

Control of an Electrical Vector Drive of a Mechanical Variable Masses' System

Kvashnin V. V., Babash A. V., Kosenko V. A., Kvashnin V. O., Klimenko G. P.

Donbass State Engineering Academy
Kramatorsk, Ukraine

Abstract. The aim of this paper was the development of a positional system model for a vector control of a static loads' stand using the electrical drive and the study of the effect of various types of speed controllers and their settings on the dynamics of the transient processes during the simulation of the regulation and disturbance actions. This goal was achieved by the development of a vector control system model using the stand electric drive with the PID-speed controller setting, which ensured minimal speed errors and restrictions in the dynamic loads during the regulating and disturbing action. The synthesis of the current control circuits of the stator and speed in the torque control channel was performed. It was shown that using the existing PI-regulators of speed and current and their settings, the speed dynamic error was found to be as high as 21% at a regulating action, whereas during the disturbing action it was 8%. The achievement of the above indicators of the regulation quality was possible in the presence of the intensity setter at the speed regulator input. In this case the dynamic speed error while operating under control increased substantially. The introduction of the speed PID controller made it possible to reduce dynamic errors, however, it gave no desired results with the standard configuration. Changing the controller's proportional part parameters allowed us to minimize the dynamic speed error while operation, both under regulating or disturbing influences.

Keywords: vector control, PI controller, PID controller, correction, quality indicators, mathematical model, functional scheme.

DOI: 10.5281/zenodo.3239202

Controlul transmisiei electrice vectoriale a unui sistem mecanic cu mase variabile

Kvaşnin V.V., Babaş A.V., Kosenko V.A., Kvaşnin V.O., Klimenko G.P.

Academia de stat în construcția mașinilor din Donbass
Kramatorsk, Ucraina

Rezumat. Scopul acestei lucrări a fost de a dezvolta un model al unui sistem pozițional de control vectorial cu acționarea electrică a unui stand de sarcini statice și de a studia influența diferitelor tipuri de regatoare de turație și setările lor asupra dinamicii proceselor tranzitorii în timpul dezvoltării unui control și a unor influențe perturbatoare. Acest obiectiv se realizează prin dezvoltarea unui model al sistemului de comandă vectorial al unității electrice a standului cu setarea regulatorului de viteză PID, care oferă erori minime dinamice în viteza și limitarea sarcinilor dinamice în timpul acțiunii de control și perturbatoare. S-a realizat sinteza circuitelor de comandă pentru curentul statoric și viteza în canalul de control al cuplului. Se arată că atunci când se utilizează regatoare PI existente de turație și curent și setările lor în canalul de control al cuplului unui motor asincron, eroarea dinamică a vitezei atinge 21% pentru acțiunea de control. În cazul perturbării se plasează la nivelul de 8%. Acești indicatori ai calității reglării se obțin datorită prestabilitorului de intensitate la intrarea regulatorului de turație. În caz contrar, este necesar să se limiteze semnalul la intrarea regulatorului de curent. În acest caz, eroarea dinamică a vitezei în timpul executării excitației setate crește semnificativ. Introducerea regulatorului de viteză PID permite reducerea erorilor dinamice, dar nu oferă rezultatele dorite la setările normale. Schimbarea parametrilor porțiunii proporționale a regulatorului vă permite atingerea erorii dinamice minime de viteză atât pentru control, cât și pentru acțiunile de excitație.

Cuvinte-cheie: control vectorial, controler PI, controler PID, corecție, indicatori de calitate, model matematic, diagramă funcțională.

Управление векторным электроприводом механической системы с переменными массами

Кваشین В. В., Бабаш А. В., Косенко В. А., Кваشین В. О., Клименко Г. П.

Донбасская государственная машиностроительная академия
Краматорск, Украина

Аннотация. Целью настоящей работы являлась разработка модели позиционной системы векторного управления электроприводом стенда статических нагрузок и исследование влияния различных видов регуляторов скорости и их настроек на динамику переходных процессов при отработке управляющего и возмущающего воздействий. Поставленная цель достигается за счет разработки модели системы векторного управления электроприводом стенда с настройкой ПИД-регулятора скорости, обеспечивающей минимальные динамические ошибки по скорости и ограничению динамических

нагрузок при управляющем и возмущающем воздействии. Выполнен синтез контуров регулирования тока статора и скорости в канале регулирования момента. Показано, что при использовании существующих ПИ-регуляторов скорости и тока и их настроек в канале регулирования момента асинхронного двигателя динамическая ошибка по скорости достигает 21% при управляющем воздействии. При возмущающем находится на уровне 8%. Достижения указанных показателей качества регулирования возможно при наличии задатчика интенсивности на входе регулятора скорости. В противном случае приходится ограничивать сигнал на входе регулятора тока. При этом динамическая ошибка по скорости при обработке задающего воздействия значительно увеличивается. Введение ПИД-регулятора скорости позволяет уменьшить динамические ошибки, но не дает желаемых результатов при обычных настройках. Изменение параметров пропорциональной части регулятора позволяет достичь минимальной динамической ошибки по скорости как при управляющем, так и при возмущающем воздействиях. При настройке ПИД-регулятора скорости на минимизацию динамических ошибок, остается часть некомпенсированной динамической ошибки по скорости на уровне 0,6%. Оставшаяся динамическая ошибка устраняется в дальнейшем интегральной частью регулятора в течение определенного промежутка времени. Представленные в работе результаты являются промежуточными, так как не учитывалось изменение параметров механической части электропривода стэнда при набросе нагрузки.

Ключевые слова: векторное управление, ПИ-регулятор, ПИД-регулятор, коррекция, показатели качества, математическая модель, функциональная схема.

ВВЕДЕНИЕ

В условиях современного развития производства на первый план выносятся мероприятия по улучшению динамики электроприводов механизмов различного класса. Улучшения качества управления является одной из приоритетных задач электропривода.

Использование современных силовых преобразователей, а также достижения в микропроцессорной технике позволяют создавать различные законы управления асинхронным электродвигателем, а также проводить исследования процессов в электромеханической системе, поэтому данная тема является актуальной.

Для разработки модели позиционной системы векторного управления электроприводом стэнда был осуществлен литературный обзор и анализ особенностей построения векторных систем управления электроприводом переменного тока. Так в [1] рассмотрены математические основы, структуры, алгоритмы и современные средства управления электроприводами переменного тока.

Основное внимание уделено векторным подходам к управлению электроприводами, в основу которых положен метод векторного представления переменных в пространстве состояний.

С использованием понятия результирующего вектора и координатных преобразований рассмотрены различные варианты математического описания электродвигателей переменного тока асинхронных, синхронных, индукторных, в том числе с учетом эффекта

насыщения элементов магнитной системы, потерь в стали и поверхностного эффекта.

В [2] приведено описание динамической модели системы векторного управления асинхронным электроприводом. В основу модели векторного управления положена динамическая модель АД, выполненная в системе координат $\alpha-\beta$, неподвижной относительно статора. Классическая система векторного управления АД строится по принципу подчиненного регулирования. АД принципиально является многоканальным объектом с перекрестными связями между каналами и с нелинейностями в виде произведения нескольких переменных.

