

В. М. Иванов, канд. техн. наук, доц., v.ivanov@ulstu.ru,
Ульяновский государственный технический университет

Беспоисковая система адаптивного управления электроприводом для механизмов с переменным моментом инерции

Рассматривается беспоисковая самонастраивающаяся система управления электроприводом для механизмов с переменным моментом инерции. Для обеспечения инвариантности динамических характеристик к вариациям параметров объекта регулирования в систему вводится наблюдатель в виде адаптивной модели исполнительного электродвигателя. Проводится синтез контуров идентификатора и сопоставление структур адаптивной модели. Даны рекомендации по выбору регуляторов основных контуров системы подчиненного регулирования. Определены условия выбора значений идентифицируемых параметров объекта. Приведены результаты моделирования самонастраивающейся системы при вариации моментов нагрузки и инерции.

Ключевые слова: электропривод, переменный момент инерции, адаптивная модель, функция Ляпунова, форсирование динамических процессов, условия идентификации

Введение

В электромеханических системах с многокоординатным электроприводом технически оптимальные процессы возможны лишь при соответствии фактических параметров объекта управления их расчетным значениям. В реальных системах параметры объекта могут изменяться в значительных пределах и иметь явно выраженное влияние на один из исполнительных электроприводов. Одним из наиболее существенных параметров является переменный момент инерции $J(t)$, который при фиксированных настройках регулятора скорости определяет динамику и качественные показатели системы регулирования. Неопределенность данного параметра существенно влияет на динамическую точность системы и отработку возмущений со стороны нагрузки.

Одно из направлений развития систем регулируемого электропривода связано с использованием методов адаптивного управления. Построение таких систем основано на совмещении функций идентификации текущих параметров объекта и перестройки параметров регуляторов [1]. Необходимость идентификационных подходов особенно очевидна в области частотно-регулируемых электроприводов, где использование моделей (наблюдателей) позволяет получить косвенные оценки недоступных параметров и переменных. Использование бессенсорных подсистем и рекуррент-

ных процедур позволяет более гибко проводить оценку наблюдаемых и вычисляемых координат, а также прогнозировать режим работы привода [2–5]. Однако на полученные оценки момента электродвигателя и его инерции существенно влияет момент нагрузки, характер изменения которого в общем случае непредсказуем. Таким образом, возникает задача определения структуры идентификатора, учитывающего режимы работы привода, связанные с изменением нагрузки и момента инерции.

Известны различные методы, позволяющие осуществить оптимизацию и настройку регуляторов при неизвестных параметрах объекта. В большинстве случаев это достигается за счет пробных воздействий или прогонов, что в ряде случаев недопустимо или неприемлемо по условиям функционирования конкретного механизма. С учетом этого наиболее целесообразно использовать адаптивные модели, которые в процессе функционирования системы позволяют одновременно с определением параметров объекта осуществлять перестройку регуляторов системы управления.

Общие рекомендации по синтезу самонастраивающихся систем даются в ряде работ. Из них в классе беспоисковых самонастраивающихся систем можно выделить подход [1], основанный на редуцированных наблюдателях. Формально этот подход соответствует переходу к вектору наблюдателя пониженного порядка. При структурном

представлении системы это связано с разделением задач синтеза основного контура управления и синтеза контура адаптации. Различают эталонную и адаптивную модели, используемые в самонастраивающихся системах [1, 6]. Заметим, что если учитывать задачи идентификации объекта, то настраиваемая модель в отличие от эталонной модели имеет существенные преимущества, так как позволяет косвенным образом оценивать внутренние и внешние возмущения объекта и варьировать настройки регулятора при их изменении.

Необходимо отметить, что идентификация момента инерции возможна лишь в динамических режимах. Это приводит к временным ограничениям определения параметра для всех известных методов идентификации, в том числе использующих подстраиваемую модель. С учетом этого в данной статье представлены анализ наиболее приемлемых вариантов контуров самонастройки для электропривода с подчиненным регулированием параметров, а также поиск дополнительных мер, позволяющих обеспечить приемлемые качественные показатели не только в динамических, но и в статических режимах работы.

