

УДК 681.5.075

DOI: 10.22213/2413-1172-2021-2-68-76

Идентификация двигателя постоянного тока на основе квазиоптимального нелинейного алгоритма управления*

П. В. Лекомцев, кандидат технических наук, доцент, ИжГТУ имени М. Т. Калашникова, Ижевск, Россия
Ю. Р. Никитин, кандидат технических наук, доцент, ИжГТУ имени М. Т. Калашникова, Ижевск, Россия
С. А. Трефилов, кандидат технических наук, доцент, ИжГТУ имени М. Т. Калашникова, Ижевск, Россия

Рассмотрена идентификация двигателя постоянного тока, основанная на квазиоптимальной цифровой модели управления. Идентификация двигателя постоянного тока предполагает уточнение таких параметров двигателя, как сопротивление и индуктивность обмотки якоря, магнитный поток статора, коэффициент вязкого трения в опорах привода. Эти параметры входят в матрицу состояния и определяют величину напряжения при реализации квазиоптимального нелинейного алгоритма управления. Их изменение в процессе деградации или определенных условий эксплуатации привода приводит к несоответствию состояния модели истинному и, как следствие, повышению энергопотребления и времени переходных процессов. Предложена методика расчета критерия идентификации для нелинейной системы управления в дискретной форме. Определитель матрицы измерения вычисляется на каждом шаге дискретного времени. Их анализ показывает, что идентификация двигателя возможна в переходных режимах. При отклонении сопротивления обмотки якоря двигателя от номинальных существенно увеличивается время переходного процесса и величина перерегулирования. При уменьшении сопротивления цепи якоря на 25 % меньше номинального значения определитель матрицы измерения двигателя достигает порогового значения критерия идентифицируемости. Таким образом, потеря идентифицируемости говорит о наличии дефекта. Полученные результаты исследования могут быть использованы для обнаружения дефектов приводов.

Ключевые слова: идентифицируемость, двигатель постоянного тока, дискретная модель, пространство состояний.

Введение

Двигатели постоянного тока (ДПТ) представляют собой достойную альтернативу двигателям переменного тока в высокопроизводительных системах управления движением. ДПТ особенно популярны в маломощных и высокоточных приводах благодаря их низкой стоимости и простоте управления. Идентификация ДПТ предполагает уточнение параметров модели двигателя, таких как сопротивление обмотки якоря, ее индуктивности, магнитного потока статора, коэффициента вязкого трения в опорах привода. Данные параметры входят в матрицу состояния и определяют величину напряжения при реализации квазиоптимального нелинейного алгоритма управления. При деградации параметров электропривода или изменении условий его эксплуатации необходимо их уточнять, чтобы минимизировать время переходного процесса и потребляемую энергию.

Традиционно для управления электродвигателями используется каскадная структура управления. Внешний контур управления скоростью и внутренний контур управления током

выполнены в виде пропорционально-дифференциальных или пропорционально-интегральных регуляторов. Однако каскадная структура управления двигателем предполагает, что быстрое действие внутреннего контура значительно быстрее, чем внешнего.

В последние десятилетия в нескольких публикациях предлагаются альтернативные подходы к идентификации и управлению ДПТ. В работе [1] авторы описывают обобщенную методику управления скоростью ДПТ, основанную на параметризации контроллеров с двумя степенями свободы, и применяют фильтр Баттерворта для определения параметров управления. В работе [2] предлагается переключаемый линейный квадратичный регулятор скорости, разработанный на основе линейной модели ДПТ, и сравнивается его производительность с каскадной схемой управления с точки зрения точности, надежности и сложности. В работе [3] авторы предлагают альтернативный способ идентификации и управления ДПТ с помощью нелинейного закона управления, представленного искусственной нейронной сетью. В рабо-

тах [4, 5] авторы представляют подход на основе линейно-квадратичного регулятора (linear quadratic regulator – lqr) для определения оптимального пропорционально-интегрально-дифференциального регулирования скорости ДПТ. Данный метод предлагает системный подход к проектированию регулятора скорости ДПТ, основанный на идентификации модели и проектировании lqr-регулятора, дополненный нелинейным компенсатором обратной связи. Электрические и механические параметры ДПТ, такие как сопротивление, инерция, противоЭДС, демпфирование, идентифицируются по наблюдениям реакции в разомкнутом контуре. Вязкое трение считается основной причиной нелинейного поведения двигателя и адекватно компенсируется подачей управляющего сигнала. Погрешность установившегося режима двигателя, вызванная нелинейностями и неопределенностями в модели, компенсируется за счет отрицательной обратной связи по ошибке рассогласования, например, угловой скорости.

Современные микроконтроллеры и цифровые сигнальные процессоры позволяют реализовать в реальном времени алгоритмы управления практически любой сложности. Построение систем квазиоптимального управления основано на решении дискретного уравнения Риккати. Результаты современных исследований по идентифицируемости приводов и их диагностики отражены в работе «Диагностирование приводов мобильных роботов на базе модели двигателя постоянного тока» (Ю. Р. Никитин, С. А. Трефилов, А. И. Абрамов, И. В. Абрамов, Ю. В. Турыгин, А. В. Романов) и др.

Цель исследования – повышение точности управления двигателями постоянного тока путем их идентификации на основе применения квазиоптимальных нелинейных алгоритмов управления.

Модель привода на двигателе постоянного тока в пространстве состояний

ДПТ моделируется как линейный преобразователь электрической энергии в механическую. Классическая модель ДПТ состоит из электрической и механической подсистем.

