

УДК 519.6

# СИНТЕЗ АЛГОРИТМОВ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ СЛЕДЯЩЕГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПРИВОДА ВКН С АСИНХРОННЫМ ТРЕХФАЗНЫМ ДВИГАТЕЛЕМ С КОРОТКОЗАМКНУТЫМ РОТОРОМ

**Э.Я. Матвеева**

*Тульский государственный университет*  
Россия, 300012, Тула, пр. Ленина, 95  
elinamatveeva6910@gmail.com

**Горячев О.В.**

*Тульский государственный университет*  
Россия, 300012, Тула, пр. Ленина, 95

**Ключевые слова:** стенд ВКН, электрический следящий привод, математическая модель, преобразование Кларк и Парка, динамические характеристики, векторное управление.

**Аннотация:** В ходе изучения материала объектом исследования являлся электропривод на базе асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором в системе координат, вращающейся со скоростью вращения электромагнитного поля статора, использующийся в стенде ВКН. В процессе решаются вопросы, связанные с разработкой математической модели трехфазного асинхронного двигателя во вращающейся системе координат. Целью работы является построение моделей и исследование характеристик асинхронного трехфазного двигателя с короткозамкнутым ротором в пакетах расширения Simulink программы Matlab, а также анализ синтеза алгоритмов векторного управления. Для повышения статических и динамических характеристик системы с помощью математических преобразований была получена линеаризованная модель, эквивалентная модели двигателя постоянного тока, в результате чего стало возможным использование классических методов коррекции: метода глубокой обратной связи и подчиненного регулирования.

## 1. Введение

Актуализация теории векторного управления электроприводами переменного тока приводит к быстрому вытеснению из промышленности электроприводов постоянного тока и их замене системами электроприводов переменного тока, абсолютное большинство которых строится на базе асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором. Преимущества, связанные с простотой конструкции, относительно низкой себестоимостью, возможностью выдерживать кратковременные токовые перегрузки, отсутствием вращающихся контактов за счет применения беличьей клетки в конструкции ротора, позволили стать асинхронным двигателям с короткозамкнутым ротором самыми надежными и наиболее распространенными электрическими машинами. В силу общеизвестных и подтвержденных многими годами успешной эксплуатации положительных качеств, асинхронные электрические машины нашли

широкое применение в различных сферах промышленности. Развитие принципов теории управления асинхронными регулируемым электродвидами привело к появлению различных методов управления. К таким методам управления относятся скалярное, векторное и прямое управление моментом. Перечисленные методы управления имеют свои области применения и в разной степени требовательны к наличию информации об электромагнитных параметрах математической модели асинхронной машины, применяемой в составе электропривода. Электромагнитные процессы, происходящие в роторной обмотке, существенно отличаются от типовых процессов в электрических машинах, поэтому разработка математической модели асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором, позволяющей точнее учитывать процесс электромеханического пространственного преобразования с учетом векторного управления, а также преобразование энергии трехфазного переменного тока в механическую энергию с возможностью формирования электромеханических обратных связей, является актуальной технической задачей.

## 2. Векторное управление АД с КЗ ротором

Существует два основных вида управления асинхронными двигателями – скалярное и векторное. Для улучшения точностных, динамических и энергетических характеристик электропривода, а также для более широкого диапазона регулирования скорости вращения ротора и возможности сохранения постоянной величины скорости при изменяющемся моменте нагрузки используется векторный метод управления асинхронным двигателем. Однако, электрический двигатель с таким способом управления обладает сложным математическим описанием, для упрощения которого используются различные системы координат.

