановления скорости протекает в 1,5–3 раза быстрее, чем в типовых СРС с ПИ-РС.

Кроме повышенного перерегу-

лирования по току при набросе нагрузки, СРС с рассмотренными наблюдателями состояния имеет еще один недостаток: ограничение тока якоря двигателя не может быть выполнено простым для систем подчиненного регулирования методом – ограничением выходного сигнала РС.

Избавиться от последнего недостатка можно, если в исходной структурной схеме (рис.1) с узлами компенсации запаздывания в КРТ и КРС применить наблюдатель, оценивающий средний статический ток $I_{cp}(kT)$, и подать сигнал оценки этой величины $\hat{I}_{cp}(kT)$ на вход РС с коэффициентом T_c/T_m .

Это эквивалентно тому, что при отсутствии насыщения регулятора скорости КРТ фактически замкнут не по среднему значению тока $I_{cp}(kT)$, а по его динамической составляющей. При насыщении регулятора скорости КРТ замкнут по среднему значению полного тока. При этом автоматически решаются вопросы обеспечения как астатизма системы по нагрузке, так и токоограничения.

Наблюдатели состояния, позволяющие решать поставленную задачу, приведены на рис.4,5 [4].

Входным сигналом для наблюдателей является используемый для замыкания КРТ средний ток якоря двигателя $I_{cp}(kT)$, а контроль их работы осуществляется по мгновенному (рис.4) или среднему (рис.5) значению скорости. В установившемся режиме работы при постоянной нагрузке оцененное значение скорости $\hat{\omega}_s(kT)$ не равно реальной скорости $\omega_s(kT)$.

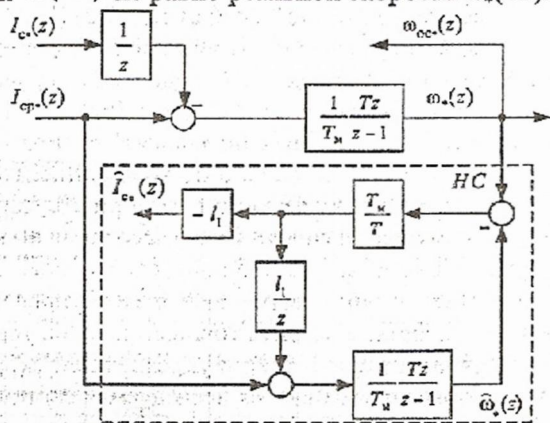


Рис.4. Структурная схема ЦНС с контролем по мгновенному значению скорости

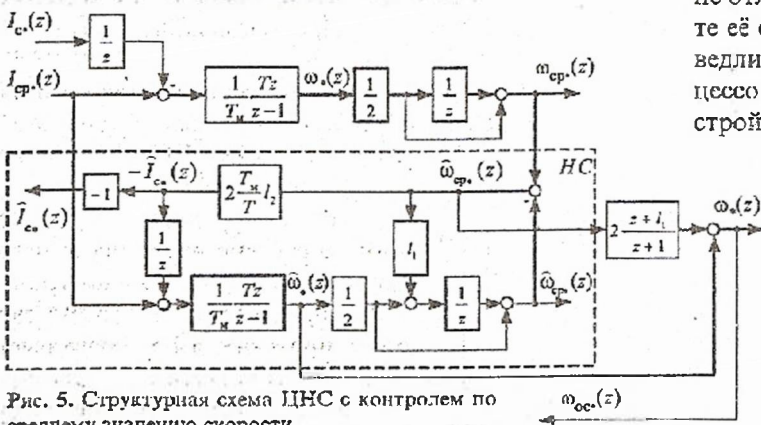


Рис.5. Структурная схема ЦНС с контролем по среднему значению скорости

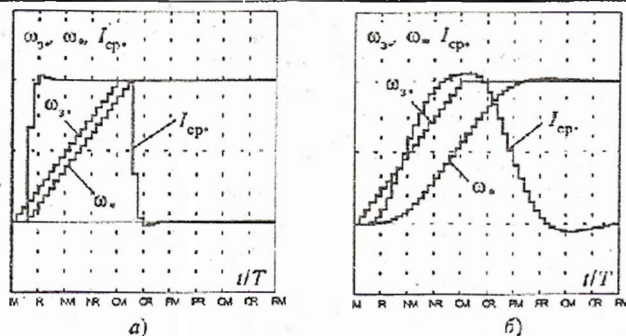


Рис.6. Графики переходных процессов при разгоне привода: а – СРС с лобым из НС; б – типовая СРС с ПИ-РС

