

## Система управления синхронного векторного электропривода с двухзонным регулированием в относительных единицах

Н.В. Клиначев<sup>1</sup>, С.Г. Воронин<sup>1, 2</sup>, Н.Ю. Кулёва<sup>1\*</sup>, П.О. Шабуров<sup>1</sup>, П.Д. Чулкова<sup>1</sup>

<sup>1</sup>ФГАОУ ВО «Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет)», г. Челябинск, Россия

<sup>2</sup>ФГБОУ ВО «Уфимский университет науки и технологий», г. Уфа, Россия

**Аннотация.** Описаны преобразователи сигналов для системы управления синхронного векторного привода обеспечивающие компенсацию реакции якоря и двухзонное регулирование скорости вала, предусматривающее ослабление поля в соответствии со стратегией ограничения мощности и напряжения. Уделено внимание приведению системы управления к относительным единицам, что позволяет адаптировать программу управляющего микроконтроллера к новому двигателю и к частотному преобразователю определением лишь паспортных данных машины и датчиков, но не параметров регуляторов, для которых требуется лишь тюнинг в зависимости от уровня шума в конкретном техническом решении.

**Ключевые слова:** электропривод, синхронный двигатель с возбуждением от постоянных магнитов, векторное управление, инкорпорированные магниты, продольная и поперечная оси намагничивания ротора, реакция якоря, двухзонное регулирование, ослабление поля, Flux-weakening CVCP control of IPM-SynRM.

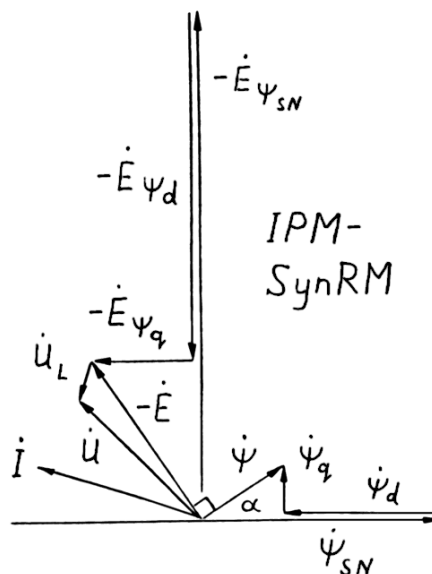
\*kulevani@susu.ru

### Введение

Этапы развития управляемого электропривода связаны с совершенствованием технологий и изделий смежных отраслей промышленности. Базой для создания тяговых приводов являются силовые ключи на большие токи и специализированные микроконтроллеры с достаточным вычислительным ресурсом. Более 10 лет назад ведущие производители представили комплекты для транспортных платформ (машина, частотный преобразователь, аккумулятор). Анализ сопроводительных документов покупателя показал, что линейка тяговых двигателей состоит из 10 или 12 машин, мощностью от 25 до 240 кВт. Авторами были составлены модели систем управления, реализующие заявленные производителями механические характеристики. Анализ результатов позволил предположить, что не все двигатели рассчитаны оптимально. Вторая итерация конструкций тех же машин, появившаяся на рынке спустя 10 лет, оптимизирована лучше. Тяговые характеристики, приведенные к относительным единицам, приближены к одному шаблону. Максимальные частоты тока подняты к двум предельным значениям (отличаются у машин с питанием от батарей на 330 и 540 вольт). Очевидно, были учтены: опыт разработки систем управления, особенности процессов преобразования энергии и частотные свойства силовых транзисторов (для среднего и повышенного напряжений). При этом в литературе описание структурных схем и принципов работы электропривода часто приводится для решения стандартных задач регулирования скорости или момента [1]. Однако в тяговом электроприводе часто приходится решать более сложные задачи, например ослабления поля статора с ограничением мощности и сдерживанием роста питающего напряжения. Возможно, в импортных преобразователях частоты используются более сложные алгоритмы обработки информации и подобные задачи решены, однако публикаций по этому вопросу в отечественной литературе, насколько известно авторам, нет. Задачей настоящей статьи является восполнение этого пробела и описание структуры с дополнительным блоком программного кода, который дополняет классическую векторную систему управления.

### Векторные диаграммы синхронной машины

Математическое описание процессов преобразования энергии в двигателе будем осуществлять на основе векторной диаграммы (Рис. 1), которая практически не отличается от векторной диаграммы СДПМ с неявно выраженными полюсами, описанной, например, в [2].



