

УДК 621.313.82  
ГРНТИ 45.29.31

## **ОБОСНОВАНИЕ ПРИМЕНЕНИЯ РЕГУЛИРУЕМЫХ СИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ ИХ КЛАССИФИКАЦИЯ И МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ**

**Иванов Дмитрий Михайлович**

старший преподаватель кафедры электрооборудования  
сельскохозяйственных предприятий  
Белорусский государственный аграрный технический университет  
Республика Беларусь, г. Минск

**Аннотация:** Во многих отраслях производства и сельского хозяйства используются технологические машины, рабочие органы которых вращаются с частотой значительно отличающейся от частоты вращения приводного двигателя. Для преобразования частоты вращения применяют различные механические преобразователи (редукторы), кроме этого для облегчения пуска и предотвращения заклинивания используют различного рода муфты. Использование этих дополнительных узлов приводного механизма значительно увеличивают его габаритные размеры. Кроме того, редуктор создаёт люфты, ухудшается надежность сочленений, большая металлоемкость, потери энергии, вибрации, шум, а также ограниченные ступенчатые диапазоны регулирования частот заставили разработчиков искать пути управления технологическими машинами без данных механических узлов. На сегодняшний день с бурным развитием силовой полупроводниковой микропроцессорной техники для систем управления электроприводом все эти недостатки возможно нивелировать за счет применения регулируемых вентильных синхронных двигателей с постоянными магнитами.

Цель данной работы - показать перспективность применения регулируемых вентильных синхронных электродвигателей с постоянными магнитами, выполнить их классификацию и проанализировать математические модели.

**Ключевые слова:** синхронный электродвигатель с постоянными магнитами, датчик положения ротора, полеориентированное управление, математическая модель.

## **JUSTIFICATION OF THE APPLICATION OF REGULATED SYNCHRONOUS ELECTRIC MOTORS WITH PERMANENT MAGNETS THEIR CLASSIFICATION AND MATHEMATICAL MODELS**

**Ivanov Dmitry Mikhailovich**

Senior Lecturer at the Department of Electrical Equipment of Agricultural Enterprises  
Belarusian State Agrarian Technical University  
Belarus, Minsk

**Abstract:** In many industries and agriculture, technological machines are used, the working bodies of which rotate at a frequency significantly different from the speed of the drive motor. To convert the speed, various mechanical converters (gearboxes) are used, in addition, various types of couplings are used to facilitate starting and prevent jamming. The use of these additional components of the drive mechanism significantly increases its overall dimensions. In addition, the gearbox creates backlash, the reliability of joints deteriorates, high metal consumption, energy losses, vibrations, noise, as well as limited stepped frequency control ranges forced developers to look for ways to control technological machines without these mechanical components. Today, with the rapid development of power semiconductor microprocessor technology for electric drive control systems, all these shortcomings can be

leveled through the use of variable-speed reluctance synchronous motors with permanent magnets.

The purpose of this work is to show the prospects of using adjustable valve synchronous electric motors with permanent magnets, to classify them and analyze mathematical models.

**Keywords:** synchronous electric motor with permanent magnets, rotor position sensor, field-oriented control, mathematical model.

Для совершенствования технологических машин и механизмов, а также всего технологического процесса в целом, как в сельском хозяйстве, так и производстве требуется использование регулируемого электропривода. Данные технологические требования на этапе 70-х гг. XIX в. - 80 гг. XX в. обеспечивали коллекторные двигатели постоянного тока. Данные двигатели применялись повсеместно в промышленности, транспорте и других отраслях экономики. Основным преимуществом этих машин являлась простота регулирования скорости в больших диапазонах скоростей. Достигалось это регулирование за счет изменения величины подводимого к якорю напряжения и при этом поддержания моментов, а следовательно, и постоянства мощности на валу двигателя, что и требовалось в производстве для движения различных металлорежущих станков, подъемных и тяговых приводах. Во второй зоне регулирования выше номинальной это реализовывалось за счет ослабления магнитного потока при постоянном напряжении якоря. Главным недостатком данного регулируемого привода было наличие коллекторного двигателя постоянного тока, который имеет значительно большие массогабаритные размеры по сравнению с двигателями переменного тока, сложнее по конструкции, а также имеет в несколько раз большую стоимость. Поэтому на протяжении долгого времени производители совместно с учеными стремились создать такой двигатель, который обладал бы регулировочными характеристиками коллекторного двигателя постоянного тока независимого возбуждения (ДПТ НВ), но при этом не имел бы самого слабого узла - механического коллектора и всех недостатков которые с ним связаны.