Разделить переменные удастся путем перевода модели в систему координат, ориентированную по вектору потокосцепления ротора двигателя. В этом случае модуль вектора потокосцепления ротора двигателя определяется проекцией вектора тока статора на ось, связанную с вектором потокосцепления ротора, а электромагнитный момент двигателя – произведением модуля вектора потокосцепления ротора на вторую (ортогональную) составляющую вектора тока статора. В такой системе координат можно построить двухканальную систему регулирования электроприводом с независимым управлением потокосцеплением ротора и электромагнитным моментом асинхронного двигателя.

Приведен синтез структуры и расчет регуляторов в системе векторного управления.

Поскольку каналы регулирования в системе векторного управления разделены, анализ канала регулирования потокосцепления рото-

ра целесообразно производить в режиме короткого замыкания двигателя, а канала регулирования момента и частоты вращения двигателя – в режиме холостого хода, когда электромагнитные переходные процессы в канале регулирования потокосцепления ротора уже завершились.

Приведенное в [3] построение системы векторного управления осуществляется на сопоставлении особенностей ДПТ и синхронных двигателей, где существуют отдельные электрические цепи для управления магнитным потоком и моментом. В отличие от них в короткозамкнутых АД есть только один канал, в котором объединены обе составляющие тока и в задачу системы управления входит функция их разделения.

При выборе уравнения электромагнитного момента АД и системы координат предпочтение отдается наблюдаемым величинам, представленных векторами в уравнении момента, для непосредственного измерения и воздействия при управлении моментом.

У короткозамкнутого АД есть только две такие величины – это напряжение и ток статора, и только одна из них, а именно ток статора, может входить в уравнение момента. Тогда другой величиной может быть только ток или потокосцепление ротора.

Однако для серийных АД стараются использовать сигналы, доступные без установки датчиков, т.е. все те же ток и напряжение статора, которые можно вычислить по мгновенным значениям.

Также рассмотрены особенности построения регулятора скорости. Стандартные настройки регулятора скорости (РС) на технический или симметричный оптимум здесь невозможны, поэтому задачу коррекции следует решать, исходя из общих принципов формирования переходных характеристик.

В системе векторного управления АД с обратной связью по скорости вращения используются П и ПИ регуляторы, получая при этом статическую и астатическую системы.

На уровне математических выражений, структурных, функциональных схем и блок-схем алгоритмов работы рассмотрены различные варианты построения систем управления электроприводами переменного тока (асинхронными, синхронными, вентильно-индукторными) [4,5].

Кроме традиционного подхода к векторному управлению с прямой и косвенной ориентацией при цифровой реализации рассмот-

рены примеры цифрового релейно-векторного управления, цифрового адаптивно-векторного управления с использованием и без использования датчика углового перемещения [6-9], прямого управления моментом [10-15], а также пример применения векторной ориентации переменных в асинхронном электроприводе с частотным управлением.

Особенности построения векторной системы управления электроприводом с ПИ-регуляторами тока и скорости при регулировании момента во второй зоне регулирования выше синхронной скорости, а также анализ и синтез регуляторов тока с использованием комплексных векторов приведены в [16] и [17].

Разработка математической модели позиционной системы векторного управления асинхронным электроприводом производилась для стенда статических нагрузок, описание которого приведено в [18]. Кинематическая схема стенда приведена на рис. 1.

Стенд предназначен для исследования динамики переходных процессов при набросе нагрузки путем выбора провисания троса. Оно имитирует наличие зазора в двухмассовой системе при поступательном движении второй массы (груза). При этом вращение первой массы (ротора), как правило, осуществляется на различных скоростях с возможностью позиционирования по координатам.

Изучение динамических и статических свойств позиционной системы векторного управления электроприводом стенда целесообразно производить для условий близких к номинальным.

При этом необходимо было успеть разогнать до номинальной скорости двигатель, приложить нагрузку путем захватывания груза и после завершения переходных процессов при установившейся скорости движения, завершить процесс подъема, так как стенд имеет ограниченную высоту. Большие динамические нагрузки при захвате груза следует ограничивать.

Поэтому целью работы являлась разработка модели высокодинамичной позиционной системы векторного управления электроприводом стенда статических нагрузок, обеспечивающая быстродействующую отработку перемещений с набросом нагрузки при имеющихся ограничениях на высоту подъема и минимизацию динамических нагрузок.

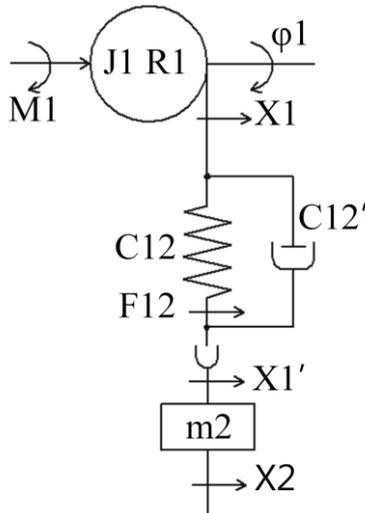


Рис. 1. Кинематическая схема стенда статических нагрузок.

Fig. 1. Static loads stand's kinematic scheme.

Для достижения поставленной цели необходимо решить ряд следующих задач:

1) провести разработку математической модели позиционной системы векторного управления электроприводом механизма подъема стенда статических нагрузок;

2) осуществить синтез регуляторов системы управления;

3) на основе проводимых исследований различных вариантов регуляторов и их настроек (ПИ-регуляторов в контурах, составляющих тока статора d, q и скорости, ПИ-регулятора тока и ПИД-регулятора скорости в канале регулирования момента, а также ПИД-регулятора скорости с улучшенными динамическими показателями) определить их тип и параметры, обеспечивающие минимальные статическую и динамическую ошибки по скорости при отработке управляющего и возмущающего воздействий;

4) проведение сопоставительного анализа реализованных вариантов регуляторов и их типов в системе управления на статические и динамические характеристики электропривода стенда.

Электропривод стенда статических нагрузок является безредукторным. Он предназначен для обеспечения подъема грузов. Его достоинствами перед редукторным приводом является то, что в нём нет частей, подверженных износу и трению, более высокий КПД, компактность конструкции.

Научной новизной данной работы является разработка модели позиционной системы векторного управления электроприводом, анализ и синтез структуры контуров регули-

рования тока и скорости в канале управления моментом и определения параметров ПИД регулятора, обеспечивающие минимизацию динамических ошибок по скорости и ограничение динамических нагрузок при управляющем и возмущающем воздействии.

Проведен сопоставительный анализ полученных результатов моделирования.

Разработка векторной системы управления асинхронным электроприводом велась с использованием функциональной и структурной схем, описанных в [19-21].

Расчет и синтез ПИ и ПИД-регуляторов скорости, а также ПИ-регуляторов в контурах статорного тока для двухфазной модели АД с векторным управлением в координатных осях $d-q$ осуществлялся с использованием расчетных соотношений, указанных в [22-25].

МЕТОДЫ, РЕЗУЛЬТАТЫ И ОБСУЖДЕНИЕ

В векторной системе реализуется принцип ориентации векторных переменных относительно друг друга.