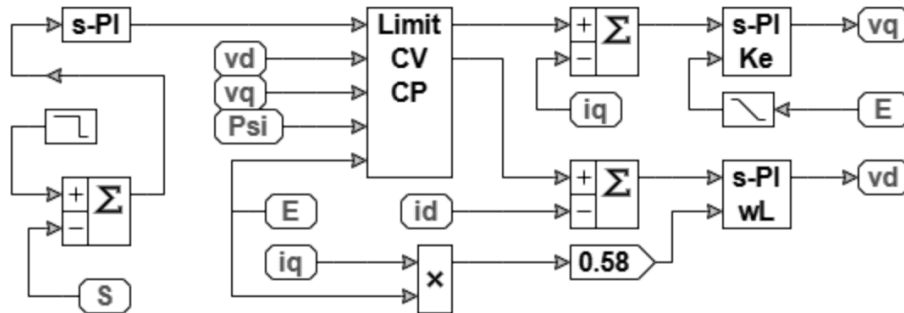
**Рисунок 1.** Векторная диаграмма синхронного двигателя с инкорпорированными магнитами (скорость вала кратно превышает номинальную,  $\Psi = L \cdot I$ ,  $E = -d\Psi/dt$ ). Вектор  $U_R$  мал (не показан). Вектор падения напряжения на индуктивности рассеяния статора,  $U_L$ , может быть больше – включать падение напряжения на индуктивности токоподводящих проводов и на синусном фильтре. С синусным фильтром в цепи питания вектор противо-ЭДС,  $E$ , будет больше, потребуется меньшее ослабление поля. Вектор тока,  $I$ , при том же моменте будет меньше.

Источниками магнитного поля в машине являются магниты и магнитодвижущая сила (МДС) обмотки статора. Составляющая тока статора по оси поля,  $I_d$ , отрицательная (рассматривается режим ослабления поля) [3]. Второй катет тока статора, моментная составляющая,  $I_q$ , ортогонален, определяет реакцию якоря и усиливает поле машины. Частотный преобразователь и векторная система управления держат под контролем движение всех координат машины. Поэтому насыщение магнитопровода исключено. В соответствии с происходящими физическими процессами, на векторной диаграмме отображен вектор общего потокоцепления машины, состоящий из геометрической суммы векторов потокоцепления магнита и потокоцеплений обмотки статора по осям поля и момента. Согласно закону электромагнитной индукции, каждая составляющая поля является причиной появления соответствующей электродвижущей силы в обмотке. 4 вектора противо-ЭДС двигателя, с соблюдением масштаба, повторяют векторы потокоцепления и опережают их на 90 градусов. Вектор падения напряжения на индуктивности рассеяния статора,  $U_L$ , опережает ток на 90 градусов, сонаправлен с вектором ЭДС самоиндукции обмотки,  $-E_\psi$ .

Электропривод транспортной платформы – это обратимая энергетическая установка. К ней предъявляется требование симметрии механической характеристики во всех 4-х квадрантах. В те моменты времени, когда изображающая точка в плоскости механической характеристики переходит в квадранты генераторного режима, с векторной диаграммой происходят зеркальные изменения. Векторы тока и потокоцепления отражаются относительно горизонтальной оси в нижнюю полуплоскость. Векторы электродвижущих сил и падений напряжения – в правую полуплоскость. Частотный преобразователь переходит в режим активного выпрямителя и обеспечивает передачу через машину номинальной мощности в диапазоне скорости, двукратно превышающем номинальную частоту вращения [4–6].

### Система управления в относительных единицах

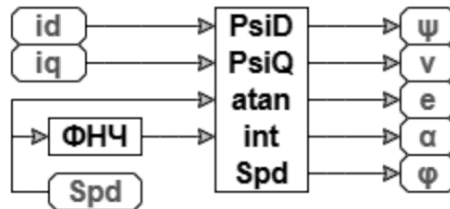
Для организации процесса преобразования энергии двигателем необходим частотный преобразователь с соответствующей системой управления. Векторная система управления – это термин, под которым подразумевается базовый набор регуляторов и функциональных преобразователей, составляющих основу для построения системы управления [7–10]. В целом система управления имеет вид (Рис. 2).



**Рисунок 2.** Регуляторы векторного электропривода для синхронного двигателя.

Читая блок-схему слева направо, Рис. 2, можно видеть главный сумматор контура регулирования скорости и два главных сумматора подчиненного контура регулирования составляющих тока статора. Ошибки контуров (выходные сигналы сумматоров) поступают на ПИ-регуляторы (блоки с текстовой меткой “s-PI”). На выходе регулятора скорости установлен блок “Limit”. В нем вычисляются: предел моментной составляющей тока и уставка магнитной составляющей тока, в соответствии со стратегией ограничения мощности и напряжения (CVCP).

