## Оглавление

ВВЕДЕНИЕ	<u>3</u> .
СЛАВА 1. ОБОСНОВАНИЕ ПРИМЕНЕНИЯ ВЕКТОРНОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ВИЛ <i>(</i>	HB
ГЛАВА 1. ОБОСНОВАНИЕ ПРИМЕНЕНИЯ ВЕКТОРНОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ВИД О И МЕТОДИКИ ЕЁ СИНТЕЗА	12
1.1 Математическое описание ВИД с независимым возбуждением	
1.1 Математическое описание <b>БИД</b> с независимым возъуждением	
1.2.1 Выбор системы базовых величин	
1.2.2 Переход от математического описания в физических единицах к математическому описанию в	
относительных единицах.	
1.2.3 Теоретическая структура СВУ ВИД с НВ в относительных единицах	
1.3 Модель теоретической структуры СВУ ВИД с НВ.	
<u> 1.3.1 Синтез регуляторов тока в о.е</u>	23
1.3.2 Разработка структуры модели бездатчиковой СВУ ВИД с НВ для исследования методами	
математического моделирования.	25
1.3.3 Исследование модели СВУ ВИД с НВ с использованием методов численного моделирования	
Результаты и выводы	30
ГЛАВА 2. СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ МЕТОДОВ УПРАВЛЕНИЯ СИЛОВЫМИ КЛЮЧАМИ ДЛЯ	
СИСТЕМ БЕЗДАТЧИКОВОГО ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ	32
2.1 Основные принципы векторной ШИМ	32
2.2 Обычная 6-ти секторная и оптимизированная 12-ти секторная векторная ШИМ	
2.3 Методы улучшения гармонического состава выходного напряжения.	
2.3.1 Алгоритм компенсации влияния мертвого времени	
2.3.2 Обоснование применения релейного регулирования токов в системах векторного управления	
2.3.3 Принципы релейного регулирования тока	
2.4 Моделирование работы релейного регулятора в среде MATLAB (Simulink)	52
2.5 Экспериментальные стендовые испытания релейного регулятора тока	
Результаты и выводы.	<u>59</u>
ГЛАВА З. РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ БЕЗДАТЧИКОВОГО УПРАВЛЕНИЯ ВИД С НВ	<u>60</u>
3.1 Обзор наблюдателей для систем бездатчикового векторного управления.	61
3.2 Ограничения в системе бездатчикового векторного управления.	
3.3 Наблюдаемость нелинейных систем.	
3.4 Замечание о схожести контура ЭДС в структуре двигателя и контура коррекции в наблюдателе.	
3.5 Математическое описание наблюдателя тока на основе скользящего режима	73
3.6 Применение расширенного фильтр Калмана для задач фильтрации синусно-косинусного сигнала	81
3.7 Способы работы на низких скоростях.	
3.8 Результаты моделирования системы бездатчикового ВУ.	
3.9 Разработка алгоритма бездатчикового подхвата системы векторного управления	
3.10 Математическое обоснование улучшенного наблюдателя	
3.11 Результаты моделирования улучшенного наблюдателя	
Результаты и выводы.	
ГЛАВА 4. СИНТЕЗ АППАРАТНЫХ СРЕДСТВ И РАЗРАБОТКА МОДУЛЬНОГО ПРОГРАММНОГО	107
ОБЕСПЕЧЕНИЯ ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ СИСТЕМЫ БВУ ВИД С НВ	<u>107</u>
4.1 Синтез аппаратных средств для реализации системы БВУ ВИД с НВ.	108
4.1.1 Основные требования к микроконтроллеру для реализации системы БВУ ВИД с НВ	<u>108</u>
4.1.2 Контроллер МК17.3 для системы БВУ ВИД с НВ	
4.1.3 Основные технические данные контроллера МК17.3	
4.2 Разработка унифицированной структуры программного обеспечения для реализации системы управления	
4.3 Использование принципа дискретных автоматов при организации ПО	
4.3.1 Главный дискретный автомат управления системой	
4.3.3 Дискретный автомат сетевых взаимооействий. 4.3.3 Дискретный автомат команд и сигналов управления.	
4.3.4 Дискретный автомат системы управления приводом	
4.3.5 Дискретный автомат отработки защит системы управления.	
4.3.6 Дискретный автомат предупреждений системы.	
4.3.7 Дискретный автомат управления инвертором напряжения.	

4.4 Использование структуры унифицированного программного обеспечения для разработки системы управ	ЛЕНИЯ_
многосекционным ВИД с НВ	
Результаты и выводы	130
ГЛАВА 5. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ СИСТЕМЫ БВУ НА ОПЫТНО-	
ПРОМЫШЛЕННЫХ ОБРАЗЦАХ ВИД С НВ	132
5.1 Описание экспериментального стенда.	133
5.2 Методология настройки системы бездатчикового векторного управления.	
5.2.1 Настройка контура тока id u iq	
5.2.2 Идентификация параметров двигателя.	
5.2.3 Настройка режима пуск двигателя	
5.2.4 Работа в режиме бездатчикового векторного управления	
5.3 Экспериментальные исследования системы БВУ ВИД с НВ на лабораторном стенде	
5.3.1 Сравнение векторной системы управления с датчиком положения и бездатчиковой систем	
результатам моделирования и экспериментов.	
5.3.2 Определение диапазона регулирования	140
5.3.3 Структурная схема системы БВУ с переключаемой структурой	
5.3.4 Выводы по результатам экспериментального исследования системы бездатчикового вект	
управления «ДВИ-3» на лабораторном стенде	149
5.4 Исследование бездатчикового векторного управления на мощном многосекционном ВИД с НВ (ВИД	[ <u>-630-</u>
1500)	149
5.4.1 Исследование векторной системы управления с датчиком положения с реализацией алгори	
<u>подхвата</u>	
5.4.2 Результаты экспериментального исследования системы бездатчикового векторного управ	
реализацией алгоритма подхвата	157
5.5 Результаты опытно-промышленной эксплуатации ВИД-630-1500	
Результаты и выводы.	162
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	<u>16</u> 4
ПРИЛОЖЕНИЕ А	<u>16</u> ′
Структурные блоки имитационной модели системы БВУ, реализованные в среде MATLAB.	16
Упрощенные матричные выражения для фильтра Калмана	16′
ПРИЛОЖЕНИЕ В	16
Структура модульного ПО	169
СПИСОК ПРИНЯТЫХ СОКРАЩЕНИЙ	<u>17</u> 2
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	

### Введение

Данная работа посвящена созданию системы управления одним из наиболее перспективных двигателей – вентильно-индукторным двигателем с независимым электромагнитным возбуждением (ВИД с НВ). Особенность данного двигателя в том, что он не может быть просто включен в силовую сеть, ему обязательно требуется система управления. Современная система управления (СУ) для электродвигателя представляет собой устройство, работающее по принципу модуляции управляющего сигнала. Задача СУ из переменного или постоянного напряжения с использованием силовых полупроводниковых приборов получить регулируемое по частоте и амплитуде ток или напряжение. Наибольшее распространение получили мостовые инверторы напряжения в составе преобразователя частоты (ПЧ).

В современном мире большинство электродвигателей работают с использованием принципа регулирования координат электропривода, что обусловлено, главным образом, требованием энерго- и ресурсосбережения. Вентильно-индукторный двигатель не может быть нерегулируемым, ему требуется устройство управления, которое, конечно же, увеличивает суммарную стоимость. Однако современная тенденция развития электропривода требует наличия устройства управления практически для любого двигателя и это хорошо согласуется с идеологией вентильно-индукторного привода (ВИП).

Говоря о современном состоянии развития вентильно-индукторного двигателя, всегда необходимо понимать, что задача создания системы управления ВИД решается на этапе проектирования ВИД. Только совместные усилия разработчиков системы управления и конструкторов ВИД дают положительный эффект, способный вывести вентильно-индукторный электропривод на новый уровень качества. В данной работе будут представлены уникальные машины разработанные в МЭИ(ТУ) на кафедре

ЭКАО в группе Русакова А.М. и не менее уникальные системы управлении разработанные на кафедре АЭП в группах Острирова В.Н. и Козаченко В.Ф.

На кафедре ЭКАО в научной группе Русакова А.М. создана методика проектирования ВИД с независимым возбуждением (НВ), в том числе и многосекционных, в которых исключены взаимные магнитные связи, как между фазными обмотками, так и между секциями. Новые двигатели по структуре магнитных связей подобны синхронным двигателям с неявновыраженными полюсами. Отсутствие межфазных магнитных связей принципиально упрощает математическое описание, что создает предпосылки для реализации качественного векторного управления с применением современных специализированных микроконтроллеров.

Диссертация является итогом научно-исследовательской работы по созданию системы векторного управления ВИД с НВ, с поддержкой бездатчикового режима. Перед соискателем была поставлена следующая задача - разработка системы бездатчикового векторного управления мощным 4-х секционным ВИП, предназначенным для работы в ответственных применениях. Опытный образец двигателя мощностью 630 кВт спроектирован на кафедре ЭКАО, силовой преобразователь разработан на кафедре АЭП в научной группе Острирова В.Н.. Проектируемый ВИП, исходя из предназначения, должен соответствовать требованиям повышенной надежности. К приводу предъявляются требования по высокой степени резервирования за счет секционирования. ВИП должен работать с вентиляторной нагрузкой, поэтому особых требований по быстродействию не предъявляется.

Рассматриваемый в работе вентильно-индукторный двигатель имеет важное отличие от традиционной конструкции ВИД. Вместо пассивного ротора используется радиально-аксиальный поток возбуждения создаваемый дополнительной обмоткой на статоре, который делает ротор активным. Хотя ротор и не имеет никаких обмоток, тем не менее, по электромагнитному состоянию он становится в чем-то похожим на ротор синхронной машины.

Основным достоинством такой машины является возможность модулировать поток разнополярным током, а при соответствующей конструкции получить форму ЭДС близкую к синусоидальной. В результате оказывается возможным применить к ВИД с электромагнитным возбуждением принцип векторного управления. Более того, правильный выбор геометрии машины позволяет сделать ее трехфазной, а значит, управление можно осуществлять от стандартного ПЧ. Привод получает весомое конкурентное преимущество — машина дешевле аналогов, а для управления можно использовать стандартный 3-х фазный мостовой инвертор с векторной системой управления.

Векторное управление широко применятся в процессах, где необходимо точное поддержание скорости или момента. Более широкий взгляд показывает, что векторное управление в первую очередь обеспечивает правильную дозировку энергии — КПД привода с векторной системой управления выше, чем у других систем. Современная система управления ПЧ обязана иметь возможность выбора векторного управления, иначе она оказывается все рынка. С экономической точки зрения это выражается меньшим энергосбережением, а с технической — худшими показателями качества регулирования.

Применение векторной системы управления для ВИД с электромагнитным возбуждением, с этой точки зрения, лежит в русле современных представлений о надежном и качественном электроприводе. В свою очередь, современные микропроцессорные средства позволяют реализовать алгоритмы векторного управления предельно быстро, эффективно, относительно недорого, и поэтому не влияют на конечную стоимость изделия.

Сегодня, системы управления предоставляют настолько широкий набор функции, что их можно назвать интеллектуальными системами управления электроприводом. Под интеллектом подразумевается набор качеств, способствующих автономному выполнению технологической задачи с

минимальным вниманием со стороны обслуживающего персонала. Это алгоритмы самодиагностики и выявления неисправностей, выполнение локальной задачи автоматизации с передачей информации в систему верхнего уровня, возможность работы в нескольких режимах управления, при неисправности переключаться на другие возможные режимы, надежность алгоритмов управления двигателем с возможностью перехода на другие алгоритмы при неисправности основного.

Задачи такого рода успешно решаются с помощью дискретных управляющих автоматов. Однако существует особый род задач связанный непосредственно с управлением двигателем и надежностью такого управления – это резервирование датчика положения вала. Во-первых, установка датчика положения приводит к увеличению стоимости изделия. Стоит также отметить, что если для маломощных двигателей задача сопряжения датчика положения решается просто, то для мощных двигателей существует ряд серьезных ограничений. Сопряжение вала двигателя и датчика положения не всегда возможно, а если возможно, то требует серьезной настройки. Кроме этого, датчик в процессе работы подвергается различного рода факторам – нагрев, электромагнитные помехи, вибрация. Линия передачи данных подвержена влиянию электромагнитных помех. Узел микроконтроллера, принимающий и обрабатывающий сигнал, также имеет конечную надежность. Все это ставит под вопрос надежность работы датчиковой системы управления двигателем, и рождает такое направление как управление без датчика положения – бездатчиковое управление.

В настоящее время в мире ведутся разработки и исследования различных вариантов построения бездатчиковых систем. Это касается практически всех типов двигателей переменного тока — асинхронного, синхронного, вентильно-индукторного. Целью данной работы было создание бездатчиковой системы управления для вентильно-индукторного двигателя с независимым электромагнитным возбуждением (ВИД с НВ). В ходе работы предполагалось найти оптимальный алгоритм идентификации положения для

создания бездатчиковой векторной системы управления. На основе опыта крупнейших мировых фирм и исследовательских институтов было изучено и проанализировано несколько подходов и вариантов построения таких систем. Для того, чтобы выяснить, насколько данные подходы оправданы и выявить оптимальный метод, было разработано несколько математических моделей и проведено моделирование в среде MatLab. В ходе работы также потребовалось изучить дополнительную математическую базу для исследования устойчивости системы управления и определения влияния изменений параметров двигателя на качество регулирования. Полученные алгоритмы реализованы с использованием микропроцессорной техники, как с применением датчика положения, так и без него. Проведено теоретическое и экспериментальное исследование полученной системы.

Особенностью данной работы является использование наблюдателей состояния на основе скользящего режима. Они обладают рядом привлекательных свойств с точки зрения построения систем автоматического управления. Одна из особенностей, связанная с независимостью их от характеристик управляемого объекта дает возможность наделить их желаемыми свойствами. Существование теории релейных систем, систем с переменной структурой, при реализации законов оптимального управления, приводят к необходимости изучения общей теории дифференциальных уравнений с разрывными правыми частями, для которых в общем случае неприемлемы методы классической теории дифференциальных уравнений. Поэтому, вначале многие исследования проводились или экспериментально, или с использованием моделирования.

В результате проделанной работы были получены неплохие показатели регулирования для ВИД с НВ, которые нашли свое применение в промышленной серии преобразователей частоты для мощных многосекционных вентильно-индкуторных приводов.

Все вышеизложенное определяет актуальность работы со следующей целью.

**Цель работы:** разработка и техническая реализация комплекса программно-аппаратных средств, для системы бездатчикового векторного управления многосекционным вентильно-индукторным двигателем с независимым возбуждением.

## <u>Для достижения указанной цели в работе поставлены и решены</u> <u>следующие задачи:</u>

- 1. Разработка методики синтеза наблюдающих систем для бездатчикового векторного управления ВИД с НВ и исследование таких систем с применением методов численного моделирования в среде МАТLAB;
- 2. Разработка распределенной мультиконтроллерной структуры для управления многосекционным ВИД с НВ;
- 3. Разработка специальных алгоритмов управления силовыми ключами с целью реализации качественного бездатчикового управления ВИД с НВ в зоне повышенных скоростей;
- 4. Разработка методов бездатчикового подхвата вращающегося ВИД с НВ;
- 5. Разработка концепции модульной структуры программного обеспечения для систем бездатчикового векторного управления многосекционным ВИД с НВ;
- 6. Экспериментальные исследования разработанной системы управления на опытно-промышленных образцах маломощных односекционных (2.2кВт) в составе лабораторного стенда и мощных многосекционных (630кВт 4 секции) вентильно-индукторных двигателях на базе 4 секций ПЧ "Универсал ВИП" 220кВт;
- 7. Разработка и запуск в опытно-промышленную эксплуатацию комплекса аппаратно-программных средств, с реализацией векторного управления многосекционным ВИП, в том числе с поддержкой бездатчикового управления.

**Для решения поставленных задач в первой главе** рассмотрены вопросы, касающиеся возможности применения методов векторного

управления для ВИД с НВ. Приведено математическое описание ВИД с НВ, адаптированное для векторного управления. Дано обоснование применению относительных единиц при описании ВИД. Приведены результаты разработки модели системы в среде Matlab с использованием специализированных блоков с прямым программированием на С. Полученные по результатам моделирования векторной системы управления характеристики соответствуют расчетным.

**Во второй главе** рассмотрены методы улучшения выходной формы напряжения инвертора за счет усовершенствования векторной ШИМ, метод компенсации влияния мертвого времени. Предложена замена векторного управления предельным по быстродействию прямым токовым управлением для реализации высокой выходной частоты тока.

В третьей главе рассмотрена разработка наблюдателя на основе скользящего режима для реализации бездатчикового векторного управления. Предложена оригинальная структура наблюдателя для идентификации вектора потокосцепления ротора, а также ее модификация для реализации предельных по быстродействию режимов. В качестве фильтрующего элемента оценки векторов потокосцепления предложен расширенный фильтр Калмана для синусно-косинусных сигналов. Приведено математическое обоснование устойчивости наблюдателя на основе скользящего режима. Разработана модель системы управления в среде Matlab и проведено ее полное исследование, подтвердившее правильность математического обоснования.

В четвертой главе рассмотрена разработка специализированных аппаратных и программных средств для реализации системы управления ВИП. Дано обоснование выбора микропроцессорного устройства. Предложены требования к архитектуре контроллера системы управления ВИП. Приведены технические данные разработанных контроллеров для управления ВИП. Предложена структура унифицированного программного обеспечения для полноценной реализации систем векторного управления, в

том числе бездатчикового. Приведены примеры построения распределенной системы управления многосекционным ВИД, с реализацией «виртуального мастера»

В пятой главе приведены результаты исследований разработанной системы бездатчикового управления на опытном образце ВИД с НВ «ДВИ-3» в составе лабораторного стенда. Приведены результаты исследования распределенной системы управления на опытно-промышленных мощных многосекционных ВИП. Показаны примеры внедрения в промышленность разработанного комплекса программно-аппаратных средств, в качестве системы управления мощным высоконадежным многосекционным ВИП.

В заключении обобщены основные результаты работы.

**В приложении** приведены схемы дискретных автоматов для унифицированного ПО.

Основные положения диссертации опубликованы в следующих работах:

- 1. Козаченко В.Ф., Жарков А.А., Дроздов А.В. Серия модульных встраиваемых микроконтроллерных систем управления для современного комплектного электропривода// Приводная техника 2007. Вып. 5. с.3-8
- 2. Козаченко В.Ф., Анучин А.С., Дроздов А.В. Сигнальные микроконтроллеры Texas Instruments для управления двигателями и автоматизации промышленности // «Электронные компоненты». №7, -2004. –С. 91-95.
- 3. Козаченко В.Ф., Анучин А.С., Жарков А.А., Дроздов А.В. Цифровое векторное управление вентильно-индукторными двигателями с независимым возбуждением // «Компоненты и технологии», №8, -2004. –С. 166-172.
- 4. Козаченко В.Ф., Жарков А.А., Дроздов А.В. Мультимикропроцессорная система управления многосекционных вентильно-индукторным электроприводом // Труды XI Международной конференции

- «Электромеханика, электротехнологии, электротехнические материалы и компоненты». г. Алушта, -2006. С. 56-57.
- 5. Козаченко В.Ф., Остриров В.Н., Русаков А.М., Дроздов А.В., Сорокин А.В., Крылов Ю.А. Новое направление в электроприводе мощный многосекционный вентильно-индукторный электропривод с векторным управлением // «Электронные компоненты». №11, Тематический вып. «Электропривод», 2006. С. 30-35.
- 6. Дроздов А.В., Сравнительный анализ различных вариантов векторной ШИМ // Радиоэлектроника, Электротехника и Энергетика. Десятая международная научно-техническая конференция студентов и аспирантов. Издательство МЭИ, -2004. С. 103
- 7. ВАК статья по унифицированному наблюдателю в «Электричестве» Состав диссертации: введение, пять глав, заключение, список литературы, приложения, количество страниц \_\_\_, рисунков \_\_\_, число наименований используемой литературы \_\_\_ на \_\_\_ стр., приложение \_\_\_ на \_\_\_ стр.

### Глава 1.Обоснование применения векторной системы для управления ВИД с НВ и методики её синтеза

# 1.1 Математическое описание ВИД с независимым возбуждением

Созданная на кафедре АЭП (МЭИ ТУ) теоретическая база по расчету вентильно—индукторных двигателей с электромагнитным возбуждением носит законченный характер. В работе приведены лишь те необходимые сведения, которые имеют большое значение при разработке системы бездатчикового векторного управления. Приводимые ниже и используемые в работе уравнения ВИД с НВ справедливы для скомпенсированной машины с постоянной собственной индуктивностью фазы  $L_s$ , постоянной взаимной индуктивностью между фазой и обмоткой возбуждения  $L_{sf}$  и постоянной собственной индуктивностью обмотки возбуждения  $L_f$ . В этом случае уравнения двигателя оказываются идентичными уравнениям синхронной машины.

Уравнения потоков:

$$\begin{split} \Psi_{a} &= L_{s}i_{a} + L_{sf}\cos\Theta \cdot i_{f} \\ \Psi_{b} &= L_{s}i_{b} + L_{sf}\cos\left(\Theta - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot i_{f} \\ \Psi_{c} &= L_{s}i_{\alpha} + L_{sf}\cos\left(\Theta - \frac{4\pi}{3}\right) \cdot i_{f} \\ \Psi_{f} &= L_{f}i_{f} + L_{sf}\cos\Theta \cdot i_{a} + L_{sf}\cos\left(\Theta - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot i_{b} + L_{sf}\cos\left(\Theta - \frac{4\pi}{3}\right) \cdot i_{c} \end{split}$$

Уравнения равновесия:

$$\begin{aligned} u_a &= R_s i_a + \frac{d\Psi_a}{dt} \\ u_b &= R_s i_b + \frac{d\Psi_b}{dt} \\ u_c &= R_s i_c + \frac{d\Psi_c}{dt} \\ u_f &= R_f i_f + \frac{d\Psi_f}{dt} \end{aligned}$$

Синтез системы управления удобнее всего производить для двухфазной машины, поэтому необходимо воспользоваться фазными преобразованиями, полученными из условия сохранения амплитуды токов и напряжения двухфазной и трехфазной модели:

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \mathbf{k}_{c} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix},$$
где  $\mathbf{k}_{c} = 1$ .

Запишем уравнения в ортогональных осях, связанных с неподвижным статором:

$$\begin{cases} u_{\alpha} = R_{s}i_{\alpha} + \frac{d\Psi_{\alpha}}{dt} \\ u_{\beta} = R_{s}i_{\beta} + \frac{d\Psi_{\beta}}{dt} \\ u_{f} = R_{f}i_{f} + \frac{d\Psi_{f}}{dt} \end{cases}$$

$$\Psi_{\alpha} = L_{S}i_{\alpha} + L_{m}\cos\Theta \cdot i_{f}$$

$$\Psi_{\beta} = L_{S}i_{\beta} + L_{m}\sin\Theta \cdot i_{f} , \text{ р. о. } f = L_{f}i_{f} + L_{m}\cos\Theta \cdot i_{\alpha} + L_{m}\sin\Theta \cdot i_{\beta} \end{cases}$$

Для синхронных машин уравнения удобно переписать в осях «d,q», жестко связанных с положением ротора двигателя. В этом случае частота изменения электрических величин, связанная с вращением будет равна нулю:

$$\begin{cases} u_d = R_S i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega \Psi_q \\ u_q = R_S i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega \Psi_d \text{ , где потоки машины } \Psi_q = L_S i_d + L_m i_f \\ u_f = R_f i_f + \frac{d\Psi_f}{dt} \end{cases}.$$
 
$$\Psi_f = L_f i_f + L_m i_d$$

Электромагнитный момент при этом будет равен:  $M=p\sqrt{3}(\Psi_d i_q - \Psi_q i_d)$ . Коэффициент  $\sqrt{3}$  получается из условия равенства мощностей обобщенной машины и ее трехфазного аналога.

Продифференцируем по времени уравнения потоков и подставим в уравнения :

$$\begin{cases} u_d = R_S i_d + L_S \frac{di_d}{dt} + L_m \frac{di_f}{dt} - \omega \Psi_q \\ u_q = R_S i_q + L_S \frac{di_q}{dt} + \omega \Psi_d \\ u_f = R_f i_f + L_S \frac{di_f}{dt} + L_m \frac{di_d}{dt} \end{cases}$$

Составляющая от производной тока возбуждения на взаимную

индуктивность мала, то можно считать, что  $L_m \frac{di_f}{dt} \cong 0$ . В свою очередь, ток статора по оси «d» при наличии независимого возбуждения поддерживают равным «нулю», поэтому связь  $L_m \frac{di_d}{dt} \cong 0$  тоже не будем учитывать.

Уравнения и структурная схема упрощается, так как исключаются взаимные связи:

$$\begin{cases} u_d = R_S i_d + L_S \frac{di_d}{dt} - \omega \Psi_q \\ u_q = R_S i_q + L_S \frac{di_q}{dt} + \omega \Psi_d \\ u_f = R_f i_f + L_S \frac{di_f}{dt} \end{cases}$$

Выражения для потокосцеплений:

$$\Psi_d = L_S i_d + L_m i_f$$

$$\Psi_q = L_S i_q$$

$$\Psi_f = L_f i_f + L_m i_d$$

Выражение для момента:

$$M = p\sqrt{3}L_m i_q i_f$$

Формулы , , формируют полную систему уравнений ВИД с НВ. По ним синтезирована схема ВИД с НВ.

# 1.2 Обоснование представления переменных и параметров в относительных единицах

При разработке системы управления, все переменные и параметры удобно представлять в относительных единицах (о.е.). Такое представление

обеспечивает, по сравнению с описанием в реальных физических единицах, следующие преимущества:

- Принцип перехода от абсолютных величин к относительным заключается в том, что все переменные и параметры модели выражаются в долях от соответствующих базовых величин. Например, если за базовые величины выбраны номинальные значения каких-либо переменных, то по относительным значениям переменных легче однозначно оценить условия, в которых работает система. Например, если производится пуск двигателя с относительным значением момента, равным 2.0, то ясно, что производится пуск с моментом, равным двум номинальным моментам, или с двукратной перегрузкой по моменту. При этом, если указать физическое значение момента (например 100 Н\*м), то для получения той же информации о степени перегрузки двигателя потребуется знать его номинальный момент, а для этого потребуется обратиться к справочной информации, и с её помощью этот номинальный момент рассчитать.
- При разработке математического описания в о.е. результаты аналитического исследования модели системы электропривода, а также её имитационного моделирования могут быть гораздо проще распространены на двигатели широкого ряда мощностей. При изменении мощности электрических машин относительные значения их параметров (например постоянные времени) изменяются в гораздо меньшей степени, чем абсолютные величины [1]. Это позволяет обобщать и распространять результаты, полученные для одной конкретной машины, на отрезок серии, или на всю серию машин, и даже на машины близких серий.
- Поскольку настоящая работа посвящена разработке и реализации системы управления ВИД с НВ на базе управляющего микропроцессора, то в качестве наиболее важного преимущества перехода к описанию в о.е. следует указать на то, что относительные переменные и параметры удобно представлять в процессорах с фиксированной точкой. Дело в том, что при математических расчётах с фиксированной точкой необходимо знать

диапазон изменения любой из представленных величин. Определение этого диапазона значительно упрощается благодаря математическому описанию в о.е. Применение относительных единиц позволяет минимизировать изменение ПО системы управления приводом при его адаптации к другому двигателю.

#### 1.2.1 Выбор системы базовых величин

Задача выбора системы базовых величин уже многократно излагалась. В данной работе система базовых величин была выбрана исходя из следующих соображений:

- Система базовых величин должна характеризовать номинальный режим работы двигателя;
- Удобно, чтобы система базовых величин была непротиворечивой, т.е. содержала бы некоторое количество (минимально возможное) основных величин, а остальные базовые величины были бы производными от основных. Такая система базовых величин позволяет получить наиболее простое математическое описание, по форме аналогичное описанию в абсолютных единицах.

Следует отметить, что рассматриваемая в работе модель системы управления включает в себя переход от трёхфазной системы координат к двухфазной (фазные преобразования). В общем случае, в результате такого перехода относительные значения переменных при сохранении базы могут изменяться, и для сохранения единообразия математического описания может потребоваться изменение базовых значений. В настоящей работе принят такой принцип фазных преобразований, при котором мгновенные значения электрических координат системы (токов, напряжений, потокосцеплений) не изменяются.

В данной работе в качестве базовых величин выбраны следующие значения:

#### Основные базовые величины:

1. Базовое значение для напряжений:

$$U_b = \sqrt{2 \cdot U_{\phi_- HOM}};$$

где  $U_{\phi_{-}^{\text{\tiny HOM}}}$  - номинальное фазное значение напряжения двигателя.

2. Базовое значение для токов:

$$I_b = \sqrt{2 \cdot I_{\phi_- \text{HOM}}} \; ;$$

где  $I_{\phi_{-}^{HOM}}$  - номинальное фазное значение тока двигателя.

3. Базовое значение для времени (работа в реальном времени):

$$T_b = 1c$$

4. Базовое значение для электрических углов:

$$\theta_b = 2 \cdot \pi$$
 .

5. Базовое значение электромагнитного момента

$$M_b = M_{{\scriptscriptstyle HOM}}$$
.

Для исследования системы векторного управления более удобно не согласовывать базовые значения электрической скорости и механической. При этом целесообразно ввести базовую частоту, равную частоте сети 50 Гц (  $f_{\text{ном}} = 50 \Gamma u$ ) и базовую механическую скорость, соответствующую фактической скорости двигателя с заданным числом пар полюсов на базовой частоте.

6. Базовое значение механической угловой скорости:

$$\omega_{\text{mex\_b}} = \frac{2\pi f_{\text{hom}}}{p_n}$$

### Производные базовые величины

7. Базовое значение для электрических скоростей:

$$\omega_{b_{-}^{3\Pi}} = \frac{1}{T_b} \; .$$

8. Базовое значение для сопротивлений:

$$R_b = \frac{U_b}{I_b} \; ;$$

9. Базовое значение для потокосцеплений:

$$\Psi_b = \frac{U_b}{\omega_{b_-^{9.7}}};$$

10. Базовое значение для индуктивностей:

$$L_b = \frac{\Psi_b}{I_b} \; .$$

11. Базовое значение для моментов инерции:

$$J_b = \frac{M_b \cdot T_b}{\omega_{b\_{\textit{Mex}}}}$$

### Базовые величины для контура ОВ:

12. Базовое значение для напряжений:

 $U_{b\_{\it OB}} = U_{\it OB\_{\it HOM}}$  , где  $U_{\it OB\_{\it HOM}}$  — номинальное значение напряжения обмотки возбуждения.

13. Базовое значение для токов:

$$I_{b\_OB} = I_{OB\_{HOM}}$$
, где  $I_{OB\_{HOM}}$  — номинальное значение тока обмотки возбуждения

14. Базовое значение для времени (работа в реальном времени):

$$T_{b_{OB}} = 1c$$
;

15. Базовое значение для сопротивления ОВ:

$$R_{b\_OB} = \frac{U_{b\_OB}}{I_{b\_OB}} \; ;$$

16. Базовое значение для потокосцепления ОВ:

$$\psi_{b\_OB} = \frac{U_{b\_OB}}{\omega_{b\_^{9.7}}} \; ;$$

17. Базовое значение для индуктивности ОВ:

$$L_{b\_OB} = \frac{\psi_{b\_OB}}{I_{b\_OB}} \; , \label{eq:lb_obs}$$

Особенностью предлагаемой системы базовых величин является то, что выбранная базовая электрическая скорость, а, следовательно, и базовое время

равны единице. Это было сделано, во-первых, для упрощения программной реализации операций интегрирования и дифференцирования в процессоре; во-вторых, при отладке программного обеспечения программисту часто требуется отслеживать изменения различных переменных, снимать различные динамические процессы, например, переходные процессы токов при настройке регуляторов, и тогда, в большинстве случаев, удобно просматривать данные в реальном масштабе времени, а не в относительном. Кроме того, при разработке системы часто пользуются стандартные библиотеки функций. Так, например, модули ПИ-регуляторов (в общем случае - ПИД) токов и скорости берутся из библиотеки "motor control" предоставленной "Texas Instruments" специально для DSP процессоров TMS320F28xx. Однако, данные модули не предполагают интегрирование в относительном масштабе времени. Например, если мы выбрали базовое время не равное единице и производим расчет коэффициентов регуляторов, то необходима дополнительная коррекция стандартного программного обеспечения, что нежелательно.

## 1.2.2 Переход от математического описания в физических единицах к математическому описанию в относительных единицах.

Согласно уравнения динамической механической характеристики для двухфазной модели электрической машины в координатах d/q выглядят следующим образом:

$$\begin{cases} u_d = R_S i_d + L_S \frac{di_d}{dt} - \omega \Psi_q \\ u_q = R_S i_q + L_S \frac{di_q}{dt} + \omega \Psi_d \\ u_f = R_f i_f + L_S \frac{di_f}{dt} \\ \Psi_d = L_S i_d + L_m i_f \\ \Psi_q = L_S i_q \\ \Psi_f = L_f i_f + L_m i_d \\ M = p\sqrt{3} L_m i_q i_f \end{cases}$$

Коэффициент  $\sqrt{3}$  в выражении для момента нужен для того, чтобы обеспечить равенство моментов реальной трёхфазной машины и её двухфазной модели при переходе к двухфазной модели с условием постоянства мгновенных значений электрических переменных.

Покажем, как производится переход от физических единиц к относительным на примере уравнений динамической механической характеристики и основного уравнения движения электропривода.