В частности, широкое распространение получила ориентация токов и напряжений относительно вектора потокосцепления ротора.

Ориентация обеспечивает раздельное (независимое) управление моментом и потокосцеплением в динамических и статических режимах работы привода.

Функциональная схема векторной системы управления представлена на рис. 2.

В явном или в неявном виде присутствует контур регулирования электромагнитного момента двигателя.

В первом случае реализуется принцип прямого управления моментом. Соответствующие системы векторного управления именуются системами прямого управления моментом.

В «традиционных» системах векторного управления с ориентацией тока статора по вектору потокосцепления ротора, роль контура момента выполняет замкнутый контур активной составляющей тока статора. Структурная схема векторной системы управления в этом случае имеет вид, представленный на рис. 3

При разработке модели позиционной системы векторного управления электроприводом стенда предварительно была рассмотрена двухмассовая кинематическая схема без учета жесткости соединения. Вторая масса – m вы-

ступала в качестве нагрузки. Наброс нагрузки осуществлялся скачкообразно в результате выбора провисания троса. За основу модели векторного управления электроприводом была взята двухфазная математическая модель АД в системе координат $d-q$ ориентированной по вектору потокоцепления ротора.

Преобразователь координат $ABC \rightarrow d-q$ выполняет преобразование фазных токов статора АД из естественной трехфазной системы координат (A, B, C) в ортогональную синхронную систему координат $(d-q)$.

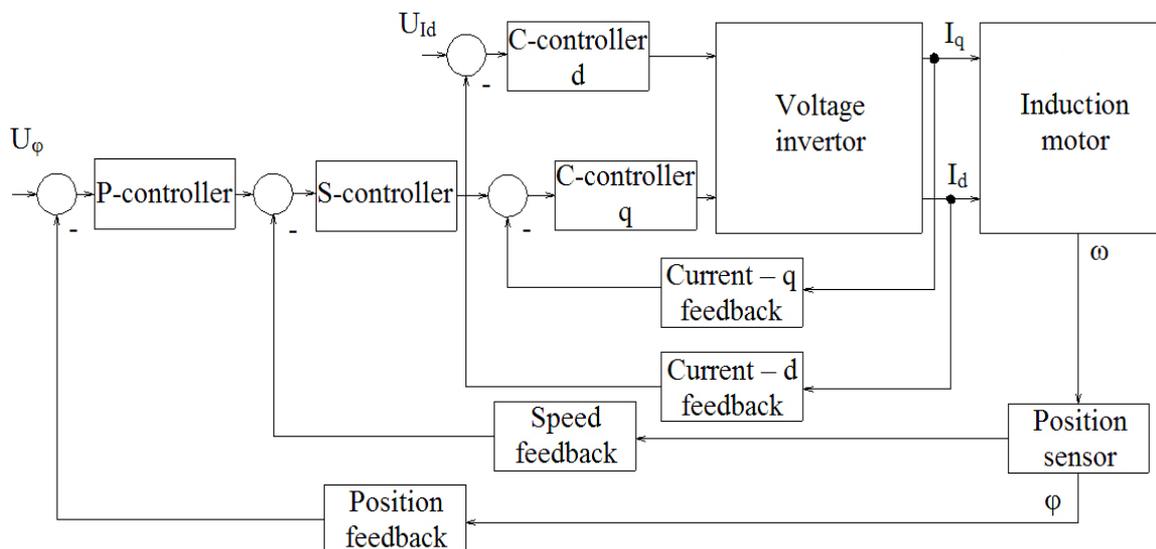


Рис. 2. Функциональная схема векторной системы управления.
Fig. 2. Vector control system functional scheme.

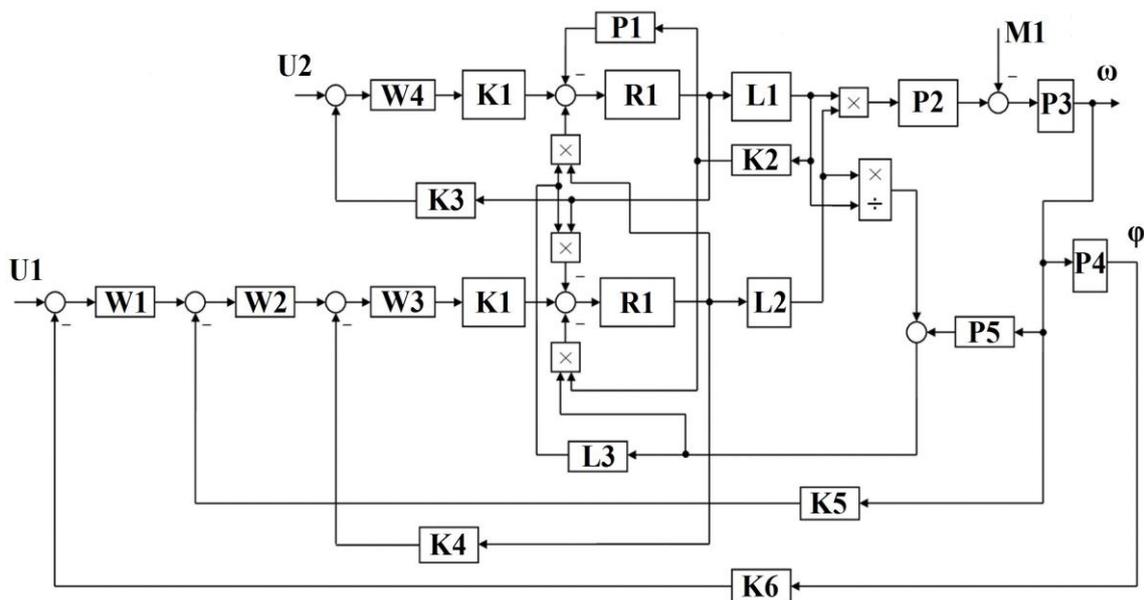


Рис. 3. Структурная схема векторной системы управления.
Fig. 3. Vector control system structural scheme.

На рис. 3 обозначено:
 $U1 - U_p$ задание на перемещение;
 $U2 - U_{Id}$ задание I_d ; $M1 - M_n$ момент номинальной нагрузки;

$W1 - W_{pc}(p) = W_{pmf}(p)$ передаточная функция регулятора положения;
 $W2 - W_{sc}(p)$ передаточная функция регулятора скорости;

$W3 - W_{ccq}(p)$ передаточная функция регулятора тока I_d ;

$W4 - W_{ccd}(p)$ передаточная функция регулятора тока I_q ;

$R1 - 1/(R_i T_{il} p + R_i)$ блок вычисления составляющих тока статора I_d, I_q соответственно;

$L1 - L_m / (T_2 p + 1)$ блок вычисления составляющей потокосцепления ротора Ψ_d по оси d ;

$L2 - L_m / T_2$ составляющая потокосцепления ротора Ψ_q по оси q ;

$L3 - L_1 \sigma$ переходная индуктивность статора;

$P1 - p$ блок дифференцирования;

$P2 - 3P_n / 2R_2$ блок определения электромагнитного момента;

$P3 - 1/Jp$ блок определения скорости;

$P4 - 1/p$ блок интегрирования;

$P5 - P_n$ блок определения скорости вращения электромагнитного поля;

$K1 - K_{vi} / (T_{vi}(p) + 1)$ блок транзисторного преобразователя;

$K2 - K_2$ коэффициент электромагнитной связи ротора;

$K3 - K_{csd}$ обратная связь по составляющей статорного тока I_d ;

$K4 - K_{csq}$ обратная связь по составляющей статорного тока I_q ;

$K5 - K_{ss}$ коэффициент обратной связи по скорости;

$K6 - K_{ps}$ коэффициент обратной связи по положению.