Угловая скорость регулируется входным напряжением U с постоянным падением напряжения, обусловленным сопротивлением щеток, якоря ДПТ и противоэлектродвижущей силой (противоЭДС), вызываемой вращением обмотки якоря в магнитном поле, созданным обмоткой возбуждения или постоянными магнитами. Индуктивность ДПТ пропорциональна производной тока двигателя I . Ток ДПТ соединяет элек-

трическую подсистему с механической, так как генерирует вращающий электромагнитный момент. Данный момент преодолевает инерцию двигателя с нагрузкой. Модель привода может быть представлена в трех видах: с помощью передаточных функций, в пространстве состояний и на основе решения характеристического уравнения. Модель в пространстве состояний имеет следующие преимущества: ее легче реализовать для решения задач на ЭВМ, она позволяет унифицировать описание одномерных и многомерных систем в векторно-матричной форме, она может применяться к нелинейным и нестационарным системам.

Модель привода в пространстве состояний с отрицательной обратной связью при квазиоптимальном управлении показана на рисунке 1. Закон оптимального управления по отрицательной обратной связи, найденный по линейному квадратичному функционалу, должен минимизировать критерий оптимальности.

Дискретная модель ДПТ в пространстве состояний представлена в статьях авторов «Разработка системы диагностирования приводов мобильных роботов» и «Диагностика приводов роботов на базе двигателя постоянного тока по критерию идентифицируемости нелинейной дискретной модели в пространстве состояний» (Фундаментальные и прикладные проблемы техники и технологии, DOI: 10.33979/2073-7408-2020-342-4-1-59-67 и Вестник УГАТУ, 2020):

$$\mathbf{x}(k+1) = \begin{bmatrix} 1 - T \frac{R}{L} & -T \frac{k_E}{L} \\ T \frac{k_M}{J} & 1 - T \frac{k_{fr}}{J} - T \frac{M_L}{J\omega(k)} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I(k) \\ \omega(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \mathbf{u}(k), \quad (1)$$

$$\mathbf{y}(k) = \begin{bmatrix} \hat{I}(k) \\ \hat{\omega}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - h_1 & 0 \\ 0 & 1 - h_2 \end{bmatrix} \mathbf{x}(k), \quad (2)$$

где \mathbf{u}_k – вектор управления, в частном случае; \mathbf{x}_k – вектор состояния (электрический ток в обмотке якоря и угловая скорость вращения ротора); L, R, T – индуктивность, сопротивление и электромагнитная постоянная времени якоря ДПТ; I – электрический ток якоря ДПТ; ω, M_L – угловая скорость, момент сопротивления нагрузки на валу ДПТ; J – момент инерции ротора ДПТ и нагрузки; k_M, k_E – конструктивные постоянные двигателя; k_{fr} – коэффициент вязкого трения; \mathbf{u}_k – вектор наблюдаемых параметров; h_1, h_2 – относительная точность измерений.

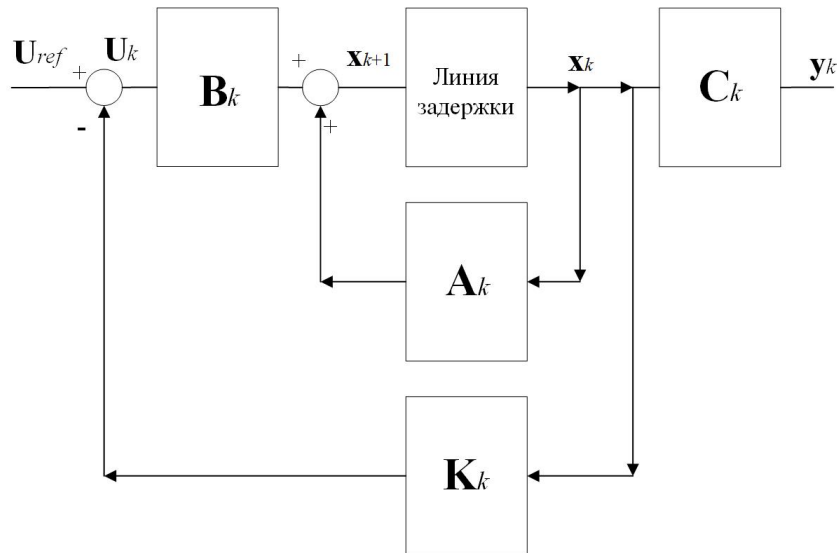


Рис. 1. Дискретная модель привода в пространстве состояний с отрицательной обратной связью при квазиоптимальном управлении: \mathbf{U}_{ref} – вектор управления (в частном случае для ДПТ это скалярная величина – напряжение, подаваемое на якорь); \mathbf{U}_k – вектор управления с учетом отрицательной обратной связи $\mathbf{U}_k = \mathbf{U}_{ref} - \mathbf{K}_k \mathbf{x}_k$; \mathbf{A}_k – матрица состояния; \mathbf{B}_k – матрица управления; \mathbf{C}_k – матрица измерений; \mathbf{K}_k – матрица Коши, которая может быть найдена путем решения уравнения Риккати в дискретной форме; \mathbf{x}_k – вектор состояния (электрический ток в обмотке якоря и угловая скорость вращения ротора); \mathbf{x}_{k+1} – вектор состояния в следующий дискретный момент времени; \mathbf{y}_k – вектор измерения (измеренные электрический ток в обмотке якоря и угловая скорость вращения ротора)

Fig. 1. Discrete model of the drive in the state space with negative feedback under quasi-optimal control: \mathbf{U}_{ref} is the control vector, in the particular case, it is a scalar quantity for a DC motor (voltage applied to the armature); \mathbf{U}_k is the control vector taking into account the negative feedback $\mathbf{U}_k = \mathbf{U}_{ref} - \mathbf{K}_k \mathbf{x}_k$; \mathbf{A}_k is the state matrix; \mathbf{B}_k is the control matrix; \mathbf{C}_k is the measurement matrix; \mathbf{K}_k is the Cauchy matrix, which can be found by solving the Riccati equation in discrete form; \mathbf{x}_k is state vector (armature current and rotor speed); \mathbf{x}_{k+1} is state vector at next discrete time; \mathbf{y}_k is measurement vector (measured armature current and rotor speed)