Возможность создания таких двигателей появилась с развитием полупроводниковых силовых элементов в 50 -х гг. XX в. Именно в это время появились бесколлекторные двигатели на основе синхронных машин с электромагнитным возбуждением. Так же на развитие данного типа двигателей повлияло создание постоянных магнитов на основе редкоземельных металлов. В основном редкоземельные металлы, применяемые в магнитах, представляют собой сплавы NdFeB и SmCo (неодим и самарий) [1]. Данные сплавы имеют большие магнитные дипольные моменты. Это придает такого типа соединениям высокую намагниченность насыщения. Например, соединение NdFeB обладает потенциалом, позволяющим достичь значения величины магнитной энергии  $W_{H_{max}} \approx 512 \text{ кДж/м}^3$ , что в свою очередь позволило при разработке синхронных машин с электромагнитным возбуждением достичь показателей, которые превышают показатели существующих на сегодняшний день ДПТ НВ.

Существенное развитие синхронные электродвигатели с электромагнитным возбуждением получили с появлением IGBT, MOSFET транзисторов. Данные технологии в совокупности с недорогими постоянными магнитами на основе NdFeB начали вытеснять ДПТ НВ [2].

В современной литературе данный тип бесколлекторных двигателей имеет много различных названий, но на сегодняшний день все же выделился общий термин "вентильный электродвигатель". Под вентильным двигателем понимают электромеханическую систему, состоящую из синхронного двигателя с электромагнитным возбуждением или постоянными магнитами и датчика положения ротора. Управление таким двигателем осуществляется при помощи преобразователя частоты (ПЧ) (рисунок 1).

В зарубежной литературе для обозначения регулируемых синхронных бесколлекторных двигателей используют другие названия и аббревиатуры - PMSM

(Permanent Magnet Synchronous Motor (синхронный двигатель с постоянными магнитами). Во многих русскоязычных источниках используется более привычная аббревиатура СДПМ (синхронный двигатель с постоянными магнитами), поэтому далее ее и будем использовать.

