

ЮЖНО-УРАЛЬСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
(национальный исследовательский университет)

На правах рукописи



Курносов Дмитрий Александрович

УДК 681.5::621.313.8

**РАЗВИТИЕ ТЕОРИИ И ПРИНЦИПОВ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ
ВЕНТИЛЬНЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ НА БАЗЕ СИНХРОННОГО
ДВИГАТЕЛЯ С ВОЗБУЖДЕНИЕМ ОТ ПОСТОЯННЫХ МАГНИТОВ**

Специальность 05.09.03 – “Электротехнические комплексы и системы”
Диссертация на соискание учёной степени доктора технических наук

Научный консультант –
доктор технических наук,
профессор **Воронин С.Г.**

Челябинск – 2018

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	5
1 МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ СДПМ В ПОЗИЦИОННОМ РЕЖИМЕ РАБОТЫ (В РЕЖИМЕ ВД)	20
1.1 Математическая модель ВД в неподвижной системе координат	20
1.2 Математическая модель ВД во вращающейся системе координат	25
1.3 Приближенные математические модели ВД	28
1.4 Линеаризованная математическая модель ВД	34
1.5 Передаточные функции ВД	37
Выводы по главе 1	40
2 АНАЛИЗ УСТОЙЧИВОСТИ СДПМ В СИНХРОННОМ И ПОЗИЦИОННОМ РАБОЧИХ РЕЖИМАХ	42
2.1 Устойчивость СДПМ	43
2.2 Устойчивость ВД	50
Выводы по главе 2	54
3 ИДЕНТИФИКАЦИЯ ВД	55
3.1 Определение электромагнитного момента ВД	55
3.2 Определение момента сопротивления движению ВД	56
3.3 Определение скорости и углового положения ВД	59
3.4 Определение начального положения ротора ВД	62
3.5 Идентификация ВД с помощью оптимальных и субоптимальных нелинейных фильтров	66
3.5.1 Идентификация ВД с помощью оптимального обобщённого фильтра Калмана–Бьюси	66
3.5.2 Идентификация ВД с помощью субоптимального π -фильтра	69
Выводы по главе 3	72
4 ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ВД	74
4.1 Общие подходы к векторному управлению ВД	74
4.2 Фазовое управление ВД	75
4.3 Регулирование механических координат ВД методом фазового управления	78
4.3.1 Обеспечение максимальной частоты вращения ВД	78
4.3.2 Обеспечение максимального электромагнитного момента ВД	82
4.3.3 Регулирование электромагнитного момента ВД	83
4.3.4 Регулирование электромагнитной мощности ВД	84
4.4 Обеспечение энергетической эффективности регулирования ВД методом фазового управления	86

4.4.1	Обеспечение максимального КПД ВД	86
4.4.2	Обеспечение максимального коэффициента мощности ВД	92
4.4.3	Обеспечение максимального КПД ВД в режиме постоянного электромагнитного момента	93
4.4.4	Обеспечение максимального КПД ВД в режиме постоянной электромагнитной мощности	95
4.5	Регулирование ослабления поля ВД методом фазового управления	96
4.5.1	Управление ослаблением поля ВД настройкой на максимум момента и постоянную мощность	97
4.5.2	Управление ослаблением поля ВД настройкой на максимум КПД и постоянную мощность	98
4.5.3	Управление ослаблением поля ВД настройкой на максимум момента и максимум мощности	99
	Выводы по главе 4	100
5	ВЕКТОРНОЕ ТОКОВОЕ УПРАВЛЕНИЕ ВД В СИММЕТРИЧНОМ И НЕСИММЕТРИЧНОМ РЕЖИМАХ ПРИ ПРОИЗВОЛЬНОЙ ФОРМЕ ФАЗНЫХ ЭДС	102
5.1	Векторное токовое управление ВД в симметричном режиме при произвольной форме фазных ЭДС	103
5.1.1	Обеспечение постоянного электромагнитного момента ВД в симметричном рабочем режиме	103
5.1.2	Обеспечение постоянного электромагнитного момента и минимума электрических потерь ВД в симметричном рабочем режиме	106
5.2	Векторное токовое управление ВД в несимметричном режиме при произвольной форме фазных ЭДС	109
5.2.1	Обеспечение постоянного электромагнитного момента ВД в несимметричном рабочем режиме	109
5.2.2	Обеспечение постоянного электромагнитного момента и минимума электрических потерь ВД в несимметричном рабочем режиме	112
	Выводы по главе 5	113
6	АЛГОРИТМЫ И СТРУКТУРЫ СИСТЕМ ФАЗОВОГО УПРАВЛЕНИЯ ВД	115
6.1	Системы фазового управления ВД при наличии датчика угла	116
6.1.1	Системы фазового управления ВД с регулированием фазы напряжения	116
6.1.2	Системы фазового управления ВД с регулированием амплитуды и фазы напряжения	117
6.2	Бездатчиковые системы фазового управления ВД	119

6.2.1	Бездатчиковые системы фазового управления ВД с регулированием фазы напряжения	119
6.2.2	Бездатчиковые системы фазового управления ВД с регулированием амплитуды и фазы напряжения	120
6.3	Сравнительный анализ системы фазового управления с системой частотно-токового векторного управления ВД	120
6.3.1	Сравнение систем фазового и частотно-токового управления по динамическим свойствам	121
6.3.2	Сравнение систем фазового и частотно-токового управления по энергоэффективности	125
6.4	Системы фазового управления ВД с дополнительной обратной связью по оценке момента нагрузки, демпфирующей колебания ротора	126
	Выводы по главе 6	131
7	ВНЕДРЕНИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ИДЕНТИФИКАЦИИ И ФАЗОВОГО УПРАВЛЕНИЯ ВД	133
7.1	Расчёт рабочего режима стартёр-генератора на базе ВД	133
7.2	Повышение энергоэффективности управления вентильным электроприводом транспортного робота	138
7.2.1	Управление вентильным электроприводом транспортного робота с неизменяемой обмоткой ВД	138
7.2.2	Управление вентильным электроприводом транспортного робота с переключаемой обмоткой ВД	141
7.3	Управление медицинским диагностическим и реабилитационным кинестетическим механостимулятором (кинестатом) на базе ВД	142
7.3.1	Управление кинестатом с помощью ВД при наличии датчика угла	145
7.3.2	Управление кинестатом с помощью бездатчикового ВД	151
7.4	Разработка системы управления вентильным электроприводом запорной арматуры	158
7.4.1	Математическая модель электропривода запорной арматуры	158
7.4.2	Имитационное моделирование и экспериментальное исследование электропривода запорной арматуры	163
	Выводы по главе 7	170
	ЗАКЛЮЧЕНИЕ	172
	ЛИТЕРАТУРА	176
	ПРИЛОЖЕНИЯ	198

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность работы. Вентильные электроприводы (ВЭП) на базе синхронных двигателей с возбуждением от постоянных магнитов (СДПМ) (далее, вентильные двигатели – ВД) получают широкое применение в качестве специальных электроприводов, общепромышленных приводов, электроприводов в медицинской, бытовой технике и др. Это объясняется целым рядом преимуществ ВД. К основным преимуществам можно отнести высокие удельные показатели, высокие энергетические характеристики, более широкий диапазон регулирования частоты вращения, высокую перегрузочную способность по моменту, высокую надёжность и большой срок службы [101, 114, 125, 128]. Удешевление производства высококоэрцитивных магнитов, развитие средств силовой электроники, микроконтроллеров и информационно-преобразовательных элементов снимают последнее препятствие на пути всё большего распространения ВД – относительно высокую стоимость. Тенденция последнего времени – расширение области использования ВД от высокоточных систем (промышленных роботов, прецизионной механики, станочных электроприводов, электроприводов специального назначения) к общепромышленным, бытовым и медицинским приложениям (насосы, вентиляторы, электромобили, электровозы, стиральные машины, холодильники, медицинские приборы и т.д.). ВД, по мнению ряда авторов, является идеальной основой энергосберегающего электропривода с широким диапазоном регулирования частоты вращения и момента [48, 57].

Вместе с тем, несмотря на промышленное освоение ВД и расширение области их использования, разработанность теории ВД является недостаточной, остаётся нерешённым ряд вопросов проектирования ВЭП, требующих дополнительного анализа и подробного исследования. В частности, это задачи обеспечения энергоэффективных режимов работы ВД,

расширения диапазона регулирования по скорости и моменту, повышения надёжности и живучести ВД.

Применяемые в промышленности схемы векторного управления ВД, сложны в настройке и реализации, что снижает их эффективность [20]. В связи с этим, поставленная в работе цель исследования, посвящённого развитию теории и принципов векторного управления ВД в направлении улучшения эксплуатационных, энергетических характеристик и регулировочных свойств ВД, является актуальной.

Степень научной разработанности проблемы. Проблемами ВЭП на базе СДПМ занимались и внесли большой вклад в теорию электропривода Аракелян А.К., Афанасьев А.А., Вольдек А.И., Высоцкий В.Е., Коршунов А.И., Лебедев Н.И., Овчинников И.Е., Шевченко А.Ф., Шипилло В.П., Чиликин М.Г., Юферов Ф.М. Однако большой пласт теории относится к бесконтактным двигателям постоянного тока (БДПТ) с дискретной коммутацией секций и фазными ЭДС вращения трапецеидальной формы [1, 5, 17, 41, 42, 43, 77, 98, 99, 123]. Теория же более эффективных ВД, имеющих синусоидально распределённую по расточке статора трёхфазную обмотку якоря и, соответственно, синусоидальную форму ЭДС вращения, которая интенсивно развивается последние десять-пятнадцать лет, имеет существенные пробелы. К таким пробелам можно отнести, в частности, недостаточную изученность динамических режимов ВД, механических, регулировочных и энергетических характеристик ВЭП.

Требует также дальнейшего развития теория датчикового и бездатчикового векторного управления ВД, которая нашла отражение в работах отечественных [24, 25, 49, 62, 184] (Алексеев В.В., Анучин А.С., Герман-Галкин С.Г., Виноградов А.Б., Воронин С.Г., Калачев Ю.Н.) и зарубежных [149, 151, 179, 181] (Blaschke F., Vas P., Busca C., Takashi I., Marimoto S., Noguchi T.) учёных. Теория частотно-токового векторного управления

«досталась» ВД от асинхронного электропривода, для которого в своё время была разработана. Основная идея состоит в раздельном управлении потоком возбуждения и потоком статора двигателя по аналогии с управлением коллекторным двигателем постоянного тока. Реализация векторного управления предполагает использование большого объёма вычислительных процедур, связанных с преобразованием координат и построением математической модели двигателя. Но, в ВД поток возбуждения уже сформирован, и управлять мы можем только вектором потока поля статора и этого достаточно для формирования требуемых динамических свойств и механических характеристик ВД. Такой подход ведёт к существенному упрощению алгоритмов и схем векторного управления ВД, позволяет избавиться от преобразователей координат, а при наличии датчика углового положения ротора позволяет отказаться от измерения фазных токов ВД.

Объект исследования – вентильный электропривод на базе синхронных двигателей с возбуждением от постоянных магнитов.

Предмет исследования – статические, динамические и энергетические характеристики, регулировочные свойства ВД, принципы, алгоритмы и структуры систем векторного управления ВД.

Целью работы является развитие теории и принципов, разработка алгоритмов и структур систем векторного управления электроприводом на базе синхронных двигателей с возбуждением от постоянных магнитов в направлении расширения диапазона регулирования по скорости и моменту, повышения эффективности управления, снижения затрат на реализацию.

Идея работы заключается в применении к ВД принципов векторного управления, основанных на одновременном регулировании амплитуды (модуля) и фазы (аргумента) вектора напряжения питания двигателя, и

разработка на этой основе алгоритмов и структур систем датчикового и бездатчикового векторного управления электроприводом.

Достижение поставленной цели потребовало решения следующих **задач**:

1. Исследование СДПМ как объекта управления, получение математических моделей СДПМ и ВД.

2. Исследование устойчивости СДПМ и ВД.

3. Идентификация ВД для целей управления и организации бездатчикового векторного управления ВД.

4. Развитие принципов векторного управления ВД. Разработка метода фазового управления ВД, базирующегося на одновременном регулировании амплитуды и фазы напряжения питания двигателя и обеспечивающего разнообразные стратегии управления приводом при минимальных затратах.

5. Разработка векторного токового управления ВД при произвольной форме фазных ЭДС как для симметричного, так и несимметричного режима работы ВД в случае единичного отказа в силовом канале электропривода.

6. Разработка алгоритмов и структур систем векторного управления ВД, основанных на методе фазового управления для датчикового и бездатчикового вариантов привода.

Методы исследования. При решении поставленных задач использовались теория электромеханического преобразования энергии, теория электропривода, теория автоматического управления, теория устойчивости, теория оценивания, теория идентификации систем, вариационное исчисление, методы оптимального проектирования, численные и аналитические методы, *Excel* и *MathCad* для выполнения расчётов и проверки теоре-

тических положений, программные пакеты *MatLab+Simulink* и *VisSim* для проведения математического и имитационного моделирования разработанных алгоритмов идентификации и векторного управления ВЭП.

Достоверность полученных результатов подтверждается корректным использованием расчётных методов и математических моделей при общепринятых допущениях, большим объёмом имитационного моделирования, проверкой теоретических положений на опытных образцах электропривода.

Научные положения и результаты, выносимые на защиту:

1. Предложена комплексная математическая модель СДПМ в позиционном режиме работы (в режиме ВД), включающая в себя полноразмерную динамическую модель ВД, приближённые математические модели разной степени адекватности, впервые полученную полноразмерную линеаризованную математическую модель ВД и впервые полученные на её основе скалярные передаточные функции ВД по различным каналам регулирования. Комплексная математическая модель ВД использована для анализа различных рабочих режимов двигателя, оперативной идентификации ВД, настройки датчиковой и бездатчиковой системы векторного управления ВД.

2. Аналитические условия асимптотической устойчивости «в малом» СДПМ в синхронном и позиционном рабочих режимах, впервые сформулированные, полученные при стандартных допущениях по полным линеаризованным уравнениям СДПМ, записанным во вращающейся системе координат, определяют диапазон устойчивой работы СДПМ и ВД по всем управляющим, возмущающим и регулируемым переменным двигателя и используются при проектировании и эксплуатации СДПМ и ВД.

3. Проблема неполной определённости динамических и статических свойств ВД, неполноты измерений решается путём использования

впервые предложенных алгоритмов идентификации и наблюдателей состояния ВД, базирующихся на полноразмерной и приближённых моделях ВД и решающих задачи определения электромагнитного момента, момента сопротивления, углового положения ротора, включая начальное, частоты вращения ротора и параметров математической модели ВД. Оценки параметров и переменных ВД используются для настройки системы векторного управления ВД и организации бездатчикового управления ВД.

4. Метод фазового управления ВД, впервые сформулированный в явном виде, основанный на одновременном регулировании амплитуды и фазы вектора напряжения питания ВД, позволяет реализовать различные стратегии управления ВД в зависимости от назначения электропривода (тяговый, моментный, высокоскоростной и т.д.), целенаправленно изменяя механическую характеристику ВД. Метод фазового управления ВД обеспечивает настройку рабочего режима на максимум КПД, максимум электромагнитного момента, максимум частоты вращения, на постоянный момент или мощность, на управление ослаблением поля. Применение метода фазового управления ВД расширяет диапазон регулирования по скорости и моменту, повышает динамические и энергетические параметры ВЭП.

5. Способ оптимальной настройки формы фазных токов при векторном токовом управлении ВД, впервые предложенный, обеспечивает помимо постоянства электромагнитного момента минимум электрических потерь как для случая синусоидальной, так и несинусоидальной, произвольной формы фазных ЭДС, как для симметричного режима работы, так и для несимметричного режима в случае единичного отказа в силовом канале двигателя. Такой подход расширяет область использования алгоритмов векторного управления ВД, повышает живучесть вентильного электропривода.

6. Алгоритмы и структуры систем управления ВД, основанные на методе фазового управления ВД, существенно проще в реализации и настройке по сравнению с алгоритмами и системами частотно-токового «векторного» управления ВД. В них отсутствуют прямые и обратные координатные преобразования Парка и Кларк и при наличии датчика углового положения ротора можно обойтись без измерений фазных токов ВД. В бездатчиковом варианте привода необходимая для работы системы фазового управления информация восстанавливается с помощью наблюдателя состояния, который включает в себя настраиваемую модель ВД и наблюдатель электромагнитного момента.

Научная новизна работы:

1. Впервые получена при стандартных допущениях в роторной системе координат в относительных единицах полноразмерная линеаризованная математическая модель СДПМ и ВД. На её основе впервые получены и исследованы скалярные передаточные функции ВД по различным каналам регулирования, аналитические условия асимптотической устойчивости «в малом» СДПМ и ВД.

2. Предложены и исследованы новый способ определения электромагнитного момента ВД с помощью нелинейного наблюдающего устройства, основанного на выражении для установившегося значения электромагнитного момента ВД, новый способ определения момента сопротивления движению ВД с помощью редуцированного (пониженного порядка) наблюдателя Люенбергера при условии предварительного оценивания электромагнитного момента ВД.

3. Предложен и исследован новый способ определения частоты вращения, углового положения ротора, включая начальное положение, электромагнитного момента ВД по измеренным значениям фазных токов с помощью наблюдателя состояния, состоящего из настраиваемой модели

ВД и наблюдателя электромагнитного момента. Для определения начального положения ротора ВД используется впервые полученная аналитическая зависимость угла коммутации как функции частоты вращения, амплитуды напряжения и электромагнитного момента и специально организованный режим синхронного вращения с заданной скоростью при начальном пуске двигателя.

4. Получили дальнейшее развитие принципы векторного управления вентильным электроприводом за счёт разработки нового метода, основанного на одновременном регулировании амплитуды и фазы вектора напряжения питания ВД (метод фазового управления ВД). Предложенный метод фазового управления ВД впервые классифицирован и сформулирован в явном виде. Он позволяет реализовать различные настройки закона управления ВД: на максимум электромагнитного момента, на максимум частоты вращения, на максимум КПД, на максимум коэффициента мощности, на постоянный момент или мощность, на управление ослаблением поля.

5. Предложены и исследованы новые алгоритмы и структуры системы векторного управления ВД, основанные на методе фазового управления ВД, отличающиеся по сравнению с алгоритмами и структурами системы частотно-токового векторного управления ВД простотой настройки и реализации, не требующие для своей работы использования прямых и обратных координатных преобразований Парка и Кларк, а при наличии датчика углового положения ротора не нуждающиеся в измерении фазных токов ВД.

6. Предложен и исследован новый способ оптимальной настройки формы фазных токов при векторном токовом управлении ВД, обеспечивающий постоянство электромагнитного момента и минимум электрических потерь для синусоидальной и несинусоидальной, произвольной, формы фазных ЭДС как для случая симметричного режима работы ВД, так

и для несимметричного режима в случае единичного отказа в силовом канале двигателя.

Приоритет положений, сформулированных в п. 6, подтверждён патентами РФ.

Практическое значение работы заключается в следующем:

1. Разработанные математические модели ВД, полноразмерные и приближённые, передаточные функции ВД, могут быть использованы для анализа и синтеза вентильных электроприводов с СДПМ.

2. Полученные аналитические условия устойчивости СДПМ и ВД могут найти практическое применение при проектировании и эксплуатации электроприводов с этим типом двигателей для определения устойчивости конкретных рабочих режимов привода и для уточнения диапазонов устойчивой работы по всем режимным координатам двигателя.

3. Разработанные алгоритмы идентификации параметров и координат ВД, основанные на её математических моделях, могут найти применение в практике электропривода, при настройке системы векторного управления ВД, организации бездатчикового ВЭП.

4. Полученные регулировочные соотношения, основанные на методе фазового управления ВД, могут быть использованы для оптимальной настройки рабочих режимов привода.

5. Разработанные алгоритмы и структуры систем векторного управления ВД, основанные на методе фазового управления ВД, могут быть рекомендованы как для общепромышленного применения, так и для специализированных электроприводов.

Реализация результатов работы

Результаты диссертационной работы используются и внедрены в производственной деятельности:

– ФГУП «ПО «Маяк» при автоматизации технологических процессов в атомной промышленности и обеспечении ограничения момента при управлении для защиты от заклинивания запорной арматуры. Работа выполнялась при господдержке в рамках гособоронзаказа (х/т 2008245, 2009095, 2010143) при поддержке правительства Челябинской области (шифр гранта 004.07.06-08.БХ) и Фонда содействия малых форм предприятий в научно-технической сфере в рамках программы «УМНИК» (номер госконтракта 6654 p/8842);

– ОАО «МиассЭлектроАппарат» и АО «Уральский приборостроительный завод» при решении вопросов демпфирования колебаний ротора двигателя для электропривода аппарата искусственной вентиляции лёгких электрическими методами, что позволило упростить конструкцию электродвигателя и снизить себестоимость его изготовления;

– ООО «СТАНКОМАШ» использованы алгоритмы и схемы векторного управления при оптимизации рабочих режимов тягового электропривода универсальной роботизированной платформы с электромеханической трансмиссией;

– НАО «Мехатроника транспорта» использован алгоритм векторного управления стартёр-генератором, что позволило расширить диапазон регулирования скорости при заданном граничном значении момента 500 Нм до скорости запуска дизеля 25 с^{-1} .

Материалы диссертационной работы используются в учебном процессе при подготовке бакалавров, магистров и аспирантов направления подготовки «Электроэнергетика и электротехника» ФГАОУ ВО «Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет)» в таких дисциплинах как «Электропривод летательных аппаратов», «Математические модели электрооборудования летательных аппаратов», «Интеллектуальные системы управления электромеханиче-

скими комплексами», «Векторное управление в автоматизированных комплексах», «Энергетическая эффективность автоматизированных электро-механических комплексов и систем».

Диссертационная работа подготовлена в рамках реализации федеральных целевых программ (ФЦП):

– ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» в рамках мероприятия «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 годы по теме «Интеллектуальный мехатронный модуль для управления технологическими процессами в атомной промышленности»;

– ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014–2020 годы»;

– Гранта Российского фонда фундаментальных исследований (РФФИ) по проекту 14-07-00514 по темам «Алгоритмическое и программное обеспечение систем управления электроприводами медицинской диагностической и реабилитационной аппаратуры», «Разработка алгоритмического и программного обеспечения для дозирования кинестетического раздражения периферических проприорецепторов конечностей человека».

Апробация работы. В полном объеме работа докладывалась и обсуждалась на заседаниях кафедр: «Электромеханика и электромеханические системы», «Летательные аппараты» ФГАОУ ВО «Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет)».

Основные положения и результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на научно-технических конференциях, в том числе: Всесоюзной конференции «Роботы и робототехнические системы» (Челябинск, 1983); Всесоюзной научной конференции «Декомпозиция и коор-

динация в сложных системах» (Челябинск, 1986); Всесоюзной научно-технической конференции «Совершенствование тракторных конструкций и узлов» (Москва, 1987); Всесоюзной научно-технической конференции «Пути и средства автоматизации управления машинно-тракторными агрегатами, предназначенными для работы в экстремальных условиях» (Челябинск, 1988); Всесоюзной научно-технической конференции «Применение микропроцессорной техники в системе управления автомобилем» (Минск, 1988); Всесоюзном научно-техническом семинаре «Диагностика, повышение эффективности, экономичности и долговечности двигателей» (Ленинград–Пушкин, 1989); Control System Synthesis: Theory and Application: Proceedings of the International Workshop (Новосибирск, 1991); Международной научно-практической конференции «Измерения: состояние, перспективы развития» (Челябинск, ЮУрГУ, 2012); 65 научной конференции «Наука. Южно-Уральский государственный университет» (Челябинск, ЮУрГУ, 2013); International Conference «Mechanical Engineering, Automation and Control Systems (MEACS–2014), IEEE» (Томск, ТПУ, 2014); Международной научно-технической конференции студентов, аспирантов, ученых «Энерго- и ресурсосбережение в теплоэнергетике и социальной сфере» (Челябинск, ЮУрГУ, 2015); International Siberian Conference «Control and Communications (SIBCON–2015), IEEE» (Томск–Омск, ТПУ–ОГТУ, 2015); International Conference on Industrial Engineering (Челябинск–Новочеркасск, ЮУрГУ–ЮРГПУ, 2015); Научно-технической конференции «Электрификация летательных аппаратов» (Москва, ИПУ РАН, МАИ, МЭИ, 2016); Всероссийской конференции «Российская робототехника. Формирование профессионального сообщества в области развития робототехники, искусственного интеллекта и гуманитарных инноваций» (Магнитогорск, НПО «Андроидная техника», 2016); International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM), (Челябинск–С.-Петербург–Новочеркасск, ЮУрГУ–С.-ППУ–ЮРГПУ, 2017).

Публикации. По теме диссертации опубликовано более 40 печатных работ, в том числе 11 научных статей, предусмотренных перечнем ВАК РФ, 9 статей в Международной базе цитирования Scopus, 19 докладов на конференциях, 3 авторских свидетельства на изобретения, 1 патент РФ на изобретение и 1 патент РФ на полезную модель.

Личный вклад автора состоит в формулировании и доказательстве научных положений, в выборе методов и проведении исследований. В работах, выполненных в соавторстве, автору принадлежат основные идеи по созданию новых алгоритмов и структурных схем систем датчикового и бездатчикового векторного управления ВД, основанных на разработанном методе фазового управления ВД. Весь необходимый объём теоретических исследований, расчётов и моделирования автором выполнен самостоятельно.

Структура и объём работы. Диссертация состоит из введения, семи глав основного текста и заключения объёмом 210 страниц машинописного текста, содержит 128 рисунков, 5 таблиц и список используемой литературы из 195 наименований.

Соответствие научной специальности: исследование, проводимое в рамках диссертационной работы, полностью соответствует формуле и области исследования, приведенной в паспорте специальности 05.09.03, в частности:

первое научное положение соответствует п. 1 паспорта; второе – пп. 1, 3 и 4; третье – п. 3; четвертое – пп. 1 и 3; пятое – пп. 1, 2 и 3; шестое – пп. 1, 3, 4 и 5.

В первой главе уточнено математическое описание СДПМ в позиционном режиме работы (в режиме ВД), проведено исследование полноразмерной, приближённых и линеаризованных математических моделей,

передаточных функций ВД, сформулировано и подтверждено первое научное положение,

Разработанные математические модели ВД служат основой для дальнейшего исследования. Комплекс математических моделей ВД используется для анализа статических и динамических рабочих режимов двигателя, оперативной идентификации ВД, настройки датчиковой и бездатчиковой системы векторного управления ВД.

Во второй главе в рамках доказательства второго научного положения проведено исследование устойчивости СДПМ и ВД, получены аналитические условия устойчивости положений равновесия рабочих процессов двигателя.

Полученные аналитические зависимости условий устойчивости СДПМ и ВД представляют теоретический интерес и могут найти практическое применение при проектировании и эксплуатации СДПМ и ВД. Они могут быть использованы не только для определения устойчивости конкретного режима работы двигателя, но и для уточнения диапазонов устойчивой работы по всем управляющим, возмущающим и регулируемым переменным двигателя. Далее они используются при настройке системы векторного управления ВД.

В третьей главе подтверждено третье научное положение, поставлены и решены задачи идентификации ВД, причём оцениваются в первую очередь параметры и координаты привода, необходимые для организации векторного управления ВД. Решаются задачи оценивания электромагнитного момента ВД, момента сопротивления, частоты вращения, углового положения ротора, включая начальное, и др.

В четвёртой главе сформулировано и подтверждено четвёртое научное положение, развивается теория и принципы векторного управления ВД, сформулирован и разработан метод фазового управления ВД. На осно-

ве метода фазового управления ВД получены регулировочные соотношения для оптимальной настройки рабочих режимов привода.

В пятой главе приведена методика оптимальной настройки формы фазных токов при векторном токовом управлении ВД в симметричном и несимметричном рабочих режимах, причём рассматривается случай несинусоидальной, произвольной формы фазных ЭДС, подтверждено пятое научное положение.

В шестой главе разработаны и исследованы алгоритмы и структуры систем датчикового и бездатчикового векторного управления, основанные на методе фазового управления ВД, проведён сравнительный анализ системы фазового управления ВД с традиционной частотно-токовой системой векторного управления, доказано шестое научное положение.

В седьмой главе рассмотрены вопросы практического использования и внедрения на производстве разработанных принципов векторного управления ВД, метода фазового управления ВД, алгоритмов и структур систем фазового управления ВД. Приведены примеры использования разработанных методов идентификации и управления ВД.

В заключении сформулированы основные результаты и выводы по работе.

1 МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ СДПМ В ПОЗИЦИОННОМ РЕЖИМЕ РАБОТЫ (В РЕЖИМЕ ВД)

1.1 Математическая модель ВД в неподвижной системе координат

Уравнения баланса напряжений обмоток статора ВД выглядят следующим образом [18, 68]:

$$U = \mathcal{R}I + \frac{d\Psi}{dt}, \quad (1.1)$$

где $U=(u_a, u_b, u_c)^T$ – вектор мгновенных напряжений, приложенных к фазам обмотки статора; $I=(i_a, i_b, i_c)^T$ – вектор мгновенных фазных токов; $\Psi=(\psi_a, \psi_b, \psi_c)^T$ – вектор мгновенных потокосцеплений фаз обмотки статора; $\mathcal{R}=\text{diag}(R_a, R_b, R_c)$ – диагональная матрица активных сопротивлений фаз обмотки.

Для потокосцеплений фаз СДПМ справедливо

$$\Psi = \mathcal{L}I + \Psi_M, \quad (1.2)$$

где $\Psi_M=(\psi_{Ma}, \psi_{Mb}, \psi_{Mc})^T$ – вектор мгновенных потокосцеплений фаз обмотки статора, обусловленных постоянным магнитом ротора;

$$\mathcal{L} = \begin{bmatrix} L_a & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_b & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_c \end{bmatrix} - \text{матрица само- и взаимной индуктивности фаз обмотки статора.}$$

Уравнение (1.1) с учётом (1.2) переписывается следующим образом:

$$U = \mathcal{R}I + \mathcal{L}(\varphi) \frac{dI}{dt} + \omega \frac{d\Psi_M(\varphi)}{d\varphi} + \omega \frac{d\mathcal{L}(\varphi)}{d\varphi} I. \quad (1.3)$$

Здесь $\omega = \frac{d\varphi}{dt}$ – угловая частота вращения ротора, φ – угол поворота ротора относительно статора в момент времени t . В уравнении (1.3) учтена

функциональная зависимость потокосцепления Ψ_M и матрицы индуктивностей \mathcal{L} от положения ротора.

К уравнению баланса напряжений обмотки статора ВД (1.3) необходимо добавить уравнение динамики

$$J \frac{d\omega}{dt} = p(M_3 - M_c), \quad (1.4)$$

где J – приведенный момент инерции ротора; M_3 и M_c – соответственно, электромагнитный момент и момент сопротивления, приложенные к валу ротора; p – число пар полюсов ВД.

Электромагнитный момент можно представить следующим образом [60, 68]:

$$M_3 = p \frac{\partial W_3}{\partial \varphi}, \quad (1.4)$$

где $W_3 = \frac{1}{2} I^T \mathcal{L}(\varphi) I + I^T \Psi_M(\varphi)$ – полная электромагнитная коэнергия СДПМ, сконцентрированная в воздушном зазоре. Или окончательно,

$$M_3 = \frac{p}{2} I^T \frac{d\mathcal{L}(\varphi)}{d\varphi} I + p I^T \frac{d\Psi_M(\varphi)}{d\varphi}. \quad (1.5)$$

При отсутствии на роторе ферромагнитных вставок $\frac{d\mathcal{L}(\varphi)}{d\varphi} = 0$ и уравнения СДПМ существенно упрощаются [95]:

$$U = \mathcal{R}I + \mathcal{L} \frac{dI}{dt} + \omega \frac{d\Psi_M(\varphi)}{d\varphi}, \quad (1.6)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = p(M_3 - M_c), \quad (1.7)$$

$$M_3 = p I^T \frac{d\Psi_M(\varphi)}{d\varphi}. \quad (1.8)$$

Переходя от векторно-матричных уравнений (1.6–1.8) к описанию ВД в неподвижной (фазной) системе координат, примем для потокосцеплений фаз следующий вид [115]:

$$\psi_a = Li_a + \psi_M \cos \varphi, \quad (1.9a)$$

$$\psi_b = Li_b + \psi_M \cos(\varphi - 2\pi/3), \quad (1.9b)$$

$$\psi_c = Li_c + \psi_M \cos(\varphi + 2\pi/3), \quad (1.9c)$$

где L – постоянная индуктивность фазных обмоток, учитывающая само- и взаимоиндуктивность фазы обмотки.

Уравнение (1.6) трансформируется в следующую систему уравнений:

$$u_a = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} - \psi_M \omega \sin \varphi, \quad (1.10a)$$

$$u_b = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} - \psi_M \omega \sin(\varphi - 2\pi/3), \quad (1.10b)$$

$$u_c = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} - \psi_M \omega \sin(\varphi + 2\pi/3), \quad (1.10c)$$

где R – активное сопротивление фаз обмотки статора.

Следует заметить, что допущение о синусоидальной форме фазных ЭДС является общепринятым, о чём будет сказано ниже. Учёт реальной формы фазных ЭДС при оптимальной настройке системы управления ВД анализируется в главе, посвящённой векторному управлению ВД.

Уравнение движения (моментов) (1.7) переписывается без изменений:

$$J \frac{d\omega}{dt} = p(M_\varepsilon - M_c), \quad (1.11)$$

где электромагнитный вращающий момент ВД примет следующий вид:

$$M_\varepsilon = -p\psi_M [i_a \sin \varphi + i_b \sin(\varphi - 2\pi/3) + i_c \sin(\varphi + 2\pi/3)]. \quad (1.12)$$

Фазные напряжения образуют симметричную трехфазную систему:

$$u_a = u \cos(\theta + \pi/2 + \varphi) = -u \sin(\theta + \varphi), \quad (1.13a)$$

$$u_b = u \cos(\theta + \pi/2 + \varphi - 2\pi/3) = -u \sin(\theta + \varphi - 2\pi/3), \quad (1.13b)$$

$$u_c = u \cos(\theta + \pi/2 + \varphi + 2\pi/3) = -u \sin(\theta + \varphi + 2\pi/3), \quad (1.13c)$$

где u – амплитуда, а θ – сдвиг по фазе фазного напряжения относительно фазного тока.

Полученная система дифференциальных уравнений ВД (1.10) и (1.11) с учетом (1.12) и (1.13) имеет четвертый порядок, так как один из фазных токов может быть выражен через два других в соответствии с уравнением

$$i_a + i_b + i_c = 0, \quad (1.14)$$

записанным для соединенной звездой обмотки статора.

Необходимо оговорить допущения, при которых записаны уравнения ВД:

- а) рассматривается неявнополюсная синхронная машина;
- б) обмотки машины рассматриваются как электрические цепи с сосредоточенными параметрами;
- в) статорная обмотка машины симметрична;
- г) магнитная индукция, создаваемая постоянными магнитами ротора в воздушном зазоре, является синусоидальной функцией и не зависит от токов статора;
- д) отсутствие насыщения, гистерезиса и вихревых токов в магнитной цепи;
- е) отсутствие вытеснения тока в меди обмоток;
- ж) индуктивности и взаимоиндуктивности обмоток статора не зависят от положения ротора;
- з) питание машины осуществляется от идеального источника симметричного трехфазного синусоидального напряжения.

Эти допущения являются стандартными [116, 122б 189]. В ряде работ с целью повышения точности моделирования ВД отдельные допущения из принятых отсутствуют. Так, например, в [95] учитывается реальное распределение магнитного поля в активной зоне машины и насыщение

магнитной цепи статора, а также дискретное строение многофазной обмотки статора по пазам и перемещение зубчатого сердечника статора относительно ротора с постоянными магнитами. Для этого методами теории поля предварительно для каждой фазы статора рассчитывается кривая потокосцепления от постоянных магнитов ротора $\Psi_M(\varphi)$. Затем эта зависимость учитывается при записи уравнения баланса напряжений ВД (1.3,1.6) и выражения для электромагнитного момента (1.5,1.8). При наличии на роторе ферромагнитных вставок возможен также учёт при моделировании ВД зависимости $\mathcal{L}(\varphi)$ [172]. Это приводит к появлению в уравнениях напряжений и выражении электромагнитного момента дополнительных слагаемых, зависящих от $\frac{d\mathcal{L}(\varphi)}{d\varphi}$ (смотри (1.3) и (1.5)).

Моделирование ВД в условиях несимметрии также имеет свою специфику. Все зависит от источника несимметрии: несимметричные обмотки статора, несимметричное распределение нагрузки по фазам двигателя, другие условия несимметрии. Обычно [69, 97, 136], условия несимметрии реализуются дополнительными соотношениями, расширяющими стандартную систему уравнений для симметричного режима работы ВД [22].

Необходимо отметить, что в случае несимметричного режима работы двигателя избавиться от периодических коэффициентов в уравнениях напряжений с помощью преобразования координат не удастся, поэтому к нему в этом случае прибегают достаточно редко.

Учёт или неучёт тех или иных допущений зависит от цели математического моделирования и моделируемого рабочего процесса ВД.

Часто при анализе ВД используются относительные переменные. При этом наиболее распространена следующая система базовых величин [42, 47, 48, 115, 116]:

$$U_{\delta} = U_m, I_{\delta} = \frac{U_{\delta}}{R}, \omega_{\delta} = \frac{U_{\delta}}{\psi_M}, M_{\delta} = \frac{3}{2} p \psi_M I_{\delta}, \quad (1.15)$$

где U_6, I_6, ω_6, M_6 – базовые величины, соответственно, напряжения, тока, частоты вращения и момента.

Уравнения ВД (1.10) и (1.11) в относительных единицах переписутся следующим образом:

$$-\gamma \sin(\theta + \varphi) = i_a + \tau_\varepsilon \frac{di_a}{d\tau} - \varepsilon \sin \varphi, \quad (1.16a)$$

$$-\gamma \sin(\theta + \varphi - 2\pi/3) = i_b + \tau_\varepsilon \frac{di_b}{d\tau} - \varepsilon \sin(\varphi - 2\pi/3), \quad (1.16b)$$

$$-\gamma \sin(\theta + \varphi + 2\pi/3) = i_c + \tau_\varepsilon \frac{di_c}{d\tau} - \varepsilon \sin(\varphi + 2\pi/3), \quad (1.16c)$$

$$\tau_m \frac{d\varepsilon}{d\tau} = p(\mu - \mu_c), \quad \frac{d\varphi}{d\tau} = \varepsilon, \quad (1.17)$$

где $\gamma, i, \varepsilon, \mu, \mu_c, \tau$ – относительные переменные, соответственно, напряжения, тока, частоты вращения, электромагнитного момента, момента сопротивления и времени, т.е.

$$\gamma = \frac{u}{U_6}, i = \frac{i}{I_6}, \varepsilon = \frac{\omega}{\omega_6}, \mu = \frac{M}{M_6}, \tau = \omega_6 t. \quad (1.18)$$

В формулы (1.16) и (1.17) входят также относительные электромагнитная и электромеханическая постоянные времени

$$\tau_\varepsilon = \frac{\omega_6 L}{R}, \quad \tau_m = \frac{J \omega_6^2}{M_6}, \quad (1.19)$$

а также относительный электромагнитный момент

$$\mu = -\frac{2}{3} [i_a \sin \varphi + i_b \sin(\varphi - 2\pi/3) + i_c \sin(\varphi + 2\pi/3)]. \quad (1.20)$$

1.2 Математическая модель ВД во вращающейся системе координат

Математическое описание ВД во вращающейся с частотой ротора системе координат ($d-q$) получило очень большое распространение [68, 100, 115]. Оно широко применяется как при анализе ВД, так и при синтезе управления. Это связано с тем, что для симметричной синхронной машины

при стандартных допущениях запись уравнений баланса напряжений в осях d - q позволяет избавиться от периодических коэффициентов и описание ВД представляется наиболее простым.

Вместе с тем, необходимо заметить, что подобное приведение трехфазной машины к двухфазной корректно только для симметричной машины с синусоидальными напряжениями на обмотках. При исследовании несимметричных машин, при несинусоидальных напряжениях или при учёте пространственных гармоник картины магнитного поля в зазоре трехфазной и двухфазной машин существенно отличаются друг от друга [68, 69].

Математическая модель ВД в роторной системе координат описывается следующими уравнениями [49]:

$$u_d = Ri_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \psi_q \frac{d\varphi}{dt}, \quad (1.21a)$$

$$u_q = Ri_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \psi_d \frac{d\varphi}{dt}, \quad (1.21b)$$

где i_d, ψ_d – ток и потокосцепление по продольной оси; i_q, ψ_q – ток и потокосцепление по поперечной оси. Здесь

$$u_d = u \cos(\pi/2 + \theta) = -u \sin \theta, \quad (1.22a)$$

$$u_q = u \sin(\pi/2 + \theta) = u \cos \theta, \quad (1.22b)$$

а для потокосцеплений справедливо [120]

$$\psi_d = Li_d + \psi_M, \quad \psi_q = Li_q. \quad (1.23)$$

Окончательно уравнения напряжений обмотки статора ВД будут выглядеть следующим образом:

$$-u \sin \theta = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - L\omega i_q, \quad (1.24a)$$

$$u \cos \theta = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + L\omega i_d + \omega \psi_M. \quad (1.24b)$$

Добавим два уравнения динамики

$$J \frac{d\omega}{dt} = p(M_\varepsilon - M_c), \quad \frac{d\varphi}{dt} = \omega, \quad (1.25)$$

и выражение для электромагнитного момента

$$M_\varepsilon = \frac{3}{2} p \psi_M i_q. \quad (1.26)$$

Система дифференциальных уравнений ВД (1.24) и (1.25) с учетом (1.26), записанная во вращающейся системе координат, также как система уравнений ВД в неподвижной системе координат имеет четвертый порядок. Эти уравнения получили название уравнений Парка–Горева.

Получим уравнения ВД в относительных единицах. Если использовать систему базовых величин (1.15), то уравнения ВД переписутся следующим образом:

$$-\gamma \sin \theta = i_d + \tau_\varepsilon \frac{di_d}{d\tau} - \tau_\varepsilon \varepsilon i_q, \quad (1.27a)$$

$$\gamma \cos \theta = i_q + \tau_\varepsilon \frac{di_q}{d\tau} + \tau_\varepsilon \varepsilon i_d + \varepsilon, \quad (1.27b)$$

$$\tau_m \frac{d\varepsilon}{d\tau} = p(\mu - \mu_c), \quad \frac{d\varphi}{d\tau} = \varepsilon, \quad (1.28)$$

$$\mu = i_q, \quad (1.29)$$

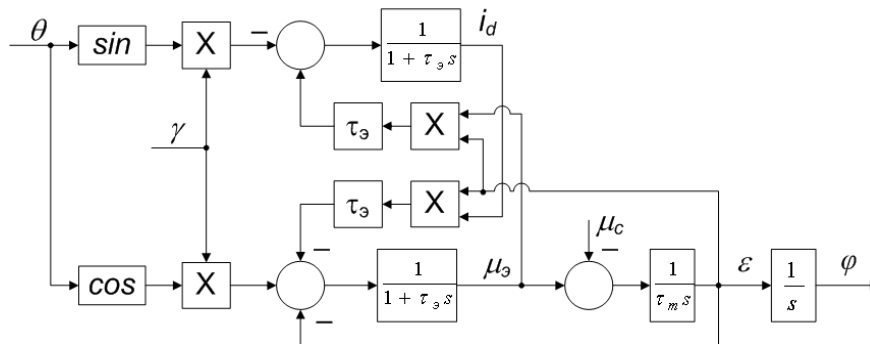


Рисунок 1.1 Модель ВД в d-q координатах

где i_d и i_q – относительные значения продольной и поперечной составляющих тока ВД. Остальные относительные переменные и параметры соответствуют полученным в предыдущем параграфе 1.1.

Модель ВД (1.27–1.29) изображена на рисунке 1.1 [26, 39].

Представленная модель является базовой для дальнейшего исследования ВД. Она используется для анализа статических и динамических свойств двигателя, а также при синтезе векторного управления ВД. Анализируя двигатель как объект управления, пока отметим присущую ему многомерность, многосвязность и нелинейность.

1.3 Приближенные математические модели ВД

Модели ВД, полученные в предыдущих параграфах, достаточно сложны и неудобны для анализа и последующего синтеза системы управления вентильного электропривода. Необходима корректная процедура упрощения (редуцирования) математической модели ВД.

Проведём анализ уравнений (1.27) операторным методом для стационарного режима, т.е. при $\varepsilon, \theta = const$, и получим изображения токов. В этом случае изображения токов будут иметь следующий вид [26]

$$i_d(p) = \frac{-\gamma \sin \theta (1 + \tau_3 p) + \tau_3 \varepsilon (\gamma \cos \theta - \varepsilon)}{(1 + \tau_3 p)^2 + \tau_3^2 \varepsilon^2}, \quad (1.30)$$

$$\mu(p) = i_q(p) = \frac{(\gamma \cos \theta - \varepsilon)(1 + \tau_3 p) + \gamma \tau_3 \varepsilon \sin \theta}{(1 + \tau_3 p)^2 + \tau_3^2 \varepsilon^2}. \quad (1.31)$$

Легко получить установившееся значение токов при $p=0$ ($\tau \rightarrow \infty$):

$$i_{d\infty} = \frac{\gamma(\tau_3 \varepsilon \cos \theta - \sin \theta) - \tau_3 \varepsilon^2}{1 + \tau_3^2 \varepsilon^2}, \quad (1.32)$$

$$\mu_\infty = \frac{\gamma(\cos \theta + \tau_3 \varepsilon \sin \theta) - \varepsilon}{1 + \tau_3^2 \varepsilon^2}. \quad (1.33)$$

К этим статическим соотношениям вернёмся позднее. Теперь же в соответствии с операторным методом совершим обратный переход от изображений к оригиналам с помощью второй теоремы разложения Хэвисайда.

Корни характеристического уравнения равны

$$p_{1,2} = -\frac{1}{\tau_3} \pm j\varepsilon.$$

Тогда оригинал момента будет выглядеть следующим образом:

$$\mu(\tau) = \frac{\gamma(\cos\theta + \varepsilon\tau_3 \sin\theta) - \varepsilon}{1 + \tau_3^2 \varepsilon^2} - e^{-\frac{\tau}{\tau_3}} \left[\frac{\gamma(\cos\theta + \varepsilon\tau_3 \sin\theta) - \varepsilon}{1 + \tau_3^2 \varepsilon^2} \cos \varepsilon\tau + \frac{\gamma(\sin\theta - \varepsilon\tau_3 \cos\theta) + \tau_3 \varepsilon^2}{1 + \tau_3^2 \varepsilon^2} \sin \varepsilon\tau \right]. \quad (1.34)$$

Можно переписать (1.34) более компактно с учетом (1.32) и (1.33):

$$\mu(\tau) = \mu_\infty \left(1 - e^{-\frac{\tau}{\tau_3} \cos \varepsilon\tau} \right) + i_{d\infty} e^{-\frac{\tau}{\tau_3}} \sin \varepsilon\tau. \quad (1.35)$$

Последнее выражение показывает, что процессы в статорной цепи ВД имеют колебательный характер. Причем, частота колебаний равна частоте вращения ротора и не зависит от параметров двигателя.

Дальнейший резерв для упрощения модели даёт выполнение соотношения $1/\tau_3 \gg \varepsilon$ или $\tau_3 \varepsilon \ll 1$. В этом случае мнимая часть комплексно-сопряжённых корней характеристического уравнения системы пренебрежимо мала по сравнению с их действительной частью, комплексно-сопряжённые корни превращаются в два кратных действительных корня и колебательной составляющей переходного процесса можно пренебречь.

В этом случае, как показано в [40], статорную цепь двигателя можно рассматривать как апериодическое звено, и мы получаем следующее приближенное выражение для изображения электромагнитного момента ВД:

$$\mu(p) \cong \frac{\gamma(\cos\theta + \tau_3 \varepsilon \sin\theta) - \varepsilon}{(1 + \tau_3^2 \varepsilon^2)(1 + \tau_3 p)} \equiv \frac{\mu_\infty}{1 + \tau_3 p}. \quad (1.36)$$

Этому изображению соответствует следующий оригинал

$$\mu(\tau) \cong \mu_\infty \left(1 - e^{-\frac{\tau}{\tau_3}} \right). \quad (1.37)$$

Выражение (1.36) и уравнения механической части двигателя (1.28) легли в основу следующей приближенной модели ВД (рисунок 1.2).

Здесь

$$M(\gamma, \theta, \varepsilon) \equiv \mu_{\infty} = \frac{\gamma(\cos\theta + \varepsilon\tau_3 \sin\theta) - \varepsilon}{1 + \tau_3^2 \varepsilon^2},$$

т.е. выражению установившегося электромагнитного момента ВД.

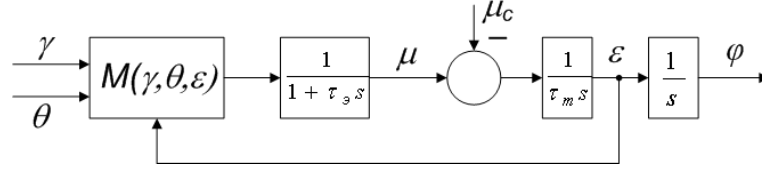


Рисунок 1.2 Модель ВД третьего порядка

Во временной области эта модель выглядит следующим образом

$$\begin{cases} \frac{d\mu}{d\tau} = \frac{1}{\tau_3} \left(\frac{\gamma(\cos\theta + \varepsilon\tau_3 \sin\theta) - \varepsilon}{1 + \tau_3^2 \varepsilon^2} - \mu \right) \\ \frac{d\varepsilon}{d\tau} = \frac{1}{\tau_m} (\mu - \mu_c) \\ \frac{d\varphi}{d\tau} = \varepsilon \end{cases} \quad (1.38)$$

В [40] эта модель выглядит несколько иначе (рисунок 1.3), где

$$k_1(\theta, \varepsilon) = \cos\theta + \varepsilon\tau_3 \sin\theta, \quad k_2(\varepsilon) = \frac{1}{1 + \tau_3^2 \varepsilon^2}. \quad (1.39)$$

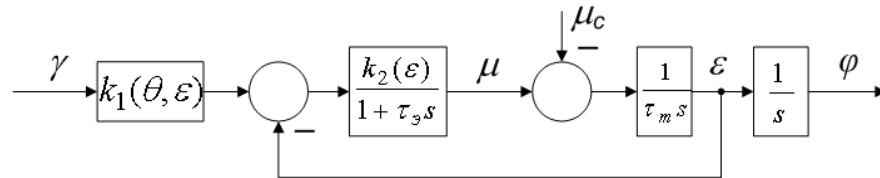


Рисунок 1.3 Модель ВД третьего порядка

Коэффициент k_1 отражает влияние угла коммутации на момент двигателя, а коэффициент k_2 учитывает зависимость сопротивления статорной цепи от частоты вращения. В стационарном режиме эти коэффициенты можно считать постоянными и модель вентильного двигателя становится подобной аналогичной линейной модели коллекторного двигателя постоянного тока. В [40] установлено предельное допустимое соотношение параметров, при котором можно использовать эту модель: $4\tau_3\varepsilon \leq 1$.

Приближенная модель (1.36, 1.38) хорошо зарекомендовала себя при исследовании ВД как стационарных, так и в нестационарных условиях работы [26, 31].

Двигаясь по пути упрощений можно предложить следующую модель (рисунок 1.4).

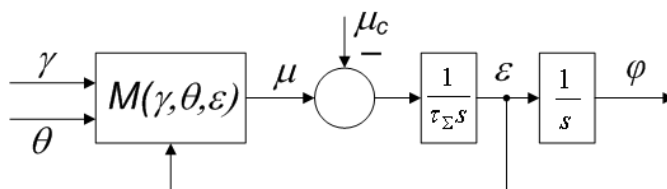


Рисунок 1.4 Модель ВД второго порядка

Или пользуясь коэффициентами k_1 и k_2 (рисунок 1.5).

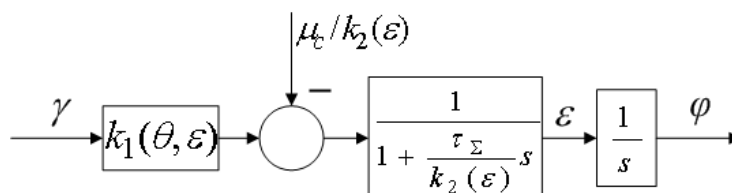


Рисунок 1.5 Модель ВД второго порядка

Здесь мы пренебрегли динамикой электромагнитных процессов в ВД по сравнению с динамикой электромеханических процессов (распространенный прием в теории электропривода). Из теории известно, что при выполнении условия $\tau_m \geq 4\tau_3$ коллекторный двигатель описывается двойным апериодическим звеном (при действительных корнях характеристического уравнения). В этом случае вполне допустима замена двух апериодических звеньев одним с некоторой эквивалентной постоянной времени. Причем эта замена будет тем точнее, чем больше разница между τ_m и τ_3 . Для эквивалентной постоянной времени можно использовать, например, следующее выражение: $\tau_\Sigma = \tau_m + \tau_3$.

Этой модели соответствуют следующие уравнения:

$$\begin{cases} \frac{d\varepsilon}{d\tau} = \frac{1}{\tau_{\Sigma}} \left(\frac{\gamma(\cos\theta + \varepsilon\tau_3 \sin\theta) - \varepsilon}{1 + \tau_3^2 \varepsilon^2} - \mu_c \right) \\ \frac{d\varphi}{d\tau} = \varepsilon \end{cases} \quad (1.40)$$

Проведём тестирование приближённых моделей ВД и определим область их возможного использования.

На рисунках 1.6–1.9 приведены результаты моделирования ВД. Используются все рассмотренные модели ВД: полноразмерная и приближенные.

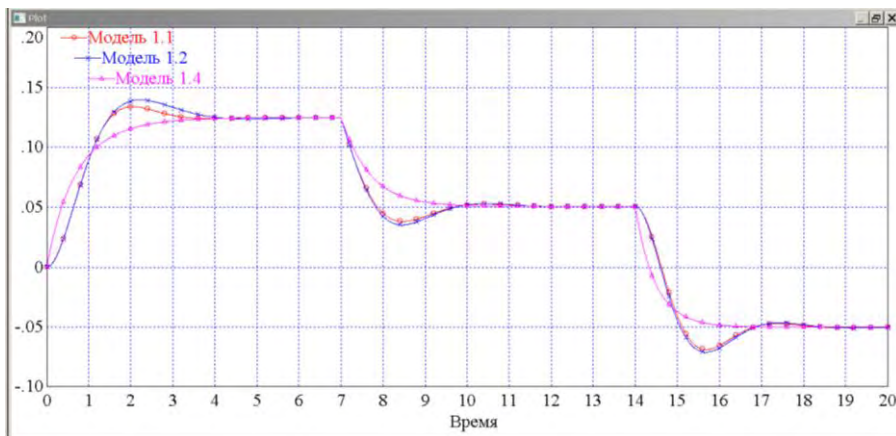


Рисунок 1.6 Сравнение моделей ВД: графики скорости ε для случая $\tau_m/\tau_3=10$

Модель ВД четвёртого порядка (1.27–1.29) фигурирует под названием

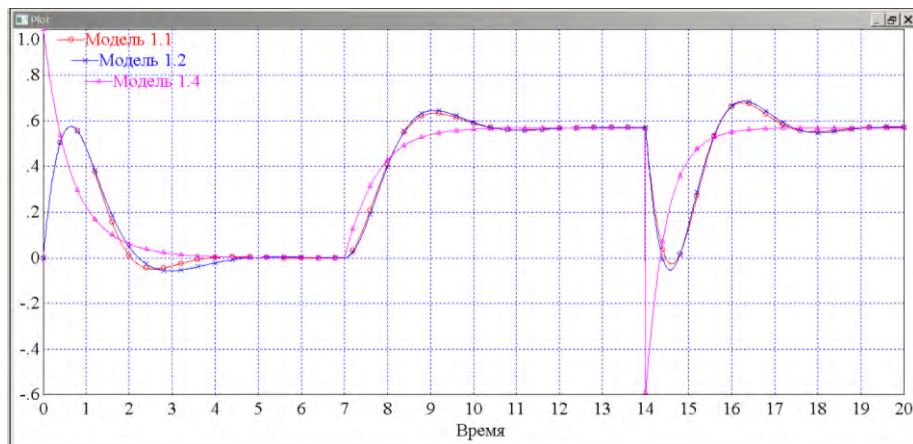


Рисунок 1.7 Сравнение моделей ВД: графики момента μ для случая $\tau_m/\tau_3=10$

«Модель 1.1» (по номеру рисунка, на котором представлена), приближённая модель третьего порядка (1.38) названа «Модель 1.2», и модель второго порядка (1.40) – «Модель 1.4».

Моделировался разомкнутый (по скорости) режим работы ВД. Входные координаты изменялись по следующим законам:

$$\gamma(\tau) = 1, \quad \theta(\tau) = \begin{cases} 0, & 0 \leq \tau < 14; \\ -1.58, & 14 \leq \tau < 20, \end{cases} \quad \mu_c(\tau) = \begin{cases} 0, & 0 \leq \tau < 7; \\ 0.57, & 7 \leq \tau < 20. \end{cases}$$

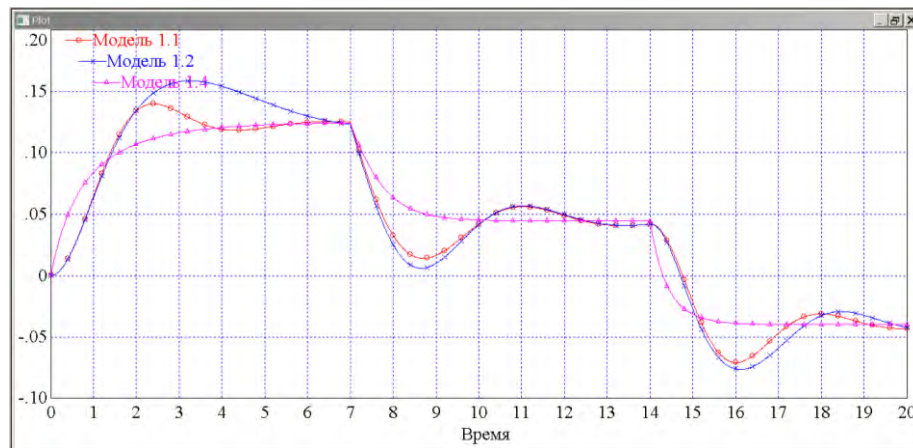


Рисунок 1.8 Сравнение моделей ВД: графики скорости ε для случая $\tau_m/\tau_3=5$

Моделирование проводилось для следующих исходных данных: $p=8$, $\tau_m=5$, $\tau_3=0.5$, $\tau_\Sigma=\tau_m+\tau_3=5.5$ (рисунки 1.6, 1.7) и $p=8$, $\tau_m=5$, $\tau_3=1$, $\tau_\Sigma=\tau_m+\tau_3=6$ (рисунки 1.8, 1.9).

На рисунках 1.6 и 1.8 изображены графики скоростей ε с выходов моделей, а на рисунках 1.7 и 1.9 – графики электромагнитных моментов μ .

В статике обе приближенные модели демонстрируют отличное качество (обрабатывают задание без статической ошибки). А в динамике, как и ожидалось, качество модели ВД третьего порядка («Модель 1.2») существенно выше качества модели ВД второго порядка («Модель 1.4»). При соотношении постоянных времени $\tau_m/\tau_3=10$ обе модели достаточно качественно отслеживают динамику частоты вращения двигателя ε и электромагнитного момента μ , но если для «Модели 1.2» динамическая ошибка в

основном находится в диапазоне до 2% и в пике достигает 5%, то максимальная динамическая ошибка «Модели 1.4» составляет 16%.