Анализ и синтез контуров адаптивной модели

В качестве исходных уравнений для исследования электропривода с переменным моментом инерции примем уравнения двигателя постоянного тока:

$$U = R_{\text{я}}I + L_{\text{я}} \frac{dI}{dt} + E; \quad (1)$$

$$M_{\text{д}} = M - M_{\text{с}} = J(t) \frac{d\omega}{dt}; \quad (2)$$

$$M = c\Phi I; E = c\Phi\omega, \quad (3)$$

где U — напряжение на якоре двигателя; $I_{\text{я}}$ — ток якорной цепи; $L_{\text{я}}, R_{\text{я}}$ — индуктивность и сопротивление якорной цепи; $M_{\text{д}}$ — динамический момент; M — момент двигателя; $M_{\text{с}}$ — момент нагрузки; $J(t)$ — переменный момент инерции; ω — угловая частота; E — противоЭДС; $L_{\text{я}}, R_{\text{я}}$ — индуктивность и сопротивление якорной цепи; c — конструктивная постоянная двигателя; Φ — магнитный поток.

Уравнение, характеризующее динамику двигателя при учете переменного момента инерции, имеет вид

$$T_{\text{м}}(t)T_{\text{я}}\ddot{\omega} + T_{\text{м}}(t)\dot{\omega} + \omega = k_{\text{д}}U - k_{\text{м}}(T_{\text{я}}\dot{M}_{\text{с}} + M_{\text{с}}), \quad (4)$$

где $T_{\text{м}}(t) = J(t)R_{\text{я}}/(c\Phi)^2$ — электромеханическая постоянная времени двигателя; $T_{\text{я}} = L_{\text{я}}/R_{\text{я}}$ — электромагнитная постоянная времени двигателя;

для; $k_{\text{д}} = 1/(c\Phi)$ — коэффициент передачи двигателя; $k_{\text{м}} = R_{\text{я}}/(c\Phi)^2$ — коэффициент передачи по моменту нагрузки.

С точки зрения динамики электропривода управляющее и возмущающее воздействия равноценны друг другу. Для упрощения синтеза адаптивной модели предположим, что момент нагрузки доступен для измерения, тогда с учетом контура самонастройки уравнения объекта и модели можно записать в следующем виде:

$$a_2\ddot{\omega} + a_1\dot{\omega} + a_0(t)\omega = a_0(t)f(U, M_{\text{с}}); \quad (5)$$

$$b_2\ddot{\omega}_{\text{м}} + b_1\dot{\omega}_{\text{м}} + b_0(t)\omega_{\text{м}} = b_0(t)f(U, M_{\text{с\text{м}}}), \quad (6)$$

где $f(U, M_{\text{с}}) = k_{\text{д}}U - k_{\text{м}}(T_{\text{я}}\dot{M}_{\text{с}} + M_{\text{с}})$; $f(U, M_{\text{с\text{м}}}) = k_{\text{д}}U - k_{\text{м}}(T_{\text{я}}\dot{M}_{\text{с\text{м}}} + M_{\text{с\text{м}}})$; $M_{\text{с}} = M_{\text{с\text{м}}}$ — моменты нагрузки двигателя и модели; $a_2 = b_2 = 1$; $a_1 = b_1 = 1/T_{\text{я}}$; $a_0(t) = 1/T_{\text{м}}(t)T_{\text{я}}$; $b_0 = 1/T_{\text{м\text{м}}}(t)T_{\text{я}}$; $k_{\text{д\text{м}}} = k_{\text{д}}$; $k_{\text{м\text{м}}} = k_{\text{м}}$ — коэффициенты объекта и модели.

Представим переменные коэффициенты в виде двух составляющих:

$$a_0(t) = a_0 + \Delta a_0(t); b_0(t) = b_0 + \Delta b_0(t),$$

где a_0, b_0 — постоянные величины; $\Delta a_0(t), \Delta b_0(t)$ — приращения коэффициентов.

На основании соотношений (5) и (6) запишем уравнение рассогласования между выходом объекта и модели:

$$\begin{aligned} & \ddot{\varepsilon} + b_1\dot{\varepsilon} + b_0\varepsilon = \\ & = \Delta b_0(t)\omega_{\text{м}} - \Delta a_0(t)\omega + (\Delta b_0(t) - \Delta a_0(t))f(U, M_{\text{с}}), \end{aligned} \quad (7)$$

где $\varepsilon = \omega - \omega_{\text{м}}$.