Синтез регуляторов тока и скорости осуществлялся для канала регулирования момента в предположении постоянства потокосцепления, так как регулирование скорости вращения вала двигателя рассматривалось в первой зоне регулирования до $\omega = \omega_n$.

СИНТЕЗ КОНТУРОВ ТОКА И СКОРОСТИ И РАСЧЕТ РЕГУЛЯТОРОВ

Канал регулирования угловой скорости электродвигателя должен содержать внутренний контур регулирования составляющей тока статора i_q с ПИД-регулятором тока РТ и внешний контур регулирования скорости РС либо с П-регулятором, либо с ПИ-регулятором скорости в зависимости от тре-

бований к статической ошибке регулирования в установившемся режиме.

СИНТЕЗ КОНТУРА РЕГУЛИРОВАНИЯ ТОКА

При расчете канала регулирования тока статора двигателя величиной коэффициента рассеяния двигателя σ в большинстве случаев можно пренебречь. Это позволяет реализовать ПИ-регулятор тока. Настройка контура тока осуществляется на стандартный переходный процесс соответствующий фильтру Баттерворта 2-го порядка.

В этом случае, желаемая передаточная функции разомкнутого контура тока имеет вид

$$W_{ЖТ}^{раз}(p) = \frac{1}{2T_{КТ}(T_{ТП}p + 1)}. \quad (1)$$

где $T_{КТ} = T_{ТП}$ – наименьшая некомпенсируемая постоянная времени.

Передаточная функция разомкнутой системы имеет вид:

$$W_T^{раз}(p) = \frac{K_{ТП} K_{ДТ} (1/R_1)}{(T_{ТП}p + 1)(T'_1 p + 1)}. \quad (2)$$

где $K_{ДТ}$ – коэффициент передачи датчика тока, $T'_1 = \frac{L_k}{R_1}$.

Передаточная функция регулятора тока

$$W_{РТ}(p) = \frac{(T'_1 p + 1)R_1}{2T_{ТП} K_{ТП} K_{ДТ} p} = \frac{0,0016 p + 1}{0,00257 p} = 0,623 + \frac{1}{0,00257 p}. \quad (3)$$

Передаточная функция замкнутого контура тока примет вид

$$W_{РТ}(p) = \frac{1/K_{ДТ}}{2T_{КТ} p + 1}. \quad (4)$$

СИНТЕЗ КОНТУРА РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ

Формирование задания по активной составляющей тока статора осуществляется в замкнутом контуре регулирования скорости. Стандартные настройки регулятора скорости на технический или симметричный оптимум при постоянстве потокосцепления ротора возможны в случае структурной линеаризации контура скорости. Так как к приводу станда предъявляются особые требования к динамике, то настройка регулятора скорости осуществлялась на симметричный оптимум.

Желаемая передаточная функция разомкнутого контура имеет вид

$$W_{ЖС}^{раз}(p) = \frac{4Tp + 1}{8T^2 p^2 (Tp + 1)}. \quad (5)$$

где $T \approx 2 \cdot T_{км}$, малая некомпенсируемая постоянная контура скорости.

Передаточная функция ПИ-регулятора скорости имеет вид

$$W_{PC} = \frac{4Tp + 1}{8T^2 p} \cdot \frac{2T_2 R_2 J_1}{3L_m Z_n K_{ДС}} \frac{1}{K_{ДТ}} = \frac{0,0128p + 1}{0,0039p} = 3,282 + \frac{1}{0,0039p}. \quad (6)$$

Передаточная функция контура скорости

$$W_C(p) = \frac{(4Tp + 1) / K_{ДС}}{8T^3 p^3 + T^2 p^2 + 4Tp + 1}. \quad (7)$$

СИНТЕЗ КОНТУРА РЕГУЛИРОВАНИЯ ПОЛОЖЕНИЯ

Передаточная функция разомкнутой системы имеет вид:

$$W_C^{раз}(p) = \frac{(4Tp + 1) / K_{ДС}}{8T^3 p^3 + T^2 p^2 + 4Tp + 1} \cdot \frac{K_{ДП}}{p} \approx \frac{(1 / K_{ДС}) K_{ДП}}{(4Tp + 1)p}. \quad (8)$$

Желаемая передаточная функция контура положения имеет вид:

$$W_{ЖПф}^{раз}(p) = \frac{1}{4T_f p (T_f p + 1)}, \quad (9)$$

где $T_f = 4T_\mu$

Передаточная функция регулятора положения

$$W_{пиф}(p) = \frac{K_{ДС}}{4T_\mu K_{ДП}}. \quad (10)$$

Передаточная функция контура положения имеет вид:

$$W_{пф}(p) = \frac{1 / K_{ДП}}{4T_f^2 p^2 + 4T_f p + 1}. \quad (11)$$

Результаты моделирования в виде графика переходных процессов угловой скорости, развиваемого момента и угла поворота представлены на рис. 4-8 соответственно (под номером 1). Показатели качества переходных процессов при управляющем и возмущающем воздействиях представлены в табл. 1,2 соответственно.

Максимальное перерегулирование по скорости при отсутствии ограничений на входе регулятора тока достигает 21 % при отработке управляющего воздействия. При возмущающем – 8 %.

При введении ограничения на входе регулятора тока при управляющем воздействии перерегулирование по скорости достигает 78 %.

РАСЧЕТ ПИД-РЕГУЛЯТОРА СКОРОСТИ

Для улучшения динамических показателей был произведен расчет ПИД-регулятор скорости. Передаточная функция регулятора скорости

$$W_{pc}(p) = K_{pc} \frac{(\tau p + 1)(T_e p + 1)}{4\tau p}, \quad (12)$$

$$K_{pc} = \frac{2T_2 R_2 J_1}{3L_m Z_n K_{ДС}} \frac{1}{K_{ДТ}} = 0,0189,$$

$$W_{PC} = \frac{2T_2 R_2 J_1}{3L_m Z_n K_{DC} \frac{1}{K_{ДП}}} \cdot \frac{(\tau p + 1)(T_e p + 1)}{4\tau p} =$$

$$= 0,0189 \cdot \frac{(0,0016 p + 1)(0,028 p + 1)}{4 \cdot 0,0016 p} =$$

$$= 3,28 + 0,0065 p + \frac{0,68}{0,008 p}$$

где $T_e = \frac{L_k}{R_1 + R_2}$.