Классический квадратичный функционал качества, определяющий быстродействие и энергию управления, выражается следующим образом в дискретной форме [6–8]:

$$I = \sum_{k=1}^{\infty} (\mathbf{x}_k^T \mathbf{Q} \mathbf{x}_k + \mathbf{u}_k^T \mathbf{R} \mathbf{u}_k), \quad (3)$$

где \mathbf{Q} и \mathbf{R} – положительные определенные матрицы, которые задают штрафы за время перемещения и затраченную энергию [9, 10]. Оптимальное линейно-квадратичное управление существенно зависит от подбора матриц \mathbf{Q} и \mathbf{R} [11, 12]. Имеется возможность выбора дополнительных требуемых свойств управления, например, по быстродействию или потреблению мощности, за счет варьирования матриц \mathbf{Q} и \mathbf{R} [13, 14].

Решение задачи квазиоптимального управления для критерия качества (3), минимизирующее время переходного процесса и энергию перемещения, определяется следующим выражением [15, 16]:

$$\mathbf{u}_k = -\mathbf{K}_k \mathbf{x}_k, \quad (4)$$

где \mathbf{u}_k – вектор управления (напряжение, подаваемое на якорь); \mathbf{K}_k – матрица Коши; \mathbf{x}_k – вектор состояния (электрический ток в обмотке якоря и угловая скорость вращения ротора). На практике матрицу Коши находят с помощью функции dlqr для дискретной модели [17, 18].

Так как регулятор привода должен обеспечивать регулирование по вращающему моменту и угловой скорости, то в качестве обобщенных координат состояния выбраны электрический ток якоря I , угловая скорость ротора ω . Управлением является напряжение на якоре U , возмущением – момент сопротивления нагрузки M_L . Параметрами модели являются активное сопротивление и индуктивность цепи якоря, обозначенные, соответственно, R и L , а также приведенный момент инерции J и конструктивные постоянные k_E и k_M . При моделировании требуется учитывать ограничения по максимальным значениям электрического тока и напряжения для данного привода [19, 20].

Предположим, что состояние ДПТ определяется матрицей состояния \mathbf{A}_i , хотя истинное со-

стояние определяется матрицей состояния A_j . Тогда измерение электрического тока и угловой скорости ДПТ на каждом шаге дискретизации k будет производиться по состоянию j , хотя расчет оптимального управляющего сигнала выполняется по состоянию i .

Параметры ДПТ для моделирования: момент инерции $J = 0,0047 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$; конструктивные коэффициенты $k_M = k_E = 0,34$; активное сопротивление $R = 0,6 \text{ Ом}$; индуктивность якоря $L = 0,0255 \text{ Гн}$; максимальный электрический ток $I_{\max} = 50 \text{ А}$; максимальное напряжение $U_{\max} = 110 \text{ В}$; заданная угловая скорость $w_{\text{уст}} = 100 \text{ рад/с}$; время дискретизации $T = 0,01 \text{ с}$.

Результаты моделирования показаны на рисунках 2–5.

На рисунке 2 приняты следующие обозначения: кривая $I1$ – график электрического тока ДПТ с номинальными параметрами; кривая $I2$ – график электрического тока ДПТ с сопротивлением цепи якоря на 25 % меньше номинального значения; кривая $I3$ – график электрического тока ДПТ с сопротивлением цепи якоря на 25 % больше номинального значения. По оси абсцисс отложено дискретное время k , время дискретизации равно 0,01 с.

На рисунке 3 приняты следующие обозначения: кривая $w1$ – график угловой скорости ротора ДПТ с номинальными параметрами; кривая $w2$ – график угловой скорости ротора ДПТ с сопротивлением цепи якоря на 25 % меньше номинального значения; кривая $w3$ – график угловой скорости ротора ДПТ с сопротивлением цепи якоря на 25 % больше номинального значения. По оси абсцисс отложено дискретное время k , время дискретизации равно 0,01 с.

Анализ графиков на рисунках 2 и 3 показывает, что при отклонении параметров двигателя от номинальных существенно увеличивается время переходного процесса и перерегулирования. Время переходного процесса возрастает с 0,15 до 0,5 сек. для ДПТ с сопротивлением цепи якоря на 25 % меньше номинального значения. Время переходного процесса возрастает с 0,15 до 0,3 сек. для ДПТ с сопротивлением цепи якоря на 25 % больше номинального значения. Величина перерегулирования угловой скорости возрастает с 5 до 18 % для ДПТ с сопротивлением цепи якоря на 25 % меньше номинального значения. Для ДПТ с сопротивлением цепи якоря на 25 % больше номинального значения величина перерегулирования угловой скорости не изменяется.