Заменим в каждом уравнении системы каждую переменную на произведение относительной переменной на её базовое значение.

$$\begin{cases} U^*{}_d U_b = R^*{}_S R_b I^*{}_d I_b + L^*{}_S L_b \frac{I_b}{T_b} \frac{dI^*{}_d}{dt^*} - \omega^* \omega_b \Psi^*{}_q \Psi_b \\ \\ U^*{}_q U_b = R^*{}_S R_b I^*{}_q I_b + L^*{}_S L_b \frac{I_b}{T_b} \frac{dI^*{}_q}{dt^*} + \omega^* \omega_b \Psi^*{}_d \Psi_b \\ \\ U^*{}_f U_{b\_OB} = R^*{}_f R_{b\_OB} I^*{}_f I_{b\_OB} + L^*{}_f L_{\delta\_OB} \frac{I_{b\_OB}}{T_b} \frac{dI^*{}_f}{dt^*} \\ M^* M_b = p \sqrt{3} L^*{}_m L_\delta I^*{}_q I_b I^*{}_f I_{b\_OB} \end{cases}$$

Все переменные в относительном виде обозначаются так же, как и их абсолютные значения, но с верхним индексом "\*".

Ввиду того, что принятая система базовых величин непротиворечива, все базовые значения в правых и левых частях уравнений сократятся, в чём можно убедиться, воспользовавшись формулами перехода от реальных величин к базовым. Система примет вид:

$$\begin{cases} U^*_{d} = R^*_{S}I^*_{d} + L^*_{S}\frac{dI^*_{d}}{dt^*} - \omega^*\Psi^*_{q} \\ U^*_{q} = R^*_{S}I^*_{q} + L^*_{S}\frac{dI^*_{q}}{dt^*} + \omega^*\Psi^*_{d} \\ U^*_{f} = R^*_{f}I^*_{f} + L^*_{f}\frac{dI^*_{f}}{dt^*} \\ M^* = \frac{p\sqrt{3}L_{6}I_{b}I_{b\_OB}L^*_{m}}{M_{b}}I^*_{q}I^*_{f} \end{cases}$$

Несколько более сложным оказывается переход в выражении момента.

Действительно требуется  $\frac{p\sqrt{3}L_{\delta}I_{b}I_{b\_OB}L^{*}_{m}}{M_{b}}$  = 1 , для того, чтобы система о.е.

была непротиворечивой. Запишем выражение базового момента, вернувшись в реальные величины.

$$M_{_b} = p\sqrt{3}L_{_6}I_{_b}I_{_{b\_OB}}L^*_{_m} = p\sqrt{3}L_{_m}I_{_b}I_{_{b\_OB}} = p\sqrt{3}L_{_m}I_{_{HOM}}I_{_{HOM\_OB}} = M_{_{HOM}}I_{_{HOM\_OB}} = M_{_{HOM}}I_{_{HOM\_OB}} = M_{_{HOM}}I_{_{H$$

Заданная система относительных единиц непротиворечивая.

Для удобства при расчете системы уравнений в о.е. мы разделили базовые величины, на величины применяемые при расчете электромагнитного момента, и величины применяемые при работе с уравнениями, описывающими механику системы. Объединение обеих систем является равенство моментов в этих системах.

Запишем основное уравнение движения привода:

$$M - M_c = J_{\Sigma} \cdot \frac{d\omega_{\text{mex}}}{dt}$$

 $J_{\scriptscriptstyle \Sigma}$  — суммарный момент инерции ротора двигателя.

 $M_c$  – статический момент сопротивления на валу двигателя;

 $\omega_{_{\!\mathit{Mex}}}$  — механическая угловая скорость двигателя.

Заменим в уравнении каждую переменную на произведение относительной переменной на базовое значение:

$$(M^* - M^*_c) \cdot M_b = J^*_{\Sigma} \cdot J_b \cdot \frac{\omega_{b\_{Mex}}}{T_b} \cdot \frac{d\omega_{\text{Mex}}}{dt^*}$$

Аналогично предыдущему случаю, уравнение примет вид:

$$M^* - M^*_c = J^*_{\Sigma} \frac{d\omega_{\text{\tiny Mex}}}{dt^*}$$

В выбранной системе относительных единиц электрическая и механическая скорости разделены. Это сделано с одной стороны для удобства программирования — во всех модулях системы ВУ используется только электрическая скорость и она привязана к реальному времени, а с другой

стороны для удобства наладки и наблюдения механической скорости. Механическая скорость вала будет изменяться в долях диапазона 50Гц, что удобно при значительном количестве пар полюсов у различных ВИД с НВ. Например, единице соответствует скорость холостого хода двигателя при 50Гц, 10 при 500Гц и т.д.

## 1.2.3 Теоретическая структура СВУ ВИД с НВ в относительных единицах.

Структурная схема системы векторного управления с датчиком положения представлена на рис. 1.1

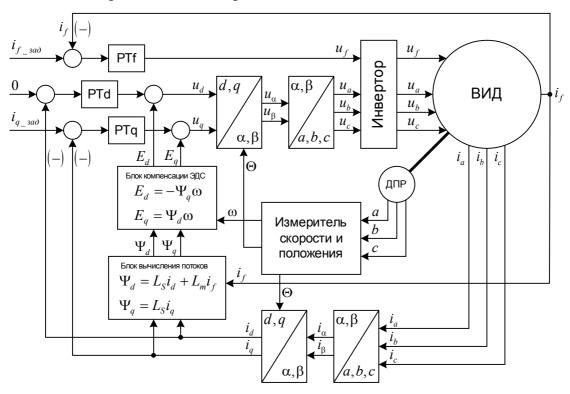


Рис. 1.1 Структурная схема системы векторного управления ВИД в осях «d,q»

В структуре присутствует три независимых регулятора токов. Ток обмотки возбуждения определяет величину потока возбуждения машины. Ток статора по оси «d» должен быть равен «нулю», так как поток создаваемый им в обмотке статора сонаправлен с потоком обмотки возбуждения и может как подмагничивать, так и размагничивать машину. Ток статора по оси «q» определяет момент двигателя.

В качестве регуляторов тока можно выбрать классические ПИрегуляторы, однако из уравнений (8) видно, что контура токов статора
содержат возмущающие воздействия в виде ЭДС двигателя. Поэтому для
исключения динамических ошибок по току в процесс разгона и торможения,
целесообразно производить компенсацию ЭДС, вычисляя необходимую
добавку к сигналу управления в заданном контуре, используя уравнения
потоков и информацию о текущей скорости привода.

Расчетное значение ЭДС может отличаться от реального ввиду неточности измерения токов, положения, индуктивностей машины, то для коррекции компенсации ЭДС можно применять упрощенные (редуцированные) наблюдатели.

### 1.3 Модель теоретической структуры СВУ ВИД с НВ

Для исследования поведения системы и проверки адекватности математического описания в среде Matlab/Simulink был разработан набор моделей и проведено моделирование. Набор разработанных модулей включает:

- Модель ВИД с НВ в реальных величинах
- Модель ВИД с НВ в относительных величинах
- Модель системы векторного управления в относительных величинах

#### 1.3.1 Синтез регуляторов тока в о.е.

Проведем синтез регуляторов тока в относительных единицах. Целью вывода коэффициентов регуляторов является получение максимально возможного быстродействия контуров токов и вывод универсальных выражений для коэффициентов регуляторов в о.е.

В классической теории электропривода контура токов синтезируются в режиме короткого замыкания (без учёта ЭДС вращения), поэтому отбросим в формуле (1.12) составляющую связанную с ЭДС, получим:

$$U_{d}^{*} = R_{S}^{*}I_{d}^{*} + L_{S}^{*}\frac{dI_{d}^{*}}{dt^{*}}$$

$$U_{q}^{*} = R_{S}^{*}I_{q}^{*} + L_{S}^{*}\frac{dI_{q}^{*}}{dt^{*}}$$

Оба выражения идентичны, поэтому синтез регулятора проведем только для одного тока, например Id. Выразив отношение выходного сигнала к входному, получим инерционное звено:

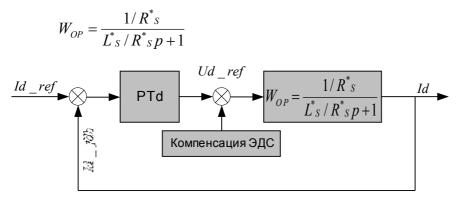


Рис. 1.2 Структурная схема контура тока

Желаемая передаточная функция разомкнутого контура при настройке на технический оптимум:

$$W_{\text{жел}} = \frac{1}{2T_{\mu}p(T_{\mu}p+1)}$$

Для того, чтобы в системе, дискретной по времени, но синтезированной в непрерывной области, желаемый переходной процесс был воспроизведён с должной точностью, необходимо, чтобы период дискретизации системы был достаточно мал по отношению к длительности переходного процесса (т.е. чтобы переходной процесс был квантован значительным числом периодов дискретизации). Примем, что в длительность переходного процесса, которая равна при данной настройке  ${}^{8}T_{\mu}$ , должно укладываться, по крайней мере, 20 периодов ШИМ. Тогда:

$$T_{\mu} = \frac{20T_{PWM}}{8} = 2.5T_{PWM}$$

Таким образом, передаточная функция регулятора в контуре тока Id будет равна

$$W_{pee} = \frac{W_{scen}}{W_{OP}} = \frac{L^*_{S} / R^*_{S} p + 1}{1 / R^*_{S} \cdot 2T_{\mu} p (T_{\mu} p + 1)}$$

Пренебрегая составляющими высшего порядка в знаменателе, получаем:

$$W_{pee} = \frac{L_{S}^{*}/R_{S}^{*}p+1}{1/R_{S}^{*}\cdot 2T_{\mu}p} = \frac{L_{S}^{*}}{2T_{\mu}} + \frac{R_{S}^{*}}{2T_{\mu}p} = Kp + Ki\frac{1}{p}$$

$$Kp = \frac{L_{S}^{*}}{2T_{\mu}}$$

$$Ki = \frac{R_{S}^{*}}{2T_{\mu}}$$

Подставляя значение периода ШИМ, получим:

$$Kp = \frac{L^*s}{5T_{PWM}}$$
$$Ki = \frac{R^*s}{5T_{PWM}}$$

## 1.3.2 Разработка структуры модели бездатчиковой СВУ ВИД с НВ для исследования методами математического моделирования

Для исследования модели бездатчикового векторного управления средствами численного моделирования в среде Matlab Simulink были разработаны специальные блоки. Для обеспечения точности описания процессов происходящих в системе инвертор-двигатель было принято решение создать модель инвертора на языке С. Модуль представляет собой \*.dll файл в котором содержится функция расчета поведения силового инвертора. В частности рассчитываются реальные режимы работы инвертора на двигатель, включающие в себя определение реальной привязки фаз в зависимости от сигналов управления и в зависимости от тока фазы. Данная модель полностью учитывает поведение двигателя при выключенных силовых ключах, и по знаку тока определяет реальную привязку фаз двигателя.

Для реализации системы прямого токового управления на языке С был разработан модуль релейного регулятора тока. Входными параметрами в

модуль являются задания на ток и текущий ток фаз. Выходными параметрами являются сигналы управления ключами 3-х фазного мостового инвертора.

Фильтр Калмана написан на языке С и подключается из соответствующей библиотеки. Остальные модули — наблюдатель на основе скользящего режима, модель ВИД с НВ, модель векторной системы управления, ПИ-регуляторы тока и скорости, координатные и фазные преобразования — созданы с использованием стандартных блоков Simulink.

Структура модели в среде Matlab Simulink приведена в приложении.

# 1.3.3 Исследование модели СВУ ВИД с НВ с использованием методов численного моделирования

Проверка адекватности математического описания проводилась в среде Matlab/Simulink. Для подтверждения правильности применения формул перехода от реальных величин к относительным, проводился ряд расчетов. Модель двигателя была разбита на две части - одна модель считалась в реальных величинах, другая в относительных, с последующим переводом в область реальных величин. При идентичности математического описания переходные процессы в обеих моделях при отработке скачка напряжения должны совпадать.

Для задания параметров модели ВИД с НВ использовались параметры многосекционного двигателя «ВИД-1200-3000». Параметры двигателя и расчетные значения параметров системы управления указаны в таблицах далее (Таблица 1-1, Таблица 1-2, Таблица 1-3).

Таблица 1-1 Параметры двигателя "ВИД-1200-3000"

параметр	обозначение	значение
Номинальная мощность	P_nom	208,3 кВт
Номинальное фазное напряжение (действующее значение)	U_nom	161 B
Номинальный фазный ток (действующее значение)	I_nom	458 A
Номинальный момент на валу	M_nom	663,1 Нм
Номинальная скорость вращения	n_nom	3000 об/мин
Количество пар полюсов	р	8
КПД	eta	0,96
Активное сопротивление обмотки статора	Rs	2,9 мОм
Индуктивность обмотки статора	Ls	70 мкГн
Взаимная индуктивность	Lsf	5,9 мГн
Активное сопротивление обмотки возбуждения	Rf	8 Ом
Индуктивность обмотки возбуждения	Lf	18,4Гн

Таблица 1-2 Расчетные базовые величины

параметр	обозначение	значение
Базовое значение напряжения	Ub	311
Базовое значение тока	Ib	648.3
Базовое значение активного сопротивления	Rb	0.4799
Базовое значение электрической скорости	Omega_b	1
Базовое значение потокосцепления	Psi_b	311
Базовое значение индуктивности	Lb	0.4799
Базовое значение сопротивления	Mb	663
Базовое значение угла	Teta_b	6.2832
Базовое значение времени	Tb	1

Таблица 1-3 Параметры модели системы векторного управления

параметр	обозначение	значение
Частота ШИМ	f_pwm	10000
Период ШИМ	T_pwm	100 мкс
Пропорциональный коэффициент регулятора тока Id	Kp_id	1,167
Интегральный коэффициент регулятора тока Id	Ki_id	47,58
Пропорциональный коэффициент регулятора тока Id	Kp_iq	1,167
Интегральный коэффициент регулятора тока Id	Ki_iq	47,58
Пропорциональный коэффициент регулятора скорости	Kp_speed	4
Интегральный коэффициент регулятора скорости	Ki_speed	0

Перейдем к рассмотрению результатов моделирования.

**Относительные значения** для всех представленных ниже графиков могут быть пересчитаны в абсолютные используя значения из таблицы выше ().

На Рис. 1.3 показаны идентичные процессы при отработке скачка задания напряжения. Совпадение переходных процессов в реальных величинах и в относительных для контура тока статора и контура

электромагнитного момента подтверждает правильность описания в относительных единицах. Это позволяет утверждать правильность перехода от реальных величин к относительным и дальнейшие расчеты строить исходя из описания в относительных величинах.

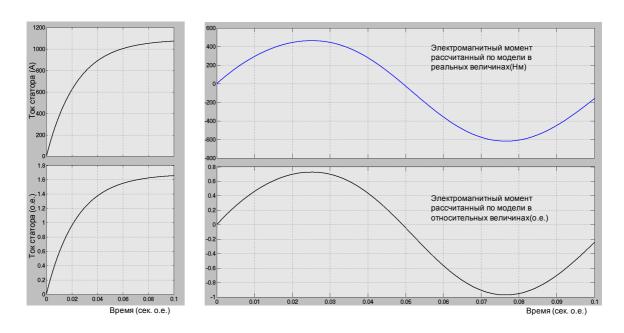


Рис. 1.3 Переходные процессы (ток, момент) при исследовании модели ВИД с НВ

Далее выполнена проверка правильности синтеза и расчета коэффициентов контура регулирования тока. Переходный процесс в контуре тока по оси d показан на графике ниже (Рис. 1.4). Переходный процесс заканчивается за 10 периодов ШИМ. Неполное соответствие переходного процесса желаемому, при настройке на технический оптимум (отсутствие перерегулирования), обусловлено допущениями сделанными при переходе от непрерывного описания к дискретному.

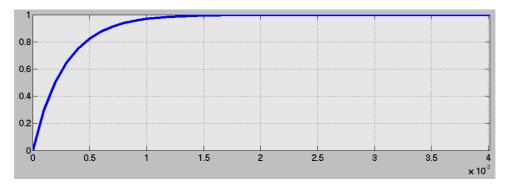


Рис. 1.4 Переходный процесс в контуре тока по результатам моделирования.

Замкнув систему по положению и добавив регулятор скорости (для наглядности статический) получим классическую векторную систему управления. Переходные процессы в контуре тока и выходное напряжение в осях d/q показывают соответствие процессов классической системе векторного управления.

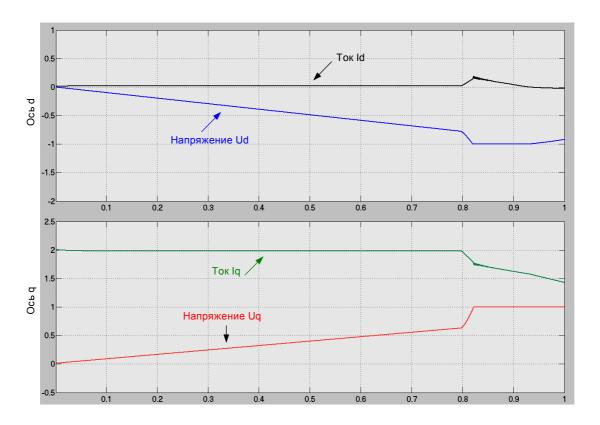


Рис. 1.5 Переходный процесс к контуре тока при разгоне двигателя.

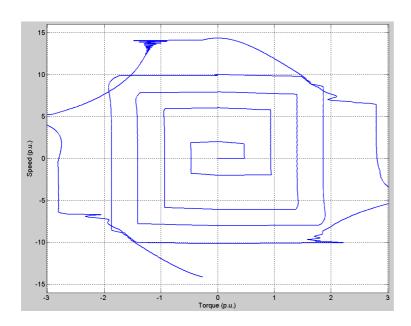


Рис. 1.6 Механическая характеристика системы векторного управления с изменяемым заданием скорости и момента.

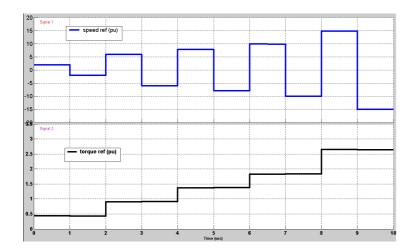


Рис. 1.7 Задание скорости (вверху) и ограничение момента (внизу).

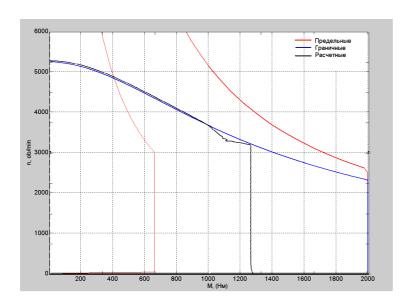


Рис. 1.8 Совпадение граничных характеристик полученных расчетным путем и путем моделирования.

### Результаты и выводы

Результатом работы описываемой в этой главе является обоснование применимости системы векторного управления и подготовка к разработке бездатчиковой системы ВУ для ВИД с НВ. В частности:

1. Выбрана система базовых величин, являющаяся непротиворечивой по уравнениям электрического равновесия, имеющая физический смысл и позволяющая получить простое по форме математическое описание в о.е.

- 2. Показана обоснованная возможность применения системы векторного управления для ВИД с НВ. Реализация датчиковой системы ВУ возможна на серийном преобразователе частоты с доработкой соответствующего программного обеспечения.
- 3. Разработаны математическая модель ВИД с НВ и модель системы векторного управления в среде Matlab/Simulink. Заложена основа для дальнейшего исследования методов управления ВИД с НВ, в том числе без датчика положения.
- 4. По результатам экспериментов сделан вывод об адекватности математического представления всей моделируемой системы, а именно: соответствие расчетного и промоделированного тока, момента, напряжения, скорости, граничных характеристик ВИД с НВ как в реальных величинах, так и при использовании описания в относительных единицах.

## Глава 2.Совершенствование методов управления силовыми ключами для систем бездатчикового векторного управления

В данной главе рассмотрены алгоритмы управления силовыми ключами 3-х фазного мостового инвертора, позволяющие за счет максимального использования возможностей микроконтроллера и быстродействия системы управления, обеспечить прямое управление вектором выходного напряжения и обеспечить качественное управление двигателем на максимальных частотах вращения.

В данной главе решаются следующие задачи:

- 1. Рассмотрен алгоритм улучшенной (12-ти секторной) широтноимпульсной модуляции базовых векторов. Показаны преимущества данного метода по сравнению в традиционной 6-ти секторной векторной ШИМ.
- 2. Выявлены предельные возможности векторной ШИМ. Разработаны методы компенсации искажения выходного вектора напряжения вызванные задержкой в переключении ключей в одной стойке (т.н. эффект «мертвого времени»).
- 3. Разработан метод прямого управления ключами мостового инвертора с использованием релейного регулирования тока.
- 4. Проведено моделирование релейного регулятора тока в среде Matlab Simulink и проведены стендовые испытания на макете ВИД с НВ.

### 2.1 Основные принципы векторной ШИМ

Исследуемый вентильно-индукторный электропривод с независимым электромагнитным возбуждением требует качественного управления переменным синусоидальным напряжением. Для создания качественной системы БВУ необходимо, в первую очередь, рассмотреть способы получения

выходного синусоидального напряжения и охарактеризовать те особенности, которые накладывает на систему широтно-импульсное (дискретное) регулирование напряжения.

Одним из основных методов, применяемых в преобразователях частоты при управлении силовыми ключами инвертора напряжения, является режим центрированной синусоидальной широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Суть этого метода заключается в одновременном управлении на заданной несущей частоте (обычно  $10-20~\mathrm{k\Gammau}$ ) сразу всеми шестью ключами инвертора таким образом, что в средних точках каждой стойки инвертора формируются волны синусоидального выходного напряжения, сдвинутые относительно друг друга на  $120~\mathrm{электрических}$  градусов. При таком управлении максимальная амплитуда выходного фазного напряжения инвертора, при которой обеспечивается синусоидальность выходного напряжения, составляет только половину от возможного и равна  $0.5\mathrm{Udc}$ , где Udc — напряжение на ЗПТ.

Рассмотрим основные принципы работы векторной ШИМ с целью выявления ограничений, которые будут существенны для системы БВУ. Более подробно эти принципы изложены в [6].

Принципиально инвертор может находиться всего в восьми состояниях. Эти состояния и соответствующие им напряжения на статоре трёхфазного двигателя показаны на Рис. 2.9. Перевод из пространственных координат (a,b,c) в ( $\alpha$ , $\beta$ ) осуществляется по формулам фазных преобразований (преобразования Кларка). При этом на плоскости ( $\alpha$ , $\beta$ ) формируется восемь векторов напряжения, два из которых нулевые, а шесть образуют диагонали равностороннего шестиугольника. Эти восемь векторов называют "базовыми векторами". Базовые вектора будем обозначать  $\overline{U}_k$ , где k = 0, 60, 120, 180, 240, 300. Трёхзначное двоичное число около обозначения каждого базового вектора на всех представленных рисунках отражает логические сигналы управления верхними ключами инвертора.

Как видно из Рис. 2.9, каждый из базовых векторов  $\overline{U}k$  в системе координат  $(\alpha,\beta)$  по модулю равен:

$$U_k = \frac{2}{3}Udc$$

Базовый	Схема включения		Относительные фазные напряжени (Uф/Udc)					
вектор	CACING BIGHO TOTAL	Ua*	Ub*	Uc*	Векторная диаграмма	Uα	Uβ	
<u></u> \overline{O}(000)	Udc JA JA JA	0	0	0	b Λβ α <sub>R</sub>	0	0	
$\overline{U}_0$ (100)	Udc / A / A / A / A / A / A / A / A / A /	2/3	-1/3	-1/3	α.a	$\frac{2}{3}$	0	
$\overline{U}_{60}(110)$	Udc Jan	1/3	1/3	-2/3	α,g	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	
$\overline{U}_{120}(010)$	Udc JA JA JA	-1/3	2/3	-1/3	<i>b</i>	$-\frac{1}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	
$\overline{U}_{180}$ (011)	Udc A A A A A A A A A A A A A A A A A A A	-2/3	1/3	1/3	b A B A A B A A B A B A B A B A B A B A	$-\frac{2}{3}$	0	
$\overline{U}_{ m 240}$ (001)	Udc Land Control of the Control of t	-1/3	-1/3	2/3	σ.g	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	
$\overline{U}_{300}$ (101)		1/3	-2/3	1/3	b β	1	1	

Базовый	Схема включения	Относительные фазные напряжения (Uф/Udc)					
вектор		Ua*	Ub*	Uc*	Векторная диаграмма	Uα	Uβ
<u></u> \overline{O}(000)	Udc 7 7 7 7 7 7 7 7 7 7 7 7 7 7 7 7 7 7 7	0	0	0	b	0	0
$\overline{U}_0$ (100)	Udc 7 A A A A A A A A A A A A A A A A A A	2/3	-1/3	-1/3	b A B A A A A A A A A A A A A A A A A A	$\frac{2}{3}$	0
$\overline{U}_{60}(110)$	Udc Z Z Z Z	1/3	1/3	-2/3	a.a.	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$
$\overline{U}_{120}(010)$	Udc The state of t	-1/3	2/3	-1/3	b	$-\frac{1}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$
$\overline{U}_{180}$ (011)	Udc A A A A A A A A A A A A A A A A A A A	-2/3	1/3	1/3	b A B a.a	$-\frac{2}{3}$	0
$\overline{U}_{240}$ (001)	Udc A A A A A A A A A A A A A A A A A A A	-1/3	-1/3	2/3	α.a.	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$
$\overline{U}_{300}$ (101)	Udc Jan Control of the Control of th	1/3	-2/3	1/3	b	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$
<u></u> \overline{O}(111)	Udc 7 7 7 7 7 7 7 7 7 7 7 7 7 7 7 7 7 7 7	0	0	0	b	0	0

Рис. 2.9 Возможные комбинации включения ключей трёхфазного инвертора

На Рис. 2.10 изображены базовые вектора на координатной плоскости  $(\alpha,\beta)$ . Эти вектора разбивают плоскость  $(\alpha,\beta)$  на шесть секторов. Номера секторов обозначены цифрами внутри кружков. Из этого рисунка видно, что любой вектор напряжения может быть получен путём широтно-импульсной

модуляции соседних базовых векторов ( $\overline{U}_k$ ,  $\overline{U}_{k+60}$ ), являющихся сторонами сектора, в котором лежит реализуемый вектор, и одного из нулевых векторов ( $\overline{O}(000)$  или  $\overline{O}(111)$ ). Вектор напряжения статора может быть описан следующим векторным уравнением:

$$\overline{U}_{s} = \frac{T_{k}}{T_{IIIUM}} \overline{U}_{k} + \frac{T_{k+60}}{T_{IIIIUM}} \overline{U}_{k+60} + \frac{T_{0}}{T_{IIIIUM}} \overline{O}_{k}$$

где:

- $T_k$  время "включения" базового вектора  $\overline{U}_k$  ;
- $T_{k+60}$  время "включения" базового вектора  $\overline{U}_{k+60}$  ;
- $T_0 = T_{IIIIIII} T_k T_{k+60}$  время "включения" нулевого базового вектора  $\overline{O}(000)$  или  $\overline{O}(111)$ ;
- $T_{IIIUM}$  период несущей частоты ШИМ.

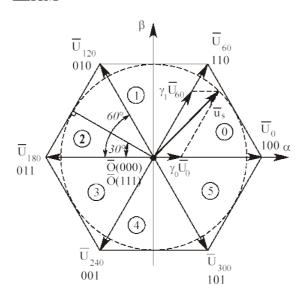


Рис. 2.10 Плоскость (α,β), разбитая базовыми векторами на шесть секторов

Введём два понятия, которые будут использоваться при описании векторной ШИМ:

- направление обхода сектора очерёдность перебора базовых векторов при формировании заданного вектора выходного напряжения;
- начальный вектор базовый вектор, от которого начинается обход данного сектора. начальный вектор и направление обхода сектора определяют схему перебора базовых векторов.

### 2.2 Обычная 6-ти секторная и оптимизированная 12-ти секторная векторная ШИМ

Для анализа процессов возникающих при векторной ШИМ модуляции была разработана специализированная программа, главное окно которой показано на Рис. 2.11. Детальное описание принципов формирования сигналов ключей дано в [6]. Программа позволяет задать произвольный выходной вектор напряжения, анализировать процессы включения/выключения ключей и оценить влияние «мертвого времени» на форму тока при активно-индуктивном характере нагрузки.

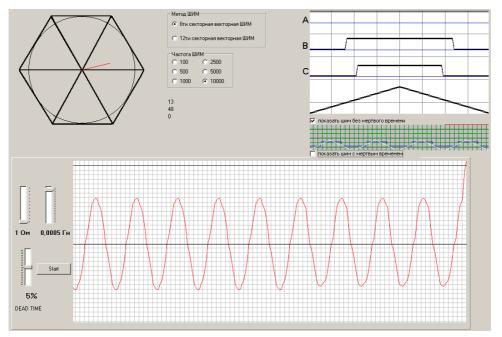
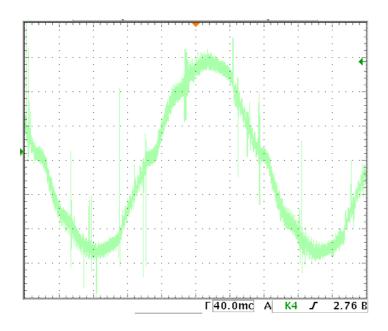


Рис. 2.11 Программа моделирования состояния ключей при векторной ШИМ Векторная ШИМ характеризуется наличием переключений только в двух ключах за один период, что отличает ее от обычной центрированной ШИМ, у которой переключения на периоде происходят во всех 6-ти ключах.

Таким образом, применение векторной ШИМ значительно сокращает динамические потери в силовых ключах.

Рассматривая 6-ти секторную векторную ШИМ необходимо отметить зоны, в которых ширина импульса управления становится малой и сопоставимой с величиной «мертвого времени». Это происходит при переходе из 0 сектора в 1, из 2 в 3, из 4 в 5. При значении ширины импульса сопоставимой с шириной «мертвого времени» может происходить эффект вырождения эффективного импульса или его значительное увеличение, при этом форма выходного вектора напряжения существенного искажается.



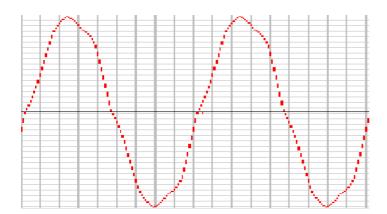


Рис. 2.12 Искажение расчетного (внизу) и реального тока (вверху) в результате воздействия мертвого времени

Экспериментальное использование позволило установить соответствие расчетного по программе и снятого с помощью осциллографа тока (Рис. 2.12), что подтвердило правильность понимания процессов при коммутации.

Для уменьшения этого эффекта был предложен алгоритм 12-ти секторного векторного ШИМ с переключаемым направлением обхода в каждом секторе. В этом случае в качестве начального вектора используются все шесть базовых векторов, а смена начального вектора происходит посередине сектора. Таким образом, получается всего 12 рабочих секторов с разным алгоритмом перебора базовых векторов. На Рис. 2.13 показана

комплексная плоскость, разбитая на 12 секторов, и выделены направления обхода каждого сектора для векторной ШИМ с двенадцатью секторами.

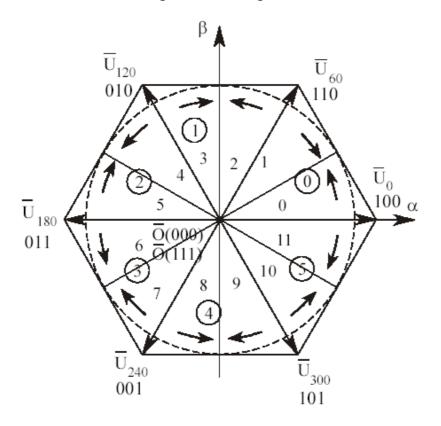
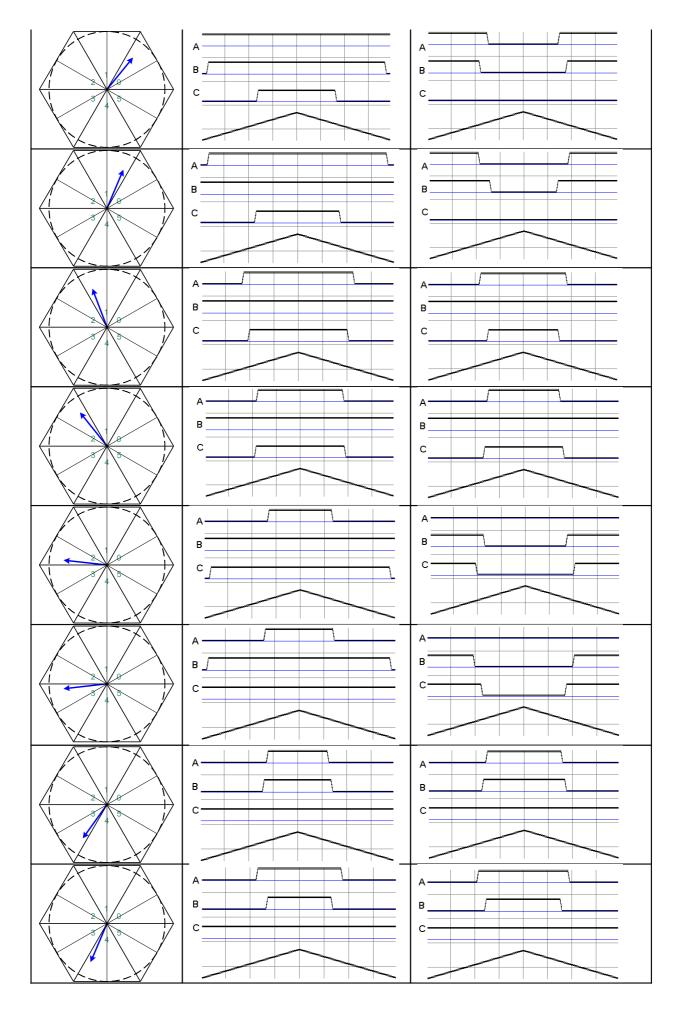


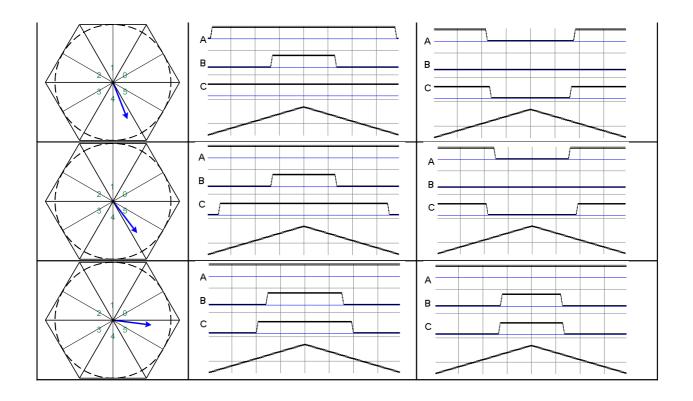
Рис. 2.13 Векторная ШИМ с двенадцатью секторами

В таблице далее (Таблица 2-4) приведены характерные точки состояния инвертора при 6-ти секторной и 12-ти секторной векторной ШИМ.

