

## МODEЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ ТЯГОВЫМ СИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

В последние годы в регулируемых электроприводах переменного тока наблюдается устойчивая тенденция к более широкому использованию разновидностей синхронных двигателей. Обзор отечественных и зарубежных исследований показал, что для тяговых электроприводов перспективным вариантом является синхронный двигатель с постоянными магнитами (СДПМ). Анализ систем управления показал, что наиболее целесообразным является применение системы векторного управления. В данной статье поставлена задача разработки математической модели электропривода с СДПМ и системой векторного управления для ее последующей реализации средствами программного комплекса *Matlab*. Для достижения поставленной задачи использованы методы теории электропривода, теории автоматического управления, аналитического и численного решения уравнений, компьютерного моделирования. На основании эквивалентной схемы замещения СДПМ и преобразований Парка-Горева синтезированы уравнения и структурные или функциональные схемы основных элементов электропривода с системой векторного управления. Показана значимость выбора расположения осей  $d$  и  $q$  после преобразования Парка-Горева. В силовом канале электропривода использован двухуровневый автономный инвертор частоты с алгоритмами пространственно-векторной модуляции. Проанализирована возможность интеграции системы векторного управления во внешний контур системы управления тягового электропривода рельсового подвижного состава, регулирующей скольжение или силу тяги. Подробно описана реализация электропривода, содержащего двигатель мощностью 133 кВт, с помощью элементов библиотеки *Simulink*; рассчитаны и приведены числовые значения параметров всех функциональных блоков, зависящих от типа применяемого двигателя. Приведены основные результаты моделирования переходных режимов, анализ которых показал адекватность разработанной модели. Установлено, что применение системы векторного управления СДПМ позволяет получить высокие быстродействие и точность регулирования момента и частоты вращения.

**Ключевые слова:** синхронный двигатель, постоянные магниты, система векторного управления, тяговый электропривод, эквивалентная схема замещения, преобразование Парка-Горева, моделирование.

### ВВЕДЕНИЕ

Традиционно долгое время при разработке тяговых электроприводов для железнодорожного транспорта в качестве тяговых двигателей принимались двигатели постоянного тока (тепловозы ТЭМ18, 2ТЭ25К, 2ТЭ70 и др.; электровозы ЭП1, ЭП2К, 2ЭС4К, 2ЭС5К и др.), в последние полтора-два десятка лет на смену им постепенно стали приходить асинхронные двигатели (тепловозы 2ТЭ25А, 2ТЭ35А; электровозы 2ЭС5, ЭС10, ЭП10, ЭП20), что связано в первую очередь с лучшими эксплуатационными и массогабаритными показателями. Так, на пассажирском двухсистемном электровозе ЭП10 производства ООО «НЭВЗ» применяются асинхронные тяговые двигатели типа НТА-1200 с мощностью в продолжительном режиме 1170 кВт и массой 2350 кг; на пассажирском электровозе переменного тока ЭП1 используются тяговые двигатели постоянного тока типа НБ-520В с мощностью в продолжительном режиме 750 кВт и массой около 4288 кг [1]. При разности мощностей в 420 кВт, двигатель НТА-1200 имеет массу на 1938 кг меньше, чем двигатель НБ-520В. Меньшие массогабаритные показатели позволяют облегчить компоновку колесно-моторного блока локомотива.

Совершенствование работы электроприводов и улучшение их энергетических и тяговых характеристик проходит за счет разработки новых систем управления электроприводов и алгоритмов управления преобразователями электроэнергии [2, 3]. В большинстве систем управления основной принцип заключен в наиболее полном использовании магнитного потока

тягового двигателя на каждой позиции контроллера машиниста при текущей частоте вращения и моменте сопротивления [4, 5]. Вместе с этим наблюдается приближение к пределу возможных вариантов оптимизации работы тяговых электроприводов с асинхронными двигателями, не говоря уже о двигателях постоянного тока.

В связи с этим становится актуальной задача использования новых типов двигателей для решения тяговых задач. Одним из наиболее перспективных вариантов является применение синхронных двигателей с постоянными магнитами (СДПМ), активному внедрению которых в регулируемый электропривод способствовали открытия и разработки в области магнитных и редкоземельных материалов [6]. При сравнении СДПМ с асинхронными двигателями можно выделить их следующие основные преимущества [7-9]:

1. Коэффициент полезного действия в среднем на 1-2% (а в некоторых случаях 3-5%) выше в 80% рабочего диапазона изменения частоты вращения и момента сопротивления.

2. Более высокая удельная мощность (в среднем от 30 до 35%), что приводит к уменьшенным массогабаритным показателям (разница может составлять 25%).

3. Уменьшение потребности охлаждения ротора из-за отсутствия каких-либо обмоток (за исключением случаев с пусковой обмоткой).

4. Возможность реализации электрического торможения даже на очень низких частотах вращения.

Эти преимущества СДПМ по сравнению с асинхронными двигателями позволяют разработчикам и конструкторам тягового подвижного состава делать выбор в пользу этих двигателей. Применение тяговых

СДПМ также возможно в безредукторных приводах. Это позволяет увеличить их надежность, уменьшить шум и вибрации.

Результаты испытаний скоростных электропоездов *TGV* и *AGV* производства *Alstom Transport* (Франция) показали, что экономия энергии при применении СДПМ может достигать 15% в сравнении с асинхронными двигателями [10]. Результаты испытаний маневрового тепловоза серии *HD300* (мощность дизеля 242 кВт) производства *Japan Freight Railway* (Япония) с тяговыми СДПМ показали, что затраты топлива уменьшились на 36% по сравнению с тепловозами с асинхронными двигателями [11].

Таким образом, исследование тяговых электроприводов с СДПМ становится актуальным. В данной статье решена задача исследования основных характеристик СДПМ с системой векторного управления посредством моделирования электропривода в программном комплексе *Matlab* на основании разработанного математического описания в двухфазной системе координат.

#### МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

Математическую модель СДПМ целесообразно представлять в системе координат *dq*, жестко закреплённой на роторе и вращающейся с частотой вращения ротора. Такая система координат удобна тем, что электрические переменные двигателя относительно статора являются синусоидальными, в то же время эти переменные принимают постоянное значение в установившемся режиме относительно ротора. Кроме того, использование системы координат *dq* удобно для синтеза системы управления электроприводом.

Для перехода из системы координат *ABC* в систему *dq* применим преобразование Парка-Горева. Первоначальное расположение осей *dq* в преобразовании Парка-Горева показано на **рис. 1, а**. Угол положения ротора  $\theta_3$  является углом между осью *A* трехфазной системы и осью *d* двухфазной вращающейся системы координат. Связь между электрическими переменными двигателя (например, напряжения статора) в трехфазной системе координат *ABC* и системой координат *dq* для трехфазного СДПМ в матричной форме выполняется через матрицу  $[T]$  следующим образом:

$$[u]_{dq} = [T][u]_{ABC}, \quad (1)$$

$$[T] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_3 & \cos\left(\theta_3 - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_3 + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta_3 & -\sin\left(\theta_3 - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_3 + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Обратное преобразование Парка-Горева можно представить как

$$[u]_{ABC} = [T]^{-1}[u]_{dq}, \quad (3)$$

$$[T]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_3 & -\sin \theta_3 & 1 \\ \cos\left(\theta_3 - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_3 - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_3 + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_3 + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix}. \quad (4)$$

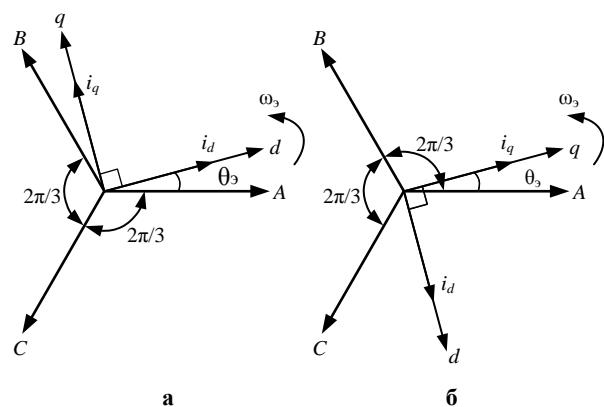
В последнее время все чаще для математического моделирования стали применять преобразование Парка-Горева, в котором ось *q* опережает ось *d* на угол, равный  $90^\circ$  [7]. Соответствующее расположение осей представлено на **рис. 1, б**. В данном случае угол  $\theta_3$  является углом между осью *A* и осью *q*. Для такого преобразования в матричном произведении (1) и (3) матрицы  $[T]$  и  $[T]^{-1}$ , представленные в (2) и (4) соответственно, принимают следующий вид:

$$[T] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_3 & \cos\left(\theta_3 - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_3 + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \theta_3 & \sin\left(\theta_3 - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_3 + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \quad (5)$$

$$[T]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_3 & \sin \theta_3 & 1 \\ \cos\left(\theta_3 - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_3 - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_3 + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_3 + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Для преобразования Парка-Горева, в котором ось *q* опережает ось *d* на  $90^\circ$ , в матрицах, представленных в (5) и (6), отсутствуют отрицательные знаки в сравнении с матрицами (2) и (4). Также такое преобразование более удобно для синтеза системы векторного управления, так как максимальная фазовая индукция возникает в нулевой момент времени, когда  $\theta_3=0$ .

Исходя из особенностей конструкции [12] и выбранного расположения осей *dq* (**рис. 1, б**), эквивалентная схема замещения СДПМ представлена на **рис. 2** в осях *dq*. Отметим, что магнитный поток постоянных магнитов, установленных на роторе, совпадает с осью *q*, что отражено введением дополнительной составляющей противоЭДС  $\omega_3 \psi_m$ .



**Рис. 1. Расположение осей *d* и *q* после преобразования Парка-Горева (оси *A* и *d* совпадают в начальный момент времени (а), оси *A* и *q* совпадают в начальный момент времени (б))**

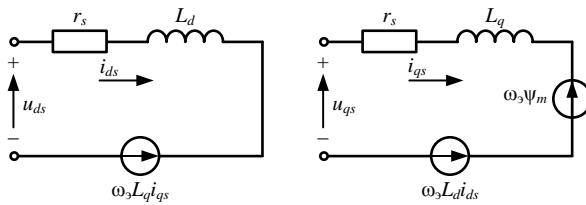


Рис. 2. Эквивалентная схема замещения СДПМ в осях  $dq$

Анализируя рис. 2, математическую модель СДПМ в системе координат  $dq$  в скалярной форме можно представить в виде уравнений электрического равновесия:

$$u_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_3 \psi_{qs}; \quad (7)$$

$$u_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} - \omega_3 \psi_{ds}, \quad (8)$$

где  $u_{ds}$  – составляющая напряжения статора по оси  $d$ ;  $u_{qs}$  – составляющая напряжения статора по оси  $q$ ;  $r_s$  – активное сопротивление статора;  $i_{ds}$  – составляющая тока статора по оси  $d$ ;  $i_{qs}$  – составляющая тока статора по оси  $q$ ;  $\psi_{ds}$  – составляющая потокосцепления статора по оси  $d$ ;  $\psi_{qs}$  – составляющая потокосцепления статора по оси  $q$ ;  $\omega_3$  – электрическая частота вращения ротора.

Потокосцепления, представленные в уравнениях (7) и (8), можно представить:

$$\psi_{ds} = L_d i_{ds} + \psi_m; \quad (9)$$

$$\psi_{qs} = L_q i_{qs}, \quad (10)$$

где  $L_d$  – составляющая индуктивности статора по оси  $d$ ;  $L_q$  – составляющая индуктивности статора по оси  $q$ ;  $\psi_m$  – потокосцепление, образуемое постоянными магнитами.