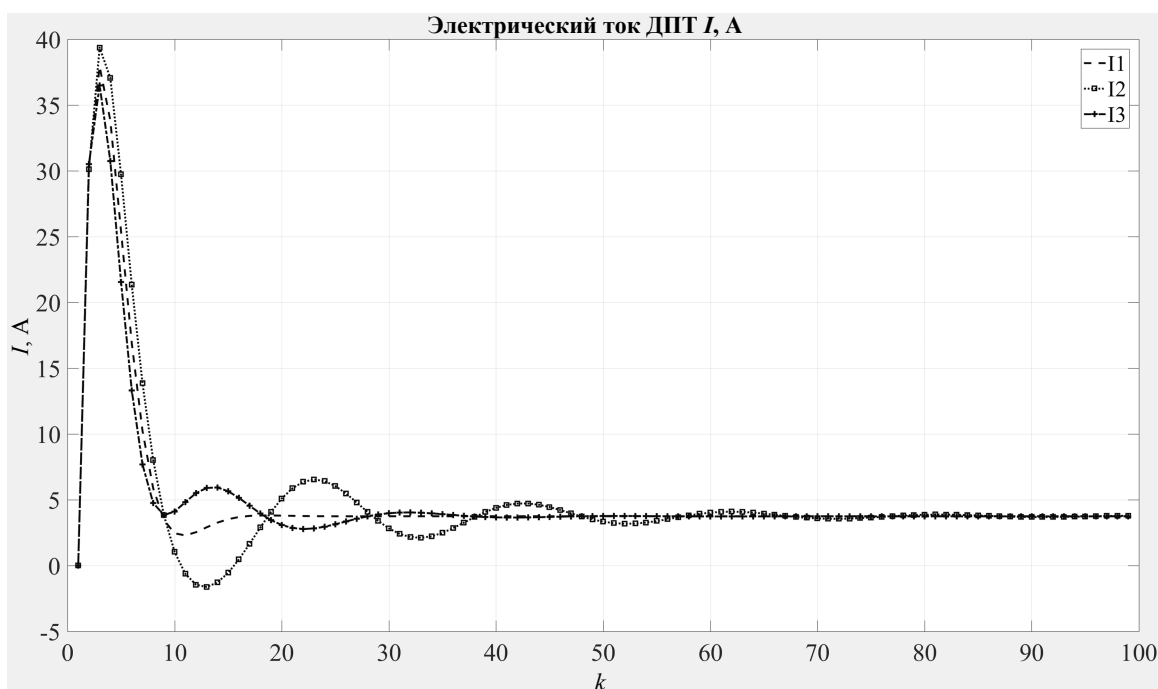


Рис. 2. График изменения электрического тока якоря ДПТ в пространстве состояний: $I1$ – ток ДПТ с номинальными параметрами; $I2$ – ток ДПТ с сопротивлением цепи якоря на 25 % меньше номинального значения; $I3$ – ток ДПТ с сопротивлением цепи якоря на 25 % больше номинального значения

Fig. 2. Diagram of variation of electric current of the motor armature in the state space: $I1$ is electric current of the motor armature with rated parameters; $I2$ is electric current of the motor armature with armature circuit resistance 25 % less than the rated value, $I3$ is electric current of the motor armature with armature circuit resistance 25 % more than the rated value

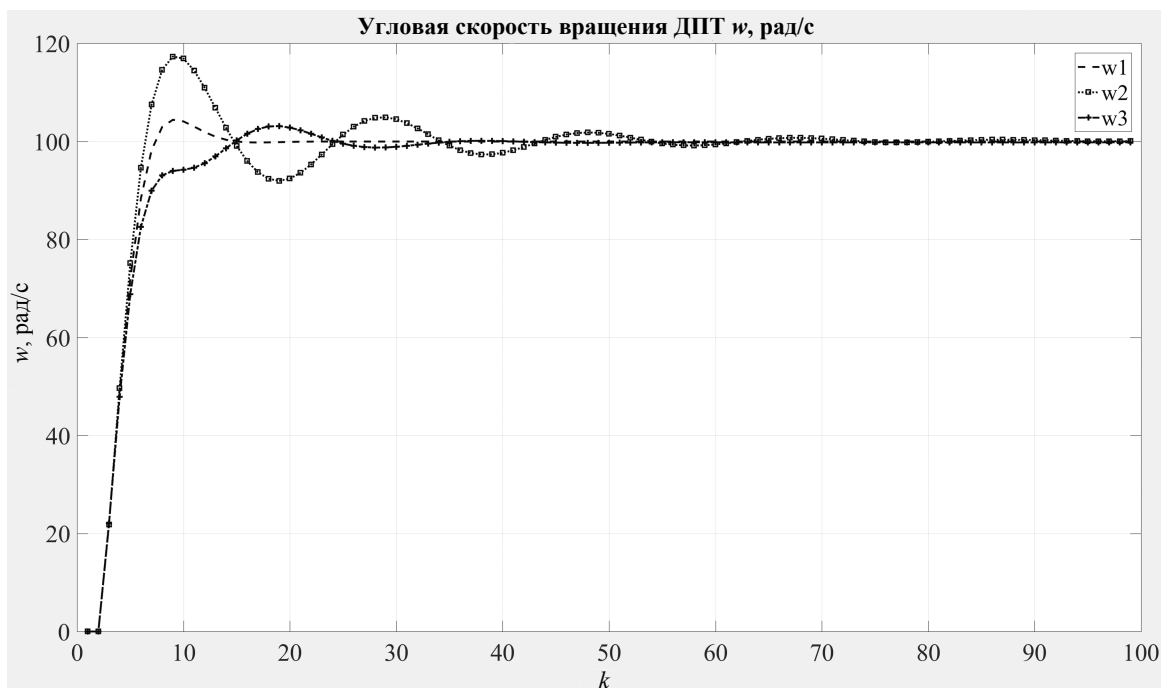


Рис. 3. График изменения угловой скорости ДПТ в пространстве состояний: w_1 – скорость ДПТ с номинальными параметрами; w_2 – скорость ДПТ с сопротивлением цепи якоря на 25 % меньше номинального значения; w_3 – скорость ДПТ с сопротивлением цепи якоря на 25 % больше номинального значения

Fig. 3. Diagram of angular speed change of a motor in the state space: w_1 is speed of motor with nominal parameters; w_2 is speed of motor with armature circuit resistance 25 % lower than nominal value; w_3 is speed of motor with armature circuit resistance 25 % higher than nominal value

Вследствие деградации параметров ДПТ или влияния определенных условий эксплуатации могут изменяться сопротивление обмотки якоря, ее индуктивность, магнитный поток статора, коэффициент вязкого трения в опорах привода. Идентификация ДПТ предполагает уточнение данных параметров двигателя. Данные параметры входят в матрицу состояния A_k и матрицу управления B_k , которые определяют величину напряжения при реализации квазиоптимального нелинейного алгоритма управления.