Таблица 2-4 Состояния инвертора при 6-ти секторной и 12-ти секторной векторной ШИМ.

Вектор	Распределение включения	Распределение включения
напряжения	ключей в периоде 6-ти	ключей в периоде 12-ти
	секторной ШИМ	секторной ШИМ
	A B C	A B C





В работе [6] показано, что значительное улучшение формы тока при 12-секторной ШИМ, объясняется тем, что, в отличие от предыдущего случая, при формировании любого вектора получается так, что скважности активного сигнала превышают скважность мёртвого времени, за счет чего его влияние заметно снижается, а эффекты вырождения полезного импульса в ноль исключаются. Внимательное рассмотрение, однако показало, что при достаточно большом векторе выходного напряжения, равно как и при достаточно малом, узкие импульсы появляются, а значит, следует ожидать искажения выходного вектора напряжения (Рис. 2.14) Таким образом избежать полного устранения влияния мертвого времени не удается и при 12-ти секторной ШИМ, но можно значительно улучшить форму выходного вектора напряжения в некоторой области.

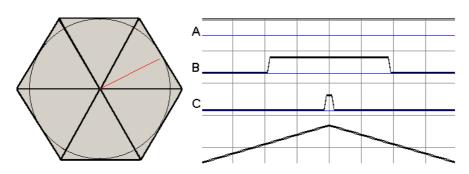


Рис. 2.14 Появление узкого импульса при большом выходном векторе напряжения

По сравнению с векторной ШИМ с шестью секторами метод 12-ти секторной ШИМ более сложен в реализации. Кроме того, в этом случае при переходе из сектора в сектор привязка осуществляется то к нижней шине, то к верхней, что исключает применение "будстрепного" питания драйверов силовых ключей. Тем не менее, данный метод можно считать наиболее оптимальным для применения в замкнутых системах регулирования тока.

### 2.3 Методы улучшения гармонического состава выходного напряжения

Определение методов улучшения формы выходного напряжения следует начать с формулировки требований к выходному напряжению для реализации системы БВУ. А именно:

- Необходимость качественного формирования выходного напряжения обусловлена свойствами регуляторов тока Id/Iq векторной системы. Если задание выходного напряжения будет сформировано неправильно, то регуляторы не обеспечат требуемое качество заданного тока, что приведет к ухудшению энергетики системы, а при определенных значениях к раскачиванию контура тока, вплоть до получения аварийного значения тока;
- Наблюдатель положения ЭДС (или потокосцепления) для БВУ требует в качестве входного сигнала значение выходного вектора напряжения. Поскольку предполагается, что датчиков напряжения фаз двигателя нет, то от точности значения выходного напряжения зависит точность значений передаваемых в наблюдатель;
- Существует возможность отказаться от использования контура регулирования тока с использованием ПИ регулятора и перейти к прямому управлению силовыми ключами инвертора с целью формирования заданного тока.

Итак, обеспечение качественного выходного напряжения обусловлено необходимостью качественного формирования тока. Для этого можно:

- В режиме ШИМ ввести программную компенсацию мертвого времени;
- Использовать релейные режимы формирования тока.

### 2.3.1 Алгоритм компенсации влияния мертвого времени

Рассмотрим предлагаемый алгоритм компенсации влияния мертвого времени. В основе работы алгоритма лежит компенсация задержки включения по определению привязки фазы двигателя через обратный диод при переключении ключей в стойке.

Рассмотрим период ШИМ Рис. 2.15. Существует зона, в которой оба ключа в стойке оказываются в выключенном состоянии – т.н. "мертвое время". Несмотря на кажущуюся малость этого периода, эксперименты показывают, что за "мертвое время" происходят гораздо более существенные изменения тока, чем вызванные при коммутации ключей. Это – токи расфорсировки на конденсатор звена постоянного тока. Эффект проявляется как на низких скоростях, так и на высоких, и для двигателей с малой постоянной времени статора имеет первостепенное значение, искажая синусоидальную форму тока. Постоянная времени статора ВИД с НВ действительно крайне мала.

Для компенсации был выбран метод, при котором по знаку тока в фазе определяется привязка к одной из шин при переключении ключа в стойке. В зависимости от знака тока, к текущему значению компаратора добавляется или отнимается 0.5 «мертвого времени».

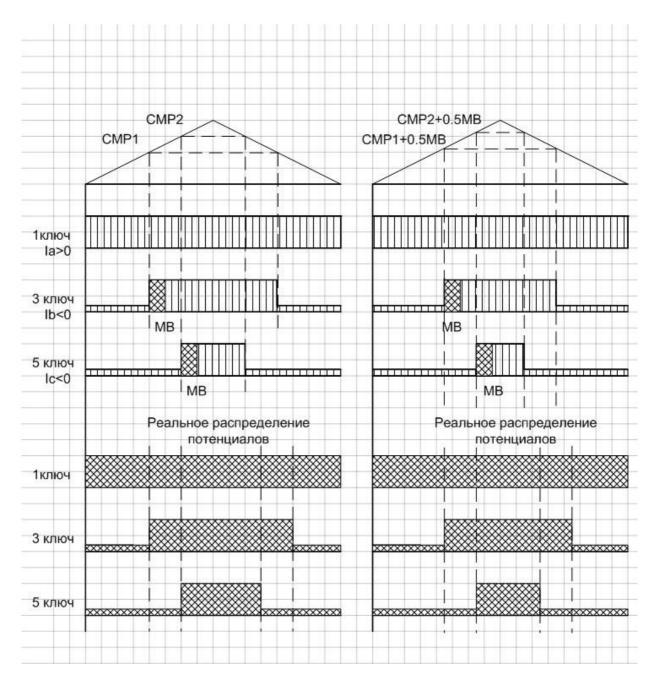


Рис. 2.15 Диаграмма распределения состояния ключей на периоде ШИМ без компенсации (слева) и с компенсацией (справа)

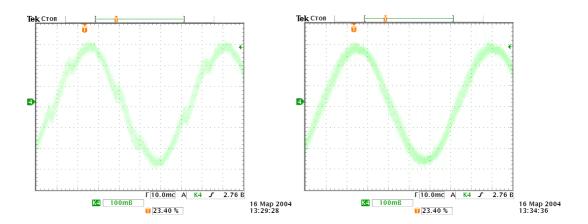


Рис. 2.16 Влияние мертвого времени (без компенсации и с компенсацией)

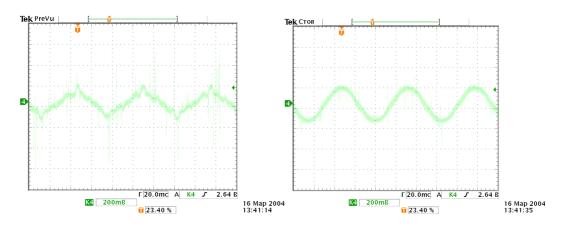


Рис. 2.17 Зона невозможной компенсации (CMPR  $\leq$  MB/2) и возможной компенсации (CMPR $\geq$  MB/2)

Как видно из приведенных диаграмм, реальное распределение потенциалов несимметрично относительно середины периода, но требуемая скважность сигнала сохраняется, в отличии от диаграммы без компенсации. Задержка на «мертвое время» на спадающем фронте обусловлена такой же привязкой противоположного ключа, как и на переднем фронте. Режим перехода через 0 существует только на одном такте и ошибка от него, как показали эксперименты, несущественна. Тем не менее, существует проблема в зоне малых и больших векторов напряжения, компенсация в таком случае оказывается неприменимой и только ухудшает качество выходного напряжения. Эффективной мерой по снижению влияния данного фактора является отказ от методов ШИМ в пользу предельного по быстродействию релейного регулирования тока рассмотрим отдельно и более подробно.

### 2.3.2 Обоснование применения релейного регулирования токов в системах векторного управления

Условие стабильной работы векторной системы: частота тока статора на максимальной скорости должна быть на порядок меньше чем частота широтно-импульсной модуляции инвертора напряжения.

$$f_{\mathfrak{I}^{MAKC}}[\Gamma u] = p_n \cdot \frac{n^{MAKC}[o\delta/MuH]}{60} \leq \frac{f_{IIIVM}[\Gamma u]}{10 \div 20}$$

Например, при проектировании двигателя на 10 полюсов и частоте ШИМ 5кГц, максимальная выходная частота напряжения инвертора, при которой возможна стабильная работа контура тока будет составлять 500Гц, что эквивалентно 3000 об/мин.

Для обеспечения хорошей синусоидальности выходного напряжения и как следствие, синусоидальности тока статора, силовой преобразователь должен обладать возможностью работать на высокой частоте переключения ключей – более 20кГц. На сегодняшний день технически сложно организовать надежную работу системы на таких частотах, что в первую очередь связано с ограничением по частоте переключения ключей из-за больших динамических потерь.

ВИД с НВ характеризуется большим количеством пар полюсов, что обуславливает высокие частоты управления током статора. Возникает проблема по реализации качественного управления ВИД с НВ на высоких скоростях. Решением проблемы является изменение алгоритмов управления приводом, а именно введение предельного по быстродействию релейного контура формирования заданного тока, который бы работал с ограниченной частотой переключения силовых ключей, снижал динамические потери, и при этом обеспечивал заданную синусоидальную форму тока.

#### 2.3.3 Принципы релейного регулирования тока

Релейное регулирование тока подразумевает задание такого выходного состояния силовых ключей (вектора напряжения) 3-х фазного мостового инвертора, при котором за кратчайшее время достигается заданное состояние вектора тока. Предлагаемый алгоритм был разработан в группе Козаченко В.Ф. и в дальнейшем усовершенствован автором.

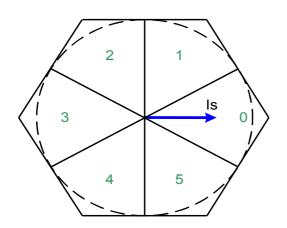


Рис. 2.19 Заданный вектор тока для релейного режима

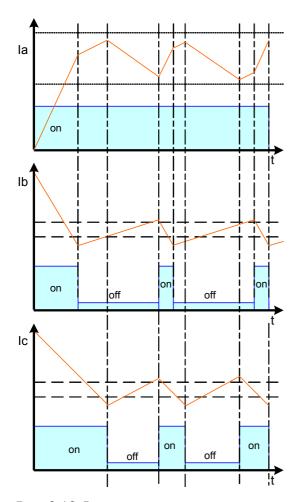


Рис. 2.18 Формирование тока релейным регулятором

Суть алгоритма заключается в следующем. Допустим требуется сформировать вектор тока как показано на Рис. 2.19. Задание тока из двухфазной системы alfa/beta переводится в задание трех токов трехфазной системы (a, b, c). Поскольку токи взаимосвязаны, то достаточно контролировать только 2 из них, третий будет образован их суммой взятой с противоположным знаком. Для создания тока замыкается ключ 1, а ключи 4 и 6 контролируют в релейном режиме токи фазы В и С. Ток фазы А зависит и определяется этими двумя токами. На Рис. 2.18 показана работа регулятора при отработке заданного вектора тока.

Для генераторного режима, когда отключение фазы В не приводит к уменьшению тока, введем второй коридор. При попадании тока выше этого коридора ключ 1 размыкается и следует расфорсировка тока на емкость звена постоянного тока. Контур протекания тока в данном случае показан на Рис. 2.20 и Рис. 2.21

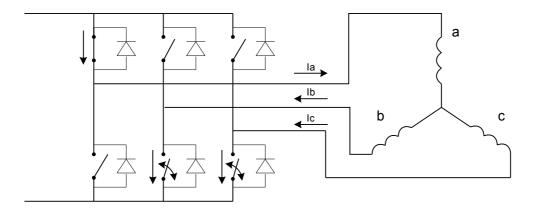


Рис. 2.20 состояние ключей при формировании заданного вектора тока

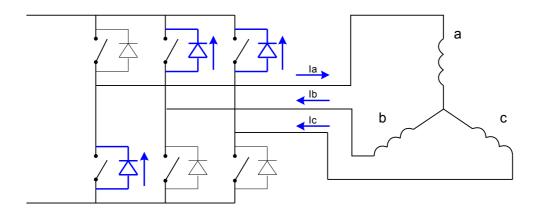


Рис. 2.21 состояние ключей при формировании заданного вектора тока (генераторный режим)

Выделим 6 состояний инвертора, для которых необходимо сформировать релейное регулирование тока и сопоставим им 6 секторов, как показано на Рис. 2.19. Общий алгоритм расчета состояния ключей для реализации заданного тока показан на Рис. 2.22.

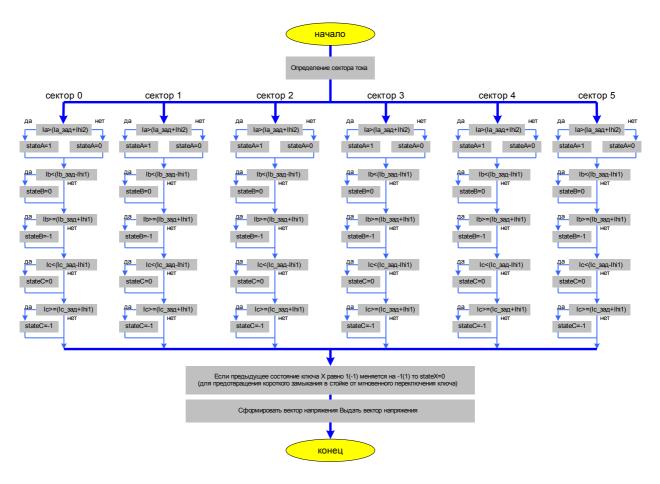


Рис. 2.22 Дискретный автомат формирования тока в релейном режиме

Для того, чтобы данный алгоритм можно было применять в системе БВУ необходимо разработать дополнительный алгоритм определения выходного напряжения. Ситуация очевидна, когда задаваемый вектор напряжения известен, т.е. состояние всех трех ключей точно определены. Однако, более часто, встречается состояние силовых ключей когда один из них или все они выключены. При этом для того чтобы определить вектор напряжения необходимо знать знак тока в каждой стойке инвертора (контур тока). Только зная полную привязку фаз двигателя к звену постоянного тока можно рассчитать вектор выходного напряжения. При таком подходе в зоне малых токов, за счет погрешности как датчика тока, так и АЦП, точное определение привязки фаз двигателя будет невозможным. Этот эффект будет исследован в дальнейшем, и показаны методы БВУ учитывающие эту особенность.

## 2.4 Моделирование работы релейного регулятора в среде MATLAB (Simulink)

Для проведения полноценных исследований системы в среде МАТLАВ (Simulink) разработаны модули ИНВЕРТОР НАПРЯЖЕНИЯ и РЕЛЕЙНЫЙ РЕГУЛЯТОР ТОКА. Данные модули разработаны с использованием языка С, скомпонованы в динамические библиотеки DLL и интегрируются с системой Simulink при расчете реального поведения инвертора при распределении выходного напряжения. Силовые приборы приняты идеализированными, мощность звена постоянного тока бесконечно большая.

На Рис. 2.23 показана форма тока по трем фазам и соответствующие ей импульсы управления. Данный график подтверждает правильность работы релейного регулятора в зоне внутреннего коридора.

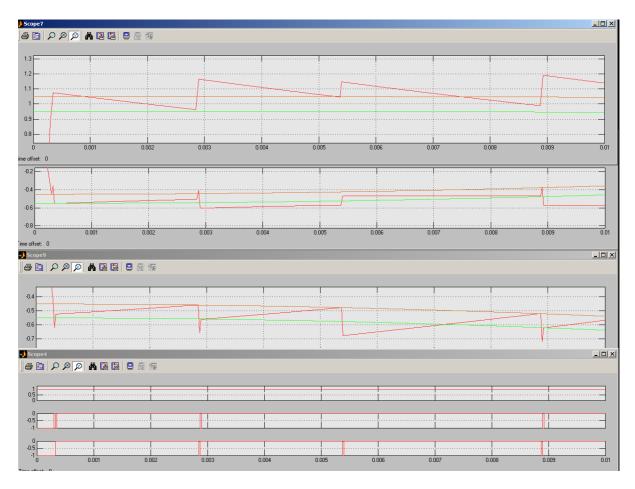


Рис. 2.23 токи фаз (сверху вниз фаза A, B, C) внизу сигналы управления по стойкам инвертора (1 - замкнуть нижний ключ; 0 – оба ключа разомкнуты; 1 – замкнуть верхний ключ)

Механическая характеристика двигателя, представленная на Рис. 2.24, получена при пуске системы векторного управления вхолостую с 2х кратным моментом, с последующим набросом 190% нагрузки, для того, чтобы система не попадала на токоограничение. Система векторного управления использует сигнал о положении вала, т.е. является «датчиковой». Для исследования работы релейного регулятора это не принципиально. На Рис. 2.25 и Рис. 2.26 представлены ток фазы статора на разных скоростях работы двигателя. Регулятор обеспечивает требуемую синусоидальность тока, и как следует из Рис. 2.27, приемлемую частоту переключения силовых ключей (до 8-10кГц). В рабочей точке при частоте вращения 3000об/мин частота переключения ключей составляет 3-4кГц. На Рис. 2.29 и Рис. 2.30 представлена работа по граничной характеристике и переход в зону разнополярной коммутации.

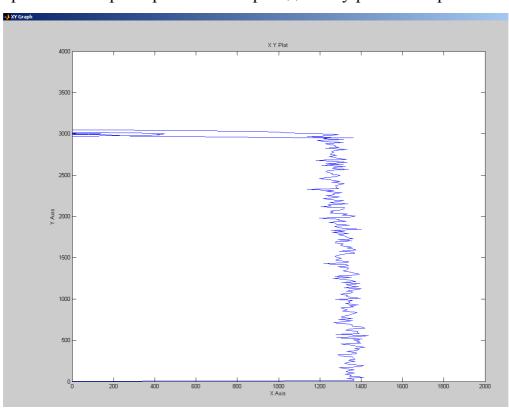


Рис. 2.24 Механическая характеристика системы

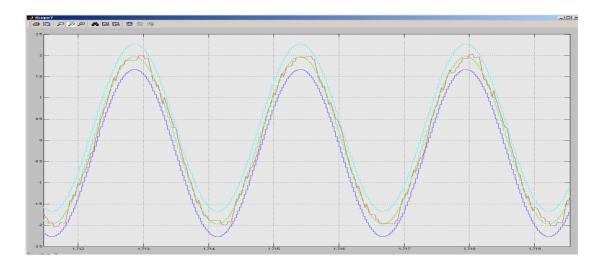


Рис. 2.25 Ток фазы – номинальная скорость (3000об/мин) 2х кратный момент

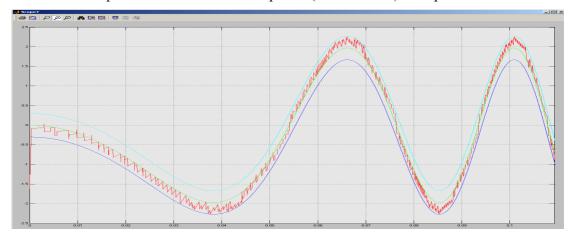


Рис. 2.26 Ток фазы – участок пуска с 2х кратным моментом

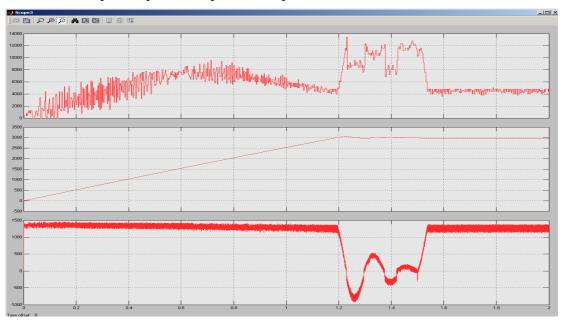


Рис. 2.27 Частота ШИМ (кГц); скорость (об/мин); момент(Н\*м) (сверху вниз)

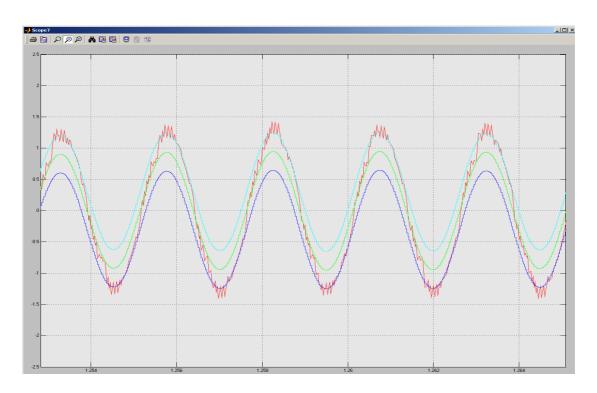


Рис. 2.28 Ток фазы - динамический режим с переходом в генераторный

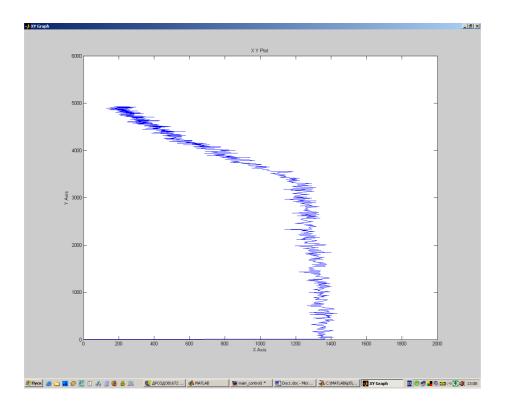


Рис. 2.29 механическая характеристика с переходом в зону разнополярной коммутации по граничной характеристике

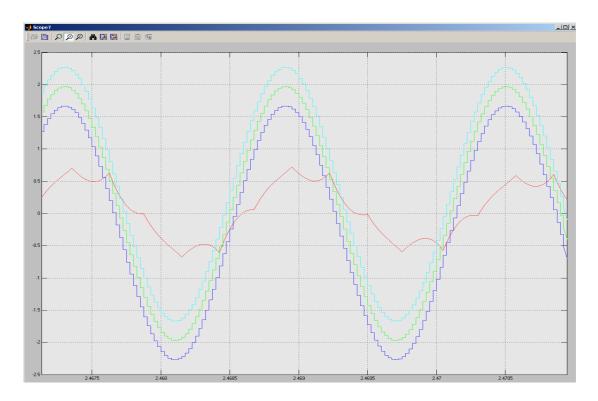


Рис. 2.30 Ток фазы – режим разнополярной коммутации

Разработанный алгоритм прямого токового управления позволил реализовать заданную форму тока близкую к синусоидальной. Частота коммутации силовых приборов IGBT при этом, по результатам моделирования не превышает 10кГц. При недостатке напряжения переходит к предельному случаю разнополярной коммутации.

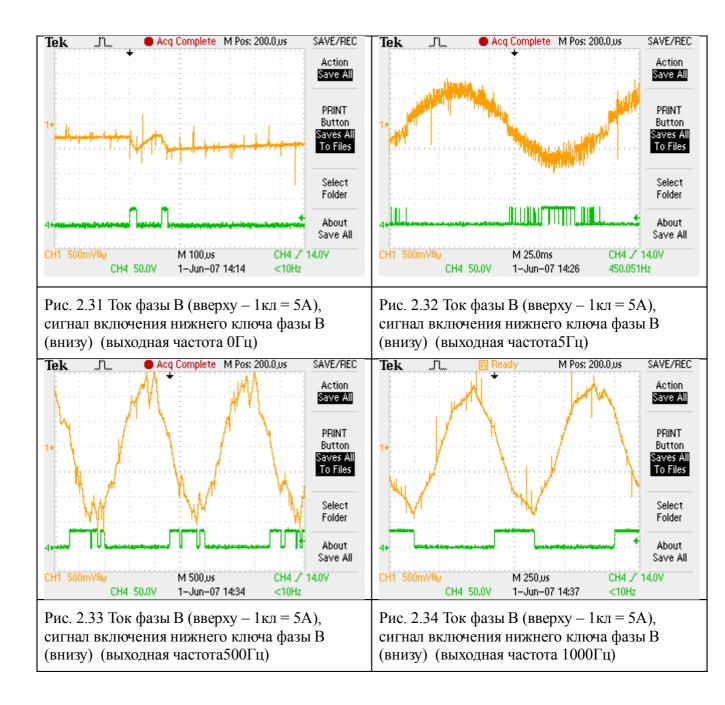
## 2.5 Экспериментальные стендовые испытания релейного регулятора тока

Для экспериментального подтверждения разработанных алгоритмов было разработано специализированное программное обеспечение, в которое вошли:

- высокоприоритетное прерывание АЦП для измерения текущего значения тока в фазе;
- быстродействующий алгоритм релейного регулирования тока статора;

• участок системы векторного управления для задания вектора тока статора.

Разработанное программное обеспечение позволило провести полноценное исследование системы релейного регулирования тока статора и подтвердить требуемые диапазоны выходной частоты. В полученной системе частота принятия решения по смене состояния силового ключа равна частоте опроса аналоговых сигналов токов и составляет 40кГц (период 25мкс). На Рис. 2.31 представлена реакция тока статора на смену состояния ключа. Отмечено, что рост тока за период включенного состояния соответствует расчетному току.



При проведении всех экспериментов специализированный модуль определял частоту работы силовых ключей. Ни в одном из экспериментов частоты переключения ключей выше 10к $\Gamma$ ц не наблюдалось. Средняя по работе частота 3-6к $\Gamma$ ц, что подтверждает возможность использования режима релейного регулирования тока для качественного формирования заданного тока.

### Результаты и выводы

По результатам исследования, моделирования и разработки методов управления силовыми ключами мостового инвертора для построения системы бездатчикового ВУ можно сделать следующие выводы:

- качественное обеспечение выходного напряжения для системы БВУ возможно с применением 12-ти секторной векторной ШИМ.
   Необходимым условием качественного формирования выходного напряжения является наличие как минимум двух включений вектора напряжения в каждом секторе;
- 2. проблема обеспечения высокой выходной частоты может быть решена с использованием предельного по быстродействию релейного режима формирования тока. В этом режиме частота переключения силовых ключей по результатам моделирования и экспериментов не превышает допустимых 10кГц;
- 3. определены микропроцессорные ресурсы, которых достаточно для полной реализации алгоритма прямого токового управления.

# Глава 3.Разработка методов бездатчикового управления ВИД с HB

В настоящей главе представлены результаты разработки и исследования методов бездатчикового векторного управления ВИД с НВ. Под бездатчиковым понимается управление без использования сигнала с датчика положения вала. Показаны методы идентификации положения вала ротора ВИД с НВ основанные на современной теории наблюдающих систем. Приведен обзор современных наблюдателей на основе фильтра Калмана, скользящих режимов и адаптивного управления. Дано их сравнение и показаны преимущества и недостатки каждого из методов. Для реализации системы БВУ ВИД с НВ выбрана комбинация наблюдателя на основе скользящего режима и фильтра Калмана. Показаны условия гарантирующие устойчивость работы наблюдателя на основе скользящего режима и математически показана малая чувствительность такого наблюдателя к неточности задания параметров ВИД с НВ. Рассмотрен вопрос об ограничениях накладываемых на бездатчиковые системы при низких скоростях.

Рассмотрен и успешно решен важнейший вопрос идентификации состояния системы на ходу при вращающемся двигателе. Данный режим необходим для возможности независимого останова/запуска любой секции в многосекционной машине при условии, что двигатель включен в работу, вращается и есть необходимость подключить дополнительную секцию. Реализация данного алгоритма вплотную приближает бездатчиковую систему к показателям векторной системы с датчиком положения и является важнейшей частью работы бездатчиковой системы в целом.

### 3.1 Обзор наблюдателей для систем бездатчикового векторного управления

Большинство процессов в электроприводе носят нелинейный характер. Это обусловлено физикой процессов протекающих в электрической машине – насыщения, дополнительные (паразитные) взаимные индуктивности и т.п. Теоретическая основа дана только для линейных систем. Для нелинейных систем теоретическая часть достаточно сложна, и не всегда позволяет использовать теории такого типа применительно к электроприводу. А значит, для решения задач управления электродвигателем, должен быть разработан свой особый подход, учитывающий специфику данного вопроса. Изучая публикации по этой теме, можно сказать, что в мировой практике сложилась достаточно четкая направленность в решении этой проблемы. Решение заключается в том, что необходимо вести поиск таких структур наблюдателей, которые при минимальном количестве и малой точности задания параметров двигателя способны обеспечить качественное и устойчивое функционирование системы в целом. При этом точность системы обработки информации о значениях переменных состояния определяется не столько точностью (разрядностью) датчиков (АЦП), сколько точностью модели процессов в объекте, используемой в наблюдателе состояния.

Структура векторного управления и математическое описание ВИД с НВ могут быть представлены в различных вариантах. Правильный выбор координатных осей для описания ВИД с НВ (как и для любого другого двигателя) не важен - уравнения единообразны вне зависимости от того, на какую ось проецировать переменные величины. Более принципиален выбор координатных осей для описания уравнений наблюдателя. Наиболее рациональным оказывается выбор тех осей, информации о которых мы имеем больше. Так как в бездатчиковой системе мы не имеем никаких датчиков, сигнализирующих о положении вала ротора, то удачным выбором являются стационарные оси, непосредственно в которых измеряются токи и прикладывается напряжение — alpha/beta.

Перед тем, как приступить к исследованию возможных вариантов наблюдателей, был сформулирован ряд критериев, по которым производилась оценка методов:

- максимальная точность восстановления переменных состояния;
- минимальная чувствительность к отклонению параметров модели;
- отсутствие громоздких математических вычислений;
- доступность в понимании подхода, возможность его физической интерпретации.

Исходя из вышеперечисленных критериев, был произведен анализ решений в области бездатчикового управления двигателями переменного тока, как с использованием электронных библиотек, так и из собственных доступных материалов[12], [14], [18]. В частности, были выявлены основные подходы в решении задачи и основные проблемы, с которыми сталкивались исследователи. Вместе с тем, следует отметить и некоторую разбросанность, как подходов, так и результатов. Важность понимания главенства физических процессов в машине, несмотря на сложность математического описания, позволили понять сущность предложенных методик, и в результате выработать свой подход к решению поставленных задач.

Необходимо пояснить, что называется наблюдателем. Наблюдающим устройством называется динамическая система, которая восстанавливает вектор состояния заданной системы на основе измерения входного и выходного воздействий при известной структуре заданной системы.

Если система, для которой восстанавливается полный вектор состояния, описывается векторным уравнением:

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU,$$

$$Y = CX$$

то наблюдатель имеет следующее уравнение:

$$\frac{dX'}{dt} = AX' + BU + K_H(Y - CX')$$

где U — скалярное входное управляющее воздействие,  $\widetilde{X}$  - оценка вектора состояния X ,  $K_{{}_{\! H}}$  - матрица усиления наблюдателя.

В общем случае  $K_{\scriptscriptstyle H}$  может быть не просто матрицей констант, а некоторой матрицей функций определяющих коэффициент усиления наблюдателя.

С этой точки зрения различают следующие типы наблюдателей:

- 1)  $K_{H}(t,X,U...) = const$  наблюдатель Люенбергера использование постоянного коэффициента усиления обеспечивает точность восстановления вектора состояния только в том случае, если параметры системы известны точно. Достоинство данного наблюдателя простота расчета и наглядность работы.
- 2)  $K_H(t,X,U...) = G(X,U,e,Q,P)$  наблюдатель (фильтр) Калмана (расширенный для нелинейных систем) благодаря изменчивости матрицы усиления G, в зависимости от многих факторов (предельному отклонению параметров объекта, ковариации оцененной и предсказанной ошибки, ковариации ошибки измерения), которые закладываются при проектировании такого типа фильтра, позволяет сделать максимально точную оценку вектора состояния, за конечное время для линейной системы и неопределенное для нелинейной.
- 3)  $K_H(t,X,U...) = F(K1 \cdot sign(e), K2 \cdot sign(\dot{e})...)$  наблюдатель на основе скользящего режима обеспечивает высокую динамику и робастность системы, за счет введения релейного режима.

Из существующих методов наблюдения скорости и положения вала двигателя следует отметить **наблюдатель на основе адаптивной модели** (MRAC – model reference adaptive control). В более широком понимании данный алгоритм можно назвать адаптивным механизмом. В литературе, тем

не менее, часто относительно данного метода употребляется термин наблюдатель.

Данный метод является простым и легко реализуемым. Методы наблюдения, использующие наблюдатель на основе адаптивной модели (MRAC), могут быть классифицированы по различным типам используемых переменных состояний X. Среди этих методов наиболее часто используемым является наблюдатель, у которого в качестве переменной состояния используется потокосцепление ротора, и наблюдатель, у которого в качестве переменной состояния используется ЭДС.

В наблюдателе на основе адаптивной модели (MRAC) (model reference adaptive control) скорость двигателя наблюдается с помощью эталонной модели (reference model) и адаптивной модели (adjustable model) (Puc. 3.35). Эталонная модель, которая не зависит от скорости двигателя, вычисляет переменную состояния X, используя измеренные напряжения и токи. Адаптивная модель, которая зависит от скорости двигателя, вычисляет переменную состояния  $\tilde{X}$ . Разница (e) между переменными состояния затем используется для управления адаптивным механизмом, который восстанавливает скорость  $\tilde{\omega}_{\text{ал}}$ .