На основании уравнений (9), (10) напряжения  $u_{ds}$  и  $u_{qs}$ , представленные в (7) и (8), принимают следующий вид:

$$u_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{dL_d i_{ds}}{dt} + \frac{d\psi_m}{dt} - \omega_3 L_q i_{qs}$$

или

$$u_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{dL_d i_{ds}}{dt} - \omega_3 L_q i_{qs}; \quad (11)$$

$$u_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{dL_q i_{qs}}{dt} + \omega_3 L_d i_{ds} + \omega_3 \psi_m$$

или

$$u_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{dL_q i_{qs}}{dt} + \omega_3 (L_d i_{ds} + \psi_m). \quad (12)$$

Электромагнитный момент, создаваемый СДПМ, определяется так:

$$M = \frac{3}{2} p_n [\psi_m i_{qs} + (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs}], \quad (13)$$

где  $p_n$  – число пар полюсов.

В случае равенства индуктивностей по осям  $d$  и  $q$  (это происходит при равномерности воздушного зазора между статором и ротором в двигателе, например при отсутствии ярко выраженных полюсов на роторе) реактивный момент двигателя в уравнении (13) отсутствует, то есть

$$M = \frac{3}{2} p_n \psi_m i_{qs}. \quad (14)$$

Уравнение механического движения СДПМ:

$$M = M_c + J \frac{d\omega}{dt} + B_m \omega, \quad (15)$$

где  $J$  – момент инерции двигателя и нагрузки;  $B_m$  – постоянный коэффициент вязкого трения;  $M_c$  – момент сопротивления;  $\omega$  – механическая частота вращения ротора двигателя,  $\omega = \omega_3 / p_n$ .

На рис. 3 представлена структурная схема СДПМ, разработанная по уравнениям (11)–(15).

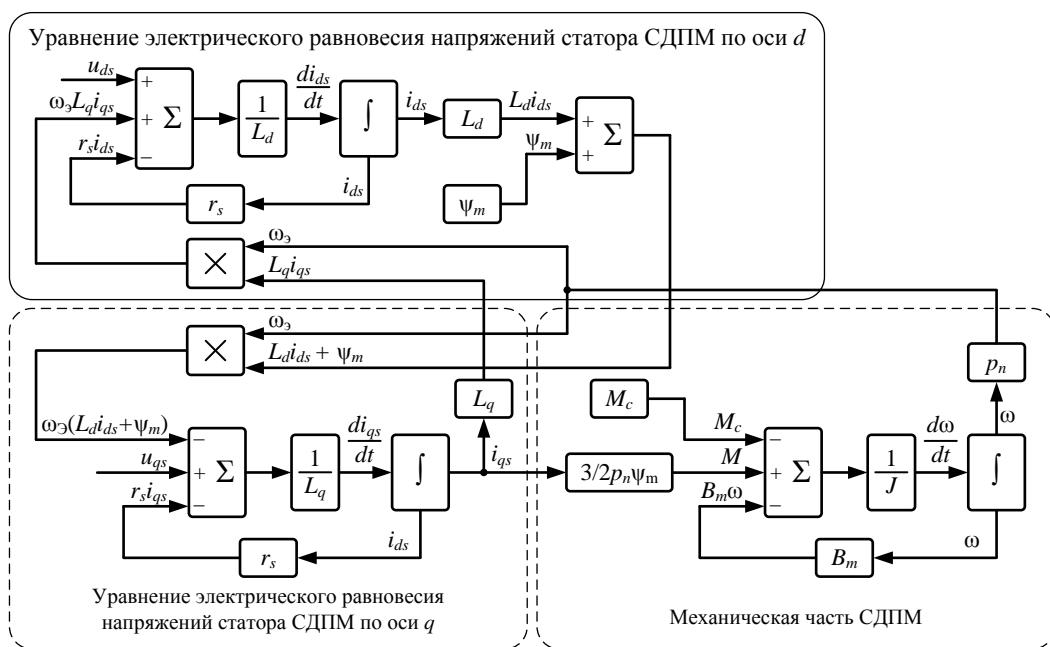


Рис. 3. Структурная схема СДПМ с круглым ротором

## МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ

Отличительной особенностью СДПМ от асинхронного двигателя является невозможность пуска от сети без пусковой короткозамкнутой обмотки. Наличие демпферной обмотки в СДПМ лишает его основных преимуществ, связанных с массогабаритными показателями. Для работы без пусковой обмотки необходима система управления с обратной связью по положению ротора. Современный тяговый электропривод по большей части выполняется с применением различных систем управления, имеющих обратные связи.