Главный функциональный преобразователь, который необходим для удержания под контролем координат синхронного двигателя с инкорпорированными магнитами – это вычислитель модуля потокосцепления,  $\psi$ , см. Рис. 3.



**Рисунок 3.** Входы и выходы вычислителя модуля потокосцепления СДПМ.

Аргументами являются составляющие тока статора,  $i_d, i_q$ . Параметрами – составляющие индуктивности по осям поля и момента,  $L_d, L_q$ . Для приведения модуля потокосцепления к относительным единицам используются базовые величины – номинальный ток статора,  $I_{m.n}$ , и номинальное потокосцепление,  $\Psi_n$ . Вычисления выполняются в соответствии с векторной диаграммой и теоремой Пифагора [7].

$$\psi_d = i_d \cdot \psi_{d.n} + \frac{\Psi_n}{\Psi_n}, \quad (1)$$

где  $\frac{\Psi_n}{\Psi_n}$  – потокосцепление магнита приведенное к относительным единицам.

$$\psi_q = i_q \cdot \psi_{q.n}, \quad (2)$$

$$\psi = (\psi_d^2 + \psi_q^2)^{0.5}, \quad (3)$$

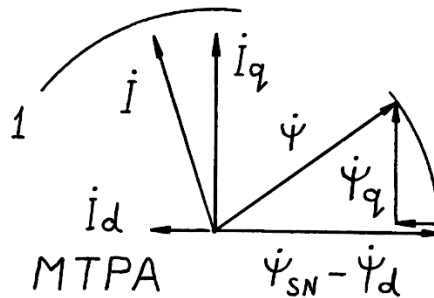
$$\alpha = \arctg\left(\frac{\psi_q}{\psi_d}\right), \quad (4)$$

где:

$$\psi_{d.n} = I_{m.n} \cdot \frac{L_d}{\Psi_n}, \quad (5)$$

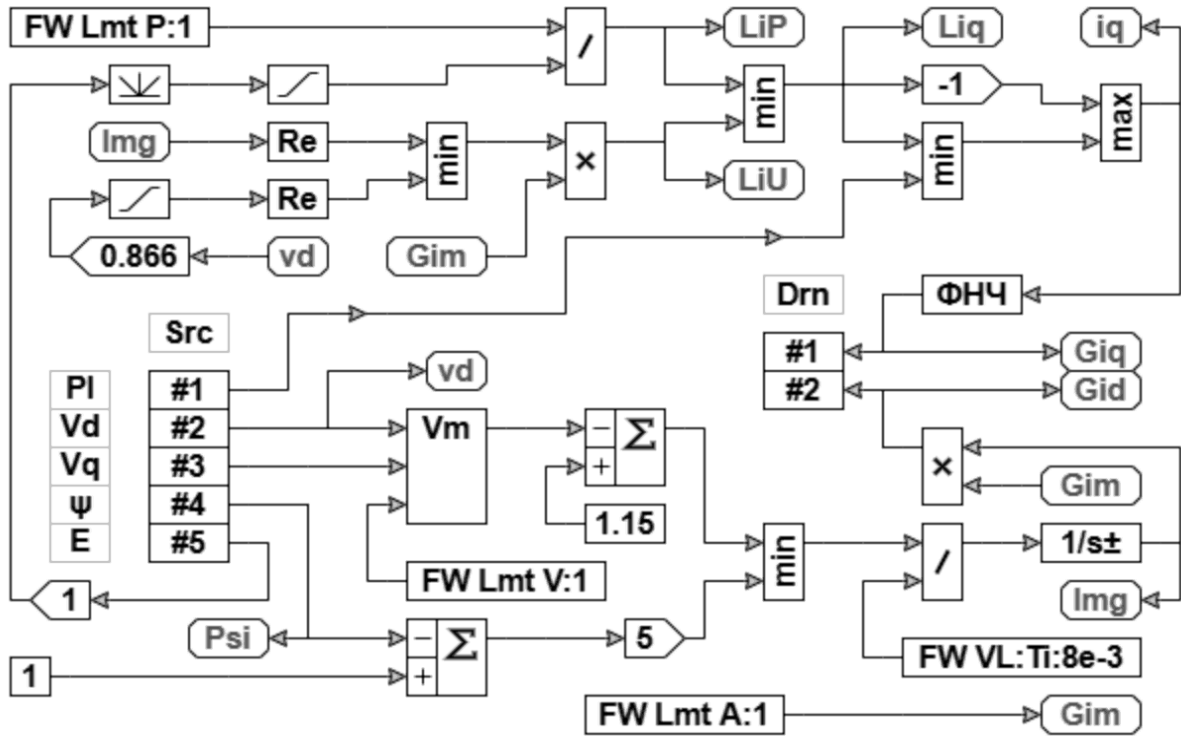
$$\psi_{q.n} = I_{m.n} \cdot \frac{L_q}{\Psi_n}. \quad (6)$$