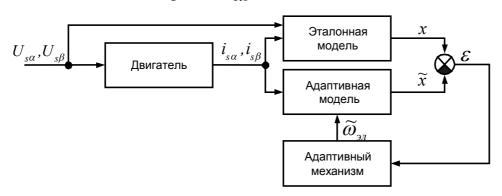


Рис. 3.35 Принцип организации наблюдателя на основе адаптивной модели (MRAC)

В реальной системе векторного управления никогда не удается точно задать параметры двигателя, кроме того, некоторые из них изменяются в процессе работы. Например, тепловое изменение активного сопротивления статора может составить +/- 50% от номинального. Поэтому основной

задачей моделирования была оценка робастности системы при изменении параметров двигателя.

По результатам моделирования системы бездатчикового векторного управления асинхронным двигателем, в которых автор принимал активное участие о наблюдателе на основе адаптивной модели сделан следующий вывод: сложность и принципиальная ограниченность метода обусловлена использованием эталонной модели, построение которой невозможно без точного знания параметров. Принимая во внимание то, что параметры любого двигателя непостоянны и зависят от многих факторов, сделан вывод о недостаточной «робастности» такого наблюдателя, т.е. такая система не отвечает требованию малой чувствительности к отклонению параметров.

Применительно к системам управления в электроприводе, наиболее часто для решения задачи оценки какой-либо переменной используют фильтр Калмана. Если переменную нельзя непосредственно измерить, то матрицу переменных состояния расширяют, и тогда фильтр называют расширенным наблюдателем или расширенным фильтром Калмана.

Оценка дополнительной переменной состояния происходит с некоторой постоянной времени, и для нелинейных систем ее расчет является до сих пор не решенной задачей. Наличие задержки в оценке не всегда позволяет получить требуемой динамики измерения параметров состояния. Для расширенного фильтра Калмана не гарантируется минимальная дисперсия в оценке, более того, не существует методов расчета сходимости процессов. Тем не менее, этот способ применяется и в большинстве случаев показывает хороший результат. В частности, фильтр Калмана может быть использован и просто как фильтр, при условии, что модель системы может быть записана математически. Существует несколько примеров использования фильтра Калмана для получения частоты периодического сигнала с сильным шумом и восстановления его формы. Кроме того, данный фильтр содержит дополнительную, неизменяемую переменную состояния и может идентифицировать частоту сигнала.

Для использования фильтра Калмана в режиме реального времени необходим быстродействующий сигнальный процессор, оптимизированный для математических вычислений и манипуляций с большими значениями. В действительности, алгоритм сложен в смысле вычисления, и на каждом шаге требуются действия с матрицами.

Сравнивая фильтр Калмана с другими типами наблюдателей можно отметить его меньшую наглядность, большее количество математических операций, и очень сложную настройку. Кроме того, существует ряд сложностей с расчетом параметров матриц W – ковариации ошибки параметров и R – ковариации ошибки измерения.

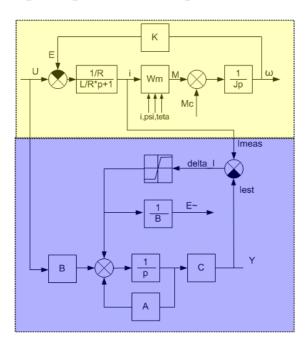


Рис. 3.36 Структурная схема системы с наблюдателем на основе скользящего режима

В последнее время проявляется повышенный интерес к наблюдателям на основе скользящего режима. За счет введения предельного по быстродействию режима, появляется возможность снизить задержку в оценке параметра и получить хорошие динамические свойства системы. Кроме этого, данные системы обладают важным свойством — малой чувствительностью к отклонению параметров. Рассмотрим вариант определения ЭДС E(t),

представленный на Рис. 3.36 описанный в [14]. Верхняя часть рисунка представляет собой математическое описание объекта управления (двигатель), нижняя — наблюдатель состояния с применением релейного режима.

Несомненным достоинством данного наблюдателя является то, что наблюдатель понятен. Для настройки необходимо знание нескольких

параметров двигателя, которые могут быть легко рассчитаны или измерены. Кроме того, за счет нечувствительности наблюдателя к изменению параметров в процессе работы система обладает хорошей устойчивостью. Задача не требует много процессорных ресурсов и может быть решена даже на процессоре малой мощности.

К недостаткам следует отнести невозможность работы при низких скоростях, что заставляет использовать альтернативные структуры управления, например, частотно-токовые, которые не позволяют поддерживать требуемый момент и, по сути, являются разомкнутыми законами управления. Несмотря на такое ограничение, пока не выявлен подход, позволяющий идентифицировать положение вектора потокосцепления ротора на около-нулевых скоростях.

Подведем итог обзора. В обзоре рассмотрены основные направления в области систем бездатчикового векторного управления. Проанализированы три типа цифровых наблюдателей.

К преимуществу наблюдателя на основе адаптивной модели (MRAS) можно отнести возможность идентификации потокосцепления ротора, как по фазе, так и по амплитуде, начиная с нулевых скоростей, то есть возможность пуска двигателя в режиме векторного управления с нулевой скорости. Однако высокая чувствительность системы управления к изменению сопротивления статора, делает ее неустойчивой и, практически, работоспособной только при моделировании.

Наблюдатель Калмана является достаточно сложным фильтром с точки зрения математического описания, синтеза параметров, требовательность к ресурсам процессора. Кроме того, среди наблюдателей этого типа не найдено ни одного способного работать на низких скоростях.

Главное преимущество наблюдателя на основе скользящего режима заключается в его нечувствительности к изменению параметров двигателя в широком диапазоне. И для его реализации требуется существенно меньшие ресурсы центрального процессора по сравнению с фильтром Калмана. Так

как этот тип наблюдателя неработоспособен в зоне низких скоростей, то для работы в этой зоне предлагается использовать либо разомкнутую структуру скалярного управления с задатчиком интенсивности, либо наблюдатель на основе адаптивной модели, способный работать на низких скоростях.

## 3.2 Ограничения в системе бездатчикового векторного управления

Для реализации поставленных задач бездатчикового управления, важно понимать ограничения, существующие в системе. Это нужно для того, чтобы определить, когда система из линейной, в результате влияния определенных факторов станет нелинейной, и структуру системы управления придется корректировать, а также для того, чтобы ограничить показатели качества регулирования и заранее отбросить из рассмотрения невозможные режимы.

Ограничения, накладываемые на систему, можно разделить на аппаратные и программные.

Программные ограничения можно изменять и корректировать в некотором диапазоне. Например, все величины в программе имеют определенную размерность — количество бит, что накладывает ограничения на точность вычислений. Большее количество разрядов увеличивает точность, но снижает быстродействие. Компромиссное решение обеспечивает приемлемую точность при хорошем быстродействии. В данной работе принято и обосновано применение вычисления в относительных единицах. При разработке программного обеспечения использовались специализированные математические функции для работы с «виртуальной» плавающей точкой на целочисленном микропроцессоре.

**Аппаратные ограничения** на систему накладывают структура инвертора, особенности работы алгоритма ШИМ, полоса пропускания датчиков токов и напряжения, многие другие факторы.

Первое ограничение связано с конечным запасом напряжения на ЗПТ. При повышении скорости вращения ЭДС двигателя увеличивается и может становиться равной напряжению звена постоянного тока, при этом реализовать требуемый вектор тока невозможно. В результате дальнейшее поддержание тока становится невозможным, и векторная система становится неработоспособна. Этот режим требует более точного алгоритма формирования сигналов управления ключами, отказ от регуляторов тока и переход в режим прямого токового управления. Для реализации этого режима требуется высокоточное быстрое измерение тока. Однако датчики тока имеют некоторую граничную полосу пропускания, что определяет предел применения метода прямого токового управления. Кроме этого, точность поддержания тока во многом зависит от разрядности применяемых АЦП и самих датчиков. Важным ограничением является ШИМ, а именно, качественно воспроизвести задание напряжения можно только на достаточно высокой частоте — 5-20кГц, а для снижения влияния «мертвого времени» требуется применение специальных методов описанных во второй главе.

#### 3.3 Наблюдаемость нелинейных систем.

Обычно, управляемые объекты существенно нелинейны и управление, основанное на линеаризации объекта, не может обеспечить требуемых динамических характеристик. В этом случае применяется нелинейное управление. Одним из примеров нелинейного управления является управление с переменной структурой. Теория систем с переменной структурой была разработана достаточно давно советскими учеными Емельяновым и Уткиным [11]. Системы с переменной структурой (СПС) – класс нелинейных систем с разрывным управлением. Их отличительной особенностью является наличие так называемого скользящего режима – движения, состоящего из переключений, происходящих с теоретически бесконечно большой частотой на границе, заранее определенной в фазовом пространстве состояния системы - поверхности переключения. Во время скользящего режима динамические характеристики определяются параметрами уравнения поверхности переключения, а не самой системы.

Таким образом, получением скользящего режима можно достичь устойчивости и нечувствительности системы к возмущающим воздействиям (робастности). Эта особенность позволяет использовать управление с переменной структурой в системах с неопределенными параметрами.

Одна из проблем, возникающих при получении скользящего режима, заключается в том, что параметры поверхности переключения в системах с переменной структурой, как правило, постоянны и задаются таким образом, чтобы изменение параметров системы в заданном наперед диапазоне не нарушало устойчивость переходных процессов. Именно эта характерная особенность и позволяет использовать управление с переменной структурой в системах с неопределенностями поскольку изменение характеристик не приводит к изменению скорости движения системы. Однако в случае наилучших параметров быстродействие системы будет таким же, как и при наихудших. Увеличить быстродействие системы возможно с помощью адаптивного управления. Адаптация предполагает введение автоматической настройки параметров поверхности переключения по параметру скользящего режима. Моделирование показывает, что быстродействие системы при введении адаптации улучшается в 2-2.5 раза.

Теория устойчивости создана в 90-х годах 19 в. А.М. Ляпуновым (в 1892 г. была опубликована его докторская диссертация "Общая задача об устойчивости движения"). Эта теория нашла широкое применение не только в математике, механике, технике, но и в химии, термодинамике, синергетике.

Теория устойчивости движения занимается исследованием влияния возмущающих факторов на движение системы (под возмущающим факторами понимают силы, не учитываемые при написании уравнения движения, вследствие их малости по сравнению с основными силами); устойчивость по Ляпунову — это близость законов изменения состояния во времени для невозмущенного и возмущенного движений [11]. Сводя вопрос устойчивости невозмущенного движения к вопросу устойчивости положения равновесия, А.М. Ляпунов связывал факт устойчивости или неустойчивости с

наличием функции V(t, x) — функции Ляпунова, производная которой по времени, взятая согласно системе дифференциальных уравнений, обладает определенными свойствами. Метод функций Ляпунова является одним из наиболее эффективных методов исследования систем автоматического управления. Значение этого метода далеко не исчерпывается возможностью установления факта устойчивости или неустойчивости исследуемой системы, но в данной работе используется только метод проверки устойчивости.

### 3.4 Замечание о схожести контура ЭДС в структуре двигателя и контура коррекции в наблюдателе.

Одним из наиболее перспективных способов определения положения ротора является наблюдатель тока на основе скользящего режима. Наблюдатель основывается на разности между измеренным и вычисленным по модели двигателя токами.

Рассмотрим структуру классической системы векторного управления с наблюдателем состояния на основе релейного режима. В случае управления двигателем от ПЧ с инвертором напряжения под заданием понимается задание напряжения, которое попадает как в объект управления (двигатель), так и в наблюдатель состояния (Рис. 3.37). Внутренняя структура наблюдателя должна быть описана уравнениями Коши, полученными из уравнений объекта управления. Решение этих уравнений дает выходной сигнал  $i\alpha_-e$  - оценку тока статора. Оценка тока статора  $i\alpha_-e$  сравнивается с текущим током объекта управления (реальным током двигателя  $i\alpha_-$ ), и по результатам сравнения корректируется управляющее воздействие (см. переменную  $E\alpha_-'e$ ). В зависимости от метода коррекции различают наблюдатель Люенбергера (коэффициент К постоянный), наблюдатель Калмана (К варьируется в зависимости от ошибки в значениях параметров и канале измерения), и наблюдатель на основе скользящего режима (используется релейный элемент).

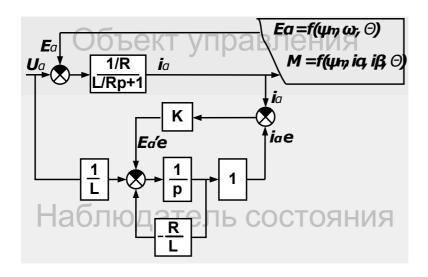


Рис. 3.37 Структура взаимосвязи объекта управления (вверху) и наблюдателя состояния (внизу) в стационарных координатах  $\alpha$ ,  $\beta$  (показана взаимосвязь только по оси  $\alpha$ ). Обозначения:  $E\alpha$  - ЭДС двигателя;  $U\alpha$  - напряжение двигателя;  $i\alpha$  - ток статора двигателя; M – электромагнитный момент;  $E\alpha$  е - внутренняя переменная наблюдателя связанная с ЭДС двигателя;  $i\alpha_-e$  - оценка тока статора.

Рассмотрим структуру двигателя постоянного тока, которая дает полное представление о процессе синтеза предлагаемого унифицированного наблюдателя (Рис. 3.37). Коррекция управляющего воздействия со стороны ЭДС присутствует в точке, где от заданного напряжения U вычитается ЭДС двигателя E (Рис. 3.38 верхняя часть). Это замечание справедливо для других двигателей. Проводя аналогию с наблюдателем состояния (Рис. 3.38 нижняя часть), можно сказать, что для равенства оценки тока с реальным током якоря ( ie и i ) значение оценки ЭДС Ее должно быть правильно рассчитано функцией К. Правильный выбор функции К, является основной задачей синтеза наблюдателя. Для решения задачи важно правильно понимать комплекс вопросов связанных как с физическими процессами происходящими в машине, так и с особенностями дискретных систем управления, основанных на использовании микропроцессорной техники. Опыт исследования таких систем показал, что наиболее успешно с данной задачей справляются релейные функции, отличающиеся предельным быстродействием, робастностью, и простой настройкой.

Параметры механической части (момент инерции вала, электромагнитный момент, Мс, кФ, скорость) не входят в вычисляемые

выражения. Для оценки тока статора *ie* достаточно двух параметров – активного сопротивлении и индуктивности якоря. Далее приведены некоторые математические выкладки с целью получить уравнения наблюдателя для ВИД с НВ с использованием только уравнений статора.

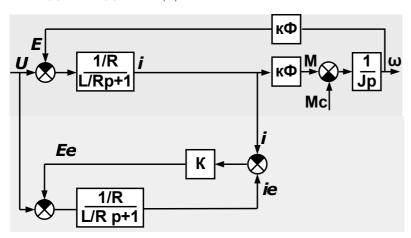


Рис. 3.38 Коррекция задания напряжения по каналу ЭДС в ДПТ (вверху) и наблюдателе тока ДПТ(внизу). Обозначения: E - ЭДС двигателя; U - напряжение двигателя; i - ток якоря двигателя; M – электромагнитный момент; Ee - оценка ЭДС двигателя; ie - оценка тока якоря.

## 3.5 Математическое описание наблюдателя тока на основе скользящего режима.

Для ВИД с НВ уравнения, записанные в координатах  $\alpha\beta$ , не зависят от ортогональных компонент. Поэтому, с целью упрощения дальнейших преобразований, воспользуемся только одним уравнением по оси  $\alpha$ . Результат для оси  $\beta$ , очевидно, будет таким же. Запишем уравнения тока двигателя по оси  $\alpha$  в виде пространства состояния:

$$X = A \quad X + B \quad U - B \quad E(t)$$
  
 $Y = C \quad X$ 

где

$$A = -\frac{R_s}{L_s}; B = \frac{1}{L_s}; C = 1; X = I_{\alpha}; U = U_{\alpha}.$$

Синтезируем наблюдатель на основе скользящего режима. Наблюдатель основывается на разности между измеренными и вычисленными по модели двигателя токами. В качестве обратной связи выступает релейная функция Z:

$$\dot{\tilde{X}} = A \quad \tilde{X} + B \quad U + Z$$

$$Z = K \quad sign(\tilde{X} - X) \quad ,$$

$$Y = C \quad \tilde{X}$$

где

$$A = -\frac{R_{S\alpha}}{Ls}; B = \frac{1}{Ls}; C = 1; \tilde{X} = I_{\alpha}e; \dot{\tilde{X}} = \frac{dI \quad e}{dt}; U = U_{\alpha}$$

Переменные с символом ~ и индексом е (estimated – оцененное) являются оценками соответствующих величин.

Оценка ЭДС производится с помощью инерционного фильтра с частотой среза w0=500 рад/с, что соответствует постоянной времени T=20Ts для частоты дискретизации 10 кГц:

$$\frac{\widetilde{E}s}{Z} = \frac{1}{\frac{1}{\omega_0 p + 1}}$$

$$\frac{d\widetilde{E}s}{dt} = -\omega_0 \cdot \widetilde{E}s + \omega_0 \cdot Z$$

Положение ротора вычисляется как:

$$\theta = arctg(\frac{-\widetilde{E}\alpha}{\widetilde{E}\beta})$$

Релейный режим в наблюдателе позволяет получить максимальную скорость идентификации состояния системы. Далее будет дана оценка этой скорости и приведено исследование устойчивости системы. Будет показано, что существует ряд условий, при которых система становится не наблюдаемой и восстановить ЭДС невозможно.

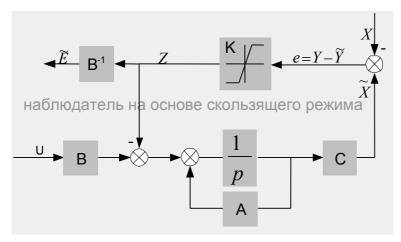


Рис. 3.39 Наблюдатель с оценкой ЭДС

Обозначим ошибку в оценке тока как  $e = Y - \widetilde{Y}$ , тогда уравнения наблюдателя можно записать в виде:

$$\dot{\tilde{X}} = \tilde{A} \cdot \tilde{X} + \tilde{B} \cdot U + K \cdot sign(e)$$

$$\tilde{A} = A + \Delta A$$

$$\tilde{B} = B + \Delta B$$

Для параметров A и B введены ошибки  $\Delta$ A и  $\Delta$ B.

С учетом того, что С=1

$$e = X - \widetilde{X}$$

Вычитая из получим производную ошибки:

$$\dot{e} = A (X - \tilde{X}) - (\Delta A \tilde{X} + \Delta B U) + (BE - K sign(e))$$

Рассмотрим ошибку, вызванную закладываемыми неточностями в параметрах ( $\Delta A \tilde{X} + \Delta B$  U) и их влияние на выражение . Для того, чтобы влияние неточности параметров на поведение наблюдателя было мало, т.е. наблюдатель обладал свойством робастности, необходимо чтобы

(
$$\Delta A$$
  $\tilde{X} + \Delta B$  U) << K . C учетом этого:

$$\dot{e} = A e + BE - K sign(e)$$

Проведем оценку устойчивости по методу Ляпунова [11] Данный метод заключается в выборе функции Ляпунова S и решении неравенства S  $\dot{S} < 0$ . Зададим в качестве функции Ляпунова S функцию ошибки между реальным током и его оценкой  $e = X - \tilde{X}$  и потребуем, чтобы ошибка стремилась к нулю  $e \to 0$ . Запишем условие устойчивости:

$$e \dot{e} < 0$$
A  $e^2 - e K sign(e) + e BE < 0$ 

Для исключения прерывистой функции sign(e) разобьем уравнение на две части:

$$A \cdot e^{2} - e \cdot (K - BE) < 0; e > 0$$

$$A \cdot e^{2} + e \cdot (K + BE) < 0; e < 0$$

$$\vdots$$

$$\vdots$$

Решение системы:

$$e = \frac{K - BE}{A}; e > 0$$

$$e = -\frac{K + BE}{A}; e < 0$$

Решение K>BE, обеспечивает устойчивость системы при всех е. Полученное неравенство не противоречит ранее принятому условию

$$(\Delta A \ \tilde{X} + \Delta B \ U) << K$$
 
$$\Delta A \cdot \tilde{X} + \Delta B \cdot U << K$$
 
$$K > BE$$
 
$$\iota$$
 
$$\iota$$
 
$$\iota$$

Т.о. для обеспечения робастности и устойчивости работы наблюдателя необходимо выполнение условия , т.е. задания достаточно большого значения К. Результаты моделирования с 50% разбросом параметров  $\Delta A$  и  $\Delta B$  показали, что достаточно задать значение K = 2BE .

Для оценки быстродействия системы запишем среднее значение релейной функции Z при  $e \rightarrow 0$  :

$$\tilde{E} = \frac{Z}{B} \cong \frac{e^{\to 0}}{TB} \frac{1}{(Ae - \dot{e} + BE)} dt = E$$

Как видно, запаздывание в оценке ЭДС по отношению к реальной ЭДС отсутствует, но требуется применение алгоритма выделения оценки ЭДС из релейного сигнала. Это можно сделать с помощью инерционного фильтра с частотой среза w0=500 рад/с, что соответствует постоянной времени T=20Ts для частоты дискретизации 10 кГц.

$$\frac{\tilde{E}s}{Z} = \frac{1}{Tp+1}$$

Предложенный способ имеет существенный недостаток. Используемое для фильтрации релейного сигнала инерционное звено вносит значительную фазовую задержку в определяемый сигнал положения и в реальной системе потребует коррекции по заранее известной ЛАЧХ. Кроме того, описанная выше система определяет угол ЭДС, который согласно уравнению (3.6) зависит от знака скорости, что необходимо учитывать.

Одним из методов предложенным в литературе является использование расширенного фильтра Калмана [12]. Он может быть использован для решения этой задачи, так как этот фильтр имеет бесконечную полосу пропускания и фазовые задержки в нем отсутствуют. Но фильтр такого типа достаточно сложно реализовать, а, кроме того, он потребует много вычислительных ресурсов. В этой работе мы рассмотрим его отдельно.

В данной работе представлено несколько способов снижения влияния фазовой задержки при выделении ЭДС. Один из них заключается в том, что в обратную связь по управлению вводится оценка ЭДС (Рис. 3.40) — назовем его «тип 2», при этом постоянная времени выделения E(t) снижается в 2 раза. Покажем это математически.

Запишем уравнение наблюдателя с учетом оценки ЭДС:

$$\dot{\widetilde{X}} = A \cdot \widetilde{X} + B \cdot U + \widetilde{E} + K \cdot sign(e)$$

$$\widetilde{E} = \frac{1}{Tp+1} K \cdot sign(e)$$

Тогда производная ошибки в системе будет выражаться как:

$$\dot{e} = A \cdot e + E - \widetilde{E} - K \cdot sign(e)$$

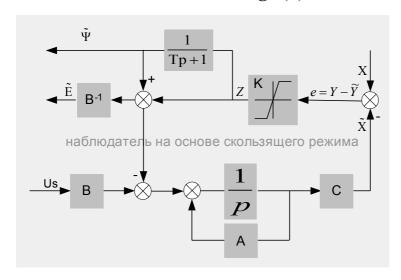


Рис. 3.40 Структурная схема с оценкой ЭДС в обратной связи.

Определим устойчивость системы по методу Ляпунова:

$$S \cdot \dot{S} = \dot{e} \cdot e = A \cdot e^2 - eK \cdot \frac{1}{Tp+1} sign(e) + E \cdot e - K \cdot e \cdot sign(e)$$

Рассмотрим случай для e>0 (для e<0 получаем аналогично):

$$e > 0$$

$$A \cdot e^{2} - e \cdot K \cdot (1 - \exp(-\frac{t}{T})) - K \cdot e + E \cdot e < 0$$

$$R(t) = K \cdot (1 - \exp(-\frac{t}{T})) \ge 0;$$

$$A \cdot e^{2} - e \cdot (R(t) + K - E) < 0$$

$$e_{0} = \frac{R(t) + K - E}{A} < 0$$

$$R(t) + K > E$$

Таким образом, для устойчивости системы надо предъявить требование K>E. Определим скорость схождения оценки E.

При е>0:

$$\dot{e} = A \cdot e - K \cdot \frac{1}{Tp+1} \mathbf{1}(t) - K \cdot \mathbf{1}(t) + E$$

$$\dot{e} = A \cdot e - K \cdot \frac{Tp+2}{Tp+1} \mathbf{1}(t) + E$$

$$\dot{e} = A \cdot e - \widetilde{E}(Tp+2) + E$$

$$\widetilde{E} = \frac{Ae + E - pe}{Tp+2} \cong \frac{E/2}{Tp+1}$$

При e<0:

$$\dot{e} = A \cdot e + K \cdot \frac{1}{Tp+1} \mathbf{1}(t) + K \cdot \mathbf{1}(t) + E$$

$$\dot{e} = A \cdot e + K \cdot \frac{Tp+2}{Tp+1} \mathbf{1}(t) + E$$

$$\dot{e} = A \cdot e - \widetilde{E}(Tp+2) + E$$

$$\widetilde{E} = \frac{Ae - E - pe}{Tp+2} \cong \frac{e^{-0}}{Tp+1} \frac{-E/2}{Tp+1}$$

Недостатком такой системы является то, что с увеличением частоты ЭДС начинает сказываться запаздывание по фазе в ее оценке. Кроме этого,

внимательное рассмотрение функции получения угла с использованием функции atan( $-E\alpha/E\beta$ ), показывает, что угол зависит еще и от направления вращения вала двигателя, в силу того, что от направления вращения зависит и сама ЭДС. Для учета направления вращения необходимо ввести переключаемую структуру.

Рассмотрим еще одни вариант определения ЭДС. Он представлен на рисунке 7, назовем его условно «тип 3». Этот вариант не встречался автору в литературе и был найден в результате самостоятельных исследований и экспериментального моделирования. С целью определения интеграла ЭДС (потокосцепления) в обратную связь наблюдателя включено реальнодифференцирующее звено, разбитое на два параллельных звена как показано на Рис. 3.41.Предлагаемое звено задержки это инерционный фильтр, где:

$$\widetilde{\Psi} = \frac{1}{Tp+1}Z$$

Уравнение наблюдателя принимает вид

$$\dot{\tilde{X}} = A \quad \tilde{X} + B \quad U + \tilde{\Psi} + K \quad sign(e)$$

$$\tilde{\Psi} = \frac{1}{Tp+1} K \quad sign(e)$$

Аналогично (13) запишем производную ошибки.

$$\dot{e} = A \ e + BE + \tilde{\Psi} - K \ sign(e)$$

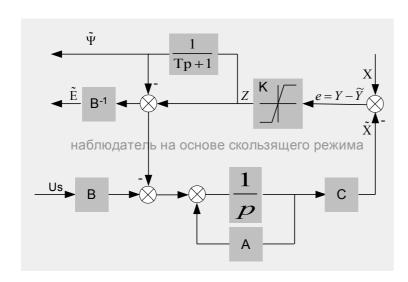


Рис. 3.41 Наблюдатель с оценкой потокосцепления.

Исследуем функцию ошибки.

При е>0:

$$\begin{split} \dot{e} &= A \quad e + K \quad \frac{1}{Tp+1} \mathbf{1}(t) - K \quad \mathbf{1}(t) + BE \\ \dot{e} &= A \quad e + K \quad \frac{-Tp}{Tp+1} \mathbf{1}(t) + BE \\ \dot{e} &= A \quad e - \tilde{\Psi} \quad Tp + BE \\ \tilde{\Psi} &= \frac{Ae + BE - pe}{Tp} \cong \frac{e \to 0}{Tp} \frac{BE}{Tp} \end{split}$$

Аналогично для е<0 получаем:

$$\begin{split} \dot{e} &= A \quad e - K \quad \frac{1}{Tp+1} \mathbf{1}(t) + K \quad \mathbf{1}(t) + BE \\ \tilde{\Psi} &\cong \frac{e \to 0}{Tp} - \frac{BE}{Tp} \end{split}$$

Анализ полученного результата показывает, что амплитуда оценки  $\tilde{\Psi}$  меняется в зависимости от частоты, но для вычисления  $\theta = f(\tilde{\Psi}\beta, \tilde{\Psi}\alpha)$  это не имеет значения. Полученный угол положения потокосцепления ротора, можно напрямую использовать в системах бездатчикового векторного управления. Для более точного выделения синусоидальной составляющей потокосцепления из релейного сигнала рекомендуется использовать фильтр Калмана, как показано на Рис. 3.42.



Рис. 3.42 Фильтр Калмана для выделения синусно-косинусного сигнала из релейного.

Как показали эксперименты и результаты моделирования, именно такой тип наблюдателя более всего подходит для решения задачи бездатчикового управления.

# 3.6 Применение расширенного фильтр Калмана для задач фильтрации синусно-косинусного сигнала.

Как известно, фильтр Калмана является оптимальным рекурсивным алгоритмом, который обеспечивает минимальную дисперсию в оценке переменных состояния для линейных систем. Он позволяет учесть ошибку в параметрах модели и ошибку в измерениях, которые рассматриваются как шумовые процессы при оценке переменных состояния. Для расширенного фильтра Калмана не гарантируется минимальная дисперсия в оценке переменных состояния, более того, не существует методов расчета сходимости процессов.

Тем не менее, этот способ применяется и в большинстве случаев показывает хороший результат. В частности, фильтр Калмана может быть использован и просто как фильтр, при условии, что модель системы может быть записана математически. Существует несколько примеров [7][12][11] использования фильтра Калмана для получения частоты периодического сигнала с сильным шумом и восстановления его формы. В этой работе предложен аналогичный способ. Он основан на том, что ЭДС описывается периодическими функциями синуса и косинуса и скорость ЭДС можно считать неизменной в течении интервала дискретизации Т. Дискретная модель поведения переменных состояния во времени может быть записана как:

$$Xk + 1 = f(Xk) + wk$$
$$Yk = CXk + rk$$

где

 $Xk = [E\beta, E\alpha, \omega]^{^{T}}$  - вектор переменных состояния  $Yk = [E\beta, E\alpha]^{^{T}}$  - вектор измеренных сигналов wk, rk - ошибки модели и измерений соответственно,

$$f(Xk) = \begin{bmatrix} x1\cos(x3 \cdot T) - x2\sin(x3 \cdot T) \\ x1\sin(x3 \cdot T) + x2\cos(x3 \cdot T) \\ x3 \end{bmatrix},$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Поскольку полученный фильтр содержит неизмеряемую переменную состояния X3, а так же имеет взаимные произведения переменных состояния, то мы получили расширенный фильтр Калмана для нелинейной системы.

Важно отметить, что высшие гармоники в ЭДС могут быть учтены как ошибки измерения и тем самым получена основная гармоника.

Расширенный фильтр организован следующим образом.

1. Сначала вычисляются предсказанные по предыдущему состоянию значения переменных состояния, на основе линеаризации системы

$$X_{k+1/k} = f(\widetilde{X}_k)$$

2. Вычисляется априорная матрица Р и матрица усиления фильтра G

$$P_{k+1/k} = F(\widetilde{X}_{k}) P_{k} F^{T}(\widetilde{X}_{k}) + W_{k}$$

$$G_{k+1} = P_{k+1/k} C [CP_{k+1/k} C + R_{k}]^{-1}$$

3. На основе линеаризации вычисляются новые переменные состояния

$$\widetilde{X}_{k} = X_{k+1/k} + G_{k+1} \cdot (Y_{k+1} - C \cdot \widetilde{X}_{k+1/k})$$

4. Вычисляется апостериорная матрица погрешности оценивания

$$P_{k+1} = P_{k+1/k} - G_{k+1}CP_{k+1/k}$$
,

где

 $G_{\scriptscriptstyle k}$  - матрица усиления фильтра

 $P_{{}_{\!\scriptscriptstyle{k+1/k}}}$  - матрица ковариации предсказанной ошибки

 $P_{_{\!\scriptscriptstyle{k+\!1}}}$  - матрица ковариации оцененной ошибки.

 $W_{\scriptscriptstyle k}$  - матрица ковариации ошибки параметров модели

 $R_{\scriptscriptstyle k}$  - матрица ковариации ошибки измерения  $F(\widetilde{X}_{\scriptscriptstyle k})$  - линеаризованная матрица системы

$$Fij(\widetilde{X}_{k}) = \frac{\partial fii(X_{k})}{\partial Xj} \bigg| Xk = \widetilde{X}k$$

Рассмотрим достоинства и недостатки данного фильтра. Поскольку модель представлена как система с двумя периодическими сигналами, то фильтр из любого сигнала стремится выделить первую гармонику. Это компенсирует несинусоидальность ЭДС, и устраняет шум в определении угла. С другой стороны, поскольку фильтр имеет дополнительную не измеряемую переменную состояния, быстродействие в ее определении будет определять правильность работы фильтра. До тех пор пока скорость не будет установлена точно, сигнал будет иметь шум. Теоретически рассчитать параметры матриц W и R для расширенного фильтра Калмана невозможно, поэтому при экспериментальной настройке, были найдены такие параметры W и R, которые обеспечили хорошую динамику, при достаточной точности восстановления переменных состояния (Рис. 3.43, Рис. 3.44).