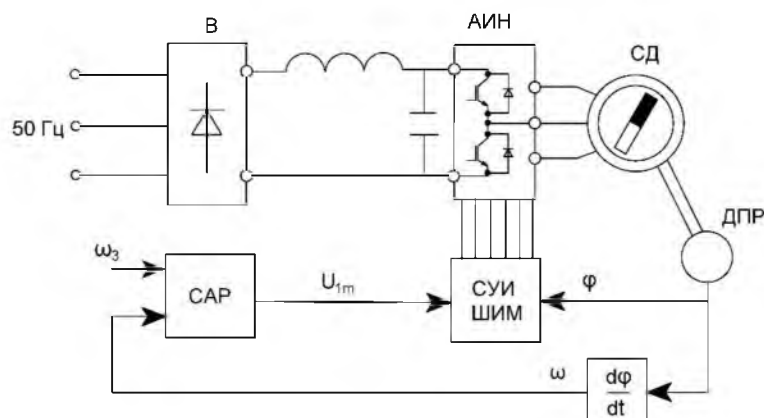


Рисунок 1 – Функциональная схема вентильного СДПМ

Одним из узлов в структуре управления СДПМ является датчик положения ротора (ДПР). Благодаря данному устройству формируются сигналы, которые используются в автономном инверторе напряжения (АИН) для управления транзисторами. За счет взаимодействия датчика положения ротора и ПЧ осуществляется протекание тока по обмоткам статора СДПМ таким образом, чтобы вектор магнитодвижущей силы (МДС) статора был направлен перпендикулярно вектору МДС ротора. Данные свойства схожи с ДПТ НВ. Величина напряжения, поступающая на статорную обмотку СДПМ, зависит от глубины модуляции ШИМ. Данный параметр будет зависеть от задающего сигнала напряжения  $U_{1m}$ , величина которого регулируется за счет изменения задаваемой угловой скорости системой автоматического регулирования (САР) и реальной угловой скорости определяемой по углу положения ротора с ДПР.

Рассматривая классификацию СДПМ можно выделить множество особенностей в конструкции. В рамках данной работы проведем основную классификацию базовых исполнений, которые применяются для управления технологическими машинами, как в производстве, так и в сельском хозяйстве (рисунок 2).

Ротор СДПМ представляет собой электромагнит явнополюсного и неявнополюсного типа. Первое исполнение применяется для управления тихоходными технологическими машинами, а второй применяется в высокоскоростных установках за счет повышенной механической прочности. Неявнополюсные роторы имеют одинаковое значение индуктивности по продольным и поперечным осям  $L_d=L_q$  и имеют форму противо-ЭДС синусоидального типа, в свою очередь явнополюсные имеют разное значение индуктивности по осям  $L_d \neq L_q$  и трапецеидальную форму противо-ЭДС.

Так же ротор классифицируют по способу установки постоянных магнитов: с поверхностной установкой и встроенной. Более простой и бюджетный вариант установка постоянных магнитов на внешней поверхности ротора. При этом получают неплохие динамические характеристики электродвигателя при меньшей его стоимости. Второй же вариант со встроенными магнитами, данную технологию еще называют технология утопленных или скрытых магнитов, применяют для увеличения скорости и крутящего момента, кроме того такой вариант установки постоянных магнитов позволяет улучшить не только динамические характеристики, но и энергетические показатели.

Статор СДПМ по конструкции не отличается от остальных двигателей переменного тока, он бывает двух типов: с распределенной и с сосредоточенной обмоткой. В СДПМ в основном применяются распределенные обмотки, так как

сосредоточенные не могут обеспечить близкого к синусоидальному закону изменения МДС в пространстве и электродвижущей силы (ЭДС) во времени. Двигатели с сосредоточенной обмоткой хорошо работают со ступенчатым входным напряжением постоянного тока и их еще называют - бесколлекторные двигатели постоянного тока (БДПТ).