Если вычислен модуль потокосцепления, это значит, что для электрической машины уточнен главный параметр паспорта – коэффициент преобразования энергии. Он может называться константой противо-ЭДС,  $K_E = \psi \cdot \Psi_n \cdot p / 2$ , или моментной константой,  $K_T = 1.5 \cdot K_E$ . От нулевой частоты вращения до номинальной, даже при условии компенсации реакции якоря (то есть при формировании составляющей тока статора по оси магнитного поля), векторная система управления сохраняет потокосцепление постоянным – вектор  $\psi$  поворачивается (см. ниже по тексту Рис. 4), упираясь в окружность единичного радиуса [11]. Граница, при которой регуляторы активируют режим ослабления поля, в результате чего приведенные к относительным единицам скорость и противо-ЭДС машины перестают быть равными, явно выражена (это не плавный переход). Поэтому константы  $K_E$ ,  $K_T$  не теряют смысла для синхронной машины с инкорпорированными магнитами, и, в силу традиций описания электромашин, их следует называть константами.



**Рисунок 4.** Векторная диаграмма синхронного двигателя (к пояснению компенсации реакции якоря). Регулятор потокосцепления частотного преобразователя сохраняет неизменным поле машины (коэффициент преобразования энергии,  $K\Phi$ ). Стратегия движения привода с наибольшим моментом на ампер (МТРА).

Для приведения скорости изменения электрического угла,  $\omega$ , к относительным величинам используется базовая величина – номинальное фазное напряжение (амплитудное значение),  $v = \omega / U_{m.n}$ . Модуль противо-ЭДС можно вычислить, умножив скорость вала на потокосцепление,  $e = v \cdot \psi$ . Уточним. Все координаты векторных систем управления приводят к относительным величинам, к амплитудным значениям. Подобная практика определена тем, что однажды настроенные регуляторы подходят машинам любой мощности. Достаточно выбрать датчики обратных связей и привести их сигналы.



**Рисунок 5.** Блок ограничения уставок на контуры тока электропривода с двухзонным регулированием скорости вала (стратегия CVCP).

Стратегия ослабления поля статора, предполагающая ограничение мощности и сдерживание роста питающего напряжения (Flux-weakening CVCP control of PMSM) [12, 13], может быть реализована блоком программного кода (см. блок-схему, Рис. 5), который дополняет классическую векторную систему управления (Рис. 2) и выполняет вычисления по формулам:

$$u = (u_q^2 + u_d^2)^{1/2}, \quad \text{сигнал ООС}, \quad (7)$$

$$u_e = 1 - \frac{u}{U_{LIM}}, \quad \text{главный сумматор}, \quad (8)$$

$$\psi_e = 1 - \psi, \quad \text{главный сумматор}, \quad (9)$$

$$uI_d = \min(u_e, 5 \cdot \psi_e) / (T_i s) \cdot I_{LIM}, \quad (10)$$

$$L_{iq1} = \frac{P_{LIM}}{|e|}, \quad (11)$$

$$L_{iq2} = (1 - uI_d^2)^{1/2}, \quad (12)$$

$$L_{iq3} = (1 - u_d^2)^{1/2}, \quad (13)$$

$$L_{iq4} = \min(L_{iq2}, L_{iq3}) \cdot I_{LIM}, \quad (14)$$

$$L_{iq} = \min(L_{iq1}, L_{iq4}), \quad (15)$$

$$uI_q = \max(\min(gI_q, L_{iq}), -L_{iq}) \cdot W_{\Phi НЧ}(s). \quad (16)$$

где:  $u_d, u_q, \psi, e$  – составляющие вектора напряжения статора СДПМ по осям d и q, потокосцепление, противо-ЭДС (все величины в относительных единицах, базами являются амплитуды номинальных значений). Целевая функция преобразований – определение уставок на

ортогональные регуляторы тока,  $uI_d$  и  $uI_q$ . Пользователь должен задать пределы:  $U_{LIM}$  – по напряжению,  $I_{LIM}$  – по току, и  $P_{LIM}$  – по мощности. Уставку на ось поля,  $uI_d$ , формирует интегрирующий регулятор (10) из ошибок контуров регулирования,  $u_e$  (8),  $\psi_e$  (9), сдерживающих рост напряжения и потокосцепления выше номинальных величин. Уставку на ось момента,  $uI_q$ , первоначально формирует регулятор скорости (сигнал  $gI_q$ ). Вычислительный блок ограничивает ее величину (конкурирующими пределами:  $L_{iq1}$ ,  $L_{iq2}$ ,  $L_{iq3}$ ,  $L_{iq4}$ ) и скорость изменения (нелинейным фильтром низких частот,  $W_{фнч}$ ) (16).