Предположим, что коэффициент объекта $\Delta a_0(t)$ изменяется квазистационарно на интервалах времени T_k настройки модели. Тогда, с учетом равенства начальных значений координат объекта и модели, уравнение (7) можно записать следующим образом:

$$\ddot{\varepsilon} + b_1\dot{\varepsilon} + b_0\varepsilon = \gamma_0(\omega_{\text{м}} + f(U, M)), \quad (8)$$

где $\gamma_0 = \Delta b_0(t) - \Delta a_0(t)$.

Задачу синтеза регулятора будем решать на основе второго метода Ляпунова. Для этого введем функцию Ляпунова в виде квадратичной положительно определенной формы от координатных и параметрических ошибок:

$$V = p_1\dot{\varepsilon}^2 + p_0\varepsilon^2 + \lambda_0\gamma_0^2, \quad (9)$$

где p_0, p_1, λ_0 — положительные величины.

Полная производная функции Ляпунова в соответствии с выражением (9) имеет вид

$$\frac{dV}{dt} = 2p_1 \dot{\varepsilon} \varepsilon + 2p_0 \varepsilon \dot{\varepsilon} + 2\lambda_0 \gamma_0 \dot{\gamma}_0. \quad (10)$$

Определяя из уравнения (8) вторую производную от ошибки и подставляя ее в формулу (10), получим

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} = & 2p_1 \gamma_0 \dot{\varepsilon} (\omega_M + f(U, M_c)) - \\ & - 2p_1 b_1 \dot{\varepsilon}^2 - 2p_1 b_0 \varepsilon \dot{\varepsilon} + 2p_0 \varepsilon \dot{\varepsilon} + 2\lambda_0 \gamma_0 \dot{\gamma}_0. \end{aligned}$$

Принимаем $p_1 = 1$, $p_0 = b_0/2$, тогда в силу определения устойчивости по Ляпунову для достижения устойчивости процесса настройки производная должна быть знакоопределенной и иметь знак, противоположный V , т. е.

$$2p_1 \gamma_0 \dot{\varepsilon} (\omega_M + f(U, M_c)) + 2\lambda_0 \gamma_0 \dot{\gamma}_0 \leq 0$$

или

$$\dot{\gamma}_0 = -\frac{1}{\lambda} \dot{\varepsilon} (\omega_M + f(U, M_c)).$$

Учитывая квазистационарный характер изменения коэффициента $a_0(T_k)$, получим уравнение, характеризующее закон изменения настраиваемого параметра:

$$\Delta \dot{b}_0 = -\frac{1}{\lambda} \dot{\varepsilon} (\omega_M + k_d U - k_M (T_{я} \dot{M}_c + M_c)).$$

Один из возможных вариантов структуры подстраиваемой модели двигателя, реализованной в соответствии с методом понижения порядка производной, представлен на рис. 1.

Подстраиваемые коэффициенты показаны обобщенно без их конкретной реализации. Момент нагрузки, как правило, не поддается непосредственному измерению. С учетом этого использован дополнительный контур формирования статического момента по разности момента, развиваемого двигателем, и динамического момента модели. Основной настроечный параметр $\Delta b_0(t)$ формируется с помощью интегратора, а скорректированный $\Delta b_{0\text{ск}}(t)$ — путем устранения составляющей $T_{я}$.

Используемый формализованный подход позволяет определить в общих чертах структуру подстраиваемой модели.

Заметим, что реальные координаты двигателя в представленной структуре непосредственно не определены, а для формирования устойчивых переходных процессов необходимо дифференцирование сигналов. В реальных системах опера-

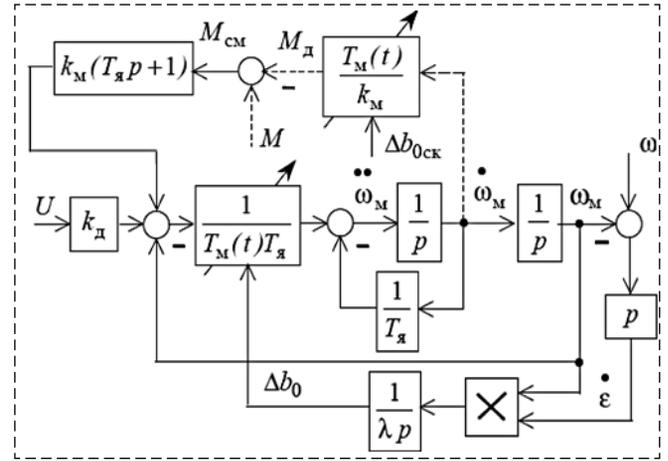


Рис. 1. Структурная схема подстраиваемой модели, реализованной в соответствии с методом понижения порядка производной