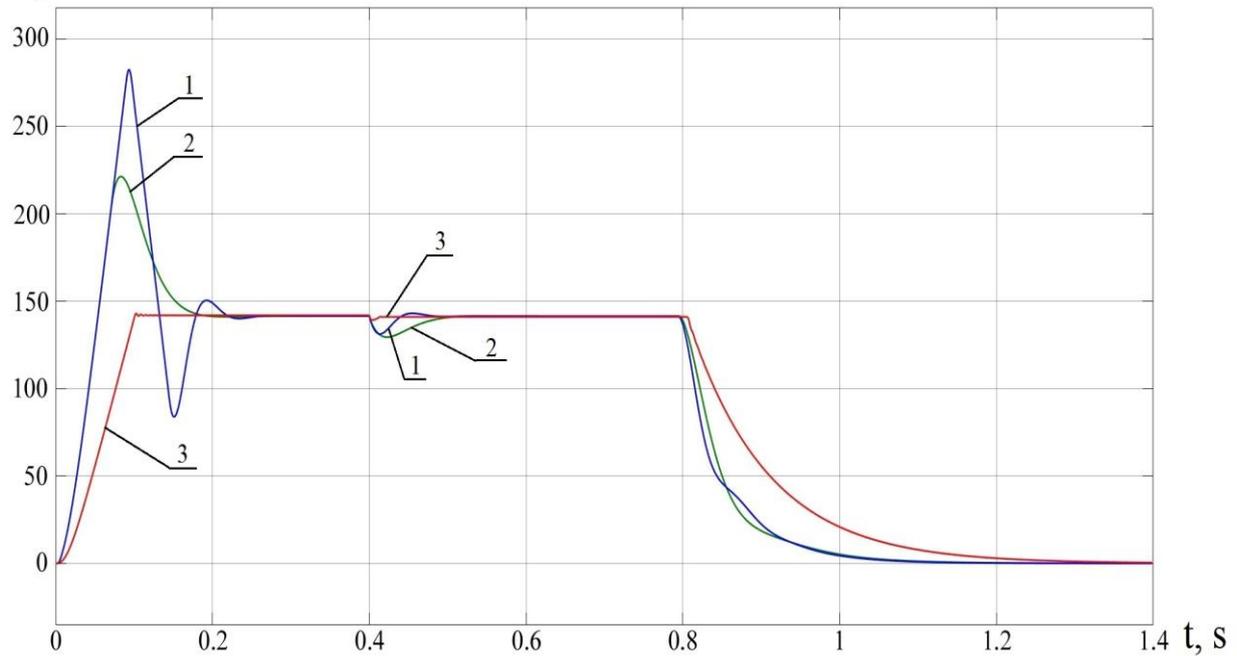
РАСЧЕТ РЕГУЛЯТОРА ПОЛОЖЕНИЯ

Передаточная функция разомкнутой системы имеет вид:

$$W_c^{раз}(p) \approx \frac{(1/K_{DC})K_{ДП}}{(4Tp+1)p}. \quad (14)$$

Желаемая передаточная функция контура имеет вид:

$$\Omega, S^{-1}$$



1 – ПИ-регулятор скорости; 2 – ПИД-регулятор скорости; 3 – ПИД-регулятор с корректированными параметрами

Рис. 4. Переходные процессы угловой скорости при различных настройках регуляторов без задатчика интенсивности.

1 – PI-speed controller; 2 – PID-speed controller; 3 – PID-speed controller with optimal parameters

Fig. 4. Angular speed transients at different speed controller settings without an intensity-setting bloc.

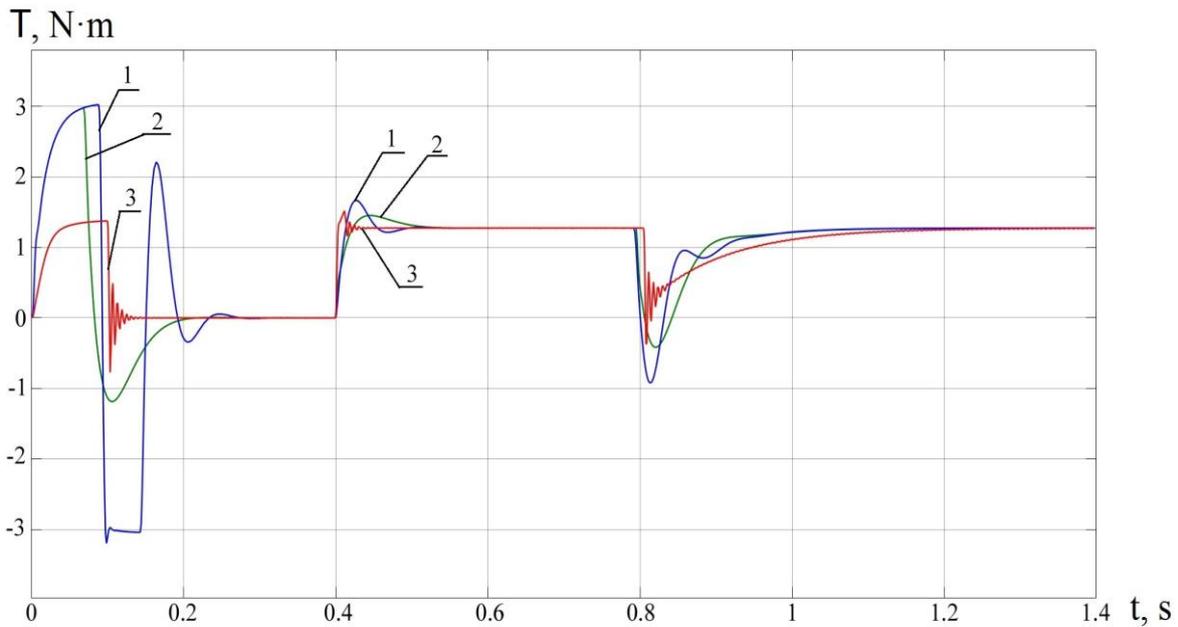
Передаточная функция регулятора положения:

$$W_{ЖПФ}^{раз}(p) \approx \frac{1}{4T_f p (T_f p + 1)}. \quad (15)$$

$$W_{пф}(p) \approx \frac{K_{DC}}{4T_\mu K_{ДП}}. \quad (16)$$

Передаточная функция контура положения имеет вид

$$W_{пф}(p) \approx \frac{1/K_{ДП}}{4T_f^2 p^2 + 4T_f p + 1}. \quad (17)$$

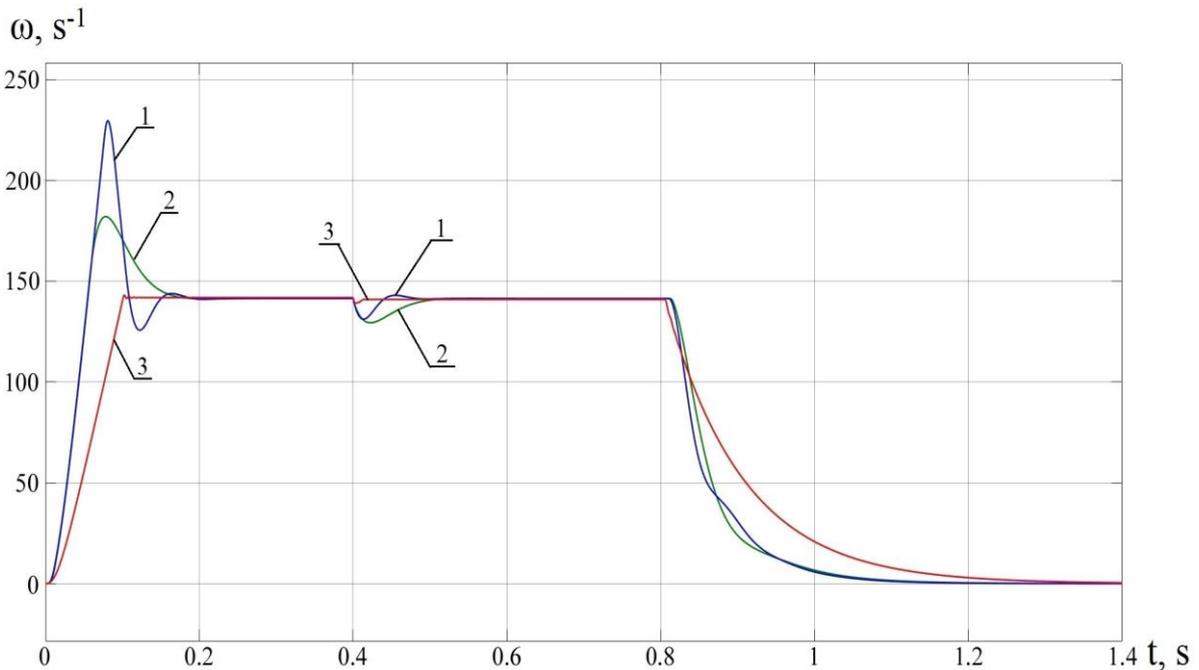


1 – ПИ-регулятор скорости; 2 – ПИД-регулятор скорости; 3 – ПИД-регулятор с скорректированными параметрами

Рис. 5. Переходные процессы момента для различных регуляторов без задатчика интенсивности.

1 – PI-speed controller; 2 – PID-speed controller; 3 – PID-speed controller with optimal parameters

Fig. 5. Torque transients for various regulators without an intensity-setting unit (ISU).



1 – ПИ-регулятор скорости; 2 – ПИД-регулятор скорости; 3 – ПИД-регулятор с улучшенными динамическими показателями

Рис. 6. Переходные процессы угловой скорости для различных регуляторов с задатчиком интенсивности.

1 – PI-speed controller; 2 – PID-speed controller; 3 – PID-speed controller with optimal parameters

Fig. 6. Angular speed transients at different speed controllers with an intensity-setting unit (ISU).

Графики переходных процессов угловой скорости, развиваемого момента и угла поворота представлены на рис. 4-8 соответственно (под номером 2). Показатели качества пере-

ходных процессов при управляющем и возмущающем воздействиях представлены в табл. 1,2 соответственно.

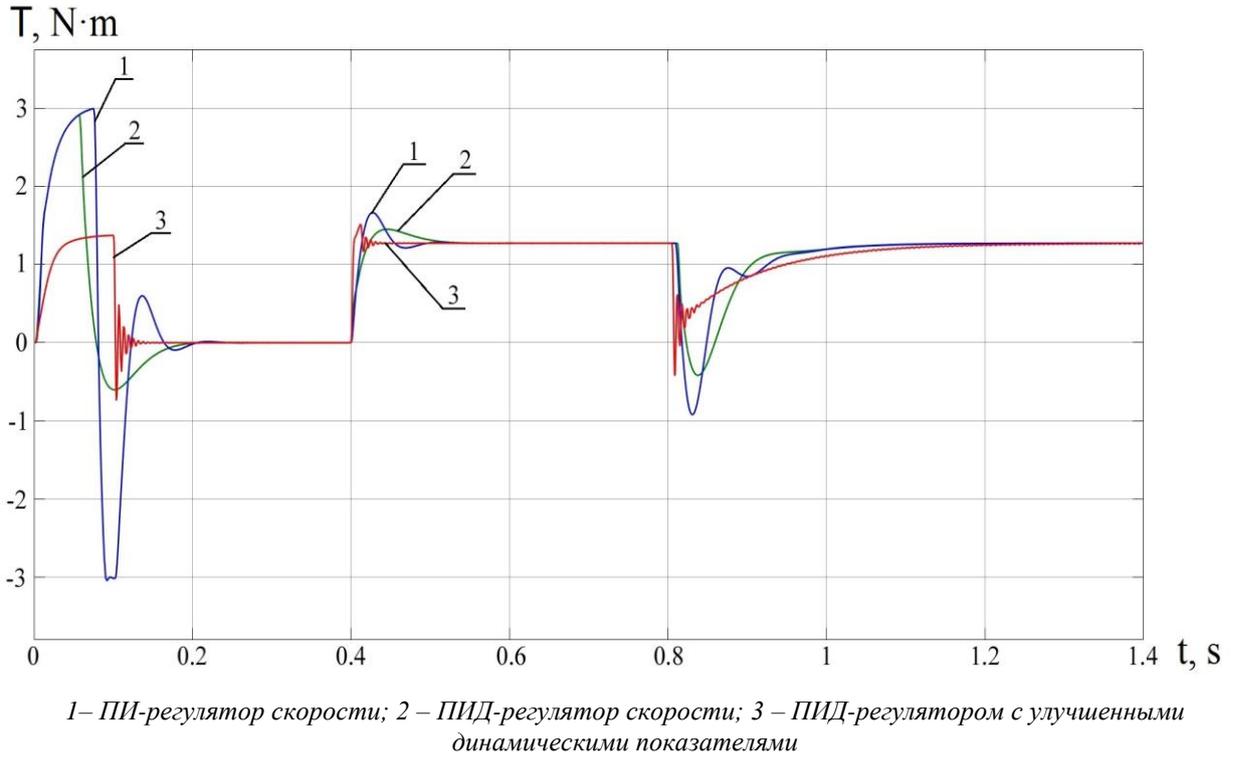


Рис. 7. Переходные процессы момента для различных регуляторов с задатчиком интенсивности.

1 – PI-speed controller; 2 – PID-speed controller; 3 – PID-speed controller with optimal parameters

Fig. 7. Torque transients for various regulators with an intensity-setting unit (ISU).