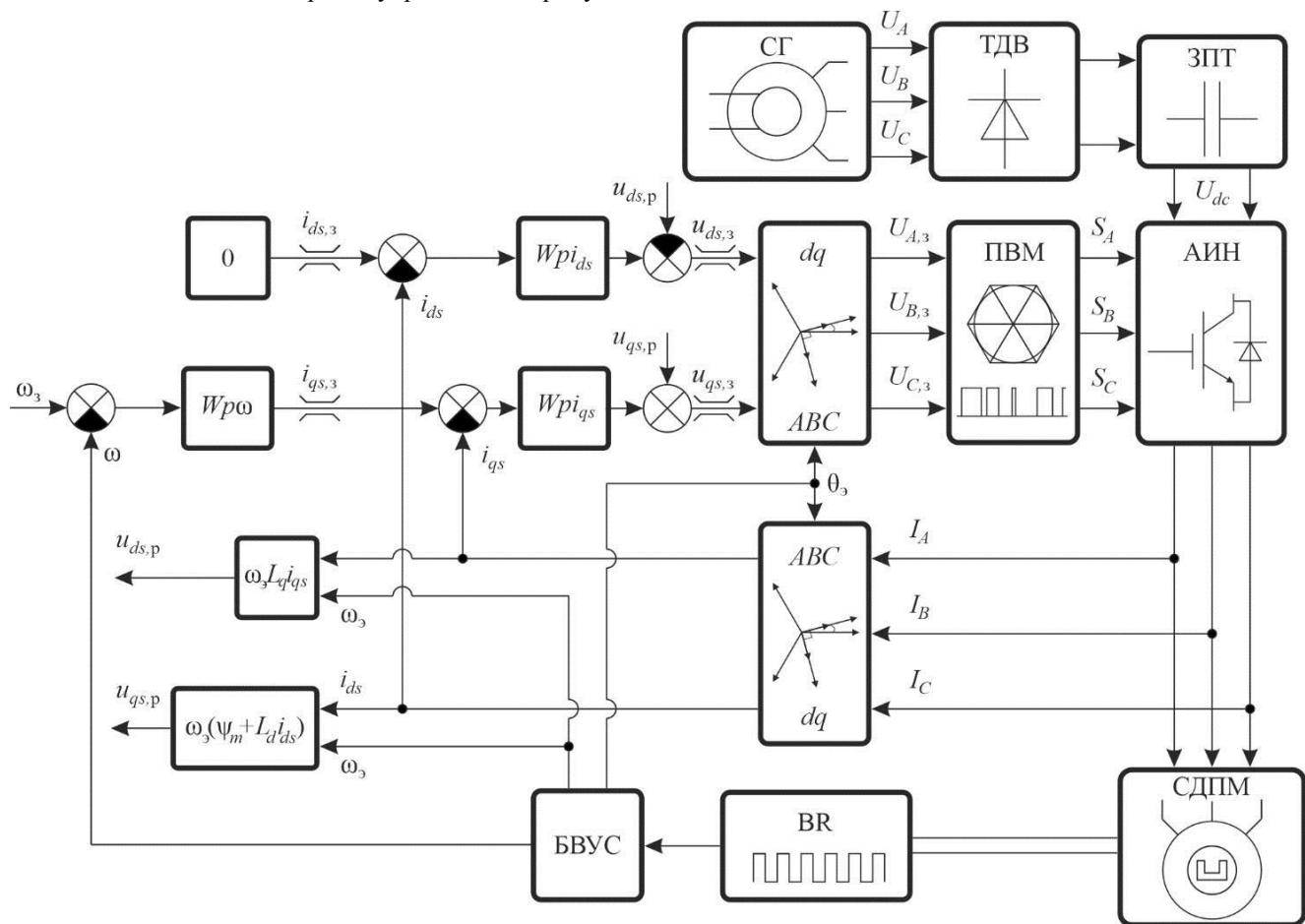
В электроприводе наибольшее распространение получили две системы управления: скалярная и векторная. Скалярные системы управления реализуют функциональную зависимость между напряжением и частотой тока статора. Данные системы управления достаточно просто реализуются и не требуют наличия обратных связей, но обладают невысокими показателями качества регулирования момента, что критично для реализации силы тяги в режимах юза и боксования. Наибольшее распространение такие системы управления получили в электроприводах вспомогательных агрегатов локомотивов. Для тягового электропривода наиболее предпочтительными являются векторные системы управления.

На основании работ [13-16] можно сделать вывод, что в электроприводах переменного тока, в том числе в электроприводе с СДПМ, достаточно широкое применение нашла система векторного управления с принуди-

тельной ориентацией по магнитному потоку ротора. При таком управлении необходима информация о положении вектора потока ротора, для получения желаемых характеристик требуется выполнять ортогональное позиционирование вектора тока статора по отношению к вектору потока ротора, причем таким образом, чтобы  $i_{ds} = 0$ . На **рис. 4** представлена структурная схема системы векторного управления тягового электропривода с ориентацией по магнитному полю ротора.

Силовой канал тягового электропривода, представленного на **рис. 4**, подключен к синхронному генератору (СГ), генерирующему трехфазное напряжение  $U_A$ ,  $U_B$ ,  $U_C$ , и состоит из: трехфазного диодного выпрямителя (ТДВ), звена постоянного тока (ЗПТ), формирующего постоянное напряжение  $U_{dc}$ , автономного инвертора напряжения (АИН) и СДПМ.

Для организации обратной связи по частоте вращения (положению) применен энкодер (*BR*), сигнал от которого поступает на блок вычисления угла и частоты вращения (БВУС), который преобразует импульсный сигнал энкодера в сигналы частоты вращения  $\omega$ ,  $\omega_3$  и угла  $\theta_3$ , совместимые с системой управления. В качестве регулятора частоты вращения ( $Wp\omega$ ), формирующего задание тока  $i_{qs,3}$ , и регуляторов тока по соответствующим осям ( $Wpi_d$  и  $Wpi_q$ ), формирующих задания напряжения  $u_{ds,3}$  и  $u_{qs,3}$ , применены пропорционально-интегральные регуляторы, методика выбора и расчета которых хорошо известна и неоднократно апробирована не только для СДПМ, но и для асинхронных двигателей [17].



**Рис. 4. Структурная схема векторного управления тягового электропривода с ориентацией по полю**

Передаточная функция пропорционально-интегрального регулятора:

$$W_0(p) = k + \frac{1}{\tau_u p}, \quad (16)$$

где  $\tau_u$  – постоянная времени интегрирования;  $k$  – коэффициент усиления.

Для корректной работы системы векторного управления осуществлены прямые преобразования Парка-Горева ( $ABC-dq$ ) на основании уравнений (1) и (5), а также обратные ( $dq-ABC$ ) на основании уравнений (1) и (6).

Для уменьшения взаимного влияния контуров регулирования тока друг на друга из двух уравнений (11) и (12) нужно исключить последнее слагаемое, для чего в систему управления введены блоки, формирующие напряжения развязки ( $u_{ds,p} = \omega_3 L_q i_{qs}$  – для контура регулирования тока  $i_{ds}$ ,  $u_{qs,p} = \omega_3 (\psi_m + L_d i_{ds})$  – для контура регулирования тока  $i_{qs}$ ).