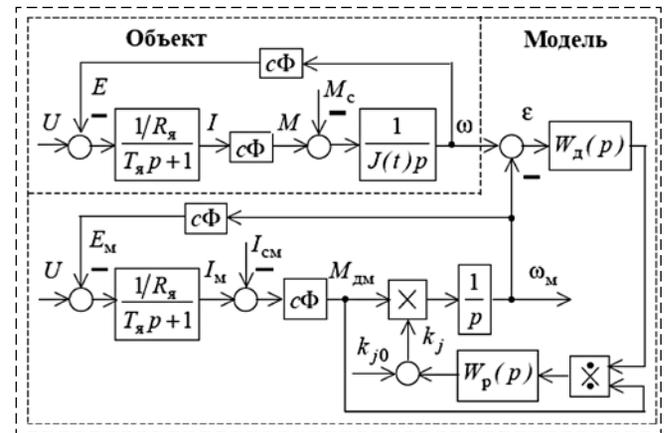


Рис. 2. Структурные схемы объекта и модели

ция взятия производной нереализуема, и, следовательно, необходимо искать более приемлемые решения. С этой целью рассмотрим структурную схему двигателя и его модель с учетом контуров самонастройки.

Структурная схема двигателя и модели, соответствующей описанию дифференциальными уравнениями (1)–(3), показана на рис. 2.

Здесь в явном виде представлена якорная цепь

$$W_{я}(p) = \frac{1/R_{я}}{T_{я} p + 1}$$

и механическая часть привода

$$W(p, t) = \frac{1}{J(t)p},$$

где $T_{я} = \frac{L_{я}}{R_{я}}$ — электромагнитная постоянная времени.

В качестве одного из основных условий близости поведения объекта и модели примем равенство их динамических моментов $M_{д} = M_{дм}$.

Примем также во внимание, что реализация данного условия возможна, если настройка переменного коэффициента $k_{jM}(t) = 1/J_M(t)$ будет выполняться с быстродействием большим, чем быстродействие основного контура модели и объекта. С учетом этого уравнения механики могут быть записаны следующим образом:

$$\dot{\omega} = k_j(t)M_{д}; \dot{\omega}_M = k_{jM}(t)M_{дM},$$

а уравнение рассогласования будет иметь вид

$$\dot{\varepsilon} = \gamma M_{дM}, \quad (11)$$

где $\gamma = \Delta k_{jM}(t) - \Delta k_j(T_k)$ — разность междуращениями коэффициентов.

При выборе функции Ляпунова в виде

$$V = p\varepsilon^2 + \lambda\gamma^2$$

полная производная будет иметь вид

$$dV/dt = 2p\varepsilon\dot{\varepsilon} + 2\lambda\gamma\dot{\gamma}.$$

После подстановки выражения (11) получим

$$dV/dt = 2p\varepsilon\gamma M_{дM} + 2\lambda\gamma\dot{\gamma},$$

откуда с учетом знака производной и $p_0 = 1$

$$\dot{\gamma} = -\frac{1}{\lambda}\varepsilon M_{дM}$$

или

$$\Delta \dot{k}_{jM} = -\frac{1}{\lambda}\varepsilon M_{дM}.$$

Для восстановления γ используется звено перемножения и интегрирующий регулятор

$$W_{и}(p) = \frac{1}{\lambda p}.$$

Квадратичная форма функций Ляпунова задает знакоопределенность переходных процессов, но не гарантирует их качественные показатели [7]. В рассматриваемом случае контур самонастройки будет иметь комплексно сопряженные корни и, следовательно, незатухающие переходные процессы.

Для обеспечения устойчивости и оптимизации переходных процессов контура дополнительно введем реальное дифференцирующее звено

$$W_{дф}(p) = \frac{T_1 p}{T_2 p + 1}$$

и проведем замену закона изменения настраиваемого параметра

$$\Delta \dot{k}_j = -\frac{\varepsilon}{\mu M_{дM}},$$

где $\mu = \lambda\tau = 2\tau T_2$ — выбирается из условия настройки контура на модульный оптимум; $\tau = |T_1|$ — безразмерный нормирующий коэффициент.