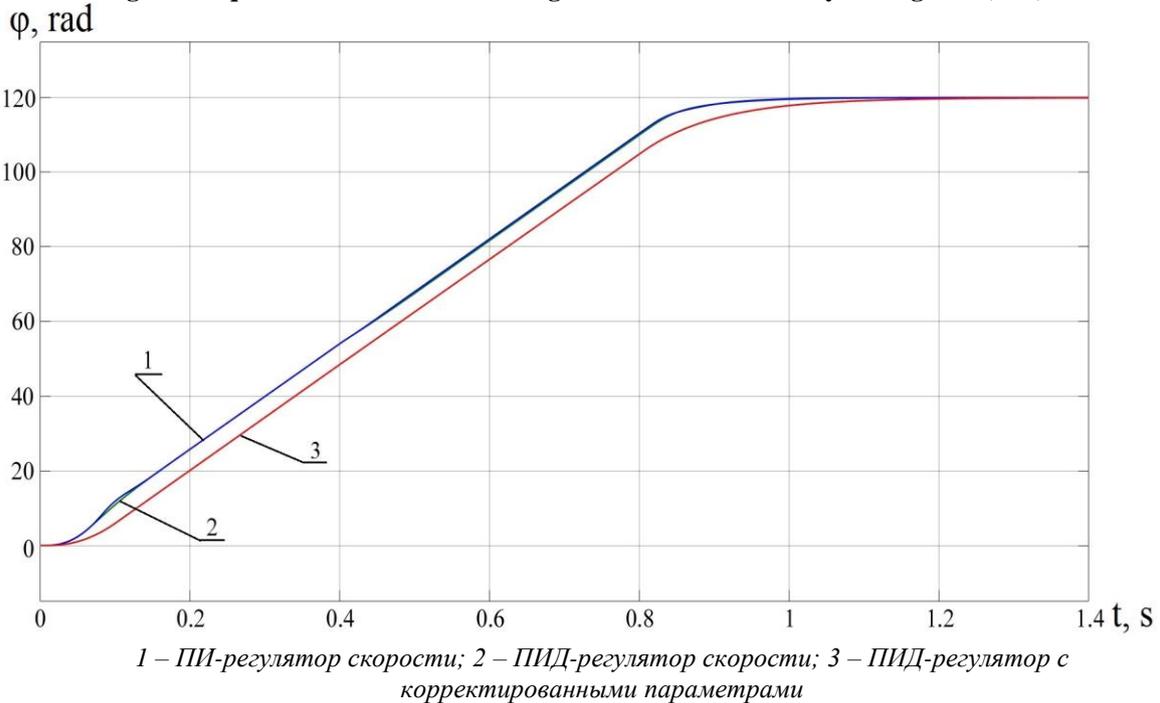


Рис. 8. Переходные процессы угла поворота для различных регуляторов.

1 – PI-speed controller; 2 – PID-speed controller; 3 – PID-speed controller with optimal parameters

Fig. 8. Transients of the angle of rotation at the different regulators settings.

Максимальное перерегулирование по скорости при отсутствии ограничений на входе регулятора тока достигает 4 %, при обработке управляющего воздействия.

При возмущающем – 3,5 %. При введении ограничения на входе регулятора тока ошибка достигает 40 % при управляющем воздействии.

УТОЧНЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПИД-РЕГУЛЯТОРА СКОРОСТИ

Анализ выражения передаточной функции по управляющему воздействию (12) показывает, что для существенного уменьшения динамической ошибки необходимо увеличение коэффициента передачи контура скорости.

Однако его увеличение приводит к увеличению колебательности и делает систему неустойчивой. Поэтому одновременно с этим необходимо увеличение демпфирования системы в контуре регулятора скорости путем увеличения постоянной времени интегрирования. В соответствии с этим были определены параметры коэффициента передачи пропорционального звена и постоянной времени интегрирующего звена.

Результаты моделирования в виде зависимости угловой скорости, развиваемого момента и угла поворота представлены на рис. 4-8 соответственно (под номером 3).

Результаты показателей качества переходных процессов при управляющем и возмущающем воздействиях представлены в табл. 1,2 соответственно.

Результаты влияния различных типов регуляторов на переходные процессы угловой скорости и момента при пуске сведены в табл. 1.

Таблица 1

Величины статических и динамических ошибок и время их отработки при управляющем воздействии и различных настройках регуляторов.

Table 1

Static and dynamic errors' values and their working time under master control with different controller settings.

SC type	∂ , %	σ , %		ts,s	
		With ISB/ Without ISB			
PI	0	54	20	0,2	0,16
PID	0	28	11	0,18	0,18
PID corrected	0,6	1	-	0,11	-

Результаты влияния различных типов регуляторов на переходные процессы выходных координат скорости и момента при набросе нагрузки сведены в табл. 2.

Таблица 2

Величины статических и динамических ошибок и время их отработки при возмущающем воздействии и различных настройках регуляторов.

Table 2

Static and dynamic errors' values and their working time under disturbance with different controller settings.

SC type	∂ , %	σ , %		ts,s	
		With ISB/ Without ISB			
PI	0	7	7	0,1	0,12
PID	0	9	9	0,1	0,12
PID corrected	0,6	1,4	-	0,02	-

Максимальное перерегулирование по скорости достигает 0,7 % при отработке управляющего воздействия. При возмущающем – 2,82 %.

Следует отметить, что при существенном увеличении пропорциональной части ПИД-регулятора появляется динамическая ошибка в установившемся режиме на уровне 0.6 %. Остающаяся динамическая ошибка по скорости после регулирования впоследствии устраняется интегральной частью, но при прохождении значительного временного периода длительностью 3-4 с.

ВЫВОДЫ

Анализ литературных источников по проблеме синтеза регуляторов для систем векторного управления асинхронными электроприводами показал всю сложность в разделении каналов управления по потокосцеплению, моменту и скорости. На настоящий момент времени, к сожалению, не существует четких теоретических разработок и рекомендаций по синтезу регуляторов тока, скорости для асинхронных электроприводов с векторным управлением, а именно по расчету их параметров и настроек, а также выбору типов регуляторов.

Разработана модель позиционного асинхронного электропривода механизма подъема для стенда статических нагрузок. Выполнен синтез контуров тока, скорости и положения.

Выполнен расчет регуляторов тока, скорости и перемещения, которые обеспечивают минимизацию динамических ошибок по скорости при пуске и набросе нагрузки.

Переход от ПИ-регулятора в контуре регу-

лирования скорости к использованию ПИД-регулятора, как и следовало ожидать, способствует снижению динамических ошибок в регулировании скорости как при отработке управляющего воздействия, так и при возмущающем воздействии. Получение перерегулирования по скорости в 21 % при пуске возможно только лишь при наличии задатчика интенсивности на входе регулятора скорости. В противном случае приходится ограничивать сигнал управления на входе регулятора тока. При этом перерегулирование достигает 78 %. При настройке ПИД-регулятора скорости на минимизацию динамических ошибок, остается часть некомпенсированной динамической ошибки по скорости на уровне 0,6 %, которая устраняется в дальнейшем интегральной частью регулятора в течении определенного промежутка времени (3-4 с.).