Для линейной стационарной системы на каждом шаге линеаризации критерием идентифицируемости и наблюдаемости является ранг расширенной матрицы [21, 22]:

$$\text{rank}[C_k \cdot A_k C_k] = n. \quad (5)$$

Изменение данных параметров привода приводит к несоответствию идеальной модели истинному состоянию привода и, как следствие, повышению энергопотребления и времени переходных процессов. Для непосредственного наблюдения доступны только часть параметров вектора управления и измерения. Пусть информационно-измерительная система на начальном этапе эксплуатации ДПТ работает без ошибок. В процессе работы параметры двигателя изменяются. Вследствие этого расчеты управляю-

щих сигналов будут некорректны, так как управление осуществляется для идеальной модели, соответствующей номинальным параметрам, но параметры реального ДПТ не известны.

Матрица C_k полностью определяется информационно-измерительной системой, т. е. относительной ошибкой измерения или классом точности измерительных преобразователей. Модель информационно-измерительной системы представлена в виде (2).

Тогда для максимальных ошибок в наихудшем случае для всех измерительных каналов, учитывая непрерывный характер реализации нормально распределенной случайной величины, предполагающей, что большинство значений входят в интервал 3σ , определитель матрицы C_k

$$\det C_k = (1 - h_1)(1 - h_2). \quad (6)$$

Предложено для практических задач определять идентифицируемость в виде

$$\min(\det A_k)(\det C_k) > \gamma. \quad (7)$$

где индекс k – номер шага в модели, $n = 2$ – размерность модели; γ – критерий идентифицируемости, пороговое значение близкое к нулю, определяемое в соответствии с теорией приня-

тия решений (см. Nikitin Yu.R. Trefilov S.A. Diagnostics of Robot Drives Based on DC Motors by Identifiability Criterion of Nonlinear Discrete Model in State Space. DOI: 10.22213/2658-3658-2020-24-31.).

Измерительная матрица обычно в моделях с малыми ошибками в матрице состояния (новое устройство, малая деградация параметров) принимается близкой к единичной. Предлагается алгоритм определения идентифицируемости системы по детерминанту виртуальной измерительной матрицы, в которой учтены ошибки управления по известной на предыдущих этапах коррекции матрицы состояния, начиная с первого этапа коррекции, для неизвестной в данный момент матрице состояния. Если известен электрический ток I_1 идеальной (наилучшим образом подходящей для данного момента времени, выбранной по минимальной энергии управления путем моделирования матрицы состояния) модели и измеренный электрический ток I_2 , полученный по управлению в предположении деградации ДПП и изменении

матрицы состояния, то относительная приборная ошибка элемента виртуальной измерительной матрицы

$$h_1 = 3\sigma_1 = \frac{1}{K-1} \sqrt{\sum_{k=1}^K \left(\frac{I_1 - I_2}{I_1} \right)^2}. \quad (8)$$

Аналогично, если вычислена угловая скорость ротора ω_1 идеальной модели и измеренная угловая скорость ротора ω_2 ДПП с деградацией параметров, то

$$h_2 = 3\sigma_2 = \frac{1}{K-1} \sqrt{\sum_{k=1}^K \left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{\omega_1} \right)^2}. \quad (9)$$

На рисунке 4 построены графики определителей матрицы измерения ДПП (detC2 – определитель матрицы измерения ДПП с сопротивлением цепи якоря на 25 % меньше номинального значения; detC3 – определитель матрицы измерения ДПП с сопротивлением цепи якоря на 25 % больше номинального значения).