При анализе переходных процессов в контуре самонастройки можно использовать закон коммутативности для входов множительного звена и представить его в виде переменного коэффициента $k(M_{дM})$. Обратное звено (делитель) тогда будет представлено коэффициентом $1/k(M_{дM})$. С учетом этого уравнение настройки регулятора можно записать в виде

$$k_j = p\omega \frac{1/k(M_{дM})}{2T_2 p(T_2 p + 1) + 1}.$$

Отсюда следует, что изменение коэффициента будет происходить лишь на участках ускорения или замедления скорости, а на участках установившегося движения его значение равно нулю. Необходимо отметить, что это соответствует условиям работы реального двигателя, когда момент двигателя уравнивает момент нагрузки.

Разработка структуры системы управления

Предварительные исследования электропривода, где модель использовалась только в качестве идентификатора, приведены на рис. 3.

Анализ процессов позволяет сделать следующие выводы: изменения момента инерции и момента нагрузки оказывают равноценное влияние на характер изменения скорости привода; использование дополнительных контуров типа алгебраической петли для определения момента нагрузки неэффективно; компенсация измене-

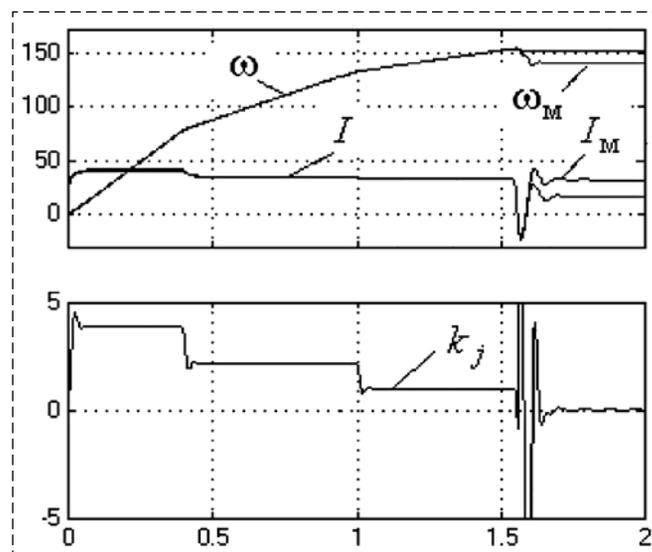


Рис. 3. Влияние нагрузки и момента инерции на коэффициент самонастройки идентификатора

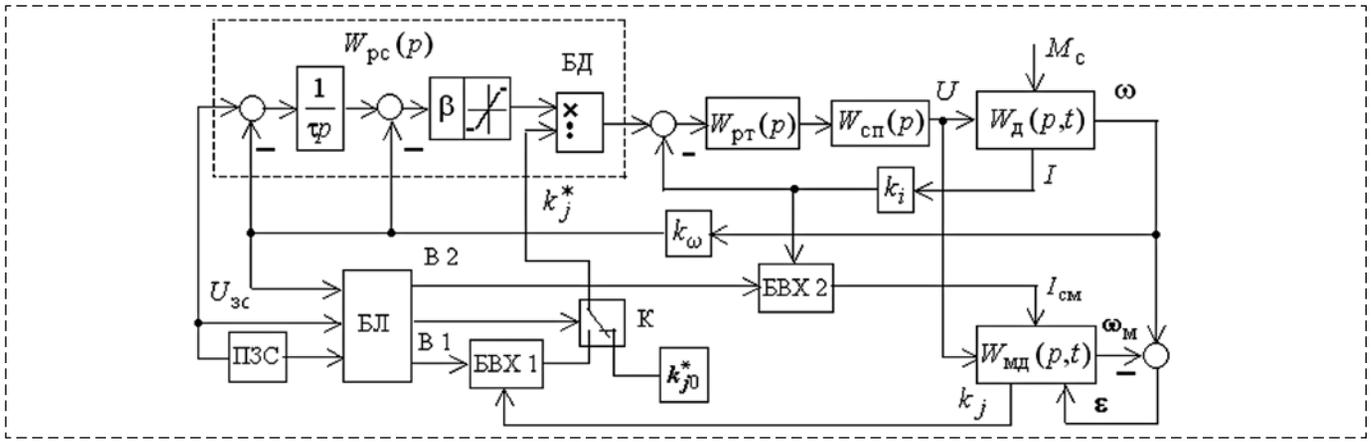


Рис. 4. Структурная схема самонастраивающейся системы управления электроприводом:

БД — блок деления; БВХ — блок выборки хранения; БЛ — блок логической обработки; ПЗС — программный задатчик скорости

ний момента инерции и момента нагрузки может осуществляться за счет коэффициента форсировки динамических процессов.