Описанные функциональные преобразования, позволяющие удерживать под контролем движение координат синхронного двигателя с инкорпорированными магнитами, реализуются в блоке определения уставок на контуры регулирования тока (см. Рис. 2) и раскрыты в виде блок-схемы на Рис. 5. Нижняя часть блок-схемы формирует уставку для составляющей тока статора по оси магнитного поля,  $uI_d$  (на чертеже обозначена текстовой меткой  $Gid$ ). Она компенсирует реакцию якоря, предотвращает насыщение машины пусковым током (9), сдерживает рост питающего напряжения по мере разгона вала (8). Верхняя часть блок-схемы – это 3 параллельных канала, (11), (12), (13), которые определяют верхний предел уставки для моментной составляющей тока статора,  $uI_q$  (метка  $Giq$ ). Этот предел ограничивает преобразуемую машиной мощность и не допускает насыщения регулятора тока по оси поля (при желании оператора разогнать машину до предельной скорости или при форсировании привода по току и мощности в повторно-кратковременном режиме).

Для разгона вала электродвигателя регулятор скорости векторной системы увеличивает моментную составляющую тока статора,  $i_q$ , см. векторную диаграмму на Рис. 4. Реакция якоря,  $\psi_q$ , приводит к росту модуля потокосцепления, что отслеживает соответствующий регулятор в блоке ограничения уставок на контуры тока. Он увеличивает отрицательную по величине уставку для регулятора тока по оси поля,  $i_d$ . И размагничивающее действие этой составляющей тока статора, вектор  $\psi_d$ , возвращает модуль потокосцепления к единице.

В качестве регулятора потокосцепления используется интегратор с пределами насыщения 0 и  $-1$ , см. правый нижний угол Рис. 5. Ошибку этому регулятору формируют 2 канала. 1-ый канал с помощью главного сумматора (9) выявляет реакцию якоря, вследствие которой потокосцепление стремится превысить единицу. 2-ой канал аналогичным образом выявляет состояния, при которых напряжение статора стремится превысить единицу (8). Сигналы объединяются функцией вычисления минимального значения и выводят интегратор из насыщенного состояния (10). Один из 2-х катетов тока статора,  $i_d$ , увеличивается от 0 к  $-1$ .

Зная катет прямоугольного треугольника, у которого гипотенуза равна единице, можно вычислить предел для вещественной составляющей тока статора по оси момента (12), см. один из 2-х функциональных преобразователей, вычисляющих вещественный катет, – блок  $Re$  в левой верхней части блок-схемы (Рис. 5). В контексте описания этого предела можно сказать о существовании альтернативного решения. Мощные электродвигатели характеризуются высоким коэффициентом полезного действия. Поэтому квадрат составляющей тока статора по оси момента в относительных единицах в первом приближении равен мощности передаваемой через двигатель. Здесь предел для моментной составляющей тока можно определить не величиной катета, а его квадратом – получится ограничение по мощности, которое будет увязано с повторно-кратковременным режимом работы.

Для электродвигателей транспортных платформ должен быть определен повторно-кратковременный режим работы,  $S3$ , который используется для преодоления дорожного уклона. Предел по току,  $I_{LIM}$ , в этом случае, устанавливают равным больше единицы. На уклоне с ростом скорости увеличивается падение напряжения на индуктивности статора (выше номинальной величины) и регулятор тока по оси поля может насытиться. Составляющая напряжения,  $u_d$ , является катетом приведенного треугольника. Этот катет можно использовать для определения дополнительного предела ограничивающего вещественную составляющую тока статора по оси момента (которая так же является катетом приведенного треугольника), см. второй блок  $Re$  в верхней левой части блок-схемы (Рис. 5). Результат

можно визуализировать – данный предел сглаживает углы механической характеристики, подрезая края участков характеризующихся постоянной мощностью, при условии, если модуль напряжения стремится к единице.