Для упрощения математического описания производится переход от трехфазной схемы АД в осях  $a, b, c$  к двухфазной схеме АД в осях  $u, v$ . При переходе к двухфазной системе координат три координатные оси преобразуются в две ортогональные оси  $u, v$ . Ось ротора  $u$  при этом совпадает с исходной осью  $a$ , а ось  $v$  ортогональна оси  $u$ . Результирующий вектор тока ротора  $\vec{i}_2$  однозначно характеризуют мгновенные значения токов ротора  $i_{2u}, i_{2v}$  по осям  $u, v$  протекающих под воздействием напряжений  $u_{2u}, u_{2v}$ , прикладываемых к обмоткам  $u_2, v_2$ . Ось статора  $\alpha$  при этом совпадает с исходной осью  $a_1$ , а ось  $\beta$  ортогональна оси  $\alpha$ . Результирующий вектор потокосцепления статора  $\vec{\psi}_1$  однозначно характеризует мгновенные значения потокосцеплений  $\psi_{1\alpha}, \psi_{1\beta}$ .

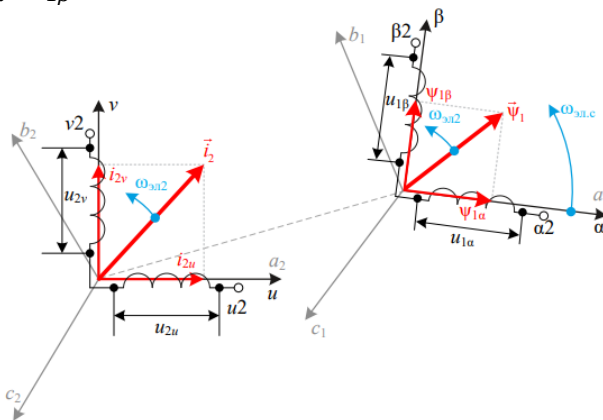


Рис. 1. Схема АД в двухфазной неподвижной системе координат в осях  $u, v$  и  $a, \beta$ .

Для осуществления преобразований, описанных выше, используется прямое преобразование Кларка и Парка. Преобразование Кларка осуществляет переход фазных напряжений из естественной трехфазной системы координат  $A, B, C$  в ортогональную синхронную систему координат  $\alpha, \beta$  (1-2). Прямое преобразование Парка используется для преобразования из двухфазной неподвижной системы координат во вращающуюся систему координат, ориентированную по вектору потокосцепления ротора (2-3). Стоит учесть условие совмещения действительной оси вращающейся системы координат с вектором потокосцепления ротора. Тогда проекция потокосцепления ротора на ось  $u$  будет равна модулю этого потокосцепления, а проекция на ось  $v$  – нулю.

$$(1) \quad \begin{cases} \vec{u}_1 = R_1 \vec{i}_1 + \frac{d\vec{\psi}_1}{dt} + j\omega_k \vec{\psi}_1 \\ 0 = R_2 \vec{i}_2 + \frac{d\vec{\psi}_2}{dt} + j(\omega_k - Z_p \omega_2) \vec{\psi}_2 \\ \vec{\psi}_1 = \vec{i}_1 L_1 + \vec{i}_2 L_m \\ \vec{\psi}_2 = \vec{i}_1 L_m + \vec{i}_2 L_2 \\ M_{\partial\theta} = \frac{3}{2} Z_p \cdot k_2 \cdot \text{mod}(\vec{\psi}_2 \times \vec{i}_1) \\ J_{\partial\theta} \frac{d\omega_2}{dt} = M_{\partial\theta} - M_H \end{cases}$$

$$(2) \quad \begin{cases} u_{1\alpha} = r_1 i_{1\alpha} + L_1^{np} \frac{di_{1\alpha}}{dt} - \frac{k_2}{T_2} \psi_{2\alpha} - k_2 Z_p \omega_2 \psi_{2\beta} \\ u_{1\beta} = r_1 i_{1\beta} + L_1^{np} \frac{di_{1\beta}}{dt} - \frac{k_2}{T_2} \psi_{2\beta} + k_2 Z_p \omega_2 \psi_{2\alpha} \\ 0 = -k_2 R_2 i_{1\alpha} + \frac{\psi_{2\alpha}}{T_2} + \frac{d\psi_{2\alpha}}{dt} + Z_p \omega_2 \psi_{2\beta} \\ 0 = -k_2 R_2 i_{1\beta} + \frac{\psi_{2\beta}}{T_2} + \frac{d\psi_{2\beta}}{dt} - Z_p \omega_2 \psi_{2\alpha} \\ M_{\partial\theta} = \frac{3}{2} Z_p \cdot k_2 \cdot (\psi_{2\alpha} i_{1\beta} - \psi_{2\beta} i_{1\alpha}) \\ J_{\partial\theta} \frac{d\omega_2}{dt} = M_{\partial\theta} - M_H \end{cases}$$