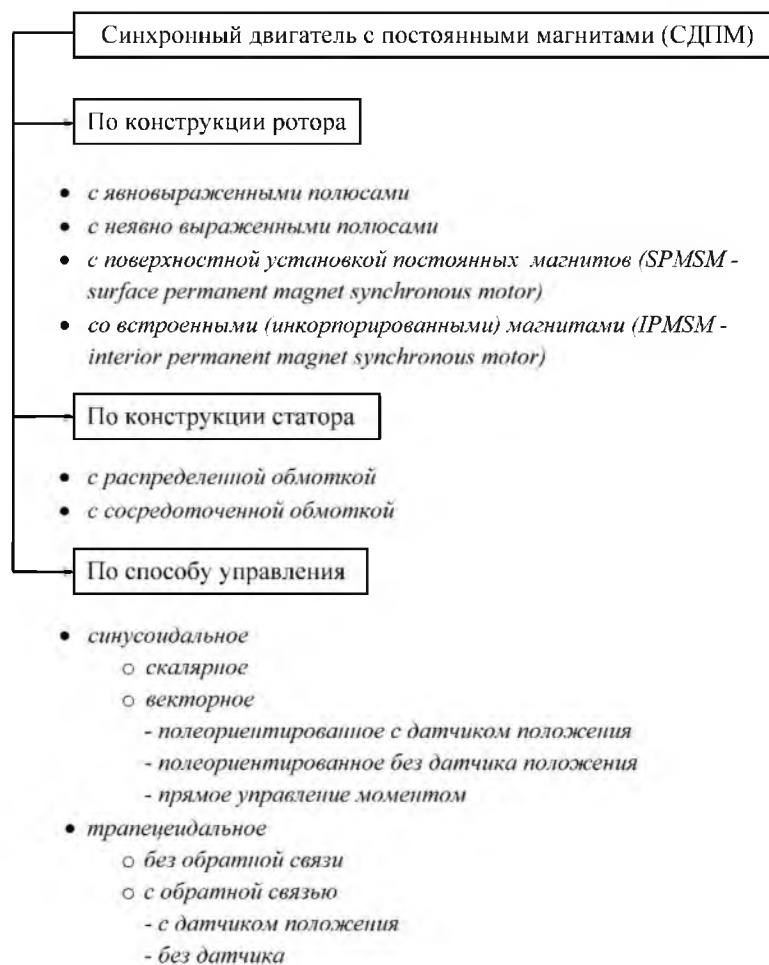


Рисунок 2 - Классификация вентильных синхронных электродвигателей с постоянными магнитами

По способу управления подробная классификация представлена на (рисунке 2). Применяются два основных вида управления синусоидальное для СДПМ и трапецеидальное для БДПТ.

Для решения более простых задач используют трапецеидальное управление за счет коммутации обмоток. Данный вид управления скалярный и является наиболее простым, он активно применяется в приводах, где не требуется точности в управлении и широкого диапазона регулирования. Существенно увеличить диапазон управления, точность регулирования, повысить быстродействие электропривода позволяет использование полеориентированного управления и прямого управления моментом. В системе прямого управления моментом СДПМ лежит метод управления моментом и потоком с помощью предельных циклов путем подачи с выхода ПЧ на обмотку СДПМ оптимального напряжения. Задача прямого управления моментом обеспечить быструю реакцию электромагнитного момента на управляющее воздействие. В полеориентированном управлении изменение момента осуществляется путем воздействия на ток статора, который является управляемой величиной, а в системе с прямым управлением моментом управляемой величиной является потокосцепление статора [2-3]. Полеориентированное

управление реализуется за счет отдельного управления магнитным полем и моментом электродвигателя. Следует отметить, что данным методом управления применяется и для асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором (АДКР) [4]. Обе системы применимы в современных приводах, однако необходимо обращать внимание на требования к показателям регулируемого электропривода, так как при малых скоростях в методе прямого управления моментом возникают пульсации тока и момента. При полеориентированном управлении управление СДПМ приближается к эталонному регулируемому ДПТ НВ, и данная система управления потенциально является более энергоэффективной.

Рассматривая математические модели и свойства трехфазных СДПМ следует учитывать двухзонную область скоростей. При этом наиболее оптимальным режимом работы СДПМ является область скоростей  $\omega_{\min} \leq \omega \leq \omega_{\text{ном}}$ . В данной области управления отсутствует продольная реакция якоря и регулирование скорости осуществляется с постоянным моментом, при соблюдении условий нагрева. Данную область управления рассмотрим в рамках данной статьи.

Для упрощения расчетов и построения математических моделей, описывающих управление трехфазным СДПМ, его преобразуют в эквивалентный двухфазный двигатель с осями координат на статоре  $1\alpha-1\beta$  и на роторе  $2d-2q$ . При описании управления трехфазного СДПМ будем использовать математическое описание во вращающейся системе координат, так как оно обеспечивает наибольшую наглядность, протекающих в обмотках статора электромагнитных процессов (рисунок 3).