Литература (References)

- [1] Grinfeld, G.M. (2005) Teoriya avtomaticheskogo upravleniya [Automatic control theory] Uchebnoe posobie. – Komsomolsk-na-Amure: Komsomolskiy-na-Amure Gosudarstvenniy Tehnicheskii Universitet, pp. 108. (in Russian).
- [2] Vinogradov, A. B. (2008) Vektornoe upravlenie elektroprivodami peremennogo toka [Alternating current vector control electrical drives] «Ivanovskiy gosudarstvenniy energeticheskii universitet imeni V.I. Lenina». – Ivanovo. – pp. 298. (in Russian).
- [3] Usoltchev, A. A. (2011) Sovremenniy asinhronniy elektroprivod optiko-mekhanicheskikh kompleksov [Modern asynchronous optical-mechanical drive complexes] Uchebnoe posobie. SPb: SPbGU ITMO. – pp. 164 (in Russian).
- [4] Seyed Hesam Asgari, Mohammad Jannati, Tole Sutikno, Nik Rumzi Nik Idris (2011) Vector Control of Three-Phase Induction Motor with Two Stator Phases Open-Circuit International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS), pp. 282-292 (in English).
- [5] Adeyinka, O.M. Adeoye, Bankole, I. Oladapo, Adefemi, A. Adekunle, Ayamolowo, J., Olademeji, Joseph, F., Kayode (2017) Design, simulation and implementation of a PID vector control for EHV PMSM for an automobile with hybrid technology j materrestech nol 2017, pp. 1-9 (in English).
- [6] M. Zalman, I. Belai, J. Jovankovic, M. Abelovsky (2000) AC induction motor closed loop vector control design and program realization IFAC Programmable Devices and Systems, Ostrava. Czech Republic, pp. 183-188 (in English).
- [7] Shaija, P. J., Asha, Elizabeth, Daniel (2016) An Intelligent Speed Controller Design for Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive System Procedia Technology 25, pp. 801 – 807 (in English).
- [8] Luis A., Amézquita-Brooks, Carlos, E., Ugalde-Loo, Eduardo, Licéaga-Castro, Jesús, Licéaga-Castro (2018) In-depth cross-coupling analysis in high-performance induction motor control Journal of the Franklin Institute 355, pp. 2142–2178 (in English).
- [9] Wang, Zhifu, Fang, Jun, Song, Zhijian, Song, Qiang (2017) Study on Speed Sensor-less Vector Control of Induction Motors Based on AMESim-Matlab/Simulink Simulation Energy Procedia 105, pp. 2378 – 2383 (in English).
- [10] Xu, Lufei, Nan, Guangqun (2012) Research on Direct Torque Control of Induction Motor Based on TMS320LF2407A 2012 International Conference on Solid State Devices and Materials Science, pp. 513-519 (in English).
- [11] Chen, Di, HOU, Ruijuan, LI, Jie, TAO, Jinniu (2012) The research of improved Scheme for Asynchronous Motor Direct Torque Control Advanced Materials Research Vols. 466–467, pp. 819–823 (in English).
- [12] Chunbo, Gu., Zhongchu, Wang, Lin, Liu (2014) Research of direct torque control of asynchronous motor Advanced Materials Research Vols 986–987, pp. 1112-1116 (in English).
- [13] Sudheer, H., Kodad, S.F., Sarvesh B. (2018) Improvements in direct torque control of induction motor for widerange of speed operation using fuzzy logic Journal of Electrical Systems and Information Technology 5, pp. 813–828 (in English).
- [14] Cesar da Costa, Christian Oliveira Santin (2017) Design and simulation of direct torque control of induction motors using VHSIC Hardware Description Language (VHDL) IFSP Institute Federal of São Paulo, São Paulo, Brasil, pp. 103-112 (in English).
- [15] Pavel, Karlovsky, Jiri, Lettl (2018) Induction Motor Drive Direct Torque Control and Predictive Torque Control Comparison Based on Switching Pattern Analysis Energies 2018, 11, 1793, pp. 1-14 (in English).
- [16] Fernando Briz, Member, IEEE, Alberto Diez, Michael W. Degner, Member, IEEE, and Robert D. Lorenz, Fellow, IEEE (2001) Current and Flux Regulation in Field-Weakening Operation IEEE transactions on industry applications, vol. 37, no. 1, pp. 42-50 (in English).
- [17] F. Briz, M. W. Degner, and R. D. Lorenz, (2000) Analysis and design of current regulators using complex vectors IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 36, pp. 817–825 (in English).
- [18] Kvashnin, V. V., Klimenko G. P., Kvashnin V. O. (2016) Hardware and software electromechanical system based on an induction

electrical drive diagnostics facilities [Apparatnyie programmnyie sredstva diagnostiki elektromekhanicheskoy sistemyi na osnove asinhronnogo elektroprivoda] Elektrotehnicheskie I kompyuternie sistemi № 22 (98), pp. 359–365 (In Russian).

- [19] Chattopadhyay, A. K. (1997) Advances in vector control of AC motor drives Sodhana, Vol. 22, Part 6, December 1997, pp. 797-820 (in English)
- [20] G., Kohlrusz, D., Fodor (2011) Comparison of scalar and vector control strategies of induction motors Hungarian journal of industrial chemistry Vol.39 (2), pp. 265-270 (in English).
- [21] Usoltchev, A. A. (2002) Vektornoe upravlenie asinhronnyimi dvigatelyami [Induction motors' vector control] Uchebnoe posobie po distsiplinam elektromekhanicheskogo tsikla, Sankt-Peterburg. – pp. 43. (in Russian).
- [22] Kozyaruk, A. E. (2002) Sovremennoe i perspektivnoe algoritmicheskoe obespechenie chastotno-reguliruemyyih elektroprivodov

[Modern and promising variable frequency drives algorithmic support] Sankt–Peterburgskaya Elektrotehnicheskaya kompaniya, Sankt–Peterburg. – pp. 88 (In Russian).

- [23] José, Andrés Santisteban, (2001) Vector Control Methods for Induction Machines: An Overview IEEE TRANSACTIONS ON EDUCATION, VOL. 44, NO. 2, MAY 2001, pp. 170-175 (in English).
- [24] Zaytsev, G. F. (1989) Teoriya avtomaticheskogo upravleniya i regulirovaniya [The theory of automatic control and regulation] 2-e izd., pererab. i dop. – K.: Vyischa shk. Golovnoe izd-vo. – pp. 431 (in Russian).
- [25] Popov, E. P. (1989) Teoriya lineynyih sistem avtomaticheskogo regulirovaniya i upravleniya [The theory of linear systems of automatic regulation and control] / E. P. Popov, Uchebnoe posobie dlya vtuzov. – 2-e izd., pererab. i dop. – M.: Nauka. Gl. red. fiz.–mat. lit. – pp. 277 (in Russian).

Сведения об авторах.



Квашнин Владислав Валериевич, аспирант кафедры «Автоматизация производственных процессов» Донбасской государственной машиностроительной академии. Краматорск Украина,
E-mail: kvashnin.vladyslav@gmail.com.



Бабаш Андрей Владиславович, ассистент кафедры «Компьютерные информационные технологии» Донбасской государственной машиностроительной академии. Краматорск Украина,
E-mail: babashandrey@gmail.com



Косенко Владислав Артурович, аспирант кафедры «Электромеханические системы автоматизации» Донбасской государственной машиностроительной академии. Краматорск, Украина,
E-mail: kosenko281@gmail.com



Квашнин Валерий Олегович, кандидат технических наук, доцент кафедры «Электромеханические системы автоматизации» Донбасской государственной машиностроительной академии. Краматорск, Украина,
E-mail: v.kvashnin@ukr.net



Клименко Галина Петровна, д.т.н., проф., зав. каф. «Автоматизация производственных процессов» Донбасской государственной машиностроительной академии. Краматорск, Украина,
E-Mail: app@dgma.donetsk.ua.