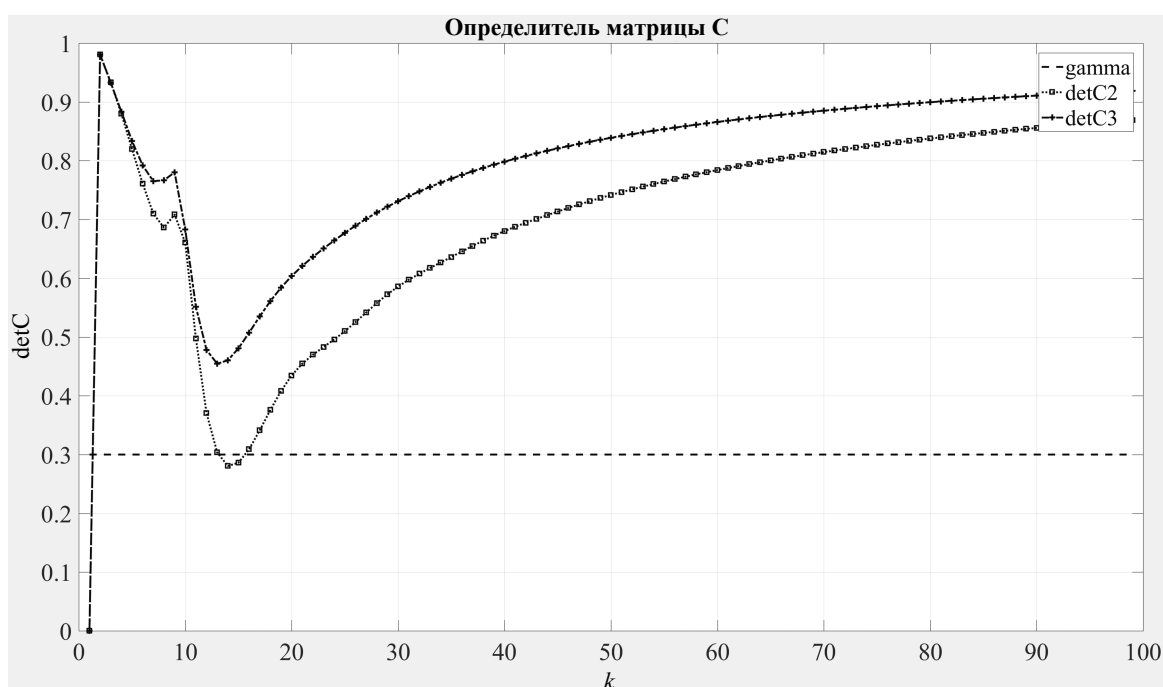


Рис. 4. Графики определителей матрицы измерения ДПП: detC2 – определитель матрицы измерения ДПП с сопротивлением цепи якоря на 25 % меньше номинального значения; detC3 – определитель матрицы измерения ДПП с сопротивлением цепи якоря на 25 % больше номинального значения

Fig. 4. Measurement matrix determinant curves: detC2 is the measurement matrix determinant for a motor with armature circuit resistance 25 % smaller than the nominal value; detC3 is the measurement matrix determinant for a motor with armature circuit resistance 25 % larger than the nominal value

Под критерием идентифицируемости понимается определитель матрицы измерения ДПП. Анализ графиков определителей матрицы измерения ДПП показывает потерю идентифицируе-

мости, т. е. модель не соответствует состоянию деградировавшего ДПП после последней коррекции матрицы состояния. Это особенно заметно в тяжелых динамических режимах, на-

пример, при включении ДПТ. Значение определителя матрицы измерения ДПТ с сопротивлением цепи якоря на 25 % меньше номинального значения достигает порогового значения критерия идентифицируемости 0,3. Таким образом, потеря идентифицируемости говорит о наличии дефекта.

Выводы

Предлагается методика расчета критерия идентификации для нелинейной дискретной системы управления с применением виртуальной матрицы измерения, на которую переносятся ошибки управления, связанные с несоответствием реальному внутреннему состоянию ДПТ ее матрицы состояния в дискретной модели управления. На каждом шаге дискретного времени вычисляется определитель матрицы измерения, главным образом влияющий на потерю ранга расширенной матрицы. Таким образом, моделирование наилучшего в смысле минимума энергии управления алгоритма, выражающегося в подборе матрицы состояния и управления, позволяет определить идентифицируемость привода по виртуальной (предполагаемой условно) измерительной матрице. Показано, что при отклонении параметров двигателя от номинальных существенно увеличивается время переходного процесса и перерегулирования. Время переходного процесса возрастает с 0,15 до 0,5 сек. для ДПТ с сопротивлением цепи якоря на 25 % меньше номинального значения. Время переходного процесса возрастает с 0,15 до 0,3 сек. для ДПТ с сопротивлением цепи якоря на 25 % больше номинального значения. Величина перерегулирования угловой скорости возрастает с 5 до 18 % для ДПТ с сопротивлением цепи якоря на 25 % меньше номинального значения. Для ДПТ с сопротивлением цепи якоря на 25 % больше номинального значения величина перерегулирования угловой скорости меняется незначительно.

Значение определителя матрицы измерения ДПТ с сопротивлением цепи якоря на 25 % меньше номинального значения достигает порогового значения критерия идентифицируемости. Таким образом, потеря идентифицируемости говорит о наличии дефекта. Полученные результаты исследования могут быть использованы при создании диагностических систем для приводов автоматических машин.

Библиографические ссылки

1. *Umeno and T., Hori Y.* Robust speed control of DC servo-motors using modern two degrees-of-freedom controller design. IEEE Transactionson industrial electron-

ics, Oct. 1991, vol. 38, no. 5, pp. 363-368. DOI: 10.1109/41.97556.

2. *Chevrel P., Sicot L., Siala S.* Switched LQ controllers for DC motor speed and current control: a comparison with cascade control. In PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1996, vol. 1, pp. 906-912. DOI: 10.1109/PESC.1996.548689.

3. *Rubaai A., Kotaru R.* Online identification and control of a DC motor using learning adaptation of neural networks. IEEE Transactions on Industry Applications, May-June 2000, vol. 36, no. 3, pp. 935-942. DOI: 10.1109/28.845075.

4. *Yu G.-R., Hwang R.-C.* Optimal PID speed control of brushless DC motors using LQR approach. In Proc. IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics, October 2004, vol. 1, pp. 473-478. DOI: 10.1109/ICSMC.2004.1398343.

5. *Ruderman M., Krettek J., Hoffmann F., Bertram T.* Optimal State Space Control of DC Motor. In IFAC Proceedings Volumes, 2008, vol. 41, Issue 2, pp. 5796-5801. DOI: 10.3182/20080706-5-KR-1001.00977.

6. *Peaucelle D., Ebihara Y.* LMI results for robust control design of observer-based controllers, the discrete-time case with polytopic uncertainties. In IFAC Proceedings Volumes, 2014, vol. 47, Issue 3, pp. 6527-6532. DOI: 10.3182/20140824-6-ZA-1003.00218.

7. *Luo H.* Plug-and-Play Monitoring and Performance Optimization for Industrial Automation Processes. Springer Fachmedien Wiesbaden GmbH. 2017, 158 p. DOI: 10.1007/978-3-658-15928-3.

8. *Luo H.* A data-driven realization of the control-performance oriented process monitoring system, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 67, pp. 521-530, 2020. DOI: 10.1109/TIE.2019.2892705.