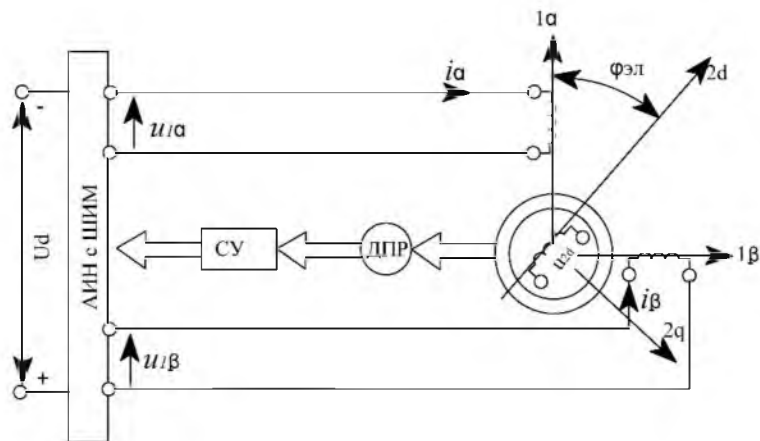


Рисунок 3 – Модель двухфазного вентильного СДПМ с осями координат на статоре  $1\alpha-1\beta$  и на роторе  $2d-2q$

В трехфазном СДПМ напряжение фаз статора изменяются в соответствии с выражениями [3,4]:

$$\left. \begin{aligned} u_{1\alpha} &= U_{1m} \cdot \sin \omega_{эл} \cdot t; \\ u_{1\beta} &= U_{1m} \cdot \sin(\omega_{эл} \cdot t - \frac{2\pi}{3}); \\ u_{1\gamma} &= U_{1m} \cdot \sin(\omega_{эл} \cdot t - \frac{4\pi}{3}); \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где  $U_{1m}$  - амплитудное значение первой гармоники фазного напряжения статора СДПМ;

$\omega_{эл} = p_{\Pi} \cdot \omega$  - электрическая угловая скорость ротора, которая равна угловой частоте  $\omega_1$  - изменения первой гармоники напряжения статора;  $\omega$  - механическая угловая скорость;  $p_{\Pi}$  - число пар полюсов.

Выполним преобразование выражения (1) к осям  $\alpha$ - $\beta$  применяя коэффициент пропорциональности, равный  $\sqrt{\frac{2}{3}}$  получаем:

$$\begin{bmatrix} u_{1\alpha} \\ u_{1\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{3}{2} u_{1a} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} (u_{1b} - u_{1c}) \end{bmatrix} \quad (2)$$

Подставив (1) в (2), найдем:

$$\left. \begin{aligned} u_{1\alpha} &= -U_{m\alpha} \sin \omega_{эл} t, \\ u_{1\beta} &= U_{m\alpha} \cdot \cos \omega_{эл} t \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где  $U_{m\alpha}$  - амплитудное значение первой гармоники фазного напряжения эквивалентного двухфазного СДПМ, которое равно:

$$U_{m\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot U_{1m} \quad (4)$$

Представим схожие преобразования для фазных потокосцеплений  $\Psi_{1a}$ ,  $\Psi_{1b}$ ,  $\Psi_{1c}$ :

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{1\alpha} &= -\Psi_{m\alpha} \sin(\omega_{эл} t - \xi), \\ \Psi_{1\beta} &= -\Psi_{m\alpha} \sin(\omega_{эл} t - \xi), \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

$$\Psi_{m\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \Psi_{1m}; \quad (6)$$

где  $\xi$  - угол сдвига кривой потокосцепления относительно кривой напряжения;  
 $\Psi_{1m}$  – амплитудное значение фазного потокосцепления.

Выполняя математическое описание для упрощения расчетных соотношений и структурных схем, переменные величины электродвигателя приводят к осям координат, где находится обмотка возбуждения. В нашем случае вместо обмотки возбуждения установлены постоянные магниты, создающие магнитный поток. Постоянные магниты устанавливаются на роторе, поэтому и приводить величины будем к осям d-q.