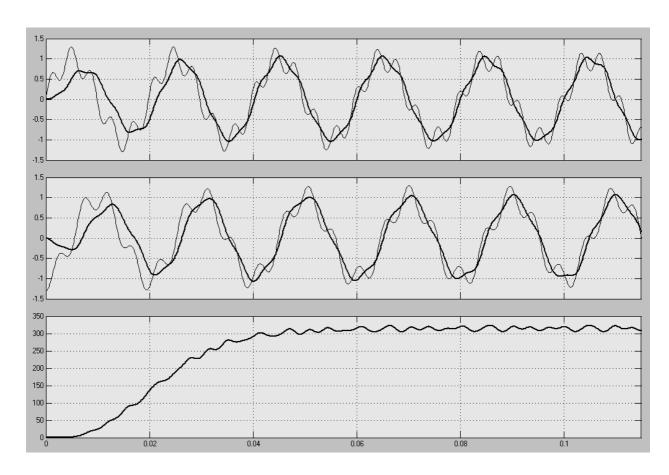


Рис. 3.43 Восстановление первой гармоники и частоты из зашумленного сигнала с помощью фильтра Калмана. Входной сигнал (тонким) и оценка этого сигнала (жирным), оценка скорости (w=0.001 r=1 T=0.01)

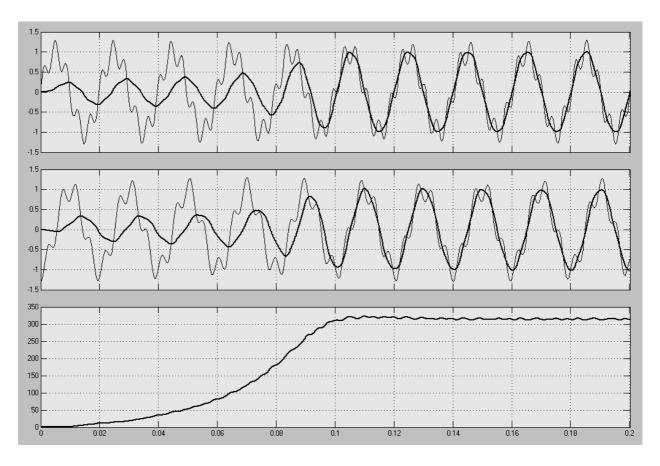


Рис. 3.44 Восстановление первой гармоники и частоты из зашумленного сигнала с помощью фильтра Калмана. Входной сигнал (тонким) и оценка этого сигнала (жирным), оценка скорости (w=0.0001 r=1 T=0.01)

## 3.7 Способы работы на низких скоростях.

Все приведенные алгоритмы основываются на определении ЭДС. На низких скоростях ЭДС мала, поэтому в бездатчиковом варианте системы управления существует ряд сложностей с начальным пуском. Работа бездачиковой системы в режиме низких скоростей невозможна.

Из наиболее распространенных способов решения этой проблемы следует выделить следующие:

Пуск от задатчика интенсивности в токовой системе в течении заданного промежутка времени, пока не появиться выделяемая ЭДС.
 Этот довольно простой в реализации способ, который хорошо зарекомендовал себя для вентиляторного типа нагрузки, нагрузки с

- постоянным моментом сопротивления и моментом инерции механизма. Для пуска резкопеременных нагрузок он неприменим.
- 2. Пуск с использованием информации о положении на основе тестового сигнала. Существует несколько способов описанных в [8] определения положения на основе отклика тестового сигнала. Такие схемы обладают рядом недостатков, которые не позволяют использовать их в настоящее время. В основном это касается постороннего шума от тестового сигнала, и сложной настройки контуров пуска. В ходе данной работы были исследованы несколько таких способов, но они показали плохое качество регулирования и общего положительного результата не дали.

Задачи позиционирования привода, точного останова, работы на низких скоростях, в бездатчиковом варианте пока не нашли своего решения. Система с использованием тестового сигнала не показала каких-либо весомых преимуществ по сравнению с пуском от задатчика интенсивности и требует дальнейшего изучения.

## 3.8 Результаты моделирования системы бездатчикового ВУ.

При моделировании исследовалось несколько наблюдателей на основе скользящего режима. Пуск системы осуществляется в датчиковом варианте, затем при достижении определенной скорости происходило переключение в бездатчиковый режим. Одновременно рассчитываются три типа наблюдателей и результат их работы отображается графически. Для возможности сравнения с текущим углом системы угол положения поля ротора выводится отдельно (Рис. 3.45). Проанализируем результат моделирования.

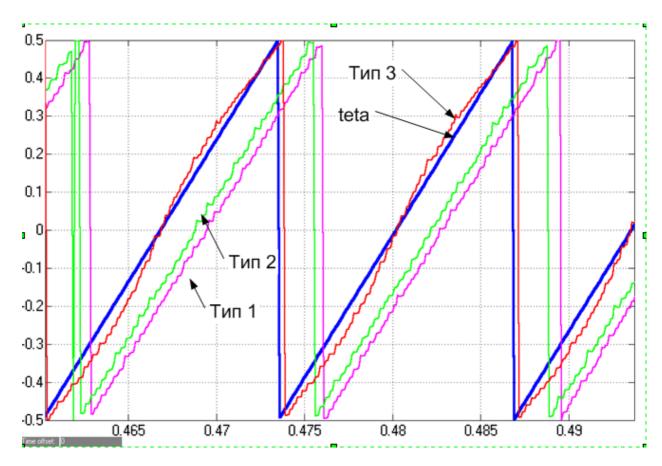


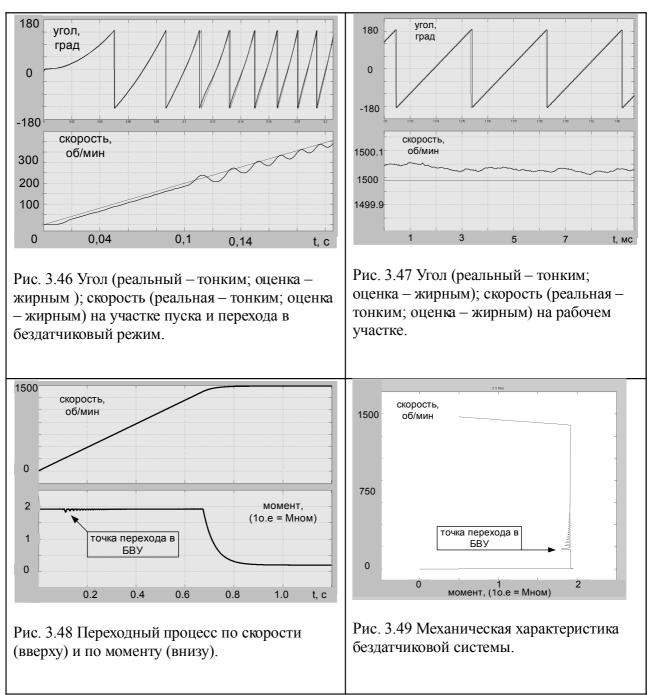
Рис. 3.45 Участок работы на установившейся частоте  $75\Gamma$ ц. Угол положения вала ( 1 о.е. = 360 гр.)

Тип 1 — Анализируя результат при повышении частоты можно сказать, что запаздывание угла по фазе соответствует расчетному для данной частоты. Действительно, на частоте 75Гц соответствующей 471рад/сек, при T=50Тшим, запаздывание, определенное по ФЧХ, составляет примерно 60градусов.

Тип 2 – Запаздывание на высокой частоте незначительно меньше предыдущего результата, хотя, постоянная времени согласно расчету сократилась в 2 раза. Для данной частоты расчетное запаздывание, определенное по ФЧХ инерционного звена, составляет примерно 45 градусов, что и видно из графика.

Тип 3 – Имеет синусоидальную огибающую на всем скоростном диапазоне, но обладает (визуально) свойством сходимости к реальному углу системы, как на низкой скорости, так и на высокой скорости.

Для дальнейших исследований был принят скользящий наблюдатель «тип 3», а для фильтрации высокочастотной составляющей релейного режима добавлен фильтр Калмана. Результаты пуска и работы системы представлены на Рис. 3.46 – Рис. 3.49.



Наличие пульсаций в моменте, при переходе в бездатчиковый режим объясняется недостаточной точностью восстановления угла вектора потокосцепления. Пульсации угла обуславливают раскачивания в контуре токов, что сказывается на колебании момента и влияет на форму тока.

Наблюдатели «тип 1» и «тип 2» имеют характеристики, отличные от требуемых. На высоких скоростях начинает сказываться запаздывание в определении угла и момент на валу начинает уменьшаться. Таким образом, оказывается, что наблюдатели первых двух типов неприменимы.

# 3.9 Разработка алгоритма бездатчикового подхвата системы векторного управления.

Одной из важнейших задач, решение которой вплотную приближает показатели датчиковой системы к бездатчиковой, является реализация т.н. алгоритма «бездатчикового подхвата». Суть «подхвата» заключается в возможности выключить и включить весь привод или его секцию (в случае многосекционной машины) без остановки на любой текущей скорости. Сразу необходимо сделать замечание, что система не будет подхватывать двигатель, если скорость его вала, а значит и ЭДС, ниже некоторой величины, при которой работа бездатчиковой системы принципиально невозможна. В этом случае система должна идентифицировать нулевую скорость и производить пуск с нулевой частоты в разомкнутой частотно-токовой системе с использованием темпа определяемого задатчиком интенсивности.

Существует несколько способов идентифицировать состояние системы, основные это:

- измерение ЭДС двигателя с использованием датчиков напряжения
- внесение в систему тестового сигнала управления

Рассмотрим достоинства и недостатки этих способов.

Идентификация положения вала двигателя может быть выполнена по измерению вектора ЭДС двигателя. Из уравнений приведенных в 1 главе следует, что угол положения вала ротора может быть вычислен по формуле:

$$\theta = arctg(\frac{-\widetilde{E}\alpha}{\widetilde{E}\beta})$$

Для идентификации скорости можно перейти от трехфазной системы ЭДС к двухфазной, выполнив по известным формулам фазные преобразования, а затем, используя фильтр Калмана определить положение вектора ЭДС и скорость вращения вала. При выполнении этой процедуры также осуществляется предварительная настройка фильтра Калмана, а именно инициализация его переменных состояния. Однако, при таком подходе предварительной настройки лишается наблюдатель на основе скользящего режима, т.е. переменные состояния наблюдателя будут находится в произвольном состоянии. Вероятность того, что за время, сопоставимое с постоянной времени контура тока, наблюдатель перейдет в устойчивое состояние крайне мала, поэтому, важной задачей при разработке алгоритма «подхвата» должно уделяться идентификации состояния всей системы, а не только ее части.

Возможностью настройки всей системы управления и идентификации переменных состояния обладает алгоритм, основанный на внесении тестового сигнала в систему. Рассмотрим его подробнее.

На Рис. 3.50 показан 3 фазный инвертор напряжения связанный с ВИД с НВ. Предположим, что управление с ключей снято, и в точках а,b,c существуют ЭДС двигателя. Замыкая ключи, требуется создать некоторое возмущение в системе, такое, что появившийся ток не стал бы аварийно большим, а за время возмущения удалось идентифицировать состояние не только положения ЭДС, но и переменных состояния скользящего наблюдателя и фильтра Калмана.

Скользящий наблюдатель не требует синусоидальных величин на входе, для него важны только прикладываемое в данный момент напряжение и протекаемый ток. Остальные задачи автоматически решаются алгоритмом скользящего наблюдателя. Фильтр Калмана получает величины оцененной ЭДС и поэтому также вовлечен в работу, а значит, переменные состояния идентифицируются. Другими словами, для успешного «подхвата» необходимо так переключать ключи инвертора, чтобы они не создали

слишком большого тока, а систему бездатчикового векторного управления оставить прежней, при этом система автоматически идентифицирует свое состояние.

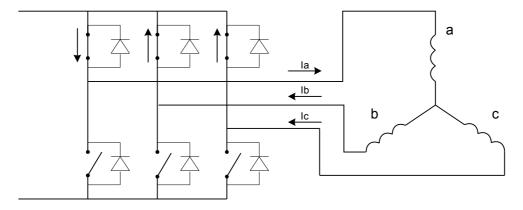


Рис. 3.50 инвертор в режиме «подхвата» - замыкание верхних ключей

 $U\alpha = 0$ ;

 $U\beta = 0$ ;

 $I\alpha = Is \_alpha \_measured$ 

 $I\beta = Is$  beta measured

Обратимся к Рис. 3.51. Для создания тока достаточно замкнуть на короткий период времени все верхние или все нижние ключи. Представим, что, замкнув все верхние ключи (1,3,5) на один период, мы получаем нарастание тока, как показано стрелками. Это состояние можно передать в наблюдатель.

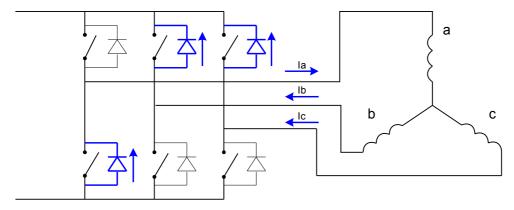


Рис. 3.51 инвертор в режиме «подхвата» - расфорсировка тока через обратные диоды Далее, размыкаем верхние ключи -1,3,5 (Рис. 3.51.) и, с учетом индуктивности фазы, получаем протекание тока через обратные диоды. Используя механизм идентификации прикладываемого напряжения при выключенных ключах по знаку тока, определяем вектор прикладываемого

напряжения. После того, как ток спадет ниже 20% от номинального повторяем алгоритм.

Схематично, механизм идентификации изображен на Рис. 3.52.

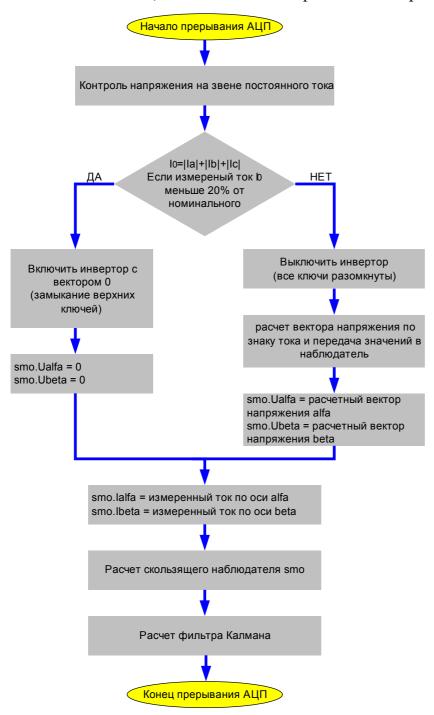


Рис. 3.52 Алгоритм «подхвата»

Данный механизм идентификации состояния системы обладает рядом привлекательных свойств. Во-первых, замыкание верхних ключей однозначно определяет прикладываемый вектор напряжения (нулевой), а для идентификации вектора напряжения при выключенном инверторе вполне

достаточно знака тока, для того, чтобы определить прикладываемое напряжение. Вместе с тем, данный алгоритм однозначно определяет нежелательное направление перетока энергии - при выключенном инверторе ток расфорсируется через обратные диоды в емкость звена постоянного тока. При значительно ЭДС двигателя за время идентификации состояния системы напряжение на ЗПТ может превысить максимально-допустимое напряжение, что приведет к срабатыванию защиты ПЧ. Для исключения этого эффекта необходимо предусмотреть маломощное устройство для поглощения этой энергии, например маломощный блок с «тормозным» резистором. Поскольку время идентификации не превышает 1с, то резистор может быть выбран маломощный - для мощности ПЧ 220кВт достаточно использовать резистор 50Вт.

Другой недостаток связан, как показано в главе 2.3.3, с учетом погрешности измерения тока и идентификации вектора напряжения. Невозможно точно определить реальную привязку фаз двигателя к шинам ЗПТ, поэтому невозможно точно определить прикладываемое напряжение. Годограф напряжения оказывается смещен в сторону, пропорционально смещению нулевого уровня АЦП и датчика тока. Поэтому необходимо предусмотреть последствия использования такой информации в наблюдателе.

Для исследования данного эффекта в модель системы бездатчикового векторного управления введем небольшое смещение (1%) в канал напряжения.

Обратимся к результатам моделирования, показанным на Рис. 3.53 и Рис. 3.54.

Как видно, даже такое незначительное смещение напряжения (1% от номинального) вызвало полную неработоспособность наблюдателя на основе скользящего режима.

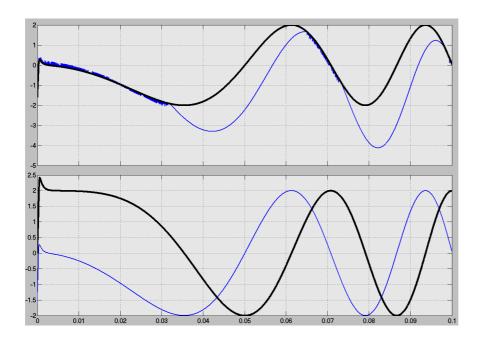


Рис. 3.53 Оценка тока (тонким) и реальный ток (жирным). Неработоспособность наблюдателя характеризуется потерей слежения за током.

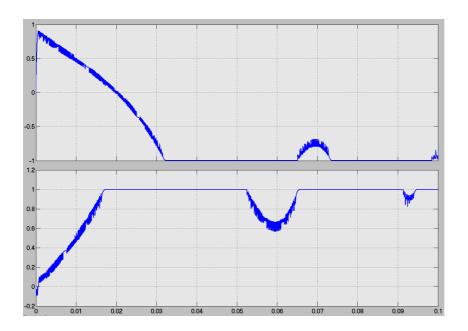


Рис. 3.54 Оценка ЭДС. Неработоспособность наблюдателя характеризуется потерей релейного режима.

Полученные результаты говорят о высокой чувствительности наблюдателя к неточности задания напряжения. Требуется провести математическое обоснование возможности создания наблюдателя на основе скользящего режима лишенного этого недостатка.

#### 3.10 Математическое обоснование улучшенного наблюдателя

Уравнения наблюдателя запишем в виде:

$$\widetilde{X} = \widetilde{A} \cdot \widetilde{X} + \widetilde{B} \cdot U - \widetilde{E} + K \cdot sign(e)$$

$$\widetilde{E} = \frac{1}{Tp+1} K \cdot sign(e)$$

представим ошибки системы в виде:

$$\widetilde{A} = A + \Delta A$$

$$\widetilde{B} = B + \Delta B$$

$$\widetilde{U} = U + \Delta U$$

В уравнение () введена ошибка по напряжению.

Вычитая из (14) (11) получаем производную ошибки:

$$\dot{e} = A \cdot (X - \widetilde{X}) - \Delta A \cdot \widetilde{X} - \Delta B \cdot U - \Delta B \cdot \Delta U + E + K \frac{1}{Tp + 1} \mathbf{1}(t) - K \cdot \mathbf{1}(t)$$

В приведенном выше выражении сделаем некоторое допущение:

$$\Delta A \cdot \widetilde{X} + \Delta B \cdot U \approx 0$$

тогда уравнение скольжения принимает вид:

$$\dot{e} = A e - \Delta B \Delta U + E - K \frac{Tp}{Tp+1} 1(t)$$

Определим скорость схождения оценки Е.

При е>0:

$$\dot{e} = A \cdot e - \Delta B \cdot \Delta U + E - \widetilde{E}Tp$$

$$\widetilde{E} = \frac{Ae - \Delta B \cdot \Delta U + E - pe}{Tp}$$

$$\widetilde{E} \cong \frac{E}{Tp} - \frac{\Delta B \cdot \Delta U}{Tp}$$

Как видно из результата, наличие ошибки по напряжению приводит к тому, что в системе появляется звено способное интегрировать ошибку, что и делает систему нестабильной. Для решения этой проблемы попробуем изменить коэффициент усиления наблюдателя К.

Запишем уравнения наблюдателя:

$$\dot{\tilde{X}} = \tilde{A} \tilde{X} + \tilde{B} \tilde{U} - C\tilde{E} + K \text{ sign(e)}$$

$$\tilde{E} = \frac{1}{Tp+1}K \text{ sign}(e)$$

$$\tilde{A} = A + \Delta A$$

$$\tilde{B} = B + \Delta B$$

$$\tilde{\mathbf{U}} = \mathbf{U} + \Delta \mathbf{U}$$

Производная ошибки:

$$\dot{e} = A (X - \tilde{X}) - \Delta A \tilde{X} - \Delta B U - \Delta B \Delta U + E + C K \frac{1}{Tp+1} 1(t) - K 1(t)$$

Примем  $\Delta A \cdot \widetilde{X} - \Delta B \cdot U = 0$ , тогда

$$\dot{e} = A \ e - \Delta B \ \Delta U + E + (C - 1) \ K \frac{1}{Tp + 1} 1(t) + K \frac{1}{Tp + 1} 1(t) - K \ 1(t)$$

$$\dot{e} = A \cdot e - \Delta B \cdot \Delta U + E + (C+1) \cdot \widetilde{E} - \widetilde{E}Tp$$

Выразив оценку ЭДС получаем:

$$\tilde{E} = \frac{Ae - \Delta B \Delta U + E - pe}{Tp - C + 1}$$

и раскладываем на компоненты

$$\widetilde{E} = \frac{Ae}{Tp - C + 1} + \frac{-\Delta B \cdot \Delta U}{Tp - C + 1} + \frac{E}{Tp - C + 1} + \frac{-pe}{Tp - C + 1}$$

Для того, чтобы решение было сходящимся необходимо чтобы знаменатель соответствовал инерционному звену, для этого необходимо 0 < C < 1.

Рассмотрим значение каждой компоненты при е→0

$$\bullet \quad \frac{Ae}{Tp-C+1}=0;$$

•  $\frac{-\Delta B \cdot \Delta U}{Tp - C + 1}$  - инерционное звено, характеризующую ошибку, вызванную

неточностью задания напряжения (смещение напряжения);

• 
$$\frac{E}{Tp-C+1}$$
 - зависимость оценки ЭДС от выделенной ЭДС;

$$\bullet \quad \frac{-pe}{Tn-C+1}=0;$$

С учетом вышеизложенного получаем:

$$\tilde{E} \cong \frac{e \rightarrow 0}{Tp-C+1} + \frac{-\Delta B}{Tp-C+1} + \frac{E}{Tp-C+1} + \frac{-pe}{Tp-C+1} = \frac{e \rightarrow 0}{Tp-C+1} + \frac{\Delta B}{Tp-C+1} + \frac{E}{Tp-C+1} + \frac{E}{Tp-C+1}$$

Полученное выражение сходимости оценки ЭДС к реальной ЭДС выражено инерционным звеном и постоянным смещением. Как известно, инерционное звено близко по характеристикам интегральному звену, в зоне значительно выше частоты среза. Для того, чтобы это приближение было верно положим С незначительно меньше 1, например 0.95. Тогда, для T=0.002, частота среза оказывается равной (1-0.95) /0.002 = 25рад/с, что соответствует 4Гц. Данная частота не используется при работе бездатчиковой системы, а поэтому все свойства системы с чисто-интегральной функцией схождения системы сохраняются.

Для компенсации компоненты смещения  $\frac{-\Delta B \cdot \Delta U}{Tp - C + 1}$  вызванной ошибкой в параметрах модели и смещении годографа вектора напряжения используем инерционное звено, с постоянной времени Tf = 0.1 c, как показано на Puc. 3.55 (см. контур компенсации смещения).

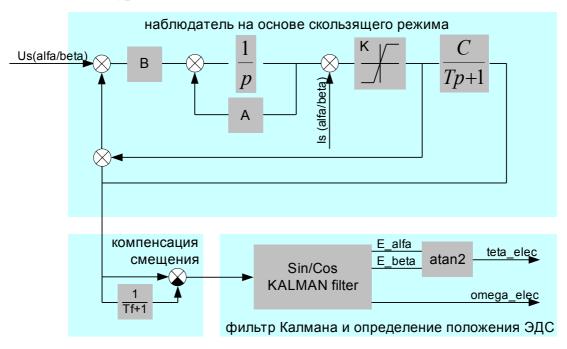


Рис. 3.55 Структура улучшенного наблюдателя.

#### 3.11 Результаты моделирования улучшенного наблюдателя

Для исследования улучшенной структуры наблюдателя было проведено численное моделирование.

Полученная по результатам моделирования механическая характеристика показана на Рис. 3.56.

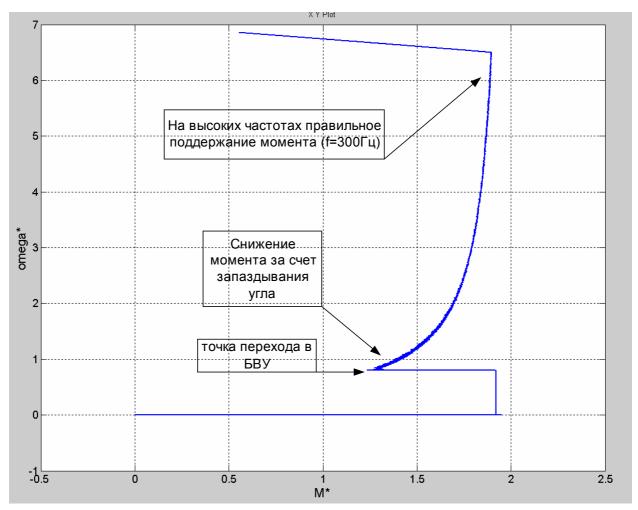


Рис. 3.56 Механическая характеристика системы БВУ (пуск частотно-токовой системы, переход в бездатчиковый режим) с улучшенным наблюдателем.

Поведение системы соответствует ожидаемому. Формула содержит инерционное звено, а значит, существует запаздывание оцененного угла относительно реального (см. Рис. 3.57). С увеличением частоты это запаздывание практически полностью устранятся. Тем не менее, в зоне низких частот появляется неоптимальный режим управления.

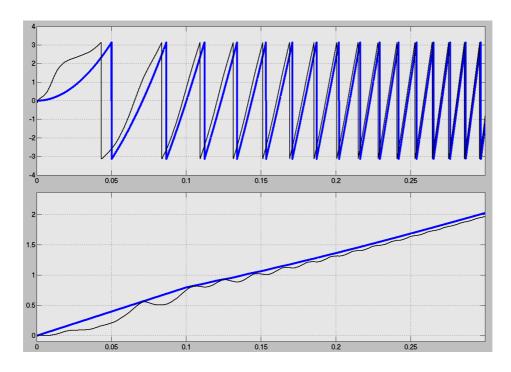


Рис. 3.57 Оценка положения и реальное положение вала, оценка скорости и реальная скорость (реальные величины— жирным, оценка — тонким).

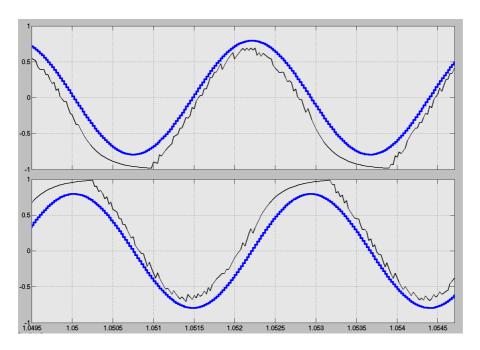


Рис. 3.58 Восстановленное потокосцепление (тонким) и обработанное фильтром Калмана (жирным) (частота 350Гц для ВИД с НВ с 7 парами полюсов)

На Рис. 3.58 показаны два сигнала оценки ЭДС. Первый (черный) это оценка ЭДС после скользящего наблюдателя, которая содержит высокочастотную составляющую, вызванную переключением релейного элемента. Второй (синий) это результат обработки сигнала ЭДС с

использованием фильтра Калмана. Как видно из графика, фазовые и амплитудные искажения отсутствуют, по сигналу можно восстановить положение угла вала двигателя.

Обратимся к результатам моделирования бездатчикового подхвата. При моделировании принималось, что двигатель пускается в разомкнутой системе (частно-токовое управление) в момент времени 0.1с происходит переход на систему БВУ с релейным регулированием тока и двигатель продолжает разгон. В определенный момент времени (0.5с) происходит выключение инвертора, после чего запускается алгоритм идентификации состояния системы. Отсутствие токовой паузы и режима с полным обнулением состояния системы объясняется сложностью описание процессов машины при выключенном инверторе, поэтому, при моделировании было принято, что происходит обнуление переменных состояния инвертора. Переходный процесс в этом случае показан на Рис. 3.59.

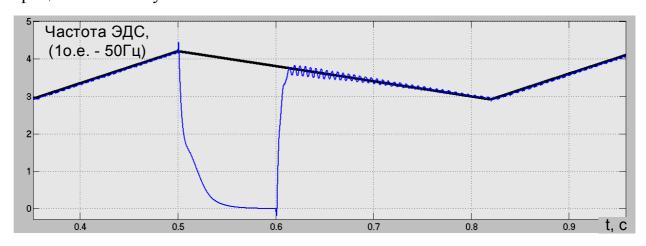


Рис. 3.59 Переходный процесс в контуре идентификации скорости после обнуления переменных состояния (жирным – реальная скорость; тонким – скорость идентифицируемая фильтром Калмана).

Рис. 3.59 отражает тот факт, что фильтр Калмана обладает некоторой инерционностью в оценке дополнительной переменной состояния. Требуется некоторое время (0.5-0.55) для того, чтобы сигнал оценки скорости обнулился. В это же время происходит обнуление переменных состояния наблюдателя на основе скользящего режима. В момент времени 0.6с приходит разрешение на подхват и за время порядка 0.1с происходит полная идентификация состояния системы, т.е. и скользящий наблюдатель и фильтр

Калмана успевают выйти на установившийся режим. В момент времени 0.8с происходит разрешения на управление от системы БВУ с релейным регулированием тока и двигатель разгоняется.

Преимущество релейного регулирования тока заключается в возможности автоматического перехода в разнополярную коммутацию, при достижении ограничения вектора выходного напряжения. В ходе моделирования был исследован такой режим, при котором на частоте порядка 200Гц происходил подхват системой управления, и осуществлялся разгон двигателя по граничной механической характеристике с использованием всего доступного напряжения. Конечно, недостаток напряжения обусловил недостаток тока, и как следствие момента. Целью было показать возможность работы системы БВУ с релейным регулятором тока на предельных частотах с переходом в разнополярную коммутацию. Далее представлена серия графиков на которых показаны важные участки работы системы БВУ с релейным регулятором тока Рис. 3.60 – Рис. 3.67.

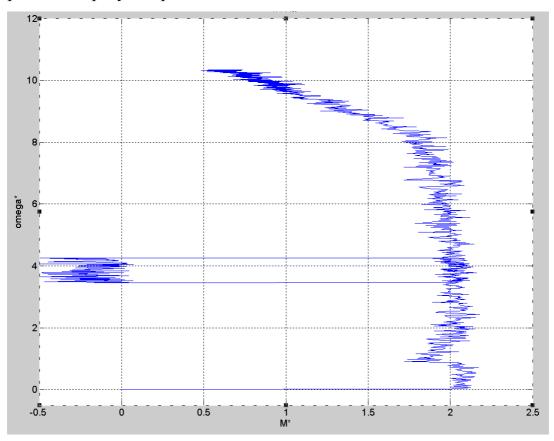


Рис. 3.60 Механическая характеристика системы БВУ с РРТ. В районе частоты 200Гц произведена симуляция подхвата. Двигатель разгоняется по граничной характеристике

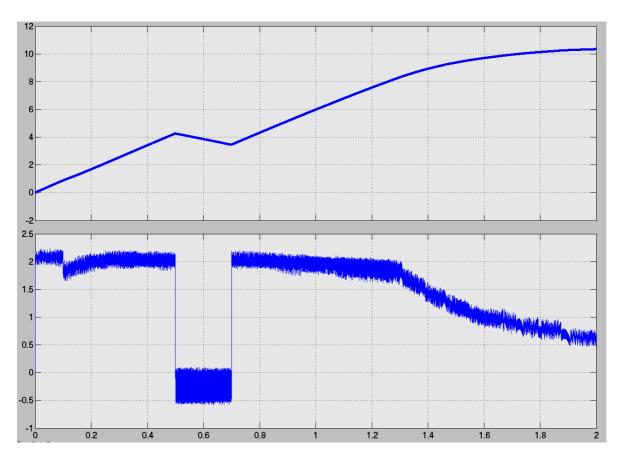


Рис. 3.61 Переходный процесс по скорости (вверху) и по моменту (внизу)

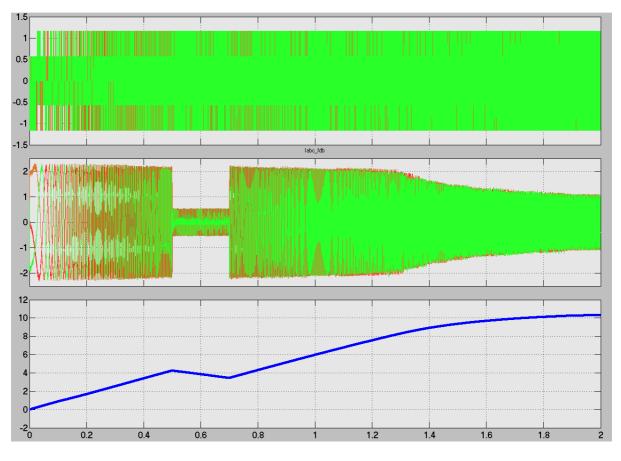


Рис. 3.62 Переходный процесс по напряжению (релейный режим), току, скорости

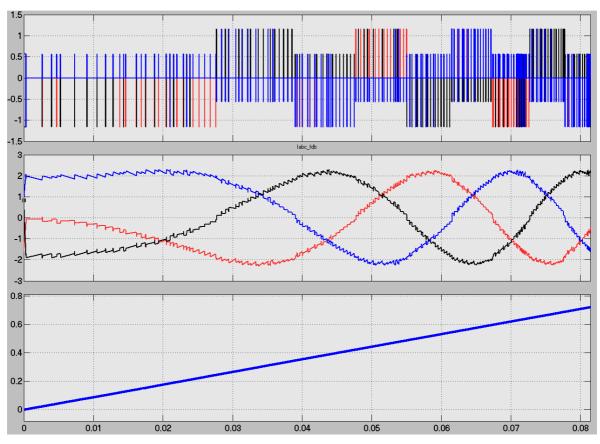


Рис. 3.63 Участок пуска. Релейный режим обеспечивает поддержание тока в заданном коридоре

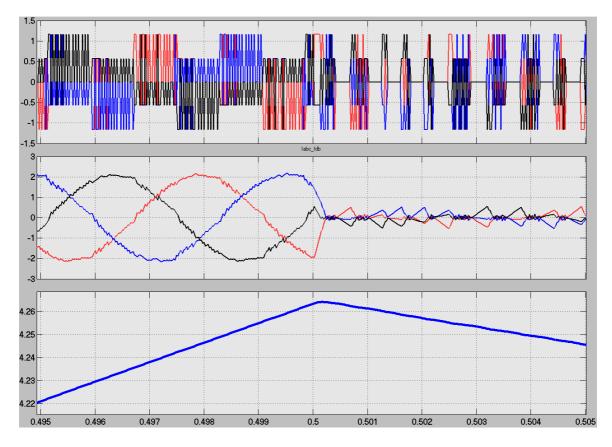


Рис. 3.64 Участок перехода в режим подхвата. Напряжение (вверху), ток(средний), скорость(внизу).