$$(3) \quad \begin{cases} \frac{di_{1u}}{dt} = -\frac{i_{1u}}{T_1} - j\omega_k i_{1u} + \frac{k_2}{T_2 L_1^{np}} \psi_{2u} + Z_p \omega \frac{k_2}{L_1^{np}} \psi_{2v} + \frac{u_{1u}}{L_1^{np}} \\ \frac{di_{1v}}{dt} = -\frac{i_{1v}}{T_1} - j\omega_k i_{1v} + \frac{k_2}{T_2 L_1^{np}} \psi_{2v} + Z_p \omega \frac{k_2}{L_1^{np}} \psi_{2u} + \frac{u_{1v}}{L_1^{np}} \\ \frac{d\psi_{2u}}{dt} = -\frac{\psi_{2u}}{T_2} + \frac{k_2 L_2}{T_2} i_1 + (\omega_k - Z_p \omega) \psi_{2v} \\ \frac{d\psi_{2v}}{dt} = \frac{\psi_{2v}}{T_2} + \frac{k_2 L_2}{T_2} i_1 - (\omega_k - Z_p \omega) \psi_{2u} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J_{\partial\theta}} (M_{\partial\theta} - M_c) \\ M_{\partial\theta} = \frac{3}{2} Z_p k_2 (\psi_{2u} i_{1v} - \psi_{2v} i_{1u}) \end{cases}$$

В полученной системе уравнений (3) в выражениях для токов присутствуют перекрёстные связи по потокосцеплению ротора. Для осуществления векторного управления необходимо исключить данные перекрёстные связи. Модифицируя выражения для составляющих напряжения статора, можно получить систему уравнений с развязанными каналами управления. Тогда эквивалентная схема векторного управления будет иметь вид, представленный на рис. 2.

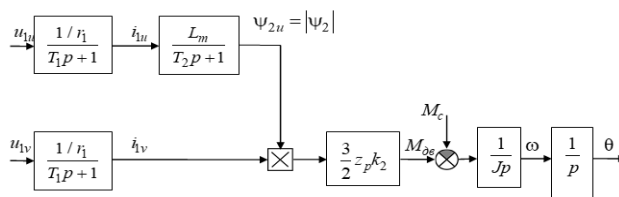


Рис. 2. Эквивалентная схема векторного управления.

Функциональная схема привода с векторным управлением с ориентированием по потокосцеплению ротора привода приведена на рис. 3.

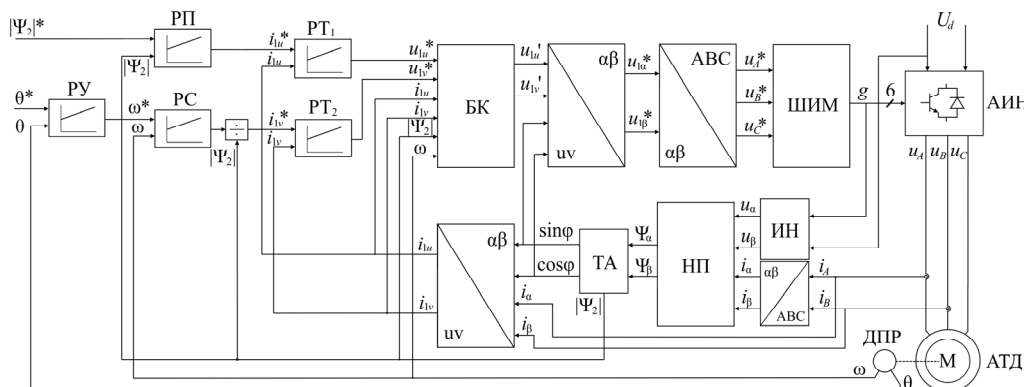


Рис. 3. Функциональная схема привода с векторным управлением.