Если обозначить  $\varphi_{эл} = \omega_{эл} t$ , тогда напряжения (3) получим в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} u_{1\alpha} &= -U_{m\alpha} \sin \varphi_{эл} \\ u_{1\beta} &= U_{m\alpha} \cdot \cos \varphi_{эл} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Вектор напряжения  $[u_{1d} \ u_{1q}]^T$  в осях d-q определяется координатным преобразованием [5]:

$$\begin{bmatrix} u_{1d} \\ u_{1q} \end{bmatrix} = \tau_1 \left( \bar{k}, \varphi_{эл} \right) \begin{bmatrix} u_{1\alpha} \\ u_{1\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi_{эл} & \sin \varphi_{эл} \\ -\sin \varphi_{эл} & \cos \varphi_{эл} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} -\sin \varphi_{эл} \\ \cos \varphi_{эл} \end{bmatrix} \cdot U_{m\alpha} = U_{m\alpha} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad (8)$$

При этом получаем  $u_{1d} = 0$ ;  $u_{1q} = U_{m\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot U_{1m}$  (9)

Учитывая, что для СДПМ:  $u_{2d} = 0$ ;  $i_{2d} = 0$ ;  $u_{2q} = 0$ ;  $i_{2q} = 0$

Запишем уравнение математической модели эквивалентного двухфазного СДПМ в осях d-q [5]:

$$\left. \begin{aligned} u_{1q} &= i_{1q}R_1 + \frac{d\Psi_{1q}}{dt} + \omega_{\text{ЭЛ}}\Psi_{1d}; \\ M &= p_{\Pi}\Psi_{1d}i_{1q}; i_{1d} = 0; \\ \Psi_{1d} &= L_{1d}i_{1d} + \Psi_{ma} = \Psi_{ma} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \Psi_{1m}; \\ \Psi_{1q} &= L_{1q}i_{1q} + L_{12}i_{2q} = L_{1q}i_{1q}; \\ e_1 &= \omega_{\text{ЭЛ}}\Psi_{1d}, \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

где  $e_1$  – ЭДС вращения;

$R_1$  – активное сопротивление фазы.

Если постоянные магниты находятся на поверхности ротора, тогда можем принять:

$$L_{1d} = L_{1q} = L_1 = \text{const}$$

Учитывая (9), при этом добавив уравнение движения электропривода, получим математическую модель трехфазного СДПМ в осях d-q:

$$\left. \begin{aligned} \sqrt{3} \cdot U_1 &= i_{1q}R_1 + \frac{d\Psi_{1q}}{dt} + \sqrt{3} \cdot \omega_{\text{ЭЛ}}\Psi_1; \\ \Psi_{1q} &= L_1i_{1q}; \Psi_{1d} = \sqrt{3} \cdot \Psi_1; i_{1d} = 0; \\ M &= p_{\Pi}\sqrt{3} \cdot \Psi_1i_{1q}; \Psi_1 = \Psi_{1\text{НОМ}} = \frac{E_{1\text{НОМ}}}{\omega_{\text{НОМ}}}; \\ E_{1Л} &= \sqrt{3} \cdot \Psi_1\omega_{\text{ЭЛ}}; \omega_{\text{ЭЛ}} = p_{\Pi}\omega; \\ M - M_c &= J \frac{d\omega}{dt}, \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

где  $U_1, E_1, \Psi_1$  – действующие значения фазного напряжения, ЭДС, потокосцепления трехфазного СДПМ:  $U_1 = \frac{U_{1m}}{\sqrt{2}}; E_1 = \frac{E_{1m}}{\sqrt{2}}; \Psi_1 = \frac{\Psi_{1m}}{\sqrt{2}};$

$E_{1Л}$  – действующее значение линейной ЭДС вращения;

$\omega_{\text{НОМ}}$  – номинальная угловая скорость двигателя;

$E_{1\text{НОМ}}, \Psi_{1\text{НОМ}}$  – действующие значения;

$M_c$  – статический момент;

$J$  – момент инерции.