С учетом этого разработана структурная схема системы подчиненного регулирования скорости двигателя (рис. 4). Выбор регуляторов каждого из трех контуров осуществляется из условия настройки на модульный оптимум.

Передаточная функция регулятора тока имеет вид

$$W(p) = \frac{R_{я}(T_{я}p + 1)}{k_{\mu}k_i 2T_{\Sigma I}p},$$

где k_{μ} , k_i — коэффициенты передачи усилителя мощности и датчика тока; $T_{\Sigma I} \approx T_{\mu}$ — сумма малых постоянных времени контура тока; T_{μ} — постоянная времени усилителя мощности.

Передаточная функция регулятора скорости первого контура имеет вид

$$W_{\omega}^1(p, t) = \beta = \frac{k_i}{c\Phi k_{\omega} 2T_{\Sigma \omega}^1} k(J(t)),$$

где $T_{\Sigma \omega}^1 = 2T_{\Sigma I} = 2T_{\mu}$ — сумма малых постоянных времени первого контура скорости.

Токоограничение контура тока реализуется за счет введения звена насыщения на выходе регулятора, а форсировка тока — блоком деления (БД), коэффициент передачи которого $k(J(t)) \equiv J(t)$.

Передаточная функция регулятора скорости второго контура имеет вид

$$W_{\omega}^2(p) = \frac{1}{\tau p} = \frac{1}{2T_{\Sigma \omega}^2 p},$$

где $T_{\Sigma \omega}^2 = 2T_{\Sigma \omega}^1 = 4T_{\mu}$ — сумма малых постоянных времени второго контура скорости.

Заметим, что со стороны нагрузки передаточная функция двухконтурного регулятора скорости соответствует пропорционально-интегральному регулятору

$$W(p) = \beta \frac{\tau p + 1}{\tau p},$$

а со стороны управляющего воздействия условия настройки контура скорости соответствуют симметричному оптимуму.

С учетом предварительных исследований структура системы управления дополнена блоком обработки входной информации, с помощью которого определяются участки движения, соответствующие участкам разгона, торможения и движения с постоянной скоростью. Для этих целей используется блок логической обработки (БЛ), анализирующий приращения скорости двигателя и условия выхода на заданные значения. На участках разгона и торможения, которые формируются программным задатчиком скорости (ПЗС), изменения момента инерции и момента нагрузки двигателя оказывают одинаковое влияние на динамический момент. Учитывая это, на данных интервалах с помощью БЛ формируют сигналы выборки (В 1), по которым проводят фиксацию текущих значений настроечного сигнала k_j в блоке выборки хранения (БВХ 1). На начальном участке движения ввиду неопределенности пуск осуществляется с фиксированным значением управляющего параметра $k_{j0}^* = 1/J_0$. Переключение на сигнал k_j^* с выхода БВХ 1 осуществляется ключом (К) с задержкой, формируемой БЛ в момент пуска привода. Время задержки определяется переходными процессами контура самонастройки.

На участках движения с постоянной скоростью БЛ формирует сигналы выборки (В 2), по которым фиксируется ток двигателя I в блоке БВХ 2. Значение тока с выхода блока $I_{см}$ опреде-

ляет эквивалентный момент нагрузки и поступает на вход модели двигателя.

Результаты моделирования

Как показали исследования, основной контроль изменения скорости целесообразно осуществлять со стороны программного задатчика скорости, регламентирующего темп ее изменения. В этом случае реакция системы управления не зависит от провалов скорости, связанных с запаздыванием отработки линейными регуляторами скачкообразных возмущений со стороны нагрузки и изменения момента инерции привода (рис. 5).