Верхняя часть блок-схемы, Рис. 5, отвечает за снижение предела моментной составляющей тока,  $i_q$ , при увеличении скорости вала выше номинальной (отвечает за ограничение мощности электропривода). Активная мощность, передаваемая через зазор между статором и ротором, равна моменту умноженному на скорость:  $P = \mu \cdot v$ . В относительных единицах, при  $\psi = 1$ , момент,  $\mu$ , равен моментной составляющей тока,  $i_q$ . Скорость,  $v$ , равна противо-ЭДС,  $e$ .  $P = i_q \cdot e$ . Если уставка мощности определена,  $P = 1$ , то для каждого нового значения скорости,  $v$ , или противо-ЭДС,  $e = v \cdot \psi$ , возможно обновление предела для моментной составляющей тока,  $i_q = P / |e|$ , (11). В момент запуска привода, когда противо-ЭДС,  $e$ , равна нулю, следует использовать минимальную величину уставки мощности:  $i_q = P / \max(|e|, P_{min})$ . Которую можно взять равной 0,1. Представленный алгоритм ограничения мощности инвариантен к режиму работы привода (S1 или S3).

### Заключение

1. Приведенные к относительным единицам регуляторы векторной системы управления, и настроенные однажды для тягового электродвигателя с возбуждением от постоянных магнитов, подойдут любой машине линейки мощностью от 5 до 500 кВт. Коэффициенты пропорциональных каналов требуют лишь тюнинга (в зависимости от выбранной частоты переключения ключей и уровня шума в конкретном техническом решении). Пределы, имеющиеся в регуляторах и ограничивающие сигналы, от мощности и конструкции машины не зависят.

2. По умолчанию, в канале формирования уставки на контур регулирования тока по оси момента синхронного электродвигателя есть 3 предела: по току, по мощности и напряжению d-оси. Для заданной пары – электродвигатель, частотный преобразователь – после выполнения контрольных измерений, предел по напряжению можно деактивировать.

3. В режиме разгона тяговых синхронных двигателей с возбуждением от постоянных магнитов от нулевой скорости до номинальной, при условии компенсации реакции якоря (при формировании системой управления размагничивающей составляющей тока статора по оси поля, стратегия МТРА), коэффициент преобразования энергии,  $K\Phi$ , сохраняется неизменным ( $K_E = const$ , и, для трехфазных машин,  $K_T = 1.5 \cdot K_E$ ).

### Литература:

1. Завьялов В.М., Бевз Д.В. Разработка и исследование быстродействующих нелинейных регуляторов для синхронных двигателей с постоянными магнитами // Доклады ТУСУР. 2022. Т. 25. № 3. [Электронный ресурс] URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/razrabotka-i-issledovanie-bystrodeystvuyuschih-nelineynyh-regulyatorov-dlya-sinhronnyh-dvigatelay-s-postoyannymi-magnitami?ysclid=mbnxvrpgr534134868> (дата обращения 05.02.2025). [Zavyalov V.M., Bevez D.V. Development and research of high-speed nonlinear controllers for synchronous motors with permanent magnets // Doklady Tomskogo Gosudarstvennogo Universiteta Sistem Upravleniya i Radioelektroniki. 2022. Vol. 25. No. 3. [Webpage] URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/razrabotka-i-issledovanie-bystrodeystvuyuschih-nelineynyh-regulyatorov-dlya-sinhronnyh-dvigatelay-s-postoyannymi-magnitami?ysclid=mbnxvrpgr534134868> (access date: 05.02.2025) (in Russian)].
2. Юферов Ф.М. Электрические машины автоматических устройств. Учеб. для вузов по спец. «Электромеханика». 2-е изд., перераб. и доп. М.: Высш. шк., 1988. 475 с. [Yuferov F. M. Electrical Machines of Automatic Devices. Textbook for Universities in the Specialty “Electromechanics”. 2nd ed., revised and enlarged. Moscow: Vysshaya Shkola, 1988. 475 p. (in Russian)]. ISBN 5-06-001312-X.
3. Ширинский С. В. Электрические машины автоматических устройств: Презентации к лекциям. 437 слайдов. Электронная библиотека для студентов-электромехаников (Е-200). [Элек-