Для управления АИН использованы алгоритмы пространственно-векторной модуляции (ПВМ), математическое описание которых и их реализация в *Matlab* подробно рассмотрена в [18] и в данной статье не приводятся.

Отметим, что предложенная структура системы векторного управления хорошо интегрируется во внешний контур системы управления тягового электропривода рельсового подвижного состава, который осуществляет регулирование одного из тяговых параметров, например скольжения или силы тяги [19]. В этом случае задание тока  $i_{qs,z}$  формируется исходя из условия реализации защиты от возникновения режимов юза и боксования, а также свободной мощности дизеля (при наличии). Единственное изменение в структуре системы векторного управления (рис. 3) коснется замены регулятора частоты вращения  $W_{p\omega}$  на регулятор проскальзывания колес.

#### РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА В MATLAB

Модель СДПМ соответствует выражениям (12), (14), (15) (см. структурную схему на рис. 3). Для реализации модели СДПМ использованы элементы *Gain*, *Integrator*, *Product*, *Sum* из библиотеки *Simulink*. Номинальные параметры СДПМ:  $P = 133$  кВт,  $\omega = 314$  рад/с,  $p_n = 2$ ,  $U_{dc} = 540$  В,  $r_s = 0,013$  Ом,  $L_d = 0,0008673$  Гн,  $L_q = 0,0008673$  Гн.

Учитывая высокое разрешение современных импульсных датчиков, сигнал обратной связи по частоте вращения (положения) реализован с помощью элемента *Gain*, коэффициент обратной связи равен единице. Коэффициент обратной связи по токам также равен единице.

Регуляторы собраны на элементах *Gain*, *Integrator* (с включенным параметром *Limit*,  $Limit = \pm 600$  – для регулятора частоты вращения  $W_{p\omega}$ ,  $Limit = \pm 310$  – для регуляторов тока  $W_{pi,d}$  и  $W_{pi,q}$ ), *Product*, *Sum*. Значения параметров регуляторов следующие:  $\tau_{u,\omega} = 350$ ,  $k_\omega = 80$  – для регулятора частоты вращения  $W_{p\omega}$ ;  $\tau_{u,id} = 100$ ,  $k_{id} = 100$  – для регулятора тока  $W_{pi,d}$ ;  $\tau_{u,iq} = 100$ ,  $k_{iq} = 150$  –

для регулятора тока  $W_{pi,q}$ . Все ограничения в системе управления (см. рис. 4) реализованы на элементе *Saturation* из библиотеки *Simulink*, предельные значения установлены в  $\pm 600$  для тока  $i_{qs,z}$ , в  $\pm 310$  для напряжений  $u_{ds,z}$  и  $u_{qs,z}$ .

С учетом приведенных в предыдущих двух разделах статьи выражений (1), (5), (6) и структурной схемы на рис. 4 разработка модели прямых и обратных преобразований Парка-Горева и блоков, формирующих напряжения развязки, затруднений не вызывает. Реализация полупроводниковых преобразователей силового канала электропривода рассмотрена в [18]. Частота коммутации ключей АИН – 8 кГц.

#### РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

На рис. 5 представлены осциллограммы основных электромеханических параметров электропривода, полученные в результате компьютерного моделирования.

Математическое моделирование тягового электропривода проводилось при постоянной нагрузке, равной  $M_c = 420$  Н·м. В качестве задания на частоту вращения СДПМ были приняты следующие значения:  $\omega_{31}=100$  рад/с,  $\omega_{32}=200$  рад/с,  $\omega_{33}=314$  рад/с (изменения задания происходят в моменты времени 0 с, 0,04 с и 0,08 с соответственно). Частота вращения СДПМ принимает значения  $\omega_1=98,1$  рад/с,  $\omega_2=198,7$  рад/с,  $\omega_3=313,9$  рад/с (рис. 5, а). Очевидно, что с увеличением частоты вращения ошибка регулирования уменьшается, что качественно совпадает с аналогичными результатами применения системы векторного управления для асинхронного двигателя.

Система управления настроена на поддержание тока статора  $i_{ds}=0$ , при этом ток  $i_{qs}$  является единственной моментообразующей составляющей вектора тока статора. Изменение значения тока статора  $i_{ds}$  необходимо для обеспечения работы электропривода во второй зоне регулирования частоты вращения. Ограничению тока статора на уровне 600 А соответствует ограничение момента  $M_m=640$  Н·м. В соответствии с рис. 5, б, в система векторного управления обеспечивает высокодинамичное регулирование тока статора  $i_{qs}$  и, соответственно, момента СДПМ; быстродействие контура момента составляет 1,89 мс, что в полной мере соответствует требованиям, предъявляемым к тяговому электроприводу рельсового подвижного состава для предотвращения возникновения режимов юза и боксования. Для электропривода с асинхронным двигателем такое быстродействие контура момента может быть получено в результате применения системы прямого управления моментом.

Зависимости фазных токов от времени (рис. 5, г) подтверждают адекватность выполненного моделирования.

Проверка работоспособности разработанной системы векторного управления и ее модели также была осуществлена при моделировании СДПМ посредством элемента *PMSM* из библиотеки *SimPowerSystems*. Результаты моделирования полностью совпали с результатами, приведенными на рис. 5.