Однако при использовании наблюдателя по рис.4 КРС можно замкнуть по мгновенной измеренной скорости, а не по её оценке, а при использовании ПС на рис.5 можно восстановить реальное значение мгновенной скорости $\hat{\omega}_s(kT)$ на основании информации о наблюдаемой скорости $\hat{\omega}_s(kT)$ и ошибке восстановления среднего значения скорости $\Delta\hat{\omega}_{cp}(kT)$ по формуле

$$\omega_s(z) = \hat{\omega}_s(z) + 2 \frac{z+l_1}{z+1} \Delta\hat{\omega}_{cp}(z),$$

полученной из выражений

$$\Delta\hat{\omega}_{cp}(z) = \omega_{cp}(z) - \hat{\omega}_{cp}(z); \quad \omega_{cp}(z) = \frac{z+1}{2z} \omega_s(z);$$

$$\hat{\omega}_{cp}(z) = \frac{1}{2} \frac{z+1}{z+l_1} \hat{\omega}_s(z) + \frac{l_1}{z+l_1} \omega_{cp}(z).$$

Передаточные функции систем с наблюдателями, представленными на рис.4,5, от тока статической нагрузки I_{cp} до его оценки \hat{I}_{cp} имеют вид

$$K_{f1}(z) = \frac{l_1}{z+l_1-1}; \quad K_{f2}(z) = \frac{l_2(z+1)}{z^2 - (1-l_1-l_2)z + l_2 - l_1}.$$

Так как $K_{f1}(1) = K_{f2}(1)$, то в установившемся режиме восстановленное значение статического тока $\hat{I}_{cp}(kT)$ совпадает с реальным значением статического тока $I_{cp}(kT)$.

Анализ динамики СРС с наблюдателями по рис.4,5 показал, что отработка управляющего воздействия не отличается от той, которая достигается при работе её с ЦНС2 и ЦНС3. При этом, как и ранее, справедлив вывод о том, что качество переходных процессов не зависит от типа датчика скорости и настройки наблюдателей. Последняя влияет только на качество переходных процессов при набросе нагрузки. Перерегулирование по току при набросе нагрузки в системах с НС, представленных на рис.4,5, примерно на 15% меньше.

Отмеченные ранее положения подтверждаются графиками изменения тока $I_{cp}(kT)$ и скорости $\omega_s(kT)$ двигателя при его разгоне вхолостую от ЗИ и графиками измене-

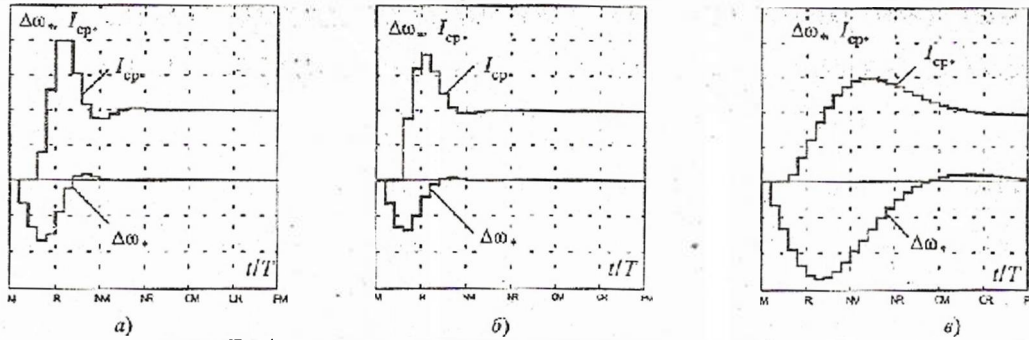


Рис.7. Графики переходных процессов при набросе нагрузки:
а – СРС с ЦНСЗ; б – СРС с НС на рис. 5; в – типовая СРС с ПИ-РС

ния тока $I_{cp}(kT)$ и приращения скорости $\Delta\omega(kT)$ при набросе нагрузки (рис.6,7 соответственно). Графики получены при использовании датчиков среднего значения скорости.