- тронный ресурс] URL: <https://e-200.ru> (дата обращения: 05.02.2025) [Shirinsky S. V. Electric machines of automatic devices: Presentations for lectures. 437 slides. Electronic library for students of electrical engineering (E-200). [Webpage] URL: <https://e-200.ru> (access date: 05.02.2025) [in Russian]].
4. RawsunTechnologyCoLtd (Shantou): EV Motors. [Webpage] URL: <https://www.rawsuns.com/ev-motor/> (access date: 05.02.2025).
5. ContemporaryElectricTechnologyCoLtd (Ningde): Permanent magnet traction motors. [Webpage] URL: <https://www.cetlmotor.com/ProductInfoCategory?categoryId=241676> (access date: 05.02.2025).
6. QS Motor Ltd – PMSM Mid-Drive Motor. [Webpage] URL: <https://www.qsmotor.cc/PMSM-Mid-Drive-Motor.html> (access date: 05.02.2025).
7. EV Traction Motors – Lunyee Industrial Automation Equipment. URL: <https://www.lunyee.com/all-models/> (access date: 05.02.2025).
8. SIMECS – Серводвигатели. Серия ISMG. 7.5 кВт и более. [Электронный ресурс] URL: [https://simecs.ru/catalog/inovance/servoprivod\\_inovance/servomotors/seriya-ismg-7-5kvt/](https://simecs.ru/catalog/inovance/servoprivod_inovance/servomotors/seriya-ismg-7-5kvt/) (дата обращения: 05.02.2025). [SIMECS – Servo Motors. ISMG Series. 7.5 kW and above. [Webpage] URL: [https://simecs.ru/catalog/inovance/servoprivod\\_inovance/servomotors/seriya-ismg-7-5kvt/](https://simecs.ru/catalog/inovance/servoprivod_inovance/servomotors/seriya-ismg-7-5kvt/) (access date: 05.02.2025) (in Russian)].
9. ООО «РУБРУКС»: Тяговые электромоторы на постоянных магнитах. [Электронный ресурс] URL: <https://rubruks.com/produkcija/elektrodvigateli/> (дата обращения: 05.02.2025). [RUBRUKS LLC: Traction electric motors with permanent magnets. [Webpage] URL: <https://rubruks.com/produkcija/elektrodvigateli/> (access date: 05.02.2025) (in Russian)].
10. АО «Сарапульский электрогенераторный завод». Электродвигатели и генераторы. [Электронный ресурс] URL: <https://segz.ru/product/elektrodvigateli-i-generatory/> (дата обращения: 05.02.2025). [JSC Sarapul Electric Generator Plant. Electric motors and generators. [Webpage] URL: <https://segz.ru/product/elektrodvigateli-i-generatory/> (access date: 05.02.2025) (in Russian)].
11. Шпак Д. М. Разработка и исследование системы управления высокоскоростных шпинделей станков на базе асинхронных и синхронных электродвигателей. Дисс. ... канд технич наук. М: НИУ «МЭИ», 2019. [Электронный ресурс] URL: [https://motorcontrol.ru/wp-content/uploads/2024/12/ShpakDM\\_PhD.pdf](https://motorcontrol.ru/wp-content/uploads/2024/12/ShpakDM_PhD.pdf) (дата обращения: 10.03.2025). [Shpak D. M. Development and research of a control system for high-speed machine tool spindles based on asynchronous and synchronous electric motors. Diss. of Cand. Sci. (Eng.). Moscow: National Research University “Moscow Power Engineering Institute”, 2019. [Webpage] URL: [https://motorcontrol.ru/wp-content/uploads/2024/12/ShpakDM\\_PhD.pdf](https://motorcontrol.ru/wp-content/uploads/2024/12/ShpakDM_PhD.pdf) (access date: 10.03.2025) (in Russian)].
12. Лашкевич М. М. Система управления станочным шпинделем. М: МЭИ, 2024. [Электронный ресурс] URL: <https://motorcontrol.ru/wp-content/uploads/2024/02/Доклад-Система-управления-станочным-шпинделем.pdf> (дата обращения: 10.03.2025). [Lashkevich M. M. Machine spindle control system. Moscow: National Research University “Moscow Power Engineering Institute”, 2024. [Webpage] URL: <https://motorcontrol.ru/wp-content/uploads/2024/02/Доклад-Система-управления-станочным-шпинделем.pdf> (access date: 10.03.2025) (in Russian).]
13. Шрейнер Р. Т. Кривовяз В. К., Шилин С. И., Хабаров. А. И. Трехзонная система векторного частотного управления асинхронным электроприводом. В сб.: Труды VIII Международной конференции по автоматизированному электроприводу АЭП-2014. Саранск: изд-во Мордовского ун-та, 2014. С. 433–437. [Shreiner R. T., Krivovyz V. K., Shilin S. I., Khabarov. A. I. Three-zone system of vector frequency control of an asynchronous electric drive. In: Proceedings of the VIII International Conference on Automated Electric Drive AEP-2014. Saransk: Publishing House of Mordovian University, 2014. P. 433–437 (in Russian)].