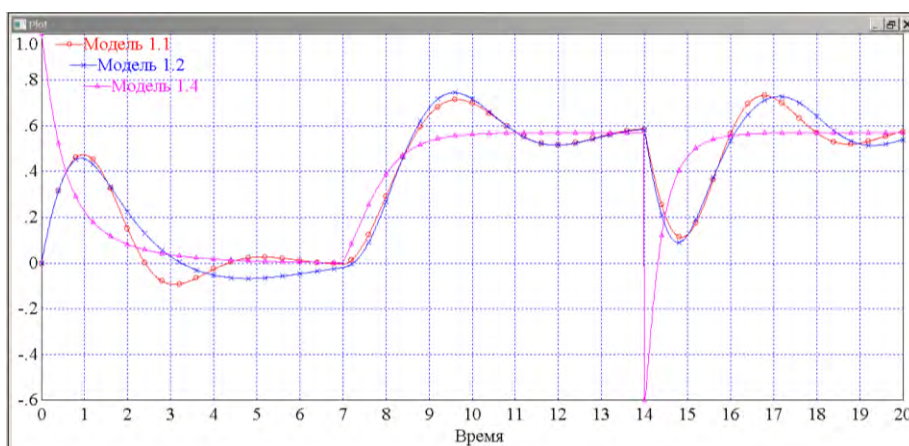


Рисунок 1.9 Сравнение моделей ВД: графики момента μ для случая $\tau_m/\tau_\gamma=5$

При соотношении постоянных времени $\tau_m/\tau_\gamma=5$ динамические ошибки растут: для «Модели 1.2» до 6% (в пике 27%), для «Модели 1.4» максимальная ошибка составляет 27%.

Результаты моделирования подтверждают принципиальную возможность использования приближенных моделей, особенно для целей управления. Динамические ошибки находятся в допустимом диапазоне, учитывая тяжелые условия испытаний: прямой пуск, ударное изменение момента нагрузки двигателя с последующим реверсом. Этот вывод был подтвержден при проведении ряда исследований [26, 31].

1.4 Линеаризованная математическая модель ВД

Представим математическую модель ВД (1.27–1.29) в виде уравнений в нормальной форме Коши:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{d\tau} = \frac{1}{\tau_\gamma} (-\gamma \sin\theta - i_d + \tau_\gamma \varepsilon \mu), \\ \frac{d\mu}{d\tau} = \frac{1}{\tau_\gamma} (\gamma \cos\theta - \mu - \tau_\gamma \varepsilon i_d - \varepsilon), \\ \frac{d\varepsilon}{d\tau} = \frac{1}{\tau_m} (\mu - \mu_c). \end{cases} \quad (1.41)$$

В данном случае регулируемы́ми координатами являются i_d, μ, ε , управляющими (регулирующими) – γ, θ и возмущающими – μ_c .

Следует оговориться, что при этом описании ВД предполагается, что в устройстве управления регулирование амплитуды фазного напряжения и угла коммутации осуществляется идеально без дополнительных потерь. Проблемы, связанные с оговоренными допущениями, требуют дополнительного исследования и в этом параграфе не рассматриваются.

Введем вектор состояния $x(\tau) = (i_d(\tau), \mu(\tau), \varepsilon(\tau))^T$ и вектор входных воздействий $u(\tau) = (\gamma(\tau), \theta(\tau), \mu_c(\tau))^T$. В этом случае система перепишется следующим образом:

$$\dot{x}(\tau) = F(x(\tau), u(\tau)), x(0) = x_0,$$

где

$$F(x(\tau), u(\tau)) = \begin{pmatrix} \frac{1}{\tau_\varepsilon} (-\gamma \sin \theta - i_d + \tau_\varepsilon \varepsilon \mu) \\ \frac{1}{\tau_\varepsilon} (\gamma \cos \theta - \mu - \tau_\varepsilon \varepsilon i_d - \varepsilon) \\ \frac{1}{\tau_m} (\mu - \mu_c) \end{pmatrix}.$$

Применим стандартный метод линеаризации с разложением в ряд Тейлора нелинейных функций в окрестности опорной траектории и усечением этого разложения до линейных членов [79]. Зададим опорную траекторию системы $\bar{x}(\tau), \bar{u}(\tau)$. Разложим функцию $F(x(\tau), u(\tau))$ в ряд Тейлора по элементам векторов $x(\tau)$ и $u(\tau)$ относительно опорной траектории движения и ограничимся только линейными членами. Тогда

$$\dot{x}(\tau) \cong F(\bar{x}(\tau), \bar{u}(\tau)) + A(\tau)(x(\tau) - \bar{x}(\tau)) + B(\tau)(u(\tau) - \bar{u}(\tau)),$$

где

$$A(\tau) = F'_x(\bar{x}(\tau), \bar{u}(\tau)) = \begin{bmatrix} -1/\tau_3 & \bar{\varepsilon} & \bar{\mu} \\ -\bar{\varepsilon} & -1/\tau_3 & -\bar{i}_d - 1/\tau_3 \\ 0 & 1/\tau_m & 0 \end{bmatrix}, \quad (1.42)$$

$$B(\tau) = F'_u(\bar{x}(\tau), \bar{u}(\tau)) = \begin{bmatrix} -\sin\bar{\theta}/\tau_3 & -\bar{\gamma}\cos\bar{\theta}/\tau_3 & 0 \\ \cos\bar{\theta}/\tau_3 & -\bar{\gamma}\sin\bar{\theta}/\tau_3 & 0 \\ 0 & 0 & -1/\tau_m \end{bmatrix}. \quad (1.43)$$

Если вернуться к исходным обозначениям, то система уравнений (1.41) после линеаризации в приращениях будет выглядеть следующим образом (значки приращений опущены) [79]:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{d\tau} = -\frac{\gamma\sin\bar{\theta}}{\tau_3} - \frac{\theta\bar{\gamma}\cos\bar{\theta}}{\tau_3} - \frac{i_d}{\tau_3} + \mu\bar{\varepsilon} + \varepsilon\bar{\mu}, \\ \frac{d\mu}{d\tau} = \frac{\gamma\cos\bar{\theta}}{\tau_3} - \frac{\theta\bar{\gamma}\sin\bar{\theta}}{\tau_3} - i_d\bar{\varepsilon} - \frac{\mu}{\tau_3} - \varepsilon\left(\bar{i}_d + \frac{1}{\tau_3}\right), \\ \frac{d\varepsilon}{d\tau} = \frac{1}{\tau_m}(\mu - \mu_c). \end{cases} \quad (1.44)$$

Система уравнений (1.44) представляет собой линейную модель ВД. С помощью этой модели можно исследовать динамические характеристики

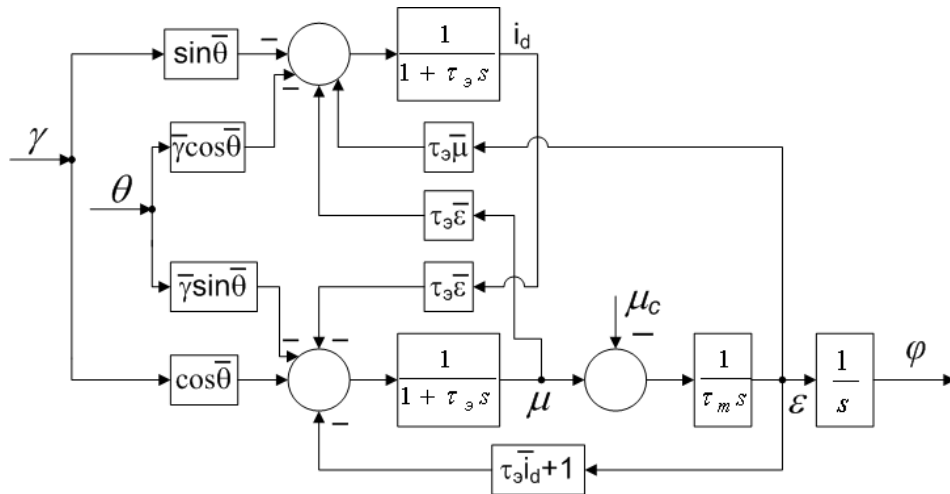


Рисунок 1.10 Линейная модель ВД

ВД и производить настройку системы управления ВД вблизи точки линеаризации (опорной траектории $\bar{x}(\tau), \bar{u}(\tau)$). Линейная модель ВД изображена на рисунке 1.10.

1.5 Передаточные функции ВД

Получим линейную операторную модель ВД и определим входящие в неё передаточные функции. Линеаризованная модель ВД (1.44), представленная в пространстве состояний, может быть переписана в следующем виде (уравнения записаны в отклонениях относительно опорной траектории системы):

$$\dot{x} = Ax + Bu, \quad y = Cx + Du. \quad (1.45)$$

Здесь помимо векторов состояния $x=(i_d, \mu, \varepsilon)^T$ и входных воздействий $u=(\gamma, \theta, \mu_c)^T$ введен вектор выходных переменных $y=(i_d, \mu, \varepsilon)^T$. Матрицы A и B соответствуют (1.42) и (1.43). Для матриц C и D справедливо

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad D = 0.$$

Изображения векторов состояния и выхода будут иметь вид [13]

$$x(p) = (pE - A)^{-1}Bu(p), \quad y(p) = [C(pE - A)^{-1}B + D]u(p). \quad (1.46)$$

Матрица взаимосвязи между выходными переменными и входными воздействиями при нулевых начальных условиях называется матричной передаточной функцией и обозначается

$$W(p) = C(pE - A)^{-1}B + D. \quad (1.47)$$

Она представляет собой в нашем случае матрицу со следующими компонентами:

$$W(p) = \begin{bmatrix} W_{1,1}(p) & W_{1,2}(p) & W_{1,3}(p) \\ W_{2,1}(p) & W_{2,2}(p) & W_{2,3}(p) \\ W_{3,1}(p) & W_{3,2}(p) & W_{3,3}(p) \end{bmatrix}, \quad (1.48)$$

где $W_{i,j}(p) = y_i(p)/u_j(p)$ – скалярные передаточные функции.

Для нашего случая передаточные функции ВД будут иметь следующий вид

$$\frac{i_d(p)}{\gamma(p)} = \frac{\tau_3(\bar{\mu} + p\bar{\varepsilon}\tau_m)\cos\bar{\theta} - (p^2\tau_3\tau_m + p\tau_m + \bar{i}_d\tau_3 + 1)\sin\bar{\theta}}{p^3\tau_3^2\tau_m + 2p^2\tau_3\tau_m + p(\tau_3 + \tau_m + \bar{i}_d\tau_3^2 + \bar{\varepsilon}^2\tau_3^2\tau_m) + \bar{i}_d\tau_3 + \bar{\varepsilon}\bar{\mu}\tau_3^2 + 1},$$

$$\frac{\mu(p)}{\gamma(p)} = \frac{p\tau_m[(1 + \tau_3p)\cos\bar{\theta} + \bar{\varepsilon}\tau_3\sin\bar{\theta}]}{p^3\tau_3^2\tau_m + 2p^2\tau_3\tau_m + p(\tau_3 + \tau_m + \bar{i}_d\tau_3^2 + \bar{\varepsilon}^2\tau_3^2\tau_m) + \bar{i}_d\tau_3 + \bar{\varepsilon}\bar{\mu}\tau_3^2 + 1},$$

$$\frac{\varepsilon(p)}{\gamma(p)} = \frac{(1 + \tau_3p)\cos\bar{\theta} + \bar{\varepsilon}\tau_3\sin\bar{\theta}}{p^3\tau_3^2\tau_m + 2p^2\tau_3\tau_m + p(\tau_3 + \tau_m + \bar{i}_d\tau_3^2 + \bar{\varepsilon}^2\tau_3^2\tau_m) + \bar{i}_d\tau_3 + \bar{\varepsilon}\bar{\mu}\tau_3^2 + 1},$$

$$\frac{i_d(p)}{\theta(p)} = \frac{\bar{\gamma}[\tau_3(\bar{\mu} + p\bar{\varepsilon}\tau_m)\sin\bar{\theta} + (p^2\tau_3\tau_m + p\tau_m + \bar{i}_d\tau_3 + 1)\cos\bar{\theta}]}{p^3\tau_3^2\tau_m + 2p^2\tau_3\tau_m + p(\tau_3 + \tau_m + \bar{i}_d\tau_3^2 + \bar{\varepsilon}^2\tau_3^2\tau_m) + \bar{i}_d\tau_3 + \bar{\varepsilon}\bar{\mu}\tau_3^2 + 1},$$

$$\frac{\mu(p)}{\theta(p)} = \frac{p\bar{\gamma}\tau_m[(1 + \tau_3p)\sin\bar{\theta} - \bar{\varepsilon}\tau_3\cos\bar{\theta}]}{p^3\tau_3^2\tau_m + 2p^2\tau_3\tau_m + p(\tau_3 + \tau_m + \bar{i}_d\tau_3^2 + \bar{\varepsilon}^2\tau_3^2\tau_m) + \bar{i}_d\tau_3 + \bar{\varepsilon}\bar{\mu}\tau_3^2 + 1},$$

$$\frac{\varepsilon(p)}{\theta(p)} = \frac{\bar{\gamma}[(1 + \tau_3p)\sin\bar{\theta} - \bar{\varepsilon}\tau_3\cos\bar{\theta}]}{p^3\tau_3^2\tau_m + 2p^2\tau_3\tau_m + p(\tau_3 + \tau_m + \bar{i}_d\tau_3^2 + \bar{\varepsilon}^2\tau_3^2\tau_m) + \bar{i}_d\tau_3 + \bar{\varepsilon}\bar{\mu}\tau_3^2 + 1},$$

$$\frac{i_d(p)}{\mu_c(p)} = \frac{\tau_3[p\bar{\mu}\tau_3 - \bar{\varepsilon}(\bar{i}_d\tau_3 + 1) + \bar{\mu}]}{p^3\tau_3^2\tau_m + 2p^2\tau_3\tau_m + p(\tau_3 + \tau_m + \bar{i}_d\tau_3^2 + \bar{\varepsilon}^2\tau_3^2\tau_m) + \bar{i}_d\tau_3 + \bar{\varepsilon}\bar{\mu}\tau_3^2 + 1},$$

$$\frac{\mu(p)}{\mu_c(p)} = \frac{(1 + \tau_3p)(\bar{i}_d\tau_3 + 1) + \bar{\varepsilon}\bar{\mu}\tau_3^2}{p^3\tau_3^2\tau_m + 2p^2\tau_3\tau_m + p(\tau_3 + \tau_m + \bar{i}_d\tau_3^2 + \bar{\varepsilon}^2\tau_3^2\tau_m) + \bar{i}_d\tau_3 + \bar{\varepsilon}\bar{\mu}\tau_3^2 + 1},$$

$$\frac{\varepsilon(p)}{\mu_c(p)} = \frac{p^2\tau_3^2 + 2p\tau_3 + \bar{\varepsilon}^2\tau_3^2 + 1}{p^3\tau_3^2\tau_m + 2p^2\tau_3\tau_m + p(\tau_3 + \tau_m + \bar{i}_d\tau_3^2 + \bar{\varepsilon}^2\tau_3^2\tau_m) + \bar{i}_d\tau_3 + \bar{\varepsilon}\bar{\mu}\tau_3^2 + 1}.$$

Анализ передаточных функций говорит о существенной зависимости динамических свойств ВД от исследуемого рабочего режима (режимных координат) и параметров двигателя. Это связано с отмеченной выше многомерностью, многосвязностью и нелинейностью модели ВД.

В качестве примера рассмотрим более подробно передаточную функцию $W_{3,2}(p) = \frac{\varepsilon(p)}{\theta(p)}$. Для удобства расчёта исключим из выражения передаточной функции ненаблюдаемую «внутреннюю» переменную \bar{i}_d . Для этого воспользуемся соотношением (2.4). Передаточная функция перепишется следующим образом

$$\frac{\varepsilon(p)}{\theta(p)} = \frac{\bar{\gamma}[(1 + \tau_3 p) \sin \bar{\theta} - \bar{\varepsilon} \tau_3 \cos \bar{\theta}]}{p^3 \tau_3^2 \tau_m + 2p^2 \tau_3 \tau_m + p \left(\tau_m + \bar{\varepsilon}^2 \tau_3^2 \tau_m + \tau_3 \frac{\bar{\gamma} \cos \bar{\theta} - \bar{\mu}}{\bar{\varepsilon}} \right) + \bar{\varepsilon} \bar{\mu} \tau_3^2 + \frac{\bar{\gamma} \cos \bar{\theta} - \bar{\mu}}{\bar{\varepsilon}}}$$

Полученная передаточная функция полностью эквивалентна исходной. Подобному преобразованию в случае необходимости можно подвергнуть и остальные передаточные функции ВД.

Проведём исследование двух режимов ВД: $\gamma = 1, \varepsilon = 0.5, \mu = 0.05, \theta = -0.5, i_d = 0.655$ и $\gamma = 1, \varepsilon = 0.5, \mu = 0.05, \theta = 1.5, i_d = -0.959$ (соответственно, рисунки 1.11 и 1.12). Примем $\tau_m = \tau_3 = 1$. У этих двух рабочих точек ВД совпадает скорость, электромагнитный момент, приложенное напряжение, отличается лишь угол коммутации. В первом случае приращение угла коммутации было 0.05, во втором – 0.005. В обоих случаях рабочий процесс является устойчивым. По окончании переходных процессов устанавливаются новые скоростные режимы работы ВД.

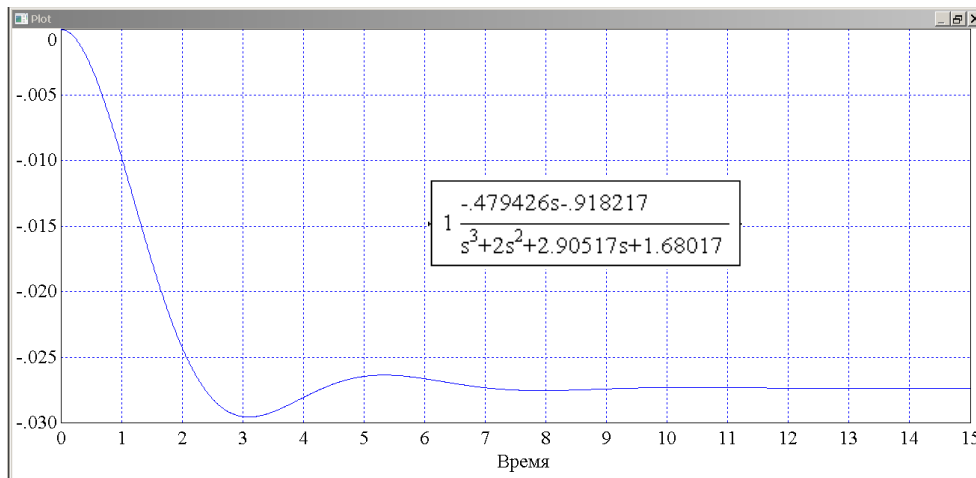


Рисунок 1.11 График изменения скорости при изменении угла коммутации

Но есть существенные различия. Первый режим характеризуется положительным током намагничивания. Именно в зоне положительных токов

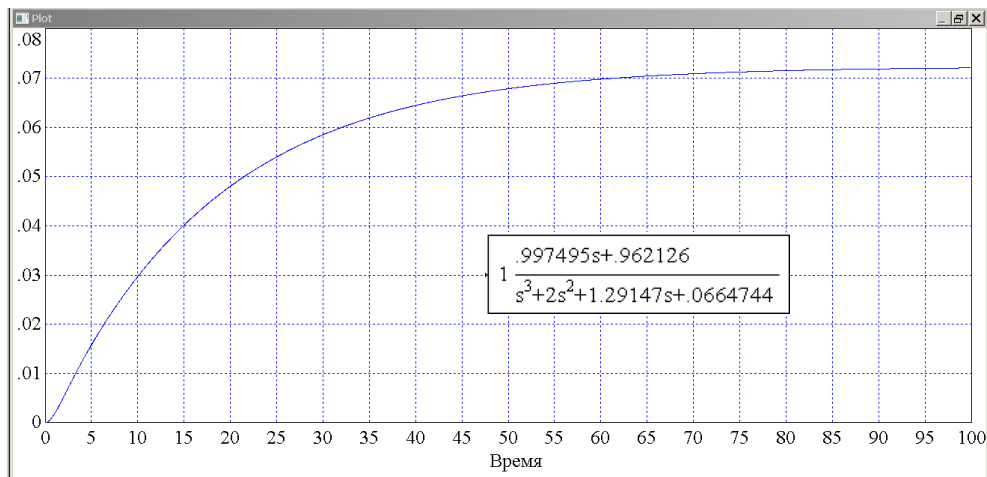


Рисунок 1.12 График изменения скорости при изменении угла коммутации

намагничивания, как будет ясно из последующих глав, располагаются наиболее энергоэффективные режимы работы ВД. Второй рабочий режим находится в зоне отрицательных (размагничивающих) токов. Подобные режимы, связанные с ослаблением поля двигателя, используются для расширения диапазона рабочих скоростей ВД. К тому же рабочая точка для второго случая находится в окрестности аperiодической границы устойчивости двигателя. Отсюда существенные расхождения в динамике переходных процессов.

Выводы по главе 1

1 Уточнены математические модели синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов в позиционном режиме работы (в режиме вентильного двигателя) при стандартных допущениях в неподвижной и вращающейся системе координат в абсолютных и относительных единицах. Математические модели могут быть использованы при анализе статических и динамических режимов работы двигателя.

2 При пренебрежении динамическими процессами в контуре намагничивания получены приближенные математические модели вентильного двигателя третьего и второго порядка. Математические модели отли-

чаются простотой и могут быть использованы при оперативной (текущей) идентификации двигателя, а также в контуре управления вентильного электропривода.

3 Впервые получена полноразмерная линеаризованная математическая модель вентильного двигателя во вращающейся системе координат, которая может быть использована при анализе динамических процессов в двигателе.

4 С помощью линеаризованной модели ВД впервые получена матричная передаточная функция вентильного двигателя, а также скалярные передаточные функции по различным каналам регулирования двигателя. Передаточные функции могут быть использованы для настройки системы управления электропривода.

5 Полученные линеаризованная математическая модель вентильного двигателя и скалярные передаточные функции позволяют детально исследовать динамику двигателя в различных режимах его работы, сформировать различные стратегии управления вентильным электроприводом.

2 АНАЛИЗ УСТОЙЧИВОСТИ СДПМ В СИНХРОННОМ И ПОЗИЦИОННОМ РАБОЧИХ РЕЖИМАХ

Вопросы устойчивости рассматривали практически все авторы, которые исследовали синхронные машины. Это связано с тем, что синхронный двигатель представляет собой колебательную систему и легко переходит в колебательный режим при изменении рабочего режима и действии внешних возмущений. Если стационарный рабочий режим близок к границе устойчивости, то синхронная машина может выпасть из синхронизма. Особенно проблема устойчивости актуальна для синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов (СДПМ), ввиду отсутствия у последнего обмотки возбуждения и демпферной обмотки, служащей для успокоения колебаний ротора. Достаточно точно состояние проблемы устойчивости СДПМ отражено в работе [73]. В основном, различными авторами исследовалась «статическая устойчивость» по упрощенным уравнениям двигателя. Примером может служить работа [130], в которой устойчивость анализируется по коэффициентам демпфирующего и синхронизирующего моментов. Такой анализ, как правило, ведет к существенному сокращению области рабочих режимов и завышенным требованиям по устойчивости.

Поставим задачу исследования устойчивости СДПМ по полным линеаризованным уравнениям, записанным в относительных единицах в системе координат, вращающейся с частотой ротора, и получения аналитических условий устойчивости положений равновесия рабочих процессов двигателя. А в соответствии с первым методом А.М. Ляпунова [93], если линеаризованная система устойчива, то исходная нелинейная система будет асимптотически устойчивой «в малом» относительно исследуемого состояния равновесия. При неустойчивости линеаризованной системы процессы в исходной нелинейной системе будут также неустойчивыми.

Отдельная задача – исследование устойчивости СДПМ в позиционном режиме работы, т.е. в режиме вентильного двигателя (ВД). Этой проблеме в литературе уделено недостаточно внимания. Расширение диапазона регулирования ВД, ужесточение требований к качеству регулирования, внедрение новых схем управления ВД, включая бездатчиковые варианты, требуют более детально исследовать эту проблему.

Подобное исследование устойчивости СДПМ и ВД выполнено автором и далее результаты этого исследования излагается в соответствии с [79]. Другой подход к исследованию устойчивости нелинейной системы с вентильным двигателем, выполненный Маргацкой Е.А. совместно с автором, приведён в работе [94].

2.1 Устойчивость СДПМ

Представим уравнения СДПМ во вращающейся системе координат в относительных единицах с учётом общепринятых допущений о симметрии статорной обмотки, равенстве индуктивных сопротивлений двигателя по осям d и q , синусоидальности фазных напряжений, отсутствии влияния реакции якоря и т.д. [79]:

$$\begin{cases} -\gamma \sin\theta = i_d - \tau_\varepsilon \varepsilon i_q + \tau_\varepsilon \frac{di_d}{d\tau}, \\ \gamma \cos\theta = i_q + \tau_\varepsilon \varepsilon i_d + \tau_\varepsilon \frac{di_q}{d\tau} + \varepsilon, \\ \tau_m \frac{d\varepsilon}{d\tau} = \mu - \mu_c, \\ \frac{d\theta}{d\tau} = \varepsilon - \varepsilon_0. \end{cases} \quad (2.1)$$

Здесь θ – угол между вектором ЭДС, наводимой потоком по продольной оси, и вектором напряжения; ε_0 – относительное значение синхронной скорости двигателя. Остальные обозначения переменных и параметров введены ранее.

Для СДПМ регулируемые координаты являются $i_d, \mu, \varepsilon, \theta$, управляющими (регулирующими) – γ, ε_0 и возмущающими – μ_c .

Получим линеаризованную модель СДПМ. Введём вектор состояния $x=(i_d, \mu, \varepsilon, \theta)^T$ и вектор входных воздействий $u=(\gamma, \varepsilon_0, \mu_c)^T$. В этом случае система уравнений переписывается следующим образом:

$$\dot{x}(\tau) = F(x(\tau), u(\tau)), x(0) = x_0,$$

где

$$F(x(\tau), u(\tau)) = \begin{pmatrix} \frac{1}{\tau_3}(-\gamma \sin \theta - i_d + \tau_3 \varepsilon \mu) \\ \frac{1}{\tau_3}(\gamma \cos \theta - \mu - \tau_3 \varepsilon i_d - \varepsilon) \\ \frac{1}{\tau_m}(\mu - \mu_c) \\ \varepsilon - \varepsilon_0 \end{pmatrix}.$$

Зададим опорную траекторию системы $\bar{x}(\tau), \bar{u}(\tau)$. Разложим функцию $F(x(\tau), u(\tau))$ в ряд Тейлора по элементам векторов $x(\tau)$ и $u(\tau)$ относительно опорной траектории движения и ограничимся только линейными членами.

Тогда

$$\dot{x}(\tau) \cong F(\bar{x}(\tau), \bar{u}(\tau)) + A(\tau)(x(\tau) - \bar{x}(\tau)) + B(\tau)(u(\tau) - \bar{u}(\tau)),$$

где

$$A(\tau) = F'_x(\bar{x}(\tau), \bar{u}(\tau)) = \begin{bmatrix} -1/\tau_3 & \bar{\varepsilon} & \bar{\mu} & -\bar{\gamma} \cos \bar{\theta} / \tau_3 \\ -\bar{\varepsilon} & -1/\tau_3 & -\bar{i}_d - 1/\tau_3 & -\bar{\gamma} \sin \bar{\theta} / \tau_3 \\ 0 & 1/\tau_m & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix},$$

$$B(\tau) = F'_u(\bar{x}(\tau), \bar{u}(\tau)) = \begin{bmatrix} -\sin \bar{\theta} / \tau_3 & 0 & 0 \\ \cos \bar{\theta} / \tau_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/\tau_m \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}.$$

Если вернуться к исходным обозначениям, то система уравнений (2.1) после линеаризации в приращениях будет выглядеть следующим образом (значки приращений опущены):

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_d}{d\tau} = -\frac{\gamma \sin \bar{\theta}}{\tau_3} - \frac{\theta \bar{\gamma} \cos \bar{\theta}}{\tau_3} - \frac{i_d}{\tau_3} + \mu \bar{\varepsilon} + \varepsilon \bar{\mu}, \\ \frac{d\mu}{d\tau} = \frac{\gamma \cos \bar{\theta}}{\tau_3} - \frac{\theta \bar{\gamma} \sin \bar{\theta}}{\tau_3} - i_d \bar{\varepsilon} - \frac{\mu}{\tau_3} - \varepsilon \left(\bar{i}_d + \frac{1}{\tau_3} \right), \\ \frac{d\varepsilon}{d\tau} = \frac{1}{\tau_m} (\mu - \mu_c), \\ \frac{d\theta}{d\tau} = \varepsilon - \varepsilon_0. \end{array} \right. \quad (2.2)$$

Отметим, что линеаризованная модель СДПМ в синхронном режиме работы во вращающейся системе координат (2.2) получена впервые. В отличие от линеаризованной модели ВД (1.44) порядок этой модели выше, так как число регулируемых координат у СДПМ на одну больше.

Определим характеристический полином линеаризованной системы уравнений СДПМ. Он будет иметь следующий вид

$$\Delta(p) = |pE - A(\tau)| = p^4 \tau_3^2 \tau_m + 2p^3 \tau_3 \tau_m + p^2 (\tau_3 + \tau_m + \bar{i}_d \tau_3^2 + \bar{\varepsilon}^2 \tau_3^2 \tau_m) + p(1 + \bar{i}_d \tau_3 + \bar{\varepsilon} \bar{\mu} \tau_3^2 + \bar{\gamma} \tau_3 \sin \bar{\theta}) + \bar{\gamma} (\sin \bar{\theta} - \bar{\varepsilon} \tau_3 \cos \bar{\theta}). \quad (2.3)$$

Здесь E – единичная матрица.

Воспользуемся критерием устойчивости линейных систем Рауса–Гурвица [102, 127]. Необходимым и достаточным условием устойчивости будет выполнение следующей системы неравенств:

$$\begin{aligned} \tau_3 + \tau_m + \bar{i}_d \tau_3^2 + \bar{\varepsilon}^2 \tau_3^2 \tau_m &> 0, \\ 1 + \bar{i}_d \tau_3 + \bar{\varepsilon} \bar{\mu} \tau_3^2 + \bar{\gamma} \tau_3 \sin \bar{\theta} &> 0, \\ \bar{\gamma} (\sin \bar{\theta} - \bar{\varepsilon} \tau_3 \cos \bar{\theta}) &> 0, \\ 2(\tau_3 + \tau_m + \bar{i}_d \tau_3^2 + \bar{\varepsilon}^2 \tau_3^2 \tau_m)(1 + \bar{i}_d \tau_3 + \bar{\varepsilon} \bar{\mu} \tau_3^2 + \bar{\gamma} \tau_3 \sin \bar{\theta}) &> \\ &> \tau_3 (1 + \bar{i}_d \tau_3 + \bar{\varepsilon} \bar{\mu} \tau_3^2 + \bar{\gamma} \tau_3 \sin \bar{\theta})^2 + 4\bar{\gamma} \tau_3 \tau_m (\sin \bar{\theta} - \bar{\varepsilon} \tau_3 \cos \bar{\theta}). \end{aligned}$$

Учитывая, что в установившемся режиме

$$\bar{i}_d = (\bar{\gamma} \cos \bar{\theta} - \bar{\varepsilon} - \bar{\mu}) / (\bar{\varepsilon} \tau_3), \quad (2.4)$$

можно исключить переменную \bar{i}_d из неравенств и условия устойчивости переписутся следующим образом

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_m + \frac{\tau_3(\bar{\gamma}\cos\bar{\theta} - \bar{\mu})}{\bar{\varepsilon}} + \bar{\varepsilon}^2\tau_3^2\tau_m > 0, \\ 2 - \frac{\bar{\gamma}\cos\bar{\theta} - \bar{\mu}}{\bar{\varepsilon}} + 3\bar{\varepsilon}\bar{\mu}\tau_3^2 - \bar{\gamma}\tau_3\sin\bar{\theta} > 0, \\ \bar{\gamma}(\sin\bar{\theta} - \bar{\varepsilon}\tau_3\cos\bar{\theta}) > 0, \\ (2\tau_m\bar{\varepsilon}/\tau_3 + 2\bar{\varepsilon}^3\tau_3^2\tau_m + \bar{\gamma}\tau_3\cos\bar{\theta} - \bar{\mu}) \times \\ \times [2\bar{\varepsilon} - \bar{\gamma}\cos\bar{\theta} - \bar{\gamma}\bar{\varepsilon}\tau_3\sin\bar{\theta} + (1 + 3\bar{\varepsilon}^2\tau_3^2)\bar{\mu}] > \\ > [2\bar{\varepsilon} - \bar{\gamma}\cos\bar{\theta} - \bar{\gamma}\bar{\varepsilon}\tau_3\sin\bar{\theta} + (1 + 3\bar{\varepsilon}^2\tau_3^2)\bar{\mu}]^2 + \\ + 4\bar{\gamma}\bar{\varepsilon}^2\tau_m(\sin\bar{\theta} - \bar{\varepsilon}\tau_3\cos\bar{\theta}). \end{array} \right. \quad (2.5)$$

Отметим, что исключение тока намагничивания i_d из условий устойчивости не является обязательным. Смысл преобразования (2.4) – свести анализ устойчивости к анализу значений механических переменных (момента, скорости, угла), исключив «внутреннюю» переменную. При необходимости диапазон изменения i_d может быть оценён в соответствии с (2.4).

Первые два условия из (2.5) выполняются всегда. Третье условие можно переписать в следующей эквивалентной форме

$$\arctg\bar{\varepsilon}\tau_3 < \bar{\theta} < \pi + \arctg\bar{\varepsilon}\tau_3. \quad (2.6)$$

Граничные значения угла $\bar{\theta}$ соответствуют максимальным значениям момента двигателя на устойчивом участке угловой моментной характеристики, соответственно, в двигательном и тормозном режимах работы. Т.е. момент двигателя подчиняется следующим ограничениям

$$\mu_{max}^T < \bar{\mu} < \mu_{max}^D, \quad (2.7)$$

где

$$\mu_{max}^D = \frac{\bar{\gamma}}{\sqrt{1+\tau_3^2\bar{\varepsilon}^2}} - \frac{\bar{\varepsilon}}{1+\tau_3^2\bar{\varepsilon}^2}, \quad \mu_{max}^T = -\frac{\bar{\gamma}}{\sqrt{1+\tau_3^2\bar{\varepsilon}^2}} - \frac{\bar{\varepsilon}}{1+\tau_3^2\bar{\varepsilon}^2}.$$

Это ограничение при $\tau_3 = 0$ сводится к классическому $-\bar{\gamma} - \bar{\varepsilon} < \bar{\mu} < \bar{\gamma} - \bar{\varepsilon}$.

При этом $0 < \bar{\theta} < \pi$.

Четвертое условие устойчивости системы (2.5) может быть сведено к следующему неравенству

$$a\bar{\mu}^2 + b\bar{\mu} + c < 0,$$

где $a, b, c = f(\bar{\gamma}, \bar{\varepsilon}, \bar{\theta}, \tau_m, \tau_3)$. В результате при $a > 0$ последнее условие устойчивости сводится к следующему неравенству

$$\mu_{\min}(\bar{\gamma}, \bar{\varepsilon}, \bar{\theta}, \tau_m, \tau_3) < \bar{\mu} < \mu_{\max}(\bar{\gamma}, \bar{\varepsilon}, \bar{\theta}, \tau_m, \tau_3), \quad (2.8)$$

где

$$\mu_{\max, \min} = \frac{6\bar{\varepsilon}^5 \tau_3^3 \tau_m + 8\bar{\varepsilon}^3 \tau_3 \tau_m - 12\bar{\varepsilon}^3 \tau_3^2 + 6\bar{\varepsilon}^3 \bar{\gamma} \tau_3^3 \sin \bar{\theta} + 9\bar{\varepsilon}^2 \bar{\gamma} \tau_3^2 \cos \bar{\theta} + 4\bar{\gamma} \cos \bar{\theta} + 2\bar{\varepsilon} \tau_m / \tau_3 + 3\bar{\varepsilon} \bar{\gamma} \tau_3 \sin \bar{\theta} - 6\bar{\varepsilon} \pm \bar{\varepsilon} \sqrt{D}}{18\bar{\varepsilon}^4 \tau_3^4 + 18\bar{\varepsilon}^2 \tau_3^2 + 4},$$

$$D = 36\bar{\varepsilon}^8 \tau_3^6 \tau_m^2 + 96\bar{\varepsilon}^6 \tau_3^4 \tau_m^2 + 180\bar{\varepsilon}^5 \bar{\gamma} \tau_3^5 \tau_m \cos \bar{\theta} - 156\bar{\varepsilon}^4 \bar{\gamma} \tau_3^4 \tau_m \sin \bar{\theta} + 88\bar{\varepsilon}^4 \tau_3^2 \tau_m^2 + 24\bar{\varepsilon}^4 \tau_3^3 \tau_m + 192\bar{\varepsilon}^3 \bar{\gamma} \tau_3^3 \tau_m \cos \bar{\theta} + 9\bar{\varepsilon}^2 \bar{\gamma}^2 \tau_3^4 \cos^2 \bar{\theta} - 160\bar{\varepsilon}^2 \bar{\gamma} \tau_3^2 \tau_m \sin \bar{\theta} + 32\bar{\varepsilon}^2 \tau_m^2 + 32\bar{\varepsilon}^2 \tau_3 \tau_m - 6\bar{\varepsilon} \bar{\gamma}^2 \tau_3^3 \sin \bar{\theta} \cos \bar{\theta} + 44\bar{\varepsilon} \bar{\gamma} \tau_3 \tau_m \cos \bar{\theta} + 12\bar{\varepsilon} \bar{\gamma} \tau_3^2 \cos \bar{\theta} + \bar{\gamma}^2 \tau_3^2 \sin^2 \bar{\theta} - 36\bar{\gamma} \tau_m \sin \bar{\theta} - 4\bar{\gamma} \tau_3 \sin \bar{\theta} + 4(\tau_m / \tau_3)^2 + 8(\tau_m / \tau_3) + 4.$$

Выражению для μ_{\max} соответствует знак «+», а μ_{\min} – знак «-» последней формулы. На рисунке 2.1 изображена моментная угловая характеристика

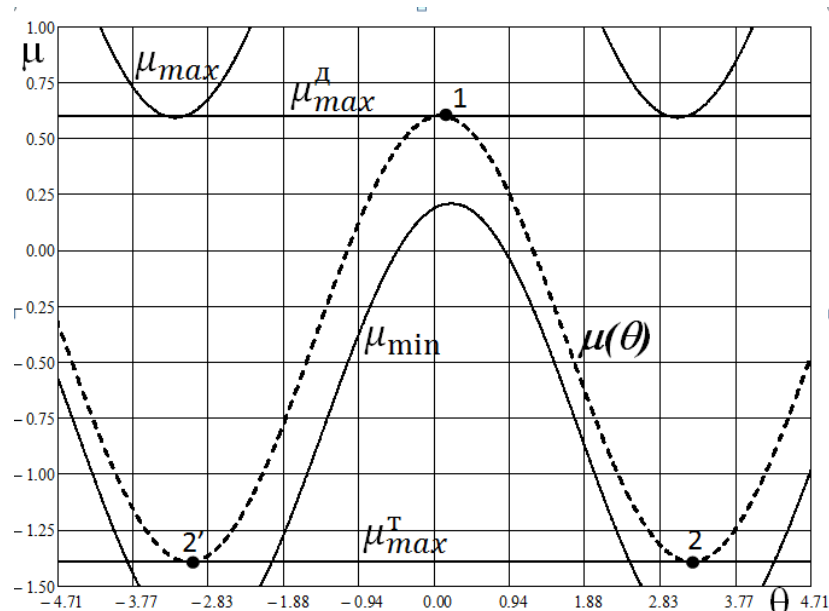


Рисунок 2.1 Характеристика $\mu(\theta)$ при $\gamma=1, \varepsilon=0.4, \tau_m=1, \tau_3=0.2$

СДПМ $\mu(\theta)$ с наложенными на нее кривыми границ области устойчивости. Кривые приведены при $\gamma = 1, \varepsilon = 0.4, \tau_m = 1, \tau_3 = 0.2$. На кривой моментной угловой характеристики диапазон устойчивых режимов ограничен

точками. Границы области устойчивости изображены жирными сплошными кривыми. Моментная угловая характеристика изображена штриховой линией. У двигателя область устойчивости расположены между точками 1–2, т.е. устойчивыми являются все точки устойчивой ветви угловой моментной характеристики СДПМ.

На этих и последующих рисунках графики электромагнитного момента $\mu(\theta)$ и $\mu(\varepsilon)$ СДПМ в стационарном режиме работы построены в соответствии с зависимостью (1.33)

$$\mu = \frac{\gamma(\varepsilon\tau_3 \sin\theta + \cos\theta) - \varepsilon}{1 + (\varepsilon\tau_3)^2}.$$

При увеличении электромагнитной постоянной двигателя области устойчивости «замыкаются» (рисунок 2.2). У двигателя области устойчи-

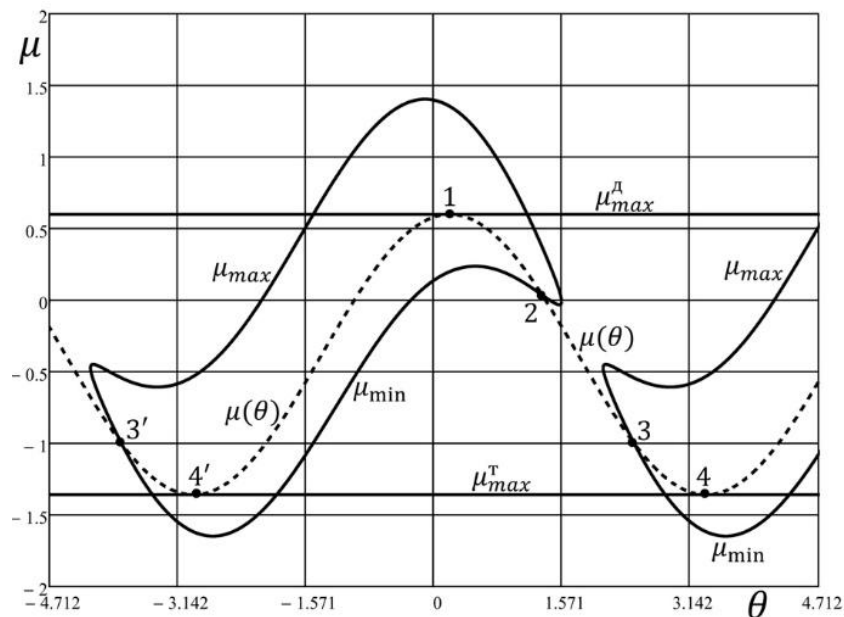


Рисунок 2.2 Характеристика $\mu(\theta)$ при $\gamma=1, \varepsilon=0.4, \tau_m=1, \tau_3=0.5$

вости расположены: в двигательном режиме – между точками 1–2 и в тормозном режиме – между точками 3–4 (3'–4'). Кривые построены при $\gamma = 1, \varepsilon = 0.4, \tau_m = 1, \tau_3 = 0.5$. При дальнейшем увеличении τ_3 диапазон устойчивой работы значительно сокращается (рисунок 2.3). Здесь $\gamma = 1, \varepsilon = 0.5, \tau_m = 1, \tau_3 = 1$.

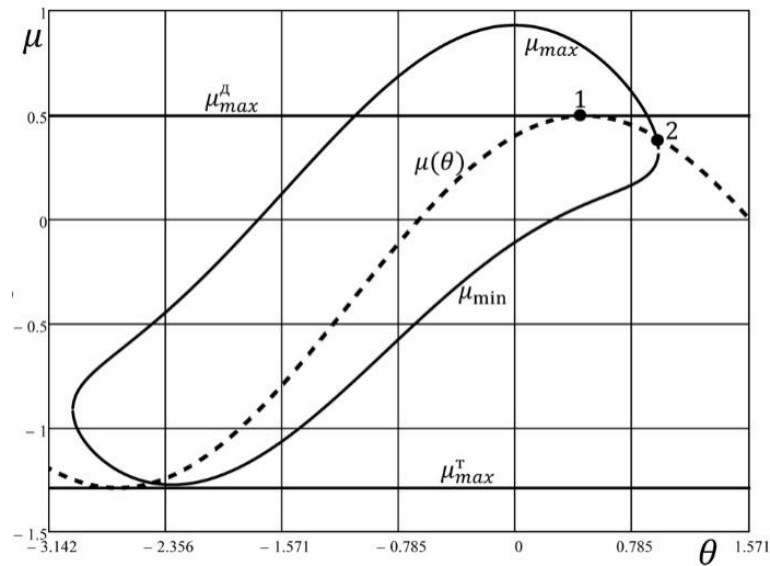


Рисунок 2.3 Характеристика $\mu(\theta)$: $\gamma=1, \varepsilon=0.5, \tau_m=\tau_3=1$

При увеличении частоты вращения конфигурация области устойчи-

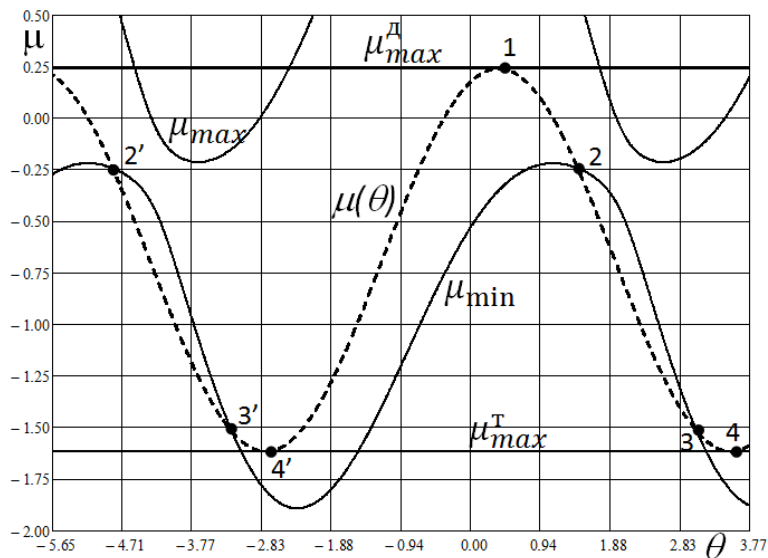


Рисунок 2.4 Характеристика $\mu(\theta)$: $\gamma=1, \varepsilon=0.8, \tau_m=1, \tau_3=0.5$

вости СДПМ существенно изменяется (рисунок 2.4). Кривые построены при $\gamma = 1, \varepsilon = 0.8, \tau_m = 1, \tau_3 = 0.5$.

Варьируя параметры двигателя τ_m, τ_3 , напряжение γ и скорость ε можно на плоскости μ - θ определить области устойчивых рабочих режимов двигателя, уточнить допустимые с точки зрения устойчивости диапазоны изменения параметров и режимных координат двигателя.

2.2 Устойчивость ВД

Для анализа устойчивости ВД применим методику предыдущего раздела. Воспользуемся уравнениями линеаризованной модели ВД (1.44) и выражениями для матриц A (1.42) и B (1.43).

Характеристический полином линеаризованной системы уравнений ВД будет иметь следующий вид

$$\Delta(p) = p^3 \tau_3^2 \tau_m + 2p^2 \tau_3 \tau_m + p(\tau_3 + \tau_m + \bar{i}_d \tau_3^2 + \bar{\varepsilon}^2 \tau_3^2 \tau_m) + \bar{i}_d \tau_3 + \bar{\varepsilon} \mu \tau_3^2 + 1. \quad (2.9)$$

Критерий Рауса–Гурвица дает следующие условия устойчивости [127]

$$\begin{aligned} \tau_3 + \tau_m + \bar{i}_d \tau_3^2 + \bar{\varepsilon}^2 \tau_3^2 \tau_m &> 0, \\ 1 + \bar{i}_d \tau_3 + \bar{\varepsilon} \mu \tau_3^2 &> 0, \\ \tau_3 + 2\tau_m + \bar{i}_d \tau_3^2 + 2\bar{\varepsilon}^2 \tau_3^2 \tau_m &> \bar{\varepsilon} \mu \tau_3^3. \end{aligned}$$

Если с помощью соотношения (2.4) исключить \bar{i}_d , то характеристический полином примет следующий вид

$$\begin{aligned} \Delta(p) = p^3 \tau_3^2 \tau_m + 2p^2 \tau_3 \tau_m + p[\tau_m + \bar{\varepsilon}^2 \tau_3^2 \tau_m + \tau_3(\bar{\gamma} \cos \bar{\theta} - \bar{\mu})/\bar{\varepsilon}] + 3\bar{\varepsilon} \mu \tau_3^2 \\ - 2\bar{\gamma} \tau_3 \sin \bar{\theta} - (\bar{\gamma} \cos \bar{\theta} - \bar{\mu})/\bar{\varepsilon} + 2. \end{aligned}$$

И условия устойчивости можно переписать следующим образом

$$\left\{ \begin{aligned} \tau_m + \bar{\varepsilon}^2 \tau_3^2 \tau_m + \tau_3(\bar{\gamma} \cos \bar{\theta} - \bar{\mu})/\bar{\varepsilon} &> 0, \\ 3\bar{\varepsilon} \mu \tau_3^2 - 2\bar{\gamma} \tau_3 \sin \bar{\theta} - (\bar{\gamma} \cos \bar{\theta} - \bar{\mu})/\bar{\varepsilon} + 2 &> 0, \\ 2\tau_m + 2\bar{\varepsilon}^2 \tau_3^2 \tau_m + 3\tau_3(\bar{\gamma} \cos \bar{\theta} - \bar{\mu})/\bar{\varepsilon} &> 3\bar{\varepsilon} \mu \tau_3^3 - 2\bar{\gamma} \tau_3^2 \sin \bar{\theta} + 2\tau_3. \end{aligned} \right. \quad (2.10)$$

Первое условие из (2.10) выполняется всегда, а второе и третье условия можно свести к следующему неравенству относительно μ

$$\mu'_{\min}(\bar{\gamma}, \bar{\varepsilon}, \bar{\theta}, \tau_m, \tau_3) < \bar{\mu} < \mu'_{\max}(\bar{\gamma}, \bar{\varepsilon}, \bar{\theta}, \tau_m, \tau_3), \quad (2.11)$$

где

$$\mu'_{\min}(\bar{\gamma}, \bar{\varepsilon}, \bar{\theta}, \tau_m, \tau_3) = \frac{\bar{\gamma}(\cos \bar{\theta} + 2\bar{\varepsilon} \tau_3 \sin \bar{\theta}) - 2\bar{\varepsilon}}{1 + 3\tau_3^2 \bar{\varepsilon}^2},$$

$$\mu'_{\max}(\bar{\gamma}, \bar{\varepsilon}, \bar{\theta}, \tau_m, \tau_\varepsilon) = \frac{2\bar{\varepsilon}\tau_m/\tau_\varepsilon + 2\bar{\varepsilon}^3\tau_\varepsilon\tau_m + \bar{\gamma}(3\cos\bar{\theta} + 2\bar{\varepsilon}\tau_\varepsilon\sin\bar{\theta}) - 2\bar{\varepsilon}}{3(1 + \tau_\varepsilon^2\bar{\varepsilon}^2)}.$$

Кроме этого неравенства необходимо также выполнение ограничения на μ

$$\mu_{\max}^T < \bar{\mu} < \mu_{\max}^D. \quad (2.12)$$

Области устойчивости можно изобразить на угловой моментной характеристике $\mu(\theta)$ или механической характеристике $\mu(\varepsilon)$ ВД.

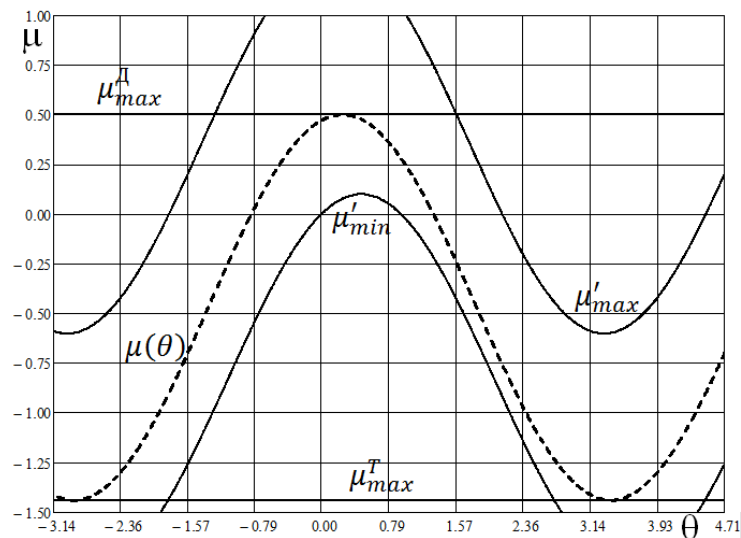


Рисунок 2.5 Характеристика $\mu(\theta)$ для случая $\tau_\varepsilon/\tau_m=0.5$

При $\tau_\varepsilon < \tau_m$, как правило, проблем с устойчивостью у ВД не возникает. Двигатель может терять устойчивость на границах рабочего диапазона по моменту при перегрузке.

При $\tau_\varepsilon \geq \tau_m$ картина меняется. А именно такое соотношение постоянных времени характерно для ряда высокомоментных ВД (смотрите, например, [21]).

На рисунках 2.5–2.8 приведены области устойчивости при $\gamma = 1$, $\varepsilon = 0.5$, $\tau_m = 1$, $\tau_\varepsilon = 0.5 \dots 7$. С увеличением отношения τ_ε/τ_m область устойчивых режимов, которая располагается между точками 1 и 2, уменьшается, сдвигаясь в направлении меньших моментов и углов коммутации.

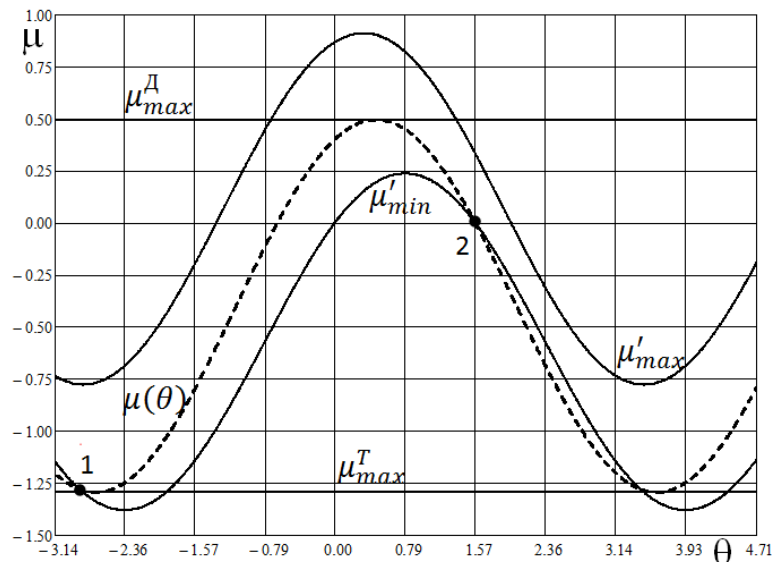


Рисунок 2.6 Характеристика $\mu(\theta)$ для случая $\tau_3/\tau_m=1$

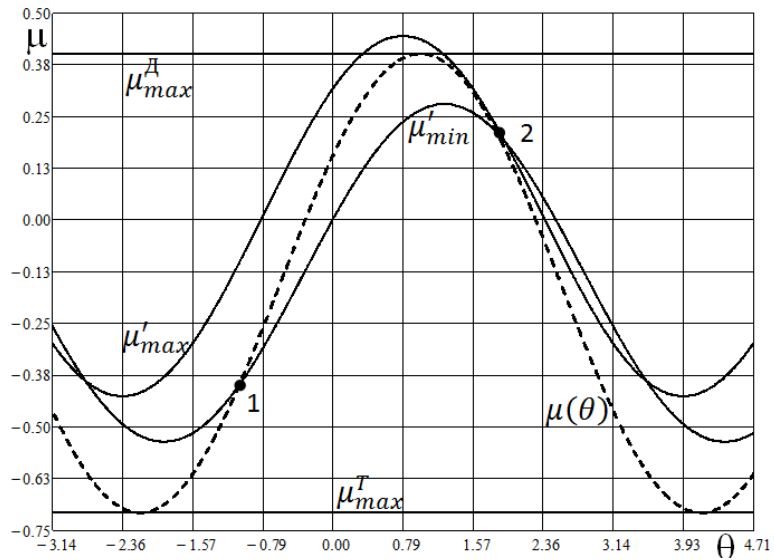


Рисунок 2.7 Характеристика $\mu(\theta)$ для случая $\tau_3/\tau_m=3$

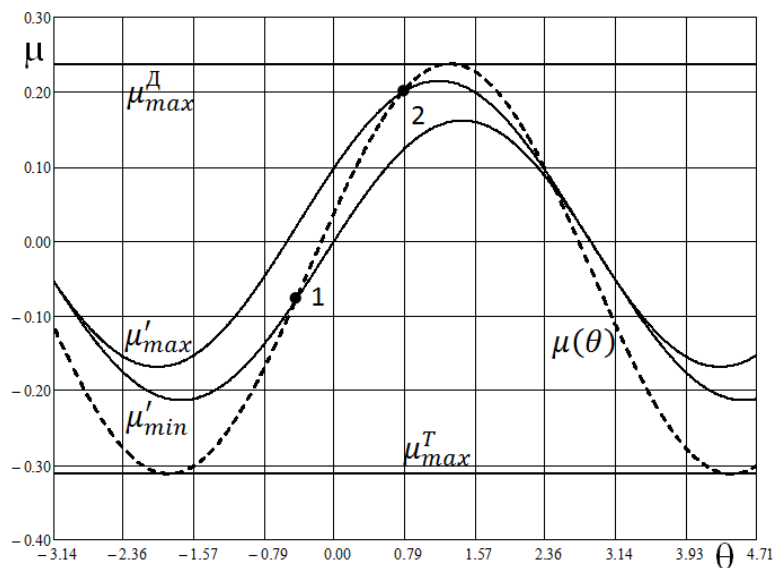


Рисунок 2.8 Характеристика $\mu(\theta)$ для случая $\tau_3/\tau_m=7$

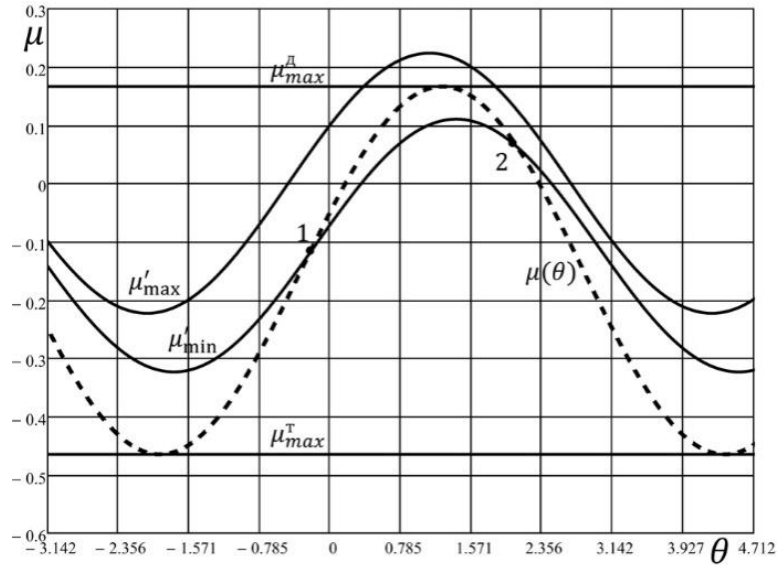


Рисунок 2.9 Характеристика $\mu(\theta)$ ВД при $\gamma = 1, \varepsilon = 1.5, \tau_m = 0.2, \tau_\varepsilon = 2$

На рисунке 2.9 приведены области устойчивости ВД при $\gamma = 1, \varepsilon = 1.5, \tau_m = 0.2, \tau_\varepsilon = 2$ [79]. Рабочий диапазон по углу и моменту составил,

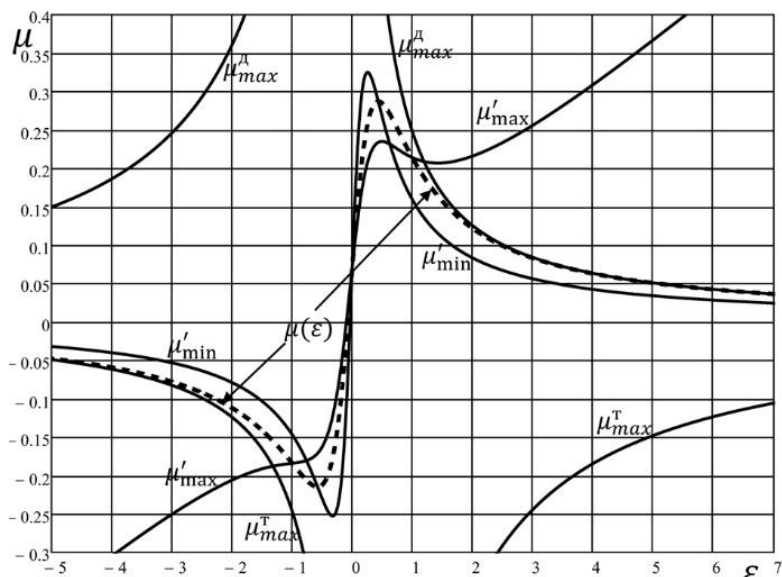


Рисунок 2.10 Характеристика $\mu(\varepsilon)$ при $\gamma = 1, \theta = 1.5, \tau_m = 0.2, \tau_\varepsilon = 2$

соответственно, $-0.227 \leq \bar{\theta} \leq 2.08$ и $-0.12 \leq \bar{\mu} \leq 0.166$.