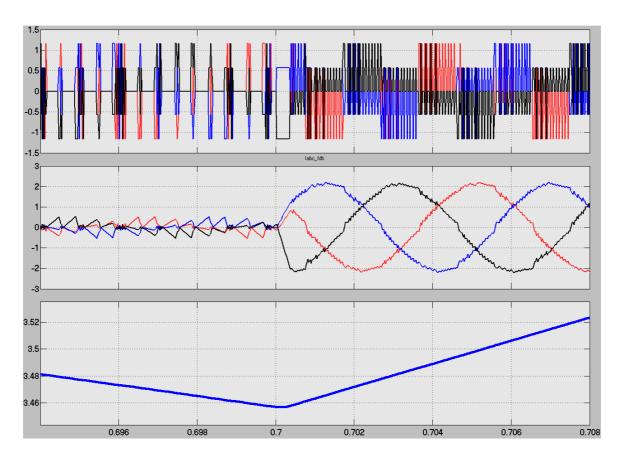


Рис. 3.65 Участок подхвата. Нет бросков тока. Напряжение (вверху), ток(средний), скорость(внизу).

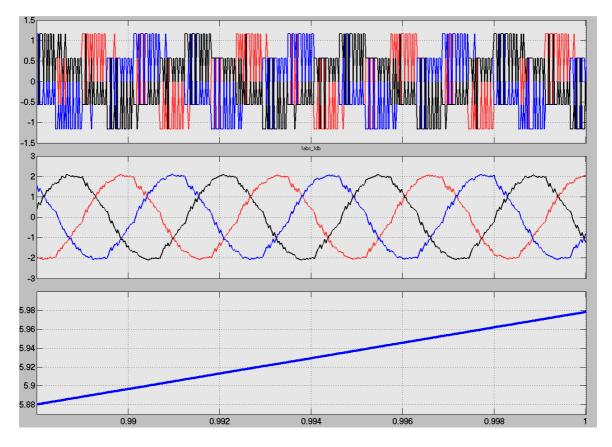


Рис. 3.66 Участок работы ВИД при номинальной мощности. Напряжение (вверху), ток(средний), скорость(внизу).

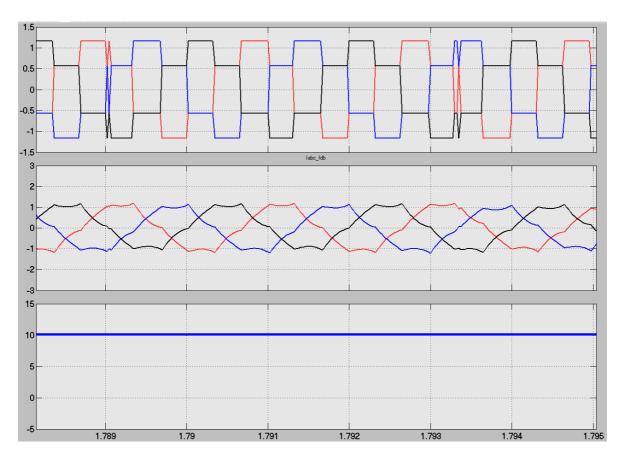


Рис. 3.67 Участок разнополярной коммутации при достижении максимального выходного напряжения. Напряжение (вверху), ток(средний), скорость(внизу).

#### Результаты и выводы

- 1. На основании проведенного анализа и сформулированных требований определены наиболее рациональные структуры наблюдателей для системы бездатчикового векторного управления.
- 2. Выбрана и проанализирована структура наблюдателя на основе скользящего режима. Проведено математическое исследование системы с применением теории устойчивости Ляпунова. Для устранения высокочастотного колебания в оценке угла положения ротора выбран и фильтр Каламана.
- 3. Проведено моделирование системы в среде Matlab Simulink. Разработаны модели принципиально важных узлов системы 3х фазного инвертора напряжения, релейного регулятора тока, системы бездатчикового

- управления, модуль ВИД с НВ. Результаты моделирования показали устойчивую работу системы.
- 4. Разработан алгоритм подхвата системы бездатчикового векторного управления. Проведено моделирование алгоритма. Определены недостатки разработанного наблюдателя на основе скользящего режима и найдены пути устранения недостатков в улучшенном наблюдателе.

# Глава 4.Синтез аппаратных средств и разработка модульного программного обеспечения для реализации системы БВУ ВИД с НВ

В данной главе приводятся результаты разработки аппаратной части и программного обеспечения для реализации алгоритмов бездатчикового векторного управления ВИД с НВ. Приведены общие требования к силовой части системы управления, и более широко представлены требования к микроконтроллерной части. Показано, что предлагаемые алгоритмы могут быть успешно реализованы на микроконтроллере TMS320F2810 от Texas Instruments, на базе которого разработан контроллер МК17.3. Контроллер позволяет решать широкий круг задач управления двигателями, организации сетевых взаимодействий, управление коммутационной аппаратурой.

Важной частью разработки системы БВУ для ВИД с НВ является необходимость разработки полноценного ПО для промышленного применения, в том числе для многосекционных вентильно-индукторных приводов. Программное обеспечение должно обеспечивать возможность полноценной наладки как силовой части ПЧ отдельно, так и бездатчиковой системы в целом, содержать комплекс защит и предупреждений как ПЧ, так и двигателя от недопустимых режимов, обеспечивать правильную логику работы коммутационной аппаратуры. Для решения такой задачи были сформулированы требования к структуре ПО, проведен анализ возможностей выбранного микроконтроллера.

В главе приведены результаты разработки модульной структуры унифицированного программного обеспечения, которое является основой для построения векторных систем управления на базе общепромышленных ПЧ «Универсал» для широкого ряда приводов — асинхронных, синхронных, вентильно-индукторных, и может быть адаптирована под любой известный привод.

# 4.1 Синтез аппаратных средств для реализации системы БВУ ВИД с НВ

Общие требования к аппаратной части системы бездатчикового векторного управления сохраняются такими же, как и для системы с датчиком положения. Силовая часть системы управления содержит стандартный ПЧ с 3-х фазным мостовым инвертором, контур регулирования тока возбуждения, силовую коммутационную аппаратуру для подключения ПЧ к сети и двигателю.

Отказ от датчика положения позволяет несколько упростить контроллер для системы бездатчикового управления. Основные особенности касаются правильного выбора микроконтроллера, на который ложится дополнительная нагрузка связанная с необходимостью расчета в реальном времени наблюдателя на основе скользящего режима и фильтра Калмана.

# 4.1.1 Основные требования к микроконтроллеру для реализации системы БВУ ВИД с НВ.

Формулировка требований к микроконтроллеру является основной задачей разработки аппаратных средств для реализации системы БВУ. Основной функцией микроконтроллера является расчет системы управления двигателем и формирование сигналов управления силовыми ключами. Рассмотрим типовую структуру ПО сложившуюся в практике разработки систем управления электрическими двигателями (Рис. 4.68).

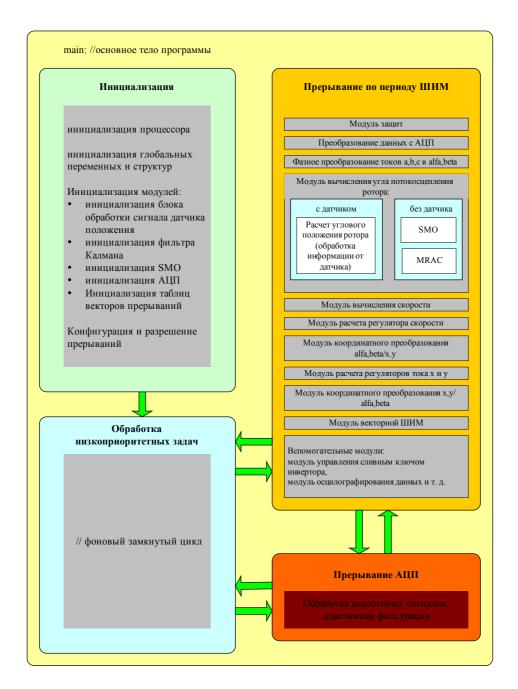


Рис. 4.68 Упрощенная структура ПО для реализации системы БВУ

Программное обеспечение содержит:

- Высокочастотное прерывание для обработки аналоговых сигналов 40-80кГц
- Основное прерывание для расчета системы управления и формирования выходного вектора напряжения (10кГц)
- Фоновый цикл для медленных, низкоприоритетных задач

Структуру ПО можно разделить на основное тело программы и некоторое несколько процедур обработки прерываний. В основном теле

программы можно выделить инициализирующую часть и фоновый замкнутый цикл. Программа инициализирующей части исполняется только один раз при запуске процессора и нужна для инициализации, как самого процессора и его периферии, так и для инициализации программных модулей. После инициализации программа «зацикливается» в фоновом замкнутом цикле, где она обслуживает все низкоприоритетные задачи и задачи, требующие длительного времени выполнения.

Во время выполнения программы происходят прерывания по определенным событиям (например, прерывание по периоду ШИМ, прерывание по окончанию преобразования АЦП). Система БВУ рассчитывается на каждом периоде ШИМ в прерывании по началу периода тактирующего таймера. Алгоритм расчета в этом прерывании содержит в себе ряд модулей, которые взаимосвязаны друг с другом. Последовательность вычислений можно отследить по Рис. 4.68. Вначале происходит преобразование данных с АЦП (приведение к относительным величинам и преобразование форматов), и обрабатываются защиты привода. После этого фазные токи преобразуются в токи по осям alfa, beta. Затем, в зависимости от режима работы системы, вычисляется угол положения вала ротора. Для системы с датчиком положения ротора угол вычисляется драйвером датчика. Для системы без датчика, угол вычисляется с помощью наблюдателя на основе скользящего режима (SMO) и фильтра Калмана. После того, как угол положения вала ротора определен, вычисляется скорость ротора, рассчитываются регулятор скорости и регуляторы тока. Далее идет модуль векторной ШИМ и вспомогательные модули (модуль управления сливным ключом инвертора, модуль осциллографирования данных и др.).

В прерывании АЦП происходит адаптивная фильтрация аналоговых сигналов с целью исключить измерения, попадающие на момент переключения силового ключа, поскольку они содержат значительные помехи.

Все свободное от прерываний время процессор выполняет код находящийся в фоновом кольце. Обычно там находятся функции работы с энергонезависимой памятью и происходит сохранение/восстановление параметров.

Данная схема показала хороший результат при разработке экспериментальных алгоритмов. Это связано с гибкостью программного кода, структура всех трех функций умещается в один файл, что делает систему очень наглядной. С разбора и понимания такой структуры можно начинать изучение методов векторного управления, ее основных модулей. Однако для применения в промышленных целях такая структура совершенно непригодна.

Структура современного ПЧ имеет широко разветвленные функциональные возможности. Реализация этих возможностей должна обеспечиваться как на уровне аппаратной части контроллера, так и в структуре ПО. В целях получения конкурентного преимущества возникает необходимость расширения функциональных возможностей, вместе с тем необходимо сохранить и улучшить удобство и простоту использования и обслуживания ПЧ.

Сформулируем список требований к функциям ПЧ, не связанный с силовой частью и компоновкой, а лишь те, которые обеспечиваются средствами программного обеспечения.

- Возможность удобного взаимодействия «Человек Машина». Подразумевает возможность конфигурировать, параметрировать, вводить задание, наблюдать статусную информация ПЧ. Для этого необходимо предусмотреть информационный канал, а желательно несколько, по которым данные могут быть переданы в пульт оператора. Пультом оператора может выступать локальный и/или переносной пульт ПЧ, либо компьютер со специальной программой.
- **Автономность и интеллектуальность** возможность автоматического регулирования технологического процесса, самозащита, самодиагностика

и возможность перезапуска после аварии, бесперебойная работа за счет распределенного управления многосекционным двигателем.

- Локальная автоматизация возможность ввести на некотором программном языке алгоритм локальной автоматизации и осуществить ее сохранение в памяти ПЧ с последующим выполнением.
- Гибкая система ввода/вывода широкая база поддерживаемых аналоговых датчиков, источников сигналов задания, модулей ввода/вывода, датчиков положения вала ротора (инкрементальных, синусно-косинусных, на элементах Холла, абсолютных с каналом SSI)
- Сверхнадежная работа системы управления электроприводом. Неважно, работа это скалярной системы, векторной или бездатчиковой, любой сбой (аппаратный или программный) расценивается оператором как неисправность системы в целом, что ухудшает конкурентоспособность изделия.

Исходя из перечисленных требований был определен круг задач, которые необходимо решить микроконтроллеру на уровне ПО.

- Сетевые возможности:
- CANOpen
- MODBUS(RTU)

Набор дискретных автоматов:

- для автоматического режима регулирования и решения технологических задач;
- для режима самодиагностики;
- для защиты привода;
- для слежения за последовательностью подключения/выключения ПЧ;
- для автоматического повторного перезапуска (АПВ) после аварии;
- для выбора источника задания;
- для решения задач локальной автоматизации;

- для задач управления и переключения структур управления; Набор драйверов:
  - Для датчиков положения ротора;
  - Для аналоговых датчиков с возможностью выбора диапазона и канала ввода;
  - Для плат ввода/вывода с возможностью выбора, инвертирования и переключения каналов;

Решение всех этих задач, многие из которых не относятся к системе БВУ напрямую, не менее важно, чем надежная работа системы БВУ. Учет этих требований на стадии выбора микроконтроллера позволит в дальнейшем получить весомые конкурентные преимущества.

Для решения комплексной задачи управления приводом была разработана унифицированная структура ПО. Унификация заключается в возможности использования единой структуры ПО для работы с асинхронным, синхронным, и вентильно-индукторным двигателем с электромагнитным возбуждением. На Рис. 4.69 представлена схема распределения процессорных ресурсов. Как видно, наиболее критичным к выполнению являются 3 прерывания — прерывание обработки аналоговых сигналов, прерывание расчета системы управления на такте ШИМ, прерывание, обслуживающее процессы с фиксированным временем выполнения 1мс. Особенно следует отметить, что система бездатчикового управления занимает лишь малую часть выполняемого кода, а большую часть занимают второстепенные задачи.



предельное время выполнения

Рис. 4.69 Схема распределения процессорных ресурсов для реализации различных систем управления

Предварительный расчет объема вычисляемых задач показал, что требуется мощный специализированный для управления двигателем микроконтроллер с большим набором периферийных блоков и высоким быстродействием. Очевидным выбором стал самый мощный на день разработки микроконтроллер серии «motor control» (для управления двигателями) TMS320F2810 от Texas Instruments.

#### 4.1.2 Контроллер МК17.3 для системы БВУ ВИД с НВ

В рамках работы [5], с участием автора, был разработан контроллер на базе сигнального процессора TMS320F2810, для использования в качестве встраиваемой, высокопроизводительной системы векторного и прямого цифрового управления двигателями различных типов, статическими преобразователями частоты и системами вторичного стабилизированного и автономного питания.

На Рис. 4.70 представлена функциональная блок-схема контроллера МК17.3, дающая представление о составе и назначении отдельных узлов контроллера, а также об интерфейсах контроллера с внешним оборудованием.

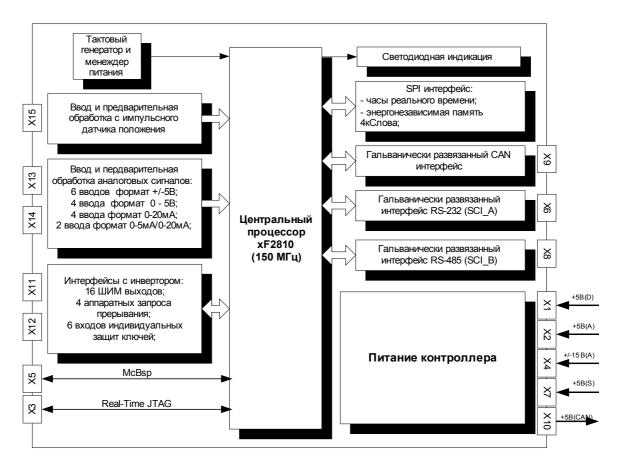


Рис. 4.70 Блок схема контроллера МК17.3

#### 4.1.3 Основные технические данные контроллера МК17.3

#### Центральный процессор

TMS320F2810PBK(150 МГц) — специализированный сигнальный микроконтроллер нового поколения фирмы Texas Instruments для управления двигателями:

- Высокопроизводительная статическая СМОS-технология с малым уровнем потребления и питанием (1.8 В ядро, 3.3 В порты ввода/вывода)
- 150 MIPS (миллионов операций в секунду) время выполнения команды 6.67нс.
- Память на кристалле микроконтроллера (16-разрядная):
- 64 К слова электрически стираемой программируемой флэш-памяти;
- 18 К слова оперативной памяти однократного доступа
- таблицы стандартных математических функций;
- Два независимых менеджера событий (EVM\_A, EVM\_B). Менеджеры событий оптимизированы для управления асинхронными, синхронными, вентильными и вентильно-индукторными двигателями;
- 12-разрядный 16-канальный аналого-цифровой преобразователь с входным мультиплексором и временем преобразования на канал 200 нс при одиночном измерении и 60 нс при конвейерном;
- интерфейсы CAN, SCI, SPI, McBSP;
- 6 внешних линий запросов прерываний, две из которых PDPINTA#, PDPINTB# обеспечивают ввод сигналов аппаратных защит инверторов и автоматическую блокировку управляющих ШИМ-сигналов,
- JTAG-интерфейс для подключения внутрисхемного эмулятора с целью тестирования и отладки в реальном времени, в том числе для

программирования флэш-памяти. Поддержка самых современных технологий отладки программного обеспечения, например, Code Composer;

• Промышленный температурный диапазон от –40 град. С до +85 град. С;

#### Питание контроллера МК17.3

- Питания цифровых цепей контроллера
- Внешний источник стабилизированного питания +5 V(D) с максимальным потребляемым током до 700 мА;
- Встроенный регулятор напряжения питания цифровой части процессора с двумя уровнями выходного напряжения +1.8(D) и +3,3 V(D);
- Питание датчика положения
- Внешний источник питания +5 V(S) с максимальным потребляемым током не более 300 мА подключается к разъему;
- Питание аналоговых цепей и калибровка встроенного АЦП
- Внешний источник стабилизированного питания аналоговых цепей контроллера +5V(A) с током потребления не более 100 мA;
- Внешний источник стабилизированного питания операционных усилителей в блоке ввода и предварительной обработки аналоговых сигналов  $\pm 15$  V(A) с током потребления не более 100 мA по каждому из каналов;

#### Мониторинг питания и сброс центрального процессора

- Сброс процессора при включении питания или при нажатии на встроенную в контроллер кнопку «Сброс»
- Автоматический мониторинг уровней напряжений источников питания +3.3V(D) и +1,8V(D)

#### Светодиодная индикация контроллера

- Индикация подачи напряжения цифрового питания +3.3 V(D) на плату контроллера светодиодом Питание»;
- Программно настраиваемая пользователем индикация состояния контроллера с помощью светодиодов (например, индикация состояний «Авария» и «Работа»).

#### Управление ключами инверторов и преобразователей напряжения

- Интерфейс управления с двумя шестиключевыми инверторами.
- Управление мостовыми инверторами осуществляется в режимах фронтовой, центрированной или векторной широтно-импульсной модуляции (модуляции базовых векторов) с общим количеством выходных ШИМ-сигналов до 12-и (PWM1÷PWM12);
- Управление дополнительными преобразователями постоянного напряжения в постоянное или ключами приема энергии торможения.
- Прием аппаратно-идентифицированных аварий в силовой части инверторов или преобразователей

#### Ввод и предварительная обработка аналоговых сигналов

- 6 каналов ADC0 ADC5 приема аналогового сигнала в стандарте ±5V;
- 4 канала ADC6, ADC7, ADC14, ADC15 приема аналоговых сигналов в стандарте 0–5V;
- 4 канала ADC8 ADC11 приема аналоговых сигналов в стандарте 0– 20 мА с датчиков технологических переменных или с аналоговых датчиков положения на элементах Холла;
- 2 канала ADC12, ADC13 приема аналоговых сигналов в стандарте 0— 5 мА/0—20 мА с датчиков технологических переменных;

- Фильты низкой частоты обеспечивают защиту аналоговых входов от электромагнитных помех на частотах коммутации силовых ключей (полоса пропускания 5 кГц);
- Защита аналоговых входов встроенного АЦП микроконтроллера от перенапряжений и переполюсовки;

# Ввод и предварительная обработка сигналов импульсного датчика положения

- Интерфейс с импульсными датчиками положения ротора с дифференциальными выходами;
- Встроенный драйвер приема дифференциальных сигналов импульсных датчиков положения +A/-A (CAP1), +B/-B (CAP2), +R/-R (CAP3) с защитой входов от помех;

#### Синхронный периферийный интерфейс

- Быстродействующий синхронный периферийный интерфейс со скоростями приема/передачи данных до 37.5 Мбит/с
- Последовательная флэш-память емкостью 64К
- Энергонезависимые часы реального времени

## Гальванически развязанные коммуникационные интерфейсы связи

- 2 последовательных асинхронных интерфейса SCI\_A и SCI\_B центрального процессора, каждый с дважды буферированным приемником и передатчиком, полнодуплексным режимом работы для асинхронного приема/передачи данных длиной от 1-го до 8-и бит на скоростях до 9.3 Мбод (при 150 МГц) с автоматическим обнаружением ошибок и работой по прерываниям;
- Драйвер интерфейса RS-232
- Драйвер интерфейса RS-485

- Возможна работа двух интерфейсов RS-232 и RS-485 одновременно;
- Встроенный контроллер и драйвер CAN-интерфейса используется для создания быстродействующих, помехоустойчивых, гальванически-развязанных промышленных сетей со скоростями приема/передачи данных до 1 Мбит/с и поддержкой стандартного протокола обмена CAN 2.0 В.

#### JTAG-интерфейс

- Обеспечивает подключение контроллера МК17.3 через разъем X1 к любому стандартному внутрисхемному эмулятору, например XDS510, для ускорения отладки программного обеспечения и/или программирования встроенной флэш-памяти;
- Допускает загрузку программного обеспечения в статическое ОЗУ с последующим запуском программы в ОЗУ под управлением отладчика, в том числе с точками останова или в пошаговом режиме;

## Средства разработки и отладки модульного программного обеспечения

- Полная совместимость контроллера МК17.1 с программным обеспечением фирмы Texas Instruments, предназначенным для создания и отладки программного продукта для микроконтроллеров семейства 'C2000.
- Полная совместимость со стандартными аппаратными средствами отладки внутрисхемных эмуляторов типа XDS510;

## 4.2 Разработка унифицированной структуры программного обеспечения для реализации системы управления

Создание законченного программного обеспечения для системы электропривода не ограничивается только разработкой соответствующих модулей управления инвертором. Промышленное применение требует

обслуживания множества других задач – обработка станции управления подключением преобразователя частоты к сети и к двигателю, поддержание обмена между секциями с распределением заданий скорости, момента и пр., обработка драйверов верхнего уровня – CANOpen, MODBUS. Как показывает практика разработки ПО, данные задачи по уровню сложности сопоставимы с разработкой самой системы управления двигателем, а иногда превосходят ее. Доля программного кода, отводимая на второстепенные задачи, может составлять до 80% от общего количества кода. Разрабатывать программное обеспечение без учета этих особенностей нельзя, иначе результатом будет плохо проверяемый код, с множеством перекрестных взаимосвязей, сложно отлавливаемыми ошибками, исправление которых обычно требует переработки существенной части кода.

В данной части приведены базовые принципы модульного построения программного обеспечения с использованием дискретных автоматов, которые были применены при разработке 4-х секционного вентильно-индукторного привода с независимым возбуждением мощностью 630кВт.

## 4.3 Использование принципа дискретных автоматов при организации ПО

Опыт разработки ПО и практика его использования показывает, что наиболее надежным и удобным методом проектирования дискретных цепей переключений, является использование методики дискретных автоматов.

Рядом отечественных ученых А.А. Шалыто, Н.И. Туккель [3, 4] и другими в последние годы усиленно развивается так называемый автоматный подход решению задач логического управления, когда для формулировки задачи и для ее реализации предлагается использовать графы переходов взаимодействующих между собой автоматов. Применяемый в научной группе Козаченко В.Ф. метод [5] близок к упомянутому выше и отличается от него главным образом, технологией обработки событий, адаптированной к задачам быстродействующего управления оборудованием в реальном времени.

Второе отличие заключается в использовании входных переменных нескольких типов, в том числе переменных управления внутренними процессами, конфигурационных переменных, способных изменять логику работы управляющего автомата, а также команд управления, поступающих по сетевым каналам связи или от пультов управления. Третье отличие связано с расширением метода на распределенные системы управления, когда отдельные автоматы или подавтоматы могут взаимодействовать между собой по локальным промышленным сетям, в частности по CAN-сети.

Суть методики заключается в том, что выделяются конечные состояния системы, переход из одного состояния в другое происходит только при получении определенного сигнала. Кроме того, возможно организовать такие события как, например первое вхождение в дискретное состояние, выход из дискретного состояния, которые могут быть очень полезны для инициализации переменных при смене состояния.

По сравнению с другими способами метод конечных дискретных автоматов более прост в понимании, легко поддается визуализации, а с точки зрения программы легче читается и отличается высоким быстродействием.

Каждый дискретный автомат имеет часть, выполняемую в фоновом кольце, и часть, выполняемую на каждом шаге дискретизации процесса 1мс или периоде ШИМ.

#### 4.3.1 Главный дискретный автомат управления системой

Главный дискретный автомат подразделяет задачи на 3 типа:

- Коммуникационные задачи задачи связанные с поддержкой сетевых протоколов высокого уровня CANOpen, MODBUS реализуются в автомате сетевых взаимодействий.
- Дискретные задачи задачи связанные с управлением коммутационной аппаратурой, выбором источников задания и команд управления, задачи связанные с командами оперативного управления и пр. реализуются автоматом команд и сигналов управления.

• Задачи управления — задачи связанные с реализацией системы векторного управления, управления инвертором, защитами и предупреждениями в системе, реализует автомат системы управления приводом.

#### 4.3.2 Дискретный автомат сетевых взаимодействий

Задача данного автомата — обеспечить поддержку сетевых взаимодействий. Дискретными состояниями этого автомата являются возможные состояния его драйверов. Важнейшими функциями данных автоматов являются:

- Параметрирование и конфигурирование ПЧ
- Прием команд управления и заданий
- Передача высокоприоритетных посылок о своем статусе и режиме при работе в группе с несколькими ПЧ на одно или несколько устройств.
- Определение своего сетевого окружения, наличие доступных активных узлов в сети.

Дискретный автомат строится таким образом, чтобы обеспечить функционирование важнейшего протокола, отвечающего за высокоприоритетные взаимодействия «Человек-Машина» и «Машина-Машина». Таким основным протоколом системы является САN-Ореп. Другие протоколы могут быть выбраны как дополнительные. При этом вопрос о возможности использования одновременно нескольких дополнительных протоколов решается исходя из доступности процессорных ресурсов. Дополнительными протоколами являются МОDBUS на основе RS485 и ZigBee на основе беспроводной технологии.

#### 4.3.3 Дискретный автомат команд и сигналов управления

Содержит в своем составе 3 подавтомата

• автомат команд управления - отвечает за последовательность включения и выключения автомата управления инвертором.

- автомат выбора источников задания и команд управления содержит набор блоков для выбора источников задания и команд управления, а также модуль конфигурации дополнительно встроенного ПИД—регулятора технологической переменной, модуль циклограмм для сигнала задания технологической переменной. Модуль циклограмм может работать как по абсолютному времени (для реализации суточных диаграмм на насосных станциях) так и по относительному (для станочных применений, например с контуром положения).
- автомат дискретных сигналов отвечает за правильность работы коммутационной аппаратуры. По сигналам дополнительных контактов определяет состояние подключения ПЧ к сети и двигателю. Рассмотрим его работу подробнее применительно к многосекционному ВИП.



Рис. 4.71 Схема подключения одной секции многосекционного привода

Привод состоит из 4 преобразователей частоты серии «Универсал-220» и 4-х станции управления для независимого подключения/отключения каждого ПЧ от питающей силовой сети, и контактора для коммутации ПЧ-ДВИГАТЕЛЬ. Общий вид силовых коммутации для одной секции показан на схеме Рис. 4.71.

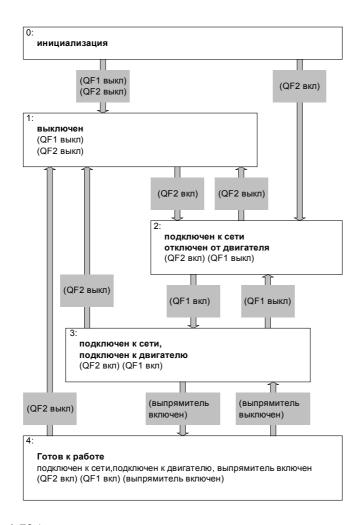


Рис. 4.72 Автомат дискретных сигналов

При запуске микроконтроллера дискретный автомат принудительно попадает в состояние 0: инициализация. При этом опрашиваются состояния соответствующих дискретных входов с целью определить состояние коммутационной аппаратуры. В тело данного состояния (не показано на рисунке) встроена проверка наличия б/к QF1 и б/к QF2. Если QF2 включен, то фиксируется аварийное событие – «секция подключена до включения микроконтроллера», соответствующий дискретный автомат защит записывает это событие в ЭНЗУ, сетевой автомат транслирует сообщение для отображения на пульте управления и удаленном компьютере. Т.о. в тело каждого состояния, кроме ожидаемого действия (т.е. появление б/к), может быть встроено действие над другим дискретным автоматом или проинициализировано какое-либо событие системы.

#### 4.3.4 Дискретный автомат системы управления приводом

Содержит 3 подавтомата

#### 4.3.5 Дискретный автомат отработки защит системы управления.

Дискретный автомат организован в 3х состояниях – модуль защит выключен, модуль защит активен и нет аварии, модуль защит зафиксировал аварию. При переходе в состояние «зафиксирована авария» модуль выполняет сохранение в банк аварий и ожидает команды сброс защиты.

#### 4.3.6 Дискретный автомат предупреждений системы.

Предупреждение является важным событием системы, которое сигнализирует обслуживающему персоналу о возможном появление аварийного события, и, во многих случаях, помогает его избежать. Поэтому требуется тщательная проработка поведения системы при появлении предупреждения.

#### 4.3.7 Дискретный автомат управления инвертором напряжения.

Рассмотрим работу автомата управления инвертором подробнее.

Сложность реализации системы управления заключается в том, что наряду с множеством доступных режимов (режим U/f, частотно-токовое управление, векторное управление с датчиком положения, векторное управления без датчика положения, прямое токовое управление) существует множество условий перехода между ними. Так, например, при отказе датчика положения, желательно, чтобы система перешла на работу по резервному бездатчиковому варианту, или при работе на пониженной частоте, где бездатчиковая система работает неустойчиво, происходил переход на частотно-токовую систему. Автомат работает в цикле прерывания ШИМ, а в случае работы в режиме идентификации параметров в фоновом цикле. Его структура показана в приложении. Удобство использования проявляется непосредственно в том, что для запуска привода в работу автомат команд управления должен перевести автомат управления системы из режима «СТОП» в режим «РАБОТА». Дальнейшие действия по управлению

приводом заложены непосредственно в режиме «РАБОТА» а переходы между конечными состояниями могут выполняться в зависимости от необходимости реализовать то или иное управление.

# 4.4 Использование структуры унифицированного программного обеспечения для разработки системы управления многосекционным ВИД с НВ

Разработанная унифицированная структура ПО позволяет реализовать типовые задачи управления двигателем любого типа, является простой для добавления новых возможностей и изучения существующих. На базе разработанной структуры ПО реализовано т.н. «безмастерное» управление мультиконтрольной системой многосекционного ВИД с НВ.

В системе управления ВИП-630 нет явно выделенного «мастера» - реализуется **принцип безмастерного управления**. Это сделано для того, чтобы все 4-е секции ПЧ были равноправными и в случае отказа или отключения питания, оставшиеся «в живых» секции могли реализовывать свои функции.

Сформулированы принципы «безмастерного» управления:

- 1) В любой момент времени в системе управления может существовать только одно устройство, выполняющее функции «виртуального мастера» один из контроллеров секций.
- 2) Основная задача «виртуального мастера» передавать команды управления (ПУСК/СТОП и другие), а также задающие воздействия (на скорость, общий ток возбуждения, пусковой момент секции) в широковещательном режиме, т.е. в режиме обязательного приема и выполнения всеми остальными контроллерами секций для обеспечения принудительной синхронизации в работе всех секций.