9. *Бычков М. Г., Кузнецова В. Н.* Оптимальное и квазиоптимальное управление позиционным электроприводом по критерию минимума электрических потерь. Теория и практика автоматизированного электропривода // ЭСиК. 2015. № 2 (27). С. 4–11.

10. *Mohlalakoma T., Ngwako, Otis T., Nyandoro, John van Coller, Milka C., Madahana.* A Condition for Singular Optimal Control Formulation for a Tandem Pair of Gravity Fed Linear DC Machine Powered Mine Locomotives, IFAC-Papers On Line, 2019, vol. 52, Is. 14, pp 201-206. DOI: 10.1016/j.ifacol.2019.09.188.

11. *Мин Т. А.* Оптимальное управление электроприводами с двигателями последовательного возбуждения // Молодые ученые – Хабаровскому краю : материалы XXI Краевого конкурса молодых ученых и аспирантов (Хабаровск, 15–18 января 2019 г.). Хабаровск : Тихоокеанский государственный университет, 2019. С. 149–154.

12. *Рыбушкин Н. А., Афанасьев А. Ю.* Оптимальное управление электроприводом с двигателем постоянного тока // Молодежь и наука: актуальные проблемы фундаментальных и прикладных исследований : материалы II Всероссийской национальной научной конференции студентов, аспирантов и молодых ученых (Комсомольск-на-Амуре, 8–12 апреля 2019 г.). Комсомольск-на-Амуре : Комсомольский-на-Амуре государственный университет, 2019. С. 437–439.

13. Самосейко В. Ф., Шуряев Э. В., Улисский Н. А. Энергетически оптимальное управление электромагнитным моментом реактивного двигателя // Вестник государственного университета морского и речного флота им. адмирала С. О. Макарова. 2021. Т. 13, № 1. С. 126–138. DOI: 10.21821/2309-5180-2021-13-1-126-138.
14. Ding S.X. *Advanced Methods for Fault Diagnosis and Fault-tolerant Control*. Springer-Verlag GmbH Germany, 2021, 658 p. DOI: 10.1007/978-3-662-62004-5.
15. Kabziński J. (ed.) *Advanced Control of Electrical Drives and Power Electronic Converters*. Studies in Systems, Decision and Control, vol. 75. Springer International Publ., Switzerland, 2017, 378 p. DOI: 10.1007/978-3-319-45735-2.
16. Hughes A., Drury B. *Electric Motors and Drives: Fundamentals, Types and Applications*. Fifth Edition, 2019, Elsevier Ltd, 495 p.
17. Tang M. Cost-sensitive large margin distribution machine for fault detection of wind turbines, *Cluster Computing*, 2018.
18. Wang D.-Y. Connotation and research status of diagnosability of control systems: A review, *Acta Automatica Sinica*, 2018, vol. 44, pp. 1537-1553.
19. Xue T. Stationary wavelet transform aided design of parity space vectors for fault detection in LDTV systems, *IET Control Theory and Applications*, 2018, vol. 12, pp. 857-864.
20. Yin S. Review on diagnosis techniques for intermittent faults in dynamic systems, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, 2020, vol. 67, pp. 2337-2347.
21. Nemeth M., Peterkova A. Proposal of data acquisition method for industrial processes in automotive industry for data analysis according to Industry 4.0. Book Series: IEEE Intern. Conf. on Intellig. Engineering Systems, 2018, pp. 157-161.
22. Nemeth M. Determination issues of data mining process of failures in the production systems. Book Series: Advance in Intelligent Systems and Computing 2019, 985, pp. 200-207.
1. Chevrel P., Sicot L., Siala S. Switched LQ controllers for DC motor speed and current control: a comparison with cascade control. In *PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1996, vol. 1, pp. 906-912. DOI: 10.1109/PESC.1996.548689.
2. Umemoand T., Hori Y. Robust speed control of DC servo-motors using modern two degrees-of-freedom controller design. In *IEEE Transactions on industrial electronics*, Oct. 1991, vol. 38, no. 5, pp. 363-368. DOI: 10.1109/41.97556.
3. Rubaai A., Kotaru R. Online identification and control of a DC motor using learning adaptation of neural networks. *IEEE Transactions on Industry Applications*, May-June 2000, vol. 36, no. 3, pp. 935-942. DOI: 10.1109/28.845075.
4. Yu G.-R., Hwang R.-C. Optimal PID speed control of brushless DC motors using LQR approach. In *Proc. IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics*, October 2004, vol. 1, pp. 473-478. DOI: 10.1109/ICSMC.2004.1398343.
5. Ruderman M., Krettek J., Hoffmann F., Bertram T. Optimal State Space Control of DC Motor. In *IFAC Proceedings Volumes*, 2008, vol. 41, Issue 2, pp. 5796-5801. DOI: 10.3182/20080706-5-KR-1001.00977.
6. Peaucelle D., Ebihara Y. LMI results for robust control design of observer-based controllers, the discrete-time case with polytopic uncertainties. In *IFAC Proceedings Volumes*, 2014, vol. 47, Issue 3, pp. 6527-6532, ISSN 1474-6670, ISBN 9783902823625, DOI: 10.3182/20140824-6-ZA-1003.00218.
7. Luo H. Plug-and-Play Monitoring and Performance Optimization for Industrial Automation Processes. Springer Fachmedien Wiesbaden GmbH. 2017. 158 p. DOI: 10.1007/978-3-658-15928-3.
8. Luo H. A data-driven realization of the control-performance oriented process monitoring system, *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 67, pp. 521–530, 2020. DOI: 10.1109/TIE.2019.2892705.
9. Bychkov M.G., Kuznetsova V.N. [Optimal and quasi-optimal control of positional electric drive by criterion of electric losses minimum]. *Theory and practice of automated electric drive*. ES&C, 2015, no. 2 (27), pp. 4-11 (in Russ.).
10. Mohlalakoma T. Ngwako, Otis T. Nyandoro, John van Coller, Milka C. Madahana, A Condition for Singular Optimal Control Formulation for a Tandem Pair of Gravity Fed Linear DC Machine Powered Mine Locomotives, *IFAC-Papers On Line*, 2019, vol. 52, Issue 14, pp 201-206. ISSN 2405-8963, DOI: 10.1016/j.ifacol.2019.09.188.
11. Min T.A. [Optimal control of electric drives with series-excitation motors]. Young scientists to Khabarovsk region: Materials of XXI regional competition of young scientists and graduate students (Khabarovsk, January 15-18, 2019). Khabarovsk: Pacific State University, 2019, pp. 149-154 (in Russ.).
12. Rybushkin N.A. [Optimal control of electric drive with DC motor]. Youth and Science: current problems of fundamental and applied research : materials of II All-Russian National Scientific Conference of students, postgraduates and young scientists, Komsomol'sk-na-Amure, 08-12 April 2019, Komsomolsk-on-Amur State University, 2019, pp. 437-439 (in Russ.).
13. Samoseiko V.F. [Energetically optimal control of electromagnetic torque of jet engine]. *Vestnik gosudarstvennogo universiteta morskogo i rechnogo flota im. admirala S.O. Makarova*, 2021, vol. 13, no. 1, pp. 126-138. DOI: 10.21821/2309-5180-2021-13-1-126-138.
14. Ding S.X. *Advanced Methods for Fault Diagnosis and Fault-tolerant Control*. Springer-Verlag GmbH Germany, 2021. 658 p. ISBN 978-3-662-62003-8 ISBN 978-3-662-62004-5. DOI: 10.1007/978-3-662-62004-5.
15. Kabziński J. (ed.) *Advanced Control of Electrical Drives and Power Electronic Converters*. Studies in Systems, Decision and Control. Volume 75. Springer International Publishing. Switzerland, 2017, 378 p. DOI: 10.1007/978-3-319-45735-2.