С помощью математических преобразований можно получить линеаризованную модель, эквивалентную модели двигателя постоянного тока. Это дает возможность использовать классические методы коррекции: метод глубокой обратной связи и подчинённого регулирования. С помощью данных методов можно достичь улучшения статических и динамических характеристик системы.

Проведем имитационное моделирование на примере ВКН, показывающее работоспособность полученной системы управления. Simulink-схема привода показана на рис. 4.

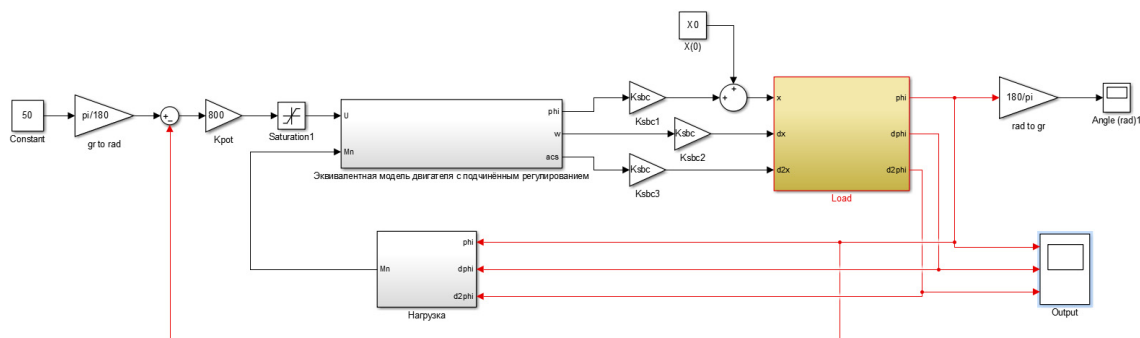
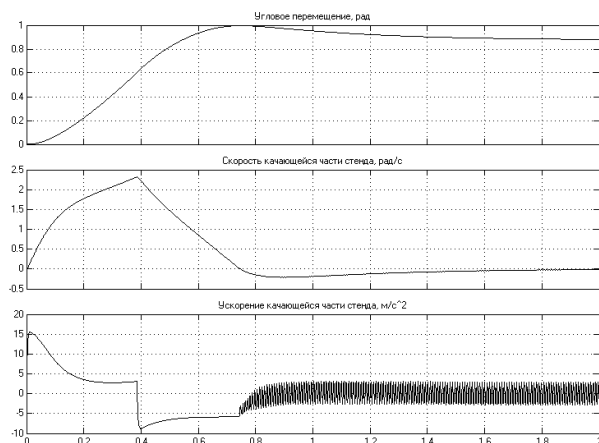


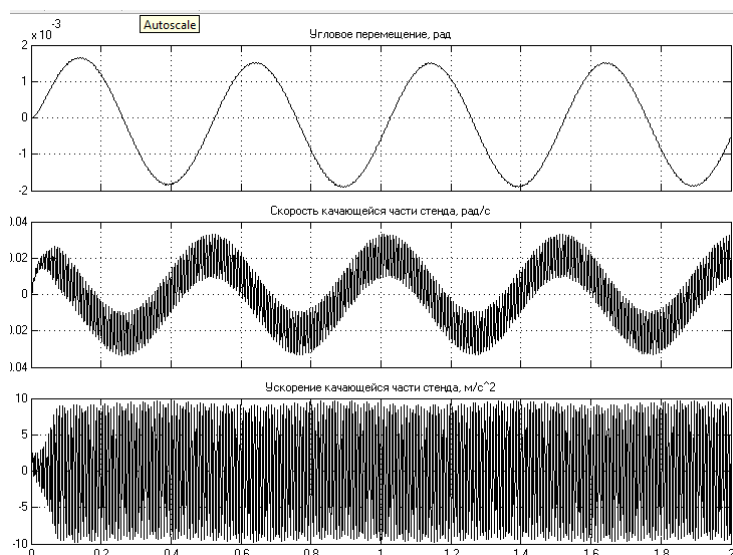
Рис. 4. Модель имитационного стенда ВКН в систем Simulink.