- 3) Если сконфигурирован режим «местного» управления и на одном из пультов оперативного управления введена команда оперативного управления или изменено задание (скорости, общего тока возбуждения), то соответствующий контроллер секции автоматически становится «виртуальным мастером»: «виртуальным мастером» всегда становится контроллер секции, получивший последнюю команду оперативного управления или смены задания.
- 4) Если сконфигурирован режим дистанционного управления от внешнего компьютера, то «виртуальным мастером» автоматически становится тот секционный контроллер, который получил последнюю команду оперативного управления или смены задания (скорости) от системы верхнего уровня управления.
- 5) Сразу после подачи питания **по умолчанию** все секционные и периферийный контроллеры переводятся в **режим** «**Ведомый**». Первый из секционных контроллеров, который получил команду оперативного управления или ввода задающего воздействия (с ПУ или от управляющего компьютера) становится «виртуальным мастером».
- б) Команды оперативного управления и задающие воздействия передаются «виртуальным мастером» в составе вектора состояния своей секции и сопровождаются специальным флагом «Мастер» («Ведущий»), наличие которого означает обязательность приема и выполнения команд и/или смены заданий другими устройствами. Вектора состояния секций, которые работают в режиме «Слуга» («Ведомый») передаются со сброшенным флагом «Мастер».
- 7) Синхронность отработки команд оперативного управления (ПУСК/СТОР и др.) обеспечивается следующим образом:

- а. «Мастер» выставляет на шину CANopen сообщение с командой управления, которое принимается всеми остальными контроллерами секций («Ведомыми») одновременно и интерпретируется в прерывании по приему сообщения;
- b. «Мастер» в прерывании по <u>гарантированной отправке сообщения</u> интерпретирует ту же, полученную от пульта управления или системы верхнего уровня команду оперативного управления. Таким образом, <u>команды оперативного управления</u> <u>отрабатываются всеми контроллерами секций одновременно</u>;
- с. В процессе отработки команды оперативного управления «Мастером», регистр команд оперативного управления очищается команда оперативного управления передается однократно.
- 8) Технология ретрансляции «виртуальным мастером» текущего управляющего воздействия задания скорости, тока возбуждения или пускового момента, отличается от технологии передачи команд оперативного управления только тем, что рассылка управляющих воздействий идет постоянно (через каждые 50 мс), что увеличивает надежность системы цифрового регулирования даже случайный сбой будет устранен при очередной посылке.

#### 9) Алгоритм смены «виртуального мастера»:

а. Инициируется вводом команды оперативного управления или задающего воздействия с другого пульта оперативного управления; посылкой команды оперативного управления или задания от управляющего компьютера другому секционному контроллеру;

- b. Кандидат на «должность виртуального мастера» в очередном векторе состояния секции выставляет флаг «Запрос режима виртуального мастера»;
- с. Текущий «виртуальный мастер», получив этот запрос, **сбрасывает флаг** «**Мастер**» и продолжает передавать в сеть CANopen сообщения о своем векторе состояния (но уже со сброшенным флагом «Мастер»);
- d. Кандидат на «должность виртуального мастера», убедившись, что в сети CANopen на данный момент нет ни одного «мастера», занимает эту «должность», выставляя отныне в своих сообщениях флаг «Мастер»;
- е. Если несколько секционных контроллеров одновременно попытались стать «виртуальными мастерами», то возможны коллизии, которые потребует специального разрешения (требуются дополнительные исследования).

Данный алгоритм был успешно реализован в модуле команду управления (sm\_cmd\_logic) с применением описанного подхода, основанного на дискретных автоматах.

#### Результаты и выводы

- 1. Разработан комплекс программно-апаратных средств позволяющий эффективно решать большинство задач относящихся к современным ПЧ, в том числе бездатчиковое векторное управление широким кругом электродвигателей.
- 2. Обосновано применение мощного микроконтроллера TMS320F2810 для решения задачи бездатчикового векторного управления. Произведена разработка контроллера для встраиваемых применений МК17.3. Контроллер обладает развитой периферией для решения широкого круга задач, позволяет подключать различные датчики положения, содержит

- набор коммуникационных интерфейсов для связи с системами верхнего уровня и межмодульного обмена информацией.
- 3. Разработана унифицированная структура модульного построения программного обеспечения с использованием дискретных автоматов, что позволило успешно реализовать многочисленные требования к алгоритмам работы многосекционного привода ВИД-1500-630. При конечной реализации на объекте были выявлены некоторые недостатки системы. Прозрачность взаимодействия программных модулей позволила в короткие сроки изменить алгоритмы работы дискретных автоматов и решить возникнувшие проблемы.

## Глава 5.Экспериментальные исследования системы БВУ на опытно-промышленных образцах ВИД с НВ.

В данной главе представлены результаты экспериментальных исследований системы бездатчикового векторного управления ВИД с НВ. Эксперименты проводились на опытно-промышленных образцах ВИД с НВ. Машины мощностью до 10кВт испытывались на специализированном лабораторном стенде, а мощные многосекционные двигатели испытывались на заводе изготовителе.

В главе приведено описание экспериментального стенда и результаты исследования на нем ВИД с НВ в режиме векторного управления с использованием сигнала от датчика положения и без него (бездатчиковый режим). Показано, что векторная система с датчиком положения полностью обеспечивает работоспособность ВИД с НВ в широком диапазоне скоростей (до 1:10000) и момента (до 1:100). Датчиковый вариант системы векторного управление принимается эталонным для сопоставления с результатами исследования бездатчиковой системы. Результаты экспериментальных исследований бездатчиковой системы подтвердили правильность результатов численного моделирования.

Экспериментальное исследование мощных многосекционных ВИД с НВ (более 200кВт) проводилось на заводе изготовителе в испытательном цехе. В качестве нагрузки применялся высоковольтный синхронный генератор(1Мт).

Приведен заключительный этап работы, где показаны результаты внедрения мощного многосекционного вентильно-индукторного двигателя с независимым возбуждением в качестве отказоустойчивого высоконадежного привода для ответственных применений. В качестве примера взят двигатель установленный на сетевом насосе горячего водоснабжения РТС «Коломенское». Номинальная мощность привода составляет 630кВт, частота вращения 1500об/мин. Система управления выполнена на базе 4-х

преобразователей частоты «Универсал 220» объединенных по промышленной сети CAN и осуществляющих согласованное управление 4 секциями многосекционной машины.

#### 5.1 Описание экспериментального стенда

Для практического исследования качества разработанной системы и отладки алгоритмов бездатчикового управления был создан стенд, схема которого представлена на рис 5.1.

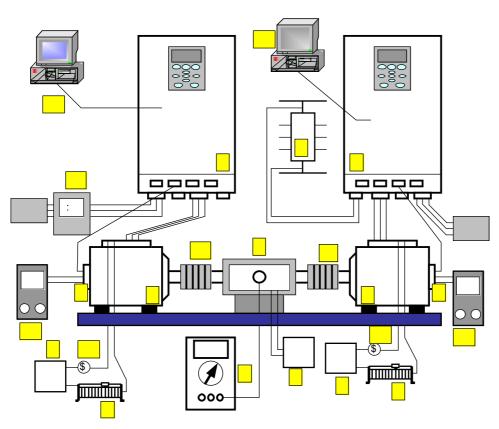


Рис. 5.73 Схема стенда для экспериментального исследования характеристик ВИД с НВ (1 – приводной двигатель ДВИ-3, 2 - нагрузочный двигатель ДВИ-3, 3 - нагрузочный резистор, 4 - датчик положения на аналоговых элементах Холла, 5 – реостат, 6 - источник постоянного напряжения, 7 - мультиметр цифровой U-58D, 8 - датчик момента T20WN, 9 - преобразователь частоты «Универсал ВИД 7.5», 10 – универсальный измерительный прибор параметров 3-х фазной цепи DMK-30, 11 – амперметр Э514, 12 – муфты соединительные (сильфонные), 13 – регулируемый источник постоянного напряжения, 14 – персональный компьютер)

В качестве силовой части системы управления использовался ПЧ «Универсал 7.5» представленный на Рис. 5.75.

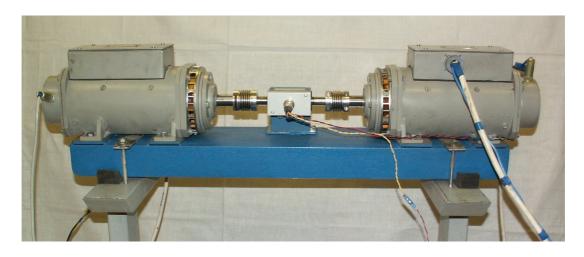


Рис. 5.74 Стенд для экспериментального исследования ВИД с НВ «ДВИ-3».





Рис. 5.75 Преобразователь частоты «Универсал 7.5 (ВИД)».

Стенд состоит из двух двигателей соединенных между собой через датчик момента и две сильфонный муфты (Рис. 5.74). Каждый двигатель имеет свой контур задания тока возбуждения (через ЛАТР и выпрямитель) и работает от индивидуального ПЧ. Датчик положения установленный на каждом из двигателей выдает аналоговый сигнал, который поступает в систему управления для реализации алгоритма векторного управления по датчику положения.

Особого внимания заслуживает датчик крутящего момента установленный между двумя двигателями. Датчик крутящего момента T20WN представляет собой датчик с передачей крутящего момента через фланец. Идентификация момента в датчике осуществляется бесконтактным способом. Дополнительно для согласования валов и передачи крутящего момента используются сильфонные соединительные муфты. Датчик типа T20WN способен работать в диапазоне скоростей от 0 до 10000об/мин и измерять момент в диапазоне 0.1-10Hм, выдавая аналоговый сигнал 0-10В. Этот сигнал введен в микроконтроллер через один из каналов АЦП для наблюдения за реальным моментом на валу.

Уникальной особенностью представленного стенда является возможность отладки и взаимодействия с микропроцессорной системой управления средствами CodeComposerStudio. В частности, технология Real Time Mode (работа в режиме реального времени) совместно с использованием внутрисхемного эмулятора JTAG, позволяет наблюдать изменение переменных без остановки выполнения программы микроконтроллера. Это дает возможность просматривать в различных окнах просмотра, на графиках, значение всех переменных, особенно важными из которых являются ток фазы, напряжение на звене постоянного тока, оценки наблюдаемых переменных, токи Id и Iq, текущая скорость и реальный момент на валу.

Определение параметров экспериментального двигателя «ДВИ-3» Экспериментальные образцы «ДВИ-3» были разработаны в группе Русакова А.М. (каф. ЭКАО) и изготовлены на Ярославском электромашиностроительном заводе. Основные расчетные технические данные экспериментального образца двигателя ДВИ-3:

Таблица 5-5 Технические данные ДВИ-3

Номинальная мощность	0.75 кВт
Номинальная частота вращения	1000 об/мин
Номинальный момент	7.16 Н/м
Максимальная частота вращения в режиме ослабления поля	8000 об/мин
Регулирование скорости в режиме поддержания постоянной мощности	8:1
Максимальный вращающий момент	20 Н/м
Кратность допустимого максимального момента	2.5
Кратность мощности в повторно-кратковременном режиме (S3)	1.5
Номинальный фазный ток	5.7A
Линейное напряжение	400B
КПД	0.85%
Момент инерции ротора	0.002 кгм2
Масса активных материалов	10 кг
Масса двигателя	18 кг

По результат первичного обследования машина была отправлена на доработку. В частности, была произведена дополнительная проточка ротора и статора, что повлекло изменение воздушного зазора. Такое нерасчетное изменение потребовало определения параметров двигателя. Для определения параметров схемы замещения были проведены несколько экспериментов. Для измерения активного сопротивления фаз двигателя использовался мостовой измеритель, для измерения индуктивности фазы LC-метр. По результатам измерений получены данные приведенные в таблицах далее (., Таблица 5-7, Таблица 5-8).

Таблица 5-6. Сопротивление фаз статора и обмоток возбуждения в холодном состоянии.

Место измерения	Сопротивление, Ом
Фаза А	0,621
Фаза В	0,621
Фаза С	0,618
OB1	0,662
OB2	0,665

Таблица 5-7. Собственные индуктивности фаз статора и обмоток возбуждения.

Место измерения	Частота	Индуктивность, мГн	
	измерения, Гц	Мин.	Макс.

Фаза А	1000	3,73	4,15
Фаза В		4,23	5,0
Фаза С		4,3	4,95
OB1	100	15,38	15,38
OB2		14,99	14,99

Для определения взаимной индуктивности между фазой и обмоткой возбуждения воспользуемся результатами экспериментального определения ЭДС двигателя, в соответствии с выражением:

$$E_s = E_m \sin \omega t = -\omega i_f L_m \sin \theta$$

$$L_{m} = \frac{E_{m}}{\omega i_{f}}$$

Таблица 5-8. Величина взаимоиндуктивности фазной обмотки и обмотки возбуждения.

${ m I_f}$ , A	$\omega$ , рад/с	E <sub>m</sub> ,B	$\mathrm{L}_{\scriptscriptstyle\mathrm{m}}$ , $\Gamma$
1	314	27,41	0,017459
2	314	52,89	0,016844
3	314	77,72	0,016501
4	314	99,36	0,015822
5	314	117,78	0,015004

Параметры «ДВИ-3» полученные по усредненным экспериментальным данным приведены в Таблица 5-9. Эти данные использовались для получения коэффициентов ПИ регуляторов тока и коррекции данных полученных методом идентификации параметров от ПЧ.

Таблица 5-9. Параметры ДВИ-3.

Сопротивление обмотки статора:	$R_s = 0.62OM$
Индуктивность обмотки статора	$L_s = 4.4$ м $\Gamma$ н
Взаимная индуктивность	$L_m = 16$ м $\Gamma$ н
Суммарное сопротивление обмотки возбуждения:	$R_f = 1.3OM$
Индуктивность обмотки статора	$L_{\rm f} = 15.2$ м $\Gamma$ н

## 5.2 Методология настройки системы бездатчикового векторного управления

Настройка бездатчиковой векторной системы управления заключается в правильном конфигурировании и параметрировании ПЧ. Программное обеспечение построено таким образом, чтобы максимально облегчить настройку бездатчиковой системы. Для настройки можно использовать как пульт управления ПЧ, работающий по сети САN с протоколом CANOpen, так и специализированное программное обеспечение UniCon для доступа к параметрам ПЧ с компьютера. Опытный разработчик может вести параметрирование и конфигурирование ПЧ через внутрисхемный эмулятор JTAG в режиме реального времени с использованием средств визуализации и отладки, которые доступны в CodeComposerStudio. В любом из этих случаев необходимо провести ряд действий.

#### 5.2.1 Настройка контура тока id и iq

Для настройки ПИ регулятора контура тока необходимо перевести систему в режим намагничивания (установка поля). Задать ток намагничивания равным номинальному току машины. Используя команду ПУСК осуществить намагничивание машины. Наблюдать переходный процесс по току с использованием одного из средств визуализации. Настроить пропорциональный и интегральный коэффициенты ПИ регулятора тока Ід так, чтобы быстродействие контура тока составляло не менее 2мс. Значение пропорционального и интегрального коэффициентов регулятора тока Ід можно задать равным коэффициентам регулятора тока Ід можно задать равным коэффициентам регулятора тока Ід. Пример переходного процесса в контуре скорости показан на Рис. 5.76.

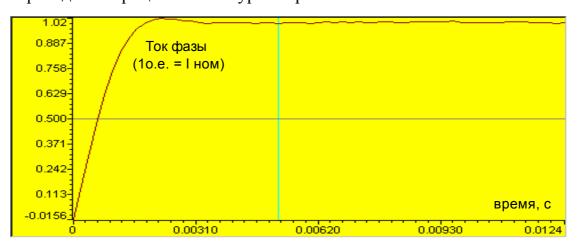


Рис. 5.76 Настройка на технический оптимум ПИ регулятора тока

Приведенная инженерная методика настройки ПИ-регулятора тока не использует точные параметры двигателя. Теоретический расчет коэффициентов ПИ регулятора тока возможен через известные параметры двигателя. Однако, в инженерной практике часто встречается ситуация, когда параметры двигателя неизвестны. Применительно к вентильно-индукторным приводам ситуация осложняется тем, что значение индуктивности и активного сопротивления фазы очень малы, а значения параметров подводящих кабелей могут в 2-3 раза превышать параметры обмотки статора. Кроме того, выходной вектор напряжения при намагничивании машины крайне мал, что вызывает значительные искажения выходного вектора напряжения. Как показано в параграфе 2.3, это связано с влиянием «мертвого времени», которое можно учесть при расчетах, но нельзя устранить. При расчете алгоритма идентификации параметров этот факт учитывается применением специального алгоритма коррекции, что позволяет достаточно точно определит параметры двигателя и системы в целом.

#### 5.2.2 Идентификация параметров двигателя

Для правильной работы наблюдателя необходимо знть параметры не только двигателя, но и всей системы в целом,. Параметры зависят от многих факторов энергетического канала, которые включают: падение напряжения на силовых ключах и обратных диодах, дроссели по выходу инвертора, значение полного сопротивления подводящих силовых кабелей, полное сопротивление фаз двигателя. Для решения такой задачи был разработан метод идентификации параметров [21] который нашел успешное применение при идентификации параметров не только вентильно-индукторного привода, но и асинхронного и синхронного с постоянными магнитами. В данной работе не приводится каких-либо замечаний касательно методов идентификации параметров, так как это выходит за рамки работы. При необходимости данная информация может быть найдено в дополнительной литературе [21], [20].

Для идентификации параметров необходимо, используя пульт оперативного управления, запустить тест «идентификация параметров». Двигатель при этом должен быть неподвижен. Система выдаст необходимые тестовые сигналы, после чего параметры будут доступны.

При необходимости, параметры ПИ регуляторов тока могут быть перерассчитаны и скорректированы по данным полученным по методу идентификации параметров.

#### 5.2.3 Настройка режима пуск двигателя

Для успешной работы бездатчиковой системы необходимо, чтобы было задано предварительное вращение вала двигателя. Частота вращения должна быть выше скорости, при которой возможна стабильная работа наблюдателя, что обусловлено величиной ЭДС. Опыт и результаты расчета показали, что значение ЭДС должно быть не менее 5% от номинального значения, что соответствует 5% задания скорости.

Предварительный пуск системы осуществляется в разомкнутой частотно-токовой системе с использованием задатчика интенсивности. Для правильной настройки необходимо задать скорость равную 10% от номинальной, задать номинальное значение момента и осуществить пуск системы. В зависимости от характера нагрузки, ее инерционности, необходимо подобрать темп задатчика интенсивности таким, чтобы двигатель уверенно пускался. Необходимо помнить, что разомкнутая система склона к выпадению из синхронизма и требует тщательной настройки с запасом устойчивости.

Система управления устроена так, что в режиме частотно-токового управления дополнительно рассчитываются алгоритмы и наблюдатели, которые необходимы для работы бездатчиковой системы. На этом этапе в параметрах фильтра Калмана можно наблюдать изменение скорости, а также работу скользящего наблюдателя. Если скорость определяется правильно, то можно переходить к следующему этапу, если нет, необходимо убедится в

правильности закладываемых параметров двигателя или произвести повторно процедуру идентификации параметров.

#### 5.2.4 Работа в режиме бездатчикового векторного управления

Работа в режиме бездатчикового векторного управления ни чем не отличается от работы системы векторного управления по датчику положения. Единственное отличие заключается в том, что необходимо учитывать зону низких скоростей как зону нестабильной работы в разомкнутом режиме управления, и, если для односекционной машины при переходе на низкую скорость возможно переключение в режим частотно-токового управления, то для многосекционной машины это невозможно. Это ограничение обусловлено тем, что разомкнутый контур положения работает по принципу интегрирования скорости, что приводит к накоплению ошибки и рассогласованию работы секций. Поэтому для многосекционной машины переход на низкую скорость приводит к выключению с аварийным сообщением – «низкая скорость».

При работе односекционной машины возможно использование ПИ— регулятора скорости, который может быть настроен классическим образом, например на технический оптимум. Для многосекционных машин разрешено использование только статического П—регулятора. Коэффициент пропорциональности может варьироваться от секции к секции, обеспечивая тем самым распределение нагрузки по секциям. При одинаковом коэффициенте все секции будут загружены одинаково.

## 5.3 Экспериментальные исследования системы БВУ ВИД с НВ на лабораторном стенде

После успешной наладки силовой части преобразователя частоты «Универсал 7.5», были проведены предварительные испытания системы. Для

проведения экспериментов был сформулирован ряд критериев по которым оценивалось качество работы бездатчиковой системы управления:

- Общее качество системы бездатчикового векторного управления оценивается в сравнении с аналогичными показателями качества системы векторного управления с датчиком положения;
- оценка точности восстановления положения вала ротора по наблюдателю состояния сравнивается с реальным положением, полученным от датчика положения, т.о. можно убедиться в достоверности восстановления положения вала ротора;
- оценка диапазона регулирования скорости не может быть принята за значимый показатель качества, поскольку система БВУ обладает принципиальной невозможностью работы в зоне околонулевых скоростей, что значительно снижает диапазон регулирования. Вместе с тем регулирование скорости для определенных типов нагрузки в этой зоне возможно с использованием частотно-токового разомкнутого управления, которое также является бездатчиковым. Вместо диапазона регулирования правильнее использовать точность поддержания заданной скорости по сравнению с датчиковой системой ВУ;
- Оценка точности поддержания момента и диапазона регулирования момента, может быть грубо сделана по темпу переходного процесса по скорости при пуске от 0 до номинальной скорости. Задатчик интенсивности в этом случае должен быть отключен. Более точно определить качество поддержания момента можно в статическом режиме с использованием специального тензодатчика, предусмотренного в стенде;
- Оценка возможности «подхвата» вращающегося двигателя системой БВУ (т.е. включения двигателя в работу из неработающего состояния, но при вращении вала), определяется как фактическое количество подхватов из нескольких попыток на различных скоростях;

Исследование бездатчиковой системы управления осуществляется в следующем порядке.

Настройки контура тока. Расчет коэффициентов ПИ-регуляторов тока.

В главе 1 получены уравнения описывающие поведение машины в относительных величинах. Произведем расчет базовых значений для «ДВИ-3».

Базовое значение для сопротивлений:

$$R_b = L_b = \frac{U_b}{I_b} = \frac{220}{5.7} = 38.6$$

Расчет относительных значений:

$$R_{S}^{*} = \frac{R_{S}}{R_{b}} = \frac{0.62}{38.6} = 0.016$$

$$L_{S}^{*} = \frac{L_{S}}{L_{B}} = \frac{0.0044}{38.6} = 11 \cdot 10^{-5}$$

Расчет параметров ПИ регулятора тока:

$$Kp = \frac{L_s^*}{5T_{PWM}} = \frac{11 \ 10^{-5}}{5 \ 100 \ 10^{-6}} = 0.22$$

$$Ki = \frac{R_S^*}{5T_{PWM}} = \frac{0.016}{5 \ 100 \ 10^{-6}} = 32$$

Настройка системы бездатчикового векторного управления. Для настройки системы бездатчикового векторного управления использовался механизм идентификации параметров. Результаты определения параметров «ДВИ-3», близки с данными полученными теоретически:

$$R_{S}^{*} \exp = 0.018$$
  
 $L_{S}^{*} \exp = 9.1 \cdot 10^{-5}$ 

### Этапы экспериментального исследования «ДВИ-3»:

• Испытуемый двигатель пускается вхолостую до скорости 3000об/мин при различных заданиях момента. На этапе начального пуска используется частотно-токовое управление. Снимаются переходные процессы по скорости (Рис. 5.77). Полученные характеристики свидетельствуют о правильной работе системы. Получена высокая динамическая устойчивость системы при темпах ускорения 2500рад/с2.

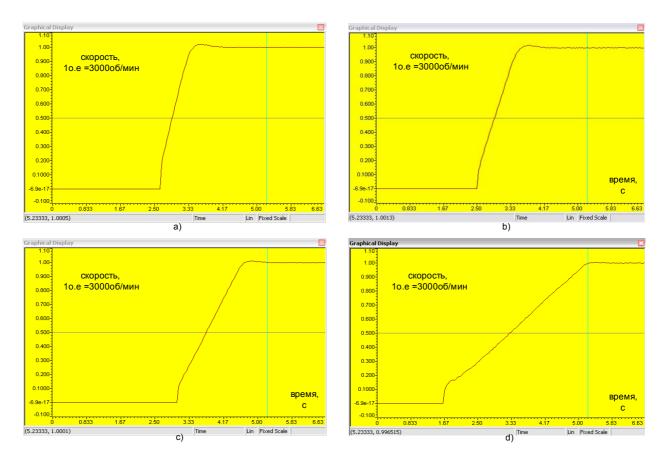


Рис. 5.77 Переходный процесс по скорости при различном задании момента (токоограничении)

- Испытуемый двигатель работает с нагрузкой, в качестве которой используется нагрузочный двигатель в режиме векторного управления по датчику положения. Строится механическая характеристика системы БВУ Рис. 5.78. В качестве сигнала момента используется сигнал с датчика момента. Возбуждение обоих двигателей сохраняется постоянным и равным номинальному.
- Испытуемый двигатель работает в генераторном режиме с рекуперацией энергии в тормозной (сливной) резистор. Строится механическая характеристика системы БВУ. В качестве сигнала момента используется сигнал с датчика момента.

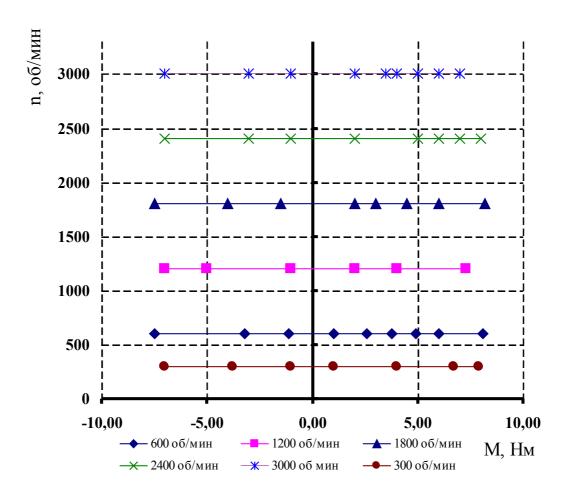


Рис. 5.78 Статические механические характеристики двигагеля ДВИ-3 в режиме бездатчикового векторного управления

В ходе эксперимента были получены характеристики соответствующие результатам моделирования, что подтвердило правильность проектирования системы управления в целом.

# 5.3.1 Сравнение векторной системы управления с датчиком положения и бездатчиковой системы по результатам моделирования и экспериментов

В качестве эталонной системы управления выбрана система векторного управления тем же двигателем, но по датчику положения. Для качественного сравнения обеих систем проведен ряд экспериментов с целью определения переходных процессов по скорости и моменту в двигательном и генераторном режимах, а также построение механических характеристик обеих систем. Для

этого в режиме векторного управления по датчику положения осуществляется разгон от 0 до 1500об/мин, реверс на скорость -1500 об/мин и торможение до 0. Для бездатчикового режима вместо реверса дается задание скорости 300об/мин. На Рис. 5.79 и Рис. 5.80 приведены результаты этих экспериментов.

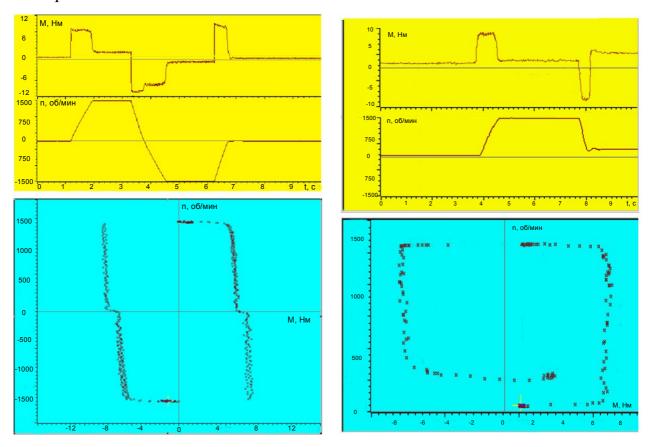


Рис. 5.79 Динамическая механическая характеристика векторной системы управления с датчиком положения. Разгон от 0 до 1500 об./мин., реверс и последующее торможение до остановки.

Рис. 5.80 Динамическая механическая характеристика бездатчиковой векторной системы управления. Разгон от 75 до 1500 об/мин и последующее торможение через генераторный режим до 300 об/мин.

### 5.3.2 Определение диапазона регулирования

Определение диапазона регулирования заключается в получении стабильного вращения двигателя на минимальной скорости во всем диапазоне нагрузки - от режима холостого хода до номинального момента. Верхняя граница по скорости ограничена максимальным выходным

напряжением инвертора, и будем считать ее равной 3000об/мин. Зона ослабления поля не рассматривается. Полученный диапазон должен соответствовать заявленному по результатам моделирования 20:1.

Испытуемый двигатель приводится в движение в режиме бездатчикового векторного управления с заданием требуемого значения скорости. Точность поддержания среднего значения скорости не ниже 0,01% в номинальной точке — 3000об/мин. Нагрузочный двигатель работает в режиме векторного управления по датчику положения с постоянным поддержанием момента. Ток возбуждения обоих двигателей задается от отдельного источника и сохраняется постоянным.

Экспериментально полученные данные подтверждают возможность работы в бездатчиковом режиме на скорости 1:20 от номинальной, т.е. 150об/мин, при изменении момента нагрузки от 0 до номинального значения.

#### 5.3.3 Структурная схема системы БВУ с переключаемой структурой.

Итак, можно выделить как минимум 4 режима работы системы:

- Пуск разомкнутой частотно-токовой системы
- Работа на частотах 25 400Гц в режиме бездатчиковой векторной системы управления с 12 секторной векторной ШИМ.
- Работа на частотах более 400Гц в режиме бездатчиковой векторной системы с улучшенным наблюдателем и использованием релейного регулятора тока.
- Подхват системой бездатчикового векторного управления. Схематично переходы между режимами работы показаны на Рис. 5.81.

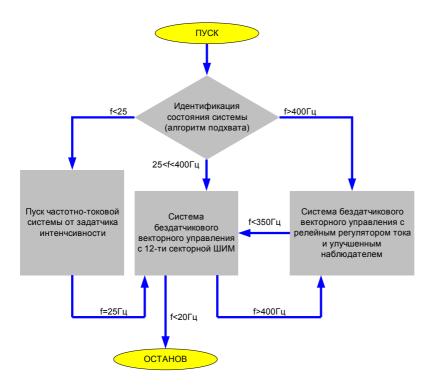


Рис. 5.81 схема переключения систем БВУ

Запуск начинается с идентификации состояния системы по алгоритму подхвата. Если определена скорость ниже 25Гц, то осуществляется запуск с использованием разомкнутого закона управления. При достижении частоты 25Гц происходит переключение в режим бездатчикового векторного управления с 12-секторной ШИМ. При достижении частоты 400Гц происходит переключение в режим бездатчикового векторного управления с использованием релейного регулятора тока. При снижении частоты ниже 350Гц происходит переключение в режим БВУ с ШИМ. При снижении частоты ниже 20Гц двигатель выключается. Алгоритм подхвата функционирует независимо и может быть вызван в любой момент времени. Если алгоритм подхвата идентифицирует скорость вала двигателя соответствующую одному из диапазонов работы векторной системы, то в зависимости от значения скорости происходит переход в один из режимов.

Данный подход обеспечивает полноценное функционирование бездатчиковой системы, т.е. обеспечивает поддержание заданной скорости и момента на частотах выше 25Гц. Его реализации и испытаниям на действующем образце ВИД с НВ посвящены следующие главы.

# 5.3.4 Выводы по результатам экспериментального исследования системы бездатчикового векторного управления «ДВИ-3» на лабораторном стенде.

По результатам экспериментального исследования можно сделать следующие выводы:

- Система бездатчикового векторного управления полностью работоспособна в заявленном диапазоне;
- Диапазон регулирования скорости составляет 20:1, момента 50:1;
- Для первоначального пуска системы бездатчикового векторного управления можно использовать разомкнутый закон управления, например, частотно-токовое;
- Настройка системы бездатчикового векторного управления может быть выполнена в автоматическом режиме;
- В зоне полноценного функционирования бездатчиковой векторной системы ее показатели сопоставимы с показателями векторной системы управления с датчиком положения.

# 5.4 Исследование бездатчикового векторного управления на мощном многосекционном ВИД с НВ (ВИД-630-1500)

Идея создания многосекционного мощного ВИД с НВ появилась из необходимости создания отказоустойчивого электропривода для обеспечения надежной бесперебойной работы некоторых механизмов, таких как насосы водоснабжения, вентиляторы на дымососах, пр. Анализ отказов и выходов из строя импортных высоковольтных ПЧ показал, что большинство из них аварийно отключаются при кратковременном снижении напряжения в питающей силовой сети. На перезапуск уходит такое время, за которое успевают аварийно отключится связанные с ними технологически установки, нарушается технологический цикл, предприятие аварийно останавливается. Поэтому важной задачей является создание такой системы управления и

двигателя, которые совместно гарантировали бы решение проблемы отказа при перебоях электроснабжения.

Конструкция вентильно-индукторного двигателя позволяет наращивать мощность за счет секционирования. Для обеспечения работы при аварийной просадке напряжения используется два фидера как показано на Рис. 5.82.

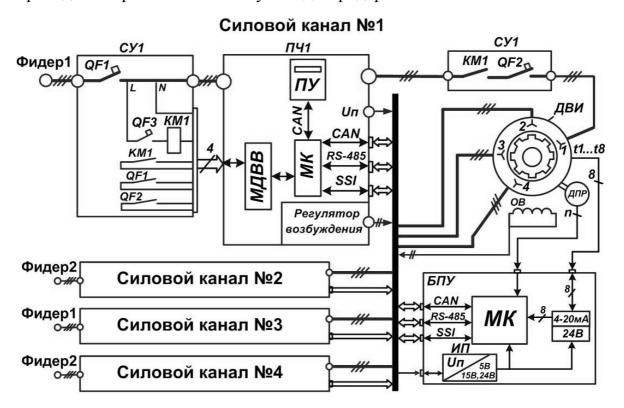


Рис. 5.82 Структурная схема многосекционного ВИП

В системе присутствуют 4 ПЧ «Универсал-220», каждый из которых обеспечивает работоспособность своей секции. Секции ПЧ разбиты на пары, каждая из которых питается от отдельного фидера. При пропадании питания на одном из фидеров, двигатель может кратковременно (в зависимости от нагрузки) используя только 2 секции обеспечить ту же мощность на валу, что и была. Величина провалов напряжения значительно варьируется, от нескольких десятков процентов номинального напряжения, до полного пропадания. Длительность провалов может достигать 30сек, типовым значением является провал длительностью 5 секунд, пока срабатывает АВР.

Система управления ВИД-630 состоит из 9 микропроцессорных устройств:

- 4 контроллера управления ПЧ (МК17.1) по одному на каждую секцию двигателя;
- 4 пульта оперативного управления (ПУ12.2) каждым из ПЧ с возможностью управления приводом в целом с любого из пультов;
- 1 периферийный контроллер (МК17.1) для тактирования датчика положения ротора, сбора и обработки информации с датчиков температуры в двигателе.