Если математически описывать установившийся режим работы СДПМ тогда из уравнения (11) получим уравнение электрического равновесия:

$$\sqrt{3} \cdot U_1 = \sqrt{3} \cdot E_1 + I_{1q}R_1 \quad (12)$$

Данное выражение можно записать в другом виде:

$$U_{Л} = E_{Л} + I_{1q}R_1, \quad (13)$$

Из уравнения равновесия следует, что  $I_{1q} = I_1$  – это и есть действующее значение фазного тока трехфазного СДПМ, а линейные величины будут равны:

$$U_{Л} = \sqrt{3} \cdot U_1, E_{Л} = \sqrt{3} \cdot E_1 \quad (14)$$

Тогда в осях d-q установившийся режим работы трехфазного СДПМ будет описываться уравнениями через выражение фазных значений переменных при помощи действующих значений:

$$\left. \begin{aligned} \sqrt{3} \cdot U_1 &= \sqrt{3} \cdot E_1 + I_1R_1; \\ E_1 &= \omega_1 \cdot \Psi_1; \\ M &= p_{\Pi}I_1\sqrt{3} \cdot \Psi_1; \omega_1 = \omega_{\text{ЭЛ}} \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Принимая во внимание уравнения (10), при этом учитывая (14) и (15), получим математическую модель трехфазного СДПМ в осях d-q:

$$\left. \begin{aligned} \sqrt{3} \cdot U_1 &= i_1 R_1 + \frac{d\Psi_{1q}}{dt} + \sqrt{3} \cdot \omega_1 \Psi_{1d}; \\ M &= p_{II} \sqrt{3} \cdot i_1 \Psi_{1d}; \quad \Psi_{1q} = L_1 \cdot i_1; \\ M - M_C &= J \frac{d\omega}{dt}; \quad \Psi_{1d} = \sqrt{3} \cdot \Psi_{1q}; \\ \omega_1 &= \omega_{эл} \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

В каталогах вентильных трехфазных СДПМ приводится значение постоянной величины, которая связывает электромагнитный момент с действующим током статора, а так же действующее значение ЭДС с угловой скоростью двигателя. Запишем это выражение в математической форме:

$$p_{II} \sqrt{3} \cdot \Psi_{1d} = p_{II} \Psi_{1q} = \frac{M}{I_1} = \frac{E_{II}}{\omega} = c \quad (17)$$

Запишем уравнение установившегося режима СДПМ с учетом постоянной величины с:

$$\left. \begin{aligned} U_{II} &= E_{II} + I_1 R_1; \\ E_{II} &= c \omega; \\ M &= c I_1 \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Если разделить первое уравнение из системы уравнений (18) на постоянную величину с и обозначить угловую скорость идеального холостого хода СДПМ следующим выражением:

$$\omega_0 = \frac{U_{II}}{c} \quad (19)$$

Из выражения (19) видно, что  $\omega_0$  устанавливается за счет величины действующего значения первой гармоники линейного напряжения  $U_{II}$  на выходе ПЧ.

При этом очевидно, что падение угловой скорости будет обусловлено изменением электромагнитного момента:

$$\Delta\omega = \frac{I_1 R_1}{c} = \frac{M R_1}{c^2} = \frac{M}{\beta} \quad (20)$$

Модуль жесткости механической характеристики будет иметь выражение:

$$\beta = \frac{c^2}{R} \quad (21)$$

Отсюда запишем уравнение механической характеристики трехфазного СДПМ для 1-ой зоны регулирования  $\omega_{\min} \leq \omega \leq \omega_{\text{ном}}$  в которой отсутствует продольная реакция якоря и регулирование скорости осуществляется с постоянным моментом:

$$\omega = \omega_0 - \frac{M}{\beta} \quad (22)$$

Как видно из полученных уравнений при векторном управлении имеем аналогию трехфазного СДПМ с ДПТ НВ при компенсации реакции якоря. Но этот режим достигается за счет использования регулятора тока, который обеспечивает условие  $I_{1d} = 0$  и  $I_1 = I_{1q}$ , т.е. угол  $\theta_{эл}$  между вектором тока  $I_1$  и осью q равен нулю.