### Благодарности:

Исследование выполнено при финансовой поддержке Министерства образования и науки Челябинской области за счет гранта в форме субсидии №184/3 от 25.12.2024 на создание региональной молодежной лаборатории.



**Об авторах:**

**КЛИНАЧЁВ Николай Васильевич**, к.т.н., доцент кафедры летательных аппаратов, научный сотрудник РМЛ ЭЭиЭС, Южно-Уральский государственный университет, 76, пр-т Ленина, 454080 Челябинск, Россия, klinachevnm@susu.ru.

**ВОРОНИН Сергей Григорьевич**, профессор, д.н., в.н.с. ПИШ «Моторы будущего», Уфимский университет науки и технологий, 32, ул. Заки Валиди, 450076 Уфа, Россия, ст.н. сотрудник РМЛ ЭЭиЭС, Южно-Уральский государственный университет, 76, пр-т Ленина, 454080 Челябинск, Россия, voroninsg@susu.ru.

**КУЛЁВА Надежда Юрьевна**, к.т.н., зам. зав. лабораторией РМЛ ЭЭиЭС, Южно-Уральский государственный университет, 76, пр-т Ленина, 454080 Челябинск, Россия, kulevani@susu.ru.

**ШАБУРОВ Павел Олегович**, к.т.н., доцент каф. летательных аппаратов и каф. ЭВМ, научный сотрудник РМЛ ЭЭиЭС, Южно-Уральский государственный университет, 76, пр-т Ленина, 454080 Челябинск, Россия, shaburovpo@susu.ru.

**ЧУЛКОВА Полина Дмитриевна**, инженер РМЛ ЭЭиЭС, Южно-Уральский государственный университет, 76, пр-т Ленина, 454080 Челябинск, Россия, appolinaria1303@gmail.com.

**Metadata:**

**Title:** Control System for Synchronous Vector Electric Drive with Two-Zone Regulation in Relative Units.

**Author 1:** Nikolay Vasilyevich Klinachev, PhD, Associate Professor of the Department of Aircraft, Researcher at the Regional Youth Laboratory of Electromechanical, Electronic and Electrochemical Systems, South Ural State University, 76, Lenin pr., 454080 Chelyabinsk, Russia, klinachevnm@susu.ru.

**Author 2:** Sergey Grigorievich Voronin, Professor, Doctor of Science, Senior Researcher of Advanced Engineering School "Future Motors", Ufa University of Science and Technology, 32, Zaki Validi st., 450076 Ufa, Russia, Senior Researcher at the Regional Youth Laboratory of Electromechanical, Electronic and Electrochemical Systems, South Ural State University, 76, Lenin pr., 454080 Chelyabinsk, Russia, voroninsg@susu.ru.

**Author 3:** Nadezhda Yurievna Kuleva, PhD, Deputy Head of Laboratory at the Regional Youth Laboratory of Electromechanical, Electronic and Electrochemical Systems, South Ural State University, 76, Lenin pr., 454080 Chelyabinsk, Russia, kulevani@susu.ru.

**Author 4:** Pavel Olegovich Shaburov, PhD, Associate Professor of the Department of Aircraft and the Department of Computers, Researcher at the Regional Youth Laboratory of Electromechanical, Electronic and Electrochemical Systems, South Ural State University, 76, Lenin pr., 454080 Chelyabinsk, Russia, shaburovpo@susu.ru

**Author 5:** Polina Dmitrievna Chulkova, Engineer at the Regional Youth Laboratory of Electromechanical, Electronic and Electrochemical Systems, South Ural State University, 76, Lenin Ave., 454080 Chelyabinsk, Russia, appolinaria1303@gmail.com

**Abstract:** Signal converters for a synchronous vector drive control system are described, ensuring compensation for the armature reaction and two-zone speed regulation of the shaft, which includes field weakening in accordance with the power and voltage limitation strategy. Attention is paid to reducing the control system to relative units, which allows adapting the program of the control microcontroller to a new motor and frequency converter by determining only the machine's and sensors' specifications, not the regulator parameters. For these regulators, only tuning is required depending on the noise level in a specific technical solution.

**Keywords:** electric drive, permanent magnet excited synchronous motor, vector control, incorporated magnets, direct and quadrature rotor magnetization axes, armature reaction, two-zone regulation, field weakening, flux-weakening CVCP control of IPM-SynRM.