

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования
«Южно-Уральский государственный университет»
(национальный исследовательский университет)
Политехнический институт
Энергетический факультет
Кафедра «Автоматизированный электропривод»

РАБОТА ПРОВЕРЕНА

Рецензент, профессор, д.т.н., доцент

_____/М.М. Дудкин/

“ ____ ” _____ 2017 г.

ДОПУСТИТЬ К ЗАЩИТЕ

Заведующий кафедрой, к.т.н., доцент

_____/А.Н. Шишков/

“ ____ ” _____ 2017 г.

Системы автоматизированного электропривода
с косвенным вычислением скорости и положения ротора

ВЫПУСКНАЯ КВАЛИФИКАЦИОННАЯ НАУЧНАЯ РАБОТА (ДИССЕРТАЦИЯ)

ЮУрГУ - 13.04.02. 2017. 271. ВКР

Руководитель, к.т.н., доцент

_____/Т.А. Функ /

“ ____ ” _____ 2017 г.

Автор

студент группы П-286

_____/А.И. Гребнев /

“ ____ ” _____ 2017 г.

Нормоконтролер, к.т.н., доцент

_____/Т.А. Функ /

“ ____ ” _____ 2017 г.

Челябинск 2017 г.

АННОТАЦИЯ

Гребнев А.И. Системы автоматизированного электропривода с косвенным вычислением скорости и положения ротора. – Челябинск: ЮУрГУ, П; 2017, 115 с., 30 ил., 11 табл., литература – 60 наим., 1 прил.

В данной выпускной квалификационной научной работе (диссертации) проведен анализ применения косвенных методов оценки переменных в электроприводе. Исследуются вопросы использования косвенных методов для различных механизмов и систем управления на основе материалов, представленных в российских и международных наукометрических базах данных посредством российского информационно-аналитического портала e-library, международной базы данных *Scopus*, ресурсов *ScienceDirect*, системы *SciVal*.

Выполнен обзор систем импульсно-векторного управления электроприводами. Систематизированы данные по существующим косвенным методам оценки состояния вектора системы. Проведено исследование импульсно-векторной системы управления асинхронным электродвигателем с фазным ротором и косвенным определением углового положения ротора.

Предложен способ косвенного определения начального углового положения ротора в импульсно-векторной системе управления асинхронным двигателем с фазным ротором, а также разработано математическое описание импульсно-векторной системы управления асинхронным двигателем с фазным ротором как многофазной, несимметричной, нелинейной, импульсной системы, ориентированной на получение функциональных зависимостей электрических переменных систем от углового положения ротора.

					<i>ЮУрГУ-13.04.02. 2017. 271.01.ПЗ</i>			
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата				
Разраб.	Гребнев А.И.				Исследование режимов работы буровой установки	Лит.	Лист	Листов
Провер.	Функ Т.А.						4	
Реценз	Дудкин М.М.					ЮУрГУ Кафедра АЭП		
Н. Контр.	Функ Т.А.							
Утверд.	Шишков А.Н.							

4.2 Алгоритм определения начального углового положения ротора.....	81
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	86
ЛИТЕРАТУРА	87
ПРИЛОЖЕНИЕ А.....	94

					<i>ЮУрГУ-13.04.02. 2017. 271.01 ПЗ</i>	<i>Лист</i>
<i>Изм.</i>	<i>Лист</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Подпись</i>	<i>Дата</i>		6

ВВЕДЕНИЕ

Повсеместное применение различных систем электроприводов в промышленности предъявляет все более высокие требования к качеству ведения технологических процессов на производстве. Такое всеобщее применение приводит к тому, что системы электрического привода ЭП могут рассматриваться как мехатронные системы. При этом, система управления, встраиваемая в электропривод, интегрируется вместе с силовым преобразователем и исполнительным электродвигателем в так называемый мехатронный модуль движения. Чтобы достичь необходимые характеристики управления системы электропривода и обеспечить оптимальный технологический процесс требуется наличие своевременной корректировки сигналов задания в зависимости от динамически меняющейся информации о состоянии объекта управления. Для реализации этого необходимо выполнение ряда условий:

- применение адаптивных замкнутых систем регулирования по отклонению;
- формирование соответствующего информационного обеспечения процесса управления.

В современной промышленности используются различные электроприводы ЭП, управление которыми осуществляется в зависимости от углового положения ротора. К ним относятся, например, система импульсно-векторного управления асинхронным электродвигателем с фазным ротором, импульсно-векторная система управления синхронной реактивной машиной с независимым возбуждением, система электропривода с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения, системы управления вентильными двигателями. В общем и целом, для того, чтобы задача синтеза системы управления ЭП была возможной необходимо получать информацию о составляющих перемещения (например, величина, скорость, ускорение). Кроме того, это должно реализовываться с требуемыми точностью и быстродействием. Таким образом, получение информации о составляющих перемещения для дальнейшей реализации синтеза системы является очень важной задачей.

					<i>ЮУрГУ-13.04.02. 2017. 271.01 ПЗ</i>	<i>Лист</i>
<i>Изм.</i>	<i>Лист</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Подпись</i>	<i>Дата</i>		7

Для получения информации о составляющих перемещения в системе электропривода применяется два принципиально разных подхода:

- измерение скорости и/или положения непосредственно с помощью датчика, установленного на валу электродвигателя;
- косвенное определение вектора состояния объекта, осуществляемое по доступным для прямого измерения переменным без инсталляции датчика на вал электродвигателя.

Рассмотрим первый подход более подробно. Он подразумевает применение специальных измерительных устройств для получения требуемой информации о состоянии системы. При этом, в зависимости от области, где применяются такие измерительные устройства, датчики непосредственного измерения составляющих перемещения, они могут называться по-разному. Так, например, с точки зрения систем автоматического управления (САУ) и робототехники такие датчики называются первичными измерительными преобразователями перемещений (ПИП), тогда как при использовании таких устройств в области систем управления электроприводами они часто называются энкодерами. При этом, можно выделить два вида энкодеров. К первому типу относятся угловые энкодеры, которые именуются как преобразователи угловых перемещений и имеющие 10 000 и более импульсов на оборот, а также точность, составляющая более ± 10 угловых секунд. Второй тип – это так называемые «круговые датчики», под которыми рассматриваются энкодеры, которые не удовлетворяют вышеперечисленным критериям. Однако, это различие часто игнорируется, и угловым энкодером называют любой преобразователь угловых перемещений. Кроме того, преобразовываться энкодерами может как само перемещение, так и скорость такого перемещения.

Структура датчика положения следующая – он состоит из первичного и вторичного измерительного преобразователя. При этом, первичный преобразователь связан с измерительным элементом и осуществляет представление информации о положении вала двигателя в виде эл. импульсов.

					<i>ЮУрГУ-13.04.02. 2017. 271.01 ПЗ</i>	<i>Лист</i>
<i>Изм.</i>	<i>Лист</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Подпись</i>	<i>Дата</i>		8

Вторичный преобразователь предназначен для обработки этой информации и конвертации ее в аналоговую или цифровую форму. Первичный преобразователь, в свою очередь, состоит из задающего элемента (шкала) и чувствительного элемента, который формирует на выходе эл. сигналы.

При выборе энкодера во внимание принимаются такие аспекты, как погрешности, разрешение, быстродействие, устойчивость к эксплуатационным факторам, показатели надежности, стоимость, алгоритмы обработки сигналов. Все это необходимо учитывать при подборе энкодера для различных электроприводов.

Существует разновидность первичных измерительных преобразователей перемещений угловых перемещений – так называемые оптические энкодеры инкрементального или абсолютного типов, которые наиболее активно применяются в системах электропривода. Однако такие виды датчиков обладают одним главным недостатком – сложностью интерфейса, который предусматривает передачу цифрового эквивалента перемещения к микроконтроллеру. При этом, сам микроконтроллер предназначен для образования цифровых эквивалентов скорости и ускорения с помощью последовательного дифференцирования. Кроме того, реализация операций формирования таких эквивалентов сопряжено с существенно негативным аспектом – большим снижением точности информации о составляющих перемещения. Такая недостоверность в получении информации безусловно негативно отразится на всей системе. Использование таких энкодеров абсолютного типа применимо в концепции применения стандартных последовательных интерфейсов. Однако это не решает проблем, связанных с динамикой и помехозащищенностью формирования составляющих скорости и ускорения. Более того, в этом варианте возможны проблемы: в процессе передачи информации могут быть потери, отсутствует самостоятельное восстановление информации после пропадания питания. Применение оптических энкодеров имеет также существенные ограничения по условиям технологического процесса.

Для исключения вышеописанного недостатка возможно использование бесконтактных синусно-косинусных датчиков угла (СКДУ). Они обладают положительными свойствами, большой номенклатурой и оптимальной стоимостью в широком диапазоне. Все эти положительные аспекты позволяют произвести обоснованный выбор первичных измерительных преобразователей перемещений для применения в различных сферах техники.

Эффективность информационного обеспечения с использованием первичных измерительных преобразователей угловых перемещений определяется характеристиками самого преобразователя, способом и качеством сопряжения датчика и системы управления, а также характеристиками вспомогательного оборудования, используемого для получения сигнала обратной связи. В большинстве случаев применение современного датчика позволяет добиться требуемого качества регулирования, но наличие измерительного прибора на валу двигателя сопряжено с усложнением установки, замены и эксплуатации оборудования и увеличением стоимости системы электропривода. Существуют исключения, когда установка энкодера на вал двигателя либо нецелесообразна из-за указанных недостатков (например, для электроприводов промышленных вентиляторов, уличных транспортеров, насосов гидравлических прессов, компрессоров, воздуходувок, дымососов, эксгаустеров и др.), либо принципиально невозможна по условиям технологического процесса, например, из-за наличия радиации, излучений, высоких температур.

В таких случаях целесообразно применение второго подхода для получения составляющих перемещения. К нему относят косвенное определение вектора состояния объекта по доступным для прямого измерения переменным. При использовании данного метода точность определения вектора состояния системы ЭП определяется характеристиками используемого для оценки метода, качеством синтеза вычислителя, принципиальной возможностью получать наиболее точную информацию о скорости и положении ротора электродвигателя по доступным для прямого измерения данным, а также параметрами вычислительной аппаратуры.

Применение различных косвенных методов в современных системах электропривода является все более актуальным способом улучшения характеристик и достижения наиболее эффективным образом требований технологического процесса. Целью данной работы является разработать систему импульсно-векторного управления асинхронным двигателем с фазным ротором (СИВУ АДФР) с косвенным определением положения ротора.

В соответствии с поставленной целью решались следующие задачи:

- определение и обоснование актуальности и целесообразности использования систем с косвенным определением положения ротора;
- изучение существующих систем импульсно-векторного управления;
- обзор существующих методов косвенного определения вектора состояния системы, систематизация сведений;
- разработка математического описания СИВУ с АДФР и косвенным определением положения ротора.

В ходе решения вышеперечисленных задач использовались основные положения теории электромеханического преобразования энергии, общей теории электротехники, практические аспекты промышленной электроники, методы экспериментального исследования, методы математического моделирования систем, метод физического эксперимента.

1 ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С КОСВЕННЫМ ВЫЧИСЛЕНИЕМ ПЕРЕМЕННЫХ

Косвенное определение вектора состояния объекта производится по доступным для прямого измерения переменным. При этом, точность оценки вектора состояния определяется целым рядом факторов:

- характеристиками используемого для оценки метода,
- качеством синтеза вычислителя,
- принципиальной возможностью в той или иной системе электропривода получать достоверную информацию о скорости и положении ротора по доступным для прямого измерения переменным,
- параметрами вычислительной аппаратуры.

В ходе работы был произведен обзор и анализ существующих, так называемых, «бездатчиковых» методов, включающий около 80 русскоязычных и 200 англоязычных источников. Это является важным аспектом для решения задачи косвенного определения положения ротора электродвигателя для рассматриваемой системы импульсно-векторного управления асинхронным двигателем с фазным.

1.1 Актуальность исследования

В настоящее время существует множество методов косвенного определения вектора состояния системы электропривода с асинхронным электродвигателем. При этом, выбор метода косвенной оценки и синтез вычислителя для конкретного механизма сегодня является актуальным в силу того, что не существует конкретных рекомендаций по применению и синтезу того или иного метода оценки состояния системы.

1.1.1 Международные базы данных

Широкий интерес к косвенным методам оценки переменных координат электропривода (*Sensorless Control of Electrical Drives, Sensorless Drive Systems*) подтверждается данными, полученными в ходе исследования данного вопроса в аналитической системе *SciVal*. Кроме того, данный интерес в последние шесть лет остается стабильно высоким. Гистограмма публикационной активности по тематикам *Sensorless Control of Electrical Drives* или *Sensorless Drive Systems*, полученная в системе *SciVal* по информации из базы данных *Scopus*, приведены на рисунке 1.1 и в таблице 1.1. Исследования в данной области проводятся широким кругом научных сообществ в различных странах по всему миру.

Таблица 1.1 – Мировые данные публикационной активности

Год	2011	2012	2013	2014	2015	2016
Field-Weighted Citation Impact	1,64	1,61	1,05	1,07	0,99	0,91
Field-Weighted View Impact	0,89	0,77	0,75	0,98	0,73	0,77
Авторы	414	487	474	540	471	419

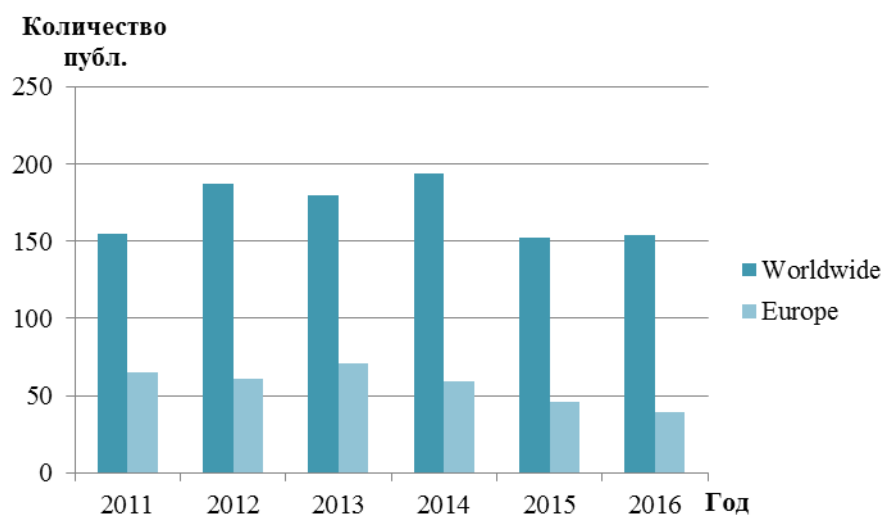


Рисунок 1.1 – Гистограмма публикационной активности по миру (Worldwide) и в Европе (Europe)

Наиболее активно разработки ведутся в Китае, Индии, Японии, США, Италии, Тайвани. Исследования проводятся как в области разработки и усовершенствования принципов косвенной оценки состояния, так и в области поиска и расширения областей применения косвенных методов для различных схем управления и рабочих механизмов. Публикационная активность по странам согласно системе *SciVal* изображена на рисунке 1.2.

Среди европейских стран наиболее активно исследования проводятся в Польше, Германии, Италии и Франции (рисунок 1.3). На мировой арене большую активность в данной сфере проводят также Китай и США.

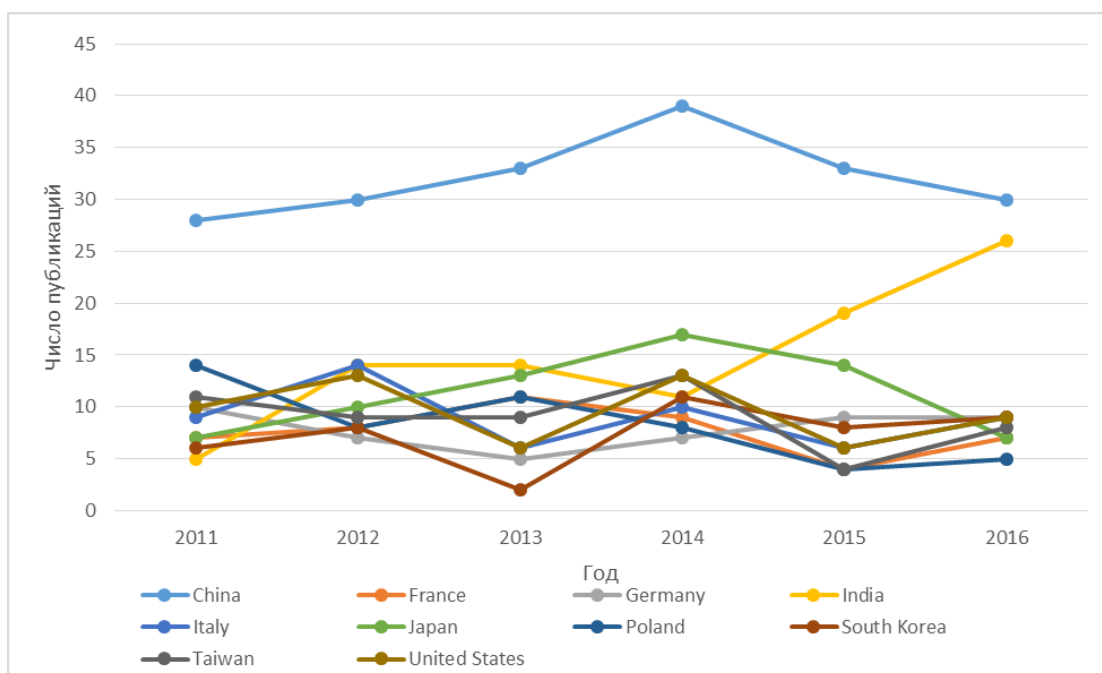


Рисунок 1.2 – Мировая публикационная активность по странам

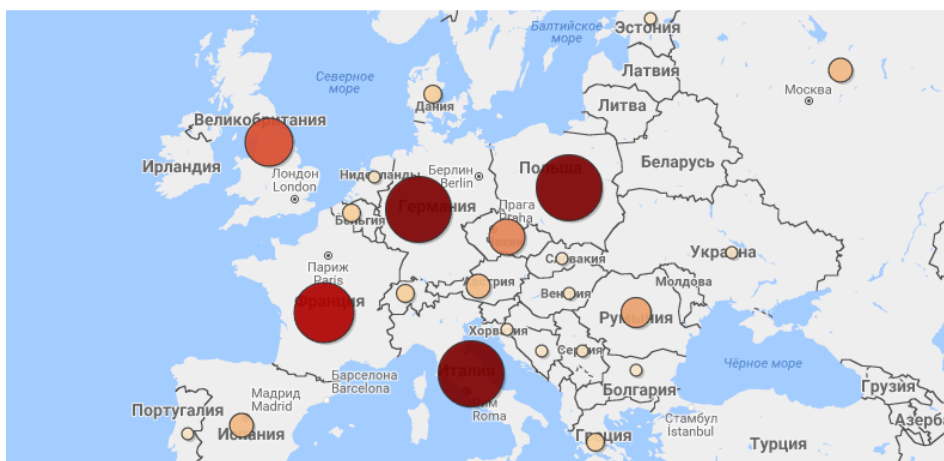


Рисунок 1.3 – Мировая публикационная активность по европейским странам

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата
------	------	----------	---------	------

Кроме того, огромное множество журналов мирового уровня публикуют статьи по данной теме. Список наиболее значимых международных журналов, которые входят в международные базы данных, представлен в таблице 1.2.

Таблица 1.2 – Список ключевых журналов, публикующих статьи по теме настоящего исследования

N	Scopus Source	Publications (for last 5 years)	Source- Normalized Impact per Paper (SNIP)	Impact Factor (IF)
1	IEEE Transactions on Industrial Electronics	49	3.96	6.383
2	IEEE Transactions on Industry Applications	24	2.03	1.901
3	IEEE Transactions on Power Electronics	19	3.68	4.953
4	ISA Transactions	9	1.90	2.571
5	IEEE Transactions on Energy Conversion	8	2.51	2.596
6	IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics	7	2.61	3.129
7	IEEE Transactions on Industrial Informatics	6	3.18	4.708
8	IEEE Transactions on Vehicular Technology	3	2.31	2.243
9	Automatica	1	2.99	3.635
10	IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems	1	3.02	2.534

Разработки ведутся крупнейшими университетами, такими как Харбинский политехнический университет, Падуанский университет, технологический университет Лаппеенранта, университет Небраски. Кроме того, анализ данных, полученных с помощью *Scival*, показал, что за последние годы косвенные методы стали объектом пристального внимания не только университетов с мировым именем, но и крупных транснациональных корпораций. Так, например, исследования проводятся одним из мировых лидеров в области электротехники, энергетического машиностроения и информационных технологий шведско-швейцарской компанией *ABB Group*. Активность также проявляется со стороны крупных автомобильных концернов: *BMW Group* (Германия), *General Motors* (США), *Deere & Company* (США). Не оставляют без внимания разработки в данной в сфере и популярные производители электротехники и электроники – *Hitachi* (Япония), *Toshiba* (Япония), *Samsung* (Южная Корея), *Texas Instruments* (США).

Международные исследовательские центры (CERN – Европейский Центр ядерных исследований в Швейцарии, CNRS – Национальный центр научных исследований во Франции) также проводят исследования в области разработки и усовершенствования косвенных методов. Ведущие организации, проводящие разработки в области косвенных методов, представлены в таблице 1.3.

Таблица 1.3 – Организации, занимающихся исследованиями в данной области

Institution	Country	Publications	Field-Weighted Citation Impact
Harbin Institute of Technology	China	22	1,15
Gdansk University of Technology	Poland	16	1,42
National Taiwan University of Science and Technology	Taiwan	14	0,68
Technical University Ostrava	Czech Republic	14	0,44
Tsinghua University	China	14	1,61
University of Padova	Italy	13	2,74
Wroclaw University of Technology	Poland	12	1,02
ABB Group	Switzerland	11	1,37
UTS University of Technology Sydney	Australia	11	3,36
Lappeenranta University of Technology	Finland	10	1,22
University of Nebraska	USA	10	4,00
CNRS	France	9	2,07
University of Nottingham	Great Britain	8	1,33
Hitachi	Japan	7	0,31
Samsung	South Korea	4	0,57
Toshiba	Japan	4	0,10
CERN	Switzerland	3	1,36
BMW Group	Germany	2	1,52
Deere	USA	2	2,39
Texas Instruments	USA	2	2,42
General Motors	USA	1	2,65

Согласно исследованию, проведенному в системе *SciVal* тема очень актуальна среди иностранных ученых. В таблицах 1.4 представлены авторы, которые наиболее активно занимаются исследованиями в этой области.

Таблица 1.4 – Иностранные авторы по данной тематике

N	Author	Affiliation	Scholarly Output	Citation Count
1	Holtz, Joachim	Wuppertal University	>100 (in general)	689
2	Liu, Tianhua	National Taiwan University of Science and Technology	15	24
3	Xü, Dianguo	Harbin Institute of Technology	15	52
4	Boussak, Mohamed	Unknown institution	14	61
5	Brandstetter, Pavel	Technical University Ostrava	13	29
6	Dybkowski, Mateusz	Wroclaw University of Technology	13	26
7	Orłowska-Kowalska, Teresa	Wroclaw University of Technology	13	32
8	Abu-Rub, Haitham A.	Texas A and M University at Qatar	11	96
9	Bolognani, Silverio	University of Padova	11	62
10	Guziński, Jarosław	Gdansk University of Technology	11	88
11	Inoue, Yukinori	Osaka Prefecture University	10	52
12	Kung, Yingshieh	Southern Taiwan University of Technology	10	24
13	Rahman, Muhammed Fazlur A	University of New South Wales	10	51
14	Wang, Gaolin	Harbin Institute of Technology	10	47
15	Ahonen, Tero	Lappeenranta University of Technology	9	49
16	Calligaro, Sandro	University of Udine	9	62
17	Pacas, Mario J.	Universitat Siegen	9	96
18	Petrella, Roberto	University of Udine	9	62
19	Qiao, Wei	University of Nebraska	9	225
20	Tamminen, Jussi K.	Lappeenranta University of Technology	9	49
21	Ahola, Jero	Lappeenranta University of Technology	8	46
22	Huang, Lipei	Tsinghua University	8	86
23	Metwally, Mohamed Kamel	Minufiya University	8	19
24	Shi, Yuchao	Tsinghua University	8	86
25	Zhao, Yue	Princeton University	8	168
26	Das, Sukanta K.	Indian Institute of Technology, Dhanbad	7	16

Наиболее популярные иностранные публикации по рассматриваемой теме представлены в таблице 1.5.

Таблица 1.5 – Наиболее популярные иностранные публикации по рассматриваемой тематике

N	Title	Authors	Year	Scopus Source	Citations
1	Sensorless control of induction motor drives	Holtz, Joachim	2002	Proceedings of the IEEE	689
2	Stability analysis of speed and stator resistance estimators for sensorless induction motor drives	Zaky, M.S.	2012	IEEE Transactions on Industrial Electronics	79
3	Online identification of permanent magnet flux based on extended Kalman filter for IPMSM drive with position sensorless control	Shi, Y., Sun, K., Huang, L., Li, Y.	2012	IEEE Transactions on Industrial Electronics	73
4	A sensor fault detection and isolation method in interior permanent-magnet synchronous motor drives based on an extended kalman filter	Foo, G.H.B., Zhang, X., Vilathgamuwa, D.M.	2013	IEEE Transactions on Industrial Electronics	73
5	Wind speed and rotor position sensorless control for direct-drive PMG wind turbines	Qiao, W., Yang, X., Gong, X.	2012	IEEE Transactions on Industry Applications	57
6	Performance improvement of sensorless IPMSM drives in a low-speed region using online parameter identification	Inoue, Y., Kawaguchi, Y., Morimoto, S., Sanada, M.	2011	IEEE Transactions on Industry Applications	43
7	A space-vector-modulated sensorless direct-torque control for direct-drive PMSG wind turbines	Zhang, Z., Zhao, Y., Qiao, W., Qu, L.	2014	IEEE Transactions on Industry Applications	34
8	An improved direct torque control for three-level inverter-fed induction motor sensorless drive	Zhang, Y., Zhu, J., Zhao, Z., Xu, W., Dorrell, D.G.	2012	IEEE Transactions on Power Electronics	119
9	An adaptive quasi-sliding-mode rotor position observer-based sensorless control for interior permanent magnet synchronous machines	Zhao, Y., Qiao, W., Wu, L.	2013	IEEE Transactions on Power Electronics	56
10	MRAS speed observer for high-performance linear induction motor drives based on linear neural networks	Cirrincione, M., Accetta, A., Pucci, M., Vitale, G.	2013	IEEE Transactions on Power Electronics	40

Продолжение таблицы 1.5

N	Title	Authors	Year	Scopus Source	Citations
11	Design of a fault-tolerant controller based on observers for a PMSM drive	Akrad, A., Hilairret, M., Diallo, D.	2011	IEEE Transactions on Industrial Electronics	89
12	Implementation of a sliding-mode-based position sensorless drive for high-speed micro permanent-magnet synchronous motors	Chi, W.-C., Cheng, M.-Y.	2014	ISA Transactions	17
13	Sensorless control of ship propulsion interior permanent magnet synchronous motor based on a new sliding mode observer	Ren, J.-J., Liu, Y.-C., Wang, N., Liu, S.-Y.	2015	ISA Transactions	14
14	Analytical and experimental evaluation of a WECS based on a cage induction generator fed by a matrix converter	Cárdenas, R., Peña, R., Clare, J., Wheeler, P.	2011	IEEE Transactions on Energy Conversion	30
15	Speed Sensorless vector controlled induction motor drive using single current sensor	Verma, V., Chakraborty, C., Maiti, S., Hori, Y.	2013	IEEE Transactions on Energy Conversion	17
16	Position-sensorless hybrid sliding-mode control of electric vehicles with brushless DC motor	Wang, Y., Zhang, X., Yuan, X., Liu, G.	2011	IEEE Transactions on Vehicular Technology	36
17	A control reconfiguration strategy for post-sensor FTC in induction motor-based EVs	Tabbache, B., Rizoug, N., Benbouzid, M.E.H., Kheloui, A.	2013	IEEE Transactions on Vehicular Technology	22
18	Sensorless Induction motor drive using indirect vector controller and sliding-mode observer for electric vehicles	Zhang, X.	2013	IEEE Transactions on Vehicular Technology	13
19	Hardware/Software codesign guidelines for system on chip FPGA-based sensorless AC drive applications	Bahri, I., Idkhajine, L., Monmasson, E., El Amine Benkhelifa, M.	2013	IEEE Transactions on Industrial Informatics	29

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата
------	------	----------	---------	------

ЮУрГУ-13.04.02. 2017. 271.01 ПЗ

Лист

19

1.1.2 Отечественные источники

Рассматриваемая тематика также крайне актуальна и среди отечественных ученых (таблица 1.6).

Таблица 1.6 – Отечественные авторы по данной тематике

N	Автор	Журнал	Год	Должность, уч. звание	Место работы	Город	Индекс Хи рша	Кол-во публ
1	Панкратов Владимир Вячеславович	ЭЛЕКТРОТЕХНИКА	2009		НГТУ	Новосибирск	10	40
2	Краснова Светлана Анатольевна	ПРОБЛЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ	2015	д-р техн. наук, гл. науч. сотрудник	Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН	Москва	10	16
3	Букреев Виктор Григорьевич	ТЕХНИЧЕСКИЕ И ПРОГРАММНЫЕ СРЕДСТВА СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ, КОНТРОЛЯ И ИЗМЕРЕНИЯ УКИ' 08	2008		Национальный исследовательский Томский политехнический университет	Томск	8	5
4	Виноградов Анатолий Брониславович	ЭЛЕКТРИЧЕСТВО	2007	Доцент, старший научный сотрудник	ИГЭУ	Иваново	7	6
5	Чудинов Александр Николаевич	РОССИЯ МОЛОДАЯ: ПЕРЕДОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ – В ПРОМЫШЛЕННОСТЬ!	2015		Омский государственный технический университет	Омск	6	14

Продолжение таблицы 1.6

№	Автор	Журнал	Год	Должность, уч. звание	Место работы	Город	Индекс Хирша	Кол-во публ
6	Зюзов Анатолий Михайлович	ЭЛЕКТРОТЕХНИКА	2009		Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б.Н. Ельцина	Екатеринбург	5	5
7	Глазырин Александр Савельевич	ИЗВЕСТИЯ ТОМСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА. ИНЖИНИРИНГ ГЕОРЕСУРСОВ	2010	к.т.н., доцент	Томский политехнический университет	Томск	5	26
8	Маликов Александр Иванович	ВЕСТНИК КАЗАНСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА	2016		КНИТУ-КАИ	Казань	5	2
9	Уткин Антон Викторович	ПРОБЛЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ	2015	канд. техн. наук, ст. науч. сотрудник	Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН	Москва	5	3
10	Емашов Василий Алексеевич	РОССИЯ МОЛОДАЯ: ПЕРЕДОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ – В ПРОМЫШЛЕННОСТЬ!	2015		Омский государственный технический университет	Омск	5	7
11	Ланграф Сергей Владимирович	ИЗВЕСТИЯ ТОМСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА. ИНЖИНИРИНГ ГЕОРЕСУРСОВ	2010	к.т.н., доцент	Томский политехнический университет	Томск	4	9

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата
------	------	----------	---------	------

Продолжение таблицы 1.6

№	Автор	Журнал	Год	Должность, уч. звание	Место работы	Город	Индекс Хирша	Кол-во публ.
12	Шонин Олег Борисович	ИЗВЕСТИЯ ТУЛЬСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО УНИВЕРСИТЕТА . ТЕХНИЧЕСКИЕ НАУКИ	2016	Д-р техн. наук, проф.	Санкт-Петербургский горный университет	Санкт-Петербург	4	4
13	Асанов Асхат Замилович	ВЕСТНИК УФИМСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО АВИАЦИОННОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА	2012	Д-р техн. наук	Московский технологический университет МИРЭА	Москва	4	12
14	Афанасьев Кирилл Андреевич	ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ КОМПЛЕКСЫ И СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ	2013		Национальный исследовательский Томский политехнический университет.	Томск	4	7
15	Кузнецов Валерий Иванович	ПРОМЫШЛЕННЫЕ АСУ И КОНТРОЛЛЕРЫ	2014	доктор техн. наук	Московский технологический университет МИРЭА	Москва	3	6
16	Кучер Екатерина Сергеевна	ЭЛЕКТРОТЕХНИКА, ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА И ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИИ. ЭЭЭ-2009	2009		НГТУ	Новосибирск	2	6
17	Романов Андрей Васильевич	ВЕСТНИК ВОРОНЕЖСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА	2009		АГТУ	Астрахань	2	1

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата
------	------	----------	---------	------

Продолжение таблицы 1.6

№	Автор	Журнал	Год	Должность, уч. звание	Место работы	Город	Индекс Хирша	Кол-во публ.
18	Самосейко Вениамин Францевич	ИЗВЕСТИЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ. ЭЛЕКТРОМЕХ АНИКА	2010	д-р техн. наук, профессор	Государственный университет морского и речного флота им. адмирала С.О. Макарова	Санкт- Петербур г	2	1
19	Поляков Анатолий Евгеньевич	ИЗВЕСТИЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ. ТЕХНОЛОГИЯ ТЕКСТИЛЬНО Й ПРОМЫШЛЕН НОСТИ	2008		Российский государствен ный университет им. А.Н. Косыгина	Москва	2	1
20	Кузнецов Евгений Михайлович	АКТУАЛЬНЫ Е ВОПРОСЫ ЭНЕРГЕТИКИ	2016		Омский государствен ный технический университет	Омск	2	6

Из полученных результатов видно, что данная тема является актуальной среди достаточно широкого научного круга, как в России, так и во всем мире. Большое количество ученых из разных стран ведут разработки в области бездатчиковых систем; их труды публикуются в ведущих международных журналах, входящих в международные базы данных (*Scopus, Web of Science*).

1.2 Применение косвенного анализа в электроприводах

В настоящее время существует ряд исследований, посвященных системам импульсно-векторного управления асинхронным двигателем с фазным ротором, суть которых состоит в том, чтобы создать в роторе ток той же частоты, что и в статоре, т.е. исключить скольжение.

Такие системы хорошо применимы для массовых механизмов, таких как промышленные вентиляторы, уличные транспортеры, насосы гидравлических прессов, компрессоры, воздуходувки, дымососы, эксгаустеры (механизмы с умеренными требованиями по точности регулирования скорости).

Безусловными преимуществами систем импульсно-векторного управления асинхронным двигателем с фазным ротором являются такие немаловажные аспекты, как относительно невысокая стоимость, отсутствие избыточных регулировочных способностей. Помимо всего прочего, такие системы потребляют мало энергии в режимах низких скоростей. Управление в данных системах осуществляется в зависимости от углового положения ротора. Следовательно, для реализации этого принципа необходимо либо устанавливать датчик положения на вал электродвигателя, либо использовать метод косвенного определения положения ротора.

Применение замкнутых систем управления с непосредственным измерением с помощью энкодера на валу электродвигателя для электроприводов вышеперечисленных механизмов нецелесообразно в силу того, что инсталляция датчика на вал приведет к увеличению стоимости, усложнением самой системы электропривода и затруднением установки и эксплуатации оборудования.

Безусловно, технологический процесс диктует определенные условия для каждого механизма. Так, для вышеперечисленных систем с умеренными требованиями по точности регулирования скорости желательно и позволительно относительно длительное снижение скорости. В свою очередь, такой процесс снижения скорости сопровождается, как правило, малыми моментами статической нагрузки при умеренных требованиях к точности регулирования скорости. Таким образом, полный останов электрического привода для таких механизмов нежелателен. Кроме того, предпочтительно применять перевод на пониженную скорость, т.к. это позволяет экономить электрическую энергию и ресурсы технологического оборудования. Желательными условиями использования рассматриваемых электроприводов является осуществление пуска при разгруженном механизме с ограничением динамической нагрузки.

					<i>ЮУрГУ-13.04.02. 2017. 271.01 ПЗ</i>	<i>Лист</i>
<i>Изм.</i>	<i>Лист</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Подпись</i>	<i>Дата</i>		24

Более того, время пуска электропривода по условиям техпроцесса неограниченно. Для того, чтобы избежать усложнения эксплуатации оборудования, на электроприводы рассматриваемых механизмов не рекомендуется производить инсталляцию (установку) дополнительных механических датчиков (например, датчики скорости или положения).

Применение бездатчиковых систем для данных механизмов имеет также и экономическое значение. Обладая особенностью по условиям технологического процесса обеспечить работу всего ЭП в режиме пониженной скорости при снижении нагрузки, такие массовые механизмы имеют энергопотребление порядка 25–30% от суммарной электроэнергии. Применение бездатчиковых автоматизированных электроприводов приводит к экономии ресурсов и снижению затрат. Ведь при переходе к регулированию частоты вращения вала двигателя достигается значительная экономия электроэнергии, вплоть до 30–40% во многих случаях.

Значительное значение имеет исследование косвенных методов идентификации состояния электрического привода, а также сравнение их возможностей с применением датчиков, установленных непосредственно на валу, для реализации информационного обеспечения электроприводов в условиях роста требований к качеству ведения технологического процесса. Актуальность работы подтверждается также возможностью применения наблюдателей состояния в системе в качестве средств технического диагностирования. Кроме того, вероятно совместное использование косвенных методов оценки и измерения непосредственным способом с помощью датчика на валу двигателя с целью увеличения быстродействия и улучшения долговечности всей системы электропривода.

Таким образом, было выявлено что применение косвенных методов определения скорости и положения является наиболее актуальным для следующих механизмов:

- подъемно-транспортные механизмы;
- промышленные вентиляторы;
- ленточные транспортеры;
- насосы гидравлических прессов;
- компрессоры, воздуходувки, дымососы;
- эксгаустеры;
- ветряные энергетические установки;
- *low speed* системы;
- электромобили.

Для электроприводов, управление которыми осуществляется в зависимости от угла поворота ротора крайне актуальна разработка алгоритмов косвенного определения, т.к. это позволит расширить их область применения. Такая задача актуальна для систем импульсно-векторного управления асинхронным двигателем с фазным ротором, систем импульсно-векторного управления синхронной реактивной машиной с независимым возбуждением, систем управления вентильными двигателями.

Кроме того, был произведен анализ использования косвенных методов оценки в различных системах на основе 200 англоязычных источников. Обобщенные данные, полученные в результате обработки 200 материалов, сведены в таблицу 1.7.

Более подробная информация, с указанием названий статей, а также авторов исследования и применения методов, указана в Приложении А.

Таблица 1.7 – Анализ применения косвенных методов в различных системах

N	Тип системы (в % отношении от изученных материалов)	Применение (в количественном отношении от изученных материалов)
1	38% - синхронные электрические машины с постоянными магнитами [Permanent-magnet synchronous machines (PMSMs)]	16 – low speed системы 14 – ветряные установки 1 – high speed системы 9 – электромобили 2 – вентиляторы 2 – сервоприводы 8 – подъемные механизмы 2 – энергетические системы 1 – локомотивы 46 – промышленные электроприводы
2	25% - асинхронные электродвигатели и асинхронные электродвигатели двойного питания [Induction motors & doubly fed induction motors]	26 – промышленные электроприводы 6 – ветряные установки 3 – энергетические системы 4 – насосы 8 – low speed системы 2 – электромобили
3	7% - вентильные электродвигатели [Switched reluctance motors]	6 – промышленные электроприводы 3 – вентиляторы, насосы 1 – low speed системы 2 – high speed системы 1 – электромобили
4	30% - другие системы [Other systems]	

1.3 Преимущества и недостатки косвенных методов

Можно выделить ряд преимуществ систем электропривода с косвенным определением координат:

- Отсутствие мех. датчика на валу электродвигателя;
- Простота установки, замены и эксплуатации оборудования;
- Снижение стоимости системы электрического привода;
- Увеличение долговечности электропривода;

- Возможность применения в условиях вибрации, радиации, излучения, при высоких температурах, т.е. при невозможности применения непосредственного измерения;

- Возможность реализации диагностики системы электропривода;
- Снижение ошибки поддержания скорости;
- Расширение диапазона регулирования.

К недостаткам можно отнести следующее:

- точные методы идентификации положения сопряжены с большим количеством вычислений, что приводит к удорожанию всей системы электропривода и задержке получения результата;

- большинство косвенных методов неработоспособны на малых скоростях вращения;

- существуют проблемы адаптации к изменяемым параметрам системы электропривода, таким как активные сопротивления обмоток двигателя;

- чувствительность к шумам в измерениях.

Выводы

1. Проанализированы данные, касающиеся косвенных методов оценки, и полученные посредством российского информационно-аналитического портала *e-library*, международной базы данных *Scopus*, ресурсов *ScienceDirect*, системы *SciVal*. Подтверждена актуальность настоящего вопроса.

2. Был произведен анализ областей применения методов косвенной оценки переменных в электроприводах, а также выявлены преимущества и недостатки использования таких методов.

3. Систематизированы сведения по объектам и системам электропривода, в которых целесообразно применять косвенное вычисление.

					<i>ЮУрГУ-13.04.02. 2017. 271.01 ПЗ</i>	<i>Лист</i>
<i>Изм.</i>	<i>Лист</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Подпись</i>	<i>Дата</i>		29

2 ОБЗОР СИСТЕМ ИМПУЛЬСНО-ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ

Одним из способов управления скоростью асинхронного двигателя является использование импульсно-векторных систем. В условиях экономии потребляемой электродвигателем энергии этот способ является крайне актуальным.

Основной принцип импульсно-векторного способа управления электроприводом заключается в том, чтобы создать в роторе ток той же частоты, что и в статоре. Другими словами, это предполагает исключение скольжения. Системы, реализующие такой принцип, имеют преимущества – обладают достаточной «простотой», а также позволяют минимизировать потери скольжения в асинхронном электродвигателе. Данный метод управления электрическим приводом хорошо подходит для рассматриваемых массовых механизмов, поскольку можно выделить ряд преимуществ – способ достаточно недорогой, не обладает избыточными регулировочными способностями, а также имеет малое энергопотребление в режимах малых скоростей.

Способы импульсно-векторного управления электродвигателем можно характеризовать по следующим признакам:

- а) по величине максимального электромагнитного момента;
- б) по величине пульсаций электромагнитного момента;
- с) по величине, требуемых капитальных вложений.

При этом, такая характеристика позволяет определить основные показатели процессов, протекающих в электроприводе, а также оценить стоимость решения вопроса по улучшению недостатков, присущих основной схеме.

2.1 Синхронный электропривод с импульсно-векторным управлением

В настоящее время существует два варианта функциональной схемы синхронного электропривода с импульсно-векторным управлением. При этом, основной элементной базой для такой схемы являются *тиристоры*.

В первом случае схема синхронного электрического привода выглядит так, как показано на рисунке 2.1. Здесь, тиристорный коммутатор ТК выполнен по мостовой трехфазной схеме и включается в цепь трехфазной обмотки статора. В замкнутую накоротко выходную цепь тиристорного коммутатора ТК постоянного тока подключен датчик тока ДТ (вариант 1).

Система управления электроприводом СУ обеспечивает:

- поддержание тока статора, который соответствует сигналу $U_{\text{зад}}$;
- разрешение коммутатору открывать пару тиристоров, которые принадлежат разным группам коммутатора. Это происходит только в те периоды времени, которые соответствуют двигательному моменту синхронного электродвигателя. Одновременно происходит сопоставление сигналов с выхода блока определения положения обобщенного вектора напряжения сети БОП \vec{U}_c . Именно после сопоставления сигналов обеспечивается разрешение коммутатору открывать два тиристора.

Кроме того, в качестве СД может быть применен синхронный реактивный электропривод.

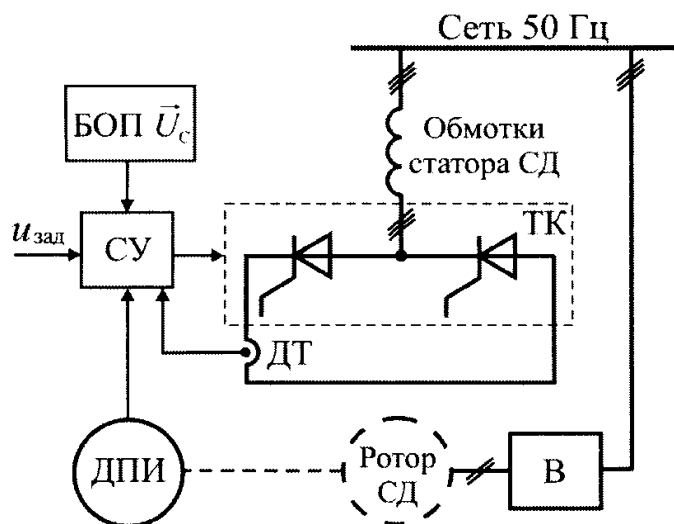


Рисунок 2.1 – Функциональная схема импульсно-векторного управления синхронным электродвигателем: ТК – тиристорный коммутатор, ДПИ – датчик положения индуктора (ротора), ДТ – датчик тока, СУ – система управления, БОП \vec{U}_c – блок определения положения обобщенного вектора напряжения сети, В – возбудитель

Способ соединения обмоток двигателя. При этом, трехфазные обмотки статора и ротора асинхронного двигателя с фазным ротором могут быть по-разному соединены.

Здесь можно выделить три способа соединения:

1. последовательное;
2. параллельное (вариант 5);
3. раздельное (вариант 6).

Схемы силовых цепей. Помимо традиционных однокомплектных схем, содержащих один выпрямитель и один транзистор (6 тиристоров) возможно применять и двухкомплектные выпрямители. При этом, сами двухкомплектные выпрямители могут быть выполнены либо с применением тиристоров, либо с использованием транзисторов.

В результате использования двухкомплектного выпрямителя ток в роторе и статоре изменяет свое направление на противоположное, что позволяет увеличить использование меди. Такой подход приводит в свою очередь к увеличению развиваемого электроприводом электромагнитного момента, но требует применения, либо второго тиристорного коммутатора, либо двух транзисторных пар и диодного выпрямителя (вариант 7).

Способ управления. Управление может осуществляться как током статора, так и ротора. Ток в статоре может протекать в обоих направлениях, за счет того, что обмотки двигателя подключены до выпрямителя. В роторе картина несколько иная. Вследствие отсутствия доступа к средней точке соединения обмоток, для того чтобы ток протекал в обоих направлениях необходимо применение, либо второго тиристорного коммутатора, либо диодного моста с парой транзисторов (вариант 8). Система импульсно-фазового управления реализуется на регуляторах с адаптивным управлением.

Некоторые основные показатели установившихся процессов различных схем импульсно-векторного управления представлены в таблице 2.1.

Цена решения оценивалась в условных единицах по числу тиристорных пар, при этом предполагалось, что тиристор в два раза дороже диода, но в два раза дешевле транзистора, а также в четыре раза дешевле симистора. Таким образом, использование импульсно-векторного управления позволяет достичь повышения энергетических и экономических показателей системы электропривода.

Таблица 2.1 – Некоторые показатели установившихся процессов различных схем импульсно-векторного управления

Схема	Показатели		
	Величина максимального электромагнитного момента в долях от момента номинального двигателя	Пульсации момента в долях от момента номинального двигателя	Цена, у.е.
Вариант 1	0,3	2,5	6
Вариант 2	0,3	2,5	5
Вариант 3	0,3	1,6	24
Вариант 4	0,4	2,5	8
Вариант 5	0,6	2,5	18
Вариант 6	0,9	1,6	12
Вариант 7	0,6	2,5	14
Вариант 8	1,8	1,6	19

2.2 Асинхронный электропривод с импульсно-векторным управлением

Схема импульсно-векторного управления асинхронным двигателем изображена на рисунке 2.4. Изображённая схема наиболее ясно отражает принцип работы импульсно-векторных систем в случае соединения обмоток статора и ротора нетрадиционным способом, а также особенности работы такой системы с точки зрения косвенного определения вектора состояния.

Рассмотрим более подробно данную схему. Здесь обмотки статора двигателя Ax , Bu , Cz подключаются через тиристорный коммутатор к сети питания (многофазная, переменного тока A , B , C). При этом, к выходу коммутатора последовательно соединяются обмотки ротора АД ax , bu .

У тиристорного коммутатора, используемого здесь, есть два управляющего входа. К первому входу подключается регулятор тока РТ, а ко второму – вывод датчика положения ротора ДПР. При этом, имеет место быть механическая связь между данным датчиком положения ротора и валом асинхронного электродвигателя.

Регулятор тока РТ также имеет два управляющего входа. Первый упр. вход подключается к источнику задающего напряжения $U_{зт}$. Задающее напряжение $U_{зт}$, которое формируется таким источником, пропорционально желаемому току статора. Второй упр. вход соединяется с выводом датчика тока ДТ.

При этом, для создания электромагнитного момента электродвигателя, в зависимости от сигнала с датчика положения ротора ДПР, на два тиристора тех двух фаз статора асинхронного двигателя, фазную зону которых пересекает магнитная ось обмотки ротора, подаются управляющие импульсы.

Перемещение вектора магнитодвижущей силы (МДС) обмоток статора протекает в расточке статора дискретно с шагом 60° . Такие переключения производятся при положении, при котором ориентация векторов магнитодвижущих сил МДС статорных и роторных обмоток соответствует развиваемому асинхронным двигателем двигательному моменту. Каждая пара тиристоров, которые прилегают к обмоткам разных фаз статора и включены последовательно, работает в режиме однополупериодного выпрямления. Поэтому, при такой конфигурации, токи в обмотках статора и развиваемый электродвигателем электромагнитный момент носят импульсный характер. Знак желаемого электромагнитного момента асинхронного электродвигателя определяет полярность импульсов тока. Величина угла задержки отпирающих импульсов, которые подаются на управляющие входы тиристоров коммутатора осуществляет регулирование величины импульсов тока.

При этом, при вращении ротора электродвигателя переключением токов в обмотках фаз статора гарантируется взаимно ортогональное пространственное положение магнитных осей МДС, создаваемых обмотками статора и ротора. Ниже изображена схема импульсно-векторного управления асинхронным двигателем (Рисунок 2.4).

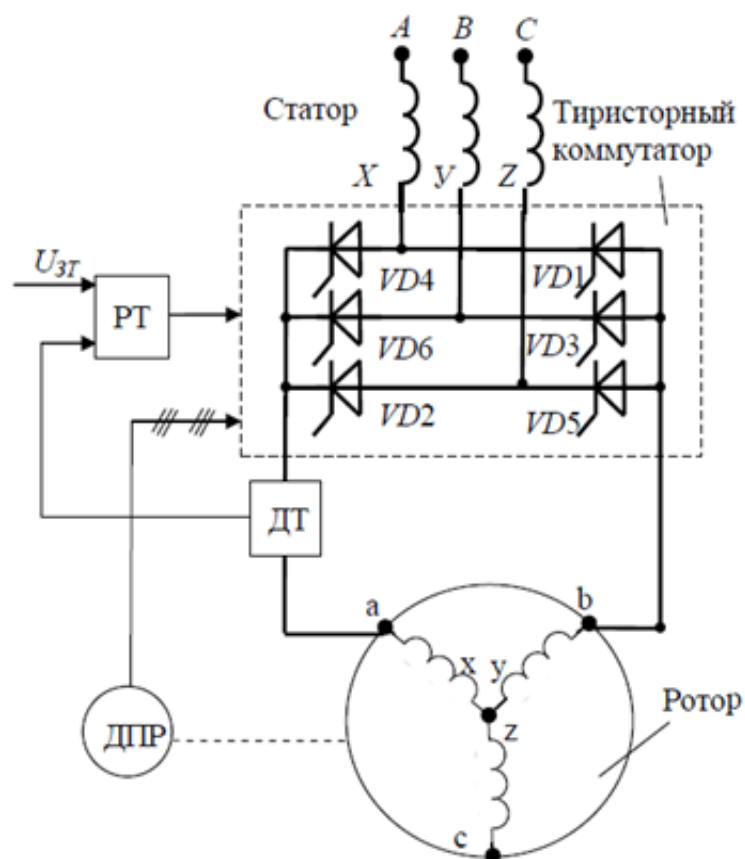


Рисунок 2.4 – Функциональная схема управления электроприводом: ДТ – датчик тока, РТ – регулятор тока, ДПР – датчик положения ротора, U_{3T} – задающее напряжение, пропорциональное желаемому току статора

Данный электропривод имеет ряд особенностей:

- простая схема тиристорного коммутатора. Для реализации такого тиристорного коммутатора в случае трехфазного асинхронного двигателя требуется всего лишь шесть тиристорных ключей;
- исключение потерь скольжения в роторе – асинхронный электродвигатель с фазным ротором переводится в режим работы синхронной электрической машины с возбужденным ротором;

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата

- для реализации реверса системы электропривода не требуется двойного комплекта тиристорного коммутатора. В этом случае за счет изменения знака напряжения на выходе регулятора тока работает пара тиристоров, которая обеспечивает другую полярность импульсов тока и знак развиваемого асинхронным двигателем электромагнитного момента.

Датчик положения ротора ДПР в зависимости от угла поворота вала ротора α двигателя формирует сигнал на разрешение подачи управляющих импульсов на тиристоры анодной и катодной групп коммутатора в указанной последовательности:

- при изменении угла α поворота ротора от нуля до 120 градусов (электрических) происходит отпирание тиристора $VD4$,
- при изменении угла α поворота ротора от 120 до 240 происходит отпирание тиристора $VD6$,
- при изменении угла α поворота ротора от 240 до 360 происходит отпирание тиристора $VD2$.

При этом, все вышеупомянутые тиристоры принадлежат катодной группе коммутатора.

Одновременно данный датчик положения ротора ДПР разрешает подачу отпирания импульсов на тиристоры анодной группы: при изменении угла α от 60 до 180 градусов разрешается отпирание тиристора $VD5$, от 180 до 300 – происходит отпирание тиристора $VD1$ и, наконец, от 300 до 60 градусов следующего электрического оборота ротора – происходит отпирание тиристора $VD3$.

При такой выбранной последовательности отпирания тиристоров получается достичь шаговое (дискретное) круговое перемещение вектора магнитодвижущей силы МДС статора в воздушном зазоре электродвигателя. Значение тока в статорных обмотках определяется напряжением U_{3T} на входе регулятора тока РТ.

Мгновенное состояние всех элементов системы, при котором вращающийся по часовой стрелке ротор асинхронного двигателя занимает пространственное положение, как на рисунке 2.5, рассматривается как исходное состояние рассматриваемой системы. Это положение примем как α_0 .

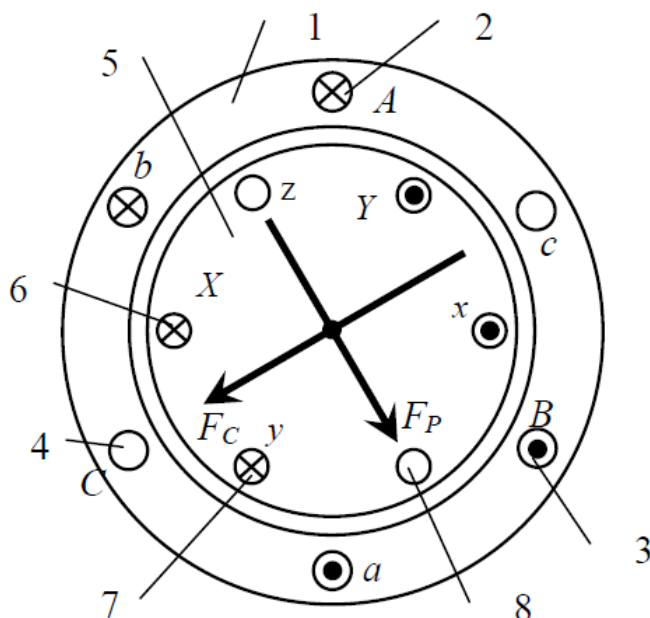


Рисунок 2.5 – Разрез трехфазного асинхронного двигателя с фазным ротором

Рассмотрим разрез трехфазного асинхронного электродвигателя с фазным ротором, изображенный на рисунке 2.5. В пазах статора 1, которые расположены в плоскостях $A-a$, $B-b$ и $C-c$, сдвинутых пространственно на 120 электрических градусов, размещены обмотки 2, 3 и 4 статора. В пазах ротора 5 размещены обмотки 6, 7 и 8, расположенные в плоскостях $X-x$, $Y-y$ и $Z-z$. Эти плоскости также сдвинуты пространственно на 120 электрических градусов относительно друг друга.

В положении ротора α_0 , принятом за исходное, управляющие импульсы подаются только на тиристоры $VD4$ и $VD3$. Поэтому ток протекает от фазы A питающей сети к фазе B только в положительные полупериоды приложенного напряжения и по следующей цепи (рисунок 2.4): фаза A – обмотка AX – тиристор $VD4$ – датчик тока ДТ – обмотки ротора $ax - by$ – тиристор $VD3$ – обмотка YB – фаза B . Направления токов во всех обмотках статора и ротора, соответствующие описанному исходному мгновенному положению ротора, указаны на рисунке 2.5. Там же указаны и мгновенные положения пространственных векторов магнитодвижущих сил обмоток статора F_C и ротора F_P .

Так как направления векторов F_C и F_P не совпадают (а при α_0 они взаимно ортогональны), то двигатель будет развивать момент, и его ротор придет во вращение по часовой стрелке.

Система осуществляет через каждые 60 градусов переключения токов в фазных обмотках статора, обеспечивают пространственное круговое движение МДС статора вдоль окружности воздушного зазора двигателя так, что эта МДС перемещается синхронно с вращающимся ротором двигателя. Благодаря такому совместному вращательному движению ротора двигателя и МДС обмотки статора достигается непрерывность вращающего момента двигателя.

Величина момента двигателя определяется величиной тока, протекающего по обмоткам ротора и статора двигателя. Величина же этого тока задается напряжением U_{3T} на входе регулятора тока РТ. Переключая обмотки статора в указанной последовательности, производят поворот на 60 градусов пространственного обобщенного вектора напряжения.

В данном электроприводе возможно 6 положений общего вектора МДС статора двигателя в зависимости от состояния тиристоров (рисунок 2.6). Каждый вектор МДС стремится повернуть ротор к точке с наибольшей энергией равновесия по кратчайшему пути.

Предложенный электропривод имеет сходство с шаговым электродвигателем ШД, в схеме которого тиристорный коммутатор производит переключение вектора МДС статора в заданной последовательности (как это показано на рисунке 2.6). Вместо постоянного напряжения различной полярности используются полуволны синусоид напряжения трехфазной сети. Возбуждение роторной цепи производится выпрямленным напряжением тиристорного преобразователя, что обеспечивает скольжение равное нулю и делает асинхронный двигатель с фазным ротором подобным синхронному двигателю.

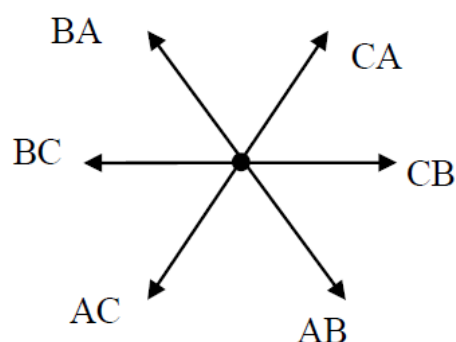


Рисунок 2.6 – Положение обобщенного вектора напряжения

Данный вариант импульсно-векторного управления имеет несколько преимуществ:

- в данной системе импульсно-векторного управления используется типовое, уже давно освоенное оборудование. Это облегчает внедрение систем и эксплуатацию в целом;
- простая схема управления, применяемая здесь, не требует больших затрат на ее реализацию;
- рассматриваемый вариант имеет высокие энергетические показатели вследствие того, что что электродвигатель переведен в синхронный режим и, следовательно, в нем отсутствует скольжение.

Можно предположить, при этом, что данный ЭП обладает значительным потенциалом при эксплуатации, но, при этом, обладает одним серьезным недостатком – присутствие в системе датчика положения ротора ДПР, которое обусловлено принципом работы ЭП.

В силу того, что управление тиристорами осуществляется по сигналу обратной связи угла положения ротора, то необходимо в каждый момент времени иметь точную информацию о положении ротора. Для достижения этой цели можно использовать датчики положения с абсолютной обратной связью, такие как резольверы или абсолютные энкодеры. Однако, установка таких датчиков положения на вал ротора приведет к значительному затруднению эксплуатации и увеличению стоимости электрического привода. Следовательно, возникает задача создания схемы импульсно-векторного регулирования асинхронным двигателем с фазным ротором и косвенным определением углового положения ротора, т.е. без датчика положения ротора. При реализации такой схемы управления, в системе электропривода будет использоваться типовой асинхронный двигатель с фазным ротором (АД с ФР) и, следовательно, никаких затруднений и сложностей по его инсталляции или замене не возникнет.

					<i>ЮУрГУ-13.04.02. 2017. 271.01 ПЗ</i>	<i>Лист</i>
<i>Изм.</i>	<i>Лист</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Подпись</i>	<i>Дата</i>		42

Выводы

1. Проведен обзор существующих систем импульсно-векторного управления электроприводами и выполнена классификация по элементной базе и типам электродвигателя.

2. Конкретизирован принцип работы системы импульсно-векторного управления асинхронным электродвигателем с фазным ротором с точки зрения реализации косвенного вычисления положения ротора.

					<i>ЮУрГУ-13.04.02. 2017. 271.01 ПЗ</i>	<i>Лист</i>
<i>Изм.</i>	<i>Лист</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Подпись</i>	<i>Дата</i>		43

3 ОБЗОР СУЩЕСТВУЮЩИХ КОСВЕННЫХ МЕТОДОВ

Известные «бездатчиковые» способы позволяют определить вектор состояния системы электрического привода без применения каких-либо датчиков (энкодеров) на валу электродвигателя по токам и напряжениям статора. При этом, значительное количество существующих методов предлагает только алгоритмы косвенной оценки скорости вращения ротора двигателя. Данные методы применяются для определения сигнала обратной связи по скорости в таких системах как ПЧ-АД и ТПН-АД. В некоторых случаях нельзя довольствоваться только оценкой скорости вращения. Так, например, этого недостаточно в системах с векторным управлением и с прямым управлением моментом. Для таких систем разработаны методы оценки пространственного состояния векторов потокосцепления ротора, статора и результирующего вектора потокосцепления двигателя. По используемому принципу вычисления существующие методы можно классифицировать следующим образом:

1. Системы, вычисляющие вектор состояния системы по моделям двигателя на основе информации о токах и напряжениях статора:
 - 1.1 Адаптивные системы с эталонной моделью (Model Reference Adaptive System MRAS):
 - Адаптивные системы с эталонной моделью, основанные на сравнении потокосцеплений ротора с эталонной модели и с адаптивной модели;
 - Адаптивные системы с эталонной моделью, основанные на сравнении ЭДС вращения ротора с эталонной модели и с адаптивной модели;
 - 1.2 Адаптивные наблюдатели полного порядка;
 - 1.3 Адаптивные наблюдатели пониженного порядка (наблюдатель Люенбергера);
 - 1.4 Расширенный фильтр Кальмана;
 - 1.5 Наблюдатели, использующие скользящие режимы;
 - 1.6 Нейронные наблюдатели.

2. Системы идентификации на основе статической функциональной зависимости:

2.1 Модуля полного сопротивления двигателя;

2.2 Угла нагрузки;

2.3 ЭДС, наводимой в статоре полем ротора.

3.1 Адаптивные системы с эталонной моделью (Model Reference Adaptive System MRAS)

Идентификаторы вектора состояния используют измерение и анализ токов и напряжений статора. Кроме того, они строятся на основе модели асинхронного электродвигателя. При этом, методы создания таких моделей многочисленны. Наиболее распространенными методами являются наблюдатели, которые представляют собой систему дифференциальных уравнений. При этом, такие уравнения решаются в реальном времени.

Наблюдающим устройством или наблюдателем называют устройство, которое предназначено для косвенной оценки переменных состояния объекта, мало доступных или совсем недоступных для непосредственно прямого измерения. В основу устройства положена специальная математическая модель объекта и доступные измерению его переменные состояния.

Во всем разнообразии электромеханических систем наблюдатели состояния целесообразно использовать для оценки следующих сигналов:

- статический;
- динамический;
- электромагнитный и упругий моменты;
- электромагнитные потоки и потокосцепление;
- скорость двигателя и исполнительного органа механизма и т.д.

При этом, адаптивностью называют способность системы изменяться при изменении внешних условий так, чтобы цель функционирования системы была достигнута, даже если изменения внешних условий препятствуют этому.

Принцип отрицательной обратной связи позволяет обеспечить объекту управления адаптивные свойства низшего уровня. При таком варианте, выходная величина объекта остается равной предписанному значению даже в том случае, если на объект действуют неконтролируемые внешние воздействия, которые при отсутствии обратной связи привели бы к существенным изменениям выходной величины объекта.

Однако таких адаптивных свойств в ряде случаев недостаточно. Отрицательная обратная связь может играть негативную роль в системе – если динамика связи не согласована с динамикой самого объекта. В таком случае отрицательная обратная связь работает неэффективно, и вместо стабилизации выходной величины объекта около требуемого значения, такая связь может привести к потере устойчивости системы, что проявляется в колебаниях около требуемого значения с нарастающей амплитудой или в ускоряющемся удалении этой величины от этого значения. Поэтому если реализуется вариант, когда и выходная величина объекта изменяется вследствие внешних факторов, и динамические свойства объекта подлежат изменению во времени, то требуется дополнительное адаптивное свойство системы, которое обеспечивает согласование динамических свойств основного контура с изменяющимися динамическими свойствами объекта. Системы, реализующие этот принцип, называются адаптивными.

К системам, реализующим такой принцип относятся так называемые адаптивные системы с эталонной моделью.

Model Reference Adaptive System (MRAS) – это адаптивные системы определения потокосцепления и скорости ротора с эталонной моделью. Общая структура MRAS изображена на рисунке 3.1.

$$\psi_1 = \int (u_1 - r_1 \cdot i_1) d\tau;$$

$$\psi_2 = \frac{1}{k_r} \left(\int (u_1 - r_1 \cdot i_1) d\tau - \sigma \cdot L_1 \cdot i_1 \right) = \frac{1}{k_r} \cdot (\psi_1 - \psi_2),$$

где σ – коэффициент рассеяния, равный $\sigma = 1 - \frac{L_\mu^2}{L_1 \cdot L_2}$, k_r – коэффициент приведения ротора, равный $k_r = \frac{L_\mu}{L_2}$.

Модель статора имеет чистое интегрирование, что приводит к накоплению ошибки при неточной идентификации входных сигналов напряжения и тока статора. Отрицательная обратная связь позволяет избежать этого негативного эффекта. Таким образом, интегратор охватывают отрицательной обратной связью с понижающим коэффициентом. В результате можно произвести замену на звено чистого запаздывания первого порядка с постоянной времени τ_1 . Это позволяет минимизировать вышеуказанный недостаток. Тогда уравнения, описывающие статорную модель, принимают следующий вид:

$$\tau_1 \cdot \frac{d\psi_1}{d\tau} + \psi_1 = \tau_1 \cdot (u_1 - r_1 \cdot i_1),$$

$$\psi_2 = \frac{1}{k_r} \cdot (\psi_1 - \sigma \cdot L_1 \cdot i_1).$$

Модель ротора рассматривается как адаптивная модель. В результате на выходе применяемой модели ротора производится оценка вектора потокосцепления ротора $\hat{\psi}_2^2$. В свою очередь, $\hat{\psi}_2^2$ зависит от скорости вращения ротора. При условии, что скорость вращения поля статора равна нулю уравнение модели ротора можно записать в виде

$$\tau_2 \cdot \frac{d\psi_2}{d\tau} + \psi_2 = j\omega \cdot \tau_2 \cdot \psi_2 + L_\mu \cdot i_1,$$

где τ_2 – постоянная времени цепи ротора, $\tau_2 = \frac{L_2}{r_2}$.

Входным сигналом роторной модели является ток статора i_1 , оценка скорости вращения ротора $\hat{\omega}$ рассматривается как сигнал обратной связи (Рисунок 3.2). Значение сигнала ошибки в скалярной форме равно $e = \hat{\psi}_2^1 \times \hat{\psi}_2^2|_Z = \hat{\psi}_2^1 \cdot \hat{\psi}_2^2 \cdot \sin \varphi$, где φ – это угол между векторами оценок потокосцепления ротора.

На схеме изображен ПИ-регулятор (пропорционально-интегральный регулятор), на вход которого подается ошибка e . При этом, ПИ-регулятор образует на выходе оценку скорости вращения ротора $\hat{\omega}$. Принято считать, что оценка скорости вращения ротора $\hat{\omega}$ равна действительной только в том случае, если ошибка e равна нулю.

Безусловно, негативный эффект, который создает интегратор в эталонной модели и связанный с точностью и накапливанием ошибки при работе на пониженных скоростях, можно минимизировать путем замены элемент чистого интегрирования на звено чистого запаздывания. Однако такая замена приводит к тому, что интегрирование становится неэффективным в диапазоне частот близких или меньших $1/\tau_1$. Следовательно, необходимо ограничить полосу пропускания входного сигнала регулируемой модели. Оценка скорости наблюдателем приводит к неточным результатам при значениях частот ниже значения частоты среза $\frac{\omega_{0H}}{\tau_1} \approx 1 - 3$ Гц. S.Meziane, R.Toufouti, H.Benalla считают, что проблемы в работе наблюдателя, связанные с неточным определением скорости при работе системы в области низких скоростей вращения, в основном связана с некорректным определением активного сопротивления статора при малой частоте сигналов тока и напряжения. Таким образом, MRAS по потокосцеплению ротора не способен поддержать хорошую точность при длительной работе электрического привода на близких к нулю скоростях вращения.

Адаптивная система с эталонной моделью, основанная на ЭДС вращения ротора

Схема адаптивной системы с эталонной моделью, основанная на ЭДС вращения ротора приведена на рисунке 3.3. Такое схемное решение позволяет уйти от проблем, связанных с наличием интегратора в эталонной модели.

В силу того, что ЭДС вращения ротора можно найти как производную от потокосцепления ротора, то уравнение, описывающее эталонную модель статора можно представить в виде:

$$\frac{d\psi_2}{d\tau} = \frac{1}{k_r} \cdot \left(u_1 - r_1 \cdot i_1 - \sigma \cdot L_1 \cdot \frac{di_1}{d\tau} \right).$$

Как видно из уравнения, действительно, модель статора, принятая как эталонная, не содержит элемента чистого интегрирования (интегратора).

Модель ротора, используемая как регулируемая (адаптивная), можно описать уравнением:

$$\tau_2 \cdot \frac{d\psi_2}{d\tau} = -\psi_2 + j\omega \cdot \tau_2 \cdot \psi_2 + L_\mu \cdot i_1.$$

Адаптивная система с эталонной моделью, основанная на ЭДС вращения ротора показывает достаточно стабильную работу при работе электропривода включительно до значения скорости вращения, равной 85 об/мин включительно. Кроме того, неточная идентификация активной составляющей статорного сопротивления незначительно сказывается на работе MRAS.

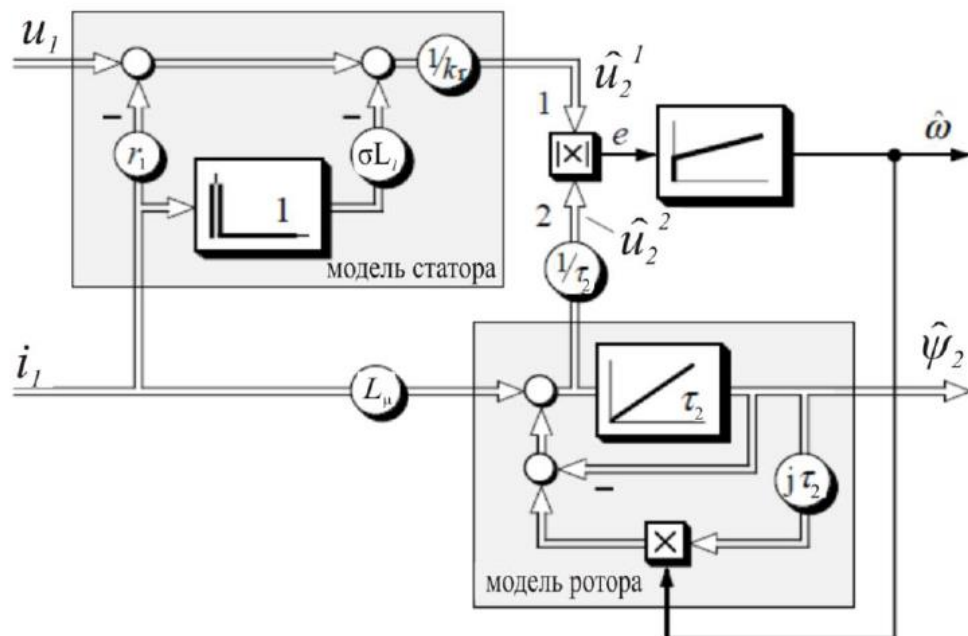


Рисунок 3.3 – Схема MRAS (по ЭДС вращения ротора)

В двухзвенном преобразователе частоты с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) сигналы напряжения и тока статора содержат высокочастотные составляющие.

Как видно из описанного выше уравнения статорной модели, имеет место производная тока статора. Это негативно сказывается на работе всего наблюдателя. Следовательно, при применении адаптивной системы с эталонной моделью, основанной на ЭДС вращения ротора, требуется свести к нулю влияние высших гармоник на эталонную модель статора. Кроме того, предполагается, что при реализации MRAS по ЭДС вращения ротора могут возникать дополнительные сложности из-за эффекта нелинейности адаптационных коэффициентов усиления.

Среди явных преимуществ наблюдателя MRAS можно выделить относительно простую систему и меньшие требования для вычислительных мощностей, чем наблюдатель, реализованный на основе фильтра Кальмана. MRAS обладает максимальным диапазоном регулирования скорости 1:100; показывает хорошие динамические характеристики до частоты 2 Гц.

Данный метод косвенной оценки годится для систем с относительно небольшой стоимостью и невысокими требованиями к показателям качества управления. Для описанных выше методов действует тенденция – с уменьшением скорости вращения уменьшается точность самих методов. Крайне важна точность соответствия параметров модели и параметров реальной машины. От этого, зависят, в свою очередь, полученные результаты. Это особенно заметно при работе электропривода в области пониженных скоростей вращения. Ведь при таких условиях неточности и ошибки в параметрах оказывают влияние на качество работы в установившемся режиме и на динамические характеристики.

3.2 Адаптивные наблюдатели полного порядка

Адаптивным наблюдателем полного порядка (АНПП, Full Order Observer) называется наблюдатель состояния асинхронного электродвигателя, построенный на основе решения полной системы уравнений электрического равновесия для статора и ротора по доступной информации о напряжениях и токах статора, способный к самоизменению в соответствии с изменением окружающих условий или изменением параметров системы и ее внутренних связей.

В структуру такого наблюдателя включена полная математическая модель электромагнитных процессов АД. Данная модель содержит частоту вращения ротора и рассматривает ее как неопределённый параметр. На выходе АНПП определяется оценка доступной для прямого измерения переменной i , производя минимизацию её отклонения от непосредственно измеренного значения к нулю, определяют неопределённый параметр. В системах косвенного определения для асинхронного электропривода существует единственное решение – воспроизведение посредством адаптивного наблюдателя полного порядка оценки вектора токов статора, т.к. это является единственной векторной координатой состояния системы, которая может быть определена (измерена) на выходных клеммах преобразователя частоты ПЧ.

Общая схема наблюдателя полного порядка (НПП) изображена на рисунке 3.4. В НПП порядок наблюдателя равен порядку наблюдаемой системы, т.е. НПП восстанавливает все составляющие вектора состояния системы. На выходе рассматриваемого наблюдателя образуется оценка доступной для непосредственного (прямого) измерения переменной \hat{y} . Кроме того, НПП сводит тем или иным образом отклонение этой переменной e от непосредственно измеренного значения y к нулю и определяет вектор состояния \hat{x} .

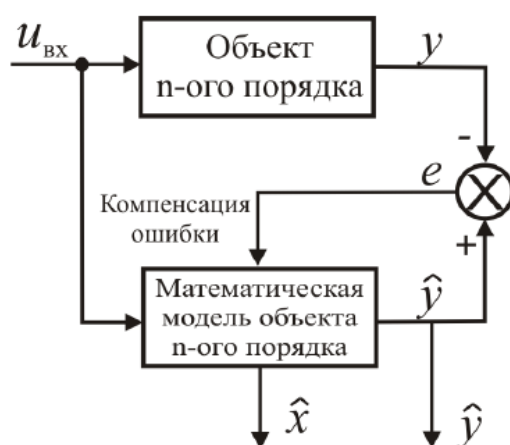


Рисунок 3.4 – Общая схема НПП, где $u_{вх}$ – входное воздействие на объект

Существуют в настоящее время различные механизмы адаптации (так называемые, наблюдатели замкнутого цикла), которые позволяют улучшить точность оценки состояния в системе и снизить чувствительность наблюдателя к разбросу и вариациям параметров объекта. Такие механизмы адаптации производят настройку математической модели, изменяя ее параметры в зависимости от изменения параметров объекта.

Кроме того, в настоящее время существует наблюдатель полного порядка с адаптацией по скорости, который был предложен японским ученым Н. Kubota в 1993 г. Схема наблюдателя, предложенная им, изображена на рисунке 3.5.

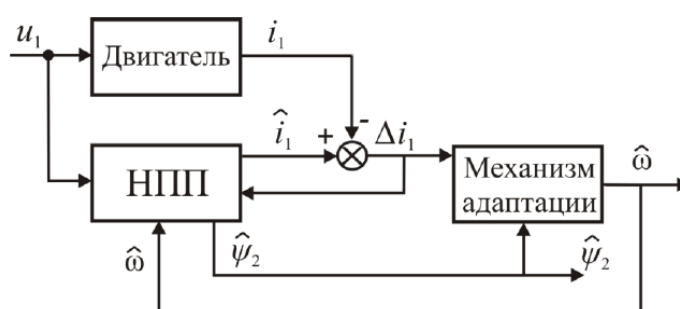


Рисунок 3.5 – Схема наблюдателя потокосцепления полного порядка с адаптацией по скорости, предложенная Н. Kubota, 1993 г.

Наблюдатель, предложенный Н. Kubota, представляет собой наблюдатель потокосцепления полного порядка, охваченный обратной связью по оценке скорости вращения ротора. Он может быть рассмотрен как MRAS, где электродвигатель используется как эталонная модель, а регулируемой моделью является НПП, который содержит оценку по скорости вращения ротора двигателя $\hat{\omega}$.

Ниже рассмотрен пример – адаптивный наблюдатель полного порядка с адаптацией по скорости вращения ротора. При этом, в таком наблюдателе значение тока якоря является доступной для непосредственного измерения величиной. Данный адаптивный наблюдатель полного порядка содержит полную математическую модель электромагнитных процессов, протекающих в асинхронном электродвигателе.

Кроме того, модель включает частоту вращения ротора и потокосцепление ротора и рассматривает их в качестве неопределенных параметров.

Система уравнений, которая описывает математическую модель электродвигателя, сформирована в условиях неподвижной системы координат статора. Иными словами, угловая скорость вращения ω_k равна нулю:

$$\tau'_\sigma \cdot \frac{di_1}{d\tau} + i_1 = \frac{k_r}{r_\sigma \cdot \tau_2} \cdot (1 - j\omega \cdot \tau_2) \cdot \psi_2 + \frac{1}{r_\sigma} \cdot u_1;$$

$$\tau_2 \cdot \frac{d\psi_2}{d\tau} + \psi_2 = j\omega \cdot \tau_2 \cdot \psi_2 + L_\mu i_1,$$

где $\tau'_\sigma = \frac{\sigma \cdot L_1}{r_\sigma}$ – постоянная времени статора,

$r_\sigma = r_1 + k_1^2 \cdot r_2$ – экв. активное сопротивление статора и ротора.

Графически представить адаптивный наблюдатель полного порядка АНПП можно так, как показано ниже на рисунке 3.6.

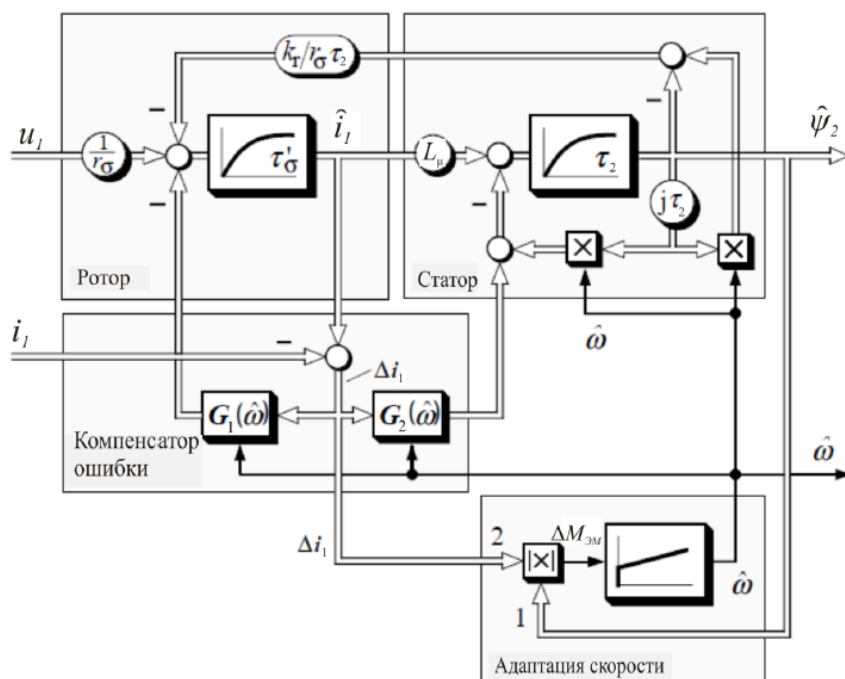


Рисунок 3.6 – Схема адаптивного наблюдателя полного порядка с динамической моделью электромагнитной системы двигателя

В структуру данного АНПП изображена динамическая модель электромагнитной системы электродвигателя, изображенная в верхней части схемы. Модели статора и ротора образуют на выходе оценочные векторы тока статора \hat{i}_1 и потокосцепления ротора $\hat{\psi}_2$, соответственно.

Кроме того, наблюдатель содержит компенсатор ошибки. Вектор ошибки можно определить следующим образом:

$$\Delta i_1 = \hat{i}_1 - i_1,$$

т.е. как разность оцененного тока статора \hat{i}_1 и непосредственно измеренного тока статора i_1 . Вектор ошибки Δi_1 применяется для создания корректирующего сигнала модели электромагнитной системы двигателя.

Учитывая описанные выше соотношения, можно представить систему уравнений для наблюдателя полного порядка следующим образом:

$$\tau'_\sigma \cdot \frac{d\hat{i}_1}{d\tau} + \hat{i}_1 = \frac{k_r}{r_\sigma \cdot \tau_2} \cdot (1 - j\omega \cdot \tau_2) \cdot \hat{\psi}_2 + \frac{1}{r_\sigma} \cdot u_1 - G(\hat{\omega}) \cdot \Delta i_1;$$

$$\tau_2 \cdot \frac{d\hat{\psi}_2}{d\tau} + \hat{\psi}_2 = j\omega \cdot \tau_2 \cdot \hat{\psi}_2 + L_\mu \hat{i}_1 - G(\hat{\omega}) \cdot \Delta i_1.$$

Н. Kubota производит выборку комплексных компенсирующих коэффициентов усиления $G_1(\hat{\omega})$ и $G_2(\hat{\omega})$ таким образом, чтобы комплексы собственных значений наблюдателя были равны соответственно:

$$\lambda_{1,2 \text{ НАБЛ}} = k \cdot \lambda_{1,2 \text{ ДВИГ}},$$

где $\lambda_{1,2 \text{ ДВИГ}}$ – собственные значения двигателя и k натуральная постоянная. Быстродействие наблюдателя оказывается всегда выше скорости вращения электродвигателя при значениях k больших единицы. Из-за нелинейности системы результирующие комплексы коэффициентов усиления $G_1(\hat{\omega})$ и $G_2(\hat{\omega})$ согласно рисунку 3.6 зависят от оценки угловой скорости вращения $\hat{\omega}$.

Угол поворота потокосцепления ротора φ находится с помощью разложения полученной оценки потокосцепления ротора на продольную и поперечную оси статора.

Сигнал оценки скорости $\hat{\omega}$ используется для адаптации (подстройки) модели ротора наблюдателя к механической скорости вращения двигателя.

По уже известным данным можно определить ошибку по электромагнитному моменту двигателя $\Delta M_{ЭМ}$ следующим образом:

$$\Delta M_{ЭМ} = \hat{\psi}_2 \times \Delta i_1 |z,$$

где $\hat{\psi}_2$ – оценка потокосцепления ротора;

Δi_1 – ошибке тока статора.

Если в модели присутствует ошибка по электромагнитному моменту, то необходима корректировка оценки скорости, которая производится пропорционально-интегральным регулятором (ПИ-регулятором). Следовательно, это позволяет производить корректировку и входной сигнал роторной модели. При этом, скорость электродвигателя считается правильно оцененной, только в том случае, если ошибка по току статора Δi_1 , а, следовательно, и ошибка по моменту $\Delta M_{ЭМ}$ равны нулю.

АНПП имеет также и ограничения – минимальная скорость, на которой может работать такой наблюдатель, достигает 50 об/мин, 0,8 Гц.

АНПП обладает более высокой точностью, чем MRAS, даже при работе электропривода в области скоростей вращения, близких к нулю; менее податлив к разбросу (вариациям) параметров электродвигателя и к воздействию шумов. Тем не менее, существует лимитированный диапазон частот, где АНПП может показать приемлемую точность вычисления потокосцепления и скорости. Так происходит из-за известной проблемы введения начальных условий при работе на низких частотах (близких к 0). АНПП можно применять в электроприводах с прямым управлением моментом (DTC). Помимо всего прочего, такой наблюдатель требует также значительных мощностей системы для проведения большого числа вычислений. Необходимость производить огромное число вычислений негативно сказывается на всю систему и приводит к тому, что в АНПП присутствует некоторое запаздывание в формировании электромагнитного момента двигателя.

3.3 Наблюдатель пониженного порядка (Наблюдатель Люенбергера)

В наблюдателе пониженного порядка, или, как его еще называют, наблюдателе Люенбергера, обеспечивается уменьшение размерности наблюдателя исходя из тех рассуждений, что часть вектора состояния можно определить по результатам непосредственного измерения выходного сигнала. Наблюдатель Люенбергера – это редуцированное наблюдающее устройство, имеющее порядок меньший, чем порядок системы на количество непосредственно измеряемых компонент. Наблюдатель пониженного порядка формирует вектор состояния системы, в котором учитываются только те компоненты вектора, которые недоступны для прямого измерения.

Структура наблюдателя пониженного порядка схожа со структурой Фильтра Калмана. Однако имеются отличия. Так, например, в структуре наблюдателя Калмана матрица коэффициентов обратной связи K определяется параметрами объекта управления и характеристиками помех (ковариантными матрицами помех Q и R). Тогда как матрица L в наблюдателе пониженного порядка определяется непосредственно проектировщиком в зависимости требований, диктующие условия по обеспечению желаемой динамики процесса наблюдения. Другими словами, матрица L в наблюдателе пониженного порядка задает темпы сходимости.

Наблюдатель Люенбергера имеет свои преимущества и недостатки. Так, он проще в реализации на практике вследствие того, что имеет пониженную размерность наблюдателя, однако чувствителен к шумам в измерениях и к изменению параметров объекта. В силу этого такой наблюдатель хорошо применим для систем, в которых, либо помехи отсутствуют полностью, либо они есть, но незначительны.

3.4 Наблюдатели, использующие скользящие режимы

Скользящий наблюдатель представляет собой нелинейный наблюдатель с преднамеренным введением скользящих режимов.

При таком косвенном методе используется преднамеренное введение скользящих режимов, чтобы обеспечить необходимые свойства наблюдателя (в том числе нечувствительность к разбросу параметров в системах с неизменяемыми возмущениями). Другими словами, это режимы движения по поверхностям разрыва вектора состояния или их пересечениям. Этот вид движения применяется в релейных системах и в системах с переменной структурой.

При реализации скользящего наблюдателя в общем случае структура модели наблюдателя меняется следующим образом – объект и модель, рассматриваемые как совместная система, всегда выходят на скользящие режимы, во время которых процессы в объекте и модели протекают одинаково. В силу того, что структуры уравнений, которые описывают модель и систему близки, и их выходные величины совпадают, по средним значениям разрывных компенсирующих коэффициентов модели в скользящем режиме можно судить о неизвестных параметрах объекта.

В наблюдателях состояния со скользящим режимом порядок наблюдателя снижается на единицу, когда система переходит в скользящий режим. Описанный Дракуновым наблюдатель со скользящим режимом для нелинейных систем построен так, чтобы наблюдатель минимизировал координаты ошибки оценивания, доводя ее до нуля за конечное время (сколь угодно малое время).

Такие важные параметры как эффективность и быстродействие наблюдателя, изображенного на рисунке 3.6, можно увеличить при помощи компенсатора ошибки, который работает в скользящем режиме, предложенный учеными Sangwongwanich и Doki.

На рисунке 3.7 показана динамическая структура скользящего компенсатора ошибки, взаимодействующего с моделью двигателя так же, как и компенсатор ошибки в адаптивном наблюдателе полного порядка (рисунок 3.6). Ошибка по току Δi_1 в скользящем компенсаторе используется для определения скользящей гиперплоскости, т.е. всей совокупности состояний на границе разрыва, обеспечивающих заданные показатели качества. По мгновенным значениям ошибки по току формируются разрывные коэффициенты $G_1(\hat{\omega})$ и $G_2(\hat{\omega})$ и компенсируются параметры моделей статора и ротора двигателя, в то время как по среднему значению Δi_1 с помощью алгоритма идентификации формируется оценка скорости.

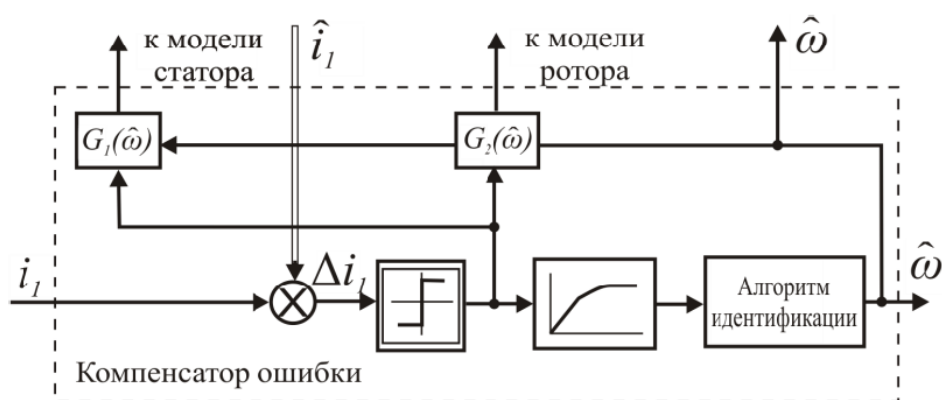


Рисунок 3.7 – Динамическая структура скользящего компенсатора ошибки

Величина ошибки по току уменьшается до нуля за счет регулятора релейного типа. При этом, такой регулятор работает в режиме высокочастотных переключений, или, другими словами, в скользящем режиме.

Метод, описанный Sangwongwanich и Doki, позволяет минимизировать ошибку оценки потокосцепления ротора при вариациях параметров электродвигателя. Однако, для синтеза скользящего наблюдателя необходим быстродействующий процессор. Минимальная скорость, на которой может работать такой скользящий наблюдатель, составляет 53 об/мин, $0,03\omega_{0H}$.

В результате, скользящий наблюдатель показывает лучшее быстродействие по сравнению с адаптивным наблюдателем полного порядка.

При этом, ошибки оценки потокосцепления и скорости ротора при изменяемых параметрах двигателя практически сведены к нулю. Кроме того, такой наблюдатель способен доводить динамическую ошибку оценивания координаты до нуля за конечное время, точнее, чем MRAS даже при скоростях вращения, близких к нулю. Более того, данный наблюдатель проявляет устойчивость к шумам в измерениях подобно фильтру Калмана, обеспечивает устойчивую работу электрического привода в широком диапазоне регулирования скорости и инвариантность к возмущению параметров системы.

3.5 Расширенный фильтр Калмана

Расширенный фильтр Калмана (EKF, Extended Kalman filter) – стохастический рекурсивный наблюдатель для нелинейных систем, предназначенный для оценки вектора состояния на основе полной модели объекта и оптимальной фильтрации измерительных шумов и случайных отклонений параметров системы.

Область применения такого фильтра крайне широк. Фильтр Калмана широко используется в инженерных и эконометрических приложениях: от радаров и систем технического зрения до оценок параметров макроэкономических моделей. Кроме того, калмановская фильтрация является важной частью теории управления, играет большую роль в создании систем управления.

Техника калмановской фильтрации обеспечивает оптимальное сглаживание оценки состояния для достижения неизменности к разбросу параметров системы и нечувствительности к шумам в измерениях. При этом, условием оптимальности оценки состояния является минимум ее среднеквадратичной погрешности стохастической нормы вектора невязки наблюдения.

Фильтр Калмана (ФК) является разновидностью рекурсивного фильтра, т.е. фильтра с отрицательной обратной связью. В силу того, что асинхронный электродвигатель является нелинейным объектом, то требуется определять не скалярную величину, а вектор его состояния. По этой причине в качестве наблюдателя используется расширенный фильтр Калмана.

При этом, среди достоинств структуры фильтра Калмана можно выделить минимальную чувствительность к случайным вариациям параметров электродвигателя и к наличию шумов в измеряемых сигналах. Кроме того, расширенный ФК может работать при скорости, практически равной нулю. Одним из недостатков фильтра Калмана можно отнести сложная структура. Кроме того, для реализации вычислений требуется обработать большие объемы данных. Следствием этому является возникновение запаздывания в формировании электромагнитного момента двигателя. Для обработки больших объемов информации необходимы, в свою очередь, достаточно эффективные вычислительные ресурсы, что приводит к увеличению стоимости оборудования и самого электропривода, ведь для реализации таких вычислений необходимо применять более мощный процессор и большой объем памяти. Присутствует ухудшение динамических свойств системы. Расширенный ФК применим в системах, где нужна высокая точность оценки состояния, не зависящая от вариаций параметров объекта наблюдения и шумов при измерении.

3.6 Нейронные системы идентификации

Искусственная нейронная сеть позволяет добиться нечувствительности к изменениям параметров асинхронного электродвигателя АД. При этом такая искусственная нейронная сеть проводит коррекцию необходимых параметров модели асинхронного двигателя на основании доступных для прямого измерения величин.

Нейронный наблюдатель, или нейроэмулятор, – идентификатор переменных состояния электропривода, который, при этом, применяет искусственную нейронную сеть (ИНС) для того, чтобы обеспечить корректировку изменяемых параметров электродвигателя.

Искусственные нейронные сети (ИНС) — математические модели, а также их программные или аппаратные реализации, построенные по принципу организации и функционирования биологических нейронных сетей — сетей нервных клеток живого организма. Кроме того, искусственные нейронные сети, как и природная нейронная сеть, обладает способностью обучения.

Рассмотрим структуру ИНС. Составляющей частью ИНС является искусственный нейрон. В первом приближении он имитирует свойства биологического нейрона. На вход такого искусственного нейрона поступает некоторое множество сигналов. Каждый сигнал умножается на соответствующий вес, аналогичный биологической «силе» синаптической связи, и поступает на суммирующий блок, обозначенный Σ и соответствующий телу биологического элемента. Суммирующий блок складывает взвешенные входы алгебраически, создавая выход s . Сигнал s далее, как правило, преобразуется активационной (передаточной) функцией f и дает выходной нейронный сигнал y . На рисунке 3.8 представлена модель, реализующая эту идею.

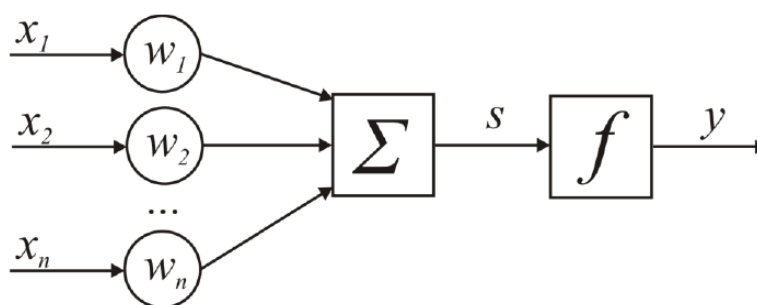


Рисунок 3.8 – Структура искусственного нейрона

Однако один нейрон может выполнять только относительно простейшие процедуры. Для более серьезных вычислений требуется построение сетей из нейронов. Структура традиционной нейронной сети следующая:

- входной слой;
- несколько скрытых слоев;
- выходной слой нейронов.

На нейроны входного слоя подается вектор входного воздействия. В таких нейронах в большинстве своем не производятся какие-либо вычисления. Скрытые слои строятся из промежуточных нейронов и служат для осуществления преобразований. По количеству слоев, которая содержит нейронная сеть, можно выделить однослойные и многослойные нейронные сети.

Пример нейронной сети с одним скрытым слоем приведен на рисунке 3.9. Каждый входной нейрон отдельным весом соединен с каждым искусственным нейроном скрытого слоя. А каждый нейрон скрытого слоя выдает взвешенную сумму входов в сеть. В искусственных и биологических сетях многие соединения могут отсутствовать, но здесь они показаны все для демонстрации общей картины. Могут существовать также соединения между выходами и входами элементов в слое.

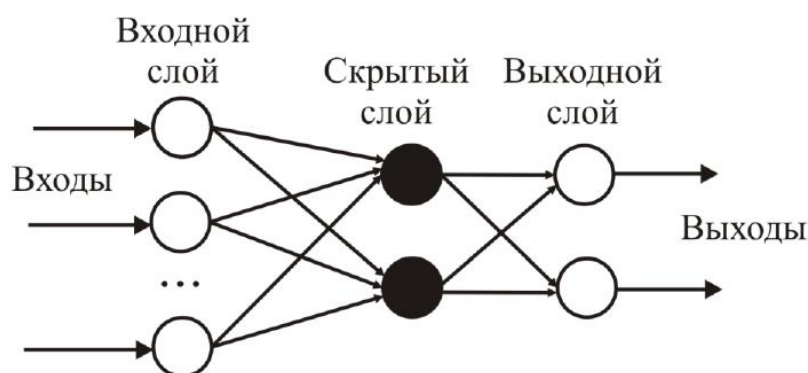


Рисунок 3.9 – Структура ИНС с одним скрытым слоем

По структуре связей между слоями сети можно классифицировать следующим образом:

- сети без обратных связей (прямо направленные сети);
- сети с обратными связями.

В прямо направленных сетях соединения, идущие от выходов некоторого слоя к входам этого же слоя или предшествующих слоев, отсутствуют. В свою очередь, сети с обратными связями имеют соединения от выходов к входам.

При выборе той или иной структуры нейронной сети требуется учитывать особенности и сложность решаемой задачи. Для решения части задач уже есть подходящие решения.

Нейронные сети способны также к обучению. Величины синаптических связей нейронной сети определяют процесс ее функционирования и сущность действий, которые эта сеть способна выполнять. Следовательно, для конкретной структуры сети необходимо определить наиболее оптимальные значения всех переменных весовых коэффициентов. На данном этапе процесс называется обучением нейронной сети. При этом, чем более качественно этот этап будет выполнен, тем лучше будет способность данной сети решать поставленные перед ней проблемы во время ее функционирования.

Общая схема идентификации вектора состояния с использованием нейроэмулятора приведена на рисунке 3.10.

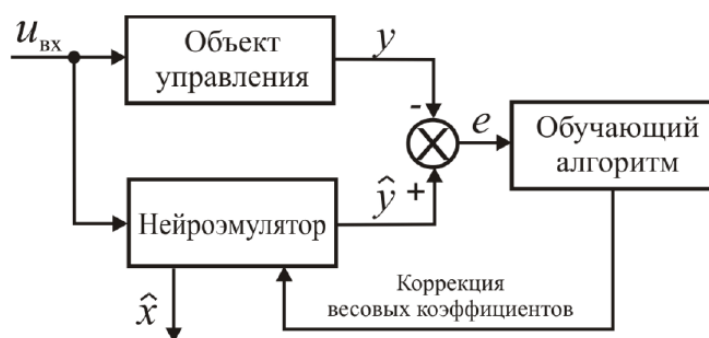


Рисунок 3.10 – Схема идентификации вектора состояния с использованием нейроэмулятора

Обладая способностью к обучению и самообучению, нейроэмулятор, имеет слабую чувствительность к вариациям параметров объекта наблюдения. Возможность параллельной работы множества простых вычислительных устройств дает достаточно высокое быстродействие. При этом, требуется высокие вычислительные мощности при реализации данного метода, что, как следствие, приводит к удорожанию всей системы. В связи с повышенными требованиями к вычислительной аппаратуре данный метод не подходит для массовых электрических приводов.

3.7 Системы идентификации на основе статической функциональной зависимости

Системы идентификации на основе статической функциональной зависимости в основном используются в системах тиристорный преобразователь напряжения – асинхронный электродвигатель с фазовым управлением. Принцип работы данных методов основывается на измерении или вычислении некоторого сигнала, связанного со скоростью функциональной зависимостью. Данный сигнал проходит через функциональный преобразователь и после этого воспринимается самой системой как сигнал скорости электродвигателя. Далее проанализируем основные функциональные зависимости, которые используют данные системы.

Функциональная зависимость полного сопротивления двигателя $\omega = f(Z)$. В данном случае рассматривается система, вычисляющая скорость вращения ротора на основе статической функциональной зависимости модуля полного сопротивления двигателя, вычисляемого по измеренным действующим значениям первых гармоник тока и напряжения статора.

Метод, как и другие имеет свои преимущества и недостатки. Он прост в реализации на практике и вычислениях, имеет посредственную точность определения; подвержен вариациям параметров электродвигателя, а также к помехам в сигналах с датчиков напряжений и токов. Данный метод применим для электродвигателей, обладающих повышенным скольжением поэтому, рассматриваемый метод имеет ограниченное применение. Однако находит применение в асинхронных электроприводах, где не требуется высокое качество регулирования.

Наиболее удобно применение данных систем в качестве систем плавного пуска с регулируемым временем разгона. Однако есть ограничения для применения такого метода – диапазон мощностей ограничен 10-15 кВт. Такие электрические приводы могут использоваться на различных механизмах: шлифовальных станках, вентиляторах, насосах, подъемно-транспортных машинах малой механизации и т.д.

Функциональная зависимость угла нагрузки $\omega = f(\varphi)$. Существует система, вычисляющая скорость вращения ротора на основе статической функциональной зависимости угла нагрузки, вычисляемого по измеренным действующим значениям первых гармоник тока и напряжения статора. Угол между напряжением и током статора (угол нагрузки φ) зависит от соотношения активного и реактивного сопротивлений двигателя, связанных со скоростью и скольжением двигателя.

Данная система, при этом, проста в реализации, не имеет большие объемы информации для обработки и повышенных требований к вычислительным мощностям. Система обладает лучшей помехоустойчивостью, чем метод оценки по полному сопротивлению двигателя, но, тем не менее, имеет посредственную точность идентификации и чувствительность к изменениям параметров электродвигателя.

ЭДС, наводимая в статоре полем ротора $\omega = f(E_1)$. Для определения скорости вращения и положения ротора можно использовать зависимость ЭДС, наводимой в обесточенной статорной обмотке полем ротора.

При данном варианте, метод дает возможность регулирования скорости и обеспечения заданного темпа разгона электропривода в широком диапазоне изменения момента сопротивления и момента инерции без инсталляции какого-либо датчика скорости на вал электродвигателя. Контур скорости в данной системе электропривода обладает возможной полосой пропускания, достигающей 6 рад/с. Кроме того, такой метод обеспечивает заданный темп разгона системы электропривода при различных изменениях параметров нагрузки на валу электродвигателя. Тем не менее, в начальный момент пуска и при выходе на полную скорость информация о вычисленной скорости оказывается недостаточной. Рассматриваемая система применима в качестве устройства плавного пуска АД без датчика скорости на валу.

					<i>ЮУрГУ-13.04.02. 2017. 271.01 ПЗ</i>	<i>Лист</i>
<i>Изм.</i>	<i>Лист</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Подпись</i>	<i>Дата</i>		67

Выводы. Большинство косвенных методов оценивают скорость вращения, а не угловое положение ротора при повышенных требованиях к правильности оценки. Кроме того, точные методы определения положения ротора двигателя требуют вычисления больших объемов. Для реализации таких вычислений необходимо наличие быстродействующих процессоров, все это приведет к увеличению стоимости всей системы, и возможной задержке получения результата (так как требуется время на обработку больших объемов данных). Зачастую существующие косвенные методы неработоспособны на малых скоростях вращения, чувствительны к шумам в измерениях и к изменению параметров двигателя. При этом, целесообразность выбора того или иного подхода определяется требованиями технологического процесса, принципом работы, особенностями и непосредственными характеристиками системы электропривода.

Следует выделить, что помимо всего прочего существуют системы без непосредственного датчика на валу двигателя, вычисляющие необходимые величины по доп. сигналу, например, по частоте пульсаций тока статора, по частоте зубцовых и механических колебаний. Такие системы способны обеспечить различную точность оценки в общем случае порядка 0,5 – 1%. Они также обладают существенным недостатком – необходимо использование дополнительных датчиков и каналов измерения. Это требует в свою очередь специальной настройки таких датчиков.

Более того, в настоящее время существуют методы определения положения ротора с помощью введения вспомогательного сигнала высокой или низкой частоты. Использование таких систем сопряжено с усложнением системы управления, т.к. в таком случае нужно применять генератор низкой или высокой частоты, а также и устройства, позволяющего определить сигнал реакции на вспомогательный сигнал. Такое дополнительное оборудование будет также сказываться на стоимости всей системы.

					<i>ЮУрГУ-13.04.02. 2017. 271.01 ПЗ</i>	<i>Лист</i>
<i>Изм.</i>	<i>Лист</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Подпись</i>	<i>Дата</i>		68

Таким образом, системы электроприводов с информационным обеспечением канала обратной связи на основе косвенного определения составляющих перемещения неприменимы в случаях с повышенными требованиями к точности и быстродействию характеристик регулирования. Тем не менее, в системах электроприводов рабочих механизмов, требующих по условиям технологического процесса определения скорости и/или положения ротора без усложнения механической части электропривода и обладающих умеренными требованиями в области регулирования составляющих перемещения косвенные методы оценки, находят свое применение.

3.8 Особенности косвенного определения положения ротора в системе импульсно-векторного управления

Проведенный обзор методов позволил выработать логику синтеза вычислителя положения, включающую разрешение целого ряда аспектов:

1) определение величин, доступных для прямого измерения, которые необходимо использовать в качестве входных сигналов вычислителя положения. В рамках этой подзадачи требуется также определить, какие существуют особенности измерения входных величин в рассматриваемой системе импульсно-векторного управления (СИВУ);

2) определение принципа идентификации положения ротора, который нужно заложить в структуру вычислителя. Реализовать синтез вычислителя по выбранному принципу;

3) решение вопроса – в каком виде представлять выходной сигнал идентификатора и определить требуемую точность идентификации положения.

Данные аспекты, касающиеся выбора входных величин, структуры вычислителя и параметров выходного сигнала, являются основными этапами синтеза косвенного вычислителя положения. Их удобно представить в виде структурной схемы, как показано на рисунке 3.11.

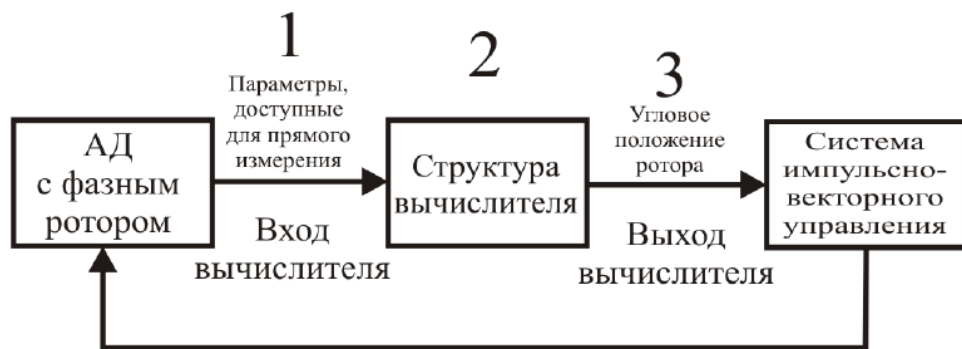


Рисунок 3.11 – Логика синтеза вычислителя положения

В исследуемой схеме импульсно-векторного управления используется асинхронный двигатель с фазным ротором, статорные и роторные обмотки соединены последовательно. Доступными для непосредственного (прямого) измерения величинами, которые можно использовать в качестве входных переменных вычислителя, являются напряжения на обмотках статора, ЭДС на кольцах ротора и ток силовой цепи. В результате справедливо предположить, что идентифицировать положение ротора в исследуемой схеме можно:

- путем измерения пульсаций напряжения на обмотках статора;
- путем определения пульсаций напряжения на кольцах ротора;
- данные, получаемые с обмоток статора и ротора, можно использовать совместно, что позволит иметь больше информации о текущем состоянии двигателя.

Определение положения ротора с помощью измерения пульсаций напряжений, как на обмотках статора, так и на кольцах ротора, возможно, т.к. эти пульсации зависят от угла поворота ротора (в обоих случаях).

В рассматриваемой системе в любой момент времени есть та обмотка статора, по которой в данной зоне регулирования не течет ток. Падение напряжения на обесточенной обмотке равно ЭДС, наводимой в статоре полем ротора. Это дает возможность определять скорость вращения и угол поворота ротора. Более подробное описание, а также математическое описание СИВУ с АДФР и косвенным определением положения ротора будет представлено в следующей главе.

Выводы

1. Была произведена систематизация сведений по косвенным методам оценки вектора состояния системы, дана оценка каждому методу. Анализ методов позволил заключить, что большинство косвенных методов оценивают скорость вращения, а не угловое положение ротора при повышенных требованиях к правильности оценки. Кроме того, точные методы определения положения сопряжены с большим количеством вычислений, что приводит к удорожанию системы и задержке получения результата. Помимо всего прочего, большинство косвенных методов неработоспособны на малых скоростях вращения, на которых необходимо работать рассматриваемым механизмам.

2. Был предложен алгоритм синтеза вычислителя положения и обнаружено, что удобнее определять положение ротора в два этапа: на первом этапе определять начальное угловое положение ротора в условиях полной неопределенности, на втором – отслеживать текущее состояние углового положения, используя информацию о предыдущих состояниях системы.

					<i>ЮУрГУ-13.04.02. 2017. 271.01 ПЗ</i>	<i>Лист</i>
<i>Изм.</i>	<i>Лист</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Подпись</i>	<i>Дата</i>		71

4 МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ СИСТЕМЫ ИМПУЛЬСНО-ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЕ НАЧАЛЬНОГО УГЛОВОГО ПОЛОЖЕНИЯ РОТОРА

Процесс создания электромагнитного момента двигателя в СИВУ протекает в зависимости от положения ротора и осуществляется подачей отпирающих импульсов на два тиристора двух фаз статора асинхронного двигателя АД, фазную зону которых пересекает магнитная ось обмотки ротора. В результате фазные обмотки статора и ротора обтекаются током, который создает фазные магнитодвижущие силы статорных и роторных обмоток. Переключением тиристоров в фазах статора обеспечивается взаимно ортогональное пространственное положение магнитных осей магнитодвижущих сил, создаваемых обмотками статора и ротора. Управление осуществляется по угловому положению ротора.

Обязательным условием для формирования пускового момента электродвигателя в рассматриваемой системе является определение пространственного расположения статора и ротора в начальный момент времени. Это необходимо для определения начала последовательности отпираания тиристоров. Кроме того, отпираание тиристоров обеспечивает дискретное круговое перемещение вектора магнитодвижущей силы (МДС) статора в воздушном зазоре электродвигателя.

Примем за начальное угловое положение ротора α_0 . Если в исходной СИВУ α_0 определяется механическим ДПР (датчик положения ротора), размещенным на валу асинхронного электродвигателя, тогда как в системе «бездатчикового» (англ. *sensorless*) импульсно-векторного управления значение начального углового положения ротора α_0 необходимо рассчитывать косвенным методом по доступным для прямого измерения эл. величинам.

Доступными для непосредственного определения переменными в рассматриваемой СИВУ асинхронным электродвигателем с фазным ротором являются напряжения на обмотках двигателя и ток силовой цепи.

Данные переменные, в свою очередь, зависят от других параметров: расположения статора и ротора в пространстве, питающего напряжения и параметров самих обмоток. В силу того, что применяется нетрадиционное подключение обмоток статора и ротора, то нельзя использовать классические уравнения для описания электромагнитных процессов асинхронном двигателе.

4.1 Магнитодвижущие силы, создаваемые в обмотках двигателя при питании от источника постоянного напряжения

Для начала рассмотрим взаимодействие обмоток статора и ротора при изменении положения ротора в магнитной цепи с постоянными магнитодвижущими силами, когда магнитное поле возбуждается постоянным током. Схема включения обмоток двигателя приведена на рисунке 4.1. По силовой цепи протекает постоянный ток $I_{Ц}$.

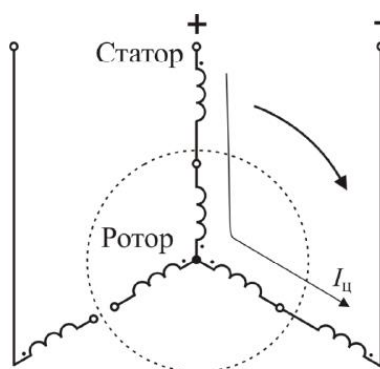


Рисунок 4.1 – Схема включения статорных и роторных обмоток двигателя

Постоянный ток $I_{Ц}$ определяется питающим напряжением и активным сопротивлением цепи. При этом, постоянный ток $I_{Ц}$ не зависит от индуктивного сопротивления цепи, который изменяется при повороте ротора двигателя.

В рассматриваемом асинхронном электродвигателе со статорными обмотками $AХ$, $ВУ$, $СZ$ возможно шесть комбинаций включения и, следовательно, шесть положений результирующего вектора МДС статора двигателя. Все возможные комбинации включения обмоток статора АД сведены в таблице 4.1.

Каждый вектор МДС стремится повернуть ротор к точке с наибольшей энергией равновесия по кратчайшему пути.

Таблица 4.1 – Комбинации включения обмоток статора асинхронного двигателя

№ п/п	Обмотка, включенная «Вперед»	Обмотка, включенная «Назад»	Обесточенная обмотка
1	<i>AX</i>	<i>ZC</i>	<i>BY</i>
2	<i>BY</i>	<i>ZC</i>	<i>AX</i>
3	<i>BY</i>	<i>XA</i>	<i>CZ</i>
4	<i>CZ</i>	<i>XA</i>	<i>BY</i>
5	<i>CZ</i>	<i>YB</i>	<i>AX</i>
6	<i>AX</i>	<i>YB</i>	<i>CZ</i>

Далее необходимо построить пространственные векторные диаграммы создаваемых в обмотках статора МДС при повороте вала ротора относительно неподвижного статора. Примем следующие обозначения:

- МДС, создаваемая обмоткой, имеет положительное значение в случае, если ток втекает в начало этой обмотки, а обмотка включена «Вперед»;
- МДС, создаваемая обмоткой, имеет отрицательное значение в случае, если ток вытекает из начала обмотки, а обмотка включена «Назад»;
- Введем понятие свободной или обесточенной обмотки, т.е. статорной обмотки, неподключенной к питающему напряжению; обозначим ее *св.*

Для того, чтобы упростить все расчеты и построения произведем следующую замену – роторные обмотки, которые соединены в звезду, заменим одной эквивалентной обмоткой ротора *P*. Это изображено ниже на рисунке 4.2.

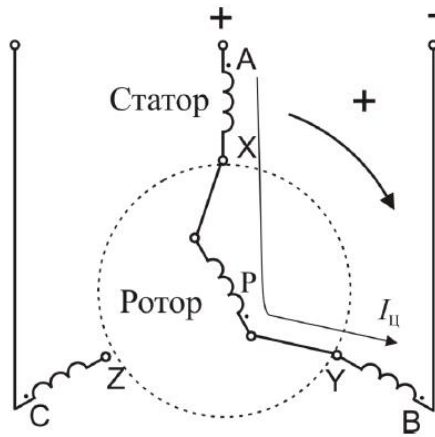


Рисунок 4.2 – Схема включения статорных обмоток и эквивалентной обмотки ротора P

Выражения для расчета результирующей МДС эквивалентной обмотки ротора F_P , созданной обмотками ротора, представим в виде:

$$F_P = 2 \cdot I_{\text{ц}} \cdot w_2 \cdot \cos 30^\circ,$$

где w_2 – число витков обмотки ротора.

На рисунке 4.3 (а) приведена схема обмоток ротора, на рисунке 3.3 (б) представлена векторная диаграмма результирующей МДС F_P .

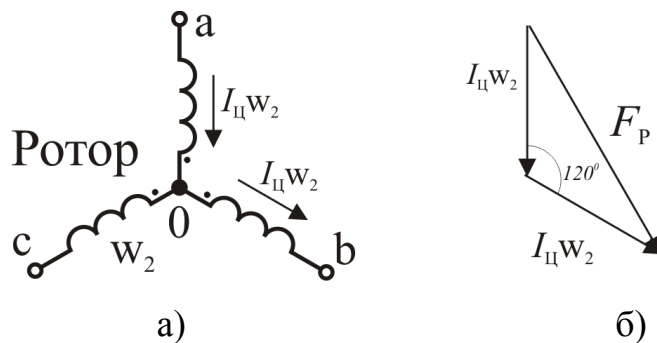


Рисунок 4.3 – а) схема обмоток ротора, б) векторная диаграмма результирующей МДС F_P

МДС, создаваемая обмоткой статора, равна:

$$F_C = I_{\text{ц}} \cdot w_1,$$

где w_1 – число витков обмотки статора.

Кроме того, чтобы построить векторные диаграммы МДС, создаваемых обмотками статора и ротора, был учтен коэффициент передачи по формуле:

$$\frac{w_1}{w_2} = \frac{U_{1H}}{E_{20}},$$

где E_{20} – напряжение на кольцах ротора, U_{1H} – напряжение питания статора (Коэффициент передачи – отношение числа витков роторных обмоток к числу витков статорных).

Исследования проводились на асинхронном трехфазном электродвигателе МТФ 111-6. Для данного электродвигателя: $E_{20} = 176$ В, $U_{1H} = 380$ В.

Тогда коэффициент передачи будет равен $\frac{w_1}{w_2} = 2,16$;

Определим МДС ротора:

$$F_p = 2 \cdot I_{\text{ц}} \cdot 0,46 \cdot w_1 \cdot \cos 30^\circ = 0,8 \cdot I_{\text{ц}} \cdot w_1.$$

Рассмотрим вариант включения обмоток статора, при котором обмотка $AХ$ включена «Вперед», $ВУ$ – «Назад», а $СZ$ обесточена. Путь тока в цепи следующий: $AХ - P - YB$ (рисунок 4.4).

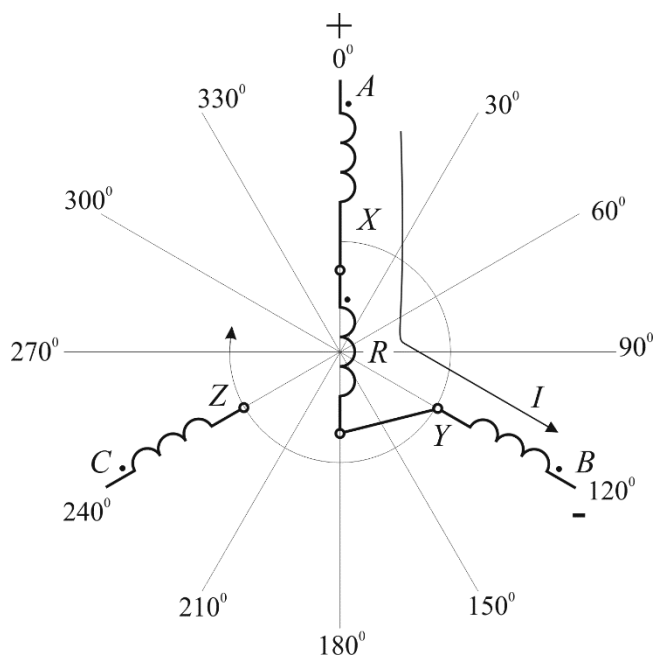


Рисунок 4.4 – Цепь $AХ - P - YB$

Ток по свободной обмотке CZ не протекает, и собственная МДС обмоткой CZ не создается. Для представления процессов в обесточенной обмотке условимся обозначать наводимые в ней ЭДС вектором условной МДС, направление которого совпадает с МДС, создаваемой обмоткой, при протекании по ней тока. ЭДС, наводимые в обмотке CZ обмотками $AХ$ и $ВУ$, компенсируют друг друга.

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата

В обмотке CZ присутствует только ЭДС, наводимая эквивалентной обмоткой ротора. Для графического представления результирующей ЭДС обмотки CZ спроектируем вектора МДС на ось обесточенной обмотки. Примем следующие обозначения: F_{AX} – МДС обмотки статора AX , F_{BY} – МДС обмотки статора BY , F_{CZ} – условная МДС обмотки статора CZ , F_P – МДС эквивалентной обмотки ротора. Проекции векторов обозначим подчеркиванием сверху, например, проекция МДС F_{AX} – это \bar{F}_{AX} . Начальное угловое положение эквивалентной обмотки ротора α_0 принято так, как показано на рисунке 4.4. Векторная диаграмма условной МДС обмотки CZ для α_0 приведена на рисунке 4.5. Векторные диаграммы условной МДС обмотки CZ при повороте эквивалентной обмотки ротора по часовой стрелке от 0 до 360 эл. градусов с шагом 30 эл. градусов сведены в таблицу 4.2. Зависимость условной МДС свободной обмотки CZ от угла поворота эквивалентной обмотки ротора α построена на рисунке 4.6.

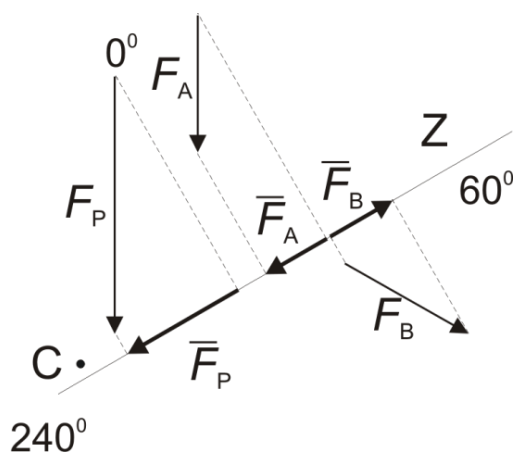


Рисунок 4.5 – Векторная диаграмма ЭДС, наводимых обмотками AX , BY и P

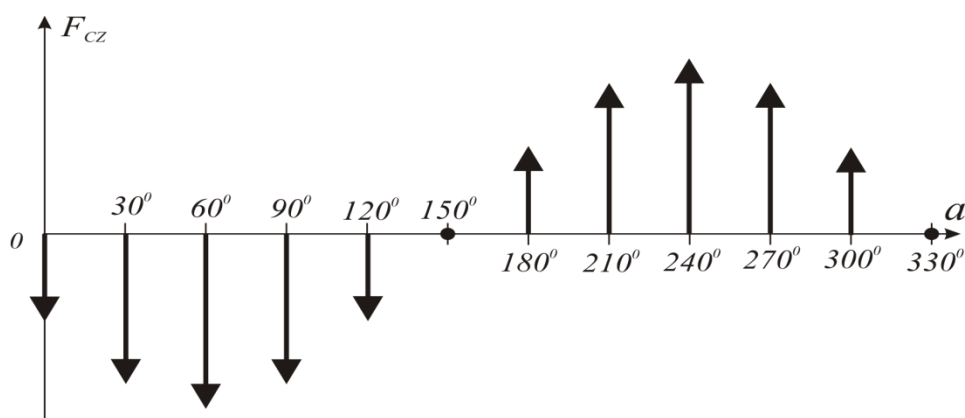
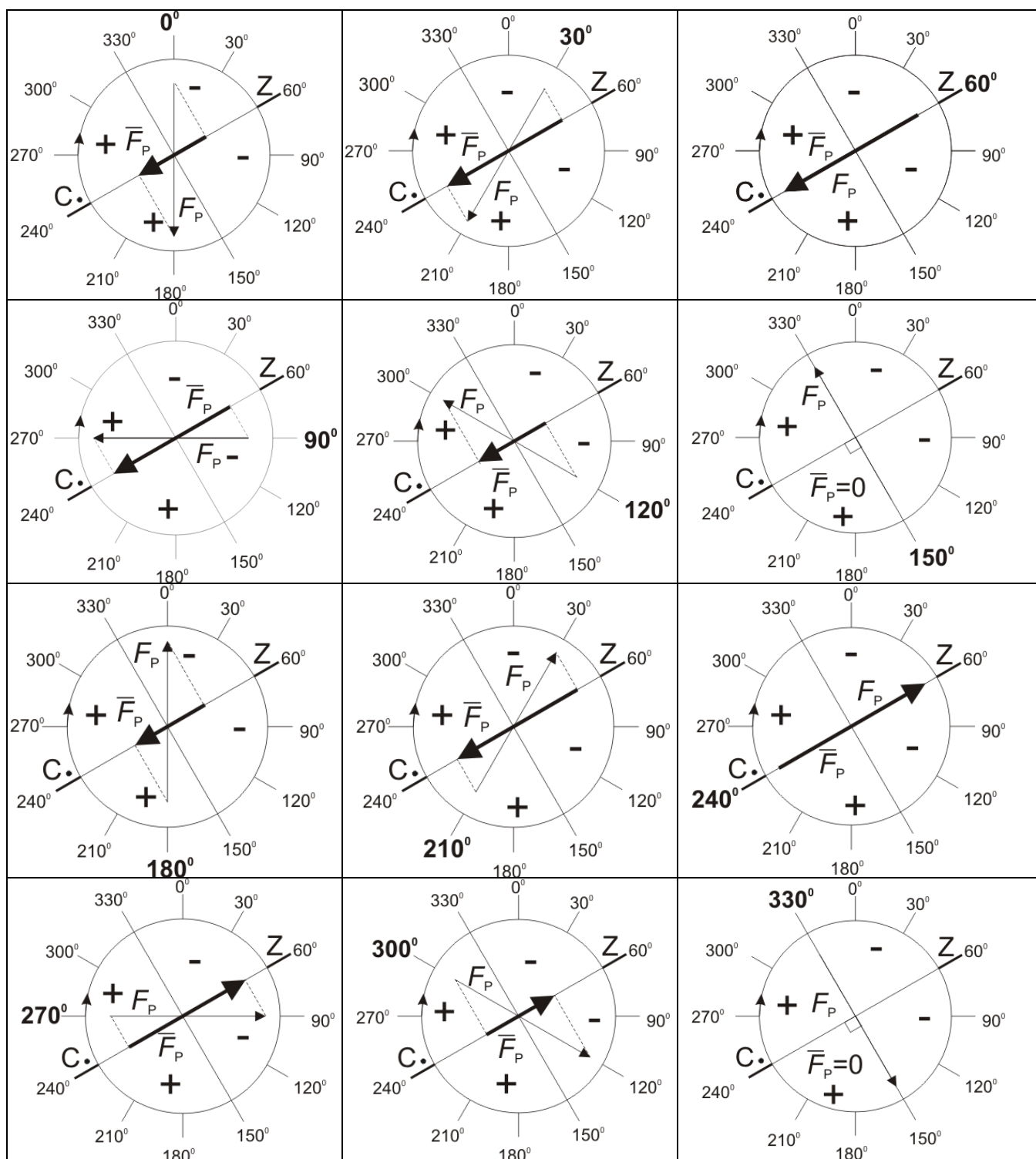


Рисунок 4.6 – Зависимость условной МДС свободной статорной обмотки от угла поворота эквивалентной обмотки ротора: $F_{CZ} = f(\alpha)$

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата

Таблица 4.2 – Векторные диаграммы условной МДС на обесточенной обмотке статора CZ



Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата
------	------	----------	---------	------

Рисунок 4.6 показывает, что условная МДС, создаваемая в свободной обмотке статора эквивалентной обмоткой ротора, изменяется по закону косинуса. Если за нулевое положение эквивалентной обмотки ротора принимается положение, соответствующее положению на рисунке 4.4, то условная МДС соответственно равна:

$$F_{CZ} = F_p \cdot \cos(\alpha - 60^\circ).$$

В относительных единицах можно представить, как

$$\frac{F_{CZ}}{I_{\text{Ц}} w_1} = \sqrt{3} \cdot \frac{E_{20}}{U_{1H}} \cdot \cos(\alpha - 60^\circ) = 0,8 \cdot \cos(\alpha - 60^\circ).$$

Подобным образом были определены МДС статорных обмоток AX и BY . В расчете были учтены не только магнитодвижущие силы, создаваемые обмотками ротора, но и собственные МДС обмоток (F_A и F_B) и взаимные МДС между обмотками статора AX и BY ($F_{AB} = F_{BA}$). В математическом выражении:

$$F_{AX} = F_A + \bar{F}_{AB} - \bar{F}_p, \frac{F_{AX}}{I_{\text{Ц}} w_1} = 1 + 0,5 - 0,8 \cdot \cos \alpha;$$

$$F_{BY} = F_B + \bar{F}_{BA} - \bar{F}_p, \frac{F_{BY}}{I_{\text{Ц}} w_1} = 1 + 0,5 - 0,8 \cdot \cos(\alpha + 60^\circ).$$

Условная МДС эквивалентной роторной обмотки можно определить следующим:

$$\frac{F_p}{I_{\text{Ц}} w_1} = 0,8 + \cos \alpha + \cos(\alpha + 60^\circ).$$

Результирующая МДС цепи AB определяется как

$$F = F_{AX} + F_p + F_{BY};$$

В условных единицах:

$$\frac{F}{I_{\text{Ц}} w_1} = 1 + 2,8 + 1,8 \cdot \cos \alpha + 1,8 \cdot \cos(\alpha + 60^\circ).$$

Схема включения статорных и роторных обмоток при этом изображена ниже на рисунке 4.7.

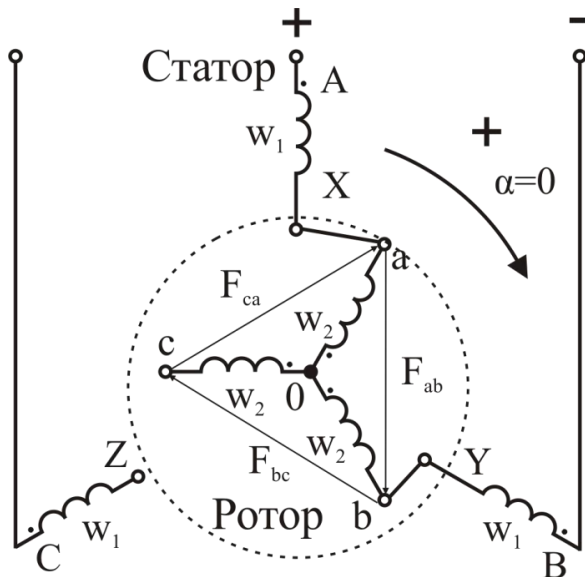


Рисунок 4.7 – Схема включения статорных и роторных обмоток

Согласно расположению обмоток, показанных на рисунке 4.7 роторные МДС F_{ab} , F_{bc} , F_{ca} будут равны соответственно:

$$F_{ab} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot (F_{a0} + F_{b0}) + F_A \cdot \cos \alpha + F_B \cdot \cos(\alpha + 60^\circ);$$

$$\frac{F_{ab}}{I_{\text{Ц}} w_1} = 0,8 + \cos \alpha + \cos(\alpha + 60^\circ);$$

$$F_{bc} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot F_{b0} + F_A \cdot \cos(\alpha - 60^\circ) + F_B \cdot \cos \alpha;$$

$$\frac{F_{bc}}{I_{\text{Ц}} w_1} = 0,4 + \cos(\alpha - 60^\circ) + \cos \alpha;$$

$$F_{ca} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot F_{a0} + F_A \cdot \cos(\alpha + 60^\circ) + F_B \cdot \cos(\alpha + 120^\circ);$$

$$\frac{F_{ca}}{I_{\text{Ц}} w_1} = 0,4 + \cos(\alpha + 60^\circ) + \cos(\alpha + 120^\circ).$$

Угловые характеристики МДС роторных обмоток приведены на рисунке 4.8.

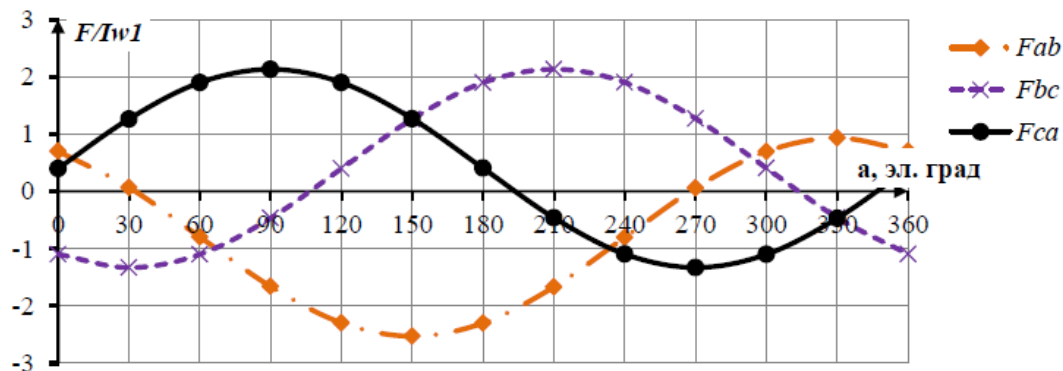


Рисунок 4.8 – Зависимости МДС роторных обмоток от угла поворота ротора

Как изображено на рисунке 4.8, в диапазоне от 330° до 150° $F_{CZ} < 0$ и $F_{AX} < F_{BY}$, в диапазоне от 150° до 330° $F_{CZ} > 0$ и $F_{AX} > F_{BY}$, а в положениях 150° и 330° $F_{CZ} = 0$ и $F_{AX} = F_{BY}$. Однако для определения начального углового положения ротора полученных зависимостей МДС статорных обмоток недостаточно, так как существуют угловые положения, в которых МДС имеют одинаковые значения.

Для того, чтобы разрешить полученную неоднозначность в определении начального углового положения ротора проанализируем зависимости МДС роторных обмоток от углового положения ротора.

4.2 Алгоритм определения начального углового положения ротора

Полученные расчетные зависимости постоянных МДС обмоток статора и ротора от угла поворота ротора α в относительных единицах $\frac{F_{AX}}{I_{цw_1}} = f(\alpha)$; $\frac{F_{BY}}{I_{цw_1}} =$

$f(\alpha)$; $\frac{F_{CZ}}{I_{цw_1}} = f(\alpha)$; $\frac{F_{ab}}{I_{цw_1}} = f(\alpha)$; $\frac{F_{bc}}{I_{цw_1}} = f(\alpha)$; $\frac{F_{ca}}{I_{цw_1}} = f(\alpha)$, сведены на рисунке 4.9.

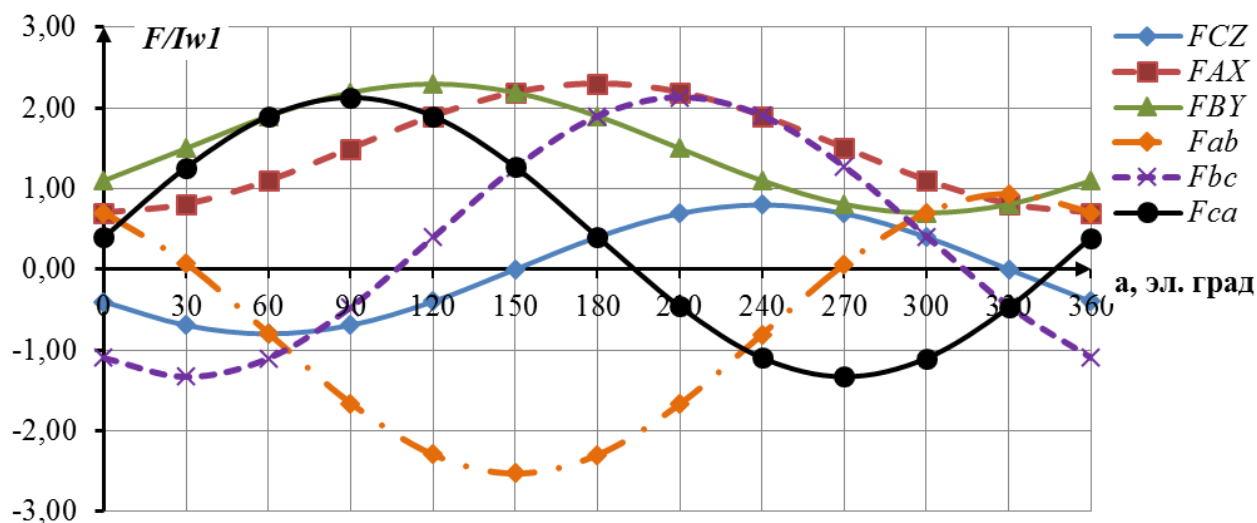


Рисунок 4.9 – Угловые характеристики МДС обмоток статора и ротора

По полученным угловым характеристикам МДС обмоток и их графической интерпретации, изображенной на рисунке 4.9 была составлена логика определения начального углового положения ротора, приведенная в таблицу 4.3.

Таблица 4.3 – Алгоритм определения начального углового положения ротора по значениям МДС обмоток статора и ротора

Диапазон	0-59	60	61-119	120	121-149	150	
1 условие	$F_{BY} > F_{AX}$					$F_{BY} = F_{AX}$	
2 условие	$F_{ab} < F_{BY}$						
3 условие	$F_{ab} > F_{CZ}$	$F_{ab} = F_{CZ}$	$F_{ab} < F_{CZ}$				
4 условие			$F_{ca} > F_{AX}$	$F_{ca} = F_{AX}$	$F_{ca} < F_{AX}$		
5 условие							
Диапазон	151-179	180	181-239	240-299	300-329	330	331-359
1 условие	$F_{BY} < F_{AX}$				$F_{BY} = F_{AX}$	$F_{BY} > F_{AX}$	
2 условие	$F_{ab} < F_{BY}$				$F_{ab} = F_{BY}$	$F_{ab} > F_{BY}$	
3 условие	$F_{ca} > F_{CZ}$	$F_{ca} = F_{CZ}$	$F_{ca} < F_{CZ}$				
4 условие			$F_{ca} > F_{ab}$	$F_{ca} < F_{ab}$			
5 условие				$F_{ab} < F_{bc}$	$F_{ab} < F_{bc}$		

Согласно таблице 4.3 алгоритм определения начального углового положения ротора по значениям МДС обмоток статора и ротора следующий:

1. Производится фиксация значений МДС обмоток статора и ротора F_{AX} , F_{BY} , F_{CZ} , F_{ab} , F_{bc} , F_{ca} .

2. Обеспечивается сравнение значений МДС F_{AX} и F_{BY} (выполнение 1-го условия). Например, если $F_{BY} > F_{AX}$, то угол α_0 находится в диапазоне от 0° до 149° .

3. Производится проверка второго условия, сравнение значений F_{ab} и F_{CZ} . Если $F_{ab} > F_{CZ}$, то α_0 находится в диапазоне от 0° до 59° ; если $F_{ab} = F_{CZ}$, то $\alpha_0 = 60^\circ$, и начальное положение ротора определено. Если $F_{ab} < F_{CZ}$, то необходимо проверить 4 условие.

4. Сравнение значений F_{ca} и F_{AX} , если $F_{ca} > F_{AX}$, α_0 в диапазоне от 61° до 119° . При $F_{ca} = F_{AX}$ $\alpha_0 = 120^\circ$. Если же $F_{ca} < F_{AX}$, то α_0 в диапазоне от 121° до 149° . Следовательно, начальное положение ротора электродвигателя определено.

Таким образом, анализ взаимодействия обмоток статора и ротора при изменении углового положения ротора в магнитной цепи с постоянными магнитодвижущими силами, когда магнитное поле возбуждается постоянным током, позволил обнаружить, что МДС обмоток двигателя имеют однозначные зависимости от углового положения ротора.

Сравнение значений постоянных магнитодвижущих сил позволяет однозначно определить начальное угловое положение ротора с точностью до 60 электрических градусов. При этом, такая точность должна быть достаточной для формирования корректного сигнала обратной связи по положению ротора в системе импульсно-векторного управления асинхронным двигателем с фазным ротором и косвенным определением углового положения ротора.

При данном методе определения начального углового положения ротора входными сигналами идентификатора будут являться доступные для прямого измерения переменные, отражающие значения МДС. Такими переменными могут быть значения напряжений на обмотках статора и на кольцах ротора. Следовательно, чтобы обеспечить определение значений этих напряжений, необходимо шесть датчиков напряжения: три датчика напряжения обмоток статора и три датчика напряжений на кольцах ротора. При этом, структура вычислителя положения ротора будет представлять собой логическую таблицу, соответствующую таблице 4.3. Согласно разработанной таблице на выходе вычислителя по диапазону углового положения будет формироваться сигнал, определяющий сектор начального углового положения α_0 .

Функциональная схема такого вычислителя приведена на рисунке 4.10.

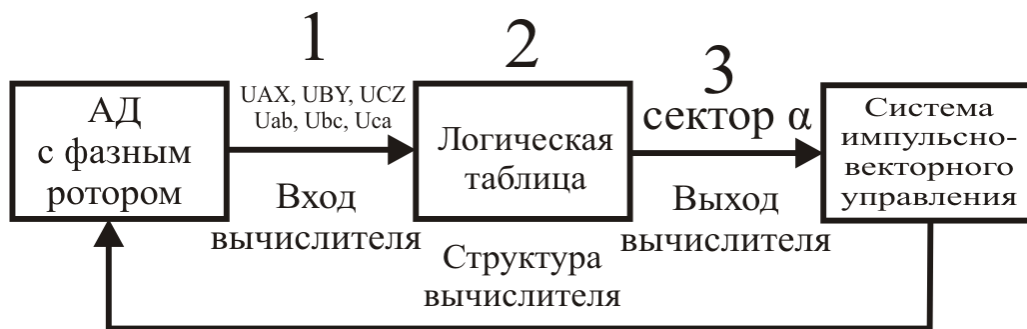


Рисунок 4.10 – Функциональная схема вычислителя начального углового положения ротора по угловым характеристикам МДС обмоток двигателя

Выводы

1. Анализ взаимодействия обмоток статора и ротора при изменении углового положения ротора в магнитной цепи с постоянными магнитодвижущими силами позволил обнаружить, что в СИВУ АД с ФР магнитодвижущие силы обмоток двигателя имеют однозначные зависимости от углового положения ротора, определенные как угловые зависимости $F=f(\alpha)$. Выявленные расчетные угловые зависимости МДС хорошо объясняют физику взаимодействия статорных и роторных обмоток при их последовательном соединении.

2. В обесточенной обмотке ЭДС наводится только обмотками ротора. МДС в обмотках, включенных «Назад» и «Вперед», отличаются друг от друга проекциями МДС ротора. Анализ создаваемых в обмотках двигателя постоянных МДС при повороте ротора и питании от источника постоянного напряжения позволяет надеяться, что решение задачи определения начального положения ротора в СИВУ АД с ФР возможно.

3. Алгоритм косвенного определения основан на сопоставлении электрических величин, доступных для прямого измерения и пропорциональных значениям МДС двигателя. Решение ряда условий сопоставления по логике, изложенной в таблице 4.3, не предъявляет каких-либо высоких требований к вычислительному оборудованию.

4. Определение начального углового положения ротора в СИВУ АД с ФР возможно за счет несимметричного включения обмоток статора и ротора по доступным для прямого измерения электрическим переменным, отражающим значения МДС обмоток статора и ротора. При работе одной комбинации включения статора начальное угловое положение ротора определяется с точностью до 60 эл. град. Учитывая шаговый, или, другими словами, дискретный характер работы СИВУ АД с ФР, такая точность должна быть достаточной в системе электропривода для формирования корректного сигнала обратной связи по положению ротора двигателя.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной выпускной квалификационной научной работе проведен анализ применения косвенных методов оценки переменных в электроприводе. Исследованы вопросы использования косвенных методов для различных механизмов и систем управления на основе материалов, представленных в российских и международных наукометрических базах данных посредством российского информационно-аналитического портала *e-library*, международной базы данных *Scopus*, ресурсов *ScienceDirect*, системы *SciVal*.

Выполнен обзор систем импульсно-векторного управления электроприводами. Систематизированы данные по существующим косвенным методам оценки состояния вектора системы. Проведено исследование импульсно-векторной системы управления асинхронным электродвигателем с фазным ротором и косвенным определением углового положения ротора.

Предложен способ косвенного определения начального углового положения ротора в импульсно-векторной системе управления асинхронным двигателем с фазным ротором, а также разработано математическое описание импульсно-векторной системы управления асинхронным двигателем с фазным ротором как многофазной, несимметричной, нелинейной, импульсной системы, ориентированной на получение функциональных зависимостей электрических переменных системы от углового положения ротора.

					ЮУрГУ-13.04.02. 2017. 271.01 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		86

ЛИТЕРАТУРА

1. Андреев, В.П. Основы электропривода / В.П. Андреев, Ю.А. Сабинин. – М.: Госэнергоиздат, 1963. – 772 с.
2. Балакришнан, А. Теория фильтрации Кальмана / А. Балакришнан; пер. с англ. – М.: Мир, 1988. – 168 с.
3. Браславский, И.Я., Синтез нейроконтроллера для системы ТПН-АД / И.Я. Браславский, А.М. Зюзев, А.В. Костылев // Перспективные технологии автоматизации: тезисы докладов международной электронной научно-технической конференции. Вологда, 1999. – С. 78-79.
4. Валов, А.В. Импульсное управление асинхронным двигателем с фазным ротором / А.В. Валов, Ю.С. Усынин // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2007. – №8. – С. 24 – 27.
5. Виноградов, А.Б. Бездатчиковый асинхронный электропривод с адаптивно-векторной системой управления / А.Б. Виноградов, И.Ю. Колодин. – Электричество. – 2007, № 1. – С. 44-50.
6. Вишневский, В.И. Адаптивный скользящий наблюдатель скорости для бездатчикового асинхронного электропривода / В.И. Вишневский, С.А. Лазарев, П.В. Митюков // Вестник Чувашского университета. – 2010. №3. – С. 213-221.
7. Вольдек А.И. Электрические машины / А.И. Вольдек – Л.: Энергия, 1974.
8. Вороновский, Г.К. Генетические алгоритмы, искусственные нейронные сети и проблемы виртуальной реальности / Г.К. Вороновский, К.В. Махотило, С.Н. Петрашев, С.А. Сергеев. – Харьков: ОСНОВА, 1997. – 112 с.
9. Дектярев, Е.А. Наблюдатели в управлении асинхронными электродвигателями / Е.А. Дектярев // Материалы Уральской горнопромышленной декады Энергосберегающие технологии. – 2005. – С. 194-195

10. Дианов А.Н. Бездатчиковая система управления вентильным двигателем / А.Н. Дианов, В.Ф. Козаченко, В.Н. Остриров, А.М. Русаков // Труды IV международной (XV всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу, Магнитогорск, сентябрь 2004 г. -Магнитогорск, 2004. - С. 194 - 199.

11. Зюзев А.М., Нестеров К.Е. Электропривод переменного тока // Заявка на изобретение №2006140733. – М.: РОСПАТЕНТ. Оpubл. 27.05.2008, Б.И. №15.

12. Зюзев А.М., Нестеров К.Е. Электропривод переменного тока // Патент РФ на изобретение №2251204. – М.: РОСПАТЕНТ. Оpubл. 27.04.2005, Б.И. №12.

13. Зюзев, А.М. Асинхронный «бездатчиковый» тиристорный электропривод / А.М. Зюзев, К.Е. Нестеров // Электротехника, № 11. – 2007. – С. 58-62.

14. Зюзев, А.М. К построению бездатчикового электропривода системы ТПН-АД / А.М. Зюзев, К.Е. Нестеров // Электротехника, № 9. – 2005. – С. 38-41.

15. Исаков, А.С. Реализация наблюдателя состояний асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором в бездатчиковой системе векторного управления / А.С. Исаков // Научно-технический вестник СПбГУ ИТМО. – 2007. – №38.– С. 280–286

16. Краснова, С.А. Каскадный синтез наблюдателей состояния динамических систем / С.А. Краснова, В.А. Уткин – М.: Наука, 2006. – 272 с.

17. Круглов В.В., Искусственные нейронные сети / В.В. Круглов, В.В. Борисов. – М.: Горячая линия-Телеком, 2002. – 382с.

18. Кузовков, Н.Т. Модальное управление и наблюдающие устройства / Н.Т. Кузовков. – М.: Машиностроение, 1976. – 184 с.

19. Куксин, А.В. Математическая модель адаптивно-векторной системы управления бездатчикового асинхронного электропривода / А.В. Куксин, А.В. Романов. – http://andr-romanov.narod.ru/Lib/st2009_Kyksin1.pdf

20. Панкратов В. В. Задачи синтеза алгоритмов идентификации для бездатчиковых асинхронных электроприводов с векторным управлением и вариант их решения / В. В. Панкратов, М. О. Маслов // Силовая интеллектуальная электроника. Специализированный информационно-аналитический журнал. – 2007. – №1(6). – С. 23 – 43.

21. Пузанов, В. П. Теория линейных систем автоматического управления и регулирования / В.П. Пузанов // Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана. – М.: 2002 г.

22. Тимофеев, Д.Г. Разработка и исследование асинхронного электропривода с фазовым управлением без датчика скорости на валу двигателя : дис. техн. наук. / Д.Г. Тимофеев. – Екатеринбург: УПИ. – 1989. 167 с.

23. Уткин, В.И. Скользящие режимы в задачах оптимизации и управления / В.И. Уткин – М.: Наука, 1981. – 368 с.

24. Уткин, В.И. Скользящие режимы и их применения в СПС / В.И. Уткин. – М.: Наука, 1974. – 272 с.

25. Alberti, L., Bianchi, N., Morandin, M. Finite-element analysis of electrical machines for sensorless drives with high-frequency signal injection // IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 50, Issue 3. – May/June 2014. – Pages 1871-1879

26. Alonge, F., Cirrincione, M., D'Ippolito, F. Descriptor-type kalman filter and TLS EXIN speed estimate for sensorless control of a linear induction motor // IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 50, Issue 6. – 1 November 2014. – Pages 3754-3766

27. Braslavsky, I.Ya. Neural control system for induction motor drive / I.Ya. Braslavsky, A.M. Zusev, A.V. Kostylev // Electromotion' 99 3rd international symposium on advanced electromechanical motion systems. July 8-9. 1999. – Crece. Patras: University of Patras. – 1999. – PP. 321-324.

28. Braslavsky, I.Ya. The sunthesis of neural observer for dtc induction drive / I.Ya. Braslavsky, Z. Sh. Ishmatov, A.M. Avergyanov, E.I. Barats, A.V. Kostylev // Proc. of Symposium SPEEDAM 2000. Italy. Ischia. – 2000. – PP. C4.1-C4.5.

29. C. Schauder, Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotation Transducer. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, San Diego Ca 1989, pp. 493-499

30. C. Schauder. Adaptive speed identification for vector control of induction motor without rotational transducers // IEEE Trans. Industry Applications. – Oct. 1992. – V. 28. – № 5. – P. 1054–1061.

31. Champa, P. Initial rotor position estimation for sensorless brushless DC drives / P. Champa, P. Somsiri, P. Wipasuramonton // IEEE Trans. Ind. Appl. – 2009. 45, № 4. – P. 1318-1324.

32. Chen, J-J. Reduced Order Control of Permanent Magnet Synchronous Motors. / J-J Chen, K-P Chin. // IECON-99. - SP-7.

33. Consoli Alfio. Low-frequency signal-demodulation-based sensorless technique for induction motor drives at low speed / Consoli Alfio, Scarcella Giuseppe, Bottiglieri Giovanni, Scelba Giacomo, Testa Antonio, Triolo Domenico Antonino. IEEE Trans. Ind. Electron. 2006. 53, № 1, P. 207-215.

34. Coroban-Schramel, V., Boldea, I., Andreescu, G.-D. Active-flux-based motion-sensorless vector control of biaxial excitation generator/motor for automobiles // IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 47, Issue 2. – March 2011. – Pages 812-819

35. Drakunov S.V. (1992). Sliding-Mode Observers Based on Equivalent Control Method. 2368–2370. ISBN 0-7803-0872-7.

36. F.Z. Peng and T. Fukao. Robust speed identification for speed sensorless vector control of induction motors // IEEE Trans. Industry Applications. – Oct. 1994. – V. 30. – № 5. – P.1234–1239.

37. Fakham, H. Design and practical implementation of a back-EMF sliding-mode observer for a brushless DC motor / H. Fakham, M. Djemai, K. Busawon / IET Elec. Power Appl. 2008. 2, № 6, pages 353-361.

38. Hasan, S.M. Nayeem. A Luenberger-sliding, mode observer for online parameter estimation and adaptation in high-performance induction motor drives / S.M. Hasan Nayeem, Husain Iqbal. IEEE Trans. Ind. Appl. – 2009. 45, № 2. – pp. 772-781.

39. Hasegawa, M. Position sensorless control for interior permanent magnet synchronous motor using adaptive flux observer with inductance identification / M. Hasegawa, K. Matsui // IET Elec. Power Appl. – 2009. 3, № 3. – pp. 209-217.
40. Hinkkanen, M. Flux estimations for speed-sensorless induction motor drives / Marko Hinkkanen // Dissertation for the degree of Doctor of Science in Technology. - Espoo, Finland: Helsinki University of Technology, 2004. - 47 p.
41. Holtz, J. Sensorless acquisition of the rotor position angle of induction motors with arbitrary stator windings / J. Holtz, J. Julie // IEEE Trans. Ind. Appl. – 2005. 41, № 6. – pp. 1675-1682.
42. Holtz, J. Sensorless Control of Induction Motors Drive // Proceedings of the IEEE. August 2002. Vol. 90, no8 P. 1359-1394
43. Inoue, Y., Kawaguchi, Y., Morimoto, S., Sanada, M. Performance improvement of sensorless IPMSM drives in a low-speed region using online parameter identification // IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 47, Issue 2. – March 2011. – Pages 798-804.
44. Iacchetti, M.F., Perini, R., Carmeli, M.S. Numerical integration of ODEs in real-time systems like state observers: Stability aspects // IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 48, Issue 1. – January 2012. – Pages 132-141
45. Kubota, H. DSP-based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor / H. Kubota, K. Matsuse, T. Nakano // IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 29, no. 5, March/April 1993, pp. 344-348.1
46. Lee, J. Sensorless control of surface-mount permanent-magnet synchronous motors based on a nonlinear observer / J. Lee, J. Hong // IEEE Trans. Power Electron. – 2010. 25, № 1-2. – pp. 290-297.
47. Liu, Y., Li, R. An optimization method of direct torque control and sensorless operation for permanent magnet synchronous motors // Zhongguo Dianji Gongcheng Xuebao/Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering, Volume 34, Issue 30. – 25 October 2014. – Pages 5368-5377.

48. Li, Y., Huang, S., Xu, Q. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on high frequency voltage signal injection // Diangong Jishu Xuebao/Transactions of China Electrotechnical Society, Volume 28, Issue SUPPL.1. – May 2013. – Pages 326-330.

49. Mercorelli, P. A hysteresis hybrid extended kalman filter as an observer for sensorless valve control in camless internal combustion engines // IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 48, Issue 6. – 2012. – P. 1940-1949.

50. Messauodi, Mustapha. A robust Sensorless Direct Torque Control of induction motor based on MRAS and Extended Kalman Filter / Mustapha Messauodi, Habib Kraiem, Mouna Ben Hamed, Lassaad Sbita, Mohamed Naceur Abdelkrim // Leonardo Journal of Sciences ISSN 1583-0233. Issue 12, January-June. – 2008. – C. 35-56.

51. Orlovska-Kowalska T., Migas P. Neural speed estimation for the induction motor drive // Proc. of 8th International Power Electronics and Motion Control Conference PEMC 98. Czech Republic. Prague. – 1998. – PP. 8.89-94.

52. Orlovska-Kowalska, T., Migas P. Analysis of the neural network structures for induction motors state variable estimation // Proc. of Symposium SPEEDAM 98. Italy. Sorrento. – 1998. – PP. P3.55-P3.59.

53. S.Meziane, R.Toufouti, H.Benalla. MRAS based Speed Control of sensorless Induction Motor Drives. ICGST-ACSE Journal, Volume 7, Issue 1, May 2007.

54. Tajima, H. Speed sensor less field-orientation control of the induction machine / H. Tajima, Y. Hori // IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 29, No 1, Jan/Feb. – 1993. – P. 175-180.

55. Y. Hori C. Ta, T. Uchida. MRAS-based speed sensorless control for induction motor drives using instantaneous reactive power. IECON, 1417{1422, Nov. /Dec. 1991.

56. Wang, G., Zhang, G., Yang, R. Robust low-cost control scheme of direct-drive gearless traction machine for elevators without a weight transducer // IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 48, Issue 3. – 2012. – Pages 996-1005

57. Wang, X., Xie, W., Dajaku, G. Position self-sensing evaluation of novel CW-IPMSMs with an HF injection method // IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 50, Issue 5. – 1 September 2014. – Pages 3325-3334

58. Yang, S.-C. Saliency-Based Position Estimation of Permanent-Magnet Synchronous Machines Using Square-Wave Voltage Injection With a Single Current Sensor // IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 51, Issue 2. – 1 March 2015. – Pages 1561-1571

59. Zhang, Z., Zhao, Y., Qiao, W., Qu, L. A space-vector-modulated sensorless direct-torque control for direct-drive PMSG wind turbines // IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 50, Issue 4. – July/August 2014. – Pages 2331-2341

60. Zhao, Y., Qiao, W., Wu, L. Dead-time effect analysis and compensation for a sliding-mode position observer-based sensorless IPMSM control system // IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 51, Issue 3. – 1 May 2015. – Pages 2528-2535

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Таблица А.1 – Анализ применения косвенных методов по системам

N	System	Application	Title	Authors
<i>IEEE Transactions on Industry Applications, SNIP of J. – 2.028</i>				
1	Induction machines, synchronous machine, square-wave-type voltage injection	Applications in the field of synchronous machinery	High-bandwidth sensorless algorithm for AC machines based on square-wave-type voltage injection	Yoon, Y.-D., Sul, S.-K., Morimoto, S.
2	Permanent magnetic generator (PMG), machine side converter	Wind turbines	Wind speed and rotor position sensorless control for direct-drive PMG wind turbines	Qiao, W., Yang, X., Gong, X.
3	Synchronous machines, electromagnetic actuator. Comb. engines	Internal combustion engines Electric vehicles	A hysteresis hybrid extended kalman filter as an observer for sensorless valve control in camless internal combustion engines	Mercorelli, P.
4	Permanent-magnet synchronous motor (PMSM) drives	Low speed systems	Performance improvement of sensorless IPMSM drives in a low-speed region using online parameter identification	Inoue, Y., Kawaguchi, Y., Morimoto, S.
5	Permanentmagnet synchronous generator (PMSG), Torque control	Wind turbines	A space-vector-modulated sensorless direct-torque control for direct-drive PMSG wind turbines	Zhang, Z., Zhao, Y., Qiao, W.
6	Permanent-magnet synchronous machine (PMSM)	Fan-type applications	Implementation and sensorless vector-control design and tuning strategy for SMPM machines in fan-type applications	Kshirsagar, P., Burgos, R.P., Jang, J.
7	Buck-boost-converter feeding a DC motor	Power control	Robust passivity-based control of a buck-boost-converter/DC-Motor system: An active disturbance rejection approach	Linares-Flores, J., Barahona-Avalos, J.L., Sira-Ramirez, H.
8	PMSM drives	Fault-tolerant systems	Sensorless vector control of PM synchronous motors during single-phase open-circuit faulted conditions	Gaeta, A., Scelba, G., Consoli, A.
9	Interior PMSM drives, servo drives	Servo drives, high frequency	Encoderless servo drive with adequately designed IPMSM for pulse-voltage-injection-based position detection	Murakami, S., Shiota, T., Ohto, M.

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата
------	------	----------	---------	------

ЮУрГУ-13.04.02. 2017. 271.01 ПЗ

Лист

94

Продолжение таблицы А.1

N	System	Application	Title	Authors
10	Permanent-magnet synchronous machines	Direct-drive elevator applications	Robust low-cost control scheme of direct-drive gearless traction machine for elevators without a weight transducer	Wang, G., Zhang, G., Yang, R.
11	Medium-voltage induction motor drive driven by a modular multilevel cascade inverter	AC generator motors	A speed-sensorless start-up method of an induction motor driven by a modular multilevel cascade inverter (MMCI-DSCC)	Okazaki, Y., Hagiwara, M., Akagi, H.
12	Biaxial excitation generator for automobiles (BEGA), hybrid-excited synchronous machine having permanent magnets, Starter/alternator	Electric Vehicles, Automobiles	Active-flux-based motion-sensorless vector control of biaxial excitation generator/motor for automobiles	Coroban-Schramel, V., Boldea, I., Andreescu, G.-D.
13	Interior PMSM drives	Self-sensing control systems	Position self-sensing evaluation of novel CW-IPMSMs with an HF injection method	Wang, X., Xie, W., Dajaku, G.
14	Induction machine	Induction machine drive applications	Square root unscented Kalman filters for state estimation of induction motor drives	Jafarzadeh, S., Lascu, C., Fadali, M.S.
15	IPMSMs, voltage source inverter (VSI)	Vector control (Electric machinery)	Dead-time effect analysis and compensation for a sliding-mode position observer-based sensorless IPMSM control system	Zhao, Y., Qiao, W., Wu, L.
16	PMSM drives, high-frequency saliency	Electric machinery	Finite-element analysis of electrical machines for sensorless drives with high-frequency signal injection	Alberti, L., Bianchi, N., Morandini, M.
17	Permanent-magnet synchronous generator (PMSG), Diode bridge; maximum power point tracking (MPPT)	Wind turbines, Wind power	Small wind turbine sensorless MPPT: Robustness analysis and lossless approach	Urtasun, A., Sanchis, P., Marroyo, L.
18	Voltage source converter (VSC)-based doubly fed induction generator (DFIG)	Battery energy storage system, wind energy conversion system (WECS)	Direct power control of single VSC-based DFIG without rotor position sensor	Singh, B., Swami Naidu, N.K.

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата

ИОУрГУ-13.04.02. 2017. 271.01 ПЗ

Лист

95

Продолжение таблицы А.1

N	System	Application	Title	Authors
19	Linear induction motor (LIM)	Induction motors applications	Descriptor-type kalman filter and TLS EXIN speed estimate for sensorless control of a linear induction motor	Alonge, F., Cirrincione, M., D'Ippolito, F.
20	PMSM drives, High-frequency (HF) injection	Cost-effective applications	Saliency-Based Position Estimation of Permanent-Magnet Synchronous Machines Using Square-Wave Voltage Injection With a Single Current Sensor	Yang, S.-C.
21	Induction motor	Control system application	Online identification of parameters defining the saturation characteristics of induction machines	Ranta, M., Hinkkanen, M.
22	Sensorless drive	Real-time application, Real time systems, Hybrid systems	Numerical integration of ODEs in real-time systems like state observers: Stability aspects	Iacchetti, M.F., Perini, R., Carmeli, M.S.
23	Hybrid switched reluctance motor, converter	Fan and pump applications	Sensorless control of low-cost single-phase hybrid switched reluctance motor drive	Jakobsen, U., Lu, K., Rasmussen, P.O.
24	Grid-connected converter	Feedback systems	Observer-Based State-Space Current Controller for a Grid Converter Equipped With an LCL Filter: Analytical Method for Direct Discrete-Time Design	Kukkola, J., Hinkkanen, M., Zenger, K.
25	Drive systems	Printing grade paper machines (PMs), Multi-span systems	Estimation of sheet modulus of elasticity using drive field signals	Valenzuela, M.A., Bentley, J.M., Lorenz, R.D.
26	Low-power linear magnetostrictive motor with local three-phase excitation	Magnetostrictive devices, Relay control systems	Sensorless control of a novel linear magnetostrictive motor	Sadighi, A., Kim, W.-J.
27	Linear Induction Motor (LIM)	Exp. (Electric machine theory)	Closed-loop MRAS speed observer for linear induction motor drives	Accetta, A., Cirrincione, M., Pucci, M.

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата

ИОУрГУ-13.04.02. 2017. 271.01 ПЗ

Лист

96

Продолжение таблицы А.1

N	System	Application	Title	Authors
28	Induction motors (IMs) and permanent-magnet synchronous motors (PMSMs)	System is implemented on a 0.4-kW squirrel-cage IM, a 0.4-kW interior PMSM with concentrated winding, and a 0.3-kW surface PMSM with distributed winding	Universal Sensorless Vector Control of Induction and Permanent-Magnet Synchronous Motors Considering Equivalent Iron Loss Resistance	Yamamoto, S., Hirahara, H., Tanaka, A.
29	Two motor types: An external rotor surface permanent magnet (SPM) machine and an interior permanent magnet (IPM) machine; integrated starter-alternator (ISA)	Hybrid vehicles	Integrated Starter-Alternator with Sensorless Ringed-Pole PM Synchronous Motor Drive	Morandin, M., Faggion, A., Bolognani, S.
<i>IEEE Transactions on Power Electronics, SNIP of J. – 3.684</i>				
30	Three-level inverter-fed induction motor drive, DTC	Electric drive applications	An improved direct torque control for three-level inverter-fed induction motor sensorless drive	Zhang, Y., Zhu, J., Zhao, Z.
31	Permanent-magnet synchronous generator (PMSG), The proposed system consists of two back-to-back connected inverters	Wind power & Energy (it means turbines, perhaps, or some sort)	Application of adaptive network-based fuzzy inference system for sensorless control of PMSG-based wind turbine with nonlinear-load-compensation capabilities	Singh, M., Chandra, A.
32	Inductor-capacitor-inductor (LCL)-filtered distributed generation (DG) inverters	Distributed power generation application	Robust line-voltage sensorless control and synchronization of LCL-filtered distributed generation inverters for high power quality grid connection	Mohamed, Y.A.-R.I., Rahman, M.A., Seethapathy, R.
33	16-phase interleaved bidirectional dc/dc converter	Hybrid electric vehicle, energy storage system, multisource energy storage system of a hybrid vehicle	High power current sensorless bidirectional 16-phase interleaved DC-DC converter for hybrid vehicle application	Ni, L., Patterson, D.J., Hudgins, J.L.

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата
------	------	----------	---------	------

ИОУрГУ-13.04.02. 2017. 271.01 ПЗ

Лист

97

Продолжение таблицы А.1

N	System	Application	Title	Authors
34	Interior permanent magnet synchronous machine (IPMSM)	Low speed systems industry applications	An adaptive quasi-sliding-mode rotor position observer-based sensorless control for interior permanent magnet synchronous machines	Zhao, Y., Qiao, W., Wu, L.
35	Brushless dc (BLDC) motor	Automotive fuel pump	Sensorless Control of BLDC Motor Drive for an Automotive Fuel Pump Using a Hysteresis Comparator	Chun, T.-W., Tran, Q.-V., Lee, H.-H.
36	Linear induction motors	Applications in the field of transport layer security	MRAS speed observer for high-performance linear induction motor drives based on linear neural networks	Cirincione, M., Accetta, A., Pucci, M.
37	Doubly fed induction generator (DFIG)	Applications in the field of power generation	Predictive direct virtual torque and power control of doubly fed induction generators for fast and smooth grid synchronization and flexible power regulation	Hu, J., Zhu, J., Zhang, Y.
38	Permanent magnet synchronous motor (PMSM), trapezoidal voltage	Inverters (method)	A novel method utilizing trapezoidal voltage to compensate for inverter nonlinearity	Park, Y., Sul, S.-K.
39	Doubly fed induction machine (DFIM)	Electric drive applications	An MRAS observer for sensorless DFIM drives with direct estimation of the torque and flux rotor current components	Dezza, F.C., Foglia, G., Iacchetti, M.F.
40	Switched Reluctance Motor	Parameter estimation	Initial position estimation in SRM using bootstrap circuit without predefined inductance parameters	Shen, L., Wu, J., Yang, S.
41	Single-phase boost-type switching-mode-rectifier (SMR)	Electric rectifiers	Modified single-loop current sensorless control for single-phase boost-type SMR with distorted input voltage	Chen, H.-C., Lin, C.-C., Liao, J.-Y.
42	Switched-reluctance motors (SRM)	Fans and pumps	Development and experimental tests of a simple neurofuzzy learning sensorless approach for switched reluctance motors	De Araujo Porto Henriques, L.O., Rolim, L.G.B., Suemitsu, W.I.

Продолжение таблицы А.1

N	System	Application	Title	Authors
43	Doubly fed machines, Wound-rotor induction machine (DFIM) and the emerging brushless reluctance machine (BDFRM)	A variety of applications are possible including <i>drive and generator systems</i> with limited variable speed ranges (e.g., <i>large pumps and wind turbines</i>), where cost savings of using partially rated power electronics are significant.	Toward a generic torque and reactive power controller for doubly fed machines	Chaal, H., Jovanovic, M.
44	PMSM drive	Electric drive applications, Synchronous machinery	Sensorless control of PMSMs with tolerance for delays and stator resistance uncertainties	Moghadam, M.A.G., Tahami, F.
45	Full-bridge ac/dc converter	Rectifiers & Converters Applications	Bidirectional current sensorless control for the full-bridge ac/dc converter with considering both inductor resistance and conduction voltages	Chen, H.-C., Liao, J.-Y.
46	Vector-controlled medium-voltage variable speed drives, Current source inverter; long feeder	Various applications, like in underground mines and oil and gas industries	Improved sensorless operation of a CSI-based induction motor drive: Long feeder case	Abdelsalam, A.K., Masoud, M.I., Hamad, M.S.
47	Sensorless average current-programmed mode controller, verified with a single-phase 12 to 1.5 V, 15 W and a dual-phase 12 to 1.8 V, 80 W buck converter prototypes	DC-DC converters. The system is well suited for on-chip implementation, can be implemented on a small silicon area	Sensorless self-tuning digital CPM controller with multiple parameter estimation and thermal stress equalization	Lukić, Z., Ahsanuzzaman, S.M., Zhao, Z.
48	Permanent-magnet synchronous generators (PMSGs)	Applications in the field of wind power generation	Grid to standalone transition motion-sensorless dual-inverter control of PMSG with asymmetrical grid voltage sags and harmonics filtering	Fatu, M., Blaabjerg, F., Boldea, I.

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата

Продолжение таблицы А.1

N	System	Application	Title	Authors
49	Permanent magnet synchronous generator (PMSG)	Power generation systems	An SRF-PLL-based sensorless vector control using the predictive deadbeat algorithm for the direct-driven permanent magnet synchronous generator	Tong, L., Zou, X., Feng, S.
50	Voltage source inverter fed induction motor drive system	Inverters, perhaps (method)	Automeasurement of the inverter output voltage delay curve to compensate for inverter nonlinearity in sensorless motor drives	Shen, G., Yao, W., Chen, B.
51	Permanent magnet synchronous machines using high-frequency (HF) signal injection	Hybrid stepper motors	Stabilizing sensorless control down to zero speed by using the high-frequency current amplitude	Szalai, T., Berger, G., Petzoldt, J.
52	Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM)	Electric Drives	Design and analysis of position tracking observer based on instantaneous power for sensorless drive of permanent magnet synchronous motor	Park, J.-S., Jung, S.-M., Kim, H.-W.
53	Permanent-magnet synchronous machine (PMSM)	Electric Drives	An Extended Flux Model-Based Rotor Position Estimator for Sensorless Control of Salient-Pole Permanent-Magnet Synchronous Machines	Zhao, Y., Zhang, Z., Qiao, W.
54	Permanent-magnet synchronous machine (PMSM), voltage source inverter (VSI)	Power converters, inverters (as for method)	Self-commissioning of permanent magnet synchronous machine drives at standstill considering inverter nonlinearities	Wang, G., Qu, L., Zhan, H.
55	Combined permanent magnet generator (PMG) and active rectifier	Mentioned system can be used in autonomous power systems such as more-electric aircraft requiring high power density and efficiency	A unified control for the combined permanent magnet generator and active rectifier system	Xu, Z., Zhang, D., Wang, F.

Продолжение таблицы А.1

N	System	Application	Title	Authors
56	three-level boosting PFC converter	Electric drives perhaps. No info found out.	Design and implementation of sensorless capacitor voltage balancing control for three-level boosting PFC	Chen, H.-C., Liao, J.-Y.
<i>IEEE Transactions on Industrial Electronics, SNIP of J. – 3.958</i>				
57	Just only solution is presented.	Wind energy conversion systems, pumps	A novel algorithm for fast and efficient speed-sensorless maximum power point tracking in wind energy conversion systems	Kazmi, S.M.R., Goto, H., Guo, H.-J.
58	doubly fed induction generator (DFIG)	Wind parks, wind turbines, wind energy applications	Overview of control systems for the operation of DFIGs in wind energy applications	Cardenas, R., Pena, R., Alepuz, S.
59	Permanent-magnet synchronous machine (PMSM)	Industrial and transportation applications (electric or hybrid ground vehicle or aerospace actuators)	Design of a fault-tolerant controller based on observers for a PMSM drive	Akrad, A., Hilairret, M., Diallo, D.
60	Induction motor drives	Low speed systems, Control system stability applications	Stability analysis of speed and stator resistance estimators for sensorless induction motor drives	Zaky, M.S.
61	Nonlinear control systems	Nonlinear control systems	A derivative-free kalman filtering approach to state estimation-based control of nonlinear systems	Rigatos, G.G.
62	Induction motor drives	Retrofit applications	A new model reference adaptive controller for four quadrant vector controlled induction motor drives	Ravi Teja, A.V., Chakraborty, C., Maiti, S.
63	Interior permanent-magnet synchronous motors (IPMSMs)	Hybrid electric vehicles and industrial applications	A sensor fault detection and isolation method in interior permanent-magnet synchronous motor drives based on an extended kalman filter	Foo, G.H.B., Zhang, X., Vilathgamuwa, D.M.

Продолжение таблицы А.1

N	System	Application	Title	Authors
64	Induction motors	Digital control system application	Speed sensorless induction motor drive with predictive current controller	Guzinski, J., Abu-Rub, H.
65	Interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM)	Control system application	Online identification of permanent magnet flux based on extended Kalman filter for IPMSM drive with position sensorless control	Shi, Y., Sun, K., Huang, L.
66	DC-AC converter	Electric drives	Active power filter control strategy with implicit closed-loop current control and resonant controller	Angulo, M., Ruiz-Caballero, D.A., Lago, J.
67	PMSM drives, voltage source inverter (VSI)	Electric drives	Sensorless model predictive direct current control using novel second-order PLL observer for PMSM drive systems	Preindl, M., Scholtz, E.
68	Induction machine drives	Electric drives	State estimation of induction motor drives using the unscented Kalman filter	Jafarzadeh, S., Lascu, C., Fadali, M.S.
69	Permanent-magnet synchronous generator	Electric power generation applications, wind turbines	New overall power control strategy for variable-speed fixed-pitch wind turbines within the whole wind velocity range	Chen, J., Chen, J., Gong, C.
70	Inverter-based distribution generation systems	Distributed power generation applications	A modified stationary reference frame-based predictive current control with zero steady-state error for LCL coupled inverter-based distributed generation systems	Ahmed, K.H., Massoud, A.M., Finney, S.J.
71	Permanent-magnet synchronous machine (PMSM)	Standard industrial servomotors with surface-mounted magnets	Position sensorless control of PM synchronous motors based on zero-sequence carrier injection	Leidhold, R.
72	Camless internal combustion engines	Electric Vehicles	A two-stage augmented extended Kalman filter as an observer for sensorless valve control in camless internal combustion engines	Mercorelli, P.
73	Induction motor drives	El. drives	Second-order sliding-mode observer with online parameter identification for sensorless induction motor drives	Zhao, L., Huang, J., Liu, H.

Продолжение таблицы А.1

N	System	Application	Title	Authors
74	photovoltaic (PV) inverter; single-phase grid-connected inverter	low-power applications	One-cycle-controlled single-stage single-phase voltage-sensorless grid-connected PV system	Sreeraj, E.S., Chatterjee, K., Bandyopadhyay, S.
75	Induction motor drives	Control applications	AC drive observability analysis	Vaclavek, P., Blaha, P., Herman, I.
76	Induction motor drives	Pumps	An effective induction motor control for photovoltaic pumping	Vitorino, M.A., De Rossiter Corrêa, M.B., Jacobina, C.B.
77	Induction motor drives	El. Drives applications	Sensorless control of induction-motor drive based on robust kalman filter and adaptive speed estimation	Alonge, F., D'Ippolito, F., Sferlazza, A.
78	Permanent-magnet synchronous machine (PMSM)	El. Drives applications	FPGA-based sensorless PMSM speed control using reduced-order extended kalman filters	Quang, N.K., Hieu, N.T., Ha, Q.P.
79	Single-phase BLDC-PM motor drives	High-speed blower-motors	Hybrid I-f starting and observer-based sensorless control of single-phase BLDC-PM motor drives	Iepure, L.I., Boldea, I., Blaabjerg, F.
80	Antilock braking system (ABS)	Electric Vehicles	Intelligent sensorless ABS for in-wheel electric vehicles	Dadashnialehi, A., Bab-Hadiashar, A., Cao, Z.
81	Induction motor drives	El. Drives applications	Sensorless sliding-mode rotor speed observer of induction machines based on magnetizing current estimation	Vieira, R.P., Gastaldini, C.C., Azzolin, R.Z.
82	Frequency converters	Fan systems, centrifugal pumps	Frequency-converter-based hybrid estimation method for the centrifugal pump operational state	Ahonen, T., Tamminen, J., Ahola, J.
83	Brushless doubly fed reluctance machines	Drive and generator systems with limited speed ranges (e.g., large pumps and wind turbines)	Practical implementation of sensorless torque and reactive power control of doubly fed machines	Chaal, H., Jovanović, M.
84	Permanent-magnet synchronous generators (PMSGs)	Distributed power generation applications	Sensorless control of distributed power generators with the derivative-free nonlinear kalman filter	Rigatos, G., Siano, P., Zervos, N.

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата

ИОУрГУ-13.04.02. 2017. 271.01 ПЗ

Лист

103

Продолжение таблицы А.1

N	System	Application	Title	Authors
85	Switched reluctance motor (SRM), asymmetrical converter	El. Drives applications	Position estimation in switched reluctance motor drives using the first switching harmonics through fourier series	Ha, K., Kim, R.-Y., Ramu, R.
86	Induction motor drives	Applications related to energy efficiency	Discrete rotor flux and speed estimators for high-speed shaft-sensorless im Drives	Marčetić, D.P., Krčmar, I.R., Gecić, M.A.
87	doubly fed induction machine (DFIM)	El. Drives applications	Adaptive tuning of the stator inductance in a rotor-current-based MRAS observer for sensorless doubly fed induction-machine drives	Iacchetti, M.F.
88	Induction motor drives	El. Drives applications	Efficient multivariable generalized predictive control for sensorless induction motor drives	Alkorta, P., Barambones, O., Cortajarena, J.A.
89	Current-source-converter-fed interior-permanent-magnet motor drive system	Low speed systems	Sensorless control of CSC-Fed IPM machine for zero- and low-speed operations using pulsating HFI method	Al-Nabi, E., Wu, B., Zargari, N.R.
90	Synchronous reluctance machine (SynRM)	Low speed systems	Suppression of saturation effects in a sensorless predictive controlled synchronous reluctance machine based on voltage space phasor injections	Morales-Caporal, R., Pacas, M.
91	Induction motor drives	El. Drives applications	Convergence Analysis of Extended Kalman Filter for Sensorless Control of Induction Motor	Alonge, F., Cangemi, T., D'Ippolito, F.
92	Synchronous reluctance machine (SynRM)	El. Drives applications	A high-performance sensorless position control system of a synchronous reluctance motor using dual current-slope estimating technique	Wei, M.-Y., Liu, T.-H.
93	Sensorless illumination control of a networked LED-lighting system	Energy conservation applications	Sensorless illumination control of a networked LED-lighting system using feedforward neural network	Tran, D., Tan, Y.K.
94	Synchronous motor drives, stepper motor	Not found out	An application of the extended Kalman filter for a sensorless stepper motor drive working with long cables	Masi, A., Butcher, M., Martino, M.

Продолжение таблицы А.1

N	System	Application	Title	Authors
95	Boost converter	Electric current control applications	Sensorless predictive peak current control for boost converter using comprehensive compensation strategy	Tong, Q., Zhang, Q., Min, R.
96	DC-DC converters	Not found out	Sensorless predictive current controlled DC-DC converter with a self-correction differential current observer	Zhang, Q., Min, R., Tong, Q.
97	Electromagnetic valve actuator	Electric vehicles, automobiles	A Two-Stage Sliding-Mode High-Gain Observer to Reduce Uncertainties and Disturbances Effects for Sensorless Control in Automotive Applications	Mercorelli, P.
98	Doubly fed induction generator (DFIG), stand-alone variable-speed constant-frequency (VSCF) generator	Wind turbines	Harmonic compensation with zero-sequence load voltage control in a speed-sensorless DFIG-based stand-alone VSCF generating system	Pattnaik, M., Kastha, D.
99	flux-modulated permanent-magnet (FMPM) wheel motor	Low speed systems	Sensorless SVPWM-FADTC of a New Flux-Modulated Permanent-Magnet Wheel Motor Based on a Wide-Speed Sliding Mode Observer	Fan, Y., Zhang, L., Cheng, M.
100	Self-decelerating permanent-magnet (PM) in-wheel motor	Low-speed and high-torque drive of electric vehicles (EVs)	Design, analysis, and sensorless control of a self-decelerating permanent-magnet in-wheel motor	Fan, Y., Zhang, L., Huang, J.
101	Permanent-magnet synchronous machine (PMSM)	low-cost implementation	Dynamic performance evaluation of sensorless permanent-magnet synchronous motor drives with reduced current sensors	Carpaneto, M., Fazio, P., Marchesoni, M.
102	Electromagnetic actuators	Electric vehicles	Model-based MIMO state-space control of a car vibration test rig with four electromagnetic actuators for the tracking of road measurements	Koch, U., Wiedemann, D., Ulbrich, H.
103	ac/dc converters	utility grid	An adaptive nonlinear current observer for boost PFC AC/DC converters	Pahlevani, M., Pan, S., Eren, S.

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата
------	------	----------	---------	------

ИОУрГУ-13.04.02. 2017. 271.01 ПЗ

Лист

105

Продолжение таблицы А.1

N	System	Application	Title	Authors
104	networked dc motor system (NDCMS)	El. Drive applications	Speed sensorless and sensor-fault tolerant optimal PI regulator for networked DC motor system with unknown time-delay and packet dropout	Ahmadi, A.-A., Salmasi, F.R., Noori-Manzar, M.
105	Permanent-magnet synchronous machine (PMSM)	Electronics engineering; Industrial electronics Low speed systems	High-frequency issues using rotating voltage injections intended for position self-sensing	Gabriel, F., De Belie, F., Neyt, X.
106	Multiphase boost-type switch-mode rectifiers (SMRs)	Electric rectifiers	Interleaved current sensorless control for multiphase boost-type switch-mode rectifier with phase-shedding operation	Chen, H.-C.
107	Induction motor drive	El. Drive application	A Speed-Sensorless FS-PTC of Induction Motors Using Extended Kalman Filters	Habibullah, M., Lu, D.D.-C.
108	double fed induction machine drive supplied by two voltage source inverters-in stator and rotor sides	Low speed systems	Simple low-speed sensorless dual DTC for double fed induction machine drive	Abdellatif, M., Debbou, M., Slama-Belkhodja, I.
109	Reluctance synchronous motors	Electric vehicles	Variable-gear EV reluctance synchronous motor drives - An evaluation of rotor structures for position-sensorless control	Villet, W.T., Kamper, M.J.
110	Induction machines	El. Drive application	Z-Type Observer Backstepping for Induction Machines	Morawiec, M.
111	brushless DC motor	El. Drive application	First-pulse technique for brushless DC motor standstill position detection based on iron B-H hysteresis	Scaglione, O., Markovic, M., Perriard, Y.
112	Load commutated inverter (LCI)-fed wound field synchronous motor drives; voltage source inverter (VSI)	Medium-voltage high-power drive applications	Hybrid LCI/VSI power circuit-A universal high-power converter solution for wound field synchronous motor drives	Jain, A.K., Ranganathan, V.T.

Продолжение таблицы А.1

N	System	Application	Title	Authors
113	Seven-leg back-to-back voltage source inverter arrangement, feeding a four-wire load from a three-phase permanent-magnet synchronous generator (PMSG)	Power generation control application	Self-tuning resonant control of a seven-leg back-to-back converter for interfacing variable-speed generators to four-wire loads	Cárdenas, R., Espina, E., Clare, J.
114	mono inverter dual parallel (MIDP) surface-mounted permanent-magnet synchronous motor (SPMSM) drive system	El. Drive application	Control Method for Mono Inverter Dual Parallel Surface-Mounted Permanent-Magnet Synchronous Machine Drive System	Lee, Y., Ha, J.-I.
115	Alternating-current (ac) motor drive;	low-to high-frequency spectra applications	High-frequency effects in modeling AC permanent-magnet machines	Gabriel, F.
116	induction motors (IMs)	El. Drive application	A New Formulation of Reactive-Power-Based Model Reference Adaptive System for Sensorless Induction Motor Drive	Ravi Teja, A.V., Verma, V., Chakraborty, C.
<i>Zhongguo Dianji Gongcheng Xuebao/Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering, SNIP of J. – 1.279</i>				
117	Permanent magnet synchronous motor (PMSM)	El. Drive application	Double sliding-mode model reference adaptive system speed identification for vector control of permanent magnet synchronous motors	Wang, Q., Zhang, X., Zhang, C.
118	two-level inverter-fed induction motor (IM) drives	El. Drive application	Model predictive control for speed sensorless induction motor drive	Zhang, Y., Yang, H.
119	Permanent Magnet Synchronous Motor	Low speed application is possible	Hybrid sensorless control strategy for permanent magnet synchronous motors	Wang, G., Zhang, G., Gui, X.
120	switched reluctance motor (SRM)	El. Drive application	A novel estimation method for initial position of switched reluctance motor based on bootstrap circuit	Shen, L., Wu, J., Yang, S.
121	Induction motor	vector control systems	A speed estimation method of induction motors using the robust extended kalman filter	Yin, Z., Zhao, C., Zhong, Y.
122	Permanent magnet synchronous generator (PMSG)	Wind turbine, wind power generation application	Sensorless control technique of PMSG for wind power application based on on-line parameter identification	Nian, H., Li, J., Wan, Z.

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата

ЮУрГУ-13.04.02. 2017. 271.01 ПЗ

Лист

107

Продолжение таблицы А.1

N	System	Application	Title	Authors
123	Switched reluctance motor	This method is suitable for medium and high speed operating machines	A fault-tolerant sensorless control method for switched reluctance motor drives	Cai, J., Deng, Z.
124	Permanent magnet synchronous generator (PMSG)	Wind turbine, wind power generation application	Speed sensorless control of permanent magnet synchronous generators	Zhang, X., Guo, L., Yang, S.
125	Induction motors	The drive system is capable of working from very low speed to high speed	An LMI approach with the adaptive observer for speed and resistances identification of IM drives	Nian, X., Ding, R., Wang, J.
126	Permanent-magnet brushless dc motor (BLDCM)	El. Drive application	Instantaneous torque estimation in sensorless saliency permanent magnet brushless DC motors	Zhou, Y., Lin, Q., Ma, J.
127	Permanent magnet brushless DC (PMBLDC) motor	Electric drives	A speed estimation method based on the orthogonal coordinate transformation for permanent magnet brushless DC motor drives	Wu, Y., Deng, Z., Wang, X.
128	Interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM)	Low speed system	Robust rotor position observers of sensorless interior permanent magnet synchronous motor for low-speed operation	Wang, G., Yu, Y., Li, G.
129	Permanent magnet synchronous motor (PMSM)	Electric drives	An optimization method of direct torque control and sensorless operation for permanent magnet synchronous motors	Liu, Y., Li, R.
130	Electrically excited synchronous motor (ESM)	Low speed systems	Sensorless direct torque control for synchronous motors based on injection of high-frequency ripple currents into the rotor winding	Zhou, Y., Long, S.
131	Induction motor	Low speed systems	Studies on regenerating-mode stabilization of induction motors based on improved voltage model	Song, W., Yin, Y.

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата

ИОУрГУ-13.04.02. 2017. 271.01 ПЗ

Лист

108

Продолжение таблицы А.1

N	System	Application	Title	Authors
132	Single-sided linear induction motors (SLIMs)	Electric drives	Virtual speed sensorless desired control strategy of maglev single-sided linear induction motors	Deng, J., Chen, T., Tang, J.
133	Induction motor	Electric drives	Fault diagnosis and tolerant control for speed sensors based on state observers in induction motor drives	Yu, Y., Jiang, S., Wang, G.
134	five-phase induction motor with concentrated full-pitch windings structure	Electric drives	Sensorless control for five-phase induction motors with improved third-harmonic current injection	Kong, W., Huang, J., Li, B.
135	Permanent magnet synchronous motor (PMSM)	Flywheel energy storage system (FESS)	Research on FESS control based on the improved sliding-mode observer	Liu, W., Zhou, L., Tang, X.
136	brushless DC motors (BLDCM)	Electric drives	A position sensorless control strategy for BLDCM based on an improved sliding mode observer	Shi, T., Xiao, Z., Xiao, Y.
137	brushless DC motors (BLDCM)	Electric drives	Sensorless control of brushless synchronous machines in the starting mode	Qian, D., Wei, J., Zhou, B.
138	Dual three phase induction machine (DTPIM)	Electric vehicles	Sensorless control of dual three phase induction machines by antiphase high frequency signal injection	Zhang, J., Chai, J., Sun, X.
139	induction motors (IM)	Electric drives	Sensorless control with flux observer based on parallel stator resistance adaptation and extended state observer model	Wei, W., Liu, G.
<i>Diangong Jishu Xuebao/Transactions of China Electrotechnical Society, SNIP of J. – 1.080</i>				
140	Brushless doubly-fed generator	Wind power generator, Wind power generation applications	Direct torque control for brushless doubly-fed wind power generator based on speed sensorless	Zhang, F., Jin, S., Zhang, W.
141	Switched Reluctance Motor	Electric drives	Switched reluctance motor sensorless speed control based on the improved simplified flux method	Li, Z., Li, C., Kan, Z.

Продолжение таблицы А.1

N	System	Application	Title	Authors
142	Permanent magnet synchronous motor (PMSM)	Electric drives	Sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on extended sliding mode observer	Li, R., Zhao, G., Xu, S.
143	Induction motor	Low speed systems	Low-speed performance for induction motor sensorless vector control based on two-parameter model reference adaptation	Yin, Z., Liu, J., Zhong, Y.
144	Long primary double sided linear motor, synchronous motor	Electric drives	High performance control strategy for long primary double sided linear motors	Wang, J., Li, Y., Yan, L.
145	interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM)	Low speed systems	Position sensorless control strategy of IPMSM based on high frequency signal injection	Wang, G., Yang, R., Li, G.
146	Switched reluctance motor	The proposed method is helpful for high-power sensorless control of SRM	Four-quadrant position sensorless control of switched reluctance motors based on on-line modeling	Zhang, X., Tan, G., Kuai, S.
147	multiphase permanent magnet bearingless motor system	bearingless system	Position sensorless control based on sliding mode observer for multiphase bearingless motor with single set of windings	Cheng, S., Jiang, H., Huang, J.
148	permanent magnet synchronous motor	Design systems	Backstepping control of speed sensorless permanent magnet synchronous motor	Liu, D., Zheng, X., Cui, L.
149	Interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM)	Electric drives	Position sensorless control of IPMSM based on rotating high frequency signal method	Yu, Y., Chai, F., Ou, J.
150	Input-series output-parallel converter with voltage feed-forward control strategy	DC-DC conversion application	Voltage sharing and sensorless current sharing control strategy of ISOP full-bridge converter	Chen, J., Diao, L., Lin, W.
151	Interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM)	Electric drives	On-line identification of permanent magnet flux in IPMSM drive	Shi, Y., Sun, K., Ma, H.
152	induction machines	Electric drives	Speed sensorless vector control with improved closed-loop flux observer for induction machines	Lu, W., Yao, W., Lü, Z.

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата

ИОУрГУ-13.04.02. 2017. 271.01 ПЗ

Лист

110

Продолжение таблицы А.1

N	System	Application	Title	Authors
153	surface-mounted permanent magnet synchronous motor (SPMSM)	Low speed systems	A novel sensorless control method of SPMSM at low speed and estimated rotor position error compensation	Liu, Y., Zhou, B., Feng, Y.
154	permanent magnet synchronous generators (PMSG)	Power generation systems	A sensor-less control scheme for permanent magnet synchronous generators using predictive dead-beat algorithm	Tong, L., Zou, X., Feng, S.
155	Induction motor	Electric drives	XSensorless control with resistance variation approach based on parallel MRAS and second-order sliding mode observer	Huang, J., Zhao, L., Liu, H.
156	Induction motor	frequency-variable speed-adjustable system	An improved off-line parameter identification algorithm for induction motors	He, Y., Wang, Y., Wang, Z.
157	Electric drives	Electric drives	A speed estimation algorithm based on single-manifold discrete time sliding mode model reference adaptive system	Zhang, Y., Sun, Y., Wang, J.
158	Fixed-pitch variable-speed wind turbine	Wind turbines	Constant power soft-stall control for small and medium scale wind turbines	Chen, J., Gong, C., Chen, J.
159	Adaptive control system	Wind energy conversion system (WECS), wind turbines	Sensorless control for electrical variable transmission based on sliding mode model reference adaptive system	Zhu, Y., Cheng, M., Hua, W.
160	AC motors	AC servo system, Servo system	Summary of modern high performance permanent magnet AC servo system-sensor device and technology	Mo, H., Min, L.
161	Permanent magnet synchronous generator (PMSG)	Wind turbines	Maximum power point tracking of PMSG wind turbine system based on the direct torque control without wind speed sensors	Qin, B., Jiang, X., Zhu, W.
162	Three phase voltage PWM rectifier	Electric rectifiers	A sensorless active damping method for three-phase voltage PWM rectifier with LCL filter	Guo, X., You, X., Li, X.

Продолжение таблицы А.1

N	System	Application	Title	Authors
163	wind grid connection inverter	Wind power system application	Study on voltage sensor-less control for wind grid connection inverter with LCL filter	Wang, H., Dou, Z., Zhang, J.
164	interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM)	Low speed systems, electric drives	An improved rotor speed estimation method of IPMSM drives with fluctuating load	Shi, Y., Sun, K., Guo, Y.
165	PMSM	Electric drives	Error analysis of high frequency pulsating signal injection method	Liu, H., Zhou, B., Guo, H.
166	voltage source inverter, induction motors	Electric drives	The analysis and compensation of voltage source inverter nonlinearity	Chen, B., Wang, T., Lü, Z.
167	switch reluctance motor	Electric drives	Four-quadrant position sensorless technology of switched reluctance motors based on variable coefficients inductance model	Kuai, S., Wang, P., Cheng, J.
168	Bearingless switched reluctance motor	Bearingless application	Radial displacement sensorless control for single-winding bearingless switched reluctance motors	Xiang, Q., Sun, Y., Ji, X.
169	interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM)	Electric drives	Phase-locked-loop rotor position observer for IPMSM considering inverter nonlinearity	Wang, G., Li, Z., Zhan, H.
170	Induction motor	Electric drives, low speed systems	An improved parameters estimation algorithm for induction motor in the standstill state	Liu, P., Wu, W., Su, J.
171	Brushless DC motors	Electric drives	A novel research on detecting position of brushless DC motors	Wang, D., Zhu, Y., Jin, Y.
172	Interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM)	Electric drives	Observer design of interior permanent magnet synchronous motors based on two-stage Kalman filter	Yi, B., Kang, L., Tao, S.
173	3-phase voltage source inverter	AC voltage sensorless control applications	Research on a kind of AC voltage sensorless control strategy of grid-connected inverter	Hu, S., Gong, W., Li, F.
174	Permanent magnet synchronous motor	For high speed systems	Sensorless control of high speed permanent magnet synchronous motor based on hypothetical reference frame	Ji, L., Xu, L.

Продолжение таблицы А.1

N	System	Application	Title	Authors
175	Induction motors	Speed-sensorless vector control system, electric drives	EKF analysis and speed sensorless control based on Γ-1 model	Zhao, M., Liu, Z., Dong, K.
176	Self-decelerating permanent magnet in-wheel motor	All wheel drive vehicles	A wide-speed sliding mode observer for sensorless direct torque control of a new self-decelerating permanent magnet in-wheel motor	Fan, Y., Zhang, L., Cheng, M.
177	Permanent magnetic synchronous generator (PMSG)	Wind power generation system, wind turbines	Sensorless control of PFC rectifiers for a PMSG wind generation system	Ma, Y., Sun, X., Chai, J.
178	Permanent Magnet Synchronous Motor	Electric drives	Sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on high frequency voltage signal injection	Li, Y., Huang, S., Xu, Q.
179	doubly fed induction motor (DFIM)	Electric drives	LQR controller for doubly fed induction motor with speed sensorless control based on NNs-MRAS method	Liu, Y., Tan, G., He, F.
<i>IEEEJ Transactions on Industry Applications, SNIP of J. – 0.865</i>				
180	interior permanent magnet synchronous motors (IPMSMs)	Electric drives	Position sensorless control of IPMSMs based on a novel flux model suitable for maximum torque control	Matsumoto, A., Hasegawa, M., Matsui, K.
181	Permanent magnet synchronous motor	Electric drives	Rotor position sensorless control and its parameter sensitivity of permanent magnet motor based on model reference adaptive system	Ohara, M., Noguchi, T.
182	Disturbance observer, force control systems	force control systems	High performance force sensing based on kalman-filter-based disturbance observer utilizing FPGA	Phuong, T.T., Mitsantisuk, C., Ohishi, K.
183	Master-slave systems	Electric drives	An approach to force-sensorless bilateral control in master-slave system with different configurations	Yamashita, T., Shimono, T.

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата
------	------	----------	---------	------

ИОУрГУ-13.04.02. 2017. 271.01 ПЗ

Лист

113

Продолжение таблицы А.1

N	System	Application	Title	Authors
184	permanent-magnet synchronous motors (PMSMs)	Electric drives	New simple torque-sensorless torque control for quasi-perfect compensation of 6th harmonic torque ripple due to nonsinusoidal distribution of back EMF of PMSM	Shinnaka, S., Kishida, H.
185	permanent-magnet synchronous motors (PMSMs)	Electric drives	New sensorless vector control of PMSM by pulsating voltage injection of PWM carrier frequency	Shinnaka, S.
186	industrial roboe	advanced industrial robots, general robot systems	Variable dynamic threshold for jerk signal for contact detection in industrial robot without force sensor	Shimada, N., Yoshioka, T., Ohishi, K.
187	Induction motors	Electric drives	Analytical model and characteristics of current-observer-based induction motor speed-sensorless vector control system taking into account iron loss	Tsuji, M., Xu, F., Tsuruda, Y.
188	Interior permanent magnet synchronous motor	Electric drives	Improvement in response of IPMSM position sensorless control using adaptive observer based on direct-type adaptive control	Hasegawa, M., Yamauchi, H., Matsui, K.
189	electric injection molding machine	General industrial applications	Development of sensorless force control system based on nonlinear friction phenomenon for electric injection molding machine	Furusawa, R., Asai, T., Ohishi, K.
190	Permanent Magnet Synchronous Motor	Low speed systems	Position sensorless drive at low speed for permanent magnet synchronous motors using induced voltage caused by magnetic saturation (IVMS) - Study of IVMS using mathematical modeling	Aoyagi, S., Iwaji, Y., Tobar, K.
191	Permanent Magnet Synchronous Motor	Low speed systems	Position sensorless drive in low-speed region for permanent magnet synchronous motors using induced voltage caused by magnetic saturation	Iwaji, Y., Aoyagi, S., Takahata, R.

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата
------	------	----------	---------	------

Продолжение таблицы А.1

N	System	Application	Title	Authors
192	permanent-magnet synchronous motors	energy-efficient and wide-speed-range drives	A new vector control for energy-efficient/wide-speed-range drives of sensorless permanent-magnet synchronous motor	Amano, Y., Shinnaka, S.
193	magnetic gear	robot control application	Contactless magnetic gear for robot control application	Komiyama, H., Uchimura, Y.
194	conventional current control system with voltage signal injection	Electric drives	An adjusted current control system for signal-injection-based position sensorless control and parameter identification	Jung, S.-H., Ohnuma, T., Doki, S.
195	permanent magnet synchronous motor	Electric drives	Performance improvement of rotor position estimator for sensorless control of permanent magnet motor based on model reference adaptive system	Ohara, M., Noguchi, T.
196	Permanent Magnet Synchronous Motor	railway vehicle, locomotive	A Restart control method for position sensorless pmsm drive systems without potential transformer for railway vehicle traction	Taniguchi, S., Yasui, K., Yuki, K.
197	saliency PMSM	Low speed systems	Study of low-speed sensorless control of SPMSM by controlling the elliptical inductance	Maekawa, S., Hinata, T., Suzuki,
198	Medium-voltage induction motor drives; Modular multilevel cascade inverters	double-star chopper cells (MMCI-DSCC)	A speed-sensorless start-up method for an induction motor driven by a modular multilevel cascade inverter based on double-star chopper cells (MMCI-DSCC)	Okazaki, Y., Hagiwara, M., Akagi, H.
199	Interior permanent magnet synchronous motor	Home electronics, industry	Rotor position estimation of interior permanent magnet synchronous motor at standstill	Ohara, M., Noguchi, T.
200	Hydroelectric generators	Water supply systems	Sensorless control of flow and pressure by using micro hydropower generator	Umemura, S., Fujimoto, Y.

Системы автоматизированного электропривода с косвенным вычислением скорости и положения ротора

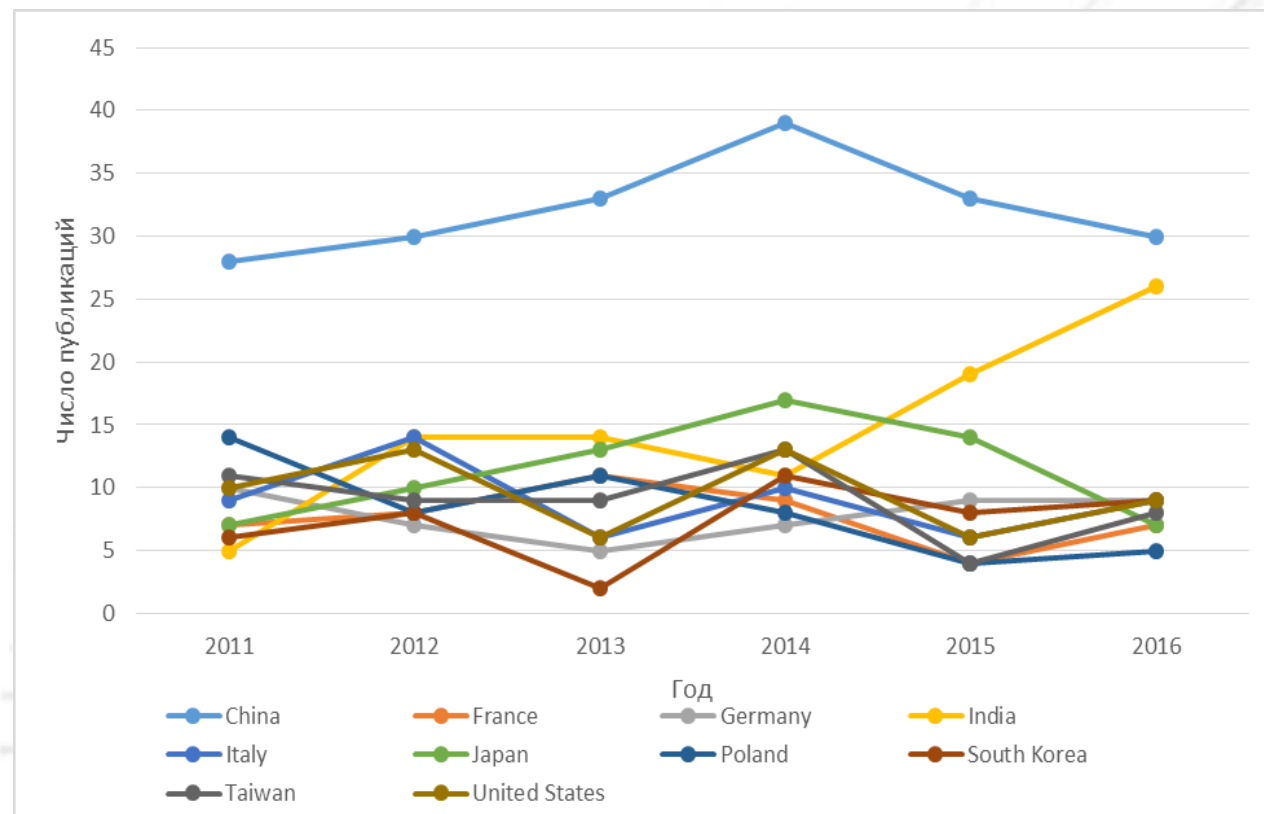
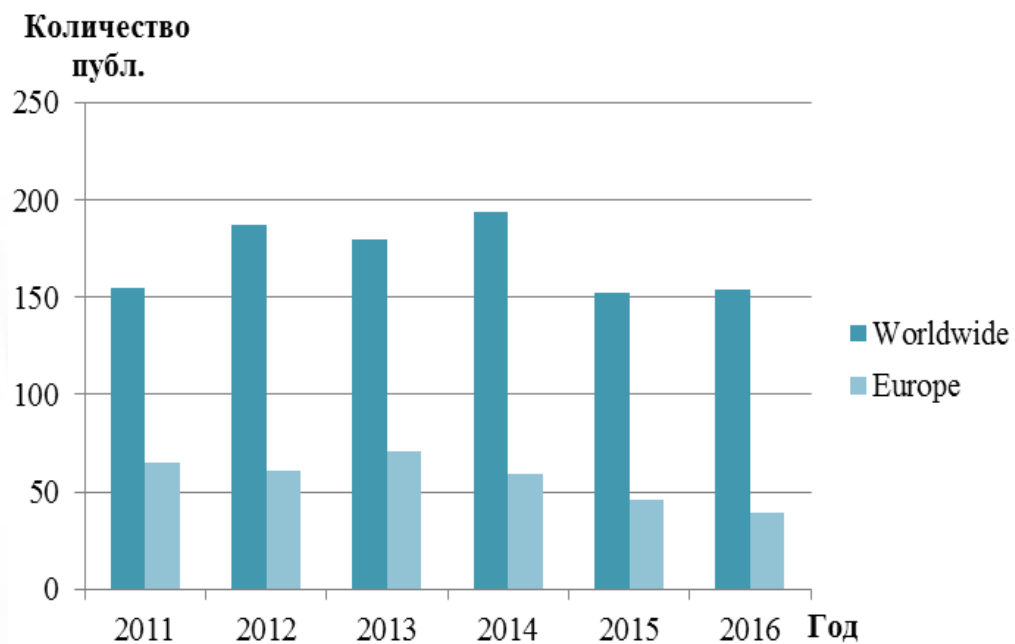
Автор работы: студент группы П-286

Гребнев Артем Игоревич

Руководитель проекта: доцент, к.т.н.

Функ Татьяна Андреевна

ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С КОСВЕННЫМ ВЫЧИСЛЕНИЕМ ПЕРЕМЕННЫХ



Гистограмма публикационной активности по миру (Worldwide) и в Европе (Europe)

Мировая публикационная активность по странам

Актуальность исследования

Иностранные авторы по данной тематике

N	Author	Affiliation	Scholarly Output	Citation Count
1	Holtz, Joachim	Wuppertal University	>100 (in general)	689
2	Qiao, Wei	University of Nebraska	9	225
3	Zhao, Yue	Princeton University	8	168
4	Abu-Rub, Haitham A.	Texas A and M University at Qatar	11	96
5	Guziński, Jarosław	Gdansk University of Technology	11	88
6	Shi, Yuchao	Tsinghua University	8	86
7	Calligaro, Sandro	University of Udine	9	62
8	Petrella, Roberto	University of Udine	9	62
9	Bolognani, Silverio	University of Padova	11	62
10	Boussak, Mohamed	Unknown institution	14	61
11	Xü, Dianguo	Harbin Institute of Technology	15	52
12	Inoue, Yukinori	Osaka Prefecture University	10	52
13	Rahman, Muhammed Fazlur A	University of New South Wales	10	51
14	Ahonen, Tero	Lappeenranta University of Technology	9	49
15	Tamminen, Jussi K.	Lappeenranta University of Technology	9	49

Отечественные авторы по данной тематике

N	Автор	Место работы	Город	Индекс Хирша	Кол-во публ
1	Панкратов Владимир Вячеславович	Новосибирский государственный технический университет	Новосибирск	10	40
2	Глазырин Александр Савельевич	Томский политехнический университет	Томск	5	26
3	Краснова Светлана Анатольевна	Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН	Москва	10	16
4	Чудинов Александр Николаевич	Омский государственный технический университет	Омск	6	14
5	Асанов Асхат Замилович	Московский технологический университет МИРЭА	Москва	4	12
6	Ланграф Сергей Владимирович	Томский политехнический университет	Томск	4	9
7	Емашов Василий Алексеевич	Омский государственный технический университет	Омск	5	7
8	Афанасьев Кирилл Андреевич	Национальный исследовательский Томский политехнический университет	Томск	4	7
9	Кузнецов Валерий Иванович	Московский технологический университет МИРЭА	Москва	3	6
10	Кучер Екатерина Сергеевна	Новосибирский государственный технический университет	Новосибирск	2	6

*Наиболее популярные иностранные публикации
по рассматриваемой тематике*

N	Title	Authors	Year	Scopus Source	Citations
1	Sensorless control of induction motor drives	Holtz, Joachim	2002	Proceedings of the IEEE	689
2	An improved direct torque control for three-level inverter-fed induction motor sensorless drive	Zhang, Y., Zhu, J., Zhao, Z., Xu, W., Dorrell, D.G.	2012	IEEE Transactions on Power Electronics	119
3	Design of a fault-tolerant controller based on observers for a PMSM drive	Akrad, A., Hilairet, M., Diallo, D.	2011	IEEE Transactions on Industrial Electronics	89
4	Stability analysis of speed and stator resistance estimators for sensorless induction motor drives	Zaky, M.S.	2012	IEEE Transactions on Industrial Electronics	79
5	Online identification of permanent magnet flux based on extended Kalman filter for IPMSM drive with position sensorless control	Shi, Y., Sun, K., Huang, L., Li, Y.	2012	IEEE Transactions on Industrial Electronics	73
6	A sensor fault detection and isolation method in interior permanent-magnet synchronous motor drives based on an extended kalman filter	Foo, G.H.B., Zhang, X., Vilathgamuwa, D.M.	2013	IEEE Transactions on Industrial Electronics	73
7	Wind speed and rotor position sensorless control for direct-drive PMG wind turbines	Qiao, W., Yang, X., Gong, X.	2012	IEEE Transactions on Industry Applications	57
8	An adaptive quasi-sliding-mode rotor position observer-based sensorless control for interior permanent magnet synchronous machines	Zhao, Y., Qiao, W., Wu, L.	2013	IEEE Transactions on Power Electronics	56
9	Performance improvement of sensorless IPMSM drives in a low-speed region using online parameter identification	Inoue, Y., Kawaguchi, Y., Morimoto, S., Sanada, M.	2011	IEEE Transactions on Industry Applications	43
10	MRAS speed observer for high-performance linear induction motor drives based on linear neural networks	Cirrincione, M., Accetta, A., Pucci, M., Vitale, G.	2013	IEEE Transactions on Power Electronics	40
11	Position-sensorless hybrid sliding-mode control of electric vehicles with brushless DC motor	Wang, Y., Zhang, X., Yuan, X., Liu, G.	2011	IEEE Transactions on Vehicular Technology	36
12	A space-vector-modulated sensorless direct-torque control for direct-drive PMSG wind turbines	Zhang, Z., Zhao, Y., Qiao, W., Qu, L.	2014	IEEE Transactions on Industry Applications	34

Актуальность исследования

Список ключевых журналов, публикующих статьи по теме настоящего исследования

N	Scopus Source	Publications (for last 5 years)	Source- Normalized Impact per Paper (SNIP)	Impact Factor (IF)
1	IEEE Transactions on Industrial Electronics	49	3.96	6.383
2	IEEE Transactions on Industry Applications	24	2.03	1.901
3	IEEE Transactions on Power Electronics	19	3.68	4.953
4	ISA Transactions	9	1.90	2.571
5	IEEE Transactions on Energy Conversion	8	2.51	2.596
6	IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics	7	2.61	3.129
7	IEEE Transactions on Industrial Informatics	6	3.18	4.708
8	IEEE Transactions on Vehicular Technology	3	2.31	2.243
9	Automatica	1	2.99	3.635
10	IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems	1	3.02	2.534

Организации, занимающиеся исследованиями в данной области

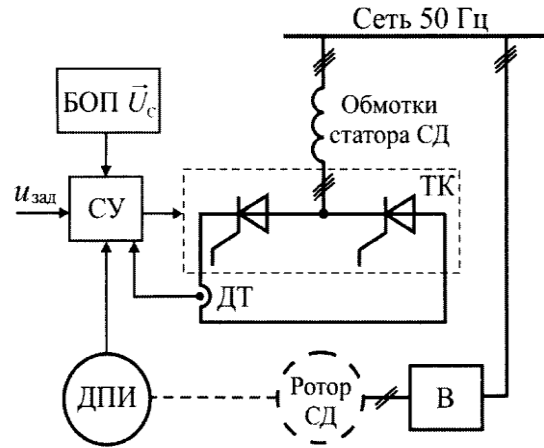
Institution	Country	Publications	Field- Weighted Citation Impact
Harbin Institute of Technology	China	22	1,15
Gdansk University of Technology	Poland	16	1,42
National Taiwan University of Science and Technology	Taiwan	14	0,68
Technical University Ostrava	Czech Republic	14	0,44
Tsinghua University	China	14	1,61
University of Padova	Italy	13	2,74
Wroclaw University of Technology	Poland	12	1,02
ABB Group	Switzerland	11	1,37
UTS University of Technology Sydney	Australia	11	3,36
Lappeenranta University of Technology	Finland	10	1,22
University of Nebraska	USA	10	4,00
CNRS	France	9	2,07
University of Nottingham	Great Britain	8	1,33
Hitachi	Japan	7	0,31
Samsung	South Korea	4	0,57
Toshiba	Japan	4	0,10
CERN	Switzerland	3	1,36
BMW Group	Germany	2	1,52
Deere	USA	2	2,39
Texas Instruments	USA	2	2,42
General Motors	USA	1	2,65

Применение косвенных методов

N	Тип системы (в % отношении от изученных материалов)	Применение (в количественном отношении от изученных материалов)
1	38% - синхронные электрические машины с постоянными магнитами [Permanent-magnet synchronous machines (PMSMs)]	16 – системы на низких оборотах 14 – ветряные установки 1 – системы на высоких оборотах 9 – электромобили 2 – вентиляторы 2 – сервоприводы 8 – подъемные механизмы 2 – энергетические системы 1 – локомотивы 46 – промышленные электроприводы
2	25% - асинхронные электродвигатели и асинхронные электродвигатели двойного питания [Induction motors & doubly fed induction motors]	26 – промышленные электроприводы 6 – ветряные установки 3 – энергетические системы 4 – насосы 8 – low speed системы 2 – электромобили
3	7% - вентильные электродвигатели [Switched reluctance motors]	6 – промышленные электроприводы 3 – вентиляторы, насосы 1 – low speed системы 2 – high speed системы 1 – электромобили
4	30% - другие системы [Other systems]	



Обзор систем импульсно-векторного управления



Функциональная схема импульсно-векторного управления синхронным электродвигателем

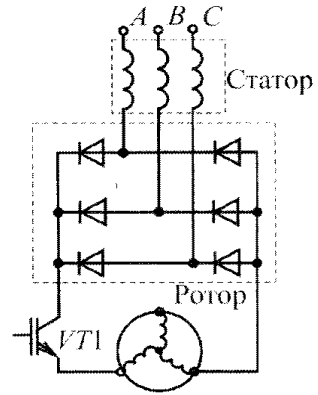


Схема импульсно-векторного управления с транзистором

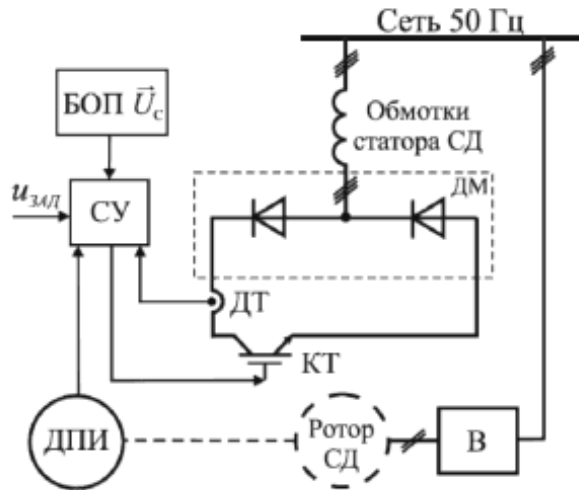


Схема импульсно-векторного управления с диодным мостом

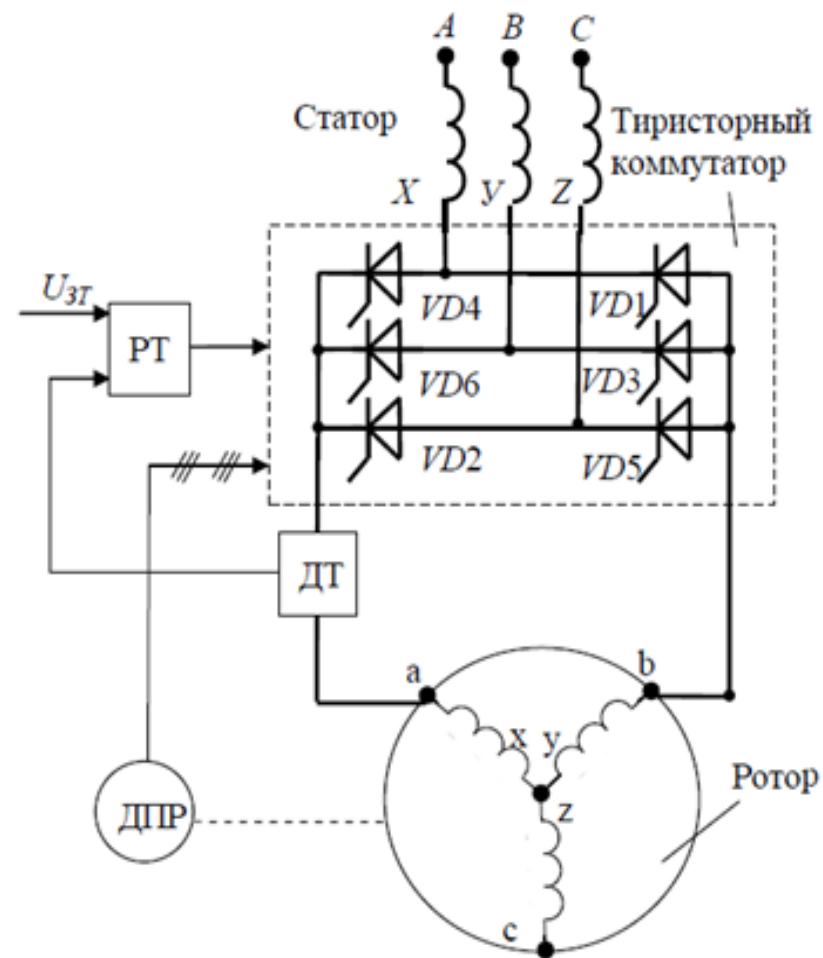
Синхронный электропривод с импульсно-векторным управлением. – Предложен целый ряд схемных решений в зависимости от элементной базы:

- 1) Тиристоры;
- 2) Диодный мост;
- 3) Симисторы;
- 4) Питающая сеть;
- 5) Параллельное соединение обмоток двигателя;
- 6) Раздельное соединение обмоток двигателя;
- 7) Схемы силовых цепей;
- 8) Способ управления.

Обзор систем импульсно-векторного управления

Некоторые показатели установившихся процессов различных схем импульсно-векторного управления

Схема	Показатели		
	Величина максимального электромагнитного момента в долях от момента номинального двигателя	Пульсации момента в долях от момента номинального двигателя	Цена, у.е.
Вариант 1	0,3	2,5	6
Вариант 2	0,3	2,5	5
Вариант 3	0,3	1,6	24
Вариант 4	0,4	2,5	8
Вариант 5	0,6	2,5	18
Вариант 6	0,9	1,6	12
Вариант 7	0,6	2,5	14
Вариант 8	1,8	1,6	19



Функциональная схема асинхронного электропривода с импульсно-векторным управлением

Обзор существующих косвенных методов

1. Системы, вычисляющие вектор состояния системы по моделям двигателя на основе информации о токах и напряжениях статора:
 - a) Адаптивные системы с эталонной моделью;
 - b) Адаптивные наблюдатели полного порядка;
 - c) Адаптивные наблюдатели пониженного порядка (наблюдатель Люенбергера);
 - d) Расширенный фильтр Кальмана;
 - e) Наблюдатели, использующие скользящие режимы;
 - f) Нейронные наблюдатели.

2. Системы идентификации на основе статической функциональной зависимости:
 - a) Модуля полного сопротивления двигателя;
 - b) Угла нагрузки;
 - c) ЭДС, наводимой в статоре полем ротора.

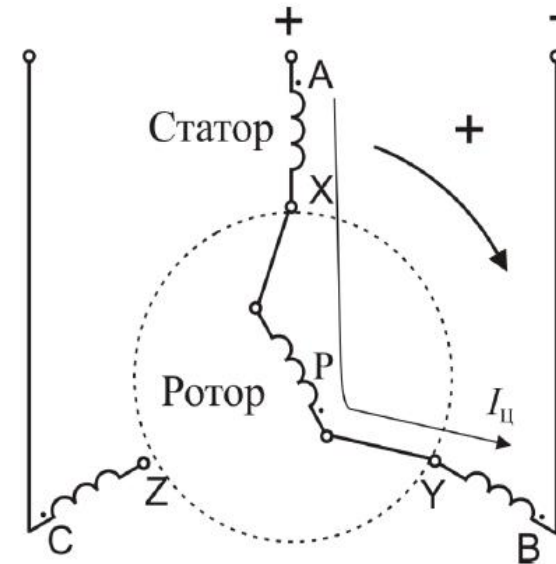
Принцип работы системы импульсно-векторного управления асинхронным двигателем с фазным ротором

Комбинации включения обмоток статора асинхронного двигателя

#	Обмотка, включенная «Вперед»	Обмотка, включенная «Назад»	Обесточенная обмотка
1	AX	ZC	BY
2	BY	ZC	AX
3	BY	XA	CZ
4	CZ	XA	BY
5	CZ	YB	AX
6	AX	YB	CZ

В СИВУ АД с ФР электромагнитный момент создается поочередным подключением двух фаз статора через вентильные элементы последовательно к двум обмоткам ротора. Вектор магнитодвижущих сил (МДС) обмоток статора перемещается в расточке статора двигателя дискретно с шагом 60° . Переключения производят в зависимости от положения ротора, обеспечивая ориентацию векторов МДС обмоток статора и ротора, соответствующую двигательному моменту. Одна из обмоток статора в момент работы двух других остается обесточенной. Третья обмотка ротора в ходе всего цикла работы либо подключаться параллельно, либо оставляется обесточенной.

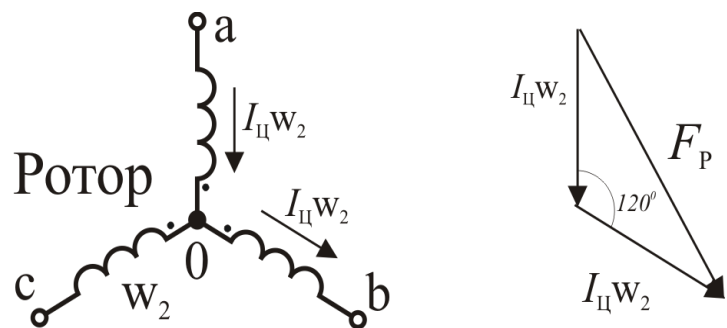
Схема включения статорных обмоток и эквивалентной обмотки ротора P



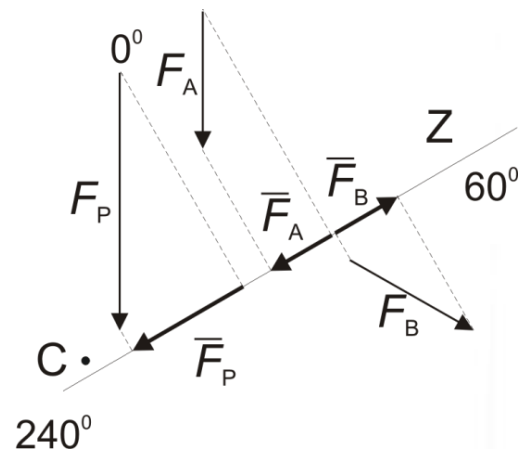
Ток по свободной обмотке CZ не протекает, и собственная МДС обмоткой CZ не создается. Для представления процессов в обесточенной обмотке условимся обозначать наводимые в ней ЭДС вектором условной МДС, направление которого совпадает с МДС, создаваемой обмоткой, при протекании по ней тока. ЭДС, наводимые в обмотке CZ обмотками AX и BY, компенсируют друг друга.

Определение угловых характеристик МДС обмоток статора и ротора при питании от источника постоянного напряжения

Схема обмоток ротора и векторная диаграмма результирующей МДС F_R

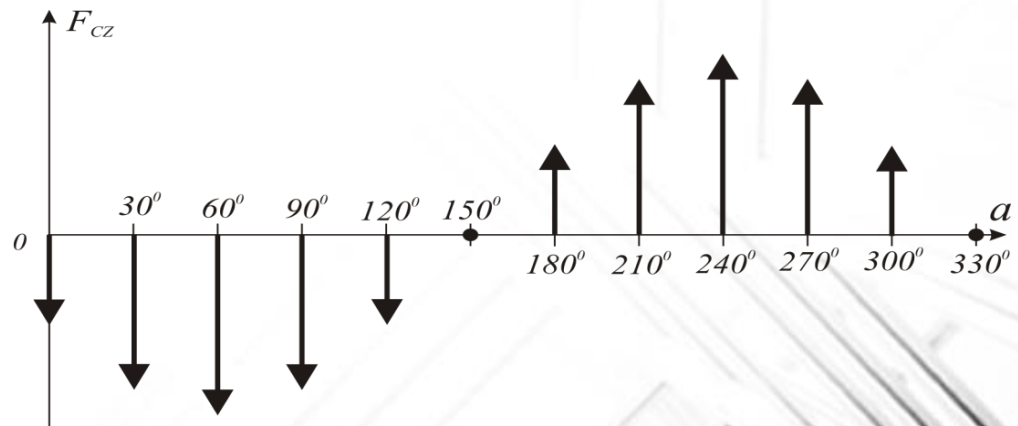


Векторная диаграмма ЭДС, наводимых обмотками $AХ$, $BУ$ и P



$$\frac{F_{CZ}}{Iw_1} = \sqrt{3} \cdot \frac{E_{20}}{U_{1N}} \cdot \cos(\alpha - 60^\circ) = 0,8 \cdot \cos(\alpha - 60^\circ)$$

Зависимость условной МДС свободной статорной обмотки от угла поворота эквивалентной обмотки ротора: $F_{CZ} = f(\alpha)$



МДС статорных и роторных обмоток:

$$\frac{F_{CZ}}{Iw_1} = 0,8 \cdot \cos(\alpha - 60^\circ)$$

$$\frac{F_{AX}}{Iw_1} = 1 + 0,5 - 0,8 \cdot \cos(\alpha)$$

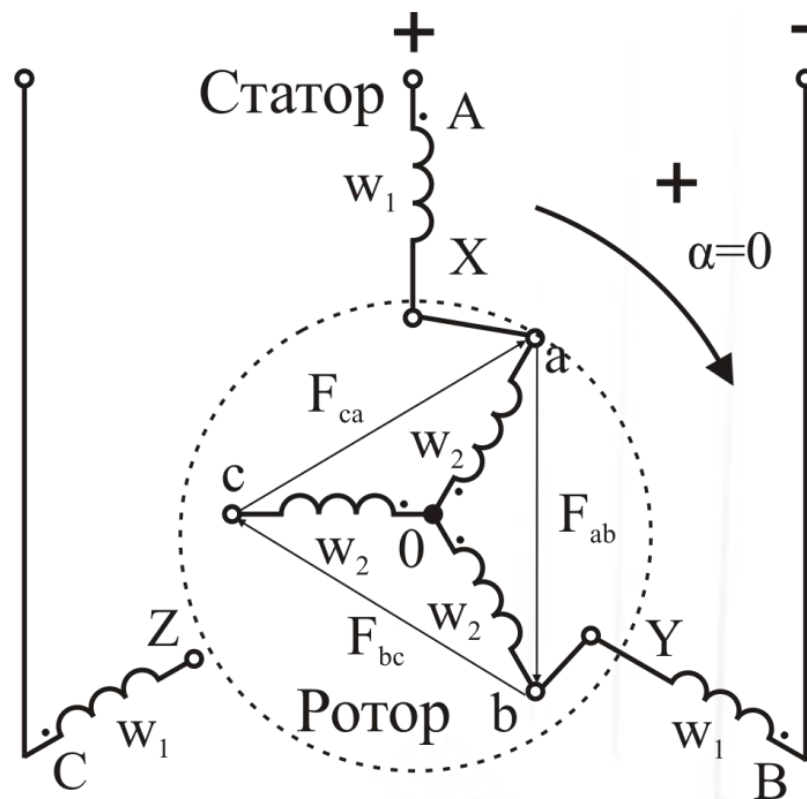
$$\frac{F_{BY}}{Iw_1} = 1 + 0,5 - 0,8 \cdot \cos(\alpha + 60^\circ)$$

$$\frac{F_{ab}}{Iw_1} = 0,8 + \cos(\alpha) + \cos(\alpha + 60^\circ)$$

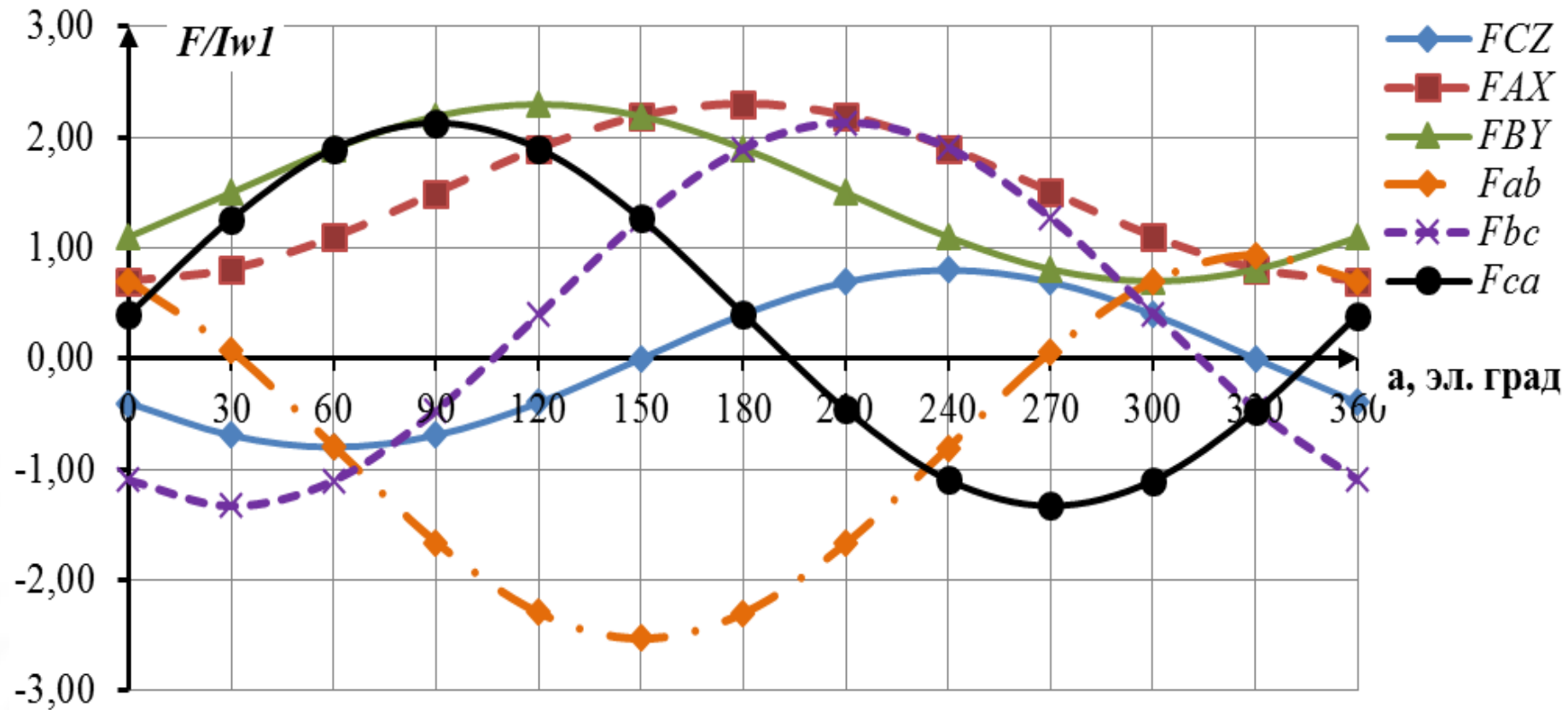
$$\frac{F_{bc}}{Iw_1} = 0,4 + \cos(\alpha - 60^\circ) + \cos(\alpha)$$

$$\frac{F_{ca}}{Iw_1} = 0,4 + \cos(\alpha + 60^\circ) + \cos(\alpha + 120^\circ)$$

Схема включения статорных и роторных обмоток



Угловые характеристики МДС обмоток статора и ротора



Алгоритм определения начального углового положения ротора

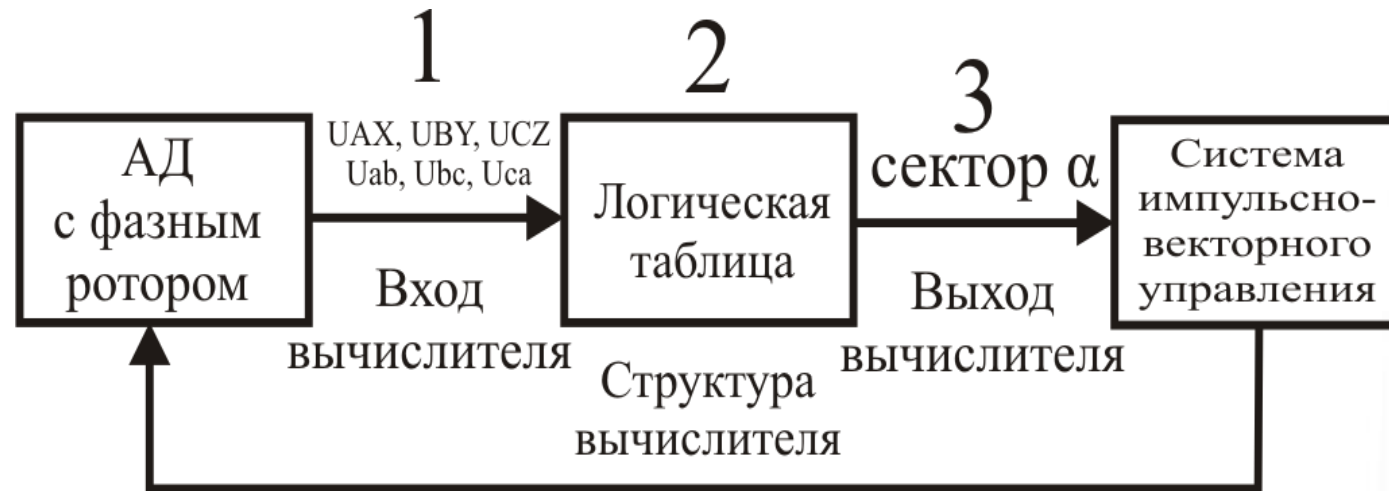
Диапазон	0-59	60	61-119	120	121-149	150
1 условие	$F_{BY} > F_{AX}$					$F_{BY} = F_{AX}$
2 условие	$F_{ab} < F_{BY}$					
3 условие	$F_{ab} > F_{CZ}$	$F_{ab} = F_{CZ}$	$F_{ab} < F_{CZ}$			
4 условие			$F_{ca} > F_{AX}$	$F_{ca} = F_{AX}$	$F_{ca} < F_{AX}$	
5 условие						

1. Производится фиксация значений МДС обмоток статора и ротора $F_{AX}, F_{BY}, F_{CZ}, F_{ab}, F_{bc}, F_{ca}$.
2. Обеспечивается сравнение значений МДС F_{AX} и F_{BY} (выполнение 1-го условия). Например, если $F_{BY} > F_{AX}$, то угол α_0 находится в диапазоне от 0° до 149° .
3. Производится проверка второго условия, сравнение значений F_{ab} и F_{CZ} . Если $F_{ab} > F_{CZ}$, то α_0 находится в диапазоне от 0° до 59° ; если $F_{ab} = F_{CZ}$, то $\alpha_0 = 60^\circ$, и начальное положение ротора определено. Если $F_{ab} < F_{CZ}$, то необходимо проверить 4 условие.
4. Сравнение значений F_{ca} и F_{AX} , если $F_{ca} > F_{AX}$, α_0 в диапазоне от 61° до 119° . При $F_{ca} = F_{AX}$ $\alpha_0 = 120^\circ$. Если же $F_{ca} < F_{AX}$, то α_0 в диапазоне от 121° до 149° . Следовательно, начальное положение ротора электродвигателя определено.

Диапазон	151-179	180	181-239	240-299	300-329	330	331-359
1 условие	$F_{BY} < F_{AX}$					$F_{BY} = F_{AX}$	$F_{BY} > F_{AX}$
2 условие	$F_{ab} < F_{BY}$						
3 условие	$F_{ca} > F_{CZ}$	$F_{ca} = F_{CZ}$	$F_{ca} < F_{CZ}$				
4 условие			$F_{ca} > F_{ab}$	$F_{ca} < F_{ab}$			
5 условие				$F_{ab} < F_{bc}$	$F_{ab} < F_{bc}$		

Алгоритм определения начального углового положения ротора по значениям МДС обмоток статора и ротора

Алгоритм определения начального углового положения ротора



Функциональная схема вычислителя начального углового положения ротора по угловым характеристикам МДС обмоток двигателя

Выводы

1. Анализ взаимодействия обмоток статора и ротора при изменении углового положения ротора в магнитной цепи с постоянными магнитодвижущими силами позволил обнаружить, что в СИВУ АД с ФР магнитодвижущие силы обмоток двигателя имеют однозначные зависимости от углового положения ротора, определенные как угловые зависимости $F=f(\alpha)$. Выявленные расчетные угловые зависимости МДС хорошо объясняют физику взаимодействия статорных и роторных обмоток при их последовательном соединении.

2. В обесточенной обмотке ЭДС наводится только обмотками ротора. МДС в обмотках, включенных «Назад» и «Вперед», отличаются друг от друга проекциями МДС ротора. Анализ создаваемых в обмотках двигателя постоянных МДС при повороте ротора и питании от источника постоянного напряжения позволяет надеяться, что решение задачи определения начального положения ротора в СИВУ АД с ФР возможно.

3. Алгоритм косвенного определения основан на сопоставлении электрических величин, доступных для прямого измерения и пропорциональных значениям МДС двигателя. Решение ряда условий сопоставлений не предъявляет каких-либо высоких требований к вычислительному оборудованию.

4. Определение начального углового положения ротора в СИВУ АД с ФР возможно за счет несимметричного включения обмоток статора и ротора по доступным для прямого измерения электрическим переменным, отражающим значения МДС обмоток статора и ротора. При работе одной комбинации включения статора начальное угловое положение ротора определяется с точностью до 60 эл. град. Учитывая шаговый, или, другими словами, дискретный характер работы СИВУ АД с ФР, такая точность должна быть достаточной в системе электропривода для формирования корректного сигнала обратной связи по положению ротора двигателя.

Доклад окончен.

Спасибо за внимание!