Следует подчеркнуть, что работа СРС с НС характеризуется большим перерегулированием по току при набросе нагрузки. Его понижение в системах с НС, представленными на рис.4,5, может быть достигнуто простым методом – включением цифрового фильтра в канал обратной связи по оценке статического тока I_{cp} без изменения настройки наблюдателей. В системах с ЦНС2 и ЦНС3 снижение перерегулирования по току возможно только за счет изменения настройки наблюдателей.

Выводы

1. Предложены 2 группы цифровых наблюдателей состояния, применение которых в системах подчиненного регулирования с прямым цифровым управлением и П-РС делает эти системы астатическими по нагрузке: наблюдатели с управлением от сигнала задания на ток якоря, восстанавливающие упреждающие на один такт значения динамического тока и скорости (ЦНС-ДТ), представленные на рис.3, и наблюдатели с управлением от датчика среднего за период значения тока, восстанавливающие мгновенные значения статического тока и скорости (ЦНС-СТ), изображенные на рис.4,5.

2. При замыкании КРС по мгновенной скорости (измеренной или восстановленной) динамические свойства СРС по управляющему воздействию с любым из предложенных ЦНС одинаковы и существенно лучше, чем в системах с ПИ-РС, а переходные процессы при набросе нагрузки характеризуются малым динамическим падением скорости, быстрым ее восстановлением, но повышенным перерегулированием по току.

3. Преимуществом систем с наблюдателями ЦНС-ДТ является автоматическая импульсная коррекция запаздывания в КРТ и КРС.

4. Преимуществами систем с наблюдателями ЦНС-СТ являются простота токоограничения, меньшее перерегулирование по току и меньшее динамическое падение скорости при набросе нагрузки, меньший порядок и более простая структура наблюдателей и меньшее количество параметров привода, зна-

чения которых необходимо знать при настройке НС.

5. Уменьшить перерегулирование по току в СРС с наблюдателями ЦНС-СТ можно за счет установки цифровых фильтров в канал обратной

связи по оценке статического тока без изменения настройки наблюдателей, что невозможно при использовании наблюдателей ЦНС-ДТ.

Список литературы

1. Файнштейн В.Г., Файнштейн Э.Г. Микропроцессорные системы управления тиристорными электроприводами. М.: Энергоатомиздат, 1986.
2. Коцегуб П.Х. Компенсация запаздывания в контуре регулирования скорости системы вентиляционного привода с прямым цифровым управлением // Изв. вузов. Электромеханика. 1997. № 3. С.55–58.
3. Коцегуб П.Х., Губарь Ю.В., Толочко О.И., Мариничев В.Ю. Выбор параметров и исследование астатических цифровых систем подчиненного регулирования скорости с наблюдателем состояния // Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". Сер. Електромеханіка, електроніка і електропривод. 2001. Вип.10. С.55–57.
4. Коцегуб П.Х., Толочко О.И., Мариничев В.Ю. Цифровые идентификаторы статического момента, кировані цифровим задачем струму // Електроінформ. 2002. № 1. С.17–18.



Коцегуб Павел Харитонович – заведующий кафедрой ЭАПУ Донецкого национального технического университета (ДонНТУ). Окончил ДонНТУ в 1961 г. В 1998 г. защитил докторскую диссертацию по теме "Комбинированное управление электроприводом по задающему воздействию" в ХПИ.



Толочко Ольга Ивановна – доцент кафедры ЭАПУ ДонНТУ. Окончила ДонНТУ в 1971 г. В 1981 г. защитила кандидатскую диссертацию по теме "Исследование и разработка систем вентиляционного электропривода для механизмов обжимных прокатных стансов" в МЭИ.



Губарь Юрий Владимирович – доцент кафедры ЭВМ ДонНТУ. Окончил ДонНТУ в 1970 г. В 1978 г. защитил кандидатскую диссертацию по теме "Позиционный цифроаналоговый электропривод с комбинированным управлением" в ОГПУ.



Мариничев Виктор Юрьевич – аспирант кафедры ЭАПУ ДонНТУ. Окончил ДонНТУ в 1995 г.