На участке разгона выделены три промежутка, соответствующие пуску без нагрузки с неопределенным моментом инерции и скачку приведенного момента инерции, скачку момента нагрузки. На каждом из этих промежутков происходит изменение коэффициента передачи регулятора скорости в функции сигнала k_j^* с выхода БВХ 1. При этом за счет блока деления БД происходит рост токоограничения и форсирование моментов двигателя и модели. Фиксация момента нагрузки (тока) проводится с помощью БВХ 2 на участках движения с установившейся скоростью. На данных участках момент двигателя уравнивает момент нагрузки $M = M_c$. Это позволяет обеспечить полное соответствие поведения объекта и модели по динамическому моменту и, как следствие, более близкое приближение настроечного

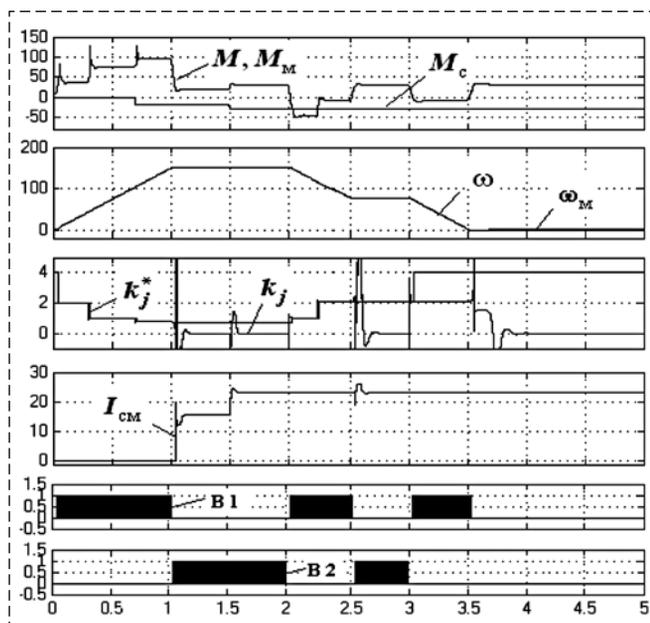


Рис. 5. Переходные процессы адаптивной системы регулирования при скачках нагрузки и момента инерции

параметра его расчетному значению. На первом участке торможения показана реакция системы на вторичное изменение момента инерции.

Заключение

Таким образом, специфические особенности настраиваемой модели и блока определения режимов работы придают основному контуру системы управления электроприводом новые качества, свойственные как линейным, так и релейным системам, дают возможность форсирования динамического момента двигателя. Это обусловлено характером изменения возмущающих воздействий со стороны как нагрузки, так и приведенного момента инерции механизма. Для компенсации данных возмущений система должна иметь запас по мощности и перегрузочной способности двигателя. Алгоритмы работы задатчика скорости и блока логики практически уже заложены в программное обеспечение систем числового программного управления (ЧПУ) и могут использоваться для расширения функций ЧПУ в части реализации адаптивных систем управления приводами металлорежущих станков и роботов.

Список литературы

1. Борцов Ю. А., Поляхов Н. Д., Путов В. В. Электро-механические системы с адаптивным и модальным управлением. Л.: Энергоатомиздат, 1984. 216 с.
2. Yujie Guo, Lipai Huang, Yang Qiu, Masaharu Muramatsu. Inertia identification and auto-tuning of induction motor using MRAS // Power Electronics and Motion Control Conference. Proc. IPEMC 2000. The Third International (15–18/08/2000). 2000. vol. 2. P. 1006–1011.
3. Andreescu G. D., Rabinovici R. Torque-speed adaptive observer and inertia identification without current transducers for control of electric drives // International conference on electrical machines, Espoo, FINLANDE (28/08/2000). 2000. P. 1428–1432.
4. Yuden Huang, Guohui. Inertia identification based on adaptive interconnected Observer of Permanent Magnet Synchronous Motor // International Journal of Research in Engineering and Science (IJRES). September 2015. Iss. 9. P. 35–40.
5. Патент № 2317632 (РФ). Система векторного управления скоростью асинхронного электропривода / В. М. Иванов. Опубл. Бюл. № 5, 2008.
6. Куропаткин П. В. Оптимальные и адаптивные системы. М.: Высш. школа, 1980. 287 с.
7. Методы классической и современной теории автоматического управления. Т. 5. Методы современной теории автоматического управления / Под ред. К. А. Пупкова, Н. Д. Егупова. М.: Издательство МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2004. 784 с.