Ещё больше возможностей дает анализ механической характеристики ВД $\mu(\varepsilon)$, с нанесенными на нее областями устойчивой работы. На рисунке 2.10 приведена характеристика $\mu(\varepsilon)$ для $\gamma = 1, \theta = 1.5, \tau_m = 0.2, \tau_\varepsilon = 2$ [79]. На этой характеристике можно выделить следующие диа-

пазоны устойчивой работы: $\bar{\varepsilon} < -1$ и $-0.185 \leq \bar{\mu} < 0$; $\bar{\varepsilon} > 1$ и $0 < \bar{\mu} \leq 0.21$.

Выводы по главе 2

1 Впервые получена полноразмерная линеаризованная математическая модель синхронного двигателя с постоянными магнитами в синхронном режиме работы во вращающейся системе координат. Линеаризованная математическая модель синхронного двигателя с постоянными магнитами может быть использована для анализа динамических процессов в двигателе.

2 С помощью линеаризованной модели синхронного двигателя с постоянными магнитами впервые получены аналитические зависимости условий устойчивости СДПМ в синхронном режиме работы.

3 Впервые показано, что вентильный двигатель при определённых условиях может потерять устойчивость. С помощью линеаризованной модели вентильного двигателя впервые получены аналитические зависимости условий устойчивости ВД.

4 Аналитические зависимости условий устойчивости СДПМ и ВД представляют теоретический интерес и могут найти практическое применение при проектировании и эксплуатации СДПМ и ВД.

5 Аналитические зависимости условий устойчивости СДПМ и ВД могут быть использованы для определения устойчивости конкретного режима работы двигателя.

6 Аналитические зависимости условий устойчивости СДПМ и ВД могут быть использованы для уточнения диапазонов устойчивой работы по всем управляющим, возмущающим и регулируемым переменным двигателя.

3 ИДЕНТИФИКАЦИЯ ВД

Глава посвящена вопросам уточнения математической модели ВД, определению неизмеряемых координат привода. Эта задача особенно актуальна в бездатчиковом варианте вентильного электропривода, когда механические координаты привода не доступны непосредственному измерению. Причём, оцениванию подлежат в первую очередь параметры и координаты привода, необходимые для организации векторного управления ВД. При идентификации ВД предпочтение отдано методам оперативной (текущей) идентификации, осуществляемой в темпе реальных процессов вентильного электропривода и результаты которой оперативно могут быть использованы для управления ВД [52, 85, 87, 102, 103, 113, 117].

3.1 Определение электромагнитного момента ВД

Синхронные двигатели с возбуждением от постоянных магнитов, имеющие обратную связь по положению ротора относительно статора, находят все более широкое применение в электроприводе различных механизмов и машин. При этом часто возникает задача регламентирования или ограничения электромагнитного момента двигателя. Причем установка дополнительных датчиков момента по конструктивным или иным соображениям невозможна. В этом случае возникает задача идентификации (оценивания) электромагнитного момента двигателя по другим измеряемым координатам. Покажем возможность ее решения в случае, когда напряжение на фазных обмотках, изменяется по синусоидальному закону.

В этом случае двигатель можно рассматривать как синхронную машину с фиксированным углом нагрузки (θ), который устанавливается датчиком положения ротора. Уравнения синхронной машины с возбуждением от постоянных магнитов в относительных единицах получены в разделе 1.1.

В основу наблюдающего устройства для оценивания электромагнитного момента положим выражение для установившегося значения электромагнитного момента μ_∞ в соответствии с выражением (1.33).

Тогда наблюдатель электромагнитного момента ВД описывается следующим уравнением [26, 182]

$$\frac{d\hat{\mu}}{d\tau} = \frac{1}{\tau_3} \left(-\hat{\mu} + \frac{\gamma(\cos\theta + \varepsilon\tau_3 \sin\theta) - \varepsilon}{1 + \varepsilon^2\tau_3^2} \right), \quad (3.1)$$

где $\hat{\mu}$ – оценка электромагнитного момента двигателя. Легко получить дискретную реализацию наблюдателя [26]. Ниже на рисунке 3.1 приведён пример оценивания электромагнитного момента ВД для случая перемен-

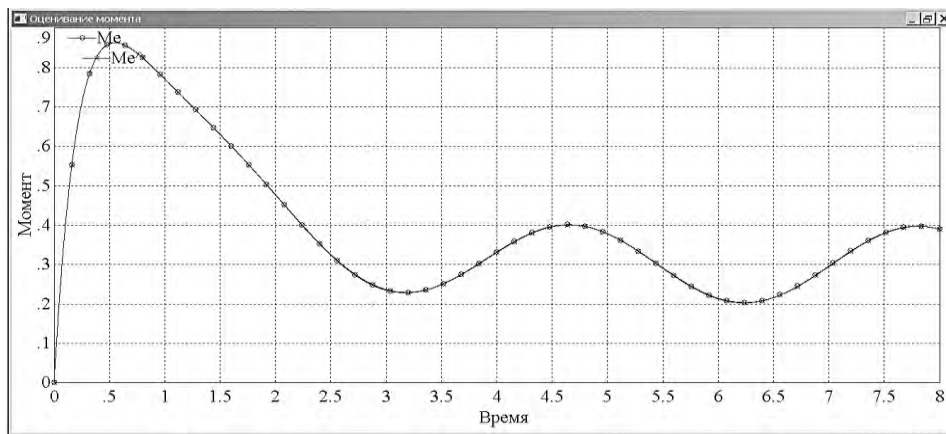


Рисунок 3.1 Оценивание электромагнитного момента двигателя
ного момента сопротивления. Моделирование проведено для следующих
исходных данных: $\tau_\gamma = 0,2$; $\tau_m = 1$; $\gamma = 1$; $\theta = 0,1$; $\mu_c(\tau) = 0,3 + 0,2 \sin 2\tau$.

Кривые электромагнитного момента и его оценки практически совпадают, ошибка оценивания не превышает 0,1%.

3.2 Определение момента сопротивления движению ВД

Для определения момента сопротивления вращению двигателя используется уравнение (1.19). При этом предполагаем, что частота вращения ротора измеряется, как и в случае определения электромагнитного момента, и мы располагаем оценкой электромагнитного момента двигателя.

Тогда уравнения, описывающие механическое движение привода будут следующие

$$\begin{aligned} \frac{d\varepsilon}{d\tau} &= (\hat{\mu} - \mu_c)/\tau_m, \\ \frac{d\mu_c}{d\tau} &= 0. \end{aligned} \quad (3.2)$$

Здесь пространство состояния расширено и в него включен искомый момент сопротивления. Электромагнитный момент является для этой модели механического движения привода входом и должен быть получен с помощью своего наблюдателя, т.е. векторы состояния, выходных переменных (измерений) и входных воздействий (управления), соответственно, будут следующими $x = (\varepsilon, \mu_c)$, $y = x_1 = \varepsilon$ и $u = \hat{\mu}$. В данном случае модель механического движения двигателя является линейной, и нет никаких препятствий для синтеза линейного редуцированного (пониженного порядка) наблюдателя Люенбергера [165]. Проведём такой синтез [26].

Уравнения редуцированного наблюдателя имеют стандартный вид

$$\begin{cases} \dot{v} = \Gamma v + Fy + TBu, \\ \hat{x} = Sy + \Phi v, \end{cases} \quad (3.3)$$

где v – вспомогательный вектор, \hat{x} – вектор оценки вектора состояния x ; Γ , F , T , B , S , Φ – матрицы соответствующей размерности.

В соответствии с теорией наблюдателей матрицы A , B , C и D известны (описывают исходный объект в форме уравнений состояния), матрицы Γ и F задаются, а матрицы S и Φ определяются решением двух матричных алгебраических уравнений $A - \Gamma = FD$ и $SD + \Phi = E$.

Для нашего случая матрицы будут следующими:

$$\begin{aligned} A &= \begin{pmatrix} 0 & -1/\tau_m \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, B = \begin{pmatrix} 1/\tau_m \\ 0 \end{pmatrix}, C = (1 \ 0), D = 0, \\ \Gamma &= \lambda_n, F = 1, T = \begin{pmatrix} -1/\lambda_n & 1/\lambda_n^2 \tau_m \end{pmatrix}, S = \begin{pmatrix} 1 \\ \lambda_n \tau_m \end{pmatrix}, \Phi = \begin{pmatrix} 0 \\ \lambda_n^2 \tau_m \end{pmatrix}. \end{aligned}$$

Здесь λ – желаемый корень наблюдателя ($\text{Re } \lambda_n < 0$).

Уравнения редуцированного наблюдателя Люенбергера для оценивания момента сопротивления примут следующий вид

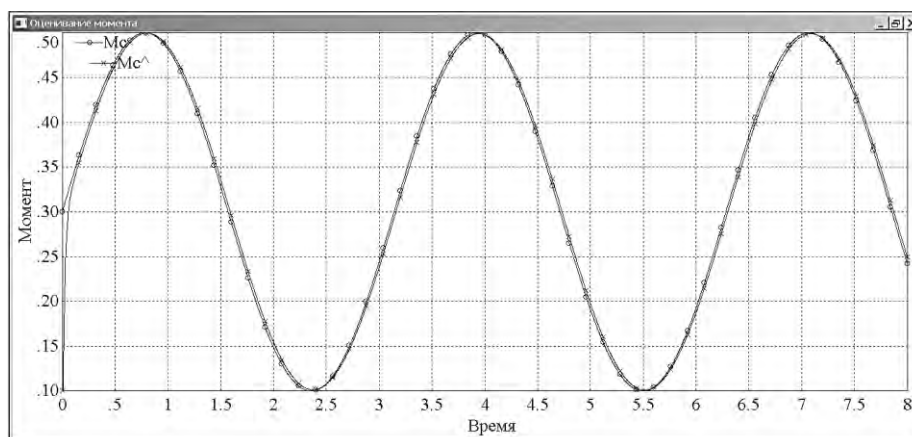


Рисунок 3.2 Оценивание момента сопротивления движению двигателя

$$\begin{cases} \dot{v} = \lambda_n v + \varepsilon - \frac{\hat{\mu}}{\lambda_n \tau_m}, \\ \hat{x}_2 \equiv \hat{\mu}_c = \lambda_n \tau_m (\lambda_n v + \varepsilon), \end{cases} \quad (3.5)$$

где $\hat{\mu}_c$ – оценка момента сопротивления.

Таким образом, реализация наблюдателя момента сопротивления чрезвычайно проста – на одном интеграторе. Для исходных данных предыдущего примера (смотри раздел 3.1) было проведено компьютерное моделирование работы редуцированного наблюдателя момента сопротивления. Желаемый корень наблюдателя при этом был выбран $\lambda = -50$. На рисунке 3.2 приведены кривые момента сопротивления и его оценки. Качество оценивания достаточно высокое, ошибка оценивания не превышает 0,7%.

Особенность наблюдателя момента сопротивления в том, что он работает совместно с наблюдателем электромагнитного момента [26]. Причём синтез этих двух наблюдателей был проведён автономно, независимо друг от друга. Такой порядок синтеза предпочтительнее, чем синтез полноразмерного наблюдателя всех неизмеряемых координат объекта.

3.3 Определение скорости и углового положения ВД

При реализации векторного управления вентильного электропривода возникает необходимость в определении с достаточной точностью углового положения ротора относительно статора и скорости вращения ротора. Оснащение электропривода высокоточным датчиком углового положения ротора – один из путей решения этой задачи. Но этот путь не всегда возможен по технологическим и другим причинам. К тому же он ведёт к усложнению и удорожанию системы управления привода [50, 70, 71].

В рассматриваемом в работе подходе к реализации векторного управления синхронным двигателем с возбуждением от постоянных магнитов для управления используется лишь информация о фазных напряжениях и токах электропривода. Информация об угловом положении ротора и его частоте вращения восстанавливается с использованием настраиваемой модели (идентификатора) вентильного двигателя.

Использование моделей двигателя разного вида и наблюдателей неизмеряемых механических координат привода достаточно распространено (см., например, [23, 54, 61, 65, 178, 190]). Всё дело в нюансах: виде модели, способах её реализации и настройки, достижимой точности моделирования, чувствительности системы управления вентильного электропривода к вариациям параметров модели и т.д.

В качестве настраиваемой модели выбрана модель ВД в роторной системе координат d - q как неявнополюсной синхронной машины с постоянными магнитами и фиксированным углом нагрузки, определяемым угловым положением ротора относительно статора. Причём с целью простоты реализации и настройки выбрана модель в относительных единицах (см. систему уравнений (1.18–1.20)). Ниже приведены уравнения статорной цепи и механической части настраиваемой модели ВД [80]:

$$-\gamma \sin \theta^* = i_{dm} - \tau_s \varepsilon_m i_{qm} + \tau_s \frac{di_{dm}}{d\tau}, \quad (3.6)$$

$$\cos\theta^* = i_{qm} + \tau_\varepsilon \varepsilon_m i_{dm} + \tau_\varepsilon \frac{di_{qm}}{d\tau} + \varepsilon_m, \quad (3.7)$$

$$\tau_m \frac{d\varepsilon_m}{d\tau} = i_{qm} - k_P(\mu_e - i_{qm}) - k_I \int_0^\tau (\mu_e - i_{qm}) d\tau, \quad (3.8)$$

$$\varphi_m = \varphi_{m0} + \int_0^\tau \varepsilon_m d\tau, \quad (3.9)$$

где θ^* – задание по углу коммутации; i_{qm}, i_{dm} – модельные токи, ε_m – модельная частота вращения ротора, φ_m – угол поворота ротора, полученный с помощью модели; φ_{m0} – начальное значение угла; k_P, k_I – коэффициенты, соответственно, пропорциональный и интегральный ПИ-закона регулирования контура подстройки настраиваемой модели ВД; μ_e – оценка электромагнитного момента.

Особенность модели состоит в том, что её входами является напряжения Ud и Uq , формируемые в функции задания угла коммутации θ^* (желаемого значения углового рассогласования между векторами напряжения и ЭДС). Т.е. настраиваемая модель ВД выступает здесь как *эталонная модель*, описывающая эталонный (желаемый) характер движения ВД.

Другой особенностью модели является то, что она построена без учёта нагрузки. Для подстройки настраиваемой модели под реальный характер нагружения электропривода в уравнение механической части введён корректирующий контур по оценке электромагнитного момента ВД. Эта коррекция обеспечивает необходимую точность слежения настраиваемой модели за реальным ВД.

Уравнение в относительных единицах для оценки электромагнитного момента приведено ниже [80]:

$$\mu_e = \frac{2}{3} [i_1 \sin \varphi_m + i_2 \sin(\varphi_m - 2\pi/3) + i_3 \sin(\varphi_m + 2\pi/3)]. \quad (3.10)$$

Здесь i_1, i_2, i_3 – измеренные мгновенные значения фазных токов ВД.

Введём понятие наблюдателя состояния (НС) ВД, т.е. наблюдателя переменных ВД, необходимых для организации бездатчикового векторного управления двигателем. Структурная схема НС представлена на рисунке

3.3. В НС входят наблюдатели электромагнитного момента ($H_{Mэ}$) и момента сопротивления ($H_{Mс}$), настраиваемая модель ВД (M) и ПИ-регулятор.

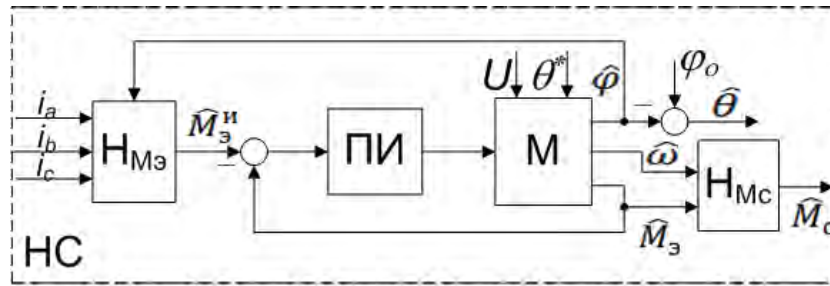


Рисунок 3.3 Наблюдатель состояния ВД

$H_{Mэ}$ реализует уравнение (3.10), $H_{Mс}$ организован в соответствии с (3.5), а M – в соответствии с уравнениями (3.6) – (3.9). К структурным особенностям НС можно также отнести два контура обратных связей: по электромагнитному моменту и угловому положению ротора.

Ниже на рисунках 3.4 – 3.6 приведены графики оценок электромагнитного момента, скорости и углового положения ротора в процессе пуска ВД под нагрузкой с последующим реверсом, полученные с помощью настраиваемой модели (3.6 – 3.9). При этом были приняты следующие относительные параметры привода, настраиваемой модели и нагрузки: $\gamma=1$; $\tau_m=0,5$; $\tau_s = 0,05$; $\varphi_{m0} = 0$; $k_p = k_I = 20$; $\mu_c=0,3$. Угол коммутации был задан следующим образом

$$\theta^*(\tau) = \begin{cases} 0, & 0 \leq \tau < 2; \\ 1,95, & 2 \leq \tau \leq 4. \end{cases} \quad (3.11)$$

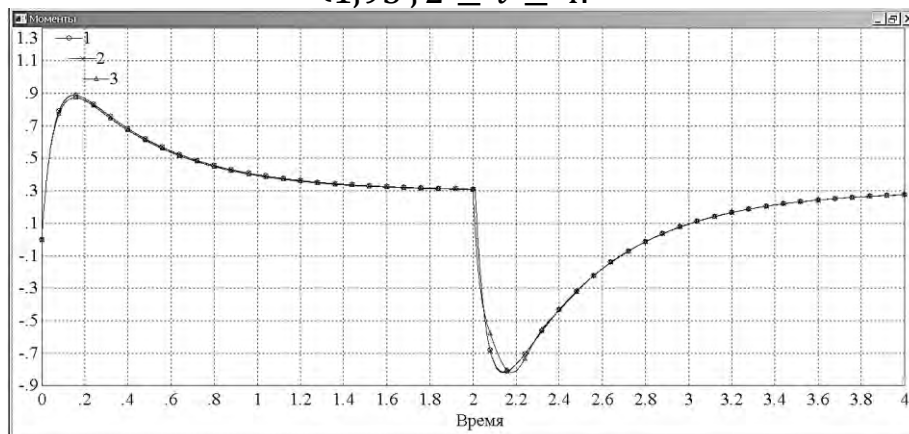


Рисунок 3.4 Оценивание электромагнитного момента двигателя: кривая 1 – i_q , кривая 2 – μ_e , кривая 3 – i_{qm}

Максимальная динамическая ошибка оценивания электромагнитного момента ВД при пуске двигателя не превышает 2%, скорости – 3,5%, углового положения ротора – 1%. Статическая ошибка оценивания скорости не превышает 0,05%.

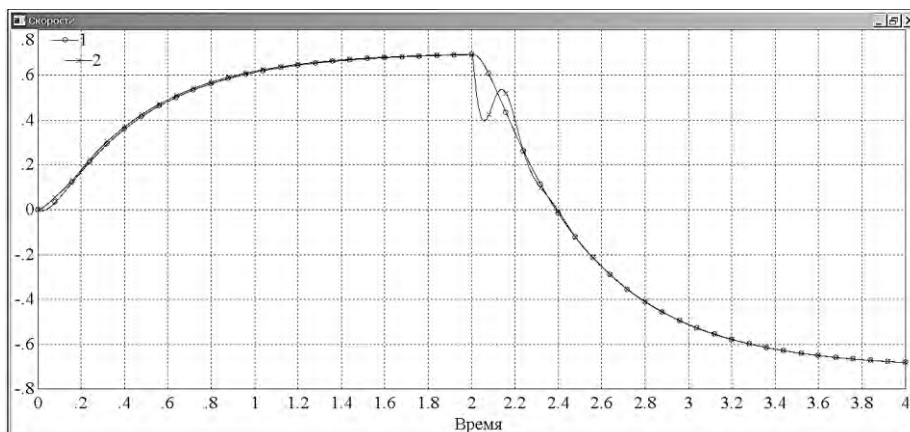


Рисунок 3.5 Оценка скорости двигателя: кривая 1 – ε , кривая 2 – ε_m

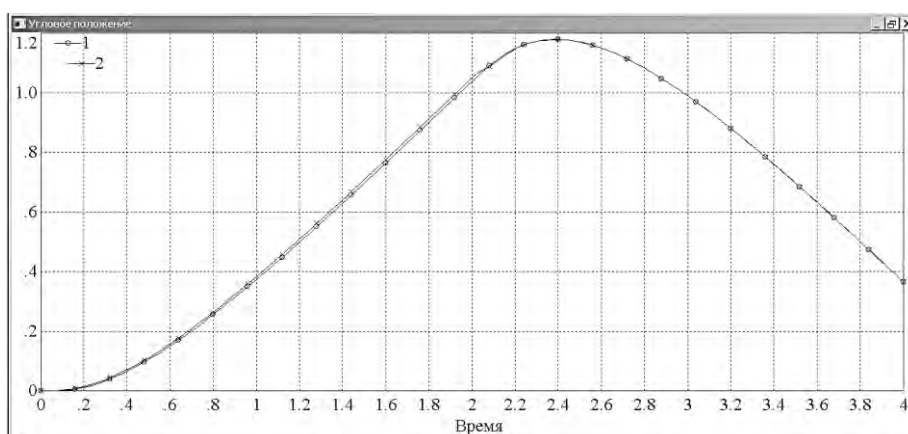


Рисунок 3.6 Оценка углового положения двигателя: кривая 1 – угловое положение ротора, кривая 2 – φ_m

3.4 Определение начального положения ротора ВД

Известная проблема бездатчиковых схем векторного управления [10, 111] – их чувствительность к неточности определения начального положения ротора.

В [25, 80] предложено использование при начальном пуске двигателя режима синхронного вращения. Затем после определения положения ротора в синхронном режиме на холостом ходу, что не представляет большой трудности, производится корректировка настраиваемой модели ВД и дви-

гатель переводится в позиционный режим. Синхронный режим можно также использовать для периодической корректировки настраиваемой модели.

Надо заметить, такой подход не требует предварительного приведения (электрической установки) ротора.

Далее, в главе, посвященной управлению ВД, мы будем придерживаться именно такого подхода в алгоритмах бездатчикового векторного управления ВД.

Для определения углового положения ротора в режиме синхронного вращения проанализируем равновесный скоростной режим ВД при $\mu = \mu_c = 0$ и $\varepsilon = \varepsilon_0$. Для этого лучше использовать выражение для установившегося значения электромагнитного момента (1.24). Тогда для установившегося режима справедливо

$$\frac{\gamma(\cos\theta + \varepsilon_0\tau_3\sin\theta) - \varepsilon_0}{1 + (\varepsilon_0\tau_3)^2} = 0. \quad (3.12)$$

Можно переписать уравнение более компактно:

$$\gamma(\cos\theta + \varepsilon_0\tau_3\sin\theta) = \varepsilon_0. \quad (3.13)$$

Решение этого уравнения относительно θ выглядит следующим образом

$$\theta = 2\arctg \frac{\varepsilon_0\tau_3 - \sqrt{(\varepsilon_0\tau_3)^2 - (\varepsilon_0/\gamma)^2 + 1}}{\varepsilon_0/\gamma + 1}. \quad (3.14)$$

Окончательно, выражение для определения начального углового положения ротора с учетом соотношения для угла коммутации (3.14) будет следующим [80]

$$\varphi_{m0} = \varphi_0 - \theta, \quad (3.15)$$

где φ_0 – угол поворота вектора напряжения преобразователя напряжения вентильного электропривода.

На рисунках 3.7 и 3.8 представлен процесс определения начального углового положения ротора в синхронном режиме работы ВД для различ-

ных значений начального угла выставки ротора (-1 рад. – рисунок 3.7, +2 рад. – рисунок 3.8).

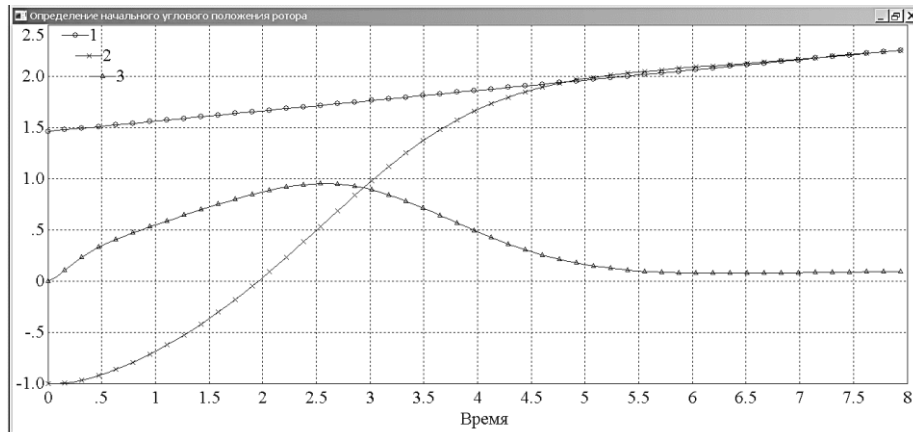


Рисунок 3.7 Определение начального положения ротора: кривая 1 – $\varphi_{т0}$, кривая 2 – угловое положение ротора, кривая 3 – ε

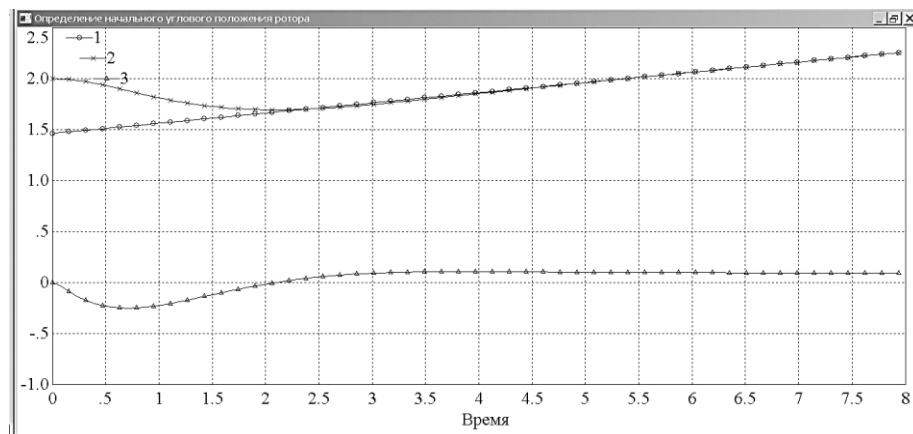


Рисунок 3.8 – Определение начального положения ротора: кривая 1 – $\varphi_{т0}$, кривая 2 – угловое положение ротора, кривая 3 – ε

Моделирование было проведено для следующих исходных данных: $\gamma=1$; $\tau_m=0,5$; $\tau_э = 0,05$; $\varepsilon_0 = 0,1$. Ошибка оценивания стремится к нулю.

При пуске ВД под нагрузкой процедура определения начального углового положения ротора усложняется. В работе в четвертой главе получена аналитическая зависимость $\theta(\gamma, \varepsilon, \mu)$ (см. (4.6):

$$\theta(\gamma, \varepsilon, \mu) = 2 \arctg \frac{\varepsilon \tau_э - \sqrt{(\varepsilon \tau_э)^2 - (\{\mu[1 + (\varepsilon \tau_э)^2] + \varepsilon\} / \gamma)^2 + 1}}{\{\mu[1 + (\varepsilon \tau_э)^2] + \varepsilon\} / \gamma + 1}.$$

Использование этой зависимости для определения начального углового положения ротора при синхронном пуске под нагрузкой предполагает знание момента нагрузки, который в свою очередь зависит от электромагнитного

момента (см. (3.5)). Структурная схема определения начального углового положения ротора для этого случая представлена на рисунке 3.9.

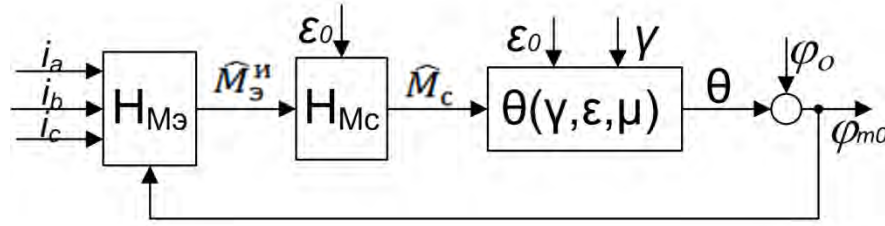


Рисунок 3.9 Структурная схема определения начального углового положения ротора в синхронном режиме под нагрузкой

На следующих рисунках 3.10 и 3.11 представлен пример учёта начального углового положения ротора в процессе управления.

При начальном пуске используется режим синхронного вращения. Затем после определения положения ротора в синхронном режиме производится корректировка настраиваемой модели ВД и двигатель переводится в позиционный режим. Далее осуществляется разгон ВД и реверс.

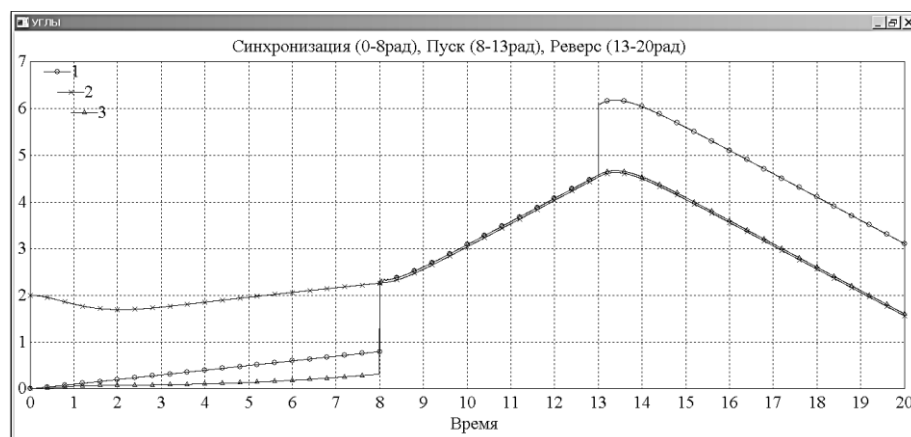


Рисунок 3.10 Использование синхронного режима для корректировки настраиваемой модели

На рисунке 3.10 представлены угловые координаты привода: ротора φ (кривая 2), преобразователя напряжения φ_o (кривая 1) и настраиваемой модели φ_m (кривая 3). На рисунке 3.11 – скорость и фазные токи ВД.

В момент времени $\tau = 8$ происходит корректировка модели и ВД переводится в позиционный режим, в $\tau = 13$ осуществляется реверс ВД.

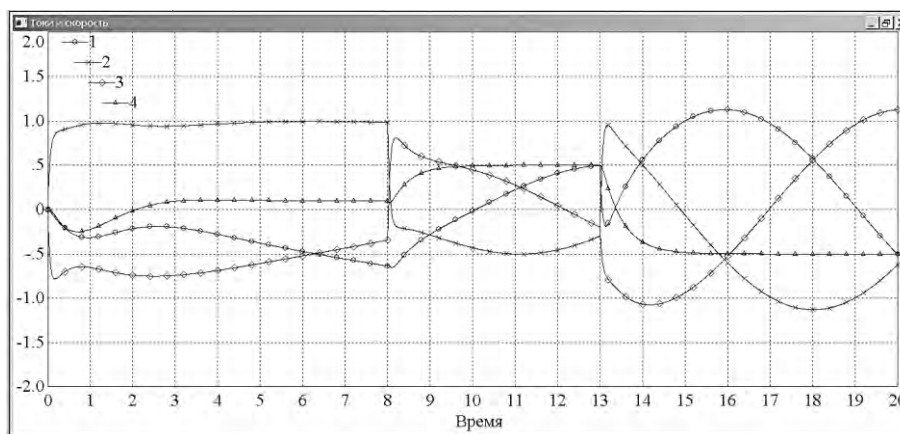


Рисунок 3.11 Фазные токи и скорость ВД в процессе управления: кривые 1, 2, 3 – фазные токи i_1, i_2, i_3 ; кривая 4 – скорость ε

Организация такого дополнительного синхронного режима работы ВД приводит к незначительному усложнению системы управления.

3.5 Идентификация ВД с помощью оптимальных и субоптимальных нелинейных фильтров

3.5.1 Идентификация ВД с помощью оптимального обобщённого фильтра Калмана–Бьюси

Использование нелинейных фильтров предопределено нелинейностью самого объекта – вентиляного двигателя. Рассматривается оптимальный нелинейный фильтр инвариантного погружения [63, 110, 133], который можно классифицировать как обобщённый фильтр Калмана–Бьюси (ОФКБ) [14, 119].

Пусть система описывается следующим образом

$$\dot{x}(t) = f[x(t), t] + G[x(t), t]w(t), \tag{3.16}$$

$$z(t) = h[x(t), t] + v(t), \tag{3.17}$$

где $x(t)$ – вектор состояния, $z(t)$ – вектор измерений, $w(t)$ – входной случайный шум, $v(t)$ – случайный шум измерений, при следующих статистических характеристиках переменных:

$$M\{x(t_0)\} = m_{x_0}, D\{x(t_0)\} = V_{x_0}, M\{w(t)\} = M\{v(t)\} = 0,$$

$$M\{w(t), w(\tau)\} = \Psi_w(t)\delta(t - \tau), \quad M\{v(t), v(\tau)\} = \Psi_v(t)\delta(t - \tau),$$

где $M\{\dots\}$ – математическое ожидание, $D\{\dots\}$ – дисперсия, $\delta(\dots)$ – дельта-функция Дирака. Т.е. шумы представляют собой не коррелированные между собой векторные случайные процессы типа «белый шум» с нулевым математическим ожиданием и ковариационными матрицами с интенсивностями Ψ_w и Ψ_v (матрицы интенсивностей неотрицательно определены).

В соответствии с методом оптимальная оценка будет следующей

$$\dot{\hat{x}}(t) = f[\hat{x}(t), t] + P(t) \frac{\partial h^T[\hat{x}(t), t]}{\partial \hat{x}(t)} \Psi_v^{-1}(t) \{z(t) - h[\hat{x}(t), t]\}, \quad (3.18)$$

где матрица дисперсии ошибки $P(t)$ определяется из уравнения

$$\begin{aligned} \dot{P}(t) = & G[\hat{x}(t), t] \Psi_w(t) G^T[\hat{x}(t), t] + P(t) \frac{\partial f^T[\hat{x}(t), t]}{\partial \hat{x}(t)} + \frac{\partial f[\hat{x}(t), t]}{\partial \hat{x}(t)} P(t) - \\ & P(t) \frac{\partial}{\partial \hat{x}(t)} \left[\frac{\partial h^T[\hat{x}(t), t]}{\partial \hat{x}(t)} \Psi_v^{-1}(t) \{z(t) - h[\hat{x}(t), t]\} \right] P(t). \end{aligned} \quad (3.19)$$

При решении уравнений (3.18) и (3.19) необходимо задать следующие начальные условия: $\hat{x}(t_0) = m_{x_0}$ и $P(t_0) = V_{x_0}$.

Применим эту процедуру к модели ВД третьего порядка (см. систему уравнений (1.38)). При этом расширим пространство состояний на единицу и поставим также задачу оценивания момента сопротивления.

Тогда расширенный оптимальный фильтр будет следующим

$$\dot{\hat{\mu}} = \frac{1}{\tau_3} \left(\frac{\gamma(\cos\theta + \hat{\varepsilon}\tau_3 \sin\theta) - \hat{\varepsilon}}{1 + \tau_3^2 \hat{\varepsilon}^2} - \hat{\mu} \right) + P_{\mu\mu} \Psi_v^{-1}(z - \hat{\mu}), \quad (3.20)$$

$$\dot{\hat{\varepsilon}} = \frac{1}{\tau_m} (\hat{\mu} - \hat{\mu}_c) + P_{\varepsilon\mu} \Psi_v^{-1}(z - \hat{\mu}), \quad (3.21)$$

$$\dot{\hat{\mu}}_c = P_{\mu_c\mu} \Psi_v^{-1}(z - \hat{\mu}), \quad (3.22)$$

$$\dot{P}_{\mu\mu} = -\frac{2}{\tau_3} P_{\mu\mu} + 2f_{1\varepsilon} P_{\varepsilon\mu} - P_{\mu\mu}^2 \Psi_v^{-1} + Q_{\mu\mu}, \quad (3.23)$$

$$\dot{P}_{\varepsilon\mu} = \frac{1}{\tau_m} P_{\mu\mu} + f_{1\varepsilon} P_{\varepsilon\varepsilon} - \frac{1}{\tau_m} P_{\mu_c\mu} + \frac{1}{\tau_3} P_{\varepsilon\mu} - P_{\varepsilon\mu} \Psi_v^{-1} P_{\mu\mu} + Q_{\varepsilon\mu}, \quad (3.24)$$

$$\dot{P}_{\varepsilon\varepsilon} = \frac{2}{\tau_m} P_{\mu\varepsilon} - \frac{2}{\tau_m} P_{\mu_c\varepsilon} - P_{\varepsilon\mu}^2 \Psi_v^{-1} + Q_{\varepsilon\varepsilon}, \quad (3.25)$$

$$\dot{P}_{\mu c \mu} = -\frac{1}{\tau_{\varepsilon}} P_{\mu c \mu} + f_{1\varepsilon} P_{\mu c \varepsilon} - P_{\mu c \mu} \Psi_V^{-1} P_{\mu \mu} + Q_{\mu c \mu}, \quad (3.26)$$

$$\dot{P}_{\mu c \varepsilon} = \frac{1}{\tau_m} P_{\mu c \mu} - \frac{1}{\tau_m} P_{\mu c \mu c} - P_{\varepsilon \mu} \Psi_V^{-1} P_{\mu c \mu} + Q_{\mu c \varepsilon}, \quad (3.27)$$

$$\dot{P}_{\mu c \mu c} = -P_{\mu c \mu}^2 \Psi_V^{-1} + Q_{\mu c \mu c}. \quad (3.28)$$

Здесь $f_{1\varepsilon} = \frac{\partial}{\partial \hat{\varepsilon}} \left[\frac{\gamma(\cos\theta + \hat{\varepsilon}\tau_{\varepsilon}\sin\theta) - \hat{\varepsilon}}{\tau_{\varepsilon}(1 + \tau_{\varepsilon}^2 \hat{\varepsilon}^2)} \right]$.

Проведено моделирование ОФКБ для следующих исходных данных ВД: $\gamma = 1$, $\tau_m = 5$, $\tau_{\varepsilon} = 0.5$, $p=8$. В качестве измерения использовалась оценка электромагнитного момента ВД, которая вычислялась на основании измеренных значений фазных токов ВД. При работе ОФКБ эта оценка

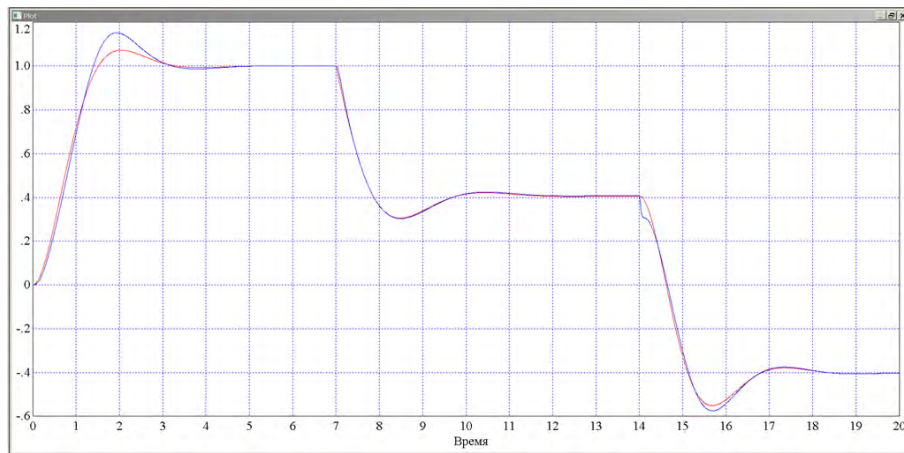


Рисунок 3.12 ОФКБ. Частота вращения ВД и её оценка

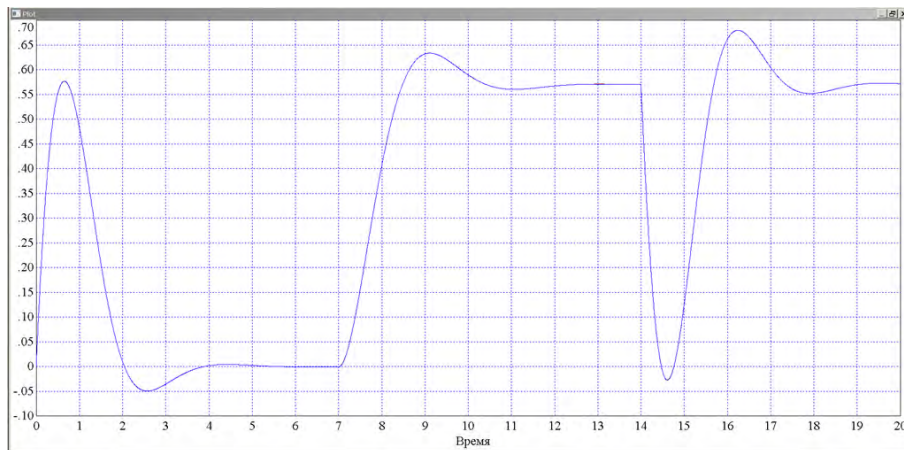


Рисунок 3.13 ОФКБ. Электромагнитный момент ВД и его оценка

сравнивалась со значением оценки электромагнитного момента с выхода фильтра. Настройки ОФКБ были следующими: $\Psi_V^{-1} = 10^4$, $Q_{\mu \mu} = 1$,

$$Q_{\varepsilon\mu} = -70, Q_{\varepsilon\varepsilon} = 250, Q_{\mu c\mu} = 0, Q_{\mu c\varepsilon} = -5, Q_{\mu c\mu c} = 50.$$

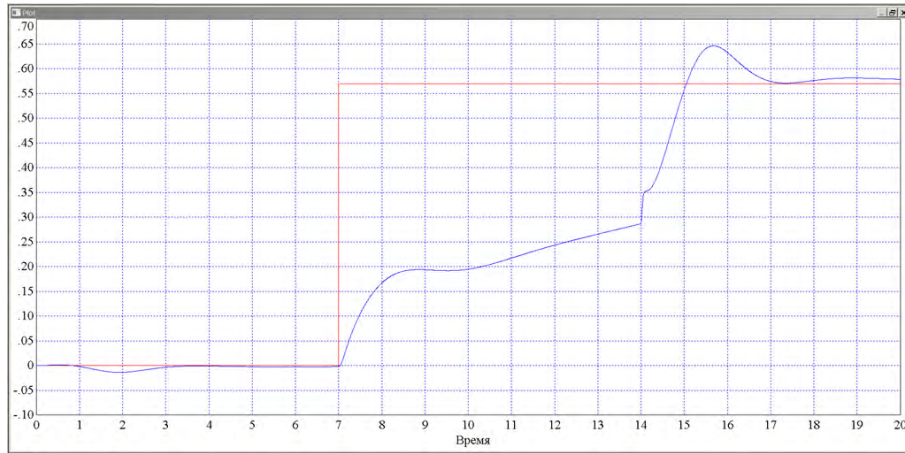


Рисунок 3.14 ОФКБ. Момент сопротивления ВД и его оценка

На рисунках 3.12 – 3.14 представлены результаты моделирования ОФКБ.

Можно отметить максимальное (практически идеальное) качество оценивания электромагнитного момента, связанное с тем, что в качестве измерения выступает как раз электромагнитный момент (точнее, его оценка по фазным токам). Максимальные динамические ошибки – при оценке момента сопротивления. Размерность ОФКБ равна девяти (размерность вектора состояния $n=3$, размерность фильтра $N=n+n(n+1)/2=9$), что не представляет сложности при реализации фильтра на современных сигнальных процессорах. Порядок ОФКБ может быть ещё повышен при необходимости параметрической идентификации ВД, которая может возникнуть при больших вариациях параметров привода.

3.5.2 Идентификация ВД с помощью субоптимального π -фильтра

С целью снижения трудоёмкости реализации оптимального нелинейного фильтра рассмотрим вариант субоптимального фильтра. Основная трудоёмкость реализации оптимального фильтра выпадает на алгоритмический модуль ковариаций. Существуют подходы к нелинейной фильтра-

ции, когда усреднение по множеству для некоторых членов с целью снижения трудоёмкости реализации заменяют усреднением по времени. Как правило, эти подходы имеют эвристическое происхождение и не имеют строгого математического обоснования. Работоспособность и сходимость этих алгоритмов изучена недостаточно.

К таким алгоритмам может быть отнесён и рассматриваемый π -алгоритм (фильтр) [119].

В этом случае для системы (3.16) – (3.17) субоптимальный π -фильтр выглядит следующим образом

$$\dot{\hat{x}}(t) = f[\hat{x}(t), t] + \Delta x^*(t)\pi, \quad (3.29)$$

$$\Delta \dot{x}^*(t) = f_x \Delta x^*(t) - \Delta x^* \pi + \xi^*(t), \quad (3.30)$$

где

$$\pi = h_x \Delta x^*(t) R^{-1} \{z(t) - h[\hat{x}(t), t]\} \quad (3.31)$$

– скалярная величина, а $\xi^*(t)$ – искусственно генерируемый шум, приблизительно эквивалентный реальному шуму.

Для модели ВД третьего порядка π -фильтр будет следующим

$$\dot{\hat{\mu}} = \frac{1}{\tau_3} \left(\frac{\gamma(\cos\theta + \hat{\varepsilon}\tau_3 \sin\theta) - \hat{\varepsilon}}{1 + \tau_3^2 \hat{\varepsilon}^2} - \hat{\mu} \right) + \Delta\mu^* \pi, \quad (3.32)$$

$$\dot{\hat{\varepsilon}} = \frac{1}{\tau_m} (\hat{\mu} - \hat{\mu}_c) + \Delta\varepsilon^* \pi, \quad (3.33)$$

$$\dot{\hat{\mu}}_c = \Delta\mu_c^* \pi, \quad (3.34)$$

$$\Delta\dot{\mu}^* = \frac{(\gamma\tau_3 \sin\theta - 1)(1 + \tau_3^2 \hat{\varepsilon}^2) - 2\tau_3^2 \hat{\varepsilon} [\gamma(\cos\theta + \hat{\varepsilon}\tau_3 \sin\theta) - \hat{\varepsilon}]}{\tau_3(1 + \tau_3^2 \hat{\varepsilon}^2)^2} \Delta\varepsilon^* - \frac{\Delta\mu^*}{\tau_3} - \Delta\mu^* \pi + \xi_{\mu}^*, \quad (3.35)$$

$$\Delta\dot{\varepsilon}^* = \frac{\Delta\mu^*}{\tau_m} - \frac{\Delta\mu_c^*}{\tau_m} - \Delta\varepsilon^* \pi + \xi_{\varepsilon}^*, \quad (3.36)$$

$$\Delta\dot{\mu}_c^* = -\Delta\mu_c^* \pi + \xi_{\mu_c}^*, \quad (3.37)$$

$$\pi = \Delta\mu^* R^{-1} (z - \hat{\mu}). \quad (3.38)$$

На рисунках 3.15 – 3.17 для исходных данных предыдущего примера представлены результаты моделирования субоптимального π -фильтра.

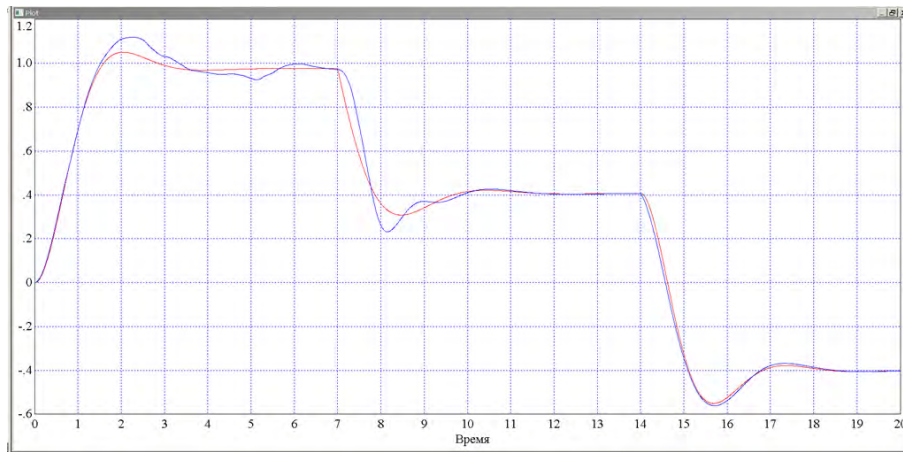


Рисунок 3.15 π -фильтр. Частота вращения ВД и её оценка

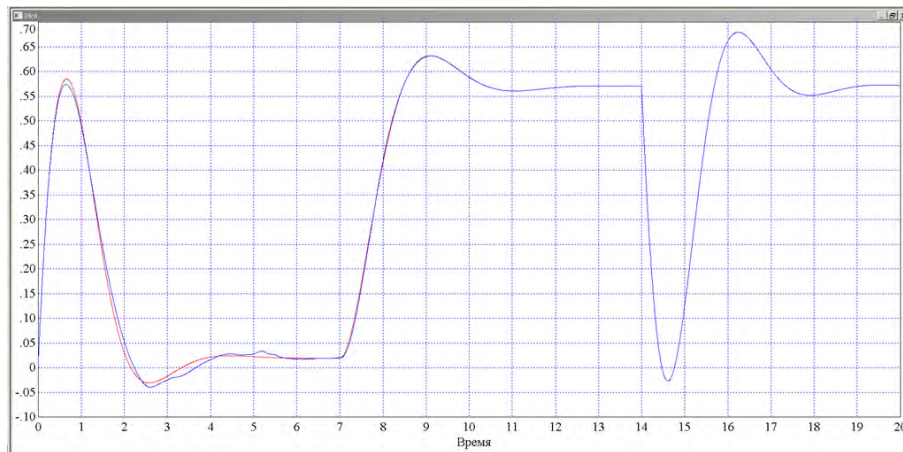


Рисунок 3.16 π -фильтр. Электромагнитный момент ВД и его оценка

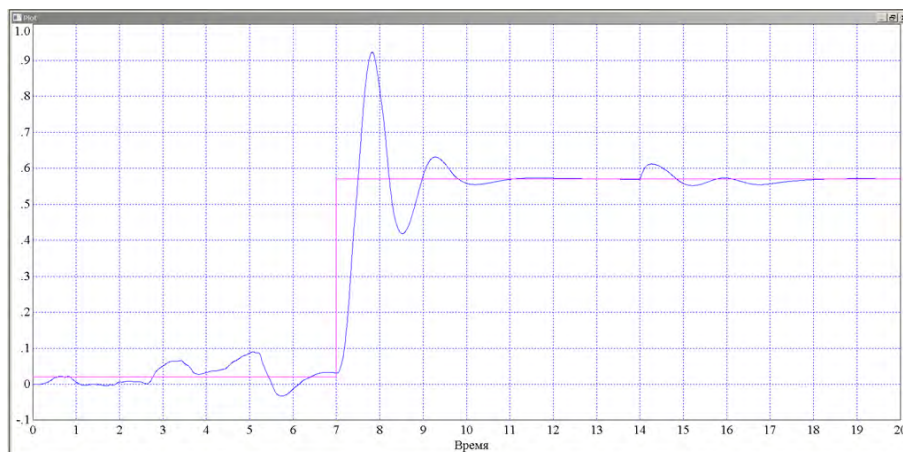


Рисунок 3.17 π -фильтр. Момент сопротивления ВД и его оценка

Настройки π -фильтра были следующими: $R^{-1} = 1.6$, $M\{\xi_{\mu}^*\} = 0$,
 $M\{\xi_{\varepsilon}^*\} = 0$, $M\{\xi_{\mu_c}^*\} = 0$, $\sqrt{D\{\xi_{\mu}^*\}} = 40$, $\sqrt{D\{\xi_{\varepsilon}^*\}} = 150$, $\sqrt{D\{\xi_{\mu_c}^*\}} = 390$.

Качество оценивания переменных π -фильтром несколько хуже, чем ОФКБ. Особенно при близких к нулю моментах нагрузки. Но несомненное

преимущество π -фильтра – сравнительно низкая трудоёмкость реализации. Порядок π -фильтра равен шести (размерность вектора состояния $n=3$, размерность фильтра $N=2n=6$).

Выводы по главе 3

1 Получена процедура оценки электромагнитного момента ВД, базирующаяся на полноразмерной математической модели ВД во вращающейся системе координат. В основу нелинейного наблюдающего устройства для оценивания электромагнитного момента положено выражение для установившегося значения электромагнитного момента.

2 Получена процедура оценки момента сопротивления движению ВД на базе редуцированного (пониженного порядка) наблюдателя Люенбергера. При этом предполагается, что частота вращения ротора измеряется и мы располагаем оценкой электромагнитного момента двигателя.

3 Разработана процедура определения углового положения ротора ВД и его частоты вращения с использованием информации о фазных напряжениях и токах электропривода. Информация об угловом положении ротора и его частоте вращения восстанавливается с использованием настраиваемой модели (идентификатора) вентильного двигателя. Для подстройки настраиваемой модели в неё введён корректирующий контур по оценке электромагнитного момента ВД.

4 Разработана процедура определения начального углового положения ротора ВД. Предложено использовать при начальном пуске двигателя режим синхронного вращения. Затем после определения положения ротора в синхронном режиме производится корректировка настраиваемой модели ВД и двигатель переводится в позиционный режим.

5 Проведён синтез оптимального нелинейного обобщённого фильтра Калмана–Бьюси (нелинейного фильтра инвариантного погружения) и субоптимального нелинейного π -фильтра. Были получены оценки частоты вращения, электромагнитного момента и момента сопротивления ВД. При приемлемом качестве оценивания эти подходы несколько сложнее в реализации и настройке, чем наблюдатель состояния, рассмотренный ранее. Обобщённый фильтр Калмана–Бьюси описывается дифференциальными уравнениями девятого порядка, π -фильтр – шестого порядка.

4 ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ВД

4.1 Общие подходы к векторному управлению ВД

Вентильные двигатели, построенные на основе синхронных электрических машин с возбуждением от постоянных магнитов, нашли широкое применение в различных электроприводах и системах автоматического управления [11, 51, 75, 76, 101, 106, 112, 152]. При этом наряду с двигателями, в которых реализуется дискретная коммутация статорной обмотки по сигналам датчиков положения ротора (ДПР), например, установленных в зазоре датчиков Холла, всё большее применение находят двигатели с векторным управлением. Этому в значительной мере способствовало развитие вычислительных средств систем управления электроприводом – микропроцессоров, силовой электроники и информационных элементов в виде цифровых датчиков угла и энкодеров [2, 45, 66, 109].

При реализации принципов векторного управления можно выделить несколько подходов, отличающихся по способу определения фактического положения ротора относительно статора [19, 24, 118, 147, 148, , 154, 173]. Все они были разработаны по аналогии с векторным управлением асинхронными двигателями, где поток возбуждения ротора приходится формировать путём управления токами статорной цепи. В связи с этим практически во всех известных схемах векторного управления в схему вводятся отдельные каналы регулирования токов возбуждения двигателя по осям d и q . Реализация такого регулирования требует большого объёма вычислительных процедур, связанных с необходимостью прямых и обратных координатных преобразований. К ним добавляются ещё вычисления, связанные с реализацией модели двигателя и наблюдателей координат [37, 129, 170].

Однако принципиальное отличие машин с возбуждением ротора от постоянных магнитов заключается в том, что в них нет необходимости

формировать поток возбуждения ротора, так как он уже существует. Здесь мы можем воздействовать на модуль вектора потока поля статора и его угол относительно вектора потока ротора, которые достаточно просто поддаются измерению или наблюдению и регулированию. Этого оказывается достаточным для формирования требуемых свойств и характеристик ВД [25, 67, 78, 80, 132, 142, 163, 184].

В настоящей работе развивается именно такой подход к векторному управлению синхронным двигателем с возбуждением от постоянных магнитов, получивший название «Метод фазового управления вентильным двигателем» [91, 188]. Ему можно дать следующее определение: метод управления модулем вектора потока поля статора и его угловым положением относительно вектора потока поля ротора путём непосредственного регулирования амплитуды и фазы напряжения питания обмотки статора. Далее, в последующих параграфах, проведён всесторонний анализ метода фазового управления ВД. В частности, в шестой главе представлен сравнительный анализ фазового управления с традиционным частотно-токовым «векторным» управлением ВД по показателям качества регулирования, энергоэффективности, затратам ресурсов системы управления, сложности реализации и настройки.

4.2 Фазовое управление ВД

При векторном управлении на обмотку статора трёхфазного двигателя, при условии, что ЭДС вращения синусоидальна, подаётся трёхфазное синусоидальное напряжение, как в классическом синхронном двигателе. Отличие заключается только в том, что угол θ между векторами напряжения и ЭДС (в теории ВД он называется углом коммутации, а в теории синхронных машин углом нагрузки) здесь задаётся настройкой датчика поло-

жения ротора или системой векторного управления. Следовательно, для описания механической характеристики ВД может быть использовано классическое уравнение электромагнитного момента синхронного двигателя с неявно выраженными полюсами.