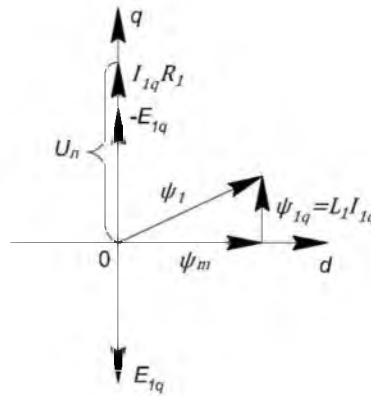


Рисунок 4 – Векторная диаграмма трехфазного СДПМ

При  $\theta_{эл}=0$  трехфазный СДПМ развивает максимальный электромагнитный момент. Этим условиям будет соответствовать векторная диаграмма в осях  $d$ - $q$  (рисунок 4).

#### Выводы:

Из полученных уравнений при векторном управлении показана полная аналогия трехфазного СДПМ с ДПТ НВ при компенсации реакции якоря за счет использования регулятора тока, который обеспечивает условие  $I_{1d} = 0$  и  $I_1 = I_{1q}$ , т.е. угол  $\theta_{эл}$  между вектором тока  $I_1$  и осью  $q$  равен нулю.

Полученные уравнения и векторная диаграмма показала, что при векторном управлении вектор тока перпендикулярен вектору магнитного потока, а в качестве индуктивности выступает только индуктивность рассеяния обмотки статора. Индуктивное сопротивление реакции якоря не оказывает влияния на электромагнитный момент и механическую характеристику, что существенно увеличивает диапазон и точность регулирования систем управления с СДПМ.

#### Список литературы:

1. Плетнев С.В. Магнитное поле, свойства, применение. — СПб.: Гуманистика, 2004. — 624 с
2. Абд Эль Вхаб Амр Рефки, Каракулов А.С., Дементьев Ю.Н., Кладиев С.Н. Сравнительный анализ векторного управления и прямого управления моментом синхронного электродвигателя с постоянными магнитами // Известия ТПУ. Энергетика. — 2011. — Т. 319. — № 4. С. 93–99.
3. Абд Эль Вхаб Амр Рефки, Каракулов А.С., Дементьев Ю.Н., Кладиев С.Н. Микропроцессорная система прямого управления моментом электроприводов на базе синхронного двигателя с постоянными магнитами // Известия вузов. Электромеханика. — 2011. - № 6. — С. 62–67.
4. Иванов, Д. М. Векторное управление как наиболее прогрессивный метод управления потокосцеплением и электромагнитным моментом асинхронного двигателя / Д. М. Иванов, С. С. Нефедов // Энергосбережение - важнейшее условие инновационного развития АПК: материалы Международной научно-технической конференции, Минск, 19-20 декабря 2019 г. - Минск: БГАТУ, 2019. - С. 154-157.
5. Фираго, Б. И. Векторные системы управления электроприводами: Учебное пособие / Фираго Б.И., Васильев Д.С. - Мн.: Вышэйшая школа, 2016. - 159 с
6. Фираго, Б.И. Теория электропривода: Учеб. пособие /Б.И. Фираго, Л.Б. Павлячик. — 2-е изд.—Минск: Техноперспектива, 2007. — 587с.
7. Фираго, Б.И. Регулируемые электроприводы переменного тока / Б.И. Фираго, Л.Б. Павлячик. Минск, 2006. — 363с.