При подаче на вход системы постоянного входного воздействия, соответствующего перебору направляющей из начального положения на угол 50°, были получены результаты работы стенда, приведенные на рис. 5.



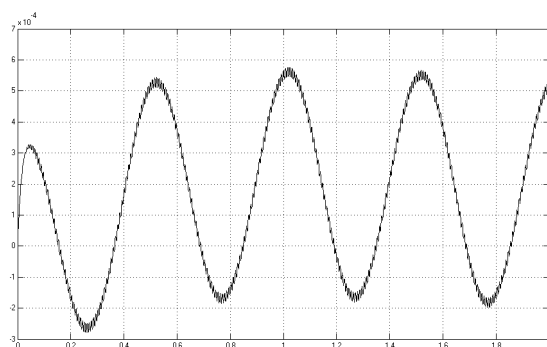
**Рис. 5.** Угловое перемещение, скорость и ускорение качающейся части стэнда при постоянном входном воздействии.

При обработке синусоидального сигнала амплитудой 0,1 рад и частотой 2 Гц, имитирующего качку, получим результаты, показанные на рис. 6.



**Рис. 6.** Угловое перемещение, скорость и ускорение качающейся части стэнда при постоянном входном воздействии.

Время переброса составляет 1,2 секунды, перерегулирование по углу – 10%, что соответствует требованиям технического задания. Динамическая ошибка представлена на рис. 7.



**Рис. 7.** Ошибка по положению.

Таким образом, привод автоматизированного станда хорошо отрабатывает постоянное входное воздействие, так и гармонический сигнал.

### 3. Вывод

В настоящей работе были исследованы характеристики автоматизированного станда, используемого для отработки алгоритма управления приводом вертикального канала наведения. В качестве исполнительного двигателя использован асинхронный трехфазный двигатель с короткозамкнутым ротором. Разработана математическая модель для исследования характеристик, сформировано математическое описание привода с векторным управлением на основе асинхронного трехфазного двигателя в синхронной системе координат, вращающейся со скоростью вращения электромагнитного поля статора, реализовано управление по нескольким координатам – положению, скорости, току статора, потокосцеплению ротора. С помощью математических преобразований была получена линеаризованная модель, эквивалентная модели двигателя постоянного тока, в результате чего стало возможным использование классических методов коррекции: метода глубокой обратной связи и подчинённого регулирования. С помощью данных методов можно повысить статические и динамические характеристики системы. Сформировано математическое описание, выполнен расчёт динамических и точностных характеристик, разработан закон управления с реализацией модели корректирующего устройства. На основе математического описания проведено моделирование системы в среде Simulink программы Matlab.

### Список литературы

1. Анучин А.С. Системы управления электроприводом: учебник для вузов. М: Издательский дом МЭИ, 2015. 373 с.
2. Калачев Ю.Н. Векторное регулирование (заметки практика). М.: ЭФО, 2013. 63 с.
3. Терехов В.М., Осипов О.И. Системы управления электроприводов. Под ред. В.М.Терехова. М.: Академия, 2005. 304 с.
4. Ключев В.И. Теория электропривода. М.: Энергоатомиздат, 1985. 560 с.
5. Усольцев А.А. Векторное управление асинхронными двигателями. С.Пб., 2002.