16. Hughes A., Drury B. *Electric Motors and Drives: Fundamentals, Types and Applications*. Fifth Edition. 2019 Elsevier Ltd. 495 p.

17. Tang M. Cost-sensitive large margin distribution machine for fault detection of wind turbines, *Cluster Computing*, 2018.

18. Wang D.-Y. Connotation and research status of diagnosability of control systems: A review, *Acta Automatica Sinica*, vol. 44, pp. 1537-1553, 2018.

19. Xue T. Stationary wavelet transform aided design of parity space vectors for fault detection in LDTV systems, *IET Control Theory and Applications*, vol. 12, pp. 857-864, 2018.

20. Yin S. Review on diagnosis techniques for intermittent faults in dynamic systems, *IEEE Trans. on Indus. Electronics*, vol. 67, pp. 2337-2347, 2020.

21. Nemeth M., Peterkova A. Proposal of data acquisition method for industrial processes in automotive industry for data analysis according to Industry 4.0. *Book Series: IEEE Intern. Conf. on Intellig. Engineering Systems 2018*, pp. 157-161.

22. Nemeth M. Determination issues of data mining process of failures in the production systems. *Book Series: Advance in Intelligent Systems and Computing 2019*, 985, pp. 200-207.

DC Motor Identification Based on Quasi-Optimal Nonlinear Control Algorithm

P.V. Lekomtsev, PhD, Associate Professor, Kalashnikov ISTU, Izhevck, Russia

Yu.R. Nikitin, PhD, Associate Professor, Kalashnikov ISTU, Izhevck, Russia

S.A. Trefilov, PhD, Associate Professor, Kalashnikov ISTU, Izhevck, Russia

The paper deals with the identification of a direct current (DC) motor based on a quasi-optimal digital control model. The DC motor identification involves specification of motor parameters, such as armature winding resistance, its inductance, stator magnetic flux, viscous friction coefficient in drive supports. These parameters are part of the state matrix and determine the voltage magnitude when implementing a quasi-optimal nonlinear control algorithm. The change of these parameters owing to their degradation or certain conditions of drive operation leads to the discrepancy of the model state to the true one and, as consequence, to the increase in power consumption and time of transients. A methodology for calculating the identification criterion for a nonlinear control system in a discrete form is proposed. The determinant of the measurement matrix is calculated at each step of the discrete time. Their analysis shows that motor identification is possible in transient modes. When the armature winding resistance of the motor deviates from nominal, the transient time and the amount of overshoot increase significantly. When the armature resistance decreases by 25% less than the nominal value, the determinant of the motor measurement matrix reaches the threshold value of the identifiability criterion. Thus, the loss of identifiability indicates the presence of a defect. The obtained results of the study can be used to detect faults in drives.

Keywords: identifiability, DC motor, discrete model, state space.

Получено 22.04.2021

Образец цитирования

Лекомцев П. В., Никитин Ю. Р., Трефилов С. А. Идентификация двигателя постоянного тока на основе квазиоптимального нелинейного алгоритма управления // Вестник ИжГТУ имени М. Т. Калашникова. 2021. Т. 24, № 2. С. 68–76. DOI: 10.22213/2413-1172-2021-2-68-76.

For Citation

Lekomtsev P.V., Nikitin Yu.R., Trefilov S.A. [DC Motor Identification Based on Quasi-Optimal Nonlinear Control Algorithm]. Vestnik IzhGTU imeni M.T. Kalashnikova, 2021, vol. 24, no. 2, pp. 68-76 (in Russ.). DOI: 10.22213/2413-1172-2021-2-68-76.