Все ПЧ и периферийный блок соединены между собой промышленной сетью САN и обеспечивают согласованную работу 4-х секций ВИД-630-1500. Периферийный блок, обеспечивает возможность работы системы в датчиковом режиме, а также получает данные о температуре двигателя с установленных внутри двигателя датчиков температур.

В рамках работы было необходимо разработать и исследовать систему управления мощным многосекционным ВИД с НВ. Система управления должна иметь возможность работать в основном режиме – с использованием сигнала с датчика положения, и в резервном – без использования датчика положения. Бездатчиковая система имеет одно важное преимущество по сравнению с датчиковой. Высокая надежность привода за счет использования многосекционной конструкции значительно снижается, т.к. датчик положения не резервируется. Поэтому, перспективным направлением увеличения надежности ВИП является отказ от датчика положения и переход к использованию бездатчикового управления.

# 5.4.1 Исследование векторной системы управления с датчиком положения с реализацией алгоритма подхвата.

Базовой системой управления является векторная система управления с датчиком положения. Эта система обеспечивает высокое быстродействие контура момента и обладает возможностью «горячего» подхвата секции. За счет этого возможно получение надежной работы системы, когда при отказе одной (или двух) секций двигателя или ПЧ, нагрузка равномерно

распределяется между двумя (тремя) оставшимися в работе секциями и система остается работоспособной. Для того, чтобы избежать взаимного влияния секций ПЧ друг на друга выбран пропорциональный регулятор скорости. Электромеханическая характеристика получаемая в этом случае представлена на Рис. 5.83.

Из рисунка понятно, что, увеличив жесткость системы (коэффициент Кп), можно добиться меньшей просадки по скорости при приложении двойной нагрузки. Например, при выборе коэффициента Кп=2(o.e.), если все 4 секции обеспечивали работу с мощностью 400кВт (каждая секция по 100кВт, что соответствует току статора 400А на скорости 1442.5 об/мин) произойдет отключение двух секций, то две оставшиеся в работе секции примут на себя нагрузку (ток 800А, мощность порядка 200кВт на секцию) а выходная мощность около 400кВт сохранится, скорость при этом уменьшится до 1385об/мин, что соответствует 7.5% просадке по скорости от заданного значения. Если задать коэффициент жесткости Кп=4, то просадка по скорости будет до 1442.5об/мин, что составляет 3.8%. В реальной системе коэффициент жесткости задан 5, что при отключении двух секции из 4 обеспечивает провал по скорости менее 3%.

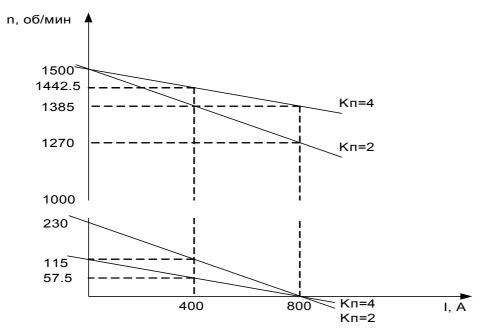


Рис. 5.83 Электромеханическая характеристика многосекционного ВИД с НВ с векторной системой управления.

Система управления обеспечивает возможность самостоятельно перераспределять нагрузку и обеспечивать восстановление системы при пропадании питания на двух секциях (переход с фидера на фидер) по следующему алгоритму работы:

- При пропадании напряжения блокируется инвертор (снимается управление) и после спадания индуктивных токов (~5мс) дается команда на отключение выходного контактора КМ1. Секция ПЧ оказывается отключенной от двигателя и сохраняет напряжение на звене постоянного тока (ЗПТ) в течении примерно 30сек.
- После восстановления напряжения и при условии достаточного запаса напряжения на ЗПТ дается команда на подключение к двигателю контактора КМ1 и система управления разрешает работу ПЧ. Все эти действия занимают не более 1 секунды (это подтверждается осциллограммами Рис. 5.87).
- Если после восстановления питания напряжение на ЗПТ оказалось ниже критического (длительное пропадание напряжения), то система ожидает зарядки конденсаторов ЗПТ, а затем дает команду на подключение к двигателю контактора КМ1 и разрешает управление ПЧ. Включение в работу в данном случае зависит от уровня напряжения на ЗПТ в момент восстановления питания и может занимать до 10сек.

Критическим по отношению к устойчивой работе системы может оказаться длительное снижение питающего напряжения. Для оценки возможности работы привода при просадках напряжения питания, рассмотрим векторную диаграмму (Рис. 5.84) при нагрузке на секцию 150кВт Суммарная нагрузка при работе 4 секций составляет 600кВт.

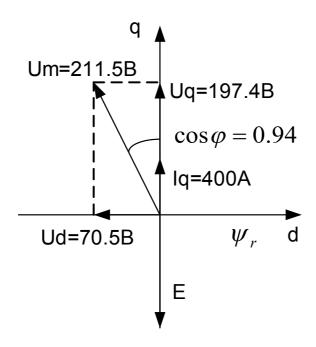


Рис. 5.84 Векторная диаграмма ВИД с НВ

Как видно из приведенной диаграммы амплитудное значение выходного напряжения инвертора равно 212B. Максимально допустимое амплитудное значение напряжения равно 311B.

При снижении напряжения на одном из вводов на 20-25% на время 3-5сек напряжение на звене постоянного тока будет изменятся на эту же величину. Максимально допустимое выходное напряжение инвертора ПЧ в этом случае уменьшится также на 20-25% и будет соответствовать 230В. В рассмотренном случае это никак не скажется на работе системы, поскольку требуемое двигателем напряжение равно 211.5В. Если это значение будет превышено, система потеряет устойчивость и с высокой долей вероятности нарушится работа контура тока и сработает максимально-токовая защита. В случае снижения напряжения не более чем на 20-25% возможна нормальная работа системы.

Для оценки поведения системы при кратковременном глубоком снижении напряжения (70% на 20-40мс - «моргушка») рассчитаем энергию на ЗПТ:

 $E_{3\Pi T} = C*U_2/2 = 0.005*5402/2 = 729Дж.$ 

Примем мощность, потребляемую секцией, равной 200кВт. Энергия, потребляемая за время 0.04сек равна:

Епотр=
$$W*t = 200000*0.04 = 8кДж$$

Т.к. Епотр> Езпт, то звено постоянного тока разрядится полностью. Для предотвращения этой ситуации предусмотрен следующий алгоритм. При снижении напряжения на ЗПТ ниже 400В происходит выключение секции ПЧ, с целью сохранить ЗПТ заряженным как можно большее время. После восстановления нормального напряжения на ЗПТ дается команда ввода секции в работу. Более подробно алгоритм будет рассмотрен далее.

С использованием дистанционного управления выполнен эксперимент по групповому пуску одновременно 4 секции с темпом разгона 500об/сек2 и токоограничением 400A. Зафиксирован переходный процесс по скорости (Рис. 5.85).

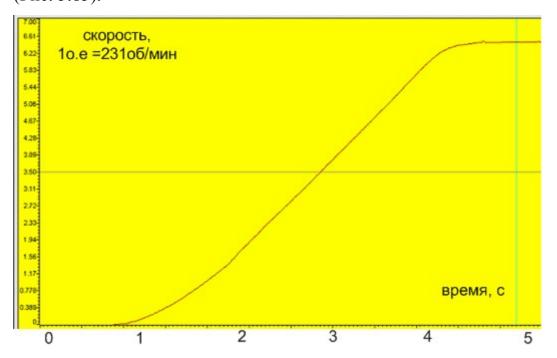


Рис. 5.85 Переходный процесс по скорости ВИД с НВ

С использованием дистанционного управления по каналу RS485 (MODBUS) выполнен эксперимент с последовательным включением секций в работу. В ходе эксперимента каждому ПЧ начиная с первого через каждые 2 сек. удаленно давалась команда «старт». Зафиксирован переходный процесс

по скорости (Рис. 5.86), подтвердивший увеличение мощности на валу при подключении дополнительных секций.

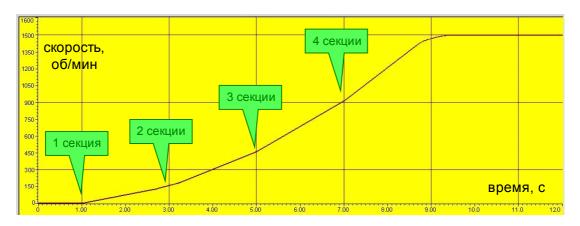


Рис. 5.86 Переходный процесс по скорости при подключении секции через каждые 2 сек.

Экспериментальная проверка работоспособности системы при переходе с фидера на фидер проводился следующим образом:

- 1. Все 4 секции работают на нагрузку общей мощностью 500кВт;
- 2. Для симуляции пропадания питания принудительно шунтируется б/к автомата QF2 («СЕТЬ») при этом, если отключить QF2 не сработает авария «отключение QF2 во время работы»;
- 3. Через пульт управления значение переменной sw.aust (ключ разрешения перезапуска при пропадании напряжения) устанавливается в 1;
- 4. Отключаются автоматы QF2 в двух секциях. ПЧ становятся обесточенными;
- 5. Через 2-3 секунды автоматы включаются;
- 6. Выключенные секции должны автоматически запуститься;

Результаты экспериментов (Рис. 5.87) показали, что механизм ввода секции в работу после пропадания питания работает надежно.

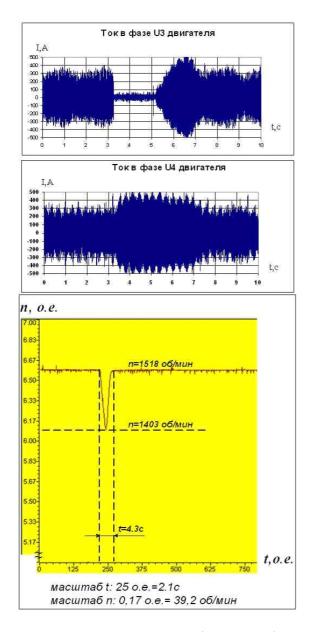


Рис. 5.87 Подхват при переходе с фидера на фидер

# 5.4.2 Результаты экспериментального исследования системы бездатчикового векторного управления с реализацией алгоритма подхвата.

Экспериментальные исследования системы векторного управления мощным многосекционным ВИД с НВ проводились на Сафоновском электромеханическом заводе на специализированном испытательном стенде. В качестве нагрузочной машины использовался синхронный генератор номинальной мощностью 1МВт выходы которого подключаются на резистивную нагрузку. Регулирование нагрузки осуществляется изменением

возбуждения синхронного генератора. Испытуемый двигатель и нагрузочный генератор соединены посредством специализированной муфты. Оценку момента на валу можно проводить только косвенно исходя из мощности вырабатываемой синхронным генератором с учетом его КПД. Некоторые паспортные данные испытуемого двигателя «ВИД-630-1500»:

Номинальная мощность, Р	630кВт
Число пар полюсов, р	13
Номинальное напряжение в фазе (амплитудное значение)	280B
Номинальный ток в фазе (амплитудное значение)	400A
Номинальная скорость	1500об/мин
Частота ЭДС	325 Гц
КПД	0,96%
Номинальный ток возбуждения	12A

На Рис. 5.88 ниже показан процесс пуска двигателя в холостую. Переломному участку соответствует момент перехода от разомкнутой системы частотно-токового управления к бездатчиковой векторной системе управления. Поскольку КПД двигателя существенно зависит от множества параметров, то при пониженном токоограничении отчетливо видно, что темп набора скорости нелинеен. Этот факт связан с увеличением нагрузки на валу за счет потерь на вентиляцию синхронного генератора, перемагничивание, пр.

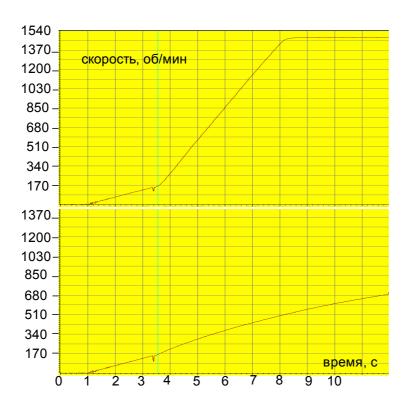


Рис. 5.88 Переходный процесс по скорости при различном задании момента (токоограничении)

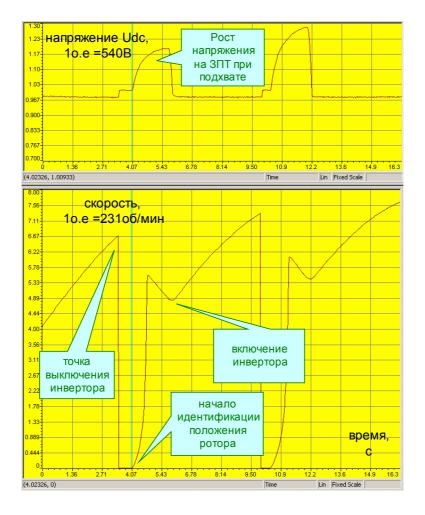


Рис. 5.89 Режим бездатчикового подхвата. (вверху -напряжение на ЗПТ; внизу - скорость по фильтру Калмана)

По техническим требованиям ВИП должен обладать возможностью запуска при вращающемся вале («подхват»). Бездатчиковый подхват исследовался на скорости 800об/мин. На Рис. 5.89 показаны участки идентификации скорости и соответствующие им изменения напряжения на звене постоянного тока. В точке выключения инвертора скорость вала составляет порядка 1300об/мин. После выключения алгоритм идентификации не работает и значении идентифицируемой скорости фильтра Калмана становится равным 0. В момент выключения значение напряжения на ЗПТ немного поднимается, т.к. уменьшается отбор мощности. При подаче команды «пуск» запускается алгоритм идентификации положения ротора, который через некоторое время (порядка 0.5с) выдает правильное значении скорости, что видно на спадающем участке. На этом участке происходит рост

напряжения на ЗПТ, что невозможно устранить. Если напряжение становится больше порогового аварийного значения, то срабатывает защита. Если напряжение не успевает стать больше аварийного, то двигатель успешно «подхватывается» и происходит разгон (участок увеличения скорости после включения инвертора). Для предотвращения превышения напряжения на звене постоянного тока необходимо предусмотреть в конструкции ПЧ маломощное устройство для поглощения энергии в режиме подхвата. Такое устройство должно представлять из себя управляемый полупроводниковый ключ с последовательно включенным сопротивлением малой мощности (50Вт -540В). В момент идентификации состояния привода и определения его скорости для подхвата система управления обеспечит поддержание напряжения на звене постоянного тока за счет релейного управления таким ключом слива энергии.

### 5.5 Результаты опытно-промышленной эксплуатации ВИД-630-1500

В результате разработки системы управления вентильно-индукторным приводом был создан аппаратно-программный комплекс обеспечивающий работу в режиме векторной системы управления по датчику положения и без него. На момент написания диссертации для опытно-промышленную эксплуатации было установлено 3 мощных многосекционных вентильно-индукторных привода:

- РТС «Коломенская». На привод сетевого насоса горячего водоснабжения установлен частотно-регулируемый электропривод «ВИД-630-1500» взамен нерегулируемого асинхронного электропривода (Рис. 5.90).
- РТС «Жулебино». На привод дутьевого вентилятора котла установлен привод «ВИД-400-1000» (Рис. 5.91).

• РТС «Жулебино». На привод дымососа котла установлен привод «ВИД-315-1000» ( Рис. 5.91).



Рис. 5.90 Мощный многосекционный вентильно-индукторный привод подачи воды в котел на РТС «Коломенское».



Рис. 5.91 Мощный многосекционный вентильно-индукторный привод на дутьевом вентиляторе и дымососе РТС «Жулебино».

## Результаты и выводы

1. Проведены полномасшабные лабораторные экспериментальные исследования на базе исполнительного двигателя ДВИ-3 и ПЧ «Универсал-7.5», доказавшие работоспособность предложенных математических, алгоритмических и программных решений.

- 2. Применительно к задачам коммунального хозяйства, решаемым с использованием многосекционных ВИД с НВ, имеется реальная возможность исключения датчика обратной связи по положению ротора из контура регулирования, что заметно упростит и удешевит конструкцию машины.
- 3. Показано, что для обеспечения режима идентификации положения ротора «на лету» в промышленном варианте ВИП-630 или ВИП-1250 потребуется небольшая доработка аппаратной части преобразователя (установка маломощного резистора слива и соответствующего силового ключа с драйвером).
- 4. Вопросы надежности алгоритма подхвата в реальных условиях эксплуатации должны быть исследованы дополнительно. Только после этого может быт принято решение об отказе от датчика.

#### Заключение

Основные результаты работы и сделанные выводы заключаются в следующем.

- 1. Проанализировано математическое описание и дано обоснование использования векторной системы управления для ВИД с НВ. Аналитическая математическая модель ВИД с НВ и системы управления представлена в о.е. и оптимизирована для реализации на DSP-процессорах.
- 2. Разработана методика синтеза наблюдателя для системы бездатчикового векторного управления. Разработан оригинальный наблюдатель на основе скользящего режима, для которого дано математическое обоснование робастности и устойчивости. Приведено обоснование использования фильтра Калмана для компенсации влияния релейного сигнала.
- 3. Разработан алгоритм бездатчикового «подхвата» ввода двигателя в работу при вращающемся вале.
- 4. Разработана и реализована имитационная модель системы бездатчикового векторного управления в среде MATLAB, исследования которой показали надежность и устойчивость предлагаемых алгоритмов для системы бездатчикового векторного управления.
- 5. Разработан и изготовлен специализированный контроллер МК17.3, предоставляющий возможность аппаратной реализации системы векторного управления ВИД с НВ.
- 6. Исследованы и реализованы специальные алгоритмы формирования напряжения посредством векторной ШИМ, прямого токового управления, методы компенсации влияния мертвого времени, позволяющие снизить

искажения выходного напряжения инвертора до уровня, приемлемого для использования в быстродействующих замкнутых системах бездатчикого управления.

- 7. Разработана модульная структура построения ПО для полноценной реализации комплекса функции интеллектуальной системы управления ПЧ, в том числе поддерживающая распределенную безмастерную систему управления в случае работы с многосекционным двигателем...
  Модульность ПО обеспечена за счет использованием метода конечных дискретных автоматов.
- 8. Разработанный комплекс программно-аппаратные средств прошел полноценное тестирование на лабораторном стенде, где получены характеристики бездатчиковой системы управления соответствующие расчетным.

Разработанная система бездатчикового управления обеспечивает следующие показатели:

- диапазон регулирования момента вниз от номинального = 1:50
- точность поддержания момента ± 5 %
- полоса пропускания по моменту 400 Гц
- диапазон регулирования скорости вниз от номинальной = 1:20
- диапазон регулирования скорости вверх от номинальной
- точность поддержания скорости  $\omega \delta = \pm 0.1 \%$
- полоса пропускания по скорости  $\omega$  .. = 65 Гц

Разработанный комплекс программно-аппаратных средств принят за основу при серийном производстве преобразователей частоты "Универсал ВИП" для мощных многосекционных вентильно-индукторных электроприводов. Внедрены в промышленность и проходят стадию опытно-

промышленной эксплуатации 3 комплекта мощных многосекционных вентильно-индукторных электропривода — 630 kBt, 315 kBt, 400 kBt.

# Приложение А

# Структурные блоки имитационной модели системы БВУ, реализованные в среде MATLAB

Блок ВИД с НВ

Блок инвертора

Блок релейного поддержания тока

Блок наблюдателя положения

Структурная схема модели ВУ с наблюдателем положения

### Упрощенные матричные выражения для фильтра Калмана

 $P = FxPxF^T + Wk -$ симметрическая [3x3]

#### 1 столбец

$$(f21 \cdot p11 + f11 \cdot p21 + f23 \cdot p31) \cdot f11 - (f21 \cdot p12 + f11 \cdot p22 + f23 \cdot p32) \cdot f21 + (f21 \cdot p13 + f11 \cdot p23 + f23 \cdot p33) \cdot f13$$

$$p31 \cdot f11 - p32 \cdot f21 + f13 \cdot p33$$

#### 2 столбец

#### 3 столбец

$$\left(\begin{array}{c}
f21 \cdot p13 + f11 \cdot p23 + f23 \cdot p33 \\
p33 + w
\end{array}\right)$$

 $pred_inv = CxPxC^T + Rk - промежуточная матрица до инвертирования [2x2]$ 

pred inv = 
$$\begin{bmatrix} p11 + r & p12 \\ p12 & p22 + r \end{bmatrix}$$

 $G=PxC^TxINV$  – матрица усиления фильтра [2x3]

$$G = \begin{bmatrix} p_1 & p_2 & p_3 & p_4 & p_4$$

X=X+G(Y-CX) – переменные состояния [1x3]

$$X = \begin{bmatrix} x1 + g11 \cdot (y1 - x1) + g12 \cdot (y2 - x2) \\ x2 + g21 \cdot (y1 - x1) + g22 \cdot (y2 - x2) \\ x3 + g31 \cdot (v1 - x1) + g32 \cdot (v2 - x2) \end{bmatrix}$$

#### P=P-GxCxP

# Приложение В Структура модульного ПО Инициализация первичных программных модулей SM\_NET автомат сетевых коммуникаций драйвер CANOpen драйвер MODBUS (RTU) драйвер ZigBee SM DIDO автомат ВВОДА/ВЫВОДА и логики работы - определяет логику формирования задания SM\_SYS\_LOGIC технологических переменных в соответствии с состоянием конфигурирующих переключателей - определяет логику формирования управляющих SM\_CMD\_LOGIC воздействий - старт, стоп, торможение - определяет логику работы внешних дискретных SM\_DIO\_LOGIC автоматов (функции промышленного контроллера) SM\_SYS автомат системы управления приводом определяет режимы управления SM\_CTRL приводом определяет режимы предупреждений SM\_ALARM системы SM\_PROT определяет режимы защит системы

Рисунок 1 Основная структура программы

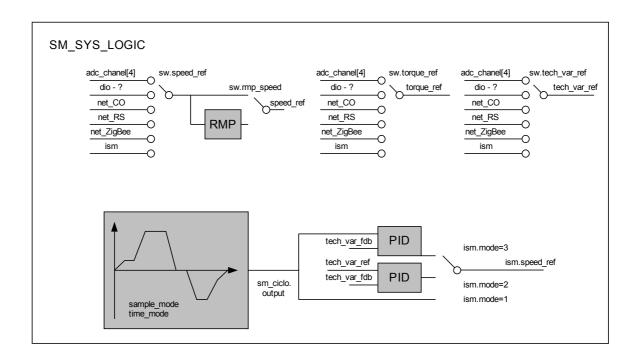


Рисунок 2 Дискретный автомат источников сигналов для управления приводом

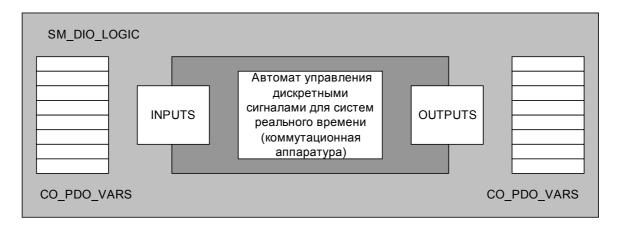


Рисунок 3 Дискретный автомат ввода/вывода

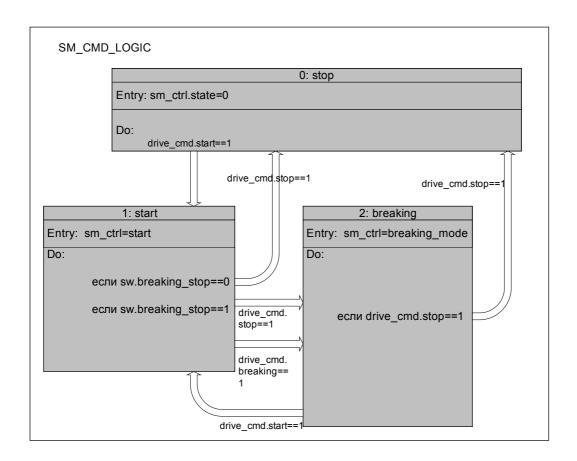


Рисунок 4 Дискретный автомат команд управления приводом

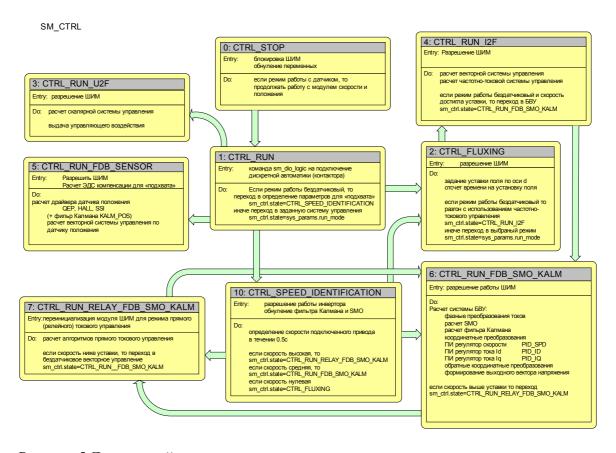


Рисунок 5 Дискретный автомат системы управления двигателем

# Список принятых сокращений

АД – асинхронный двигатель

АЦП – аналого-цифровой преобразователь

БВУ – бездатчиковое векторное управление

ВИД – вентильно-индукторный двигатель

ВИП – вентильно-индукторный привод

ВИД с НВ - вентильно-индукторный двигатель с независимым возбуждением

ДМХ – динамическая механическая характеристика

ДПТ – двигатель постоянного тока

ЗПТ – звено постоянного тока

ИДП – импульсный датчик положения (ротора)

МХ – механическая характеристика

о.е. - относительные единицы

ПК – персональный компьютер

ПМХ – предельная механическая характеристика

ПО – программное обеспечение

ПЧ – преобразователь частоты

СУ – система управления

СВУ – система векторного управления

ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь

ШИМ – широтно-импульсная модуляция

ЭП – электропривод

DSP – Digital Signal Processor – цифровой сигнальный процессор

IGBT – Isolated Gate Bipolar Transistor – биполярный транзистор с

изолированным затвором

SPI – Serial Peripheral Interface – последовательный периферийный интерфейс

SCI – Serial Communication Interface – последовательный коммуникационный интерфейс

SMO – sliding mode observer – наблюдатель на основе скользящего режима

CAN – Controller Area Network – промышленная сеть контроллеров

MCBSP – Multichannel Buffered Serial Port – многоканальный буферизированный последовательный порт PWM -pulse-width modulation – широтно-импульсная модуляция

# Список литературы

- 1. Алямкин Д.И. Разработка элементов системы векторного управления асинхронного двигателя: магистерская диссертация. М., 2007. 87с.
- 2. Анучин А.С. Разработка системы управления многофазного вентильно—индукторного привода с промежуточным регулируемым звеном постоянного тока: Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. М., 2004. 200 с.
- Бычков М.Г. Оптимизация режимов вентильно–индукторного электропривода средствами управления. // Вестник МЭИ. – 1998. – № 3 – С. 73–81.
- 4. Бычков М.Г. Элементы теории вентильно–индукторного электропривода.// М.: Электричество. 1997.— №8 С.35—44.
- 5. Дианов А.Н. Разработка и исследование систем бездатчикового управления вентильным двигателем: Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук. М., 2004. 200 с.
- 6. Дроздов А.В. Проектирование контроллера с программированием на языке высокого уровня СИ: Дипломная работа на соискание степени бакалавра техники и технологий. М., 2003. 30с.
- 7. Дроздов А.В. Система бездатчикового векторного управления синхронными двигателями с постоянными магнитами магистерская диссертация. М., 2005. 57с.
- 8. Дроздов А.В. Сравнительный анализ различных вариантов векторной ШИМ: // Радиоэлектроника, Электротехника и Энергетика: Тез. доклада Десятая международная научно—техническая конференция студентов и аспирантов. В 3– х т., М.: Издательство МЭИ, 2004. т.2. С. 55 56.
- 9. Ивоботенко Б. А., Ильинский Н. Ф. И др. Разработка новых принципов, конструкций, технологий производства многопакетных

- электроприводов и создание на их основе нового поколения прецизионного приборного оборудования. М.: МЭИ, КБТМ, Минск, Резюме работы по Госпремии СССР в области науки и техники, 1981. 15 с.
- 10.Ильинский Н.Ф. Вентильно—индукторные машины в современном электроприводе.: Тез. доклада Научно—технич. семинар Вентильно— ндукторный электропривод—проблемы развития и перспективы применения.— М., 1996. С. 55 56.
- 11. Ключев В.И. Теория электропривода. М.: Энергоатомиздат, 1998. 704 с.
- 12. Козаченко В.Ф., Грибачев С.А. Перспективная серия микроконтроллеров фирмы TexasInstruments '240х для систем цифрового управления двигателями. // Вестник МЭИ, 1998.— С. 73—81.
- 13. Козаченко В.Ф., Жарков А.А., Дроздов А.В. Мультипроцессорная система управления многосекционным вентильно—индукторным электроприводом // Труды XI Международной конференции Электромеханика, электротехнологии, электротехнические материалы и компоненты. Алушта, 2006. С.56—57
- 14. Козаченко В.Ф., Обухов Н.А., Трофимов С.А., Чуев П.В. Применение DSP— микроконтроллеров фирмы Texas Instruments в преобразователях частоты «Универсал» с системой векторного управления. // Электронные компоненты. 2002. №4 С. 61—64.
- 15.Козаченко В.Ф., Темирев А.П., Обухов Н.А., Анучин А.С. и др. Контроллеры МК11.3для высокопроизводительных систем прямого цифрового управления двигателями. // CHIP NEWS. Инженерная микроэлектроника. 2002. №4(67), С. 24 30
- 16. Корпусов Д.Е. Разработка и исследование мощного вентильно— индукторного электропривода: Дис. на соискание ученой степени кандидата техн. наук. М.: 2002. 211 с.

- 17. Миронов Л.М., Постников С.Г. Вентильный индукторный двигатель с независимым возбуждением в системе электропривода.: Тез.докл. 5 Московская студ. Научно— технич. Конф. Радиоэлектроника и электротехника в народном хоз— ве: М., 1999. С. 55 56
- 18.Миронов Л.М., Постников С.Г. Электропривод на базе вентильного индукторного двигателя с независимым возбуждением. // Труды МЭИ. 2000. Вып.676. С. 55 56
- 19. Остриров В.Н. Создание гаммы электронных преобразователей для электропривода на современной элементной базе: Дис. на соискание ученой степени доктора техн. наук.— М., 2004. 200 с.
- 20.Постников С.Г. Разработка и исследования электропривода на базе индукторного двигателя с независимым возбуждением: Дис. на соискание ученой степени кандидата техн. наук. М.: 2002. 211 с.
- 21. Русаков А. М. Разработка вентильных электродвигателей на базе магнитных систем индукторных машин.: Дис. на соискание ученой степени кандидата технических наук.— М., 1982.— 200 с.
- 22. Ташлицкий М.М. Разработка способов экспериментального определения параметров и механических характеристик асинхронных двигателей: Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук. М., 2005. 167 с.
- 23. Тюкин В.Н. Теория управления: Часть 2. Особые линейные и нелинейные системы: Конспект лекций. Вологда: ВоГТУ, 2000. 128 с.
- 24. Уткин В.И. Скользящие режимы в задачах оптимизации и управления. М.: 1981. 100 с.
- 25. Чуев П. В. Разработка систем векторного управления асинхронными приводами на базе специализированных сигнальных микроконтроллеров.: Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук. М., 2002. 254 с.

- 26. Шалыто А.А. Алгоритмизация и программирование для систем логического управления и «реактивных» систем. // Автоматика и телемеханика. 2001. №1 С.3–39.
- 27. Шалыто А.А., Туккель Н.И. Switch—технология автоматный подход к созданию программного обеспечения «реактивных» систем. // Программирование. 2001. №5 С.45–62
- 28.A.Bado, S.Bolognani, M.Zigliotto Effective Estimation of speed and rotor position of a PMSM drive by a Kalman filtering technique. // Proc. Of 1992 Power Electronics Specialists Conference pp.951–957.
- 29. Bejerke S. Digital Signal Processing Solutions for Motor Control Using the TMS320F240DSP– Controller. Paris, 1996.
- 30.C. Schauder, Adaptive speed identification for vector control of induction motor without rotational transducers. // IEEE Trans. Ind. Appl. 28 (5) (1992) 1054–1061.
- 31.C.-W. Park, W.-H. Kwon, Simple and robust speed sensorless vector control of induction motor using stator current based MRAC. // Electric Power Systems Research 71 (2004). 257–266.
- 32.Digital Control Systems (DCS) Group 12, Sliding– Mode Rotor Position Observer of PMSM. // Texas Instruments, 2000.
- 33. Enzo Chiricozzi, Francesco Parasiliti, Roberto Petrella, Marco Tursini Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Solutions for Compressor Application Università di L'Aquila. 1998.
- 34. Evandro B. Couto, Manoel L de Aguiar, Parameter Identification of Induction Motors Using DC Step Excitation at Standstill. // IEEE 1998.
- 35.F.Z. Peng, T. Fukao, Robust speed identification for speed– sensorless vector control of induction motors. // IEEE Trans. Ind. Appl. 30 (5) (1994) 1234–1240.
- 36.G.Welch, G.Bishop. An Introduction to the Kalman Filter. TR 95–041, North Carolina.

- 37.K.H. Chao, C.M. Liaw, Speed sensorless control performance improvement of induction motor drive using uncertainty cancellation. // IEE Proc. Electr. Power Appl. 147 (4) (2000) 251–262.
- 38.M.N. Marwali, A. Keyhani, A comparative study of rotor flux based MRAS and back EMF based MRAS speed estimators for speed sensorless vector control of induction machines // in Proceedings of the IEEE–IAS Annual Meeting. 1997. pp. 160–166.
- 39.Massimiliano Labbate, Roberto Petrella, Marco Tursini, Fixed point