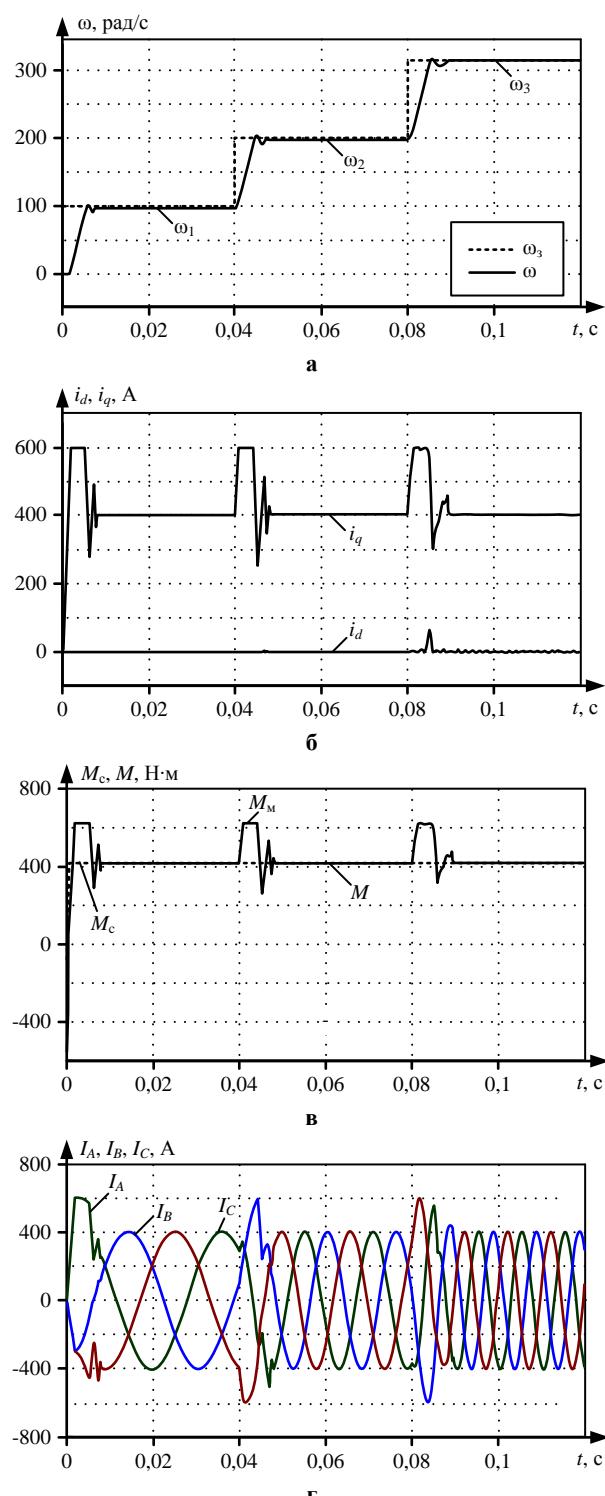


Рис. 5. Осциллографы частоты вращения ротора СДПМ (а), токов статора  $i_d$  и  $i_q$  (б), электромагнитного момента и момента сопротивления (в), токов статора  $I_A$ ,  $I_B$ ,  $I_C$  (г)

#### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье разработана математическая модель электропривода, содержащего СДПМ и автономный инвертор напряжения с пространственно-векторной широтно-импульсной модуляцией. Для управления СДПМ синтезирована система векторного управления, рассчитаны значения параметров регуляторов частоты вращения и токов статора, выбраны их предельные величины. Математическая модель, представленная в

виде уравнений и структурных схем, была реализована средствами *Matlab Simulink*. В результате моделирования электропривода с двигателем мощностью 133 кВт установлено, что быстродействие контура момента составило 1,89 мс, что позволяет рекомендовать электропривод с СДПМ в качестве тягового для рельсовых транспортных средств. Дальнейшим направлением исследования станет разработка системы совместного управления СДПМ разных колесных пар одной тележки локомотива как тяговой подвижной единицы, обеспечивающей энергоэффективность в установленных (квазистабилизированных) режимах работы и защиту от проскальзывания в режимах пуска и торможения.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Анализ и систематизация систем электропривода тягового подвижного состава / А.С. Космодамянский, В.И. Воробьев, А.А. Пугачев, С.Г. Волохов // Мир транспорта и технологических машин. 2013. № 2(41). С. 46-53.
2. Анучин А.С. Системы управления электроприводов: учебник для вузов. М.: Издательский дом МЭИ, 2015. 373 с.
3. Козярук, А.Е., Рудаков В.В. Современное и перспективное алгоритмическое обеспечение частотно-регулируемых электроприводов. СПб.: С.-Петербург. электротехн. компания, 2004. 128 с.
4. Thanga R.C., Srivastava S.P., Agarwal P. Energy efficient control of three-phase induction motor - a review // International Journal of Computer and Electrical Engineering. 2009. Vol. 1 (1). Pp. 61-70. doi: 10.7763/IJCEE.2009.V1.10
5. Hill R.J. Traction drives and inverters // Railway Electrification Infrastructure and Systems. 2007. Pp. 185-196. doi: 10.1049/IC.2007.1652
6. Matsuoka K. Development Trend of the Permanent Magnet Synchronous Motor for Railway Traction // IEEJ Trans. 2007. Vol. 2. Pp. 154-161. doi: 10.1002/tee.20121
7. Simulation of a permanent magnet synchronous motor using Matlab-Simulink / A. Apte, R. Walambe, V. Joshi, K. Rathod, J. Kolhe // Annual IEEE India Conference (INDICON). 2014. Pp. 1-5. doi: 10.1109/INDICON.2014.7030469.
8. Comparison of Interior Permanent Magnet Motor Topologies for Traction Applications / Y. Yang, S. Castano, R. Yang, M. Kasprzak, B. Bilgin, A. Sathyam, H. Dadkhah, A. Emadi // IEEE Trans. Topologies for Traction Applications. 2017. Vol. 3(1). Pp. 86-97. doi: 10.1109/TTE.2016.2614972
9. Nagamani C., Somanatham R. Design and Analysis of Traction Drive System for Hybrid Locomotives using 5-phase Permanent Magnet Synchronous Motors as Traction Motors // Journal on Electrical Engineering. 2016. Vol. 10(2). Pp. 27-45. doi: 10.26634/jee.10.2.8324
10. Dhir S, Marinov M., Worsley D. Application of the analytic hierarchy process to identify the most suitable manufacturer of rail vehicles for High Speed 2 // Case Studies on Transport Policy. 2015. Vol 3(4). Pp. 431-448. doi: 10.1016/j.cstp.2015.08.004
11. Кузнецова И.А. Оценка технико-энергетической эффективности работы маневровых тепловозов путем моделирования рабочих процессов оборудования в режимах эксплуатации: дис. ... канд. техн. наук. 05.22.07 / Кузнецова Ирина Алексеевна. Москва, 2018.
12. Vector control of a permanent magnet synchronous motor / R.K. Sharma, V. Sanadhy, L. Behera S. Bhattacharya // India Conference. 2008. Vol. 1. Pp. 81-86. doi: 10.1109/INDCON.2008.4768805
13. Виноградов А.Б. Развитие теории и практическая реализация векторных электроприводов переменного тока с микропроцессорным управлением: дис. ... д-ра. техн. наук. 05.09.03 / Виноградов Анатолий Брониславович. Иваново, 2011.