The Searchless Adaptive Control System of Electric Drive for Mechanisms with the Inertia Variable Moment

V. M. Ivanov, v.ivanov@ulstu.ru,

Ulyanovsk State Technical University, Ulyanovsk, 432027, Russian Federation

Corresponding author: **Ivanov Vladimir M.**, Ph. D., Associate Professor
Faculty of Power, of Ulyanovsk State Technical University,
Ulyanovsk, 432027, Russian Federation, e-mail: v.ivanov@ulstu.ru

Accepted on November 29, 2017

The electric drive control system for the mechanisms with the variable moment of inertia is considered. Uncertainty of the moment of inertia significantly influences the dynamic accuracy of the system and loading disturbance attack. In this connection it is necessary to perform in the electric drives the parametrical adjustment of regulators according to the current resulted moment of inertia to provide invariance of dynamic characteristics of the system to variations of parameters of the regulation object. To maintain invariance of dynamic characteristics to variations of parameters of the regulation object the observer in the form of adaptive model of the actuating electric motor is included in the system. There is performed the synthesis and the analysis of the most acceptable variants of self-adjustment contours as well as search of the additional measures allowing to provide acceptable quality indicators not only in dynamic, but also in static operating modes. Recommendations on the choice of regulators of the basic system contours of the subordinated regulation and the additional devices defining conditions of parameters identification and their definition are given. The researches have shown the expediency of introduction of the unit of processing the input information in the structure of a control system by means of which the sites of movement corresponding to acceleration, braking and movement with constant speed are defined. The results of modeling of the self-adjusted system with variation of the moments of loading and inertia are given. The results of development of the system of control from the self-adjusted model made it possible to give to the basic contour of a control system of the electric drive the new qualities peculiar both to linear and relay systems. The research of dynamics has shown that reaction of the system does not depend on the failures of speed connected with delay of working off by linear regulators of step disturbance from loading and change of the drive inertia moment. To compensate the given disturbances, the system should have power margin and overload capacity of the engine.

Keywords: the self-adjusted electric drive, the variable moment of inertia, adaptive model, Lyapunov's function, speeding up of dynamic processes, conditions of identification

For citation:

Ivanov V. M. The Searchless Adaptive Control System of Electric Drive for Mechanisms with the Inertia Variable Moment, *Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie*, 2018, vol. 19, no. 4, pp. 259–265.

DOI: 10.17587/mau.19.259-264

References

1. **Borcov Ju. A., Poljahov N. D., Putov V. V.** *Elektromekhanicheskie sistemy s adaptivnym i modal'nym upravleniem* (Electro-mechanical systems with adaptive and modal control), Leningrad, Energoatomizdat, 1984, 216 p. (in Russian).
2. **Yujie Guo, Lipai Huang, Yang Qiu, Masaharu Muramatsu.** Inertia identification and auto-tuning of induction motor using MRAS, *Power Electronics and Motion Control Conference, Proc. IPEMC 2000, The Third International* (15–18/08/2000), 2000, vol. 2, pp. 1006–1011.
3. **Andreescu G. D., Rabinovici R.** Torque-speed adaptive observer and inertia identification without current transducers for

control of electric drives, *International conference on electrical machines*, Espoo, FINLANDE (28/08/2000), 2000, pp. 1428–1432.

4. **Yuden Huang, Guohui.** Inertia identification based on adaptive interconnected Observer of Permanent Magnet Synchronous Motor, *International Journal of Research in Engineering and Science (IJRES)*, September 2015, iss. 9, pp. 35–40.

5. **Patent № 2317632 (RF).** Sistema vektornogo upravlenija skorost'ju asinhronnogo elektroprivoda, V. M. Ivanov, Opubl. Bjul. no. 5, 2008 (in Russian).

6. **Kuropatkin P. V.** *Optimal'nye i adaptivnye sistemy* (Optimum and adaptive systems), Moscow, Vyssh. shkola, 1980, 287 p. (in Russian).

7. **Pupkov K. A., Egupov N. D.** *Metody klassicheskoj i sovremennoj teorii avtomaticheskogo upravlenija*, T. 5: *Metody sovremennoj teorii avtomaticheskogo upravlenija* (Methods of the classical and modern theory of automatic control: vol.5: Methods of the modern theory of automatic control), Moscow, Publishing house of MGTU im. N. Ie. Bauman, 2004, 784 p. (in Russian).