При построении электропривода нас в первую очередь интересует вид механической характеристики двигателя $\mu(\varepsilon)$, в качестве которой можно рассматривать выражение (1.33) [26]:

$$\mu = \frac{\gamma(\cos\theta + \tau_3 \varepsilon \sin\theta) - \varepsilon}{1 + \tau_3^2 \varepsilon^2}. \quad (4.1)$$

Причём её желаемый вид в зависимости от назначения привода (тяговый, моментный, высокоскоростной и др.) может быть самым различным.

Для реализации желаемой механической характеристики ВД у нас существует только две управляющие координаты – амплитуда напряжения статорной обмотки – $U(\gamma)$ и угол коммутации – θ (или фаза напряжения).

Очевидно, что все существующие способы векторного управления и все возможные способы получения желаемых механических характеристик могут быть реализованы за счёт изменения именно этих координат, которые могут изменяться как в функции сигналов управления электроприводом, так и в функции скорости вращения ротора, обеспечивая заданные статические характеристики, динамические свойства и энергетические показатели привода.

В зависимости от закона регулирования $\theta(\varepsilon)$ и $\gamma(\varepsilon)$ будет меняться вид механической характеристики [91, 188]. На рисунке 4.1 изображены механические и регулировочные характеристики ВД при различных настройках закона управления для случая $\gamma(\varepsilon)=\text{const}$ и $\theta(\varepsilon)=\text{var}$.

Кривые $\mu_1(\varepsilon)$ и $\theta_1(\varepsilon)$ демонстрируют пример настройки привода на максимум электромагнитного КПД, которая требуется в исполнительных приводах систем автоматики; кривые $\mu_2(\varepsilon)$ и $\theta_2(\varepsilon)$ – пример настройки привода на максимум электромагнитного момента, необходимой для тягового

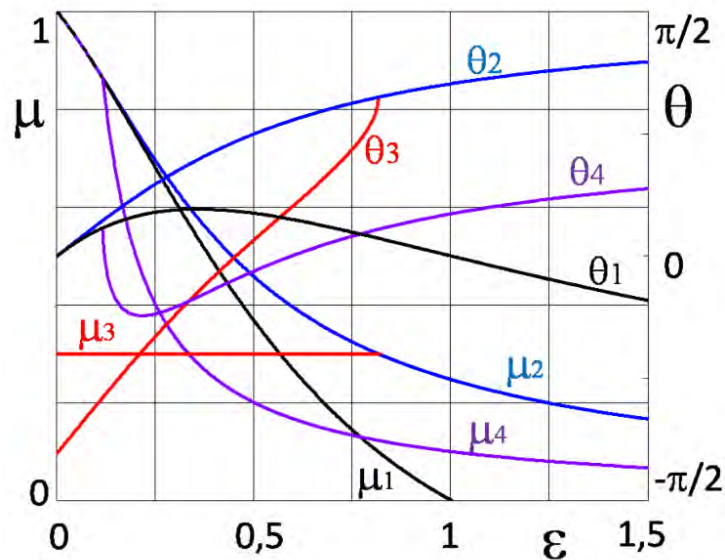


Рисунок 4.1 – Механические и регулировочные характеристики ВД

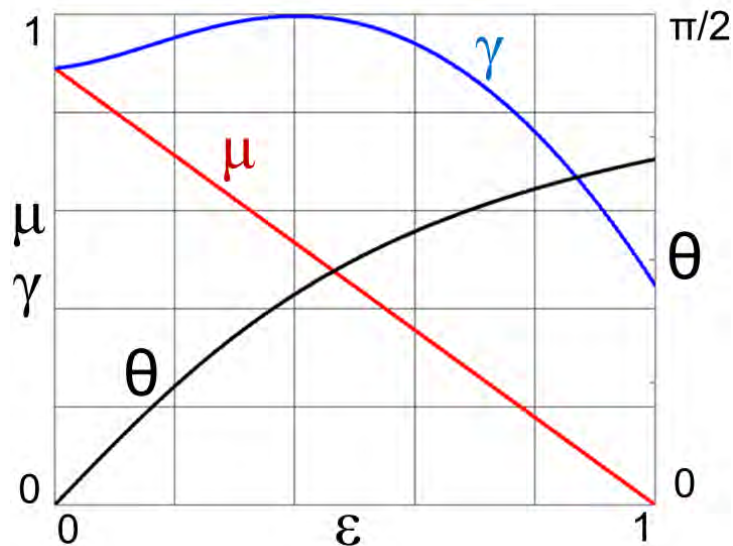


Рисунок 4.2 – Линейная механическая характеристика ВД

электропривода; кривые $\mu_3(\epsilon)$ и $\theta_3(\epsilon)$ демонстрируют пример получения идеально мягкой механической характеристики двигателя, как при прямом управлении моментом; кривые $\mu_4(\epsilon)$ и $\theta_4(\epsilon)$ – пример настройки привода на режим постоянной мощности.

Возможности регулирования увеличиваются в случае $\gamma(\epsilon)=\text{var}$ и $\theta(\epsilon)=\text{var}$. Пример такого управления приведён на рисунке 4.2. Здесь для случая максимального электромагнитного момента получена идеальная линейная механическая характеристика ВД как у двигателя постоянного тока независимого возбуждения. Такой тип механической характеристики

может быть востребован в разомкнутых схемах управления приводом. Эти и другие настройки закона управления вентильным электроприводом рассматриваются в следующих параграфах.

4.3 Регулирование механических координат ВД методом фазового управления

4.3.1 Обеспечение максимальной частоты вращения ВД

Сначала найдём значение угла коммутации, при котором обеспечивается максимальная скорость холостого хода. Для этого, воспользовавшись соотношением (1.33) или (4.1), решим уравнение $i_q = 0$ относительно ε . В результате получим значение скорости холостого хода в виде

$$\varepsilon_{xx} = \frac{\gamma \cos \theta}{1 - \gamma \tau_\varepsilon \sin \theta}. \quad (4.2)$$

Найдём экстремум полученной функции традиционным способом. В результате решения получим значение угла θ , соответствующее максимальной скорости

$$\theta_{\omega_{max}}^{xx} = \arcsin \gamma \tau_\varepsilon. \quad (4.3)$$

Подставим найденное значение угла в выражение (4.2) и получим максимальное значение скорости холостого хода

$$\varepsilon_{max}^{xx} = \frac{\gamma}{\sqrt{1 - (\gamma \tau_\varepsilon)^2}}. \quad (4.4)$$

Выражение (4.4) показывает, что зависимость скорости от угла имеет экстремум в виде точки перегиба только при выполнении условия $|\gamma \tau_\varepsilon| < 1$. Однако реальные значения τ_ε могут быть в разы больше единицы. В этом случае приведённая методика поиска максимальной скорости холостого хода не пригодна.

На рисунке 4.3 представлены зависимости скорости холостого хода от угла коммутации $\varepsilon_{xx} = f(\theta)$, рассчитанные по выражению (4.2) при

$\gamma = 1$ и различных значениях $\tau_3 = 0.9; 1; 3$, которые подтверждают сказанное выше.

Действительно, при $\tau_3 = 0.9$ функция скорости имеет явно выраженный экстремум. В двух других случаях он отсутствует, и максимум скорости стремится к бесконечности. Тогда максимальную скорость лучше определять численно, как это показано ниже.

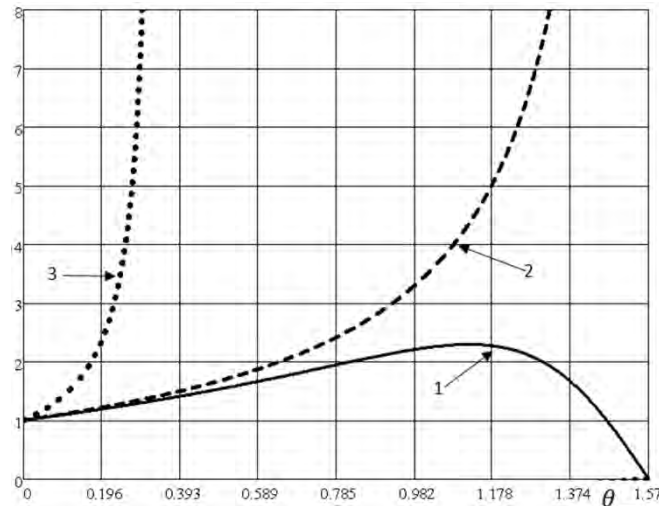


Рисунок 4.3 – Скорость холостого хода: кривая 1 – ε_{xx} при $\tau_3 = 0.9$; кривая 2 – ε_{xx} при $\tau_3 = 1$; кривая 3 – ε_{xx} при $\tau_3 = 3$

Предположим, что перед нами стоит задача получения заданной относительной скорости двигателя при имеющемся значении относительного момента. Перепишем уравнение (4.1) в виде

$$\gamma(\cos\theta + \varepsilon\tau_3\sin\theta) = \mu[1 + (\varepsilon\tau_3)^2] + \varepsilon \quad (4.5)$$

и разрешим его относительно θ . В результате определим значение угла, при котором для известных γ и μ обеспечивается требуемое значение ε :

$$\theta = 2\arctg \frac{\varepsilon\tau_3 - \sqrt{(\varepsilon\tau_3)^2 - (\{\mu[1 + (\varepsilon\tau_3)^2] + \varepsilon\}/\gamma)^2 + 1}}{\{\mu[1 + (\varepsilon\tau_3)^2] + \varepsilon\}/\gamma + 1}. \quad (4.6)$$

Если в результате расчёта по выражению (4.6) получено вещественное положительное значение угла $\theta \leq \pi/2$, то поставленная задача решена. В противном случае можно заключить, что при имеющихся значениях

управляющего сигнала и параметрах двигателя заданное значение скорости не может быть обеспечено.

Теперь решим задачу определения максимального достижимого значения скорости двигателя при заданных параметрах, нагрузочном моменте, номинальном или максимально допустимом напряжении. Для этого разрешим уравнение (4.5) относительно скорости:

$$\varepsilon = \frac{\gamma\tau_3\sin\theta - 1 + \sqrt{4\gamma\mu\tau_3^2\cos\theta - 4\mu^2\tau_3^2 + \gamma^2\tau_3^2\sin^2\theta - 2\gamma\tau_3\sin\theta + 1}}{2\mu\tau_3^2}. \quad (4.7)$$

С помощью этого соотношения необходимо найти угол θ , соответствующий максимальной скорости. Однако получение этой аналитической зависимости представляет определённые трудности. Численные расчёты показывают, что при наиболее вероятных практических значениях $\tau_3 \leq 3$ угол, соответствующий максимальному значению скорости ε при заданных значениях γ и μ может быть найден по простому приближённому выражению

$$\theta_{\omega_{max}} \cong \tau_3(\gamma - \mu). \quad (4.8)$$

Полученное значение угла коммутации подставим в выражение (4.7) при $\gamma = 1$ и найдём максимальное значение скорости, которую может развить двигатель при заданном значении параметров и нагрузочного момента.

Для подтверждения возможности использования приближённого соотношения (4.8) был осуществлён численный поиск угла, соответствующего максимальной скорости по выражению (4.7), и определение этого угла по выражению (4.8). Результаты расчёта при $\mu = 0.1 \dots 0.9$ и $\tau_3 = 0.2 \dots 1.2$ сведены в таблицу 4.1, где первые два столбца для каждого значения τ_3 соответствуют численно найденному значению угла и максимальному значению скорости, а следующие два столбца соответствуют приближённо вычисленному значению угла и значению скорости при этом угле коммутации. Строки таблицы соответствуют различным значениям относительного нагрузочного момента. Сравнение значений максимальной скорости, полу-

ченных путём численного решения и по приближённой методике показывает, что их отличие для самого наихудшего случая не превышает 0,6%.

Таблица 4.1

		τ_3															
		0.2				0.6				1				1.2			
		θ_m	ε_m	$\hat{\theta}_m$	$\hat{\varepsilon}_m$	θ_m	ε_m	$\hat{\theta}_m$	$\hat{\varepsilon}_m$	θ_m	ε_m	$\hat{\theta}_m$	$\hat{\varepsilon}_m$	θ_m	ε_m	$\hat{\theta}_m$	$\hat{\varepsilon}_m$
μ	0.	0.18	0.913	0.18	0.913	0.558	1.04	0.54	1.039	0.968	1.452	0.9	1.444	1.143	1.832	1.08	1.821
	1	0.18	0.913	0.18	0.913	0.558	1.04	0.54	1.039	0.968	1.452	0.9	1.444	1.143	1.832	1.08	1.821
	0.	0.14	0.704	0.14	0.704	0.415	0.735	0.42	0.735	0.667	0.787	0.7	0.786	0.772	0.811	0.84	0.807
	3	0.14	0.704	0.14	0.704	0.415	0.735	0.42	0.735	0.667	0.787	0.7	0.786	0.772	0.811	0.84	0.807
	0.	0.1	0.5	0.1	0.5	0.291	0.499	0.3	0.499	0.458	0.493	0.5	0.492	0.529	0.487	0.6	0.485
5	0.1	0.5	0.1	0.5	0.291	0.499	0.3	0.499	0.458	0.493	0.5	0.492	0.529	0.487	0.6	0.485	
0.	0.06	0.299	0.06	0.299	0.174	0.294	0.18	0.294	0.276	0.283	0.3	0.283	0.32	0.277	0.36	0.276	
7	0.06	0.299	0.06	0.299	0.174	0.294	0.18	0.294	0.276	0.283	0.3	0.283	0.32	0.277	0.36	0.276	
0.	0.02	0.1	0.02	0.1	0.059	0.099	0.06	0.099	0.096	0.096	0.1	0.096	0.113	0.095	0.12	0.095	
9	0.02	0.1	0.02	0.1	0.059	0.099	0.06	0.099	0.096	0.096	0.1	0.096	0.113	0.095	0.12	0.095	

Из таблицы мы видим также, что путём регулирования угла коммутации можно обеспечить скорость вращения существенно выше скорости идеального холостого хода ($\varepsilon = 1$).

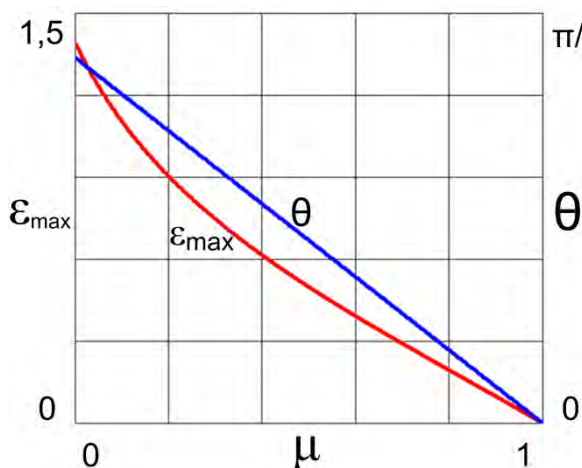


Рисунок 4.4 Максимальная частота вращения ВД при $\tau_3=0.7$

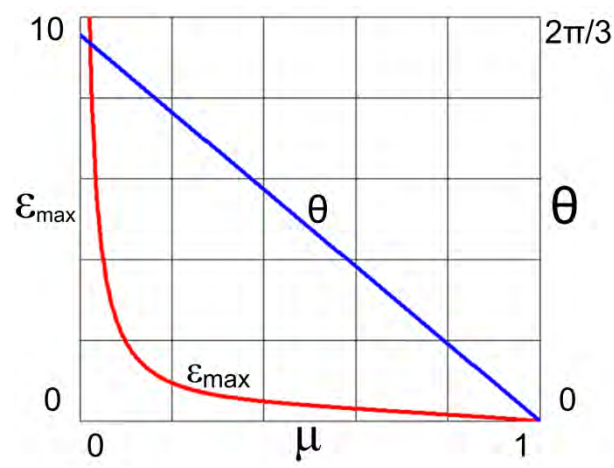


Рисунок 4.5 Максимальная частота вращения ВД при $\tau_3=2$

На рисунках 4.4 и 4.5 представлены графики максимальной частоты вращения ВД при $\tau_3=0.7$ и $\tau_3=2$, соответственно.

4.3.2 Обеспечение максимального электромагнитного момента ВД

В [136] показано, что угол коммутации, соответствующий максимальному установившемуся значению электромагнитного момента двигателя, можно найти, определив производную $di_q/d\theta$ и приравняв её к нулю. При этом в принятой системе единиц получим для двигательного режима

$$\theta_{\mu_{max}}^D = \text{arctg } \varepsilon \tau_3. \quad (4.9)$$

Очевидно, что для обеспечения максимального тормозного момента, необходимо установить угол

$$\theta_{\mu_{max}}^T = \theta_{\mu_{max}}^D + \pi. \quad (4.10)$$

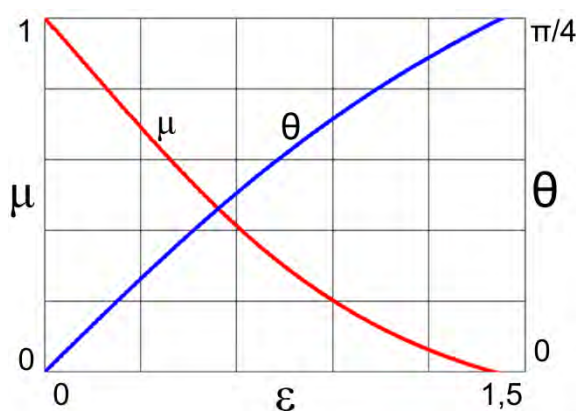


Рисунок 4.6 – Максимальный электромагнитный момент ВД при $\tau_3=0.7$

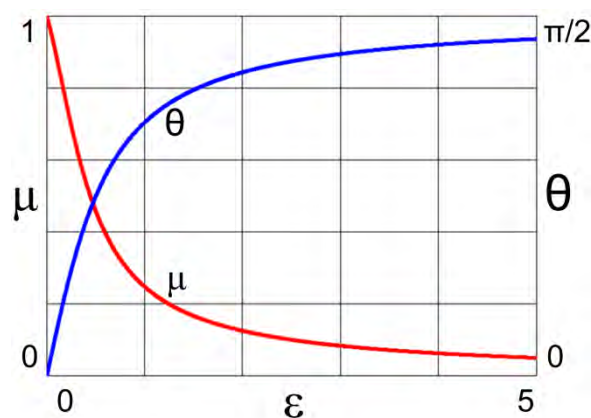


Рисунок 4.7 – Максимальный электромагнитный момент ВД при $\tau_3=2$

При регулировании угла коммутации согласно соотношениям (4.9) и (4.10) получим механическую характеристику ВД, аналогичную характеристике двигателя последовательного возбуждения (рисунки 4.6 и 4.7), которая требуется в тяговом электроприводе.

Изменение угла θ по этим выражениям позволяет получить максимальный электромагнитный момент двигателя при любой скорости [22] и может быть использовано, например, для обеспечения минимального времени пуска.

4.3.3 Регулирование электромагнитного момента ВД

Полученное в п. 4.3.1 выражение (4.6) для угла коммутации как функции амплитуды напряжения, электромагнитного момента и частоты

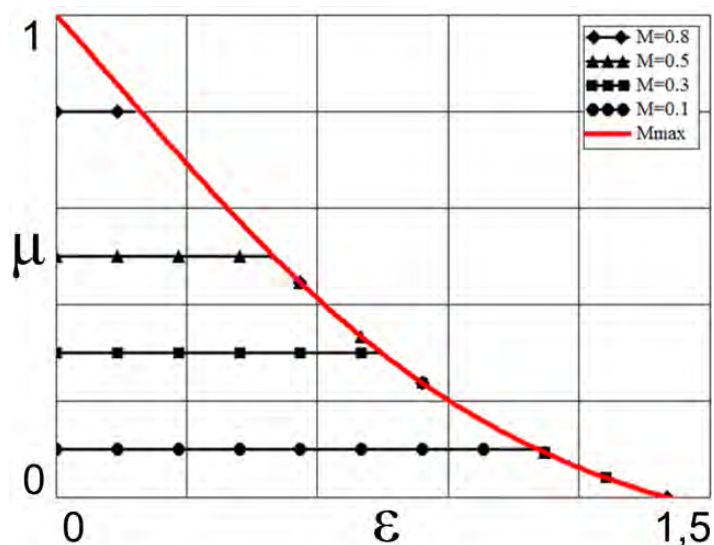


Рисунок 4.8 Регулирование электромагнитного момента ВД ($\tau_3 = 0.7$)

вращения ВД позволяет настраивать рабочий процесс двигателя на заданные значения электромагнитного момента.

Т.е. для конкретного скоростного режима работы ВД обеспечить требуемое значение электромагнитного момента. Закон регулирования электромагнитного момента ВД поясняет следующая система

$$\mu = \bar{\mu} = const, \quad \theta = 2 \arctg \frac{\varepsilon \tau_3 - \sqrt{(\varepsilon \tau_3)^2 - (\{\mu[1 + (\varepsilon \tau_3)^2] + \varepsilon\} / \gamma)^2 + 1}}{\{\mu[1 + (\varepsilon \tau_3)^2] + \varepsilon\} / \gamma + 1}. \quad (4.11)$$

Такие режимы работы характерны при пуске двигателя и движении на низких скоростях. На рисунках 4.8 и 4.9 приведено семейство механических характеристик ВД в этом режиме работы. На рисунке 4.10 представлен режим поддержания постоянного электромагнитного момента

$\mu=0.2$ в диапазоне частот вращения $\varepsilon=0-1.2$ при $\omega=1$ и $\tau_3 = 2$. На графике приведены также кривые электромагнитного КПД (η) и $\cos\varphi$ для этого рабочего режима.

4.3.4 Регулирование электромагнитной мощности ВД

Выражение (4.6) для угла коммутации как функции амплитуды напряжения, электромагнитного момента и частоты вращения ВД позволяет

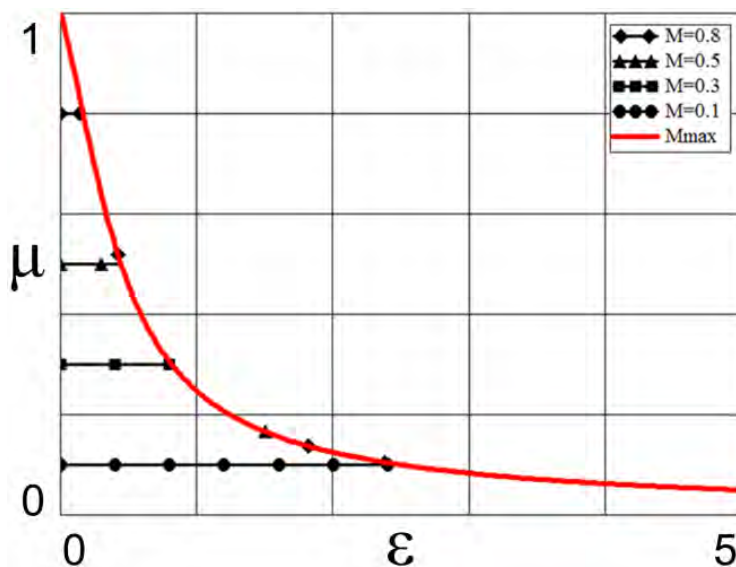


Рисунок 4.9 Регулирование электромагнитного момента ВД ($\tau_3 = 2$)

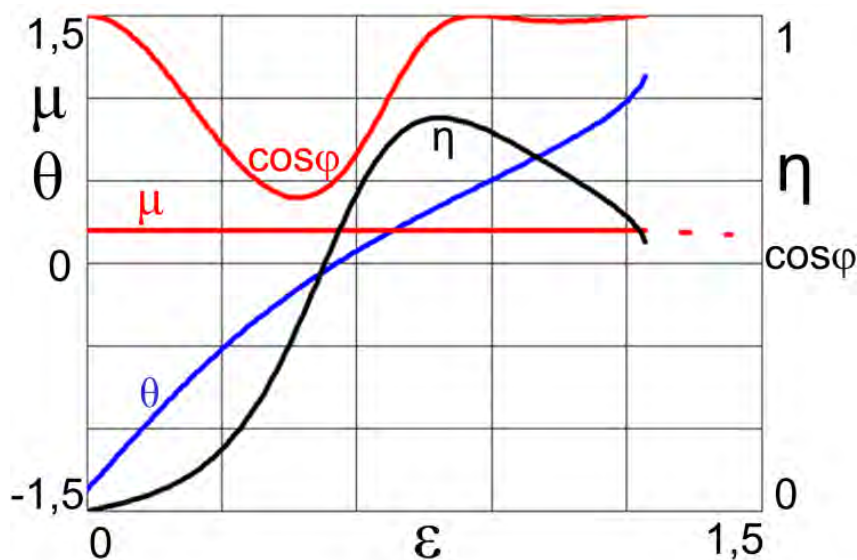


Рисунок 4.10 Режим стабилизации электромагнитного момента $\mu=0.2$ при $\omega=1$ и $\tau_3 = 2$ также настраивать рабочий процесс двигателя на заданные значения электромагнитной мощности. Закон регулирования будет в этом случае следующий

$$p_{\varepsilon} = \mu\varepsilon = \bar{p} = \text{const}, \mu = \bar{p}/\varepsilon,$$

$$\theta = 2\arctg \frac{\varepsilon\tau_{\varepsilon} - \sqrt{(\varepsilon\tau_{\varepsilon})^2 - (\{\mu[1+(\varepsilon\tau_{\varepsilon})^2] + \varepsilon\}/\gamma)^2 + 1}}{\{\mu[1+(\varepsilon\tau_{\varepsilon})^2] + \varepsilon\}/\gamma + 1}. \quad (4.12)$$

Режим постоянной мощности характерен, в частности, для тягового электропривода в средне- и высокочастотном диапазоне работы.

На рисунках 4.11 и 4.12 приведено семейство механических характеристик ВД в этом режиме работы. На рисунке 4.13 представлен режим

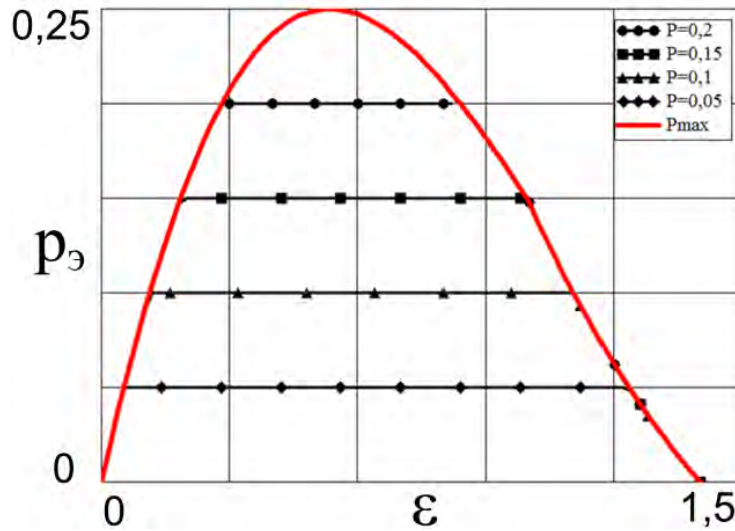


Рисунок 4.11 Регулирование электромагнитной мощности ($\tau_{\varepsilon} = 0.7$)

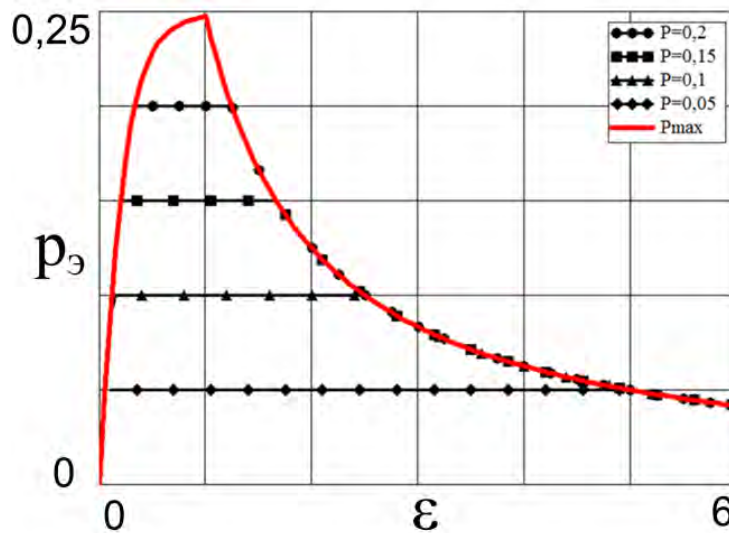


Рисунок 4.12 Регулирование электромагнитной мощности ($\tau_{\varepsilon} = 2$)

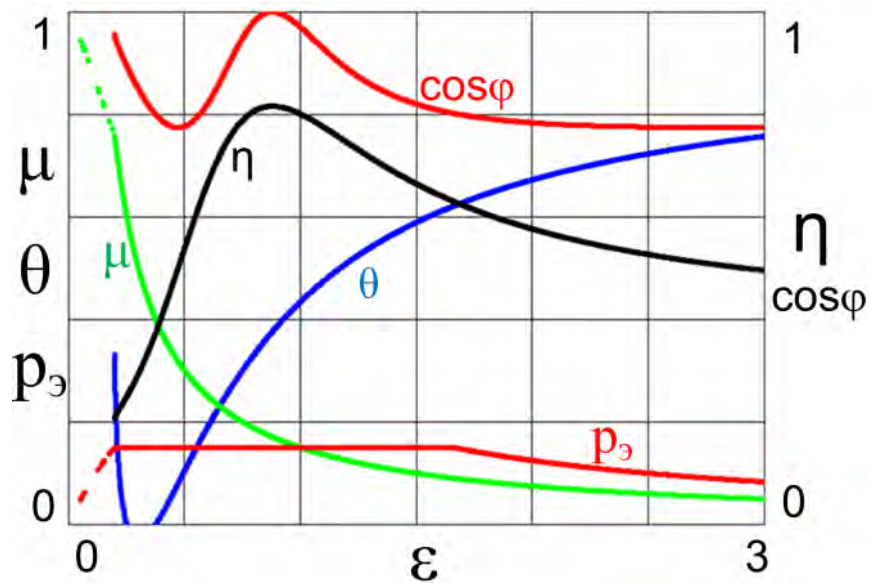


Рисунок 4.13 Режим стабилизации мощности $p_3=0.15$ при $\beta=1$ и $\tau_3=2$

поддержания постоянной электромагнитной мощности $p_3=0.15$ в диапазоне частот вращения $\varepsilon=0.2-1.6$ при $\beta=1$ и $\tau_3=2$. На графике приведены также кривые электромагнитного момента, КПД (η) и $\cos\varphi$ для этого рабочего режима.

4.4 Обеспечение энергетической эффективности регулирования ВД методом фазового управления

4.4.1 Обеспечение максимального КПД ВД

Такая задача также уже решалась ранее [136]. В этой работе и ряде других [24, 48, 62, 105] содержится рекомендация с целью снижения омических потерь поддерживать в процессе регулирования ВД ток намагничивания равным нулю ($i_d = 0$). Эта рекомендация основывается на известном из теории электромеханического преобразования энергии положении о том, что составляющая тока статорной цепи i_d не участвует в создании электромагнитного момента. Такой подход к управлению ВД получил большое распространение в инженерной практике.

Как будет показано ниже, эта рекомендация является неточной. Для доказательства этого утверждения найдём значение угла коммутации при котором $i_d = 0$. Для этого воспользуемся выражением для i_d (1.32), т.е. будем решать следующее уравнение относительно θ

$$i_d = \frac{\gamma(\tau_3 \varepsilon \cos \theta - \sin \theta) - \tau_3 \varepsilon^2}{1 + \tau_3^2 \varepsilon^2} = 0. \quad (4.13)$$

Решение будет следующим

$$\theta_{\eta_{max}} = \arctg \varepsilon \tau_3 - \arcsin \frac{\varepsilon^2 \tau_3}{\gamma \sqrt{1 + (\varepsilon \tau_3)^2}}. \quad (4.14)$$

Далее получим в общем виде аналитическое выражение для расчёта электромагнитного КПД. В [39] приведено аналитическое выражение для определения потребляемой синхронным двигателем активной мощности, которое в принятой системе относительных единиц получит вид

$$p_a = \frac{\gamma \varepsilon (\varepsilon \tau_3 \sin \theta - \cos \theta) + \gamma^2}{1 + (\varepsilon \tau_3)^2}. \quad (4.15)$$

Электромагнитный КПД определяется соотношением

$$\eta_3 = \frac{p_3}{p_a}, \quad (4.16)$$

где $p_3 = i_q \varepsilon$. Здесь p_3 – электромагнитная мощность. Подставив p_a и p_3 в выражение для КПД, получим

$$\eta_3 = \frac{\gamma \varepsilon (\varepsilon \tau_3 \sin \theta + \cos \theta) - \varepsilon^2}{\gamma \varepsilon (\varepsilon \tau_3 \sin \theta - \cos \theta) + \gamma^2}. \quad (4.17)$$

По выражению (4.17) рассчитана кривая $\eta_3 = f(\theta)$ при $\gamma = 1$, $\varepsilon = 0.8$ и $\tau_3 = 1.2$ (рисунок 4.14). На этом рисунке отмечена точка 1, соответствующая углу $\theta_{\eta_{max}}$, рассчитанному по выражению (4.14), а также точка 2, соответствующая максимальному значению КПД, рассчитанному по выражению (4.17). Очевидно, что точки 1 и 2 зависимости $\eta_3(\theta)$, как по значению угла, так и по значению КПД не совпадают. Поскольку выражение (4.17) получено строго в соответствии с теорией синхронных машин, то можно сделать вывод, что выполнение условия $i_d = 0$ не обеспечивает максимум электромагнитного КПД двигателя.

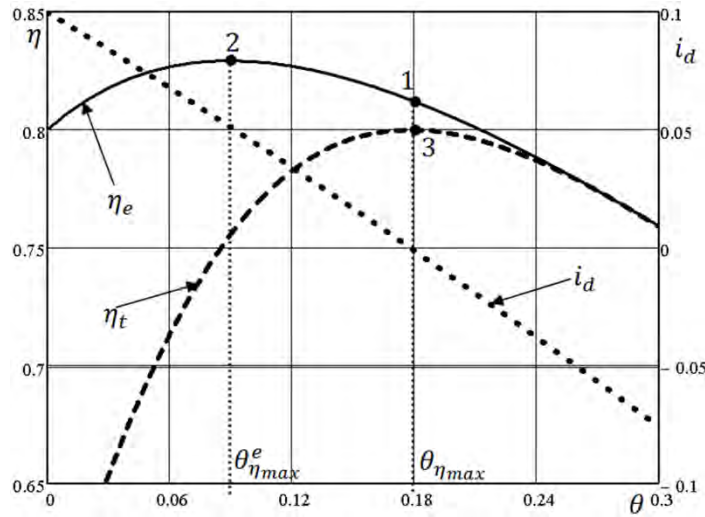


Рисунок 4.14 – Зависимости $\eta_{\varepsilon}(\theta)$, $\eta_{\Pi}(\theta)$ и $i_d(\theta)$

Дело в том, что выполнение этого условия позволяет обеспечить при заданной электромагнитной мощности минимум полной, активная плюс реактивная составляющие, потребляемой мощности, которая определяется в относительных единицах соотношением [30, 39, 136]

$$p_{\Pi} = \gamma \sqrt{\frac{\gamma^2 - 2\gamma\varepsilon\cos\theta + \varepsilon^2}{1 + (\varepsilon\tau_3)^2}}. \quad (4.18)$$

Можно отметить, что полная и активная потребляемые мощности связаны известным соотношением

$$p_a = p_{\Pi} \cos\varphi, \quad (4.19)$$

где φ – угол между векторами напряжения и тока.

Определим КПД по полной потребляемой мощности

$$\eta_{\Pi} = \frac{p_{\varepsilon}}{p_{\Pi}} = \frac{\gamma\varepsilon(\varepsilon\tau_3\sin\theta + \cos\theta) - \varepsilon^2}{\gamma\sqrt{[1 + (\varepsilon\tau_3)^2](\gamma^2 - 2\gamma\varepsilon\cos\theta + \varepsilon^2)}}. \quad (4.20)$$

По выражению (4.20) на рисунке 4.14 при тех же параметрах двигателя построена зависимость $\eta_{\Pi}(\theta)$. Мы видим, что для этой зависимости максимум КПД по полной потребляемой мощности (точка 3) соответствует углу $\theta_{\eta_{\max}}$, рассчитанному по формуле (4.14).

Следовательно, выражение (4.14), гарантирующее выполнение условия $i_d = 0$, позволяет осуществить настройку угла θ из условия обеспечения минимума полной потребляемой мощности (максимум η_{Π}), но при

этом не гарантирован минимум электрических потерь в обмотке якоря, который обеспечивает максимум электромагнитного КПД η_3 , что очень важно с точки зрения облегчения теплового режима двигателя.

Формула для определения угла θ , соответствующего максимуму электромагнитного КПД η_3 , получена из выражения (4.17) путём поиска экстремума функции и имеет следующий вид [32, 34]

$$\theta_{\eta_{max}}^3 = 2 \arctg \frac{(\gamma - \varepsilon)(-1 + \sqrt{1 + (\varepsilon \tau_3)^2})}{\varepsilon \tau_3 (\gamma + \varepsilon)}. \quad (4.21)$$

В частности, для кривых, изображённых на рисунке 4.14 для случая $\gamma = 1$, $\varepsilon = 0.8$ и $\tau_3 = 1.2$, значения $\theta_{\eta_{max}}^3$ и $\theta_{\eta_{max}}$ будут следующими: $\theta_{\eta_{max}}^3 = 0.089$ и $\theta_{\eta_{max}} = 0.178$.

Необходимо отметить интересный факт, который следует из рисунка 4.14. Путём регулирования угла θ удаётся получить электромагнитный КПД вентильного двигателя больше по величине относительной скорости вращения ротора ε , что невозможно для асинхронного или коллекторного двигателя. Более того, чем больше относительное значение индуктивного сопротивления обмотки якоря $\varepsilon \tau_3$, тем ближе максимальное значение КПД к единице. Наконец, если найти предельное значение η_3 по выражению (4.17) при $\varepsilon \tau_3 \rightarrow \infty$, то оно оказывается равным 1.

На следующих рисунках (рисунки 4.15 и 4.16) изображены механические характеристики ВД при настройке на максимальное значение электромагнитного КПД.

Что касается повышения электромагнитного КПД в тормозном режиме, то осуществление торможения путём изменения угла коммутации с точки зрения экономии энергии неэффективно, так как в этом смысле эквивалентно торможению противовключением, и может быть рекомендовано только для экстренного торможения. Из соображений энергетической эффективности более рационально использование рекуперативного торможения путём регулирования амплитуды фазного напряжения двигателя

. При этом угол коммутации также должен определяться согласно (4.21)

при $\leq \varepsilon$.

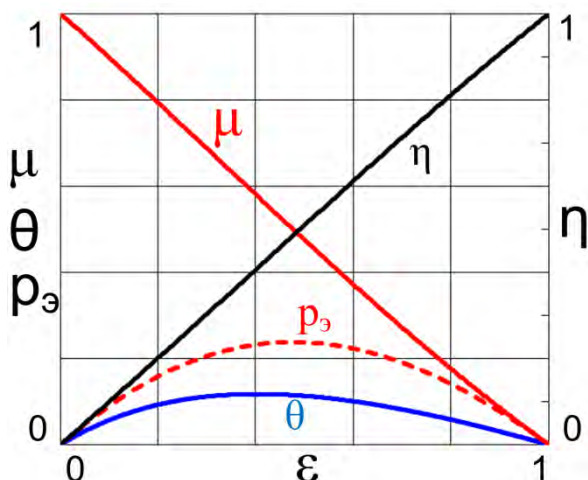


Рисунок 4.15 Механическая характеристика ВД при максимуме КПД ($\tau_3 = 0.7$)

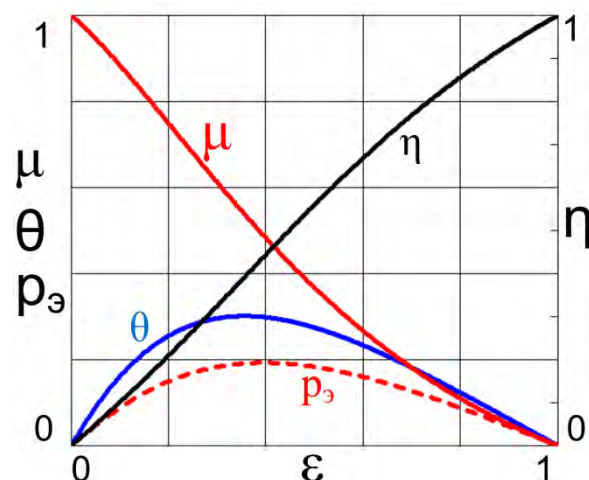


Рисунок 4.16 Механическая характеристика ВД при максимуме КПД ($\tau_3 = 2$)

Представляет интерес оценка энергетических затрат, необходимых для обеспечения высокой скорости вращения электродвигателя. Для этого по выражению (4.17) были проведены расчёты электромагнитного КПД η_3 с различным моментом на валу, когда угол θ выбирался из условия обеспечения максимально достижимой для данного момента скорости (рисунок 4.17, кривая η_3'). Результаты расчёта при $\gamma = \tau_3 = 1$ представлены на рисунке 4.17. Там же приведена зависимость КПД $\eta_3(\mu)$, когда угол θ выбирается из условия обеспечения максимального КПД для данной скорости в соответствии с выражением (4.21) (кривая η_3''), а также зависимость максимальной скорости $\varepsilon_{max}(\mu)$.

Видно, что стремление повысить скорость вращения двигателя приводит к резкому уменьшению его электромагнитного КПД. Физически это объясняется тем, что для повышения скорости вращения мы должны ослабить магнитное поле машины, и такое ослабление осуществляется за счёт увеличения тока i_d , который при полученных значениях угла коммутации имеет отрицательное значение, т.е. является размагничивающим.

Это положение подтверждают зависимость $i_d(\theta)$ при различных значениях τ_3 и постоянной скорости вращения ротора ε (пример этой зависимости приведён на рисунке 4.14).

На рисунке видно, что при $\theta = \theta_{\eta_{max}}^3$, который определяется согласно (4.21), имеем $i_d > 0$ и максимум электромагнитного КПД. При $\theta = \theta_{\eta_{max}} > \theta_{\eta_{max}}^3$, который определяется согласно (4.14) имеем ток $i_d = 0$, что соответствует максимуму

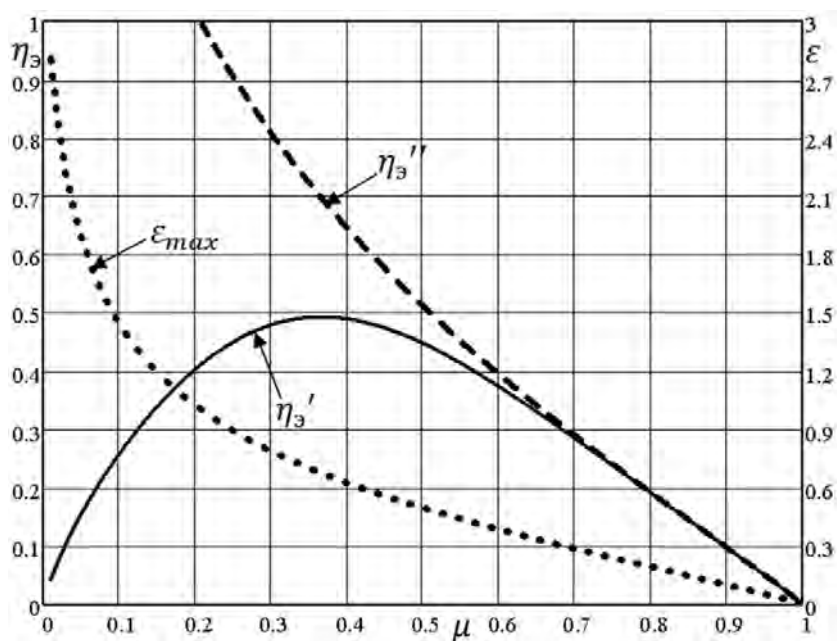


Рисунок 4.17 – Зависимости электромагнитного КПД от момента при различной настройке угла коммутации

КПД по полной потребляемой мощности. По мере дальнейшего увеличения θ ток i_d меняет знак и увеличивается по модулю.

Можно отметить, что положительное значение тока i_d необходимо для компенсации индуктивной составляющей тока, обусловленной индуктивностью обмотки статора, и при $\theta = \theta_{\eta_{max}}^3$ как раз осуществляется полная компенсация этой составляющей. Отрицательный ток i_d оказывает размагничивающее действие и способствует расширению диапазона скоростей привода путём ослабления поля.

4.4.2 Обеспечение максимального коэффициента мощности ВД

Выражение для активной потребляемой мощности (4.19) служит основой для расчёта коэффициента мощности двигателя ($\cos\varphi$ – косинус фи):

$$\cos\varphi = \frac{p_a}{p_n} = \frac{\varepsilon(\varepsilon\tau_3 \sin\theta - \cos\theta) + \gamma}{\sqrt{[1+(\varepsilon\tau_3)^2](\gamma^2 - 2\varepsilon\gamma\cos\theta + \varepsilon^2)}}. \quad (4.22)$$

Максимум коэффициента мощности ($\cos\varphi = 1$) достигается при следующем значении угла коммутации

$$\theta_{\lambda_{max}} = 2 \operatorname{arctg} \frac{1 - \sqrt{\tau_3^2(\varepsilon^2 - \gamma^2) + 1}}{\tau_3(\gamma + \varepsilon)}. \quad (4.23)$$

В частности, для кривых, изображённых на рисунке 4.14 для случая $\gamma = 1, \varepsilon = 0.8$ и $\tau_3 = 1.2$, значение $\theta_{\lambda_{max}} = 0.281$.

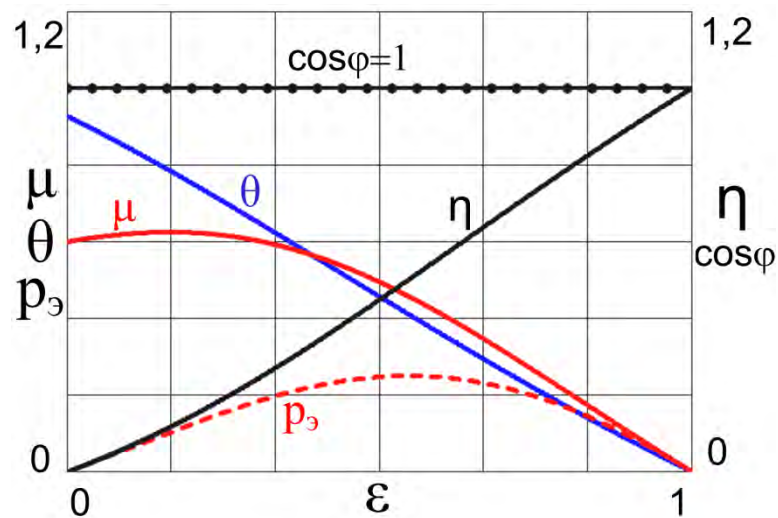


Рисунок 4.18 – Механическая характеристика ВД при $\cos\varphi=1$ ($\gamma = 1, \tau_3 = 0.8$)

На рисунке 4.18 приведена механическая и регулировочная характеристика ВД при настройке рабочего режима двигателя в соответствии с (4.23).

4.4.3 Обеспечение максимального КПД ВД в режиме постоянного электромагнитного момента

Метод фазового управления ВД позволяет использовать аналитические зависимости, связывающие выходные координаты привода с управляющими параметрами, что упрощает решение задач оптимизации режимов работы по заданным критериям.

Наиболее просто задача решается, когда аналитические соотношения для оптимизации режима разрешаются относительно одной управляющей координаты. Примером может служить задача обеспечения максимального электромагнитного момента двигателя при изменяющейся скорости вращения ротора (см. (4.9)). В данном случае для обеспечения максимального момента при данной скорости, известной индуктивности и активном сопротивлении фазной обмотки достаточно изменять угол коммутации по приведённому соотношению. Необходимая величина момента обеспечивается путём регулирования амплитуды напряжения, которая на величину угла коммутации не влияет. Следовательно, возможно независимое регулирование управляющих координат: угла коммутации и амплитуды напряжения.

Задача существенно усложняется, если управляющие координаты оказываются взаимозависимыми. Примером может служить задача обеспечения максимального электромагнитного КПД двигателя, где необходимо согласованное регулирование угла коммутации и амплитуды напряжения (см. (4.21)).

Задача оптимизации ещё более усложняется, если одновременно с требованием максимизации КПД необходимо обеспечить заданное значение электромагнитного момента.

Таким образом, ставится следующая оптимизационная задача: необходимо достичь максимум электромагнитного КПД

$$\eta_3(\varepsilon, \gamma, \theta) = \frac{\varepsilon[\gamma(\varepsilon\tau_3 \sin\theta + \cos\theta) - \varepsilon]}{\gamma[\varepsilon(\varepsilon\tau_3 \sin\theta - \cos\theta) + \gamma]} = \max, \quad (4.24)$$

обеспечив при этом заданное значение электромагнитного момента

$$\mu(\varepsilon, \gamma, \theta) = \frac{\gamma(\cos\theta + \tau_3 \varepsilon \sin\theta) - \varepsilon}{1 + \tau_3^2 \varepsilon^2} = \mu_H. \quad (4.25)$$

Амплитуда напряжения, доставляющая максимум КПД будет следующей

$$\gamma(\varepsilon, \theta) = \frac{\varepsilon(1 + \sin\theta \sqrt{1 + \varepsilon^2 \tau_3^2})}{\varepsilon \tau_3 \sin\theta + \cos\theta}. \quad (4.26)$$

Подставив это выражение для амплитуды напряжения в уравнение (4.25), получим

$$\sin\theta = \frac{\mu_H \sqrt{1 + \varepsilon^2 \tau_3^2}}{\varepsilon}. \quad (4.27)$$

Или, окончательно, закон оптимальной настройки амплитуды напряжения и угла коммутации, решающий задачу оптимизации (4.24)–(4.25), будет следующим:

$$\begin{cases} \theta^*(\varepsilon, \mu_H) = \arcsin \frac{\mu_H \sqrt{1 + \varepsilon^2 \tau_3^2}}{\varepsilon}, \\ \gamma^*(\varepsilon, \theta^*) = \frac{\varepsilon(1 + \sin\theta^* \sqrt{1 + \varepsilon^2 \tau_3^2})}{\varepsilon \tau_3 \sin\theta^* + \cos\theta^*}. \end{cases} \quad (4.28)$$

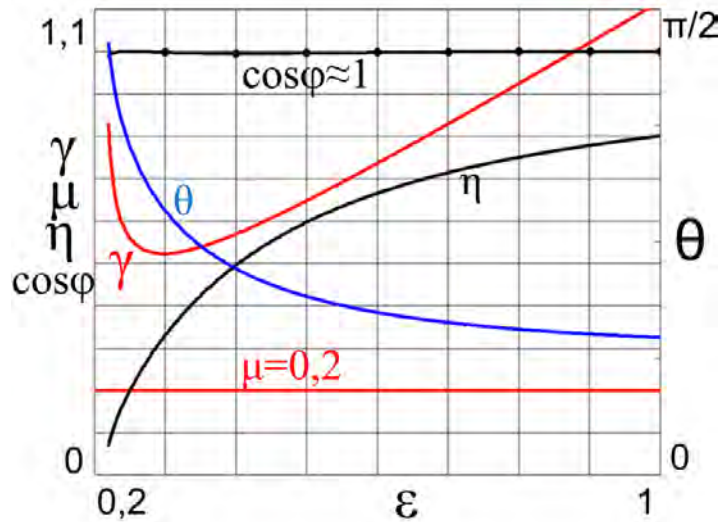


Рисунок 4.19 – Характеристики ВД при КПД=макс и $\mu = \mu_H$

Закон оптимального управления (4.28) может быть переписан в другой форме:

$$\begin{cases} \theta^*(\varepsilon, \mu_H) = \arcsin \frac{\mu_H \sqrt{1 + \varepsilon^2 \tau_3^2}}{\varepsilon}, \\ \gamma^*(\varepsilon, \mu_H) = \frac{\varepsilon [\varepsilon + \mu_H (1 + \varepsilon^2 \tau_3^2)]}{\varepsilon \tau_3 \mu_H \sqrt{1 + \varepsilon^2 \tau_3^2} + \sqrt{\varepsilon^2 - \mu_H^2 (1 + \varepsilon^2 \tau_3^2)}}. \end{cases} \quad (4.29)$$

На рисунке 4.19 представлены механические, регулировочные и энергетические характеристики ВД при оптимальной настройке амплитуды напряжения и угла коммутации, решающей оптимизационную задачу (4.24)–(4.25) при $\mu_H=0.2$ и $\tau_3=2$.

Сравнивая эти характеристики с аналогичными характеристиками рисунка 4.10 ($\mu_H=const$, $\theta(\varepsilon)=var$), отметим существенный прирост КПД и $\cos\varphi$ во всём диапазоне частот вращения ВД.

4.4.4 Обеспечение максимального КПД ВД в режиме постоянной электромагнитной мощности

Аналогично задаче оптимизации (4.24) – (4.25) может быть поставлена и решена задача максимизации электромагнитного КПД в режиме постоянной электромагнитной мощности ВД. Такой рабочий режим имеет большое практическое значение. В частности, для тягового электропривода на средних и высоких частотах вращения двигателя.

Задача оптимизации может быть сформулирована следующим образом:

$$\begin{cases} \eta_3(\varepsilon, \gamma, \theta) = \max, \\ p(\varepsilon, \gamma, \theta) = \varepsilon \mu(\varepsilon, \gamma, \theta) = p_H. \end{cases} \quad (4.30)$$

Решение задачи оптимизации (4.30) выглядит следующим образом:

$$\begin{cases} \theta^*(\varepsilon, p_H) = \arcsin \frac{p_H \sqrt{1 + \varepsilon^2 \tau_3^2}}{\varepsilon^2}, \\ \gamma^*(\varepsilon, \theta^*) = \frac{\varepsilon (1 + \sin\theta^* \sqrt{1 + \varepsilon^2 \tau_3^2})}{\varepsilon \tau_3 \sin\theta^* + \cos\theta^*}. \end{cases} \quad (4.31)$$

Закон оптимального управления (4.31) можно также переписать только в зависимости от частоты вращения и заданной мощности ВД:

$$\begin{cases} \theta^*(\varepsilon, p_H) = \arcsin \frac{p_H \sqrt{1 + \varepsilon^2 \tau_g^2}}{\varepsilon^2}, \\ \gamma^*(\varepsilon, p_H) = \frac{\varepsilon[\varepsilon^2 + p_H(1 + \varepsilon^2 \tau_g^2)]}{\varepsilon \tau_g p_H \sqrt{1 + \varepsilon^2 \tau_g^2} + \sqrt{\varepsilon^4 - p_H^2(1 + \varepsilon^2 \tau_g^2)}}. \end{cases} \quad (4.32)$$

4.5 Регулирование ослабления поля ВД методом фазового управления

Управление ослаблением поля с целью расширения частотного диапазона в сторону больших скоростей широко применяется в вентильном электроприводе [160]. В рамках частотно-токового «векторного» регулятора это реализуется включением дополнительного блока управления ослаблением поля (FWC – Flux-Weakening Controller), который формирует задание для регулятора потокосцепления [168, 195]. И без того сложная система частотно-токового векторного управления усложняется ещё больше.

Существует несколько методик настройки FWC [166, 180]. Это VCLMT (Voltage and Current Limited Maximum Torque), CVCP (Constant Voltage Constant Power), CCCP (Constant Current Constant Power) и др. VCLT чаще используется для СДПМ с встроенными (внутренними) магнитами, а CVCP и CCCP обычно используются для неявнополюсных СДПМ. Особенно популярна методика настройки ослабления поля CVCP в силу своей простоты. Все эти методики основаны на организации специального режима постоянной мощности с контролем над током намагничивания i_d , моментным током i_q (и/или соответствующими напряжениями).

В рамках метода фазового управления вентильным двигателем может быть реализована любая из перечисленных методик управления ослаблением полем, так как существует полный контроль над током намагничивания, электромагнитным моментом, электромагнитной мощностью, активной и полной потребляемой мощностью. Любая из этих координат

может быть настроена соответствующим образом изменением амплитуды напряжения и угла коммутации.

Но метод фазового управления обладает бóльшими возможностями. Рассмотрим несколько вариантов настройки режима ослабления поля методом фазового управления ВД.

4.5.1 Управление ослаблением поля ВД настройкой на максимум момента и постоянную мощность

По принципу действия этот метод настройки напоминает CVCP (настройка на постоянную мощность при постоянном напряжении). Угол коммутации настраивается на максимум электромагнитного момента в соответствии с (4.9):

$$\theta(\varepsilon) = \operatorname{arctg} \varepsilon \tau_3, \quad (4.33)$$

а амплитуда напряжения питания ВД настраивается на постоянную мощность p_H в соответствии с выражением

$$\gamma(\varepsilon) = \frac{p_H(1+\varepsilon^2\tau_3^2)+\varepsilon^2}{\varepsilon(\varepsilon\tau_3\sin\theta+\cos\theta)}. \quad (4.34)$$

На рисунке 4.20 представлены графики электромагнитного момента μ ,

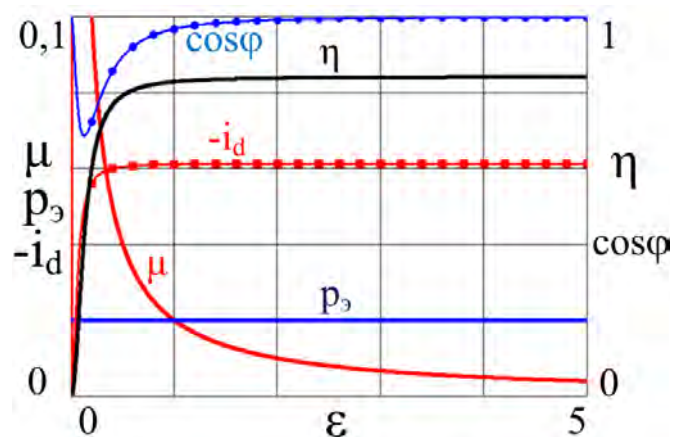


Рисунок 4.20 Ослабление поля методом CVCP

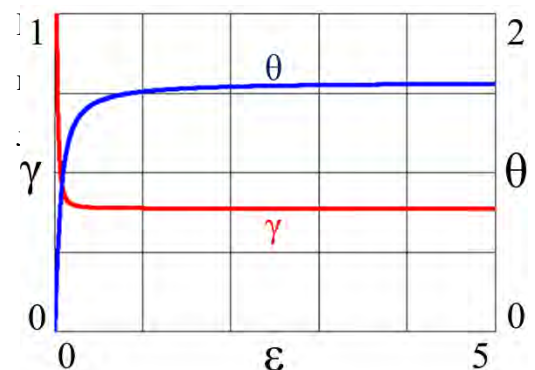


Рисунок 4.21 Регулировочные кривые в режиме ослабления поля методом CVCP

электромагнитной мощности p_3 , тока намагничивания i_d , а также КПД и $\cos\varphi$ для этого режима настройки ослабления поля ВД при $p_H=0.02$ ($\tau_3=16.3$).

На рисунке 4.21 изображены регулировочные характеристики (ε) и $\theta(\varepsilon)$. Управление ослаблением поля осуществляется крайне просто, управляющие параметры при $\varepsilon > 1$ принимают практически постоянные значения (≈ 0.39 , $\theta \approx 1.56$). Помимо относительной простоты реализации к преимуществам этой схемы ослабления поля можно также отнести низкий уровень напряжения. А в качестве недостатка можно отметить высокий уровень тока намагничивания ($i_d = -0.061$) и относительно низкий КПД ($\eta \approx 0.84$).

4.5.2 Управление ослаблением поля ВД настройкой на максимум КПД и постоянную мощность

Этот способ управления ослаблением поля можно обозначить английской аббревиатурой НЕСР (High Efficiency Constant Power), т.е. высокий КПД и постоянная мощность.

Закон управления задаётся следующими соотношениями

$$\theta(\varepsilon) = \begin{cases} \arcsin \frac{p_H \sqrt{1 + \varepsilon^2 \tau_3^2}}{\varepsilon^2}, & \varepsilon < 1; \\ 2 \arctg \frac{\varepsilon \tau_3 - \sqrt{(\varepsilon \tau_3)^2 - \left\{ \frac{p_H}{\varepsilon} [1 + (\varepsilon \tau_3)^2] + \varepsilon \right\} / \gamma + 1}}{\left\{ \frac{p_H}{\varepsilon} [1 + (\varepsilon \tau_3)^2] + \varepsilon \right\} / \gamma + 1}, & \varepsilon \geq 1, \end{cases} \quad (4.35)$$

$$\gamma(\varepsilon) = \begin{cases} \frac{\varepsilon (1 + \sin \theta \sqrt{1 + \varepsilon^2 \tau_3^2})}{\varepsilon \tau_3 \sin \theta + \cos \theta}, & \varepsilon < 1; \\ 1, & \varepsilon \geq 1. \end{cases} \quad (4.36)$$

При $\varepsilon < 1$ реализована настройка на максимум КПД при постоянной мощности в соответствии с (4.31). Далее в регионе ослабления поля ($\varepsilon \geq 1$) амплитуда напряжения фиксируется на максимальном уровне, а угол коммутации обеспечивает заданный уровень электромагнитной мощности в соответствии с (4.12).

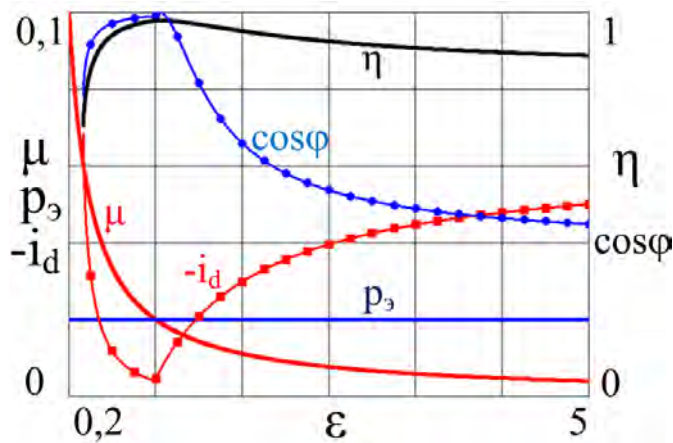


Рисунок 4.22 Ослабление поля методом НЕСР

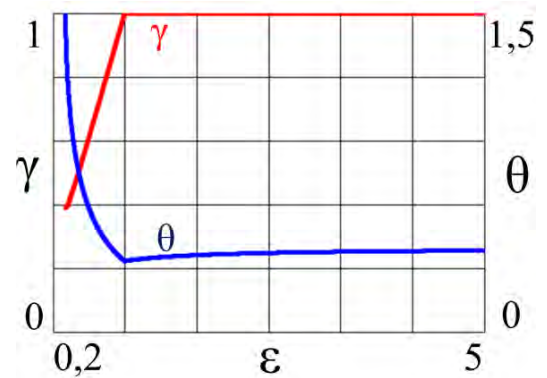


Рисунок 4.23 Регулировочные кривые в режиме ослабления поля методом НЕСР

На рисунках 4.22 и 4.23 представлены механические, энергетические и регулировочные характеристики ВД для способа управления ослаблением поля (4.35), (4.36) ($p_H=0.02$, $\tau_\omega=16.3$). К достоинствам этого способа управления ослаблением поля можно отнести относительно высокий средний КПД ($\eta_{cp}=0.925$) и низкий средний ток намагничивания ($i_{d\,cp}=-0.035$) в диапазоне частот 0.35 – 5. Недостаток один – сложный закон управления.

4.5.3 Управление ослаблением поля ВД настройкой на максимум момента и максимум мощности

Закон управления ослаблением поля выглядит следующим образом:

$$\theta(\varepsilon) = \text{arctg } \varepsilon \tau_\omega, \quad (4.37)$$

$$\gamma(\varepsilon) = \begin{cases} \frac{\varepsilon(1+\sin\theta\sqrt{1+\varepsilon^2\tau_\omega^2})}{\varepsilon\tau_\omega\sin\theta+\cos\theta}, & \varepsilon < 0.94; \\ 1, & \varepsilon \geq 0.94. \end{cases} \quad (4.38)$$

Т.е. формально этот закон является комбинацией CVCP и НЕСР. От первого закона взят алгоритм настройки угла коммутации на максимум электромагнитного момента, а от второго – алгоритм настройки амплитуды напряжения на максимум электромагнитного КПД. Этот способ управления ослаблением поля можно обозначить англоязычной аббревиатурой MTMP

(Maximum Torque Maximum Power), т.е. максимальный момент и максимальная мощность.

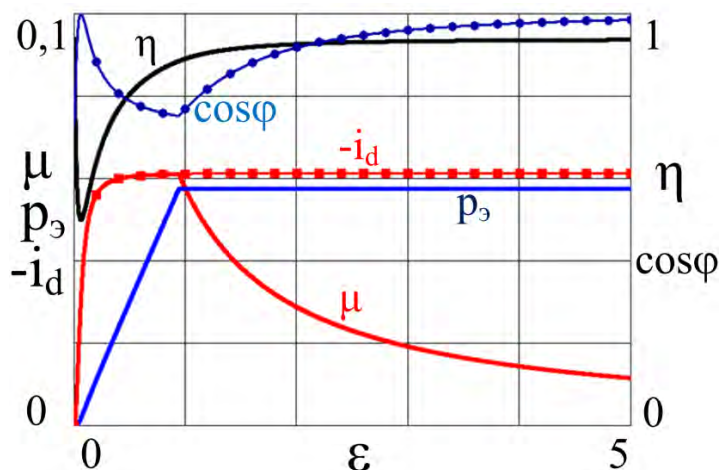


Рисунок 4.24 Ослабление поля методом МТМР

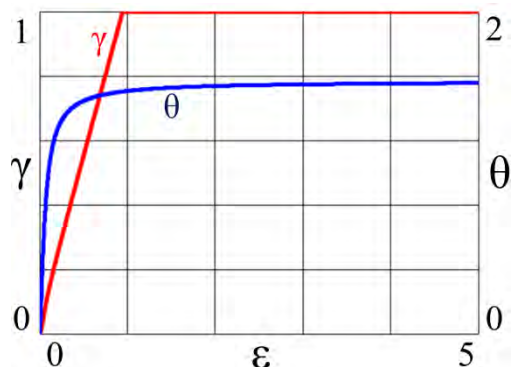


Рисунок 4.25 Регулировочные кривые в режиме ослабления поля методом МТМР

Действительно, по удельной мощности этот способ превосходит примерно в три раза CVCP и примерно в два раза НЕСР (см. рисунки 4.24 и 4.25). При этом способе при $\varepsilon > 1$ электромагнитный момент принимает максимально возможные значения, и электромагнитная мощность достигает своего предельного значения

$$p_{э \max} = \frac{\gamma \tau_э - 1}{\tau_э^2}. \quad (4.39)$$

При принятых при расчёте значениях $\gamma = 1$ и $\tau_э = 16.3$ – $p_{э \max} = 0.058$. При этом ток намагничивания стремится к

$$i_d = -\frac{1}{\tau_э} \quad (4.40)$$

($i_d = -0.061$), а КПД – к 0.94 (средний КПД при этом составил 0.916).

Выводы по главе 4

1 Разработан метод фазового управления вентильным двигателем, относящийся к классу методов векторного управления, основанный на одновременном регулировании амплитуды напряжения питания вентильного двигателя и фазы напряжения (или угла коммутации). Метод фазово-

го управления ВД за счёт целенаправленного формирования механической характеристики позволяет реализовать различные стратегии управления ВД в зависимости от назначения электропривода (тяговый, моментный, высокоскоростной и т.д.).

2 Получены алгоритмы регулирования механических координат вентильного электропривода, базирующиеся на методе фазового управления ВД: с настройкой на максимальный электромагнитный момент, с настройкой на максимальную частоту вращения, с настройкой на постоянный электромагнитный момент или электромагнитную мощность.

3 Разработаны алгоритмы регулирования вентильным двигателем, базирующиеся на методе фазового управления ВД, повышающие энергетическую эффективность управления: с настройкой на максимальный электромагнитный КПД, с настройкой на максимальный коэффициент мощности, с настройкой на максимальный электромагнитный КПД в режиме постоянного электромагнитного момента или электромагнитной мощности.

4 Разработаны алгоритмы регулирования ослабления поля вентильного двигателя, базирующиеся на методе фазового управления ВД: с настройкой на максимум электромагнитного момента и постоянную электромагнитную мощность, с настройкой на максимум электромагнитного КПД и постоянную электромагнитную мощность, с настройкой на максимум электромагнитного момента и максимум электромагнитной мощности.

5 Разработанные алгоритмы регулирования вентильного двигателя, основанные на методе фазового управления ВД расширяют диапазон регулирования механических координат двигателя, повышают динамические и энергетические параметры вентильного электропривода.

5 ВЕКТОРНОЕ ТОКОВОЕ УПРАВЛЕНИЕ ВД В СИММЕТРИЧНОМ И НЕСИММЕТРИЧНОМ РЕЖИМАХ ПРИ ПРОИЗВОЛЬНОЙ ФОРМЕ ФАЗНЫХ ЭДС

В разделе 4 было отмечено, что при векторном токовом управлении электроприводом мы получаем максимальные регулировочные возможности. В частности, удаётся получить идеально мягкую механическую характеристику двигателя, как при прямом управлении моментом. Т.е. может быть поставлена задача обеспечения неизменного электромагнитного момента вентильного двигателя на основе синхронной машины с постоянными магнитами в процессе вращения ротора. Задача минимизации пульсаций электромагнитного момента или сведения их к нулю, по-видимому, имеет неединственное решение [95, 121, 150, 157, 169].

В параграфе 5.1 ставится задача определения такого закона изменения фазных токов для симметричного режима работы ВД, который помимо постоянства момента обеспечивает также минимум электрических потерь, т.е. определяется оптимальная форма фазных токов. Причём, рассматривается теоретически сложный, но практически важный случай несинусоидальной, произвольной формы фазных ЭДС [27, 28].

В параграфе 5.2 задача ещё усложняется: постоянный момент и минимум электрических потерь необходимо обеспечить при единичном отказе в силовом канале двигателя, например, при обрыве питания одной из фазных обмоток или отказе силового ключа. Решение этой задачи требует принятия специальных мер, схемных и алгоритмических. За счет этого повышается живучесть привода, т.е. обеспечивается его работоспособность при наличии указанных отказов [27, 28, 29].

5.1 Векторное токовое управление ВД в симметричном режиме при произвольной форме фазных ЭДС

5.1.1 Обеспечение постоянного электромагнитного момента ВД в симметричном рабочем режиме

В некоторых зубцовых конструкциях электромеханического преобразователя за счет применения для возбуждения постоянных магнитов с высокой удельной энергией распределение индукции в зазоре оказывается отличным от синусоидального, приближаясь к трапеции [153, 158, 176, 194]. Это приводит к несинусоидальности фазных ЭДС двигателя [155, 156, 192].

Итак, предположим, что форма фазных ЭДС двигателя не синусоидальна, но является симметричной периодической функцией и описывается выражением

$$e_l(\alpha) = F_1(\alpha + 2\pi(l-1)/n), \quad (5.1)$$

где $l=1,2,3\dots n$ – номер фазы. Найдём форму фазного тока, при которой электромагнитный момент двигателя в процессе вращения ротора в симметричном режиме, когда исправны все обмотки, будет постоянным. Предположим, что фазный ток, удовлетворяющий этому требованию, также является симметричной периодической функцией

$$i_l(\alpha) = F_2(\alpha + 2\pi(l-1)/n). \quad (5.2)$$

В соответствии с общей теорией электромеханического преобразования энергии при синусоидальных ЭДС и токе для обеспечения минимума электрических потерь они должны совпадать по фазе. Тогда относительное значение электромагнитного момента двигателя определяется соотношением

$$m(\alpha) = \sum_{l=1}^n e_l(\alpha) i_l(\alpha) = \sum_{l=1}^n \sin^2\left(\alpha + \frac{2\pi(l-1)}{n}\right) = \frac{n}{2}. \quad (5.3)$$

Отсюда можно заключить, что если будет выполнено условие [12]

$$e_l(\alpha)i_l(\alpha) = \sin^2(\alpha + 2\pi(l-1)/n), \quad (5.4)$$

то мгновенное значение электромагнитного момента двигателя будет постоянным и при несинусоидальной форме ЭДС.

Следовательно, в общем случае, для обеспечения неизменности электромагнитного момента двигателя при несинусоидальной ЭДС, фазный ток должен изменяться согласно выражению

$$i_l(\alpha) = F_2(\alpha + 2\pi(l-1)/n) = \frac{\sin^2(\alpha + 2\pi(l-1)/n)}{F_1(\alpha + 2\pi(l-1)/n)}. \quad (5.5)$$

На рисунках 5.1 и 5.2, соответственно, приведены кривые ЭДС и фазных токов, рассчитанных в соответствии с (5.5), для симметричного режима работы трехфазного двигателя при форме ЭДС, близкой к трапецеидальной, например, описываемой выражением

$$e_l(\alpha) = F_1(\alpha + 2\pi(l-1)/n) = \sqrt[5]{\sin(\alpha + 2\pi(l-1)/n)}. \quad (5.6)$$

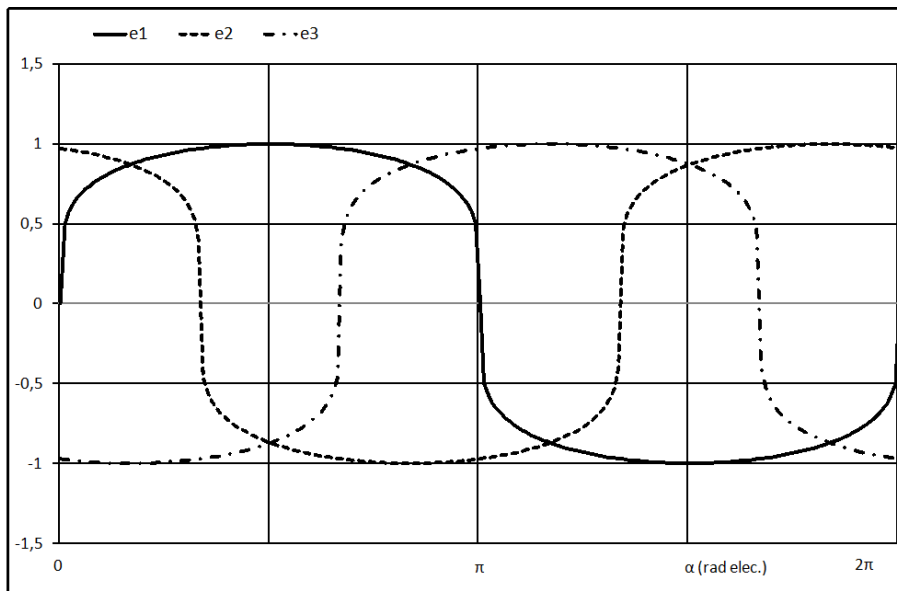


Рисунок 5.1 Кривые ЭДС для симметричного режима работы ВД

Очевидно, что полученное выражение для тока не является единственным решением задачи. Действительно, если фазная ЭДС описывается,

хотя и практически нереализуемой, но формально удовлетворяющей принятым ранее условиям периодичности и симметрии, функцией вида

$$F_1(\alpha) = \begin{cases} 1, & \alpha \in (0, \pi); \\ -1, & \alpha \in (\pi, 2\pi), \end{cases} \quad (5.7)$$

то для обеспечения неизменности момента ток должен иметь ту же форму, что и ЭДС, т.е. в течение половины периода не менять своего значения, а его амплитуда должна составлять 0,5 ед.

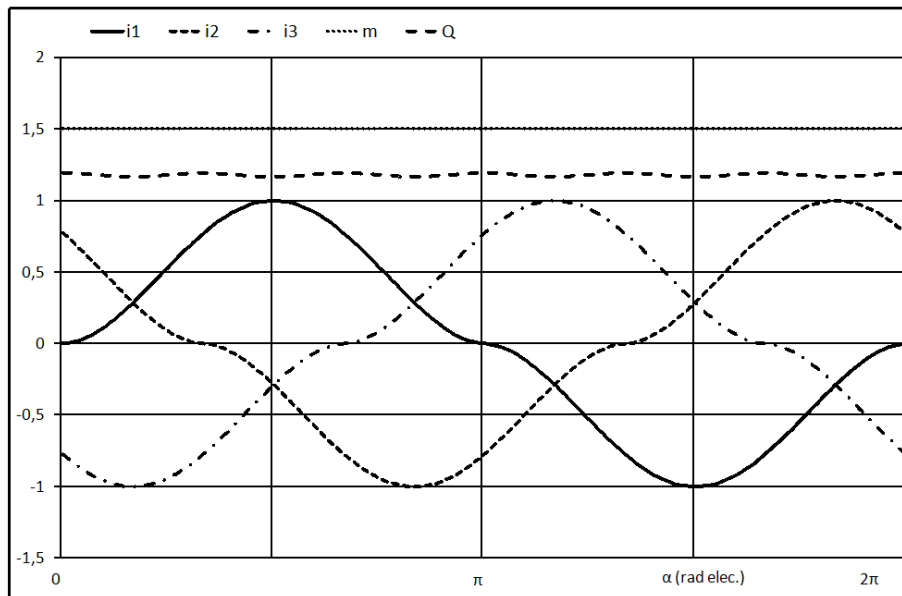


Рисунок 5.2 Кривые фазных токов, электромагнитного момента и мгновенного значения электрических потерь ВД для симметричного режима работы

Если определить средние относительные электрические потери в фазе по выражению

$$Q_l = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_l^2(\alpha) d\alpha, \quad (5.8)$$

то при формировании тока согласно выражению

$$F_2(\alpha) = \begin{cases} 0.5, & \alpha \in (0, \pi); \\ -0.5, & \alpha \in (\pi, 2\pi), \end{cases} \quad (5.9)$$

потери окажутся в полтора ($3/2$) раза ниже, чем при формировании тока согласно выражению (5.5). Соответственно, 0,25 и 0,375 ед.

5.1.2 Обеспечение постоянного электромагнитного момента и минимума электрических потерь ВД в симметричном рабочем режиме

Поставим задачу определения такого закона изменения фазных токов для симметричного режима, который помимо постоянства момента обеспечивает также минимум электрических потерь в процессе работы двигателя. В соответствии с (5.5) выражения для фазных токов примем в следующем виде

$$i_l(\alpha) = \frac{i_{l\alpha}(\alpha) \sin^2(\alpha + 2\pi(l-1)/n)}{F_1(\alpha + 2\pi(l-1)/n)}, \quad (5.10)$$

где $i_{l\alpha}(\alpha)$ – переменный коэффициент (аналог переменной амплитуды фазных токов), подлежащий оптимальной настройке.

Таким образом, потребуем постоянства электромагнитного момента:

$$m(\alpha) = \sum_{l=1}^n i_{l\alpha}(\alpha) \sin^2(\alpha + 2\pi(l-1)/n) = n/2, \quad (5.11)$$

а также минимума мгновенного значения электрических потерь:

$$Q(\alpha) = \sum_{l=1}^n \left[\frac{i_{l\alpha}(\alpha) \sin^2(\alpha + 2\pi(l-1)/n)}{F_1(\alpha + 2\pi(l-1)/n)} \right]^2 = \min. \quad (5.12)$$

Для определения оптимальных значений «амплитуд» фазных токов воспользуемся методом неопределенных множителей Лагранжа [9, 55].

Проведем расчёт для трехфазного двигателя.

Функция Лагранжа $L(i_{1\alpha}, i_{2\alpha}, i_{3\alpha}, \lambda)$ будет иметь следующий вид

$$L(i_{1\alpha}, i_{2\alpha}, i_{3\alpha}, \lambda) = \sum_{l=1}^3 \left(i_{l\alpha}(\alpha) \frac{\sin^2(\alpha + 2\pi(l-1)/3)}{F_1(\alpha + 2\pi(l-1)/3)} \right)^2 + \lambda \left(\sum_{l=1}^3 i_{l\alpha}(\alpha) \sin^2(\alpha + 2\pi(l-1)/3) - 1.5 \right), \quad (5.13)$$

где λ – неопределенный множитель Лагранжа. Для поиска экстремума функции Лагранжа приравняем частные производные нулю:

$$\frac{\partial L(i_{1\alpha}, i_{2\alpha}, i_{3\alpha}, \lambda)}{\partial i_{l\alpha}} = 2i_{l\alpha}(\alpha) \left(\frac{\sin^2(\alpha + 2\pi(l-1)/3)}{F_1(\alpha + 2\pi(l-1)/3)} \right)^2 + \lambda \sin^2(\alpha + 2\pi(l-1)/3) = 0; \quad (5.14)$$

где $l=1, 2, 3$.

Решение задачи оптимизации (5.11–5.12) для $n=3$ будет следующим

$$\frac{\partial L(i_{1\alpha}, i_{2\alpha}, i_{3\alpha}, \lambda)}{\partial \lambda} = \sum_{l=1}^3 i_{l\alpha}(\alpha) \sin^2(\alpha + 2\pi(l-1)/3) - 1.5 = 0, \quad (5.15)$$

$$i_{l\alpha}(\alpha) = \frac{3[F_1(\alpha + 2\pi(l-1)/3)]^2}{2\sin^2(\alpha + 2\pi(l-1)/3) \sum_{l=1}^3 [F_1(\alpha + 2\pi(l-1)/3)]^2}. \quad (5.16)$$

Можно показать, что найденное решение экстремальной задачи является единственным и обеспечивает минимум функции электрических потерь Q , так как матрица вторых производных Гессе минимизируемого функционала является положительно-определенной во всем диапазоне изменения α .

С учетом (5.10) и (5.16) выражения для фазных токов примут следующий вид

$$i_l(\alpha) = \frac{3F_1(\alpha + 2\pi(l-1)/3)}{2 \sum_{l=1}^3 [F_1(\alpha + 2\pi(l-1)/3)]^2}; \quad l=1, 2, 3. \quad (5.17)$$

Последние выражения легко обобщаются на n -фазный случай [28]:

$$i_l(\alpha) = \frac{nF_1(\alpha + 2\pi(l-1)/n)}{2 \sum_{l=1}^n [F_1(\alpha + 2\pi(l-1)/n)]^2}; \quad l = \overline{1, n}. \quad (5.18)$$

В частном случае, при $F_1(\alpha) = \sin(\alpha)$ (синусоидальная форма фазных ЭДС):

$$i_{l\alpha}(\alpha) = \frac{n}{2 \sum_{l=1}^n \sin^2(\alpha + 2\pi(l-1)/n)} = 1; \quad (5.19)$$

$$i_l(\alpha) = \frac{n \sin(\alpha + 2\pi(l-1)/n)}{2 \sum_{l=1}^n \sin^2(\alpha + 2\pi(l-1)/n)} = \sin(\alpha + 2\pi(l-1)/n); \quad l = \overline{1, n}, \quad (5.20)$$

что соответствует общей теории электромеханического преобразования энергии.

Выражения (5.16 – 5.17) также подтверждают сделанное ранее предположение по форме и амплитуде фазных токов для случая трехфазного двигателя, когда ЭДС описывается выражением (5.7). Действительно, в соответствии с этими выражениями форма фазных токов – прямоугольная, с амплитудой 0,5 ед.

На рисунке 5.3 приведены кривые фазных токов, рассчитанные в соответствии с (5.17) при трапецеидальной форме ЭДС (5.6).

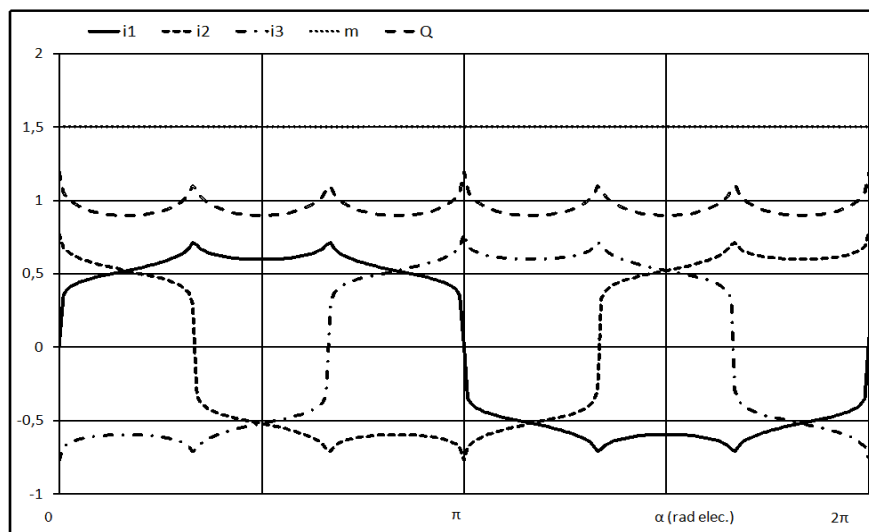


Рисунок 5.3 Кривые фазных токов, электромагнитного момента и мгновенного значения электрических потерь для симметричного режима работы при оптимальной настройке фазных токов

Средние электрические потери в фазной обмотке оказались для этого случая равными 0,315 ед., что на 25 % меньше потерь при форме тока, по-

лученной в соответствии с (5.5), и на 20% больше минимального возможного значения 0,25 при прямоугольной форме фазных ЭДС.

5.2 Векторное токовое управление ВД в несимметричном режиме при произвольной форме фазных ЭДС

5.2.1 Обеспечение постоянного электромагнитного момента ВД в несимметричном рабочем режиме

Постоянство электромагнитного момента двигателя можно обеспечить и при аварийных режимах, например, когда в силовом канале одной из фаз произошел отказ, приведший к её обесточиванию [27].

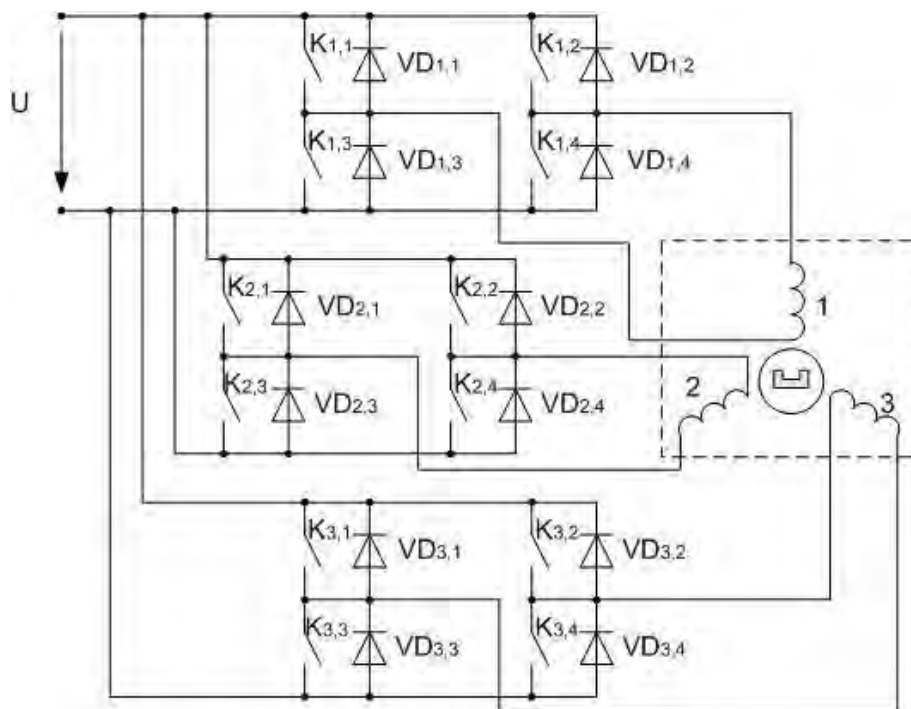


Рисунок 5.4 Трёхфазный ВД с автономным питанием каждой фазы

В [140, 141] описан один из путей решения такой задачи применительно к электроприводу, построенному на основе синхронного электродвигателя с постоянными магнитами, имеющему обратную связь по положению ротора, при внезапном отключении питания в одной из фазных обмоток. При этом показано, что, если осуществить питание каждой фазы

трехфазного двигателя от автономного мостового инвертора напряжения, как представлено на рисунке 5.4, то при обрыве силового ключа в одном из инверторов, можно сформировать токи оставшихся фаз так, что электромагнитный момент двигателя будет стабильным, т.е. не будет зависеть от угла поворота ротора.

Для случая синусоидальной формы фазных ЭДС выражения фазных токов, обеспечивающих стабильность угловой моментной характеристики имеют вид [27]

$$i_l(\alpha) = \frac{(n/2) \sin(\alpha + 2\pi(l-1)/n)}{\sum_{l=1, l \neq j}^n \sin^2(\alpha + 2\pi(l-1)/n)}, \quad (5.21)$$

где n – число фаз двигателя, l – номер исправных фаз, j – номер отказавшей фазы, α – угол поворота ротора в электрических координатах.

Предположим, что двигатель в момент отказа работал в штатном режиме и ток в каждой фазе изменялся согласно выражению (5.5). Тогда относительный электромагнитный момент двигателя может быть представлен в том же виде, что и для случая синусоидальной ЭДС, т.е. выражением

$$m(\alpha) = \sum_{l=1}^{n-1} \sin^2(\alpha + 2\pi(l-1)/n). \quad (5.22)$$

Напомним, что в этом случае из-за нарушения симметрии обмотки при изменении угла поворота ротора относительно статора, момент $m(\alpha)$ будет меняться.

Компенсировать пульсации момента, обусловленные возникшей несимметрией, можно тем же путем, что и при синусоидальной ЭДС, т.е. настройкой переменного коэффициента $i_{l\alpha}(\alpha)$ в выражении для фазных токов (5.10). Примем также, что требуемое относительное значение момента равно значению, которое двигатель имеет в штатном n -фазном режиме, т.е.

$m(\alpha) = n/2$. Тогда закон изменения «амплитуды» фазных токов запишется выражением

$$i_{l\alpha}(\alpha) = \frac{n}{2 \sum_{l=1, l \neq j}^n \sin^2(\alpha + 2\pi(l-1)/n)}. \quad (5.23)$$

Умножим «амплитуду» тока (5.23) на выражение фазного тока (5.5) и получим полный закон изменения мгновенного значения фазного тока двигателя при обрыве одной фазной обмотки и несинусоидальной ЭДС:

$$i_l(\alpha) = \frac{n \sin^2(\alpha + 2\pi(l-1)/n)}{2F_1(\alpha + 2\pi(l-1)/n) \sum_{l=1, l \neq j}^n \sin^2(\alpha + 2\pi(l-1)/n)}. \quad (5.24)$$

В данном случае $l, j = \overline{1, n}$; $l \neq j$, где j – номер силового канала фазы, в которой произошел отказ.

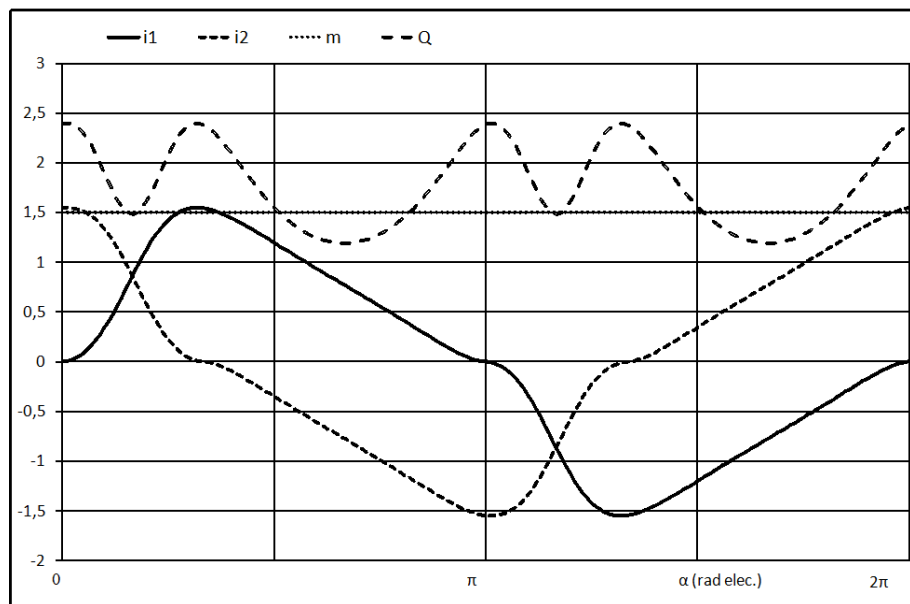


Рисунок 5.5 Кривые фазных токов, электромагнитного момента и мгновенного значения электрических потерь ВД для несимметричного режима работы

На рисунке 5.5 приведены кривые фазных токов трехфазного двигателя с одной обесточенной фазной обмоткой, рассчитанные по (5.24). Такой закон изменения тока обеспечивает неизменность электромагнитного момента двигателя в процессе вращения ротора, но по сравнению с сим-

метричным оптимальным режимом работы двигателя существенно (в три раза) возрастают электрические потери (0,886 ед.).

5.2.2 Обеспечение постоянного электромагнитного момента и минимума электрических потерь ВД в несимметричном рабочем режиме

Получим закон изменения фазных токов, аналогично симметричному режиму, который помимо постоянства момента обеспечивает также минимум электрических потерь в процессе работы двигателя, но уже в несимметричном режиме, т.е. в случае обесточивания одной из секций.

Синтез проводится по тем же соотношениям (5.10–5.18), только из расчетов исключается отказавший силовой канал.

Решение оптимизационной задачи для этого случая имеет вид [28]

$$i_l(\alpha) = \frac{nF_1\left(\alpha + \frac{2\pi(l-1)}{n}\right)}{2 \sum_{l=1, l \neq j}^n \left(F_1\left(\alpha + \frac{2\pi(l-1)}{n}\right)\right)^2}, \quad (5.25)$$

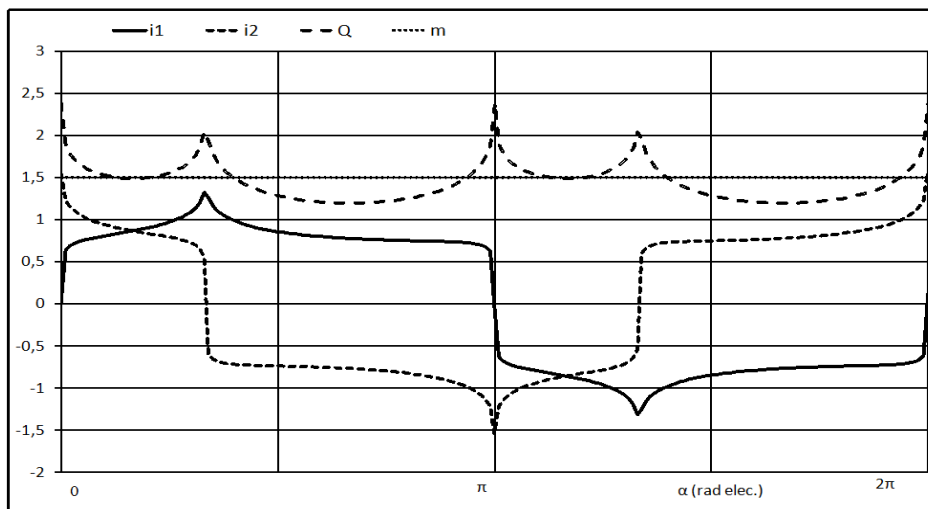


Рисунок 5.6 Кривые фазных токов, электромагнитного момента и мгновенного значения электрических потерь ВД для несимметричного режима работы при оптимальной настройке фазных токов

где $l, j = \overline{1, n}$; $l \neq j$, j – номер силового канала фазы, в которой произошёл отказ.

На рисунке 5.6 приведены кривые фазных токов, электромагнитного момента и функции потерь для несимметричного режима работы двигателя с оптимальной настройкой токов.

Оптимальный закон изменения фазных токов для несимметричного режима работы двигателя (5.25) обеспечивает существенно меньшее значение электрических потерь (0,72 ед.) по сравнению с неоптимальным законом (5.24), но по сравнению с симметричным режимом при оптимальной настройке формы фазных токов (5.18) потери в несимметричном режиме работы двигателя в 2,25 (9/4) раза выше.

В предельном случае при прямоугольных фазных ЭДС потери для этого режима достигают своего минимально возможного значения 0,5625 (9/16) ед.

Выводы по главе 5

1 Для симметричного режима работы вентильного двигателя при несинусоидальной, произвольной форме фазных ЭДС получена форма фазного тока в функции угла поворота ротора, обеспечивающая постоянство электромагнитного момента.

2 Для симметричного режима работы вентильного двигателя при несинусоидальной, произвольной форме фазных ЭДС получена оптимальная форма фазного тока в функции угла поворота ротора, обеспечивающая помимо постоянства электромагнитного момента минимальные электрические потери в обмотке статора.

3 Для несимметричного режима работы вентильного двигателя в случае обрыва одной из фазных обмоток или отказа силового ключа при несинусоидальной, произвольной форме фазных ЭДС получена форма

фазного тока в функции угла поворота ротора, обеспечивающая постоянство электромагнитного момента.

4 Для несимметричного режима работы вентильного двигателя в случае обрыва одной из фазных обмоток или отказа силового ключа при несинусоидальной, произвольной форме фазных ЭДС получена оптимальная форма фазного тока в функции угла поворота ротора, обеспечивающая помимо постоянства электромагнитного момента минимальные электрические потери в обмотке статора.

5 Полученные выражения оптимальной формы фазных токов могут быть использованы при векторном токовом управлении электроприводом с вентильным двигателем в режимах нормальной эксплуатации и аварийных режимах при отказе в силовом канале привода, что позволит расширить область использования алгоритмов векторного управления вентильным двигателем, и повысит живучесть вентильного электропривода.

6 АЛГОРИТМЫ И СТРУКТУРЫ СИСТЕМ ФАЗОВОГО УПРАВЛЕНИЯ ВД

В предыдущих главах были описаны принципы векторного управления ВД, базирующиеся на методе фазового управления, рассмотрены различные стратегии управления вентильным электроприводом. В данной главе основное внимание уделено структурным особенностям систем фазового управления ВД. А таких отличительных особенностей от традиционного метода частотно-токового векторного управления очень много. Это и состав измерений, выбор регулируемых координат, структурные отличия, разные ограничения и возможности [7, 10, 104, 111, 175].

В первом параграфе рассматриваются системы фазового управления ВД при наличии датчика углового положения ротора. Такие системы принято называть «датчиковыми». Как правило, информации об угловом положении ротора в отличие от традиционной частотно-токовой векторной системы бывает достаточно для управления ВД. Но не во всех случаях. Будет приведён пример, когда для управления также используется информация о фазных токах, как в традиционной системе векторного управления.

Многовариантность исполнения систем фазового управления также связана с тем, что при фазовом управлении может регулироваться либо только фаза напряжения питания при фиксированной амплитуде напряжения, либо одновременно (согласованно) и амплитуда, и фаза напряжения. С регулированием только фазы напряжения система фазового управления получается несколько более простой. В ряде случаев этого бывает достаточно. У системы фазового управления ВД с одновременным регулированием амплитуды и фазы гораздо больше возможностей, в частности при организации энергоэффективных режимов работы.

Второй параграф посвящён перспективным в настоящее время бездатчиковым системам фазового управления ВД [23, 54, 159, 171, 174, 177, 191, 193], у которых отсутствует датчик угла. Измеряются только фазные

тока и напряжения. Отсутствие датчика угла может быть обусловлено технологическими причинами или соображениями повышения надёжности и снижения стоимости системы.

В третьем параграфе проведён сравнительный анализ системы фазового управления ВД с традиционной частотно-токовой системой векторного управления. Системы сравниваются по статическим и динамическим свойствам, энергоэффективности, сложности реализации и настройки.

Четвёртый параграф посвящён системе фазового управления ВД с дополнительной обратной связью по оценке момента нагрузки. Эта система относится к классу систем, основной режим работы которых – стабилизация частоты вращения в условиях действия возмущающих факторов.

6.1 Системы фазового управления ВД при наличии датчика угла

6.1.1 Системы фазового управления ВД с регулированием фазы напряжения

В данном случае амплитуда напряжения постоянная и регулированию подвергается только фаза напряжения. Структура системы представлена рисунке 6.1. Здесь приняты обозначения: УУ – устройство управления,

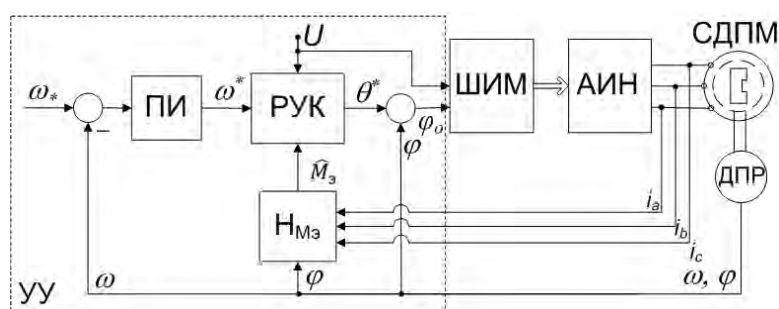


Рисунок 6.1 Система фазового управления с регулированием фазы напряжения
 ПИ – ПИ-регулятор, РУК – регулятор угла коммутации, Н_{МЭ} – наблюдатель электромагнитного момента, ШИМ – широтно-импульсный преобразователь

зователь, АИН – автономный инвертор напряжения, ДПР – датчик положения ротора.

Настройка угла коммутации осуществляется в соответствии с выражением, полученном в п. 4.3.1:

$$\theta(\gamma, \varepsilon, \mu) = 2 \operatorname{arctg} \frac{\varepsilon \tau_3 - \sqrt{(\varepsilon \tau_3)^2 - (\{\mu[1 + (\varepsilon \tau_3)^2] + \varepsilon\} / \gamma)^2 + 1}}{\{\mu[1 + (\varepsilon \tau_3)^2] + \varepsilon\} / \gamma + 1}. \quad (6.1)$$

Это зависимость угла коммутации как функции амплитуды напряжения, частоты вращения и электромагнитного момента. Чтобы ей воспользоваться, нужна оценка электромагнитного момента.

Оценку электромагнитного момента можно получить несколькими способами. Один из вариантов – воспользоваться выражением из § 1.1:

$$\mu(i_a, i_b, i_c, \varphi) = -\frac{2}{3} [i_a \sin \varphi + i_b \sin(\varphi - 2\pi/3) + i_c \sin(\varphi + 2\pi/3)]. \quad (6.2)$$

Другой способ не требует измерения фазных токов ВД (см. рисунок 6.4).

6.1.2 Системы фазового управления ВД с регулированием амплитуды и фазы напряжения

Вариантов систем фазового управления ВД может быть множество. Приведём некоторые из них. Самый простой – с ПИД-регулятором (рисунок 6.2).

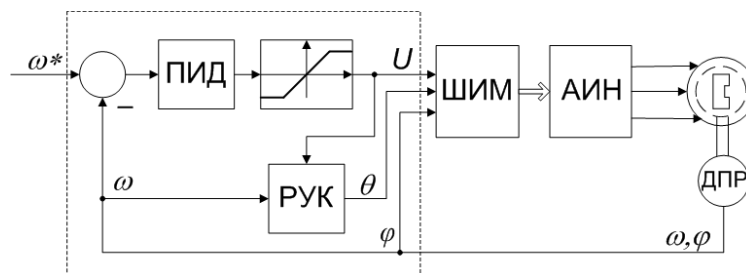


Рисунок 6.2 Система фазового управления с регулированием амплитуды и фазы напряжения (с ПИД-регулятором)

Здесь ПИД-регулятор формирует амплитуду напряжения, а РУК, например, в соответствии с (см. п. 4.3.2)

$$\theta_{\mu_{max}} = \operatorname{arctg} \varepsilon \tau_3 \quad (6.3)$$

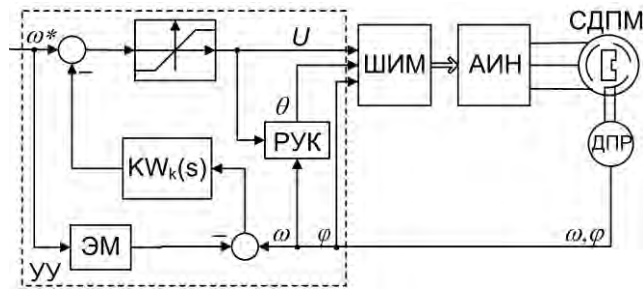


Рисунок 6.3 Система фазового управления с регулированием амплитуды и фазы напряжения (с эталонной моделью)

настраивает систему на максимум электромагнитного момента.

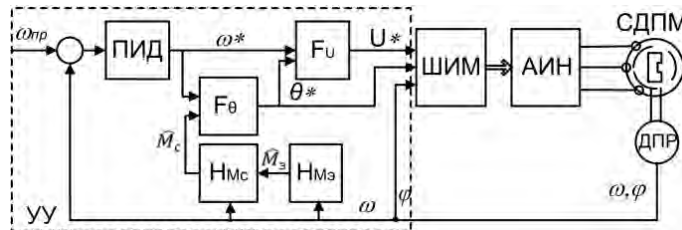


Рисунок 6.4 Система фазового управления с согласованным регулированием амплитуды и фазы напряжения

Следующая система с эталонной моделью (ЭМ) (рисунок 6.3) обладает большими возможностями. Она является двухконтурной и относится к классу систем с пассивной адаптацией [4, 13, 58]. При большом контурном коэффициенте усиления передаточная функция системы стремится к передаточной функции ЭМ и система становится инвариантной к возмущениям.

Система фазового управления ВД рисунка 6.4 реализует согласованное регулирование амплитуды и фазы напряжения. Здесь F_U и F_θ – функциональные преобразователи, формирующие, соответственно, напряжение и угол коммутации по требуемым зависимостям, а H_{Mc} и $H_{Mэ}$ – наблюдатели момента сопротивления и электромагнитного момента. С помощью функциональных преобразователей система фазового управления может быть настроена в соответствии с (см. п.4.4.3)

$$\begin{aligned}
 F_\theta &= \theta^*(\varepsilon, \mu_H) = \arcsin \frac{\mu_H \sqrt{1 + \varepsilon^2 \tau_3^2}}{\varepsilon}, \\
 F_U &= \gamma^*(\varepsilon, \theta^*) = \frac{\varepsilon(1 + \sin \theta^* \sqrt{1 + \varepsilon^2 \tau_3^2})}{\varepsilon \tau_3 \sin \theta^* + \cos \theta^*}
 \end{aligned}
 \tag{6.4}$$

на максимум КПД при постоянном моменте.

6.2 Бездатчиковые системы фазового управления ВД

6.2.1 Бездатчиковые системы фазового управления ВД с регулированием фазы напряжения

На следующем рисунке 6.5 представлена бездатчиковая система фазового управления ВД с регулированием фазы напряжения. Необходимые

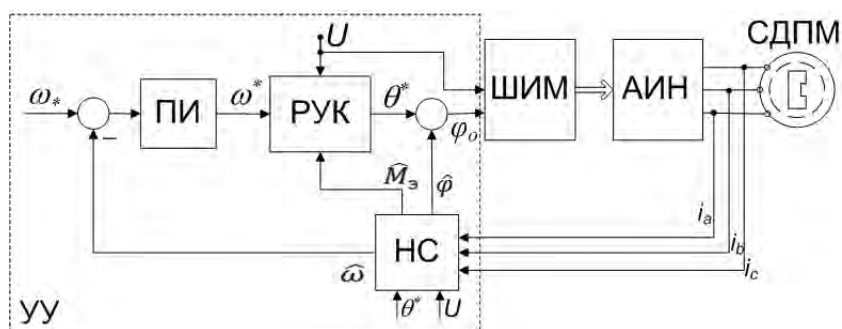


Рисунок 6.5 Бездатчиковая система фазового управления с регулированием фазы напряжения

для организация управления переменные восстанавливаются с помощью наблюдателя состояния (НС). Структурная схема НС представлена ниже

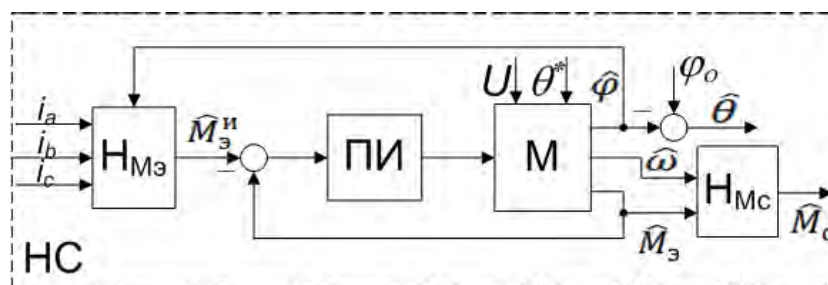


Рисунок 6.6 Наблюдатель состояния ВД

(рисунок 6.6). В НС входят наблюдатели электромагнитного момента ($H_{Mэ}$) и момента сопротивления ($H_{Mс}$), настраиваемая модель ВД (M) и ПИ-регулятор. Работа НС подробно описывается в третьей главе. Эта бездатчиковая система по структуре похожа на систему из п. 6.1.1 и работает аналогично.

6.2.2 Бездатчиковые системы фазового управления ВД с регулированием амплитуды и фазы напряжения

На следующем рисунке 6.7 приведена бездатчиковая система фазо-

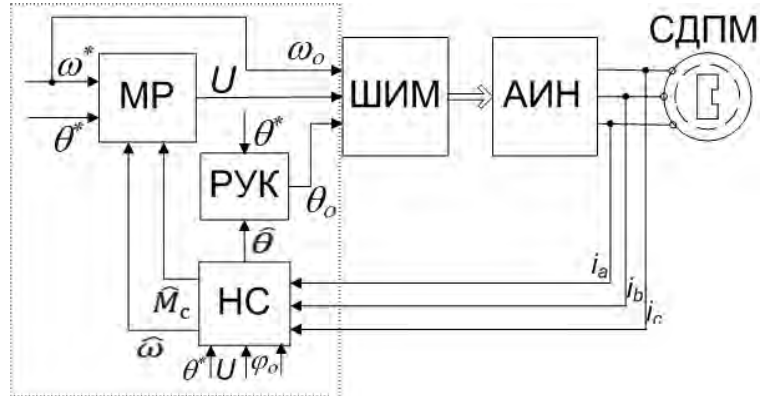


Рисунок 6.7 Бездатчиковая система фазового управления с модальным регулятором

вого управления с модальным регулятором (МР). Здесь используется модальное управление по доминирующей части спектра ВД с учётом динамики электромагнитных процессов ВД и оценки момента сопротивления [15, 44, 59, 89, 90, 108, 137 – 139, 164,]. Это позволяет снизить размерность синтеза модального управления при обеспечении требуемого качества управления.

6.3 Сравнительный анализ системы фазового управления с системой частотно-токового векторного управления ВД

При сравнительном анализе систем фазового и частотно-токового векторного управления ВД использовались различные по структуре системы фазового управления. При сравнении систем по динамическим свойствам (п. 6.3.1) использовалась система фазового управления рисунка 6.3, а при сравнении по энергоэффективности (п. 6.3.2) – система фазового управления рисунка 6.4.

Системам частотно-токового векторного управления посвящено

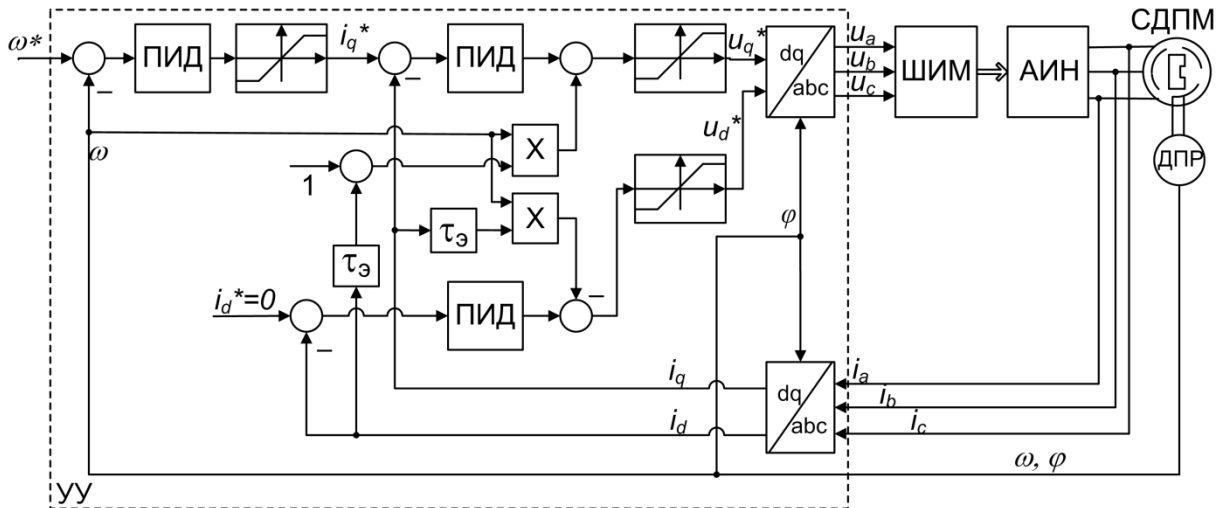


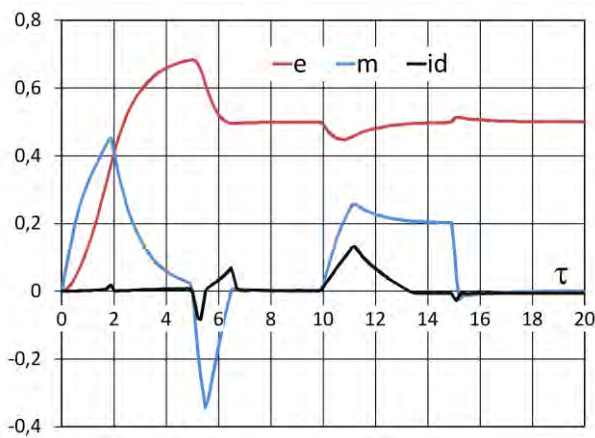
Рисунок 6.8 Система частотно-токового векторного управления ВД

большое количество публикаций [7, 24, 62], поэтому приведём для сравнения с системой фазового управления лишь типовую структуру системы частотно-токового управления в относительных единицах (рисунок 6.8). Управляющая часть системы содержит три ПИД-регулятора (регулятор скорости и два регулятора тока), по две пары (всего четыре) прямых и обратных координатных преобразователей Парка и Кларк, а также схемы компенсации перекрёстных связей контуров тока. Далее эта структура системы частотно-токового векторного управления используется для сравнения с системами фазового управления ВД.

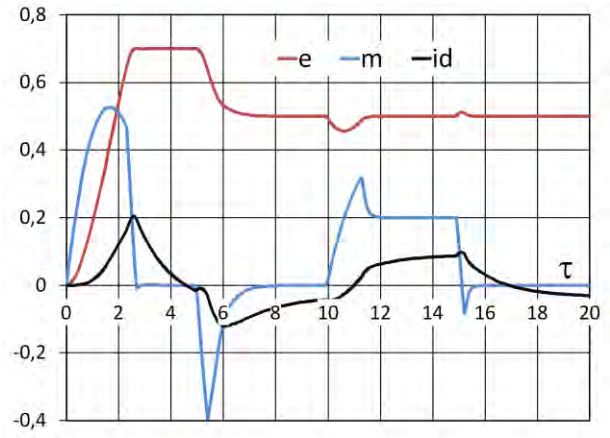
6.3.1 Сравнение систем фазового и частотно-токового управления по динамическим свойствам

Системы сравниваются при одинаковых условиях применения для одного и того же двигателя и датчика положения ротора в одном и том же рабочем режиме. Учитывается токоограничение и инерционность канала измерения. Предполагается, что ШИМ-регулирование амплитуды фазного напряжения осуществляется идеально без дополнительных потерь. В качестве двигателя используется ДБМ150–4–1.5–3 с исходными данными [49]:

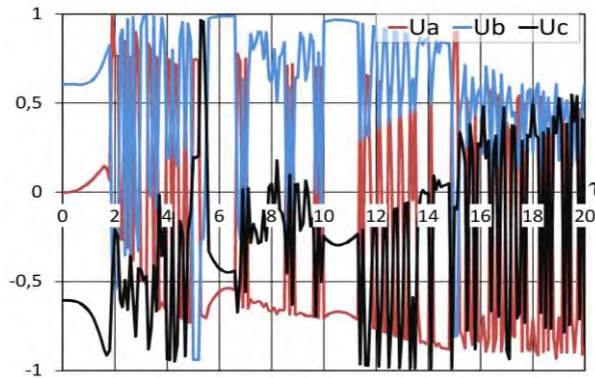
$U_6=25.38$ В, $I_6=437.6$ А, $\omega_6=1272$ с⁻¹, $M_6=105$ Нм, $J=3 \cdot 10^{-3}$ кг·м², $\Psi_M = 0.1$ Нм/А, $R=0.05$ Ом, $p=8$, $\tau_s=1.52$, $\tau_m=11.44$. ДПР типа синусно-косинусный вращающийся трансформатор ВТ60 с исходными данными: $D=100$,



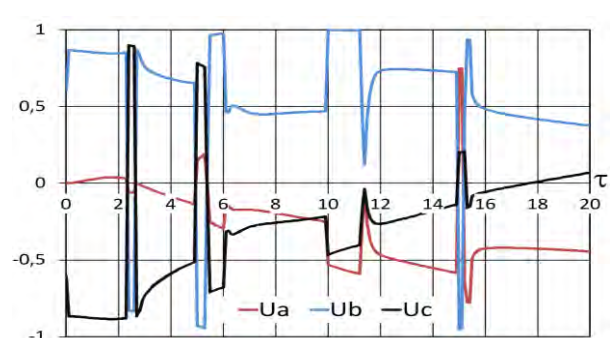
а. Частота вращения ϵ , момент μ , ток i_d



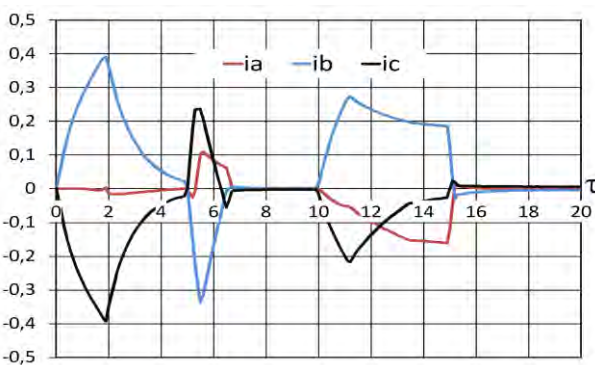
г. Частота вращения ϵ , момент μ , ток i_d



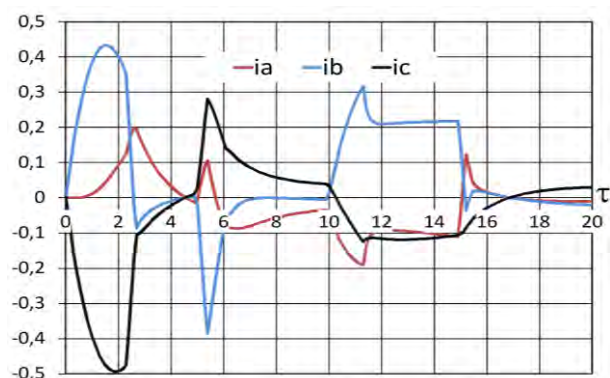
б. Фазные напряжения



д. Фазные напряжения



в. Фазные токи



е. Фазные токи

Рис. 6.9 Переходные процессы в системе частотно-токового векторного управления (а, б, в) и системе фазового управления ВД (г, д, е)

$f_d=5$ кГц, $\tau_d=D\omega_6/(4\pi f_d)=2.0$. Здесь τ_d – относительная постоянная времени датчика. Система ограничений: $|I_d, I_q| < 0.7$, $|U_a, U_b, U_c| < 1$.

Моделируется режим пуска двигателя с последующей обработкой нагрузки:

$$* (\tau) = \begin{cases} 0.7 & 0 \leq \tau < 5; \\ 0.5 & 5 \leq \tau < 20, \end{cases} \quad \mu_n (\tau) = \begin{cases} 0 & 0 \leq \tau < 10; \\ 0.2 & 10 \leq \tau < 15; \\ 0 & 15 \leq \tau \leq 20. \end{cases}$$

На рисунке 6.9 представлены переходные процессы в системах частотно-токового векторного управления и фазового управления ВД [188]. Настройки регуляторов были следующими: $K_p=500$, $K_i=0$, $K_d=500$ (регулятор скорости), $K_p=100$, $K_i=5$, $K_d=2$ (регуляторы тока) в системе частотно-токового векторного управления; эталонная модель – $W_{эм}(s)=\omega_0^2/(s^2+2\omega_0s+\omega_0^2)$, $\omega_0=3$, корректирующее звено – $KW_k(s)=K(\tau_\phi s+1)/(\tau_n s+1)$, $K=1000$, $\tau_\phi=0.1$, $\tau_n=10^{-4}$ в системе фазового управления.

При имитационном моделировании системы частотно-токового векторного управления СДПМ выявлен ряд особенностей: сложность настройки регуляторов скорости и тока – девять параметров трёх регуляторов, причём настройки системы управления чувствительны к вариациям параметров двигателя; крайняя чувствительность системы к инерционности (запаздыванию) в контуре измерения и управления, учёт инерционности датчика угла ведёт к существенному ухудшению динамических свойств электропривода и снижению качества регулирования; высокий уровень пульсаций напряжения даже в статических режимах работы, что, естественно, затрудняет настройку и работу силовой части электропривода; сравнительно низкие динамические свойства СДПМ с векторным управлением.

При имитационном моделировании системы фазового управления СДПМ можно отметить: относительную простоту настройки и реализации регулятора, причём настройки системы управления имеют низкую чувствительность к вариациям параметров двигателя; настройкой РУК, напри-

мер, следующей $\theta^* = r\epsilon\tau_d + \theta_n$ ⁹, можно обеспечить практическую инвариантность системы к инерционности контура измерения; здесь первое слагаемое закона регулирования угла коммутации компенсирует дополнительным фазовым сдвигом напряжения инерционность датчика угла, а второе слагаемое осуществляет настройку рабочего режима СДПМ на минимум электромагнитного КПД; высокое качество регулирования; высокие динамические параметры управления по частоте вращения и моменту.

Сравнение методов векторного и фазового управления СДПМ говорит в пользу фазового управления. Преимущество фазового управления по качеству 20% (качество регулирования оценивалось как интеграл от квадрата ошибки отработки задания по скорости). Фазовое управление существенно проще в настройке и реализации. При фазовом управлении нет необходимости в прямых и обратных координатных преобразованиях. При наличии датчика углового положения ротора можно обойтись без измерений фазных токов.

Коренная проблема частотно-токовых систем управления электроприводом их чувствительность к точности измерения частоты вращения, что существенно уменьшает диапазон регулирования скорости, особенно в области малых частот вращения. Эта проблема для фазового управления не так остра, так как система замыкается по углу. Это обстоятельство позволяет расширить диапазон регулирования по частоте вращения в случае фазового управления вплоть до нулевых скоростей.

Фазовое управление выигрывает у векторного и в динамике и в статике, обладает широкими адаптационными возможностями, позволяет реализовать различные стратегии управления приводом.

6.3.2 Сравнение систем фазового и частотно-токового управления по энергоэффективности

В работе проведено сравнение частотно-токового векторного и фазового управления по энергоэффективности работы ВД. При расчёте параметры ВД были приняты следующими: $p=1$, $\tau_s=2$, $\tau_m=5$, $\mu_c=0.05$. Система фазового управления (см. рисунок 6.4) имела следующие настройки:

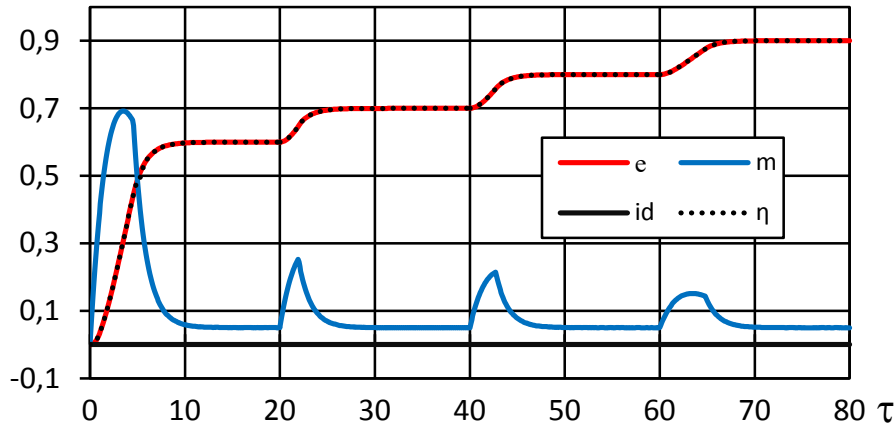


Рис. 6.10 Переходные процессы в системе «векторного» управления ВД

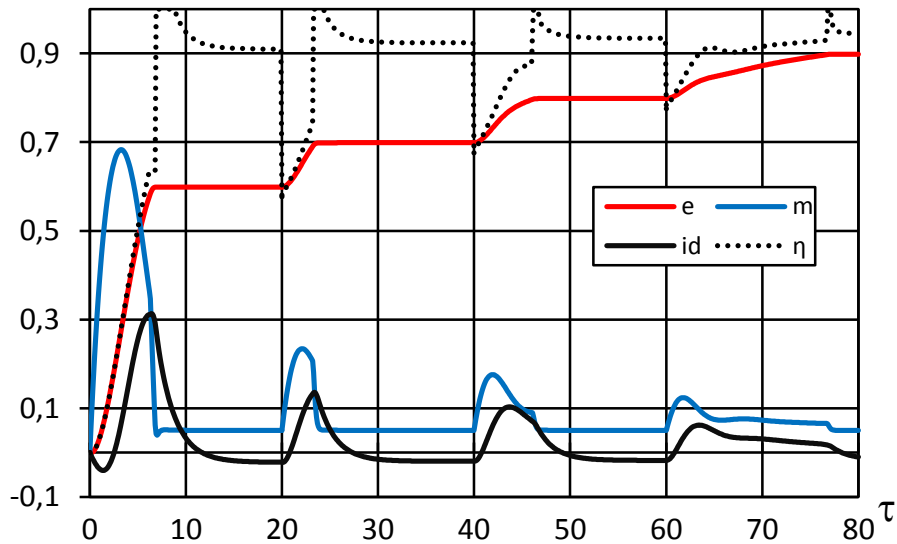


Рис. 6.11 Переходные процессы в системе фазового управления ВД $K_p=500$, $K_i=0$, $K_d=100$ (коэффициенты ПИД-регулятора), а система «векторного» управления (см. рисунок 6.8): $K_p=500$, $K_i=0$, $K_d=500$ (регулятор скорости) и $K_p=100$, $K_i=5$, $K_d=2$ (регуляторы тока). Системы настраивались на максимальные с точки зрения динамики возможности. Система фазово-

го управления при этом обеспечивала максимум электромагнитного КПД при постоянном моменте (см. п. 4.4.3), а система частотно-токового векторного управления «держала» $i_d=0$.

Результаты моделирования приведены на рисунках 6.10 и 6.11. При сходной динамике в зависимости от рабочей частоты вращения ВД выигрыш фазовой системы в КПД составил от 4% до 31%. Таким образом, проведённое имитационное моделирование подтвердило вывод, сделанный в четвёртой главе, о том, что стандартная для частотно-токового векторного управления настройка $i_d=0$ не обеспечивает максимум электромагнитного КПД.

6.4 Системы фазового управления ВД с дополнительной обратной связью по оценке момента нагрузки, демпфирующей колебания ротора

Основным недостатком работы вентильных двигателей в синхронном режиме является достаточно высокая колебательность ротора, присущая всем синхронным двигателям и приводящая к неравномерности вращения ротора [68, 185, 186]. Во многих случаях для устранения этих колебаний на нём устанавливают демпфирующую обмотку. В двигателях с возбуждением от постоянных магнитов наличие такой обмотки существенно усложняет конструкцию ротора и не всегда решает проблему колебательности, кроме того ухудшает общие динамические свойства двигателя [71, 161].

Задача демпфирования колебаний ротора ВД в синхронном режиме работы возникла при разработке ОАО «МиассЭлектроАппарат» и АО «Уральский приборостроительный завод» электропривода аппарата искусственной вентиляции лёгких [78, 135, 162]. Этот электропривод работает на фиксированной частоте вращения, которую должен поддерживать с

большой точностью. Это его основной режим работы. При этом жёстких требований по динамике к этому приводу нет. В случае резкого изменения нагрузки разного происхождения в синхронной системе появляются колебания ротора.

Была поставлена задача без существенного усложнения системы решить проблему колебательности ротора электропривода аппарата искусственной вентиляции лёгких.

В данном разделе даётся теоретическое обоснование и приводится пример конкретной реализации одного из способов демпфирования колебаний ротора двигателя с возбуждением от постоянных магнитов в синхронном режиме путём введения обратной связи по току статора с воздействием на фазу напряжения питания [31, 187].

Рассмотрим синхронный режим работы ВД. Анализ структурной схемы линеаризованной системы (рисунок 1.10) и полученных передаточных функций ВД (1.48) позволяет рекомендовать для повышения точности поддержания скорости при колебаниях нагрузки введение в закон управления составляющей, зависящей от вариации электромагнитного момента.

Такая дополнительная обратная связь в зависимости от поддерживаемого скоростного режима и величины нагрузки должна корректировать либо амплитуду (γ), либо фазу (θ_0) напряжения питания ВД. Реализуем последний вариант коррекции.

Выражение для приближенной оценки возмущающего внешнего воздействия

$$\hat{\mu}_c(p) = W_\varepsilon(p)\varepsilon(p) + W_\mu(p)\mu(p), \quad (6.5)$$

где $W_\varepsilon(p), W_\mu(p)$ – корректирующие передаточные функции по соответствующим переменным. Последние могут быть выбраны в следующем виде

$$W_\varepsilon(p) = \frac{-\tau_m p}{1+Tp}, \quad W_\mu(p) = \frac{1}{1+Tp}. \quad (6.6)$$

Здесь постоянная времени подлежит настройке. К подобному же выражению сводится реализация наблюдателя момента сопротивления, полученного в разделе 3.2.

Напомним, уравнения редуцированного наблюдателя момента сопротивления имеют в соответствии с (3.5) следующий вид:

$$\dot{v} = \lambda v + \varepsilon - \frac{\mu}{\lambda \tau_m}, \quad \dot{\hat{\mu}}_c = \lambda \tau_m \varepsilon + \lambda^2 \tau_m v,$$

где λ – желаемый корень наблюдателя, а v – вспомогательная переменная.

Легко заметить, что последние уравнения сводятся к следующему выражению

$$\hat{\mu}_c(p) = \frac{p\lambda \tau_m}{p-\lambda} \varepsilon(p) - \frac{\lambda}{p-\lambda} \mu(p). \quad (6.7)$$

Сравнивая два последних выражения для $\hat{\mu}_c(p)$ (6.5) и (6.7), видим, что они совпадают, если принять $T = -1/\lambda$. Легко получить цифровую реализацию последнего выражения. В случае высокого уровня помех необходимо повысить порядок корректирующих передаточных функций.

На основе этой информации о величине момента сопротивления корректирующее устройство формирует управляющий сигнал в виде фазового сдвига опорных импульсов, задающих частоту напряжения питания двигателя. Таким образом, фаза напряжения питания двигателя по сигналам корректирующего устройства может безынерционно сдвигаться вперед или назад, изменяя текущее значение угла θ . На структурной схеме (рисунок 6.12) пунктирными линиями показана функциональная реализация корректирующего устройства. При этом фазосдвигающее устройство принято безынерционным с передаточным коэффициентом k_ϕ [31].

Необходимую вариацию угла коммутации θ_0 определим на основе анализа равновесного скоростного режима при $\mu = \mu_c$ и $\varepsilon = \varepsilon_0$. Для этого лучше использовать операторное уравнение математической модели ВД (1.31). В статике уравнение для определения θ будет иметь следующий вид (выражение (1.33)):

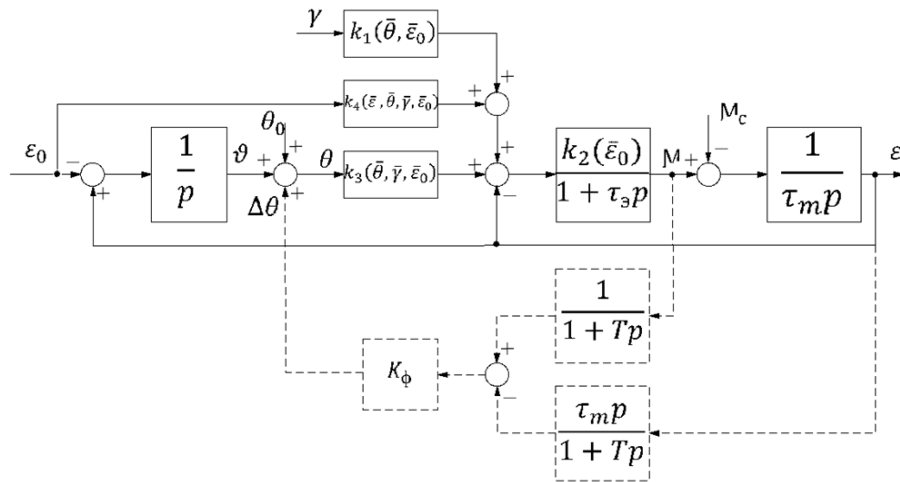


Рисунок 6.12 Схема демпфирования колебаний ротора ВД в синхронном режиме работы

$$\frac{\gamma(\cos\theta + \varepsilon_0\tau_3\sin\theta) - \varepsilon_0}{1 + (\varepsilon_0\tau_3)^2} - \mu_c = 0. \quad (6.8)$$

Можно переписать уравнение более компактно:

$$\gamma(\cos\theta + \varepsilon_0\tau_3\sin\theta) = \mu_c[1 + (\varepsilon_0\tau_3)^2] + \varepsilon_0. \quad (6.9)$$

Решая это уравнение, мы найдём оценку угла коммутации в установившемся синхронном режиме – $\hat{\theta}$. Решение уравнения (6.9) выглядит следующим образом

$$\hat{\theta} = 2\arctg \frac{a - \sqrt{a^2 - b^2 + 1}}{b + 1}, \quad (6.10)$$

где принято $a = \varepsilon_0\tau_3$ и $b = \{\mu_c[1 + (\varepsilon_0\tau_3)^2] + \varepsilon_0\}/\gamma$.

Воспользуемся последним выражением (6.10) для определения необходимой вариации угла коммутации θ_0 при изменении момента нагрузки ВД. Для этого сравним угол коммутации двигателя на холостом ходу и под нагрузкой.

Тогда θ_0 можно оценить следующим образом

$$\theta_0 = 2\arctg \frac{a - \sqrt{a^2 - b^2 + 1}}{b + 1} - 2\arctg \frac{a - \sqrt{a^2 - \bar{b}^2 + 1}}{\bar{b} + 1}, \quad (6.11)$$

где $\bar{b} = \varepsilon_0/\gamma$ (здесь \bar{b} получено из b при $\mu_c = 0$).

Анализ этого выражения показывает, что зависимость $\theta_0(\mu_c)$ довольно точно аппроксимируется прямой линией.

Эта формула для определения необходимой вариации угла коммутации θ_0 и выражение для оценки μ_c положены в основу дополнительной коррекции вентильного привода с целью компенсации колебаний нагрузки (рисунок 6.12).

Ниже на рисунках 6.13 и 6.14 приведены результаты моделирования работы вентильного привода в синхронном режиме с дополнительной коррекцией [8]. Моделирование было проведено при следующих исходных данных: $\gamma = 1$; $\varepsilon_0 = 0,5$; $\tau_s = 0,1$; $\tau_m = 5$; $T = 0,01$.

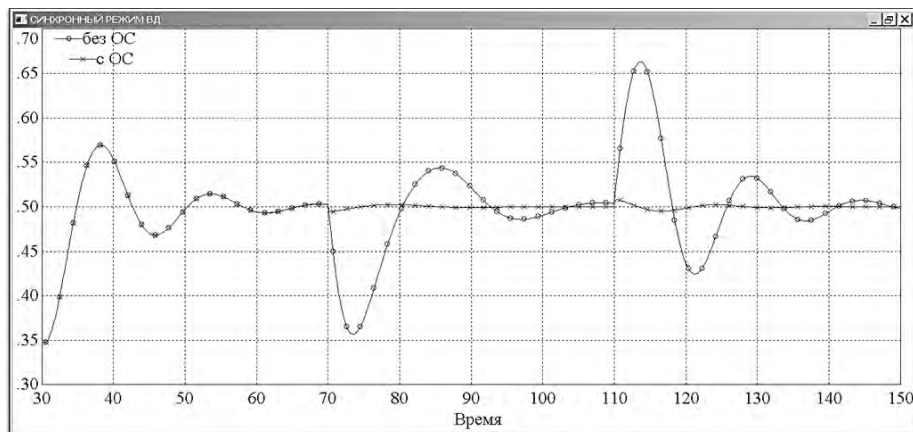


Рисунок 6.13 Изменение скорости ВД

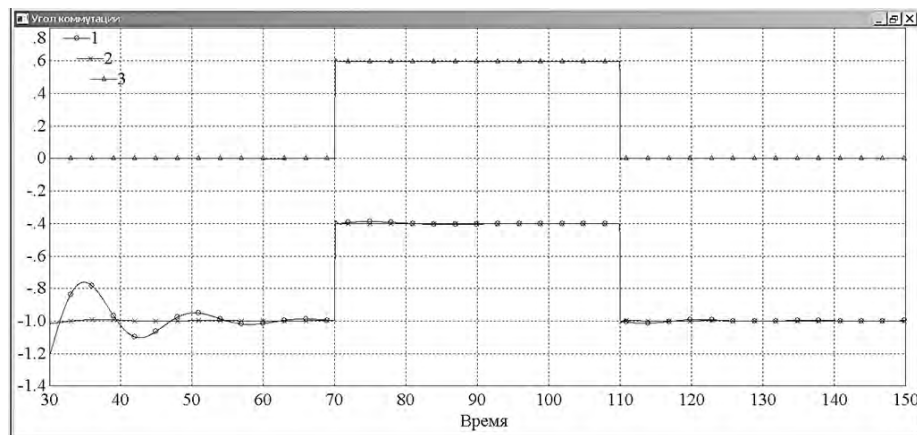


Рисунок 6.14 Изменение угла коммутации ВД: кривая 1 – угол коммутации θ , кривая 2 – оценка угла коммутации $\hat{\theta}$, кривая 3 – вариация угла коммутации θ_0

В момент времени $t = 70$ был осуществлён наброс момента нагрузки ($\Delta\mu_c = +0.4$), а в момент времени $t = 110$ сброс момента нагрузки ($\Delta\mu_c = -0.4$). На рисунке 6.13 представлены графики скорости, на рисунке 6.14 – графики угла коммутации. Для наглядности на рисунке 6.13 приве-

дены две кривые скорости: одна – без введения дополнительной коррекции (без ОС), и другая – с введением в контур управления ВД корректирующей обратной связи по вариации момента (с ОС).

Введение этой связи при изменении момента нагрузки на 0.4 ед. вызывает изменение угла коммутации примерно на 0.6 ед. (рисунок 6.14), причём угол коммутации оценивается с достаточно высокой точностью.

Графики демонстрируют высокую эффективность такой дополнительной корректирующей обратной связи, ошибка по скорости уменьшается с 33% до 1.7%, т.е. примерно в двадцать раз (рисунок 6.13). При оптимальной настройке такой связи можно добиться практической инвариантности вентильного электропривода к вариациям момента нагрузки.

Выводы по главе 6

1 Представлены структуры датчикового и бездатчикового фазового управления вентильным двигателем, основанный на формировании модуля вектора потока поля статора и его угла относительно вектора потока ротора путём регулирования амплитуды и фазы напряжения питания двигателя.

2 Такой подход не требует прямых и обратных координатных преобразований.

3 В случае измерения углового положения ротора можно обойтись без измерения фазных токов ВД.

4 Системы фазового управления ВД существенно проще в настройке и реализации по сравнению с традиционными системами частотно-токового векторного управления, обеспечивают широкий диапазон регулирования, высокие динамические и энергетические параметры привода и могут применяться как в специализированных, так и общепромышленных электроприводах.

5 Получен алгоритм и схема настройки вентильного двигателя в режиме синхронного вращения, позволяющие путём организации дополнительной обратной связи по вариации момента нагрузки демпфировать колебания ротора при изменении нагрузки. Использование разработанного подхода позволило решить электрическими методами проблему колебательности ротора электропривода аппарата искусственной вентиляции лёгких, что привело к упрощению конструкции электродвигателя и снизило себестоимость его изготовления.

7 ВНЕДРЕНИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ИДЕНТИФИКАЦИИ И ФАЗОВОГО УПРАВЛЕНИЯ ВД

7.1 Расчёт рабочего режима стартёр-генератора на базе ВД

В рамках договора с ООО «ЧТЗ-УРАЛТРАК» был разработан и изготовлен опытный образец стартёр-генератора (СГ) транспортного дизеля (рисунок 7.1).



Рисунок 7.1 Электромеханический стартёр-генератор

Эксплуатационные показатели СГ приведены в таблице 7.1.

Были проведены безмоторные испытания СГ в стартерном режиме. Схема экспериментальной установки приведена на рисунке 7.2, результаты безмоторных испытаний – в таблице 7.2. Здесь $U_{акб.н.}$ – напряжение аккумуляторной батареи под нагрузкой, n – скорость вращения вала двигателя, $I_{общ.}$ – общий ток. Измерение $U_{акб.н.}$ осуществлялось с помощью мультиметра MASTECH M9508, $I_{общ.}$ – токовыми клещами AD/DC CLAMP METER № VA150509873, n – универсальным счетчиком LUZ 11/36.

Таблица 7.1

Показатель	Значение
Число фаз	3
Охлаждение	жидкостное
Масса СГ, кг	60
Режим стартера	
Напряжение питания, В	24
Номинальная частота вращения, с ⁻¹	25
Номинальный момент, Нм	500
Пусковой момент, Нм	1600
Пусковой ток, А	2000
Режим генератора	
Номинальная мощность, кВт	30
Минимальная частота вращения, с ⁻¹	100
Максимальная частота вращения, с ⁻¹	300
Номинальное напряжение, В	28
КПД, %	95

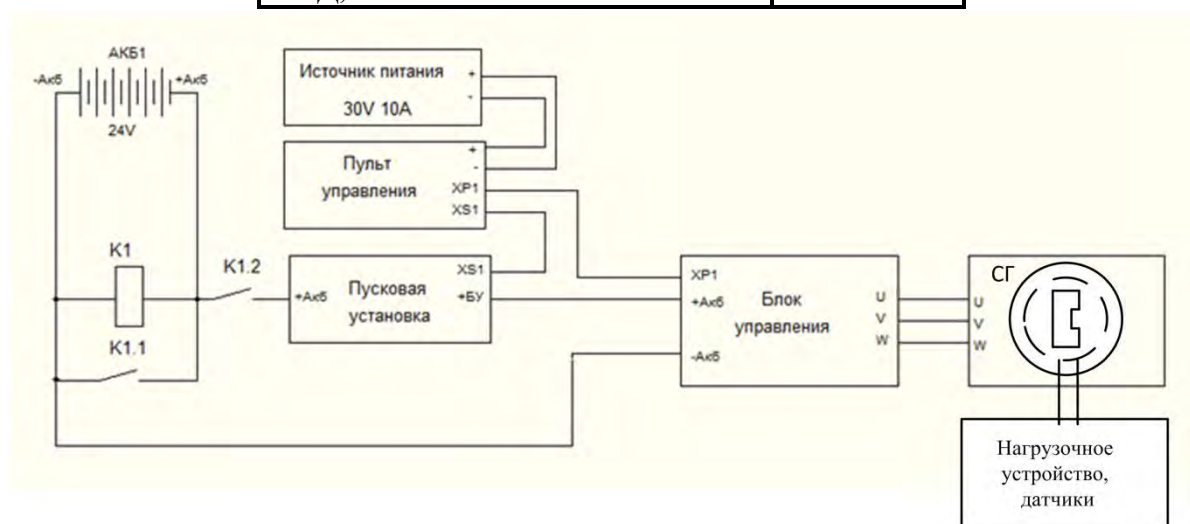


Рисунок 7.2 Схема экспериментальной установки: АКБ1 – аккумуляторные батареи TYUMEN BATTERY 12СТ-85 МА, К1 – контактор

Таблица 7.2

$U_{акб.н.}, В$	$I_{общ.}, А$	$M, Нм$	$n, об/мин$
24,0	31	0	340
23,2	330	247	190
22,6	478	380	150
22	640	446	140
21,9	648	520	130
22,2	680	580	125
21,3	838	690	123
20,8	928	780	120
19,5	1400	1014	105
19	1500	1250	0

Далее на последующих рисунках точки механической характеристики СГ в режиме стартера, полученные экспериментально в процессе безмоторных испытаний, отображаются на механических характеристиках в виде круглых маркеров.

Безмоторные испытания СГ выявили недостаточный пусковой момент и необеспеченность номинального режима СГ при штатном питании от АКБ 24 В и нейтральной коммутации [64].

Для подтверждения возможности уверенного пуска дизеля и проверки соответствия режимов работы СГ требованиям технического задания, а также уточнения схемы и режимов работы преобразователя напряжения был проведён расчёт механических характеристик СГ в стартерном режиме работы. Исходные данные для расчёта: $p=17$, $U_m=28$ В, $k\Phi=0.78$ Нм/А ($\psi_M = 0.046$ м /А), $R_{20^\circ\text{C}}=5.4 \cdot 10^{-3}$ Ом, $L=67.7 \cdot 10^{-6}$ Гн.

Расчёты проводились в соответствии с полученными в первой главе соотношениями (см. пп. 1.2 и 1.3):

$$I_q(U, \omega, \theta) = \frac{R(U \cos \theta - k\Phi \omega) + p\omega L U \sin \theta}{R^2 + p^2 \omega^2 L^2},$$

$$I_d(U, \omega, \theta) = \frac{p\omega L(U \cos \theta - k\Phi \omega) - R U \sin \theta}{R^2 + p^2 \omega^2 L^2},$$

$$M_s(U, \omega, \theta) = \frac{3}{2} k\Phi I_q(U, \omega, \theta),$$

$$I(U, \omega, \theta) = \sqrt{I_d^2(U, \omega, \theta) + I_q^2(U, \omega, \theta)}.$$

Оптимальная настройка угла коммутации осуществлялась в соответствии с полученным в четвёртой главе законом управления (см. п. 4.3.2):

$$\theta_{M_{max}}(\omega) = \arctg(p\omega L/R).$$

Расчёты показали, что минимальное напряжение, необходимое для выполнения требований технического задания (ТЗ), т.е. пусковой момент 1600 Нм и 500 Нм на частоте вращения 25 с^{-1} , должно быть 28 В (рисунок 7.3). На рисунке нанесены экспериментальная зависимость, полученная при безмоторных испытаниях СГ (круглые маркеры), и требования технического задания (ТЗ) на разработку СГ (треугольные маркеры). Нижняя кривая получена при нейтральной коммутации двигателя, верхняя – при

оптимальной настройке угла коммутации (в данном случае на максимум электромагнитного момента). Механические характеристики СГ получены в стартерном режиме при питании от стабилизированного источника напряжения 28 В при нагреве обмоток СГ до 90° С.

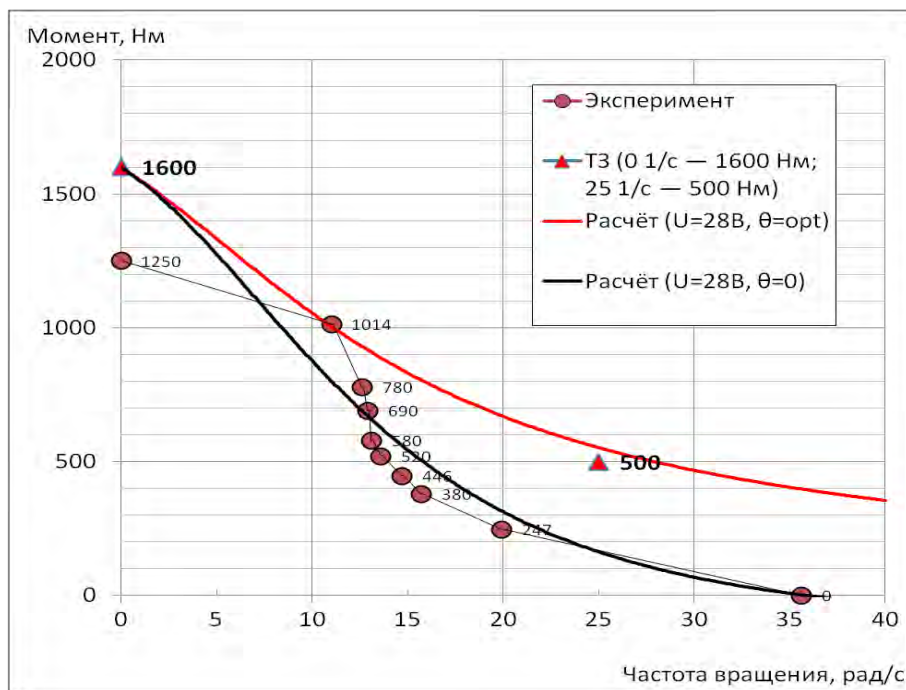


Рисунок 7.3 Механические характеристики СГ при питании двигателя от стабилизированного источника напряжения 28 В и нагреве обмотки до 90° С

Как видно из рисунка, ТЗ может быть полностью выполнено во всём диапазоне частот вращения только при оптимальной настройке угла коммутации (верхняя кривая). Нейтральная коммутация не обеспечивает требования ТЗ на среднечастотном участке механической характеристики.

Расчёт также показал, что штатная схема питания СГ от аккумуляторной батареи при параллельном соединении аккумуляторов и напряжении 24 В не обеспечит уверенного пуска дизеля. Особенно, если учесть «просадку» напряжения АКБ под нагрузкой, а также потери в ключах и активном сопротивлении проводников.

При штатном питании СГ от аккумуляторной батареи при последовательном соединении аккумуляторов и напряжении 48 В может быть обеспечен уверенный пуск дизеля (рисунок 7.4). В данном случае при рас-

чѐте учитывалось падение напряжения на АКБ под нагрузкой (активное сопротивление АКБ – $R_{\text{АКБ-20}^{\circ}\text{C}}=5.6 \cdot 10^{-3}$ Ом), потери в ключах ($\Delta U_{\text{кл}}=4$ В) и проводниках ($\Delta U_{\text{пр}}=4$ В). Температура обмоток СГ при расчѐте принималась 100°C .

Следует заметить, что, как и в случае питания от стабилизированного источника напряжения, ТЗ может быть полностью выполнено во всѐм диапазоне частот вращения только при оптимальной настройке угла коммутации (верхняя кривая), причѐм, с существенным запасом в среднечастотном диапазоне. Нейтральная коммутация не обеспечивает требования ТЗ на среднечастотном участке механической характеристики (нижняя кривая).

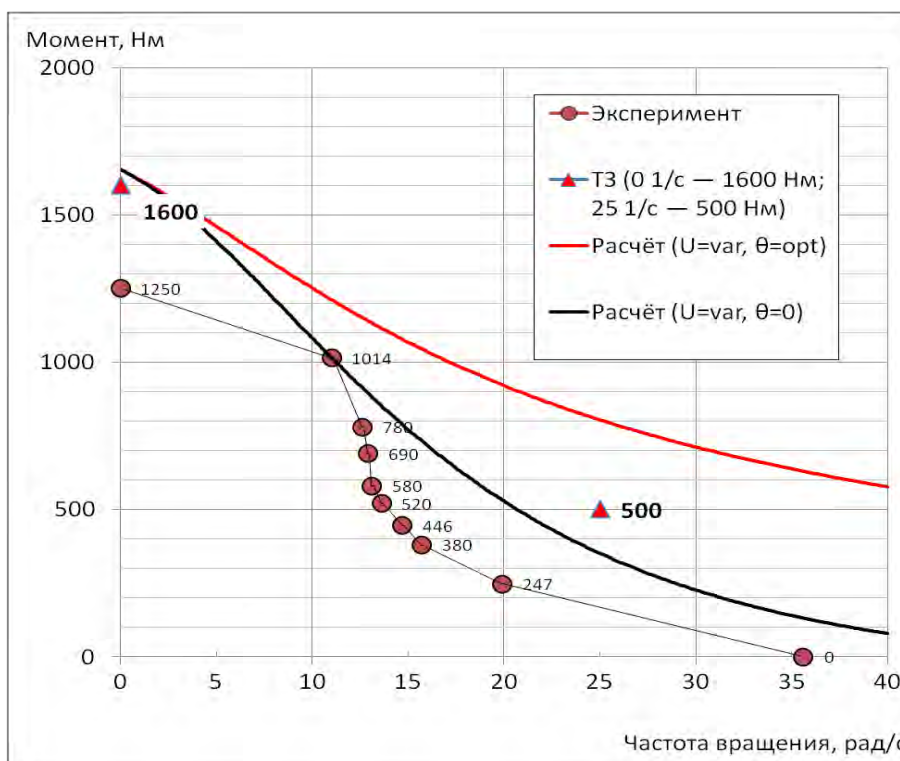


Рисунок 7.4 Механические характеристики СГ при питании двигателя от АКБ (48 В) с учётом потерь в аккумуляторе, ключах и проводниках и нагреве обмотки до 100°C

Расчѐт механических характеристик в данном случае проводился при изменяющемся напряжении на обмотках, зависящем от тока СГ. Наибольший «провал» напряжения происходит при пуске СГ, связанный с большими пусковыми токами.

7.2 Повышение энергоэффективности управления вентильным электроприводом транспортного робота

В рамках договора с ООО «СТАНКОМАШ» по разработке электромеханической трансмиссии для универсальной роботизированной платформы для перспективной гусеничной машины был произведён расчёт двух вариантов исполнения тягового привода на основе вентильного двигателя с постоянными магнитами: с неизменяемой обмоткой вентильного двигателя (вариант с длинной обмоткой двигателя) и с переключаемой обмоткой двигателя (вариант с переключением обмотки с длинной на короткую).

Выходная механическая мощность тягового электродвигателя при скорости вращения вала $\omega_n = 50 - 850 \text{ с}^{-1}$ в продолжительном режиме работы (режим S1) – 100 кВт.

При расчёте ставилась задача повышения энергоэффективности управления тягового электропривода электромеханической трансмиссии для заданного диапазона изменения частоты вращения.

Для расчёта использовалась математическая модель ВД в d–q координатах в абсолютных единицах (1.24) – (1.26). Исходные данные для расчёта: $p=6$, $U_m=310 \text{ В}$, $k\Phi=2.015 \text{ Нм/А}$ ($\psi_M = 0.336 \text{ Нм/А}$), $R=20.4 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}$, $L=274 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}$ (длинная обмотка); $p=6$, $U_m=310 \text{ В}$, $k\Phi=0.6717 \text{ Нм/А}$ ($\psi_M = 0.112 \text{ м /А}$), $R=6.8 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}$, $L=91.3 \cdot 10^{-6} \text{ Гн}$ (короткая обмотка); $\omega_n=50 - 850 \text{ с}^{-1}$, $M_n=118 - 2000 \text{ Нм}$, $P_n=100 \cdot 10^3 \text{ Вт}$.

7.2.1 Управление вентильным электроприводом транспортного робота с неизменяемой обмоткой ВД

Поставим задачу повышения энергетических параметров привода за счёт оптимального регулирования напряжения и угла коммутации электропривода.

Задача оптимизации будет выглядеть следующим образом:

$$\eta_{\vartheta}(U, \theta) = \frac{p\omega\psi_M[U(p\omega L\sin\theta + R\cos\theta) - p\omega\psi_MR]}{U[p\omega\psi_M(p\omega L\sin\theta - R\cos\theta) + UR]} = \max,$$

$$P_{\vartheta} = \frac{3}{2} \cdot \frac{p\omega\psi_M[U(p\omega L\sin\theta + R\cos\theta) - p\omega\psi_MR]}{R^2 + p^2\omega^2L^2} = P_H = \text{const.}$$

Напряжение, доставляющее максимум КПД будет следующим:

$$U(\omega, \theta) = \frac{p\omega\psi_M(R + \sin\theta\sqrt{R^2 + p^2\omega^2L^2})}{p\omega L\sin\theta + R\cos\theta}.$$

Подставив это выражение для напряжения в формулу $P_{\vartheta}=P_H$, получим

$$\sin\theta = \frac{2P_H\sqrt{R^2 + p^2\omega^2L^2}}{3p^2\omega^2\psi_M^2}.$$

Или, окончательно, закон оптимальной настройки напряжения и угла коммутации будет следующим:

$$\theta^*(\omega, P_H) = \arcsin \frac{2P_H\sqrt{R^2 + p^2\omega^2L^2}}{3p^2\omega^2\psi_M^2},$$

$$U^*(\omega, \theta^*) = \frac{p\omega\psi_M(R + \sin\theta^*\sqrt{R^2 + p^2\omega^2L^2})}{p\omega L\sin\theta^* + R\cos\theta^*}.$$

Закон оптимального управления приводом может быть представлен в другой форме:

$$\theta^*(\omega, P_H) = \arcsin \frac{2P_H\sqrt{R^2 + p^2\omega^2L^2}}{3p^2\omega^2\psi_M^2},$$

$$U^*(\omega, P_H) = \frac{p\omega\psi_M [3p^2\omega^2\psi_M^2R + 2P_H(R^2 + p^2\omega^2L^2)]}{2P_H p\omega L \sqrt{R^2 + p^2\omega^2L^2} + R \sqrt{9p^4\omega^4\psi_M^4 - 4P_H^2(R^2 + p^2\omega^2L^2)}}.$$

Характеристики привода приведены на рисунке 7.5.

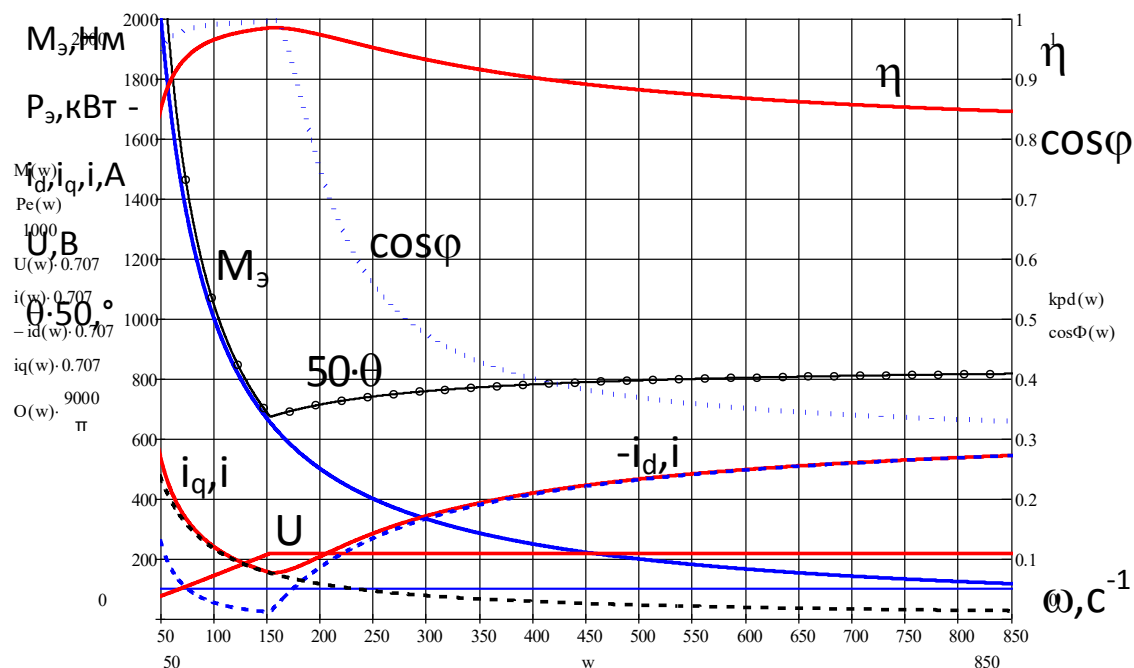


Рисунок 7.5 Механические и регулировочные характеристики электропривода

В случае ограниченного напряжения ($U \leq U_m$) оптимальная настройка происходит на частотах $\omega = 50 - 154 \text{ c}^{-1}$ (средний КПД равен 95,5%), на более высоких частотах вращения из-за ограниченности напряжения используется стандартный рабочий режим постоянной мощности без оптимизации. В целом, за счёт оптимизации на низких частотах средний КПД во всём диапазоне рабочих частот вращения составляет 85% (средний коэффициент мощности равен 45%, средний ток равен 419 А). Результаты расчёта сведены в таблицу 7.3.

Таблица 7.3

$P_z, \text{кВт}$	$U, \text{В}$	$\theta, ^\circ$	$I, \text{А (ср)}$	ω, c^{-1}	$M_n, \text{Нм}$	$\eta, \% \text{ (ср)}$	$\cos\varphi, \% \text{ (ср)}$
Без оптимизации ($U=\text{const}, \theta=\text{var}$)							
100	219	8-14	156-555 (436)	100-850	118-1000	76-98,5 (84)	28- 100 (39)
С оптимизацией ($U=\text{var}, \theta=\text{var}$)							
100	77-219	14-46	154-545 (419)	50-850	118-2000	84,6-98,6(85)	33- 100 (45)

Для сравнения в таблице приведены данные привода без оптимизации режимов работы и с оптимизацией, в скобках указаны средние значения.

Анализ результатов расчёта говорит об улучшении энергетических параметров привода за счёт оптимизации рабочих режимов, расширении диапазона регулирования частоты вращения и момента, особенно в области малых частот вращения.

7.2.2 Управление вентиляльным электроприводом транспортного робота с переключаемой обмоткой ВД

Для случая переключаемой обмотки двигателя характеристики приведены на рисунке 7.6. Оптимизационная задача решается аналогично.

Момент переключения обмоток (205 1/с) выбран таким образом, чтобы улучшить суммарные энергетические параметры привода. При этом получаются наилучшие средние энергетические показатели в рабочем диапазоне частот (КПД – 98,4% , $\cos\varphi$ – 78%, $I_{cp}=251$ А). Результаты расчёта сведены в таблицу 7.3.

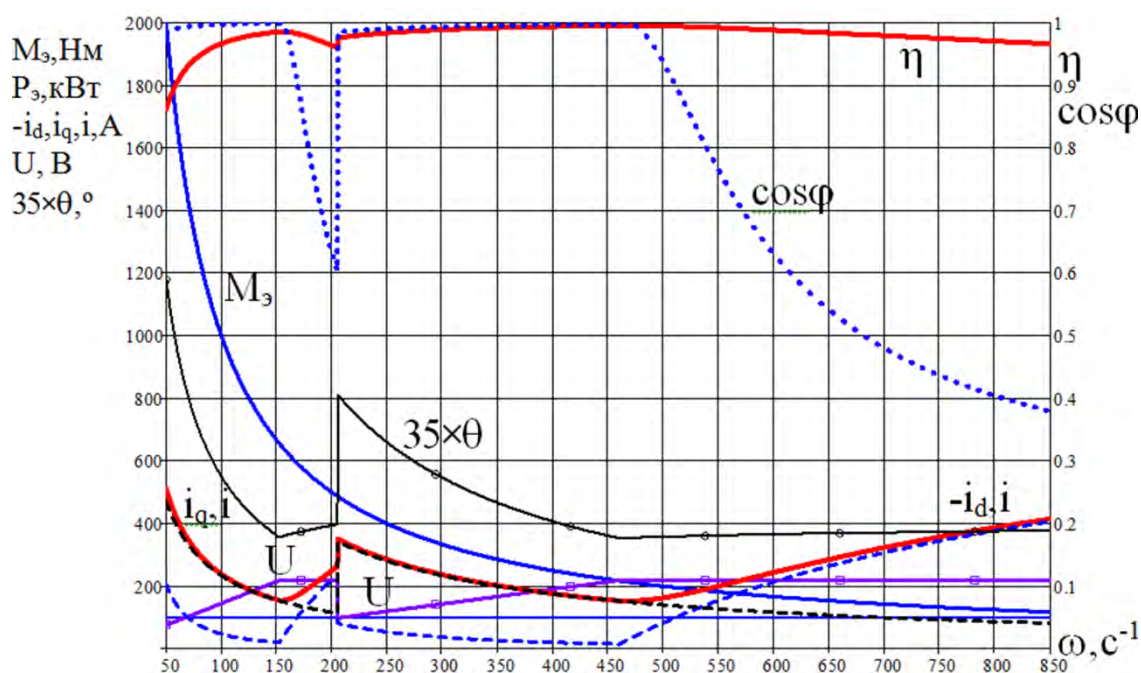


Рисунок 7.6 Механические и регулировочные характеристики электропривода

Сравнивая режим работы ВД с переключаемой обмоткой со случаем фиксированной обмотки, необходимо отметить существенно лучшие энер-

гетические характеристики привода с переключаемой обмоткой ВД: средний КПД привода вырос на 14%, коэффициент мощности – на 33%,

Таблица 7.3

$P, \text{кВт}$	$U, \text{В}$	$\theta, ^\circ$	$I, \text{А (ср)}$	$\omega, \text{с}^{-1}$	$M_n, \text{Нм}$	$\eta, \% \text{ (ср)}$	$\cos\varphi, \% \text{ (ср)}$
Без оптимизации ($U=\text{const}, \theta=\text{var}$)							
100	219	8 -14	156-485(284)	100-850	118-1000	87-99,5 (97)	25-100 (61)
С оптимизацией ($U=\text{var}, \theta=\text{var}$)							
100	77-219	10 -34	154-511(251)	50-850	118-2000	97-99,5(98,4)	38-100 (78)

а средний ток в рабочем диапазоне частот вращения снизился на 168 А (на 40% от исходного уровня). Этого удалось достичь не только за счёт упрощения конструкции вентильного двигателя и системы управления привода, но и за счёт выросшего в 3.5 раза (с 13% до 45.5%) диапазона частот, в которых напряжение и угол коммутации подвергаются оптимальной настройке. Это диапазоны частот $\omega = 50 - 154 \text{ с}^{-1}$ и $\omega = 205 - 465 \text{ с}^{-1}$.

7.3 Управление медицинским диагностическим и реабилитационным кинестетическим механостимулятором (кинестатом) на базе ВД

Работа выполнялась по грантам в 2015–2016 годах по темам «Алгоритмическое и программное обеспечение систем управления электроприводами медицинской диагностической и реабилитационной аппаратуры», «Разработка алгоритмического и программного обеспечения для дозирования кинестетического раздражения периферических проприорецепторов конечностей человека» в рамках финансирования Российским фондом фундаментальных исследований.

Выбор алгоритмов управления кинестатом основывался на выполнении двух зачастую взаимоисключающих требований к алгоритмам–претендентам: простота и эффективность. Этим требованиям в полной мере удовлетворяют алгоритмы терминального (АТУ) и модального (АМУ) управле-

ния, используемые в разработке [53, 82 – 88]. Отсутствие в их составе динамических звеньев, простая и понятная структура, полностью формализованная процедура синтеза, достаточно низкая трудоемкость расчета говорят об относительной простоте алгоритмов и возможности их реализации в микропроцессоре в реальном масштабе времени.

Вместе с тем, выбранные алгоритмы обладают богатыми потенциальными возможностями: легко настраиваются на необходимый режим работы; обеспечивают требуемое качество регулирования в широком диапазоне рабочих режимов; обеспечивают прохождение фазовой траектории через заданные узловые точки и удерживают привод на желаемой фазовой траектории (циклограмме) движения (АТУ); максимально эффективно используют априорную и измерительную информацию; легко могут быть дополнены редуцированным (пониженного порядка) наблюдателем неизмеряемых координат состояния (синтез наблюдателя проводится автономно и не влияет на настройки алгоритмов управления); имеют встроенные механизмы адаптации (настройки) регуляторов в случае неконтролируемого изменения параметров привода или условий функционирования по результатам оперативной идентификации; применимы для управления нелинейными, нестационарными и многорежимными объектами; обладают необходимой "грубостью" (низкой чувствительностью к вариациям параметров объекта управления) [16, 46, 96].

Кроме этого, выбранные алгоритмы управления удовлетворяют специфическим требованиям к качеству системы управления электроприводом медицинской диагностической аппаратуры. Т.е. обеспечивают широкий набор отрабатываемых углов и моментов, высокое быстродействие и точность, отсутствие перерегулирования, акустических и электромагнитных шумов, высокую безопасность и т.д.

Далее подробно остановимся на алгоритме терминального управления (АТУ) кинестата.

Разработанный алгоритм управления кинестатом имеет двухуровневую структуру. Верхний уровень базируется на законе терминального управления с обратными связями по скорости и положению вала двигателя. Задача верхнего уровня – реализация с большой точностью требуемой траектории с заданными параметрами движения (ускорениями, скоростью и моментом) в соответствии с выбранной стратегией диагностирования или реабилитации пациента. Верхний уровень формирует задание по частоте вращения для нижнего исполнительного уровня. Вентильный исполнительный электропривод на базе синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов в соответствии с этим заданием и обратными связями по угловому положению и фазным токам двигателя обеспечивает обработку требуемой траектории движения ложементов кинестата. При регулировании нижнего исполнительного уровня электропривода используется метод фазового управления ВД.

Такой подход к векторному управлению вентильным электроприводом позволяет простыми средствами (отсутствуют прямые и обратные координатные преобразования) реализовать разнообразный вид механических характеристик двигателя, повысить его управляемость и энергетическую эффективность.

Получены алгоритмы и схемы управления для датчикового и бездатчикового вариантов исполнения привода. В бездатчиковом электроприводе для восстановления неизмеряемых механических координат используется наблюдатель состояния. Проведён синтез и компьютерное моделирование всех предлагаемых алгоритмов идентификации и управления вентильного электропривода кинестата.

7.3.1 Управление кинестатом с помощью ВД при наличии датчика угла

Для электропривода медицинского манипулятора характерна частая смена режимов движения, заключающаяся в чередовании периодов нарастания угла поворота и периодов его снижения. Отметим существенные с точки зрения управления свойства подобных режимов привода: нарастание (снижение) угла представляет собой сложный динамический процесс, протекающий в условиях нарушения стабильности свойств привода; при управлении нарастанием (снижением) угла естественна терминальная постановка задачи, так как нарастание (снижение), как правило, осуществляется за заданное время (фиксированное или вычисляемое в процессе управления) и на фазовые координаты системы на границах интервала управления накладываются дополнительные (граничные) условия; в режиме нарастания (снижения) актуальна задача снижения энергопотребления.

В силу отмеченных обстоятельств управление приводом ищется в классе терминальных управлений. При этом рассматривается чисто терминальная постановка задачи. Отказ от вариационной постановки задачи синтеза терминального управления диктуется требованием минимальной сложности процедуры получения решения, так как управление необходимо формировать в реальном масштабе времени. К тому же, как показывает опыт, чисто терминальное управление за счет целенаправленного формирования фазовой траектории системы позволяет существенно снизить энергопотребление [8, 83].

Желаемое движение привода реализуется выбором управлений в заданном классе непрерывных функций при автоматическом соблюдении условий, накладываемых на фазовые координаты на границах интервала управления.

Зададим требуемый закон изменения угла поворота ложемент кинестата на интервале времени $[t_n, t_k]$ в виде

$$\varphi^*(t) = c_0 + c_1 t + c_2 t^2 + c_3 t^3, \quad (7.1)$$

где коэффициенты $c_i, i=0..3$ определяются из следующих граничных условий

$$t = t_n = 0; c_0 = \varphi; c_1 = \omega; \quad (7.2)$$

$$t = t_k = T; c_0 + c_1 T + c_2 T^2 + c_3 T^3 = \varphi; c_1 + 2c_2 T + 3c_3 T^2 = \omega. \quad (7.3)$$

Легко убедиться, что

$$c_2 = \frac{3(\varphi - \varphi_n)}{T^2} - \frac{\omega + 2\omega_n}{T}; \quad (7.4)$$

$$c_3 = \frac{2(\varphi - \varphi_n)}{T^3} + \frac{\omega + \omega_n}{T^2}. \quad (7.5)$$

Таким образом, коэффициенты c_i являются функциями начального и конечного положения и интервала управления.

Выражение для требуемого характера изменения углового ускорения

$$\dot{\omega}^*(t) = 2c_2 + 6c_3 t \quad (7.6)$$

с вычисленными по вышеприведенным формулам коэффициентами принято считать законом разомкнутого программного терминального управления.

Преобразуем программное управление к замкнутому виду. При этом начальное состояние объекта считаем текущим, а вместо t подставляем оставшееся время движения $T-t$. Тогда выражение для желаемого углового ускорения переписется следующим образом:

$$\dot{\omega}^*(t)|_{t=0} = 2c_2 = \frac{6(\varphi - \varphi_n)}{(T-t)^2} - \frac{2(\omega + 2\omega_n)}{T-t}. \quad (7.7)$$

Последнее выражение представляют собой закон программного терминального управления с обратными связями по углу и скорости. Применение этого закона затруднительно, так как он обладает особенностью в конечной точке $t=T$.

Устраняется особенность методом "погони" изображающей фазовой точки за ведущей фазовой точкой, расположенной впереди на достаточно

близком временном интервале Δ . При этом конечная точка делается подвижной и располагается на временном интервале на Δ впереди изображающей фазовой точки объекта, а вместо $-t$ подставляется постоянный временной интервал Δ :

$$\dot{\omega}^*(\varphi, \omega, t) = \frac{6\varphi_s(t)}{\Delta T^2} - \frac{6\varphi}{\Delta T^2} - \frac{2\omega_s(t)}{\Delta T} - \frac{4\omega}{\Delta T}. \quad (7.8)$$

Величина Δ задает "жесткость" управления, т.е. точность повторения управляемой точкой движения ведущей.

Закон движения ведущей фазовой точки определяется следующими уравнениями

$$\varphi_s(t) = c_0 + c_1(t + \Delta T) + c_2(t + \Delta T)^2 + c_3(t + \Delta T)^3, \quad (7.9)$$

$$\omega_s(t) = c_1 + 2c_2(t + \Delta T) + 3c_3(t + \Delta T)^2. \quad (7.10)$$

Последнее выражение для $\dot{\omega}^*(\varphi, \omega, t)$ описывает закон "замкнутого" программного терминального управления без особенности в конечной точке с регулируемой степенью привязки к программной траектории, используемый в работе.

Этот закон управления должен быть дополнен "механизмом" его реализации. В качестве такого "механизма" выступает нижний исполнительный уровень – вентильный двигатель с векторным управлением.

Фазовое управление двигателем реализуется регулированием угла коммутации в соответствии со следующей зависимостью (см. (4.12))

$$\theta^* = 2 \operatorname{arctg} \frac{\omega^* T_3 - \sqrt{\omega^{*2} T_3^2 - [\hat{M}_3(1 + \omega^{*2} T_3^2) U_0 / \omega_0 + \omega^* U_0 / \omega_0]^2 / U^2 + 1}}{[\hat{M}_3(1 + \omega^{*2} T_3^2) U_0 / \omega_0 + \omega^* U_0 / \omega_0] / U + 1}. \quad (7.11)$$

В результате определяется значение угла коммутации ВД θ^* , при котором для известных амплитуды напряжения U и оценки электромагнитного момента двигателя \hat{M}_3 обеспечивается требуемое значение частоты вращения кинестата ω^* , рассчитанное верхним уровнем управления привода.

Функциональная схема системы управления привода приведена на рисунке 7.7. Здесь приняты следующие обозначения: ЗТУ – закон терминального управления, РУК – регулятор угла коммутации ВД, H_{M3} – наблюдатель электромагнитного момента ВД, ШИМ – широтно-импульсный модулятор, АИН – автономный инвертор напряжения, СДПМ – синхронный двигатель с постоянными магнитами, ДПР – датчик положения ротора, УУ – управляющее устройство (выделено пунктиром).

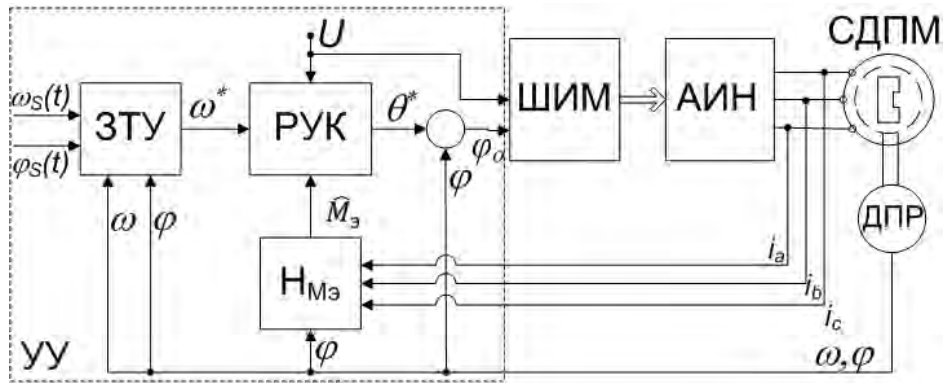


Рисунок 7.7 Функциональная схема вентильного электропривода кинестата с датчиком угла

Оценка электромагнитного момента определяется по измеренным значениям фазных токов и углового положения ротора ВД (см. (1.12)):

$$\hat{M}_3 = -p\psi_M [i_a \sin \varphi + i_b \sin(\varphi - 2\pi/3) + i_c \sin(\varphi + 2\pi/3)]. \quad (7.12)$$

Проведено имитационное моделирование работы кинестата на различных режимах его работы. При компьютерном моделировании использовалась стандартная модель синхронного двигателя с постоянными магнитами (СДПМ), записанная в неподвижной (фазной) системе координат (1.11)–(1.14). При моделировании также учитывались такие существенные факторы, как квантование по времени и уровню, запаздывание в контуре управления и измерения, шумы измерений, нестабильность динамических свойств и др.

Моделирование проводилось для следующих исходных данных [36]:

$p=8$, $N=6$, $U_{\max}=50$ В, $\psi_M=0.85$ Нм/А, $J=0.015$ Нмс², $R=5$ Ом, $L=0.05$ Гн, $T_0=0.1, 1, 2$ мс, $T=0.1, 0.2, 0.5$ с, $\Delta T=(0.05 \div 0.5)T$, $M_c=0 \div 3$ Нм (момент нагрузки).

На рисунках 7.8–7.12 представлены результаты имитационного моделирования одного из рабочих режимов вентильного электропривода кинестата с ДПР. Обработка программной траектории кинестата по углу производится в условиях скачкообразного изменения момента нагрузки. Максимальная ошибка (динамическая) обработки программной траектории по углу не превышает 9' или 1% (рисунок 7.8).

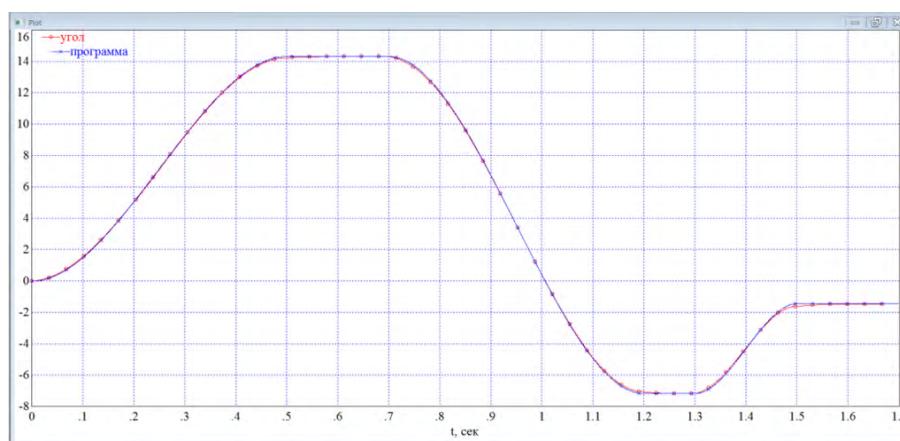


Рисунок 7.8 Графики углового положения ротора электродвигателя кинестата (программное и фактическое) (в град)

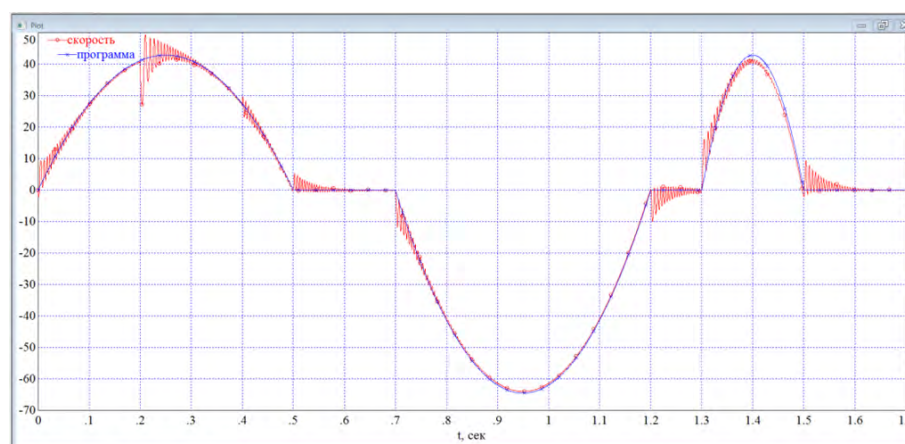


Рисунок 7.9 Графики частоты вращения вала вентильного электропривода кинестата (программное и фактическое) (в град/сек)

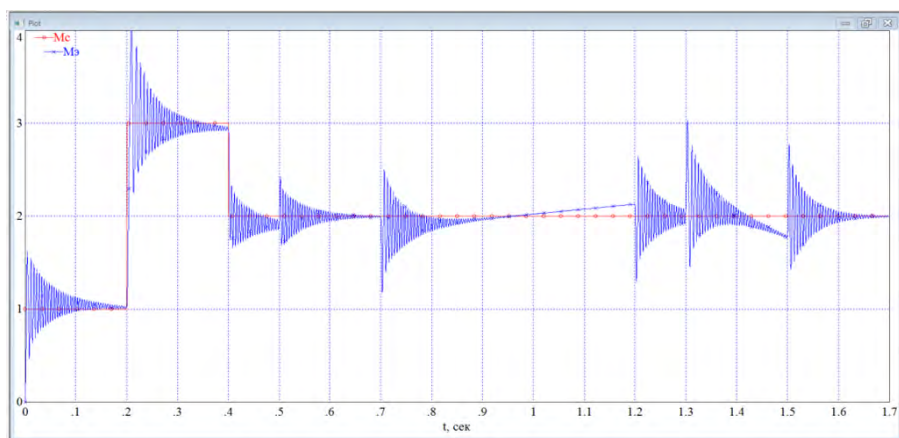


Рисунок 7.10 Графики электромагнитного момента и момента нагрузки кинестата (Нм)

Отработка программы по частоте вращения вентильного двигателя представлена на рисунке 7.9. На рисунках 7.10 и 7.11 приведены графики изменения электромагнитного момента и угла коммутации, соответственно. Угол коммутации изменяется в широких пределах: от $+25^\circ$ до -95° .

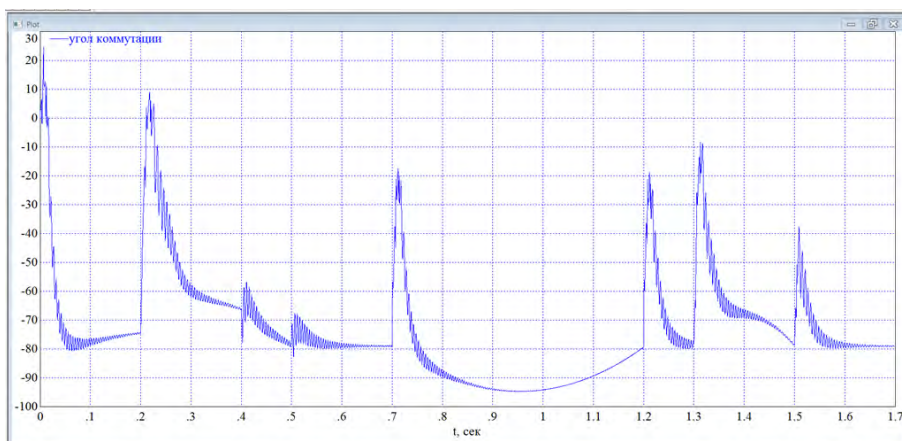


Рисунок 7.11 График угла коммутации вентильного электропривода кинестата (в град)

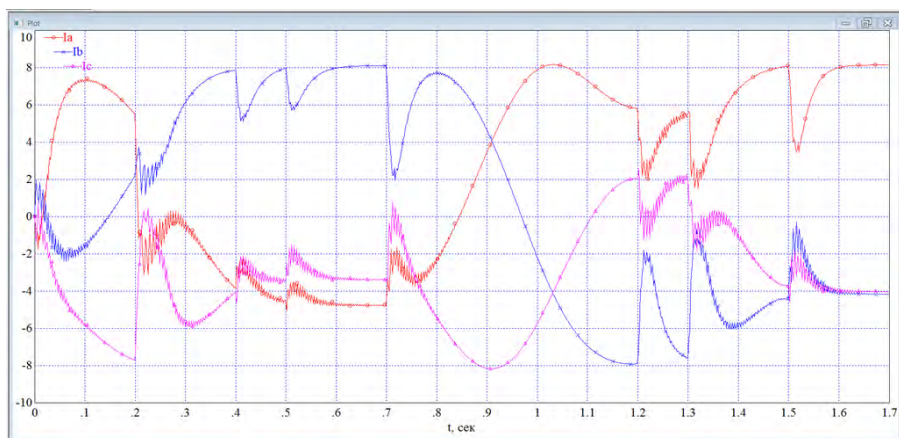


Рисунок 7.12 Графики фазных токов вентильного электропривода кинестата (в А)

Относительно высокие значения фазных токов (рисунок 7.12) связаны с тем, что пуск и работа привода осуществляется под нагрузкой (средний уровень момента нагрузки составляет 2 Нм).

В целом, как показало проведенное имитационное моделирование, алгоритм терминального управления обеспечил требуемое качество регулирования, высокую численную устойчивость и "грубость" на всех моделируемых рабочих режимах, в том числе в условиях действия неблагоприятных факторов.

7.3.2 Управление кинестатом с помощью бездатчикового ВД

Функциональная схема системы управления бездатчикового варианта вентильного электропривода приведена на рисунке 7.13.

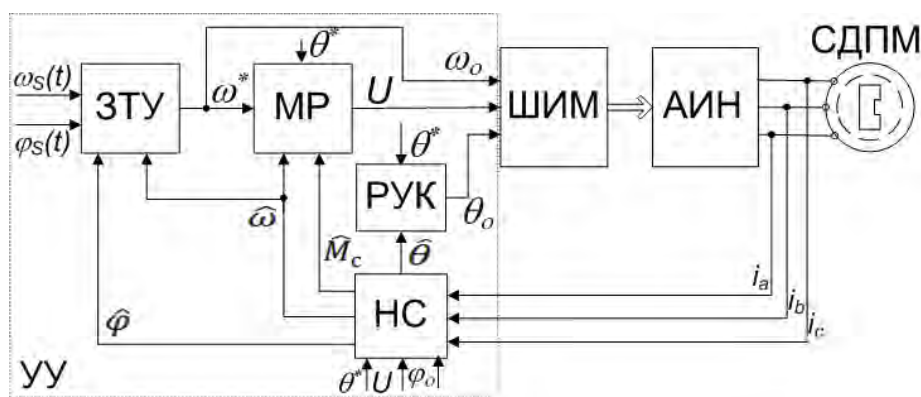


Рисунок 7.13 Функциональная схема бездатчикового вентильного электропривода кинестата

Здесь приняты следующие обозначения: ЗТУ – закон терминального управления, РУК – регулятор угла коммутации ВД, МР – модальный регулятор, НС – наблюдатель состояния ВД, ШИМ – широтно-импульсный модулятор, АИН – автономный инвертор напряжения, СДПМ – синхронный двигатель с постоянными магнитами, УУ – управляющее устройство (выделено пунктиром).

Для оценки неизмеряемых координат привода используется наблюдатель состояния (НС). Функциональная схема наблюдателя состояния представлена на рисунке 7.14, где $H_{Mэ}$ и $H_{Mс}$ – наблюдатели

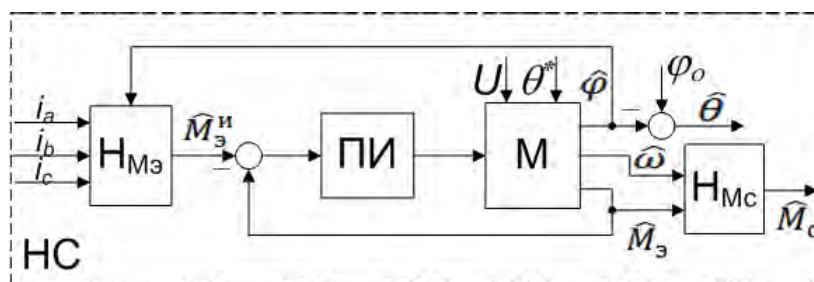


Рисунок 7.14 Функциональная схема наблюдателя состояния бездатчикового вентильного электропривода кинестата

электромагнитного момента и момента сопротивления, соответственно; ПИ – пропорционально-интегральный закон регулирования в контуре подстройки настраиваемой модели вентильного двигателя (М); $\hat{\varphi}$, $\hat{\omega}$, $\hat{\theta}$, $\hat{M}_э$, $\hat{M}_с$ и $\hat{M}_э^и$ – оценки, соответственно, углового положения ротора, частоты вращения, угла коммутации, электромагнитного момента, момента сопротивления движению (момента нагрузки) и оценка электромагнитного момента по результатам измерения фазных токов СДПМ. Наблюдатель электромагнитного момента реализован в соответствии с (1.12) и (3.10). Наблюдатель момента нагрузки – по уравнениям (3.5). Настраиваемая модель ВД (М) – по уравнениям (3.6)–(3.9). ПИ-регулятор по результатам сравнения оценок электромагнитного момен-

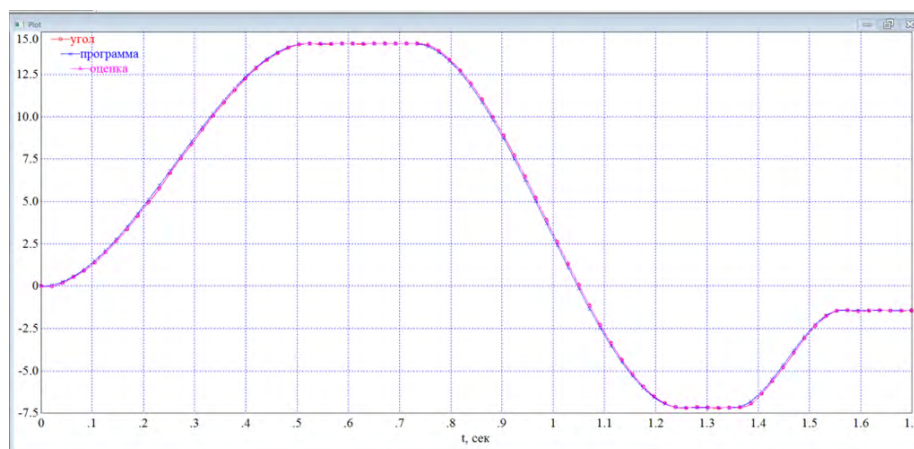


Рисунок 7.15 Графики углового положения ротора электродвигателя кинестата (программное, фактическое и оценка) (в град)

та по измеренным значениям фазных токов ВД и восстановленного с помощью модели обеспечивает необходимую точность слежения настраиваемой модели за реальным ВД.

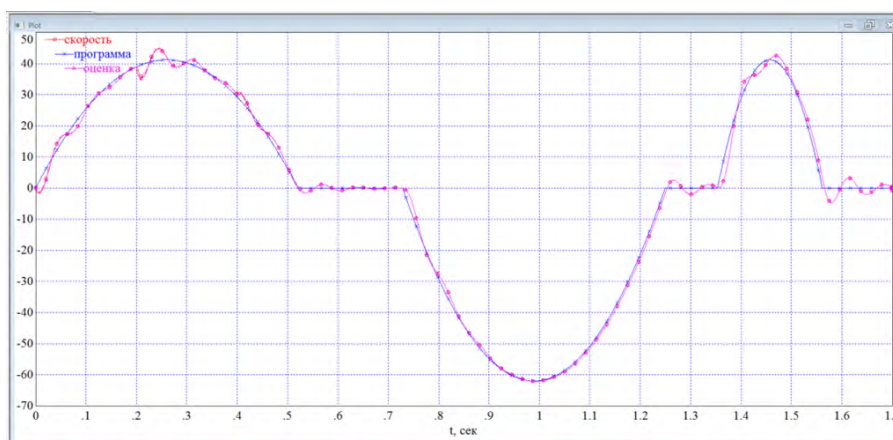


Рисунок 7.16 Графики частоты вращения вала вентильного электропривода кинестата (программное, фактическое и оценка) (в град/сек)

В качестве закона верхнего уровня принят закон терминального управления, описанный в предыдущем разделе. На нижнем уровне используется модальное управления по доминирующей части спектра ВД с учётом оценки момента сопротивления.

На рисунках 7.15–7.20 представлены результаты имитационного моделирования для случая бездатчикового электропривода кинестата. Исходные данные и параметры рабочего процесса привода совпадают с предыдущим случаем (см. п.7.1.1). В данном случае максимальная ошибка

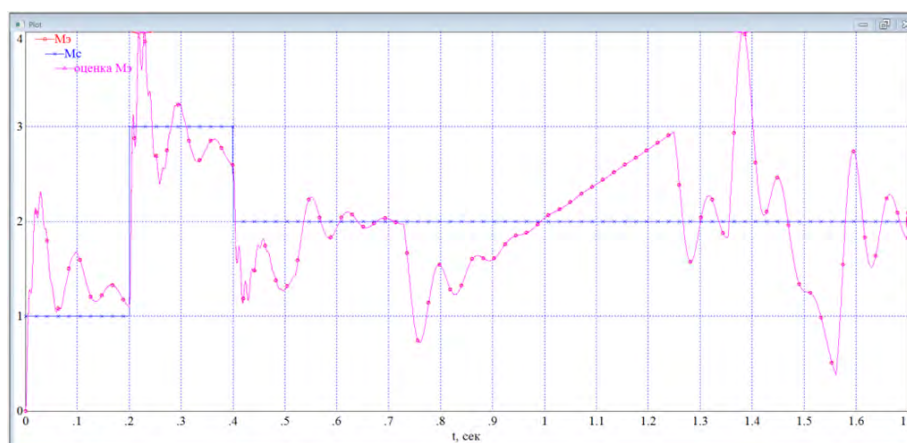


Рисунок 7.17 Графики электромагнитного момента, его оценки и момента нагрузки кинестата (в Нм)

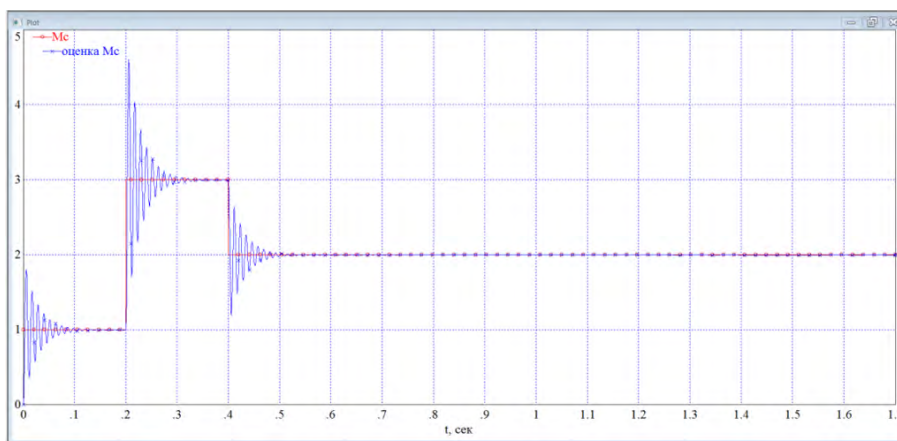


Рисунок 7.18 Графики момента сопротивления и его оценки (в Нм)

отработки программной траектории в динамике по углу не превышает $13'$ или 1,4% (рисунок 7.15). На этом и следующих рисунках также приведены оценки механических координат вентильного электропривода. Для случая идеальных измерений и отсутствия параметрических рассогласований ошибки оценивания пренебрежимо малы. Так, например, максимальная ошибка оценивания углового положения ротора не превышает $50''$ или 0,1%.

Обращает внимание отличный от предыдущего примера характер изменения электромагнитного момента и фазных токов. Это связано с тем, что в предыдущем случае регулировалась лишь фаза напряжения инвертора. В данном случае регулированию подвергается и амплитуда, и частота, и фаза (рисунок 7.19).

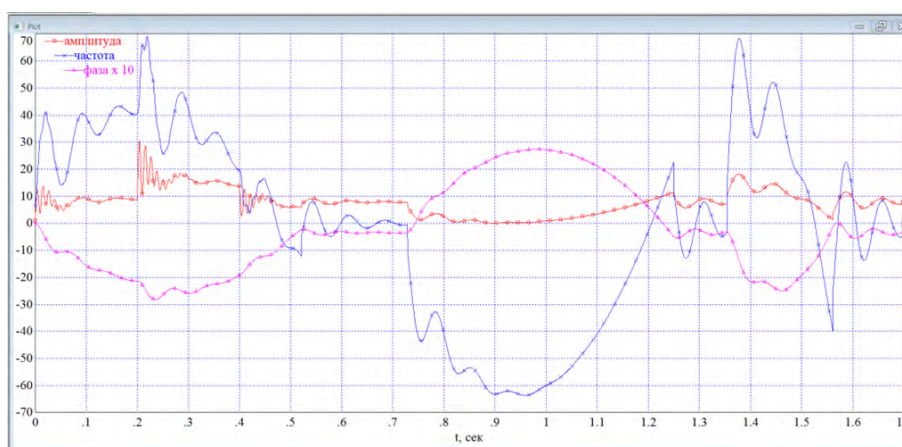


Рисунок 7.19 Графики амплитуды (в В), частоты (в град/сек) и фазы (в град) напряжения АИН

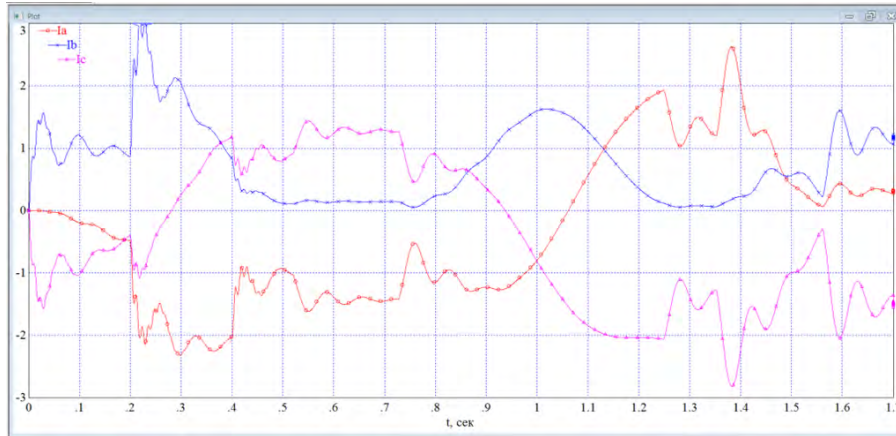


Рисунок 7.20 Графики фазных токов вентиляльного электропривода кинестата (в А)

Также можно обратить внимание на высокое качество оценивания механических координат привода наблюдателем состояния (НС), если учесть, что примерно треть времени работы привода приходится на позиционирование (частота вращения равна нулю). Это участки $0,5 \div 0,7$ сек; $1,2 \div 1,3$ сек; $1,5 \div 1,7$ сек. Такие режимы считаются тяжёлыми для наблюдателей и фильтров [84, 87, 110, 124, 131, 134].

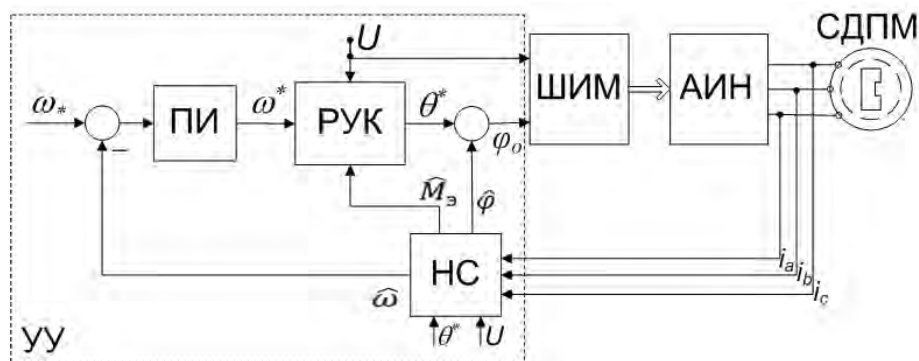


Рисунок 7.21 Функциональная схема бездатчикового вентиляльного электропривода кинестата

Несколько более простая схема управления получается, если регулировать только фазу напряжения инвертора, как в датчиковом варианте (см. рисунок 7.21). В данном случае модальный регулятор (МР) заменён типовым пропорционально-интегральным регулятором скорости (ПИ), который обрабатывает задание по скорости ω_* , формируемое в соответствии с выбранным законом терминального управления. Кроме

того, в наблюдателе состояния (НС) нет необходимости в вычислении момента сопротивления.

Результаты имитационного моделирования приведены на рисунках 7.22-7.26.

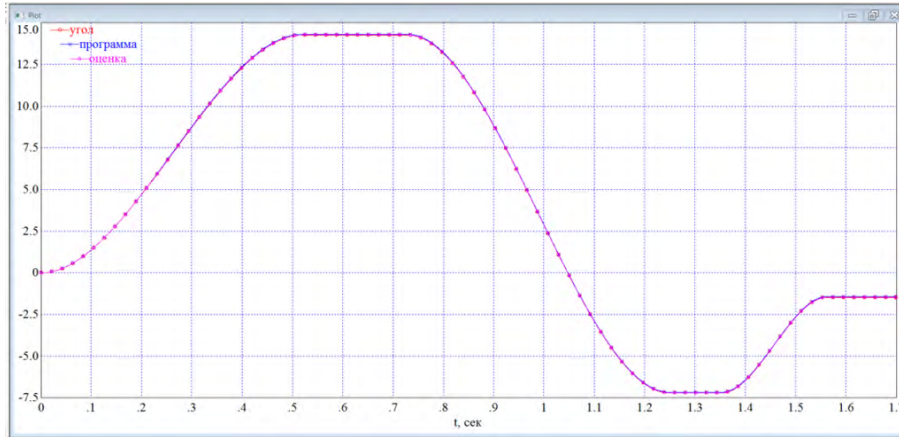


Рисунок 7.22 Графики углового положения ротора электродвигателя кинестата (программное, фактическое и оценка) (в град)

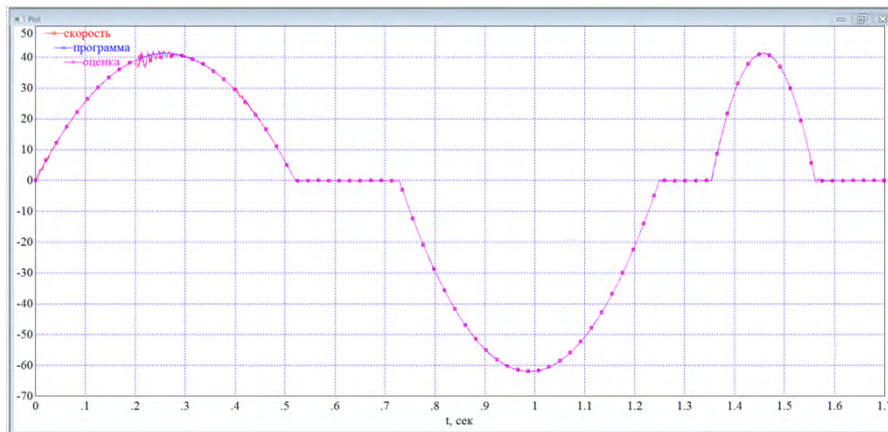


Рисунок 7.23 Графики частоты вращения вала вентильного электропривода кинестата (программное, фактическое и оценка) (в град/сек)

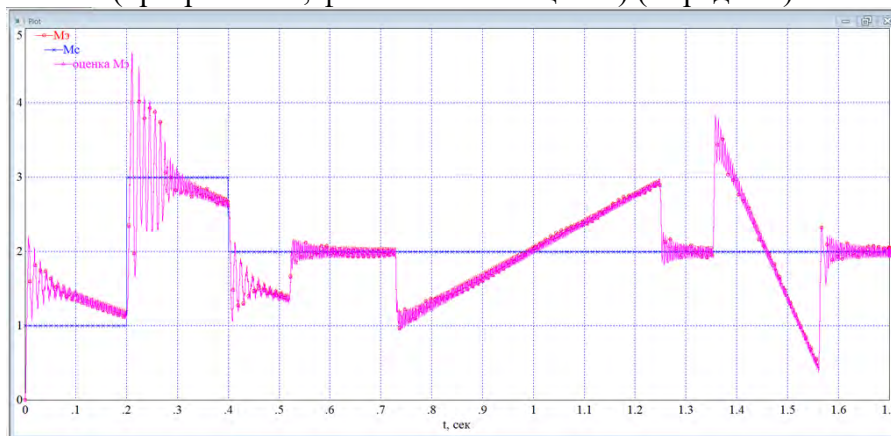


Рисунок 7.24 Графики электромагнитного момента, его оценки и момента нагрузки кинестата (Нм)

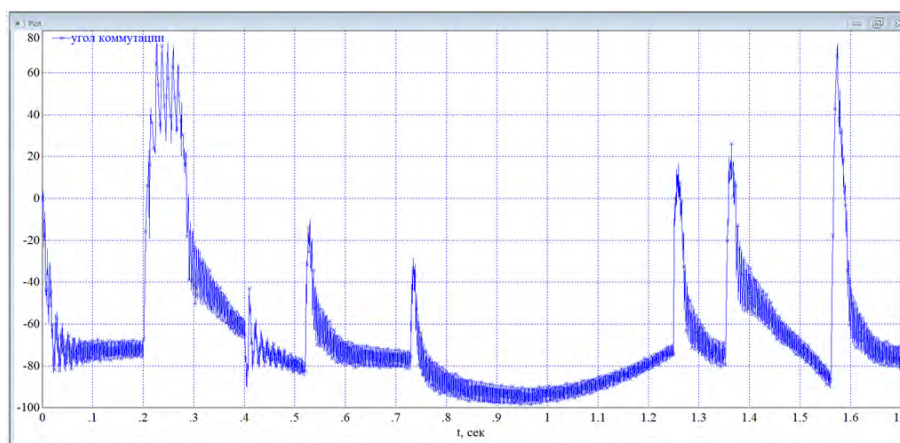


Рисунок 7.25 График угла коммутации вентильного электропривода кинестата (в град)

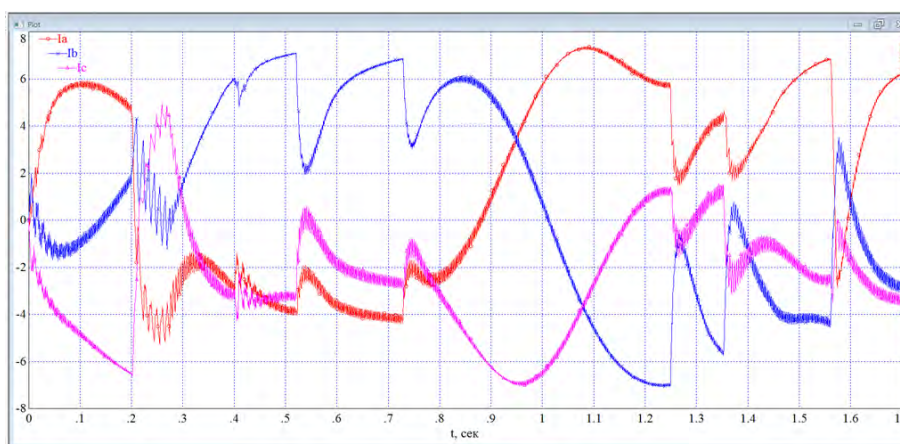


Рисунок 7.26 Графики фазных токов вентильного электропривода кинестата (в А)

Этот вариант бездатчикового электропривода кинестата демонстрирует несколько более высокое качество управления. Максимальная ошибка отработки программной траектории по углу не превышает 4' (0,4%).

В целом, как показало проведенное имитационное моделирование, алгоритмы идентификации и управления, как и в датчиковом варианте, обеспечивают максимально точное соответствие заданной циклограмме движения механостимулятора при минимальном влиянии возмущающих факторов.

7.4 Разработка системы управления вентильным электроприводом запорной арматуры

Работа проводилась по инициативе ФГУП «ПО «Маяк» при автоматизации технологических процессов в атомной промышленности и была посвящена разработке и исследованию электропривода запорной арматуры (ЭПЗА). Работа выполнялась при господдержке в рамках гособоронзаказа (х/т 2008245, 2009095, 2010143) при поддержке правительства Челябинской области (шифр гранта 004.07.06-08.БХ) и Фонда содействия малых форм предприятий в научно-технической сфере в рамках программы «УМНИК» (номер госконтракта 6654 р/8842) [38, 143].

Цель исследования – обоснование принятой при разработке ЭПЗА математической модели привода и разработка с помощью этой математической модели принципов и алгоритмов управления приводом запорной арматуры для всех основных режимов её работы. К таким режимам отнесём режим позиционирования, следящий режим работы, программный режим, режим «дожатия». Важно обеспечить необходимые статические и динамические показатели ЭПЗА, надёжное открытие и закрытие запорной арматуры по сигналам управления, отсутствие заклинивания арматуры.

7.4.1 Математическая модель электропривода запорной арматуры

Математическая модель должна обладать необходимой полнотой и отражать существенные для процесса управления особенности привода. Разрабатываемые алгоритмы управления должны поддерживать все режимы работы электропривода запорной арматуры с параметрами, оговоренными техническим заданием на разработку.

Механическую часть электропривода представим двухмассовой системой с упругостью и зазором (люфтом). Вторая сосредоточенная масса

(исполнительный механизм) находится под действием ограничителя перемещения и трения.

Принципиально важен учёт упругости и зазора (люфта) механической передачи. Упруго-вязкая связь двигателя и нагрузки усложняет физические процессы в системе. То же относится и к люфту. Традиционная модель люфта в виде петлеобразной характеристики не отражает реальную физическую картину. Люфт относится к «разрывным» динамическим нелинейностям. Он разделяет инерции ведущих и ведомых частей механической передачи и всегда отрицательно влияет на динамику контура, куда он входит. Трение в приводе достаточно часто учитывают введением зоны нечувствительности. Но аппроксимация трения зоной нечувствительности может, по-видимому, давать удовлетворительное описание свойств привода в области частот и амплитуд, где движение происходит с остановками. Однако движение при наличии трения в электроприводе может происходить и без остановок. Кроме того известно, что трение покоя больше трения движения, что также необходимо отразить при моделировании.

Поэтому целесообразнее, на наш взгляд, влияние трения на динамику системы моделировать введением в обратную связь между координатами скорости и момента Z -образной характеристики. В этом случае, к сухому (кулоновскому) трению первого рода, направленному против движения и остающемуся примерно одинаковым при скорости, отличной от нуля, добавляется падающий участок при малых скоростях относительного движения трущихся частей. Подобная модель трения, когда момент страгивания (трогания) превышает момент сопротивления при движении, считается в настоящее время наиболее точной. Замена трения кулоновским, к чему часто прибегают в практических расчётах, не всегда допустима. Именно присутствие падающего участка в кривой трения с отрицательным наклоном, что эквивалентно появлению **положительной** обратной связи по скорости, может оказывать существенное и определяющее влияние на возник-

новение автоколебательных режимов работы привода. Кроме сухого трения в Z-образную характеристику входит вязкое трение. Для сравнительно малого диапазона скоростей, характерного для нашего случая электропривода запорной арматуры, вязкое трение может быть заменено линейной зависимостью от относительной скорости. При исследовании в широком скоростном диапазоне более достоверной является степенная зависимость момента сопротивлений от скорости вращения. Следствием трения является снижение точности слежения, увеличение времени переходного процесса при позиционировании, а в определённых случаях и возникновение автоколебаний в системе.

При моделировании ограничения перемещения часто используется нелинейность типа насыщения по выходной координате. Однако реализация такой модели приводит к противоречиям, так как, несмотря на то, что выходная координата звена не меняется, координата на его входе может изменяться произвольно и независимо от выхода, что противоречит физике явления. Более корректной является модель ограничения перемещения с использованием нелинейности типа упор в обратной связи по выходной переменной. Эта модель отражает все характерные этапы движения: выход вала на упор, сопровождаемый ударом (упругим или неупругим); нахождение на упоре; сход с упора и движение между упорами.

С учётом вышеизложенного математическая модель механической части ЭПЗА может быть представлена следующими уравнениями [33, 35, 183]:

$$\frac{d\omega_{дв}}{dt} = \frac{M - M_{упр} - k_{\omega}\omega_{дв}}{J_{дв}} ;$$

$$\frac{d\varphi_{дв}}{dt} = \omega_{дв} ;$$

$$M_{упр} = \begin{cases} c(\varphi_{дв} - \varphi_{им}) , & |\varphi_{дв} - \varphi_{им}| > \frac{\Delta}{2} ; \\ 0 , & |\varphi_{дв} - \varphi_{им}| \leq \frac{\Delta}{2} ; \end{cases}$$

$$\frac{d\omega_{\text{им}}}{dt} = \frac{M_{\text{упр}} - M_{\text{огр}} - M_{\text{тр}}}{J_{\text{им}}};$$

$$\frac{d\varphi_{\text{им}}}{dt} = \omega_{\text{им}};$$

$$M_{\text{огр}} = \begin{cases} k_{\text{огр}}\varphi_{\text{им}}, & \varphi_{\text{им}} < 0; \\ k_{\text{огр}}(\varphi_{\text{им}} - \varphi_{\text{макс}}), & \varphi_{\text{им}} > \varphi_{\text{макс}}; \\ 0, & 0 \leq \varphi_{\text{им}} \leq \varphi_{\text{макс}}; \end{cases}$$

$$M_{\text{тр}} = M_{\text{ст}} + M_{\text{вт}} + M_{\text{т0}};$$

$$M_{\text{ст}} = M_{\text{т}} \text{sign}(\omega_{\text{им}});$$

$$M_{\text{вт}} = k_f \omega_{\text{им}};$$

$$M_{\text{т0}} = \begin{cases} M_0 \text{sign}(\omega_{\text{им}}) - \frac{M_0 \omega_{\text{им}}}{\omega_0}, & |\omega_{\text{им}}| \leq \omega_0; \\ 0, & |\omega_{\text{им}}| > \omega_0, \end{cases}$$

где $\omega_{\text{дв}}$ – частота вращения двигателя, $J_{\text{дв}}$ – момент инерции ротора двигателя, M – управляющий момент, формируемый системой управления привода, $M_{\text{упр}}$ – момент упругости механической передачи, k_{ω} – коэффициент по скорости, $\varphi_{\text{дв}}$ – угловое перемещение вала двигателя, $\varphi_{\text{им}}$ – угловое перемещение исполнительного механизма привода, c – жёсткость механической передачи, Δ – величина зазора (люфта) в механической передаче, $\omega_{\text{им}}$ – частота вращения исполнительного механизма, $J_{\text{им}}$ – момент инерции исполнительного механизма, $M_{\text{огр}}$ – момент ограничения перемещения, $k_{\text{огр}}$ – коэффициент усиления звена типа упор, $\varphi_{\text{макс}}$ – максимально возможное угловое перемещение исполнительного механизма привода, $M_{\text{тр}}$ – момент трения, $M_{\text{ст}}$ – момент сухого трения, $M_{\text{вт}}$ – момент вязкого трения, $M_{\text{т0}}$ – дополнительный момент трения, учитывающий момент страгивания (трогания) исполнительного механизма передачи, $M_{\text{т}}$ – величина сухого (кулоновского) трения, k_f – коэффициент вязкого трения, M_0 – величина дополнительного момента трения

(сумма моментов $M_T + M_0$ составляет момент трения покоя), ω_0 – верхнее значение частоты вращения падающего участка кривой трения.

Важной задачей при математическом моделировании работы ЭПЗА помимо составления подробной модели механической части системы является также построение адекватной математической модели первичного преобразователя информации – датчика, в качестве которого выступает датчик положения ротора (ДПР). Точность измерения регулируемой координаты напрямую влияет на качество управления. В модели датчика учтём принципиальную для ДПР дискретизацию по уровню получаемой информации об угловом положении. Кроме этого учтём также носящее случайный характер угловое смещение нулевого положения рабочего органа электропривода относительно ближайшей метки ДПР. В результате математическая модель датчика может быть представлена следующими уравнениями:

$$\varphi_\delta = \delta \cdot \text{int} \left(\frac{\varphi}{\delta} + \frac{1}{2} \text{sign}(\varphi) \right) + \varphi_n, \quad \delta = \frac{2\pi}{N_k};$$

$$\varphi_n \in \left[0, \pm \delta/2 \right],$$

где δ – дискретность получения информации с ДПР, N_k – число меток на оборот ДПР, φ_n – начальное угловое смещение ДПР (носит случайный характер), φ – вход датчика, φ_δ – выход датчика.

Проведём экспресс-анализ математической модели привода. Электропривод запорной арматуры описывается системой нелинейных дифференциальных уравнений с несколькими динамическими нелинейностями. Аналитическое исследование этой системы крайне затруднено. Необходимо компьютерное моделирование с использованием численных методов и средств вычислительной техники. Недостаточная информативность измерений может стать препятствием для обеспечения необходимого качества регулирования на отдельных режимах работы привода запорной арматуры.

Помимо присущей ДПР дискретизации по уровню получаемой информации об угловом положении он вносит также дискретизацию по времени, причём шаг дискретизации по времени переменный и является функцией частоты вращения. Влияние дискретизации по времени особенно заметно на малых, «ползучих» скоростях привода, когда обновление информации об угловом положении происходит особенно медленно. В этом случае в контур измерения и управления вносится существенное запаздывание. Эти особенности ДПР вкупе с жёсткими требованиями к приводу могут потребовать в отдельных случаях применение дополнительных средств по более глубокой переработке имеющейся измеренной информации.

7.4.2 Имитационное моделирование и экспериментальное исследование электропривода запорной арматуры

Проведём имитационное математическое моделирование отдельных режимов работы ЭПЗА. При моделировании примем следующие исходные данные: $J_{дв} = 0,01 \text{ кгм}^2$, $k_{\omega} = 0,01 \text{ Нмс}$, $c = 10 \text{ Нм}$, $\Delta = 0,005$, $J_{им} = 0,01 \text{ кгм}^2$, $M_T = 0,01 \text{ Нм}$, $k_f = 0,02 \text{ Нмс}$, $M_0 = 0,01 \text{ Нм}$, $\omega_0 = 0,1 \text{ с}^{-1}$, $N_K = 128$ (все параметры механической части электропривода приведены к валу двигателя).

В качестве закона управления $M(\varphi_z, \varphi_{\delta})$, где φ_z – задание по углу, примем пропорциональный закон регулирования, учитывающий ограниченность и дискретный характер формирования управляющего воздействия. Закон П–регулирования при относительной простоте обладает достаточно большими возможностями, в случае необходимости он может иметь переменный, зависящий от какого-либо параметра технологического процесса, коэффициент усиления, т.е. закон управления в общем случае будет иметь следующий вид:

$$M(\varphi_3, \varphi_\delta) = \begin{cases} \Delta M(\varphi_\delta) \cdot K(\varphi_3, \varphi_\delta), & |\Delta M(\varphi_\delta) \cdot K(\varphi_3, \varphi_\delta)| \leq M_{\text{дв}} ; \\ M_{\text{дв}} \operatorname{sign}(\varphi_3 - \varphi_\delta), & |\Delta M(\varphi_\delta) \cdot K(\varphi_3, \varphi_\delta)| > M_{\text{дв}} ; \end{cases}$$

$$K(\varphi_3, \varphi_\delta) = \operatorname{int} \left(\frac{\varphi_3 - \varphi_\delta}{\delta} + \frac{1}{2} \operatorname{sign}(\varphi_3 - \varphi_\delta) \right),$$

где $\Delta M(\varphi_\delta)$ – переменное в общем случае приращение момента на каждую дискрету рассогласования по углу, $M_{\text{дв}}$ – максимальный располагаемый момент двигателя (при моделировании принят равным 1 Нм). При дальнейшем исследовании для простоты примем $\Delta M(\varphi_\delta) = \Delta M = 0,01 \text{ Нм} = \text{Const}$.

Для увеличения ресурса работы исполнительного механизма, а также для обеспечения гарантированного закрытия («дожатия») и удержания рабочего органа в закрытом состоянии в закон управления введена зона нечувствительности в области малых угловых рассогласований. Таким образом, закон управления с зоной нечувствительности выглядит следующим образом

$$M(\varphi_3, \varphi_\delta) = \begin{cases} \Delta M(\varphi_\delta) \cdot K(\varphi_3, \varphi_\delta), & |\Delta M(\varphi_\delta) \cdot K(\varphi_3, \varphi_\delta)| \leq M_{\text{дв}} ; \\ M_{\text{дв}} \operatorname{sign}(\varphi_3 - \varphi_\delta), & |\Delta M(\varphi_\delta) \cdot K(\varphi_3, \varphi_\delta)| > M_{\text{дв}} ; \\ M_{\text{ост}}, & |\varphi_3 - \varphi_\delta| \leq k \cdot \delta, \end{cases}$$

где $M_{\text{ост}}$ – «остаточный» момент (момент «дожатия» и удержания рабочего органа привода в закрытом/открытом состоянии), k – величина зоны нечувствительности закона управления. При моделировании было принято: $M_{\text{ост}} = -0,03 \div +0,01 \text{ Нм}$, $k = 0 \div 2$.

Следует заметить, что все параметры закона управления могут изменяться в достаточно широких пределах в зависимости от рабочего режима привода и требований технологического процесса. Структурная схема ЭПЗА с учётом принятого математического описания механической части привода, ДПР и закона управления представлена на рисунке 7.27 [33, 183].

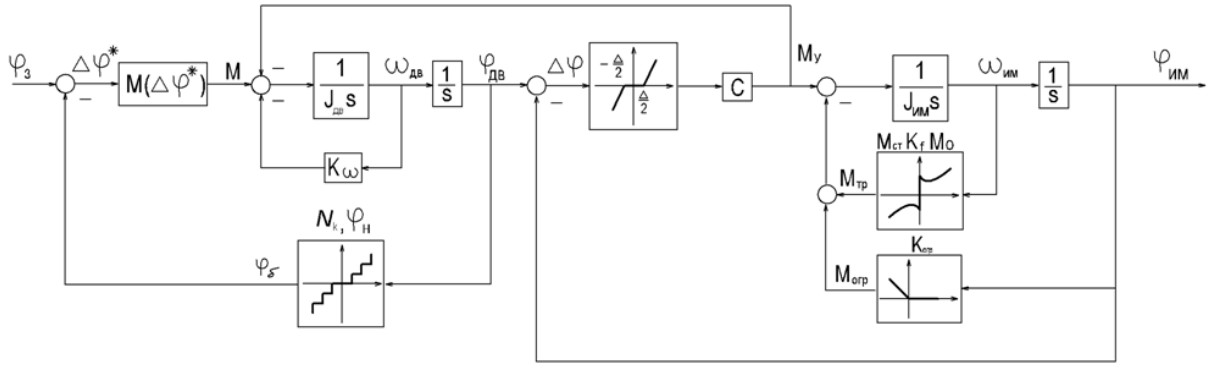


Рисунок 7.27 Электропривод запорной арматуры (ЭПЗА)

Моделирование представленной системы выявило ограниченность принятого пропорционального закона управления. П–регулятор не обеспечил на отдельных режимах работы привода необходимого качества регулирования по статической ошибке, перерегулированию, времени переходного процесса. Это связано в основном с несовершенством датчика (ДПР), присущей ему дискретизацией по уровню и времени. Уже при отработке малых рассогласований появилось небольшое перерегулирование. При больших рассогласованиях величины перерегулирования недопустимо большие. Увеличение коэффициента усиления ведет к колебаниям.

Необходимо усложнение закона управления для обеспечения необходимого качества регулирования на основных режимах работы ЭПЗА. Далее, в рамках принятой структуры системы используется пропорционально-дифференциальный закон управления (ПД–регулятор). Введение обратной связи по оценке скорости (с наблюдателя) позволило поднять коэффициент усиления. При этом исчезло перерегулирование (у системы появился запас по устойчивости).

Т.е. закон управления был принят в следующем виде

$$M(\Delta\varphi^*) = \begin{cases} \Delta M(\varphi_\delta) \cdot K(\Delta\varphi^*), & |\Delta M(\varphi_\delta) \cdot K(\Delta\varphi^*)| \leq M_{\text{дв}}; \\ M_{\text{дв}} \operatorname{sign}(\Delta\varphi^*), & |\Delta M(\varphi_\delta) \cdot K(\Delta\varphi^*)| > M_{\text{дв}}; \\ M_{\text{ост}}, & |\Delta\varphi^*| \leq k \cdot \delta, \end{cases}$$

$$K(\Delta\varphi^*) = \operatorname{int} \left(\frac{\Delta\varphi^*}{\delta} + \frac{1}{2} \operatorname{sign}(\Delta\varphi^*) \right), \quad \Delta\varphi^* = k_1(\varphi_3 - \varphi_\delta - k_2 \hat{\omega}).$$

Легко заметить, что при $k_1 = 1$, $k_2 = 0$ получается П-регулятор. При моделировании было принято $k_1 = k_2 = 0,45$ (ПД-регулятор). В этом законе управления используется оценка частоты вращения $\hat{\omega}$ с наблюдателя скорости ЭПЗА.

Далее приводятся результаты имитационного моделирования ЭПЗА с этим законом управления (рисунки 7.28–7.33).

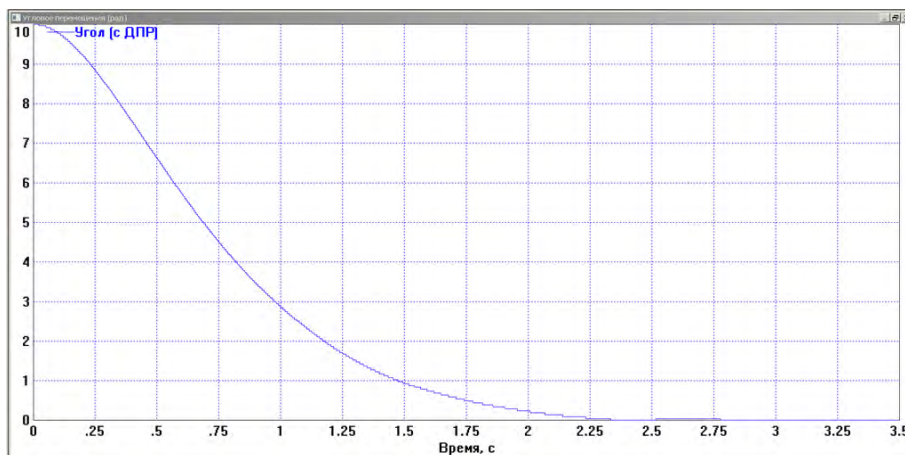


Рисунок 7.28 График угла поворота с ДПР (рад) при переводе штока арматуры из положения «Открыто» в положение «Закрито»

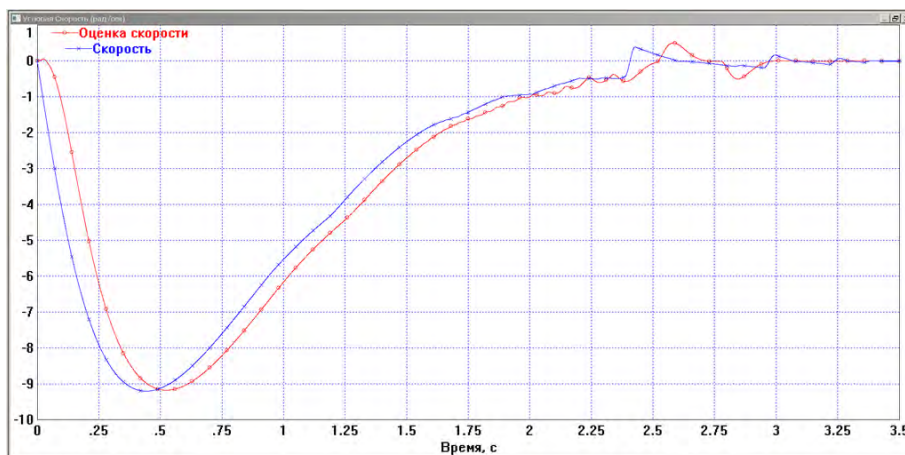


Рисунок 7.29 Графики скорости вращения с модели и оценки скорости с наблюдателя (рад/с) при переводе штока арматуры из положения «Открыто» в положение «Закрито»

Имитационное моделирование основных режимов работы ЭПЗА не выявило случаев заклинивания, неполного закрытия или открытия штока арматуры, недопустимых колебаний и перерегулирований. Во всех случаях статические и динамические показатели ЭПЗА укладывались в технические требования на разработку.

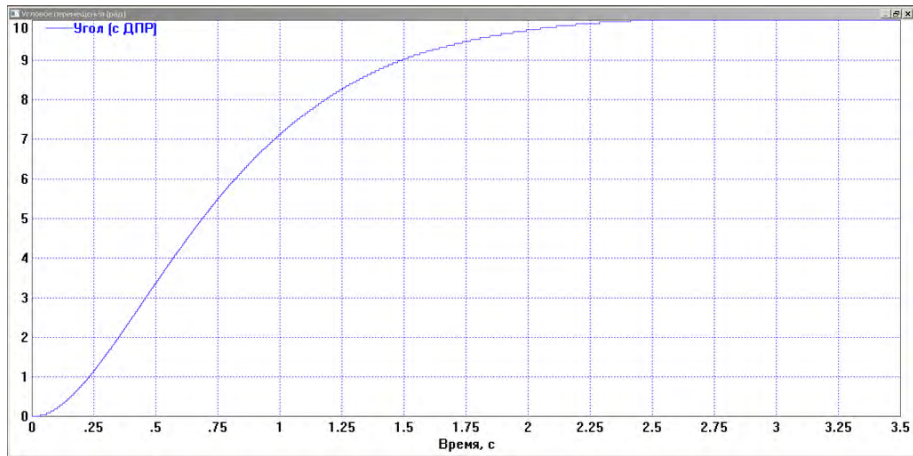


Рисунок 7.30 График угла поворота с ДПР (рад) при переводе штока арматуры из положения «Закрыто» в положение «Открыто»

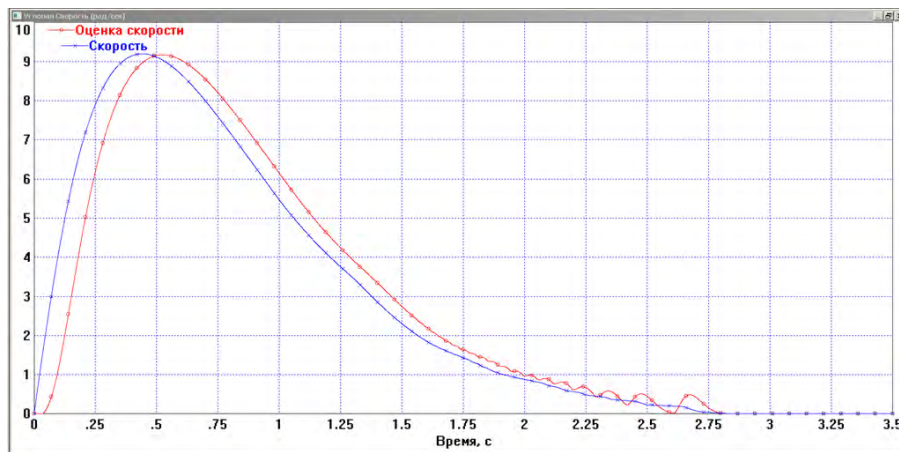


Рисунок 7.31 Графики скорости вращения с модели и оценки скорости с наблюдателя (рад/с) при переводе штока арматуры из положения «Закрыто» в положение «Открыто»

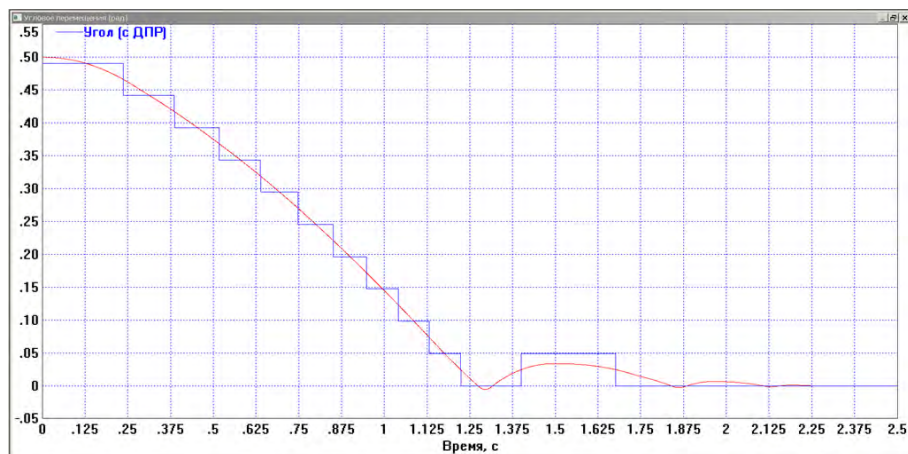


Рисунок 7.32 Графики угла поворота с модели и ДПР (рад) при переводе штока арматуры из промежуточного положения в положение «Закрыто»

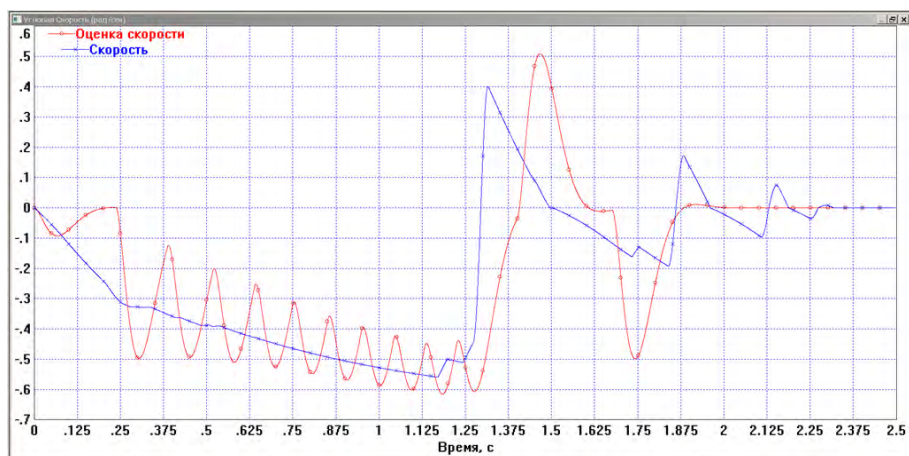


Рисунок 7.33 Графики скорости вращения с модели и оценки скорости с наблюдателя (рад/с) при переводе штока арматуры из промежуточного положения в положение «Закрыто»

На рисунках 7.32 и 7.33 хорошо видна дискретность датчика угла (ДПР), «работа» наблюдателя скорости и эффективная работа механизма «дожатия» – гарантированного закрытия (открытия) и удержания рабочего органа ЭПЗА в закрытом (открытом) состоянии.

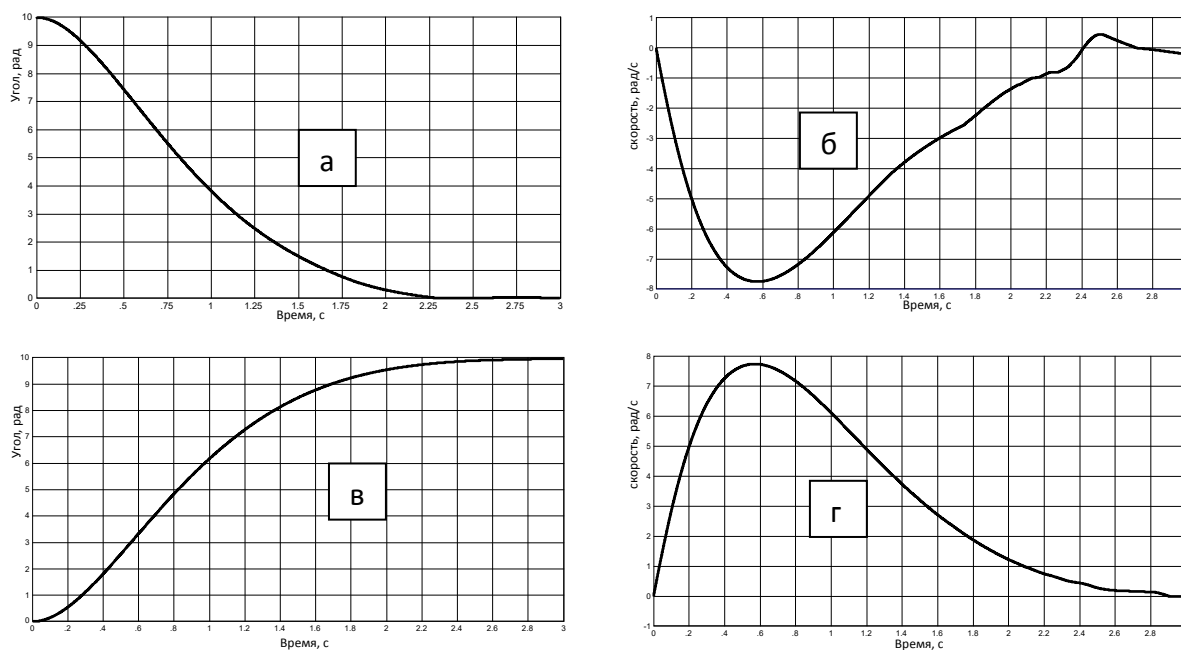
Имитационное моделирование рабочих режимов ЭПЗА позволило уточнить параметры закона управления, отработать аппаратное, алгоритмическое и программное обеспечение управляющего комплекса ЭПЗА, подготовить ЭПЗА к приёмочным испытаниям.

Эти испытания проводились с использованием имитационной модели технологического процесса. Приемочные испытания показали, что опытные образцы приводов выполняют все функции согласно требованиям технического задания СКБАП-1179 ТЗ [143]. Программа испытаний ЭПЗА была выполнена полностью. Испытания показали, что приводы удовлетворяют требованиям технического задания СКБ-1098ТЗ.

Данные испытания были непосредственно проведены по методике и программе рекомендуемой в ТЗ заказчика. Проведенные испытания, в основном, отражают статические требования к режимам работы запорной арматуры.

Для проверки динамических показателей ЭПЗА было проведено дополнительное экспериментальное исследование. Были получены зависимости скорости, угла и момента от времени для различных режимов работы запорной арматуры. Для этого на ЭПЗА были дополнительно установлены высокоточные датчики частоты вращения и угла поворота. Для измерения скорости вращения и угла поворота использовался квадратурный датчик положения E50S8-1500-3-T-24 [144, 167], который имеет 1500 импульсов на оборот. С помощью микропроцессорного комплекта TMDXDOCK28069 [145] и программного обеспечения Code Composer Studio [146] фиксировались во времени не только угол поворота, но и скорость вращения и эти данные отображались на экране монитора. Инкрементальный энкодер был установлен на один из выходов вала ЭПЗА в месте расположения рукоятки ручного вращения и был соединён с выходным валом с помощью муфты.

На рисунке 7.34 приведены экспериментальные зависимости, снятые с ЭПЗА. Приведены графики открытия и закрытия штока арматуры, а также режим закрытия с последующим «дожатием» и удержанием рабочего органа в нулевом положении.



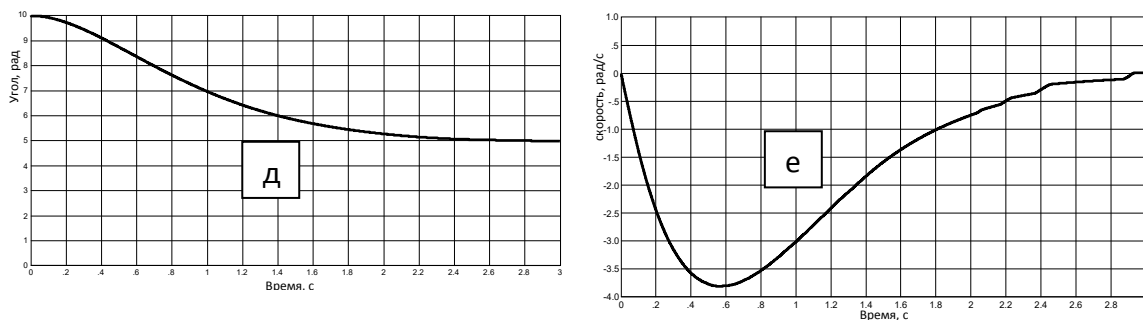


Рисунок 7.34 Экспериментальные зависимости угла поворота и скорости вращения при переводе штока арматуры из открытого в закрытое положение (а,б), из закрытого в открытое положение (в,г), из закрытого в промежуточное положение (д,е)

Экспериментальные зависимости практически совпадают с результатами имитационного моделирования ЭПЗА, что подтверждает адекватность разработанной математической модели ЭПЗА. Есть отличия в разгонной динамике, хотя время переходных процессов совпадает с большой точностью. Есть также отличия, связанные с тем, что снятые экспериментально графики угла поворота из-за большой разрешающей способности регистрирующего датчика описываются плавными кривыми в отличие от графиков, полученных по результатам имитационного моделирования, при котором используется дискретный датчик угла.

Необходимо отметить, что использование имитационного моделирующего комплекса позволило существенно сократить время на разработку ЭПЗА, позволило повысить качество принимаемых при проектировании ЭПЗА решений.

Выводы по главе 7

1 С помощью полученных в работе математических моделей ВД и результатов экспериментальных исследований опытного образца были рассчитаны рабочие режимы стартёр-генератора транспортного дизеля. Определены условия уверенного пуска дизеля. Проведена оптимизация стартерного рабочего режима стартёр-генератора, получены оптимальные соотношения для угла коммутации ВД.

2 Произведён расчёт двух вариантов исполнения тягового привода на основе вентильного двигателя с постоянными магнитами электро-механической трансмиссии универсальной роботизированной платформы для перспективной гусеничной машины. Выбран оптимальный вариант исполнения привода с точки зрения энергоэффективности. Произведена оптимизация рабочих режимов ВД при постоянной мощности во всём рабочем диапазоне частот вращения.

3 Разработанные метод фазового управления ВД, алгоритмы идентификации ВД использовались в электроприводе медицинского диагностического и реабилитационного манипулятора (кинестата). Разработано несколько вариантов системы управления вентильного электропривода кинестата в датчиковом и бездатчиковом исполнении. Система управления кинестата с вентильным электроприводом обеспечивает требуемое качество регулирования, высокую численную устойчивость и "грубость" на всех рабочих режимах, в том числе в условиях действия неблагоприятных факторов.

4 Проведена разработка и исследование электропривода запорной арматуры (ЭПЗА) при автоматизации технологических процессов в атомной промышленности. На базе разработанного моделирующего комплекса, включающего алгоритмическую и программную составляющие, уточнены законы управления ЭПЗА на основных режимах работы привода. Экспериментальные исследования образцов ЭПЗА подтвердили адекватность используемых имитационных математических моделей привода, эффективность разработанных алгоритмов управления и идентификации ЭПЗА.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертации изложена новая научно-обоснованная методология аналитического конструирования эффективного управления синхронными двигателями с возбуждением от постоянных магнитов, включающая теоретические решения в виде комплекса моделей электрической машины и оптимальных законов устойчивого регулирования с оценкой неизмеряемых переменных состояния и нестационарных параметров. Внедрение разработанных способов построения электромеханических систем и алгоритмов управления вентильными двигателями в реальном времени способствует улучшению эксплуатационных, энергетических характеристик и регулировочных свойств электроприводов технологического оборудования и транспортных средств.

Основные результаты и выводы по работе заключаются в следующем

1. Уточнено математическое описание ВД как объекта управления, получен комплекс математических моделей ВД, включающий в себя полноразмерную динамическую модель ВД, приближённые математические модели, впервые полученную полноразмерную линеаризованную математическую модель ВД и впервые полученные на её основе скалярные передаточные функции ВД по различным каналам регулирования. Комплекс математических моделей ВД используется для анализа статических и динамических рабочих режимов двигателя, исследования устойчивости ВД, оперативной идентификации ВД, оптимальной настройки датчиковой и бездатчиковой системы векторного управления ВД.

2. Поставлена и решена задача исследования устойчивости СДПМ в синхронном и позиционном рабочих режимах по полным линеаризованным уравнениям, записанным в относительных единицах в роторной системе координат. Впервые получены аналитические условия асим-

птотической устойчивости «в малом» положений равновесия рабочих процессов СДПМ и ВД. Полученные аналитические зависимости условий устойчивости СДПМ и ВД используются при проектировании и эксплуатации СДПМ и ВД, при оптимальной настройке рабочих режимов электропривода.

3. Предложены новые алгоритмы идентификации и определения состояния ВД, базирующиеся на полноразмерной и приближённых моделях ВД и решающие задачи определения электромагнитного момента, момента сопротивления, углового положения ротора, включая начальное, частоты вращения ротора и параметров математической модели ВД. Разработанные алгоритмы идентификации ВД используются в системах датчикового и бездатчикового управления вентильным электроприводом при организации векторного управления.

4. Показано, что традиционные системы частотно-токового векторного управления ВД, основанные на раздельном управлении потоком возбуждения и потоком статора двигателя по аналогии с управлением коллекторным двигателем постоянного тока, сложны в реализации и настройке. Их реализация предполагает использование большого объёма вычислительных процедур, связанных с прямым и обратным преобразованием координат и построением математической модели двигателя. Кроме того, они чувствительны к вариациям параметров привода и запаздываниям в тракте измерения и управления. Эти обстоятельства затрудняют их использование в инженерной практике и снижают их эффективность.

5. В порядке развития принципов векторного управления ВД разработан метод фазового управления. Метод фазового управления ВД, впервые классифицированный и сформулированный в явном виде, основан на одновременном регулировании амплитуды и фазы вектора напряжения питания ВД. Этот метод управления принципиально не требует координатных преобразований и позволяет реализовать различные стратегии

управления ВД в зависимости от назначения электропривода (тяговый, моментный, высокоскоростной и т.д.), целенаправленно изменяя механическую характеристику ВД. Получены оптимальные регулировочные соотношения для настройки рабочих режимов ВД при фазовом управлении: на максимум КПД, максимум электромагнитного момента, максимум частоты вращения, на постоянный момент или мощность, на управление ослаблением поля. Применение метода фазового управления ВД расширяет диапазон регулирования по скорости и моменту, повышает динамические и энергетические параметры привода.

6. Разработан способ оптимальной настройки формы фазных токов при векторном токовом управлении ВД, впервые предложенный, обеспечивающий постоянство электромагнитного момента и минимум электрических потерь как для случая синусоидальной, так и несинусоидальной, произвольной формы фазных ЭДС, как для симметричного режима работы, так и для несимметричного режима в случае единичного отказа в силовом канале двигателя. Такой подход расширяет область использования алгоритмов векторного управления ВД, повышает живучесть вентильного электропривода. Способ оптимального векторного токового управления и обеспечения живучести ВД защищён патентами РФ.

7. Разработаны новые алгоритмы и структуры систем векторного управления ВД, основанные на методе фазового управления, как для датчикового, так и бездатчикового вариантов привода. Системы фазового управления ВД существенно проще в реализации и настройке по сравнению с системами частотно-токового «векторного» управления ВД. В них отсутствуют прямые и обратные координатные преобразователи Парка и Кларк и при наличии датчика углового положения ротора можно обойтись без измерений фазных токов ВД. В бездатчиковом варианте привода необходимая для работы системы фазового управления информация восстанавливается с помощью наблюдателя состояния. Эффективность систем фазо-

вого управления ВД подтверждена расчётами, большим объёмом имитационного моделирования, проверкой на опытных образцах вентильных электроприводов.

Результаты работы внедрены в промышленное производство на ОАО «МиассЭлектроАппарат», ООО «ЧТЗ–УРАЛТРАК», НАО «Мехатроника транспорта», ООО «СТАНКОМАШ», ФГУП «ПО «Маяк», ФГБНУ «Научный центр неврологии» РАН, а также используются в учебном процессе при подготовке бакалавров, магистров и аспирантов направления подготовки «Электроэнергетика и электротехника» ФГАОУ ВО «Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет)» в таких дисциплинах как «Электропривод летательных аппаратов», «Математические модели электрооборудования летательных аппаратов», «Интеллектуальные системы управления электромеханическими комплексами», «Векторное управление в автоматизированных комплексах», «Энергетическая эффективность автоматизированных электромеханических комплексов и систем».

Результаты диссертационного исследования могут быть рекомендованы к использованию в инженерной практике при проектировании и эксплуатации вентильных электроприводов на базе СДПМ. Разработанные алгоритмы и структуры систем векторного управления ВД, основанные на методе фазового управления ВД, могут быть рекомендованы как для общепромышленного применения, так и для специализированных электроприводов с ВД.

ЛИТЕРАТУРА

1. Адволоткин Н.П. и др. Управляемые бесконтактные двигатели постоянного тока. – Л.: Энергия, 1984. – 160 с.
2. Алексеев, И. Управление вентильным электродвигателем/ И. Алексеев, А. Глубоков, А. Пашкевич// Электронные компоненты. – 2008. - № 3.
3. Андрианова Р.А., Воронин С.Г. Оценка вероятности безотказной работы многосекционных вентильных двигателей. Электротехника. 1989, №9.
4. Афанасьев В.Н., Колмановский В.Б., Носов В.Р. Математическая теория конструирования систем управления. – М.: Высшая школа, 1989. – 447 с.
5. Балагуров В.А., Гридин В.М., Лозенко В.К. Бесконтактные двигатели постоянного тока. М., "Энергия", 1975.
6. Балковой, А.П. Прецизионный электропривод с вентильным двигателем// Электронные компоненты. – 2008. № 11. – с. 32-43.
7. Балковой, А.П. Прямые прецизионные электроприводы – опыт разработки и применения/ А.П. Балковой, Г.А. Сливинская// PR_tech.pdf
8. Батенко А.П. Системы терминального управления.- М.: Радио и связь,1984. -200с.
9. Батищев Д. И. Методы оптимального проектирования. М.: Радио и связь, 1984. – 248 с.
10. Бездатчиковое полеориентированное управление электродвигателем с постоянными магнитами// Инженерные решения. (<http://engineering-solutions.ru/motorcontrol/sensorless>)
11. Бербиренков И.А., В.В. Лохнин Тяговые двигатели на постоянных магнитах в электроприводе электроавтомобиля// Известия Томского политехнического университета. – 2011. Т. 318. № 4. – С. 148-150.
12. Бойчук Л.М. Синтез координирующих систем автоматического управления. – М.: Энергоатомиздат, 1991. – 160 с.

13. Борцов, Ю.А. Электромеханические системы с адаптивным и модальным управлением/ Ю.А. Борцов, Н.Д. Поляхов, В.В. Путов. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 216 с.
14. Браммер, К. Фильтр Калмана-Бьюси / К. Браммер, Г. Зиффлинг – М: Наука, 1982. – 199с.
15. Буков В.Н. Адаптивные прогнозирующие системы управления полётом. – М.: Машиностроение, 1987. – 232 с.
16. Букреев В.Г., Параев Ю.И. Адаптивные регуляторы в дискретных системах управления сложными электромеханическими объектами. – Томск: Изд-во ТГУ, 2000. – 278 с.
17. Букреев, В. Г. Моделирование бесконтактного двигателя постоянного тока с широтно-импульсной модуляцией питающего напряжения / В. Г. Букреев, А. А. Богданов, В. С. Дроздов // Известия вузов. Электромеханика. – 2008. – № 6. – С. 3-7.
18. Важнов А.И. Переходные процессы в машинах переменного тока. Л.: Энергия, 1980. – 256 с.
19. Васильев, Б.Ю. Повышение эффективности асинхронных электроприводов с прямым управлением моментом/ Б.Ю. Васильев, А.Е. Козярук// Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2013. – Т. 13. – № 2. – С. 78–83.
20. Векторное управление двигателем// Инженерные решения. (<http://engineering-solutions.ru/motorcontrol/vector>)
21. Вентильные (синхронные) двигатели. ДВУ2М215-Ф. Техническое описание. ПН 01-07/2005. - СПб., 2008. (<http://ets1.spb.ru/pdf/DVU2M215-Manual.pdf>)
22. Вигриянов, П.Г. Энергетические характеристики управляемых пятифазных вентильных двигателей малой мощности// Вестник ЮУрГУ, № 37, 2012. - С. 54-59.

23. Виноградов, А.Б. Бездатчиковый электропривод подъёмно-транспортных механизмов / А.Б. Виноградов, А. Сибирцев и др. // Силовая электроника. – 2007. - №1.
24. Виноградов, А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока // Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина».– Иваново, 2008.– 298 с.
25. Воронин, С.Г. Векторное управление синхронными двигателями с возбуждением от постоянных магнитов/ С.Г. Воронин, Д.А. Курносов, А.С. Кульмухаметова//Электротехника. – 2013. – № 10. – С. 50–54.
26. Воронин, С.Г. Электромагнитный момент и момент сопротивления на валу синхронного электродвигателя с возбуждением от постоянных магнитов/ С.Г. Воронин, Д.А. Курносов, Д.В. Коробатов, П.О. Шабуров, А.С. Кульмухаметова// Электротехника. – 2012. – № 2. – С. 2–5.
27. Воронин, С.Г. Обеспечение работоспособности электропривода с вентильным двигателем при единичных отказах в силовом канале/ С.Г. Воронин, Д.А. Курносов, П.О. Шабуров // Электричество. – 2010. – № 11. – С. 39–42.
28. Воронин, С.Г. Обеспечение стабильности электромагнитного момента вентильного двигателя на основе синхронной машины с постоянными магнитами/ С.Г. Воронин, Д.А. Курносов, П.О. Шабуров // Электричество. – 2013. – № 6. – С. 46–50.
29. Воронин, С.Г. Надежность систем электропривода при внешних импульсных воздействиях/ С.Г. Воронин, Д.А. Курносов, П.О. Шабуров// Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2010. – Вып. 14. – № 32 (208). – С. 40–45.
30. Воронин, С.Г. Сравнительная оценка различных способов управления коммутацией вентильных двигателей по энергетическим показателям и регулировочным свойствам / С.Г. Воронин, Д.А. Курносов, А.С. Кульму-

хаметова // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2013. – Вып. 13. – № 1. – С. 96–102.

31. Воронин, С.Г. Демпфирование колебаний ротора вентильного двигателя в синхронном режиме/ С.Г. Воронин, Д.А. Курносов, А.С. Кульмухаметова// Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2014. – Вып. 14. – № 1. – С. 61–65.

32. Воронин, С.Г. Регулирование механических координат вентильного электропривода методом векторного управления/ С.Г. Воронин, Д.А. Курносов// Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2015. – Вып. 15. – № 3. – С. 52–58.

33. Воронин, С.Г. Математическая модель динамических процессов в электроприводе запорной арматуры/ С.Г. Воронин, Д.А. Курносов, А.С. Кульмухаметова, П.О. Шабуров// Электротехнические системы и комплексы. – 2012. – Вып. 20. – С. 132–140.

34. Воронин, С.Г. Обеспечение энергетической эффективности регулирования вентильного электропривода/ С.Г. Воронин, Д.А. Курносов// Энерго- и ресурсосбережение в теплоэнергетике и социальной сфере: материалы Междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов, ученых. – 2015. – Т. 3. – № 1. – С. 37–42.

35. Воронин, С.Г. Оперативная диагностика электропривода запорной арматуры/ С.Г. Воронин, Д.А. Курносов, Д.В. Коробатов, П.О. Шабуров, А.С. Кульмухаметова// Измерения: состояние, перспективы развития: междунар. науч.-практ. конф., Челябинск: Издат. центр ЮУрГУ. – 2012. – Т. 1. – С. 70–72.

36. Воронин, С.Г. Электропривод диагностического манипулятора/ С.Г. Воронин, Д.А. Курносов// Междунар. науч.-техн. конф. по автоматизированному электроприводу. – С.-Петербург. – 1995. – С. 16–17.

37. Воронин, С.Г. Векторное управление электроприводом с вентильным электродвигателем / С.Г. Воронин, Д.В Коробатов и др. // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика».–2004.– Вып. 12.
38. Воронин С.Г., Кононов А.Н. Электропривод для управления запорной арматурой в атомной промышленности. Известия академии электротехнических наук №2, 2012.с.
39. Воронин С.Г. Управляемый электропривод: Конспект лекций, Ч. 2. – Челябинск: ЧГТУ, 1996. – 65 с.
40. Воронин, С.Г. Динамические модели вентильного двигателя при различных сочетаниях параметров/ С. Г. Воронин, Д. В. Коробатов, Р. Т. Киякпаев, А. С. Кульмухаметова. //Известия Академии электротехнических наук РФ. Издание Академии электротехнических наук РФ. – М.: "Янус-К" – №12, 2011. – с. 47-52.
41. Воронин С.Г. Общие уравнения мощностей бесконтактного двигателя постоянного тока// Исследование автоматизированных электроприводов, электрических машин и вентильных преобразователей. - Челябинск: ЧПИ, 1985.
42. Воронин С.Г. Применение преобразования Фуртескью при математическом описании коммутационных процессов в вентильном двигателе// Сб. науч. трудов N12. - М.: МЭИ, 1986.
43. Воронин С.Г., Вигриянов П.Г. Алгоритм управления коммутацией секций исполнительного элемента дискового магнитной памяти// Техническое и алгоритмическое обеспечение информационно- преобразовательных систем.- Рязань: РРТИ, 1986.
44. Востриков А.С. Синтез нелинейных систем методом локализации. – Новосибирск: НГУ, 1990.
45. Высокоточные преобразователи угловых перемещений/ Э.Н. Асиновский, А.А. Ахметжанов, М.А. Габидулин и др. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 128 с.

46. Галаган, Т.А. Робастная система управления электроприводом с вентильной машиной// Адаптивные и робастные системы, № 2(4). 2002. – с. 96-106.
47. Гаррис М., Лауренсон П., Стефенсон Дж. Системы относительных единиц в теории электрических машин. – М.: Энергия, 1975. – 120 с.
48. Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0: Учебное пособие. – СПб.: КОРОНА принт, 2001. – 320 с.
49. Герман-Галкин С.Г. Matlab & Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК. – СПб.: КОРОНА, 2008. – 368 с.
50. Гончаров, А.С. Анализ современного состояния в области создания электроприводов с бездатчиковым управлением и методов построения САР в условиях ограниченной информации о векторе состояния/ А.С. Гончаров, В.А. Поваляев, С.М. Миронов// Электротехнические комплексы и системы управления. – 2008. №1.
51. Громышева, А.Д. Управление скоростью и моментом вентильного двигателя в приводе транспортного средства/ А.Д. Громышева, И.Е. Овчинников, А.В. Егоров// Научно-технический вестник СПбГУ ИТМО, 2011, № 3(73). – с. 43-52.
52. Гроп Д. Методы идентификации систем. – М.: Мир, 1979. – 302 с.
53. Деревницкий Д.П., Фрадков А.Л. Прикладная теория дискретных адаптивных систем управления. – М.: Наука, 1981. – 216 с.
54. Дианов, А. Н. Разработка и исследование системы бездатчикового управления вентильным двигателем: 05.09.03 - Электротехнические комплексы и системы : Диссертация кандидата технических наук / А. Н. Дианов, Моск. энерг. ин-т (МЭИ ТУ) . – 2004 . – 200 с.
55. Дидук Г.А., Коновалов А.С., Орурк И.А., Осипов Л.А. Анализ и оптимальный синтез на ЭВМ систем управления/ Под ред. А.А. Воронова и И.А. Орурка. – М.: Наука, 1984. – 344 с.

56. Долбенков, В.И. Микропроцессорная система регулирования частоты вращения дизеля/ В.И. Долбенков, Д.А. Курносов, С.Н. Курносова// Всес. науч.-техн. конф. по надёжности и экономичности двигателей, Ленинград–Пушкин. – 1989. – С. 23–24.
57. Закладной, А.Н. Энергоэффективный электропривод с вентильными двигателями: Монография //А.Н. Закладной, О.А. Закладной – К.: Издательство «Либра», 2012. – 185 с.
58. Егупов Н.Д. Методы классической и современной теории автоматического управления. – М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2000.
59. Елисеев В. Д. Модально-инвариантные системы// Автоматика и телемеханика.- 1987.-№11. -С.26-34.
60. Иванов-Смоленский А.В. Электромагнитные силы и преобразование энергии в электрических машинах: учеб. пособие для вузов по спец. «Электромеханика». – М.: Высшая школа, 1989. – 312 с.
61. Исаков, А.С. Адаптивный наблюдатель состояний асинхронного двигателя в бездатчиковой системе векторного управления// Научно-технический вестник СПбГУ ИТМО, 2008. – с. 126-131.
62. Калачев, Ю.Н. Векторное управление (заметки практика). ЭФО, 2013. – 63 с.
63. Климов Е.Н., Попов С.А., Сахаров В.В. Идентификация и диагностика судовых технических систем. – Л.: Судостроение, 1978. – 176 с.
64. Клиначёв, Н.В. Моделирование процесса пуска двигателя внутреннего сгорания электрическим стартёром/ Н.В. Клиначёв, С.Г. Воронин, А.И. Согрин, Д.В. Коробатов, Н.Ю. Кулёва, Г.Т. Хафизов// Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2015. – Вып. 15. – № 2. – С. 49–56.
65. Клиначёв, Н.В. Определение положения ротора синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов/ Н.В. Клиначёв, Н.Ю. Кулёва, С.Г. Воронин// Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2014. – Т. 14. – № 2. – С. 49–54.

66. Козаченко В. Основные тенденции развития встроенных систем управления двигателями и требования к микроконтроллерам// МЭИ.
67. Козлов, В.В. Разработка и исследование цифровой системы управления вентильным двигателем с коррекцией статических характеристик: 05.09.03 - Электротехнические комплексы и системы: Диссертация кандидата технических наук / В.В. Козлов, МАИ (НИУ) . – 2012 . – 132 с.
68. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин: Учеб. для вузов по спец. «Электромеханика». – М.: Высшая школа, 1994. – 318 с.
69. Копылов И.П., Фрумин В.Л. Электромеханическое преобразование энергии в вентильных двигателях. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 168 с.
70. Коробатов, Д.В. Способы реализации векторного управления вентильным двигателем / Д.В. Коробатов, Н.Ю. Сидоренко // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика».–2005.–Вып. 13.
71. Коробатов, Д.В. Управляемый синхронный режим в аппарате искусственной вентиляции легких / Д.В. Коробатов, А.С. Кульмухаметова, А.А. Шевченко. – Электротехнические комплексы и системы, международный сборник научных трудов, 2012. – №20. – с. 79–82.
72. Коршунов А. Выбор фазного напряжения синхронного двигателя с постоянными магнитами// Силовая электроника. Компоненты и технологии. 2011. № 4. – С. 38–41.
73. Коршунов А. Условия статической устойчивости синхронного двигателя с постоянными магнитами // Силовая электроника. Компоненты и технологии. 2008. № 10. – С. 92–98.
74. Коршунов А. Управление током статора синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов при частотном пуске // Силовая электроника. Компоненты и технологии. 2007. № 3. – С. 50–57.

75. Косулин В.Д., Михайлов Г.Б., Омельченко В.В., Путников В.В. Вентильные двигатели малой мощности для промышленных роботов. – Л.: Энергоатомиздат, 1988.
76. Красовский, А.Б. Анализ и моделирование тяговых вентильных электроприводов большегрузных автономных транспортных средств/ А. Б. Красовский, В. А. Соловьев, Ю. В. Трунин// Инженерный вестник МГТУ им. Баумана. – 2014. №11. – С. 559-571.
77. Красовский, А.Б. Исследование колебаний вентильного двигателя при импульсном регулировании фазных токов/ А. Б. Красовский// Известия вузов. Машиностроение. – 2015. №12. – С. 27-34.
78. Кульмухаметова, А.С. Электропривод на основе вентильного двигателя для аппарата искусственной вентиляции лёгких: 05.09.03 - Электротехнические комплексы и системы: Диссертация кандидата технических наук / А.С. Кульмухаметова, УГАТУ. – 2013 . – 145 с.
79. Курносов, Д.А. Анализ устойчивости синхронного двигателя с постоянными магнитами в синхронном и позиционном рабочих режимах/ Д.А. Курносов// Электромеханика: известия высших учебных заведений. – 2015. – № 6. – С. 39–44.
80. Курносов, Д.А. Использование настраиваемой модели вентильного двигателя в бездатчиковой системе векторного управления/ Д.А. Курносов// Наука. Южно-Уральский государственный университет: материалы 65 науч. конф., Челябинск. – 2013. – С. 226–229.
81. Курносов, Д.А. Контроль параметров транспортного дизеля в процессе эксплуатации/ Д.А. Курносов// Надёжность машин, математическое и машинное моделирование задач динамики: Всес. науч. конф., Кишинёв. – 1991. – С. 39.
82. Курносов, Д.А. Исследование адаптивного алгоритма оценивания нестационарных объектов/ Д.А. Курносов// Проектирование автоматических систем и устройств, Челябинск. – 1988. – С. 35–42.

83. Курносов, Д.А. Синтез композитного терминального управления двигателем внутреннего сгорания/ Д.А. Курносов// Декомпозиция и координация в сложных системах: Всес. науч. конф., Челябинск. – 1986. – С. 83.
84. Курносов, Д.А. Применение метода модулирующих функций для синтеза управления следящим приводом/ Д.А. Курносов// Пути интенсификации производства радиоэлектронной аппаратуры: регион. конф., Челябинск. – 1986. – С. 17–18.
85. Курносов, Д.А. Идентификация электропривода манипулятора/ Д.А. Курносов, С.Н. Курносова// Роботы и робототехнические системы: III Всес. конф., Челябинск. – 1983. – Ч. 2. – С. 56.
86. Курносов, Д.А. Микропроцессорная адаптивная система управления топливоподачи дизельной установки/ Д.А. Курносов, С.Н. Курносова// Совершенствование тракторных конструкций и узлов: Всес. науч.-техн. конф., М. – 1987. – С. 167–168.
87. Курносов, Д.А. Оценка параметров нелинейного привода манипулятора/ Д.А. Курносов, С.Н. Курносова// Роботы и робототехнические системы: материалы III Всес. конф., Челябинск. – 1984. – С. 144–152.
88. Курносов, Д.А. Проектирование системы автоматического управления моторно-трансмиссионной установки/ Д.А. Курносов, С.Н. Курносова// Всес. науч.-техн. конф. по тракторостроению, Челябинск. – 1988. – С. 3.
89. Курносов, Д.А. Синтез алгоритма адаптивного управления манипулятором/ Д.А. Курносов, С.Н. Курносова// Автоматическое управление и устройства в робототехнических системах. – Челябинск. – 1986. – С. 21–25.
90. Курносов, Д.А. Синтез идентификационных алгоритмов управления силовой установкой с двигателем внутреннего сгорания/ Д.А. Курносов, В.И. Долбенков// Автоматическое регулирование и элементы исполнительных систем. – Челябинск. – 1987. – С. 99–101.

91. Курносков, Д.А. Управление вентильным исполнительным электроприводом летательных аппаратов/ Д.А. Курносков, С.Г. Воронин, Н.Ю. Кулёва// Научные чтения по авиации, посвящённые памяти Н.Е. Жуковского. – 2016. – № 4–2. – С. 169–177.
92. Курносова, С.Н. Система автоматического регулирования скорости транспортного дизеля на базе микропроцессора/ С.Н. Курносова, Д.А. Курносков// Применение микропроцессорной техники в системе управления автомобилем: Всес. науч.-техн. конф. – Минск. – 1988. – С. 21–22.
93. Ляпунов А.М. Собрание сочинений. Т. II. М.–Л., Издательство АН СССР, 1956.
94. Маргацкая, Е.А. Об устойчивости системы управления электромагнитным клапаном/ Е.А. Маргацкая, Д.А. Курносков, С.Г. Воронин// Энерго- и ресурсосбережение в теплоэнергетике и социальной сфере: материалы Междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов, ученых. – 2015. – Т. 3. – № 1. – С. 179–184.
95. Мартынов, В.А. Математическое моделирование режимов работы многофазных синхронных двигателей с постоянными магнитами/ В.А. Мартынов, А.Н. Голубев, А.В. Алейников// Вестник ИГЭУ. – 2013, Вып. 2.
96. Мееров М.В. Синтез структур систем автоматического регулирования высокой точности. – М.: Наука, 1967.
97. Микродвигатели для систем автоматики (технический справочник)/ Под ред. Э.А. Лодочникова, Ю.М. Юферова. – М.: Энергия, 1969.
98. Никулин, В.Б. Влияние технологических погрешностей электрической машины БДПТ на величину пульсаций вращающего момента / В.Б. Никулин // Элементы, устройства и математическое обеспечение информационно-преобразовательных систем: сб. науч. тр. – Рязань: РРТИ, 1985. – С. 41–47.
99. Овчинников И.Е., Лебедев Н.И. Бесконтактные двигатели постоянного тока. Л., "Наука", 1979. – 270 с.

100. Осин И.Л., Колесников В.П., Юферов Ф.М. Синхронные микродвигатели с постоянными магнитами. – М.: Энергия, 1976.
101. Панкратов, В.В. Вентильный электропривод: от стиральной машины до металлорежущего станка и электровоза// Электронные компоненты. – 2007. – № 2.
102. Параев Ю.И. Алгебраические методы в теории линейных систем управления. – Томск: Изд-во Томск. ун-та, 1980. – 138 с.
103. Перельман И.И. Оперативная идентификация объектов управления. – М.: Энергоиздат, 1982. – 272 с.
104. Рассудов, Л.Н. Разработка и исследование методов улучшения точности и динамики прямого сервопривода: 05.09.03 - Электротехнические комплексы и системы: Диссертация кандидата технических наук / Л.Н. Рассудов, МЭИ. – 2016 . – 132 с.
105. Рефки, А. Сравнительный анализ векторного управления и прямого управления моментом синхронного электродвигателя с постоянными магнитами/ А. Рефки, А.С. Каракулов, Ю.Н. Дементьев, С.Н. Кладиев// Известия Томского политехнического университета. – 2011. Т. 319. № 4. – с. 93-99.
106. Рефки, А. Микропроцессорная система прямого управления моментом электроприводов на базе синхронного двигателя с постоянными магнитами/ А. Рефки, А.С. Каракулов, Ю.Н. Дементьев, С.Н. Кладиев// Известия вузов. Электромеханика. – 2011. - № 6. – с. 62-66.
107. Росин М.Ф. Статистическая динамика и теория эффективности систем управления. – М.: Машиностроение, 1970. – 336 с.
108. Рубан А.И. Адаптивное управление с идентификацией. – Томск: Изд-во Томск. ун-та, 1983. – 134 с.
109. Самосейко В.Ф. Теоретические основы управления электроприводом. – СПб.: ЭЛМОР. – 2007. - 459 с.

110. Сейдж Э.П., Мелса Д.Л. Идентификация систем управления. – М.: Наука, 1984. – 248 с.
111. Сизякин, А. Управление вентильными электродвигателями на базе системы iMotion компании International Rectifier/ А. Сизякин, М. Румянцев// Силовая электроника. – 2012, № 2 . – с. 38-43.
112. Сериков, С.А. Управление вектором тока тягового вентильного электродвигателя силовой установки гибридного автомобиля//PR_tex.pdf
113. Сильвестров А.Н., Чинаев П.И. Идентификация и оптимизация автоматических систем. – М.: Энергоатомиздат, 1987.
114. Синхронный двигатель с постоянными магнитами// Инженерные решения (<http://engineering-solutions.ru/motorcontrol/pmsm>).
115. Сипайлов Г.А., Лоос А.В. Математическое моделирование электрических машин: Учебное пособие для студентов вузов. – М.: Высшая школа, 1980. – 176 с.
116. Сипайлов Г.А., Кононенко Е.В., Хорьков В.А. Электрические машины (специальный курс). – М.: Высшая школа, 1987.
117. Современные методы идентификации систем/ Под ред. П. Эйкхоффа. – М.: Мир, 1983. – 400 с.
118. Современные типы синхронных двигателей переменного тока с постоянными магнитами на роторе и способы управления ими/ А.С. Поздеев, В.М. Казакбаев, В.А. Прахт, В.А. Дмитриевский// Энерго- и ресурсосбережение. – 2015. – Т. 1, УрФУ, с. 188-192.
119. Справочник по теории автоматического управления/ Под ред. А.А. Красовского. – М.: Наука, 1987. – 712 с.
120. Терехов В. М. Системы управления электроприводов: учебник для студ. высш. учеб. заведений. Под ред. В.М.Терехова. — 2-е изд., стер. — М.: Издательский центр «Академия», 2006. — 304 с.
121. Томасов, В.С. Алгоритмы компенсации пульсаций момента прецизионного электропривода на базе синхронной машины с постоянными маг-

нитами/ В.С. Томасов, С.Ю. Ловлин, А.В. Егоров// Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. – 2013, № 2 (84). – с. 77-83.

122. Трещев И.И. Электромеханические процессы в машинах переменного тока. – Л.: Энергия, 1980.

123. Управление вентильными электроприводами постоянного тока/ Е.Л. Лебедев, В.Е. Неймарк, О.Я. Пистрак, О.В. Слежановский. – М.: Энергия, 1970. – 200 с.

124. Уткин В.И. Скользящие режимы в задачах оптимизации и управления. – М.: Наука, 1981.

125. Фираго, Б.И. Работа трёхфазных вентильных двигателей переменного тока при скорости выше основной// Проблемы энергосбережения в электротехнических системах. 2011. № 1.

126. Черноруцкий Г.С., Сибрин А.П., Жабреев В.С. Следящие системы автоматических манипуляторов/ Под ред. Г.С. Черноруцкого. – М.: Наука, 1987. – 272 с.

127. Цыпкин Я.З. Основы теории автоматических систем. – М.: Издательство «Наука», 1977. - 560 с.

128. Шаркович, Р.П. Анализ векторного управления синхронных двигателей с постоянными магнитами// БНТУ. – 2015 (<http://www.bntu.by/news/67-conference-mido/3183-2015-11-22-10-24-42.html>).

129. Шевченко, А. Ф. Векторное управление током статора синхронного двигателя с постоянными магнитами привода погружного насоса / А. Ф. Шевченко // Научный вестник НГТУ. – 2011. – № 2 (43). – С. 161–174.

130. Шевченко А.Ф. Статическая устойчивость синхронных машин с постоянными магнитами // Электричество. 2007, № 8. - С. 68–73.

131. Хасанов, З.М. Быстродействующий алгоритм адаптивного управления электроприводами в технологии производства кварцевой трубы / З. М.

Хасанов // Радиоэлектроника, информатика, управление. 2001. № 2. С. 147–153.

132. Хафизов, Г.Т. Векторное управление вентильным электроприводом с регулированием угла коммутации: 05.09.03 - Электротехнические комплексы и системы: Диссертация кандидата технических наук / Г.Т. Хафизов, ЮУрГУ (НИУ). – 2017. – 236 с.

133. Хафизов, Г.Т. Использование фильтров инвариантного погружения в бездатчиковой системе векторного управления вентильным двигателем/ Г.Т. Хафизов, Д.А. Курносов, С.Г. Воронин// Известия Уральского государственного горного университета. – 2016. – Вып. 4(44). – С. 72–75.

134. Ходько С.Т. Проектирование систем управления с нестабильными параметрами. – Л.: Машиностроение, 1987. – 232 с.

135. Электропривод аппарата искусственной вентиляции легких [Текст]: Отчет о НИР (заключ.) / ООО «Медэлт»; рук. Коробатов Д.В. – Челябинск, 2010. – 112 с.

136. Юферов Ф.М. Электрические машины автоматических устройств. – М.: Высшая школа, 1988.

137. Авт. свид. 1271988 СССР, МПК7 F 02 D 41/00. Регулятор частоты вращения двигателя внутреннего сгорания/ А.А. Ахматов, В.И. Долбенков, Г.В. Зырянов, С.Н. Курносова, Д.А. Курносов. – № 3922663/25-06; заявл. 26.06.1985; опубл. 23.11.1986, Бюл. № 43.

138. Авт. свид. 1408095 СССР, МПК7 F 02 D 41/14. Регулятор частоты вращения двигателя внутреннего сгорания/ А.А. Ахматов, С.Н. Курносова, Д.А. Курносов. – № 4148437/25-06; заявл. 18.11.1986; опубл. 07.07.1988, Бюл. № 25.

139. Авт. свид. 1576705 СССР, МПК7 F 02 D 41/14. Регулятор частоты вращения двигателя внутреннего сгорания/ Д.А. Курносов, С.Н. Курносова. – № 4423705/25-06; заявл. 17.05.1988; опубл. 07.07.1990, Бюл. № 25.

140. Пат. 2401500 Российская Федерация, МПК7 Н 02 Р 6/12. Способ обеспечения живучести многофазного вентильного двигателя/ С.Г. Воронин, Д.А. Курносов, П.О. Шабуров, Д.В. Коробатов, А.Н. Кононов, Н.А. Кононов, И.С. Антонов. – № 2009132381/07; заявл. 28.08.2009; опубл. 10.10.2010, Бюл. № 28.
141. Пат. 138243 Российская Федерация, МПК7 H02P6/16, H02P6/14, H02P6. Вентильный электропривод/ Д.А. Курносов, Б.Д.Шумаков, С.Г.Воронин, А.И.Согрин, А.С.Кульмухаметова. – № 2013150339; заявл. 11.11.2013; опубл. 10.03.2014.
142. Пат. 2398349 Российская Федерация, МПК7 H02P27/04, H02P23/08. Способ фазового управления асинхронным двигателем/ Л.Н. Макаров, Д.Б. Изосимов.
143. Отчет о научно-исследовательской работе № 4, 2012, № гос. регистрации 01201062035.
144. http://www.pes-rus.ru/catalog/pdf/rotary_encoder.pdf
145. <http://www.ti.com/tool/tmdxdock28069>
146. <http://www.ti.com/tool/ccstudio>
147. 3-Phase PM Synchronous Motor Vector Control Using a 56F80x, 56F8100, or 56F8300 Device/ L. Prokop, P. Grasblum// Freescale Semiconductor Application Note 1931. – 2005. – Rev. 3, no. 1.
148. Atul, Sood1 Analysis of Direct Torque Control of PMSM Drive Using Different Inverter Topologies/ Atul Sood1, Dr. Anil Kumar Rai, Ritesh Sharma and K. K. Prajapat //Department of Energy Tehnology-Pontoppidanstrde 101 Aalborg University, Denmark.
149. Blaschke, F. The principle of field-orientation as applied to the transvector closed loop control system for rotating-field machines// Siemens Review. – 1972. – vol. 34, no. 1, pp. 217-220.
150. Bogosyan, S. Adaptive Torque Ripple Minimization of Permanent Magnet Synchronous Motors for Direct Drive Applications / S. Bogosyan, M.

Gokasan // Proc. of the IEEE IAS Annual Meeting. – 1995. –V. 1, Orlando, FL, P. 231–237.

151. Busca, Cristian Open Loop Low Speed Control for PMSM in High Dynamic Applications. – Denmark: Aalborg university, 2010. – 110 c.

152. Campbell-Kelly, M., Croarken, M. and Robson, E. The History of Mathematical Tables From Sumer to Spreadsheets// 1rd ed., New York, USA: Oxford University Press, 2003.

153. Goto, M. and Kobayashi, K. An analysis of the cogging torque of a DC motor and a new technique of reducing the cogging torque// Electrical Engineering in Japan, vol. 103, no. 5, pp. 113-120, 1983.

154. Hai, L. Model reference adaptive backstepping based direct torque control of PM synchronous motor drives/ L. Hai, W.-S. Yan, H. Li, Y. Wei// 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, ICIEA, 2009, no. 5138380, pp. 1173-1178.

155. Hung, J.Y. and Chow, Mo-Yuen Optimal excitation of a permanent magnet synchronous motor having an open-circuit phase// IEEE 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society, vol. 2, pp. 1130-1133, 2002.

156. Iqbal, H. Minimization of Torque Ripple in SRM Drives// IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, no. 1, pp. 28-39, 2002.

157. Jahns, T.M. and Soong, W.L. Pulsating torque minimization techniques for permanent magnet ac motor drives: a review// IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 43, pp. 321–330, 1996.

158. Jash, K. Vector Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based On Sinusoidal Pulse Width Modulated Inverter with Proportional Integral Controller/K. Jash, P. K. Saha, G. K. Panda// Int. Journal of Engineering Research and Applications, Vol. 3, I. 5, Sep-Oct 2013, pp.913-917.

159. Jang, J.-H. Sensorless drive of SMPM motor by high frequency signal injection / J.-H. Jang, S.K. Sul. – 2002, p. 7.

160. Jevremovic V.R., Marcetic D.P. Closed-Loop Flux-Weakening for Permanent Magnet Synchronous Motors, 2006.
161. Korobotov, D.V. Controlled synchronous mode in a ventilator/ D.V. Korobotov, A.S. Kulmukhametova, A.A. Shevchenko// Electrical equipment and systems: collection of scientific papers. – 2012. – no. 20, pp. 79-82.
162. Kulmukhametova, A.S. Implementation of vector control and synchronous mode SMPM/ A.S. Kulmukhametova, D.V. Korobotov, A.S.// Proceedings of the International Scientific and Technical Conference in 3 tons “State and Prospects of Electrotechnology”. – 2013. – no. 3, pp. 111-113.
163. Kurnosov, D.A. Vector-Controlled Regulation of the Valve Electric Drive Rotation Speed/ D.A. Kurnosov// International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON–2015), IEEE. – 2015. – PP. 7147117.
164. Kurnosov, D.A. Adaptive modal control of one-dimensional dynamic object with incomplete information/ D.A. Kurnosov, S.N. Kurnosova// Control System Synthesis: Theory and Application: Proceedings of the International Workshop. – Novosibirsk. – 1991. – PP. 43–48.
165. Luenberger, D.G. An introduction to observers// IEEE Transaction. Aut. Contr., vol. AC-16, no. 6, PP. 596-602, 1966.
166. Mahmoudi, H. Flux-Weakening Control of Permanent Magnet Synchronous Machines/ H. Mahmoudi ,A. Lagrioui// Journal of Theoretical and Applied Information Technology. – 2011. V. 34. no.2. – pp. 110-117.
167. Margatskaya, E.A. Differential Optical Sensor for Measuring Small Linear Displacement/ E.A. Margatskaya, D.A. Kurnosov// Conference Proceedings Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM), IEEE Xplore. – May 2017.
168. Martin, T. Practical Field Weakening Current Vector Control Calculations for PMSM in Vehicle Applications/ T. Martin, R. Burke// EVS27, Barcelona, Spain, November 17-20, 2013.

169. Martynov, V.A. Accounting of Relative Motion of Gear Cores while Calculating the Set Modes of Synchronous Machines with Numerical Methods// Electricity, no. 10, pp. 59-60, 1985.
170. Open Loop Low Speed Control for PMSM in High Dynamic Applications// PED 4 – 1031.
171. Paulus, D. Sensorless control of synchronous machines based on direct speed and position estimation in polar stator-current coordinates/ D. Paulus, J.-F. Stumper, R. Kennel// IEEE Transaction on Power Electronics. – 2013, no. 28(5). – pp. 2503-2513.
172. Pellegrino, G. Performance comparison between Surface Mounted and Interior PM motor drives for Electric Vehicle application/ G. Pellegrino, A. Vagati, P. Guglielmi, B. Boazzo// IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2012. v. 59. no. 2, pp. 803-811.
173. Platnic, M. Implementation of Vector Control for PMSM Using the TMS320F240 DSP/ M. Platnic// Texas Instruments. Application Report SPRA494. – 1998.
174. Rezaie, J. Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Adaptive Genetic Parameter Estimation/ J. Rezaie, M. Gholami, R. Firouzi, T. Alizadeh, K. Salashoor// Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science. – 2007.
175. Sabra, M. Nonlinear Control of Interior PMSM Using Control Lyapunov Functions/ M. Sabra, B. Khasawneh, M.A. Zohdy// Journal of Power and Energy Engineering. – 2014. no. 2. – pp. 17-26.
176. Shaburov, P.O. Providing for the operating capability of an electric drive with a converter-fed motor under single failures in the power line/ P.O. Shaburov, S.G. Voronin and D.A. Kurnosov// Electricity, no. 11, pp. 39-42, 2010.
177. Soltani, J. Stator-Flux-Oriented Based Encoderless Direct Torque Control for Synchronous Reluctance Machines Using Sliding Mode Approach/ J.

Soltani, A. Zarchi, A. Markadeh // World Academy of Science, Engineering and Technology, no. 58, pp. 883-889.

178. Song, Chi. Position-Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Machines over Wide Speed Range// Dissertation. The Ohio State University. – 2007.

179. Takahashi, I. A new quick response and high-efficiency control strategy of an induction motor/ I. Takahashi, T. Noguchi// IEEE Transactions and Applications. – 1986, vol. IA-22, no. 5. – pp. 820-827.

180. Torque Control in Field Weakening Mode// Master Thesis Group PED 4-1038C. Aalborg University. – 2009.

181. Vas, P. Sensorless vector and direct torque control :monograph in electrical and electronic engineering / P. Vas. – Oxford University Press, 1998. –725 p.

182. Voronin, S.G. Electromagnetic and resistance torque on a synchronous motor shaft with permanent magnet excitation/ S.G. Voronin, D.A. Kurnosov, D.V. Korobotov, P.O. Shaburov, A.S. Kulmukhametova // Russian Electrical Engineering.– N. 83(2). – PP. 61–63. – 2012.

183. Voronin, S.G. Mathematical Model of Dynamic Processes in the Electric Drive of Valves/ S.G. Voronin, D.A. Kurnosov, P.O. Shaburov, A.S. Kulmukhametova// Electrical Equipment and Systems: Collection of Scientific Papers. – 2012. – N. 20. – PP. 132–140.

184. Voronin, S.G. Vector control of permanent-magnet synchronous motors/ S.G. Voronin, D.A. Kurnosov, A.S. Kulmukhametova// Russian Electrical Engineering. – 2013. – N. 84(10). – PP. 581–585.

185. Voronin, S.G. Mathematical Model of Synchronous Motor in Small Oscillation Mode/ S.G. Voronin, D.V. Korobotov, D.A. Kurnosov, A.S. Kulmukhametova// International Conference on Mechanical Engineering, Automation and Control Systems (MEACS–2014), IEEE. – 2014. – PP. 1–4.

186. Voronin, S.G. Effect of different winding switching methods on regulating and energetic characteristics of synchronous motor with permanent magnet

excitation/ S.G. Voronin, D.A. Kurnosov, D.V. Korobotov, A.S. Kulmukhametova// *Procedia Engineering*. – 2015. – N. 129. – PP. 962–969.

187. Voronin, S.G. Correction of rotor rotation irregularity of permanent magnet synchronous motor in a controlled synchronous mode/ S.G. Voronin, D.A. Kurnosov, D.V. Korobotov, A.S. Kulmukhametova// *Procedia Engineering*. – 2015. – N. 129. – PP. 956–961.

188. Voronin, S.G. Analysis of the Phase Control of Synchronous Electric Motor with Permanent Magnets/ D.A. Kurnosov, S.G. Voronin// *Conference Proceedings Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM), IEEE Xplore*. – May 2017.

189. Voronin, S.G. Dynamic models of the electric motors at different combinations of parameters/ S.G. Voronin, D.V. Korobotov, R.T. Kiyakpaev, A.S. Kulmukhametova// *Proceedings of the Academy of Electrical Sciences*. – 2011. – PP. 58-63.

190. Wang, S.-J. A flux estimation method for a permanent-magnet synchronous motor / S.-J. Wang, C.-H. Fang , S.-K. Lin. // *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. – 2004. –№ 282. – P. 355–359.

191. Wang, X. Speed-sensorless direct torque control system of permanent magnet synchronous motor/ X. Wang, Y. Xing, Y. Liu, D. Yang// *Dongbei Daxue Xuebao, Journal of Northeastern University*. – 2012. – no. 33(5). – pp. 618-621.

192. Wu, A.P. and Chapman, P.L. Cancellation of Torque Ripple Due to Non-linearities of Permanent Magnet Synchronous Machine Drives// *IEEE Power Electronics Specialist Conference*, pp. 256-261, 2003.

193. Zhao, Y. Position/Speed Sensorless Control for Permanent-Magnet Synchronous Machines// *Theses and Dissertations from Electrical & Computer Engineering*. University of Nebraska, 2014.

194. Zhu, Z.Q., Ruangsinchaiwanich, S. and Howe, D. Synthesis of Cogging Torque Waveform from Analysis of a Single Stator Slot// IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, pp. 125-130, 2005.

195. Zhu, Z. Q. Online Optimal Flux-Weakening Control of Permanent Magnet Brushless AC Drives/ Z. Q. Zhu, Member, Y. S. Chen, D. Howe// IEEE Transactions on Industry Applications. – 2000. V.36, no.6. – pp. 1661-1668.

УТВЕРЖДАЮ
Ректор ФГАОУ ВО
«Южно-Уральский государственный
Университет (национальный
исследовательский университет)»,
д-р техн. наук, профессор
А.Л. Шестаков
2018 г.



АКТ

об использовании результатов докторской диссертационной работы
Курносова Дмитрия Александровича в учебном процессе

Комиссия в составе:

Председатель – Карташев А.Л., д-р техн. наук, профессор, декан
аэрокосмического факультета, заместитель заведующего кафедрой
летательных аппаратов

Члены: Клиначев Н.В., канд. техн. наук, доцент кафедры
летательных аппаратов;
Шабуров П.О., канд. техн. наук, доцент кафедры летательных
аппаратов.

составили настоящий акт в том, что результаты докторской диссертационной работы Курносова Д.А. «Развитие теории и принципов векторного управления вентильным электроприводом на базе синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов» используется Федеральным государственным автономным образовательным учреждением высшего образования «Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет)» в учебном процессе при подготовке бакалавров, магистров и аспирантов направления подготовки «Электроэнергетика и электротехника».

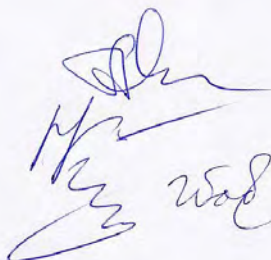
В дисциплинах учебных планов указанного направления подготовки, таких как «Электропривод летательных аппаратов», «Математические модели электрооборудования летательных аппаратов», «Интеллектуальные системы управления электромеханическими комплексами», «Векторное управление в автоматизированных комплексах», «Энергетическая эффективность автоматизированных электромеханических комплексов и систем», используются следующие научные результаты диссертации Курносова Д.А.:

- комплексная математическая модель вентильного двигателя, включающая в себя полноразмерную динамическую модель, приближённые модели, линеаризованную модель, передаточные функции вентильного двигателя по различным каналам регулирования и т.д.;
- аналитические условия устойчивости вентильного двигателя;
- наблюдатели состояния и нелинейные фильтры для оценки неизмеряемых координат вентильного двигателя, основанные на моделях вентильного двигателя;
- метод фазового управления вентильным двигателем, относящийся к классу векторных методов управления;
- алгоритмы и структуры систем фазового управления вентильным двигателем.

Использование перечисленных научных результатов в учебном процессе позволяет формировать у обучающихся более полное представление о современном состоянии теории вентильных электроприводов на базе синхронных машин с возбуждением от постоянных магнитов и теории векторного управления вентильными двигателями.

Председатель

Члены комиссии



А.Л. Карташев

Н.В. Клиначев

П.О. Шабуров



УТВЕРЖДАЮ

Директор

ООО «СТАНКОМАШ»

Виттенберг С.А.

2018 г.

АКТ

об использовании результатов диссертационной работы
Курносова Дмитрия Александровича

Результаты диссертационной работы Курносова Д.А. «Развитие теории и принципов векторного управления вентильным электроприводом на базе синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов», представленной на соискание учёной степени доктора наук, использованы при разработке тягового электропривода универсальной роботизированной платформы с электромеханической трансмиссией.

Характеристика разработок:

1. С целью повышения энергетических параметров привода за счёт оптимального регулирования напряжения и угла коммутации электропривода был произведён расчёт двух вариантов исполнения тягового привода на основе вентильного двигателя с постоянными магнитами: с неизменяемой обмоткой вентильного двигателя (вариант с длинной обмоткой двигателя) и с переключаемой обмоткой двигателя (вариант с переключением обмотки с длинной на короткую).
2. В варианте двигателя с длинной обмоткой за счёт оптимизации рабочих режимов был расширен диапазон регулирования частоты вращения и момента в области малых частот вращения.
3. В варианте двигателя с переключаемой обмоткой за счёт оптимизации режимов работы по сравнению со случаем фиксированной обмотки двигателя средний КПД вырос на 14%, коэффициент мощности – на 33%, а средний ток снизился на 40% от исходного уровня.

Главный конструктор
направления

С.А. Харин

5.03.18г.

УТВЕРЖДАЮ
Главный инженер
ОАО «МиассЭлектроАппарат»
В.А. Халявин
«___» _____ 2018 г.



АКТ

об использовании результатов диссертационной работы
Курносова Дмитрия Александровича

Комиссия в составе:

Председатель – Рользинг А.А.

**Члены: Огилько В.И.
Шабуров П.О.**

составили настоящий акт в том, что результаты диссертационной работы Курносова Д.А. «Развитие теории и принципов векторного управления вентильным электроприводом на базе синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов», представленной на соискание учёной степени доктора наук, используется в схеме электронного блока управления для электродвигателя ДБ-72 производства ОАО «МиассЭлектроАппарат» электропривода аппарата искусственной вентиляции лёгких.

Характеристика переданных разработок:


При решении вопросов демпфирования колебаний ротора вентильного двигателя аппарата искусственной вентиляции лёгких предложен способ решения проблемы колебательности ротора электрическими методами, основанный на организации дополнительной обратной связи по вариации момента нагрузки. При изменении нагрузки двигателя, которое оценивается наблюдателем по измеряемым фазным токам и напряжениям, формируется дополнительный фазовый сдвиг напряжения питания двигателя с целью компенсации колебаний нагрузки. В отличие от

традиционного частотно-токового векторного управления фазовое управление существенно проще в реализации и настройке, не требует для своей работы использования прямых и обратных координатных преобразователей Парка и Кларк, а при наличии датчика углового положения ротора не нуждается в измерении фазных токов двигателя. В рамках фазового управления ВД решена задача демпфирования колебаний ротора в синхронном режиме работы при изменениях нагрузки электропривода.

Такой подход позволил добиться практической инвариантности электропривода искусственной вентиляции лёгких к изменениям нагрузки, не усложнять конструкцию электродвигателя себестоимость его изготовления.

Главный конструктор

ОАО «МиассЭлектроАппарат»



12.03.18

А.А. Рользинг

В.И. Огилько

П.О. Шабуров



ПРЕДПРИЯТИЕ ГОСКОРПОРАЦИИ «РОСАТОМ»
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ
УНИТАРНОЕ ПРЕДПРИЯТИЕ
«ПРОИЗВОДСТВЕННОЕ
ОБЪЕДИНЕНИЕ
«МАЯК»
ФГУП «ПО «МАЯК»

Приборно-механический завод

АКТ

№ _____

УТВЕРЖДАЮ

Главный инженер
ФГУП «ПО «МАЯК»



об использовании результатов диссертационной работы
Курносова Дмитрия Александровича

Результаты диссертационной работы доцента кафедры «Летательные аппараты» ЮУрГУ Курносова Д.А. «Развитие теории и принципов векторного управления вентильным электроприводом на базе синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов», представленной на соискание ученой степени доктора наук, используются в производственной и научно-исследовательской деятельности ФГУП «ПО «МАЯК» при автоматизации технологических процессов. Работа выполнялась при господдержке в рамках гособоронзаказа по договору «Разработка алгоритмов управления электроприводами регулирующей арматуры» от 25.04.2008 № 2008245, по договору «Разработка аппаратно-программных средств повышения надежности электропривода на базе вентильного электродвигателя» от 15.02.2009 № 2009095, по договору «Разработка и изготовление резервированного блока управления электроприводом запорной и регулирующей арматуры» от 15.04.2010 № 2010143.

Характеристика переданных разработок:

1. Разработан моделирующий комплекс электропривода запорной арматуры, включающий имитационную модель технологического процесса. С помощью разработанного моделирующего комплекса были уточнены параметры закона управления, отработано аппаратное, алгоритмическое и программное обеспечение системы управления электропривода для основных режимов работы запорной арматуры.

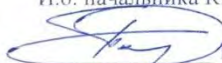
2. Разработанные алгоритмы управления электроприводом запорной арматуры полностью удовлетворяют требованиям по режимам работы запорной арматуры, включая требование ограничения момента при управлении технологическими процессами для защиты от заклинивания запорной арматуры.

Главный инженер завода


С.А. Маркин

СОГЛАСОВАНО:

И.о. начальника КПС КИП и А

 И.В. Падилько
12.03.2018

Ведущий инженер-электроник
КПС КИП и А, д.т.н.

 А.Н. Кононов
12.03.2018