14. Мещеряков В.Н., Данилов В.В. Повышение энергоэффективности асинхронного электропривода с векторным управлением за счет регулирования продольной составляющей тока статора при неполной статической нагрузке // Электротехнические системы и комплексы. 2018. №3(40). С. 4-11. [https://doi.org/10.18503/2311-8318-2018-3\(40\)-4-11](https://doi.org/10.18503/2311-8318-2018-3(40)-4-11)
15. Control strategy for synchronous homopolar motor in traction applications / M. Lashkevich, A. Anuchin, D. Aliamkin, F. Briz // 43<sup>rd</sup> Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON). 2017. Pp. 6607-6611. doi: 10.1109/IECON.2017.8217153
16. An Q., Wang G., Sun L. A Fault-Tolerant Operation Method of PMSM Fed by Cascaded Two-Level Inverters // 7th International Power electronics and motion control conference (IPEMC). 2012. Pp. 1310-1313. doi: 10.1109/IPEMC.2012.6259047
17. Терехов В.М., Осипов О.И. Системы управления электроприводов. М.: Академия, 2005. 304 с.
18. Моделирование электропривода переменного тока с алгоритмами пространственно-векторной модуляции / Н.В. Чуприна, С.В. Седых, А.А. Пугачев, В.П. Маклаков // Автоматизация и моделирование в проектировании и управлении. 2022. №1(15). С. 80-88. doi: 10.30987/2658-6436-2022-1-80-88
19. Повышение энергоэффективности тяговых электроприводов с асинхронными двигателями и системой векторного управления / Ю.М. Иньков, А.С. Космодамянский, А.А. Пугачев, С.В. Морозов // Электротехника. 2021. № 9. С. 10-15. doi: 10.3103/S1068371221090066

Поступила в редакцию 25 февраля 2022 г.

## INFORMATION IN ENGLISH

## SIMULATION OF TRACTION PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR VECTOR CONTROL SYSTEM

Nikolay V. Chuprina

Postgraduate student, Teaching Assistant, Industrial Electronics and Electrical Engineering Department, Bryansk State Technical University, Russia, Bryansk, nikochuprina212@yandex.ru, <https://orcid.org/0000-0001-8915-0926>

Alexander A. Pugachev

D.Sc. (Engineering), Associate Professor, Head of Department, Industrial Electronics and Electrical Engineering Department, Bryansk State Technical University, Russia, Bryansk, [alexander-pugachev@rambler.ru](mailto:alexander-pugachev@rambler.ru), <https://orcid.org/0000-0002-1836-0923>

There is a strong trend in the AC electric drives for the vast implementation of different kind of synchronous motors for the last decades. The brief survey of researches and investigations has shown that the most suitable and feasible type of synchronous motor for the traction purpose in the railway vehicles is a permanent magnet synchronous motor (PMSM). Based upon the analyses of AC electric motors control systems, one can conclude that the vector control system satisfies the most requirements for the traction electric drives. The purpose set in the present article is to develop a mathematical model of PMSM electric drive with vector control system. The Matlab software is used for the developed mathematical model verification. To reach the purpose, the techniques of electric drive theory, control systems engineering, analytic and numerical evaluations of algebraic and differential equations, computer simulation are implicated. The equations and topologies of main functional units of electric drive with vector control system are synthesized by means of PMSM equivalent circuit application and Park-Gorev transformations. The relevance of choice for the displacement of  $d$  and  $q$  axes after Park-Gorev transformation is highlighted. The two-level voltage source inverter controlled by space-vector pulse-width modulation is introduced in the power subsystem of the electric drive. The possibility of vector system control integration in the outer loop controlling the slip or adhesion forces of the railway vehicle traction electric drive is pondered over. The implementation of electric drive with the 133 kW PMSM is shown in details by means of elements from *Matlab Simulink* library. The basic parameters of the main functional units, including controllers and regulators, depending on type and characteristics of the applied motor are calculated. The results of electric drive simulation in transient modes are presented. The results show the adequacy of developed model. Also, it is obvious that the implementation of PMSM vector control system makes it possible to achieve high-speed performance and precise control of both motor torque and speed.

**Keywords:** synchronous motor, permanent magnets, vector control system, traction electric drive, equivalent circuit, Park-Gorev transformations, modeling.

## REFERENCES

1. Kosmodamianskij A.S., Vorobiev V.I., Pugachev A.A., Volkov S.G. Analysis and systematization of electric drive systems of traction rolling stock. *Mir transporta i texnologicheskikh mashin* [World of transport and technological machines], 2013, no. 2 (41), pp. 46 – 53. (In Russian)
2. Anuchin A.S. *Sistemy upravleniya elektroprivodov* [Electric drive control systems]. Moscow, Publishing house of MPEI, 2015. 373 p. (In Russian)
3. Kozyaruk, A.E., Rudakov V.V. *Sovremennoe i perspektivnoe algoritmicheskoe obespechenie chastotno-reguliruemymkh elektroprivodov* [Modern and perspective algorithmic support of frequency-controlled electric drives]. Saint Petersburg, Saint Petersburg electrical engineering company Publ., 2004. 128 p. (In Russian)
4. Thanga R.C., Srivastava S.P., Agarwal P. Energy efficient control of three-phase induction motor - a review. *International Journal of Computer and Electrical Engineering*, 2009, vol. 1(1), pp. 61-70. doi: 10.7763/IJCEE.2009.V1.10
5. Hill R.J. Traction drives and inverters. *Railway Electrification Infrastructure and Systems*, 2007, pp. 185-196. doi: 10.1049/IC.2007.1652
6. Matsuoka K. Development Trend of the Permanent Magnet Synchronous Motor for Railway Traction. *IEEE Trans*, 2007, vol. 2, pp. 154–161. doi: 10.1002/tee.20121
7. Apte A., Walambe R., Joshi V., Rathod K., Kolhe J. Simulation of a permanent magnet synchronous motor using Matlab-Simulink. *Annual IEEE India Conference (INDICON)*. IEEE, 2014, pp. 1-5. doi: 10.1109/INDICON.2014.7030469
8. Yang Y., Castano S., Yang R., Kasprzak M., Bilgin B., Sathyan A., Dadkhah H., Emadi A. Comparison of Interior Permanent Magnet Motor Topologies for Traction Applications. *IEEE Trans. Topologies for Traction Applications*, 2017, vol. 3(1), pp. 86–97. doi: 10.1109/TTE.2016.2614972
9. Nagamani, C., Somanathan, R. Design and Analysis of Traction Drive System for Hybrid Locomotives using 5-phase Permanent Magnet Synchronous Motors as Traction

- Motors //Journal on Electrical Engineering, 2016, vol. 10(2), pp. 27-45. doi: 10.26634/jee.10.2.8324
10. Dhir S., Marinov M., Worsley D. Application of the analytic hierarchy process to identify the most suitable manufacturer of rail vehicles for High Speed 2. Case Studies on Transport Policy, 2015, vol. 3(4), pp. 431-448. doi: 10.1016/j.cstp.2015.08.004
  11. Kuznetsova I.A. *Otsenka tekhniko-energeticheskoy effektivnosti raboty manevrovyyh teplovozov putem modelirovaniya rabochih processov oborudovaniya v rezhimah ekspluatatsii. Kand. Diss.* [Evaluation of the technical and energy efficiency of shunting diesel locomotives by modeling equipment workflows in operating modes. Kand. Diss.]. Moscow, 2018. 168 p. (In Russian)
  12. Sharma R.K., Sanadhy V., Behera L., Bhattacharya S. Vector control of a permanent magnet synchronous motor. India Conference, 2008, vol. 1, pp. 81-86. doi: 10.1109/INDCON.2008.4768805
  13. Vinogradov A.B. *Razvitiye teorii i prakticheskaya realizatsiya vektornyh elektroprivodov peremennogo toka s mikroprocessornym upravleniem. Doct. Diss.* [Development of the theory and practical implementation of vector AC drives with microprocessor control. Doct. Diss.]. Ivanovo, 2011. 339 p. (In Russian)
  14. Meshheryakov V.N., Danilov V.V. Increase of Energy Efficiency for Induction Motor with Vector Control by Means of Regulation of Flux-Generation Component of Stator Current at Half Static Load. *Elektrotehnicheskie sistemy i kompleksy* [Electrotechnical Systems and Complexes], 2018, no. 3(40), pp. 4-11. https://doi.org/10.18503/2311-8318-2018-3(40-4-11) (In Russian)
  15. Lashkevich M., Anuchin A., Aliamkin D., Briz F. Control strategy for synchronous homopolar motor in traction applications. 43<sup>rd</sup> Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. IECON 2017, 2017, pp. 6607-6611. doi: 10.1109/IECON.2017.8217153
  16. An Q., Wang G., Sun L. A Fault-Tolerant Operation Method of PMSM Fed by Cascaded Two-Level Inverters. 7<sup>th</sup> International Power electronics and motion control conference (IPEMC), 2012, pp. 1310-1313. doi: 10.1109/IPEMC.2012.6259047
  17. Terekhov V.M., Osipov O.I. *Sistemy upravleniya elektroprivodov* [Electric drive control systems]. Moscow, Academy Publ., 2005. 304 p. (In Russian)
  18. Chuprina N.V., Sedykh S.V., Pugachev A.A., Maklakov V.P. Simulation of ac electric drive with space-vector modulation algorithms. *Avtomatizatsiya i modelirovanie v proektirovani i upravlenii* [Automation and modeling in design and management], 2022, no. 1 (15), pp. 80-88. doi:10.30987/2658-6436-2022-1-80-88 (In Russian)
  19. Inkov Yu.M., Kosmodamianskij A.S., Pugachev A.A., Morozov S.V. Efficiency Increasing of Traction Electric Drives with Induction Motors and Vector Control System. *Elektrotehnika* [Electrical engineering], 2021, no. 9, pp. 10-15. doi: 10.3103/S1068371221090066 (In Russian)

Чуприна Н.В., Пугачев А.А. Моделирование системы векторного управления тяговым синхронным двигателем с постоянными магнитами // Электротехнические системы и комплексы. 2022. № 2(55). С. 10-17. [https://doi.org/10.18503/2311-8318-2022-2\(55\)-10-17](https://doi.org/10.18503/2311-8318-2022-2(55)-10-17)

Chuprina N.V., Pugachev A.A. Simulation of Traction Permanent Magnet Synchronous Motor Vector Control System. *Elektrotehnicheskie sistemy i kompleksy* [Electrotechnical Systems and Complexes], 2022, no. 2(55), pp. 10-17. (In Russian). [https://doi.org/10.18503/2311-8318-2022-2\(55\)-10-17](https://doi.org/10.18503/2311-8318-2022-2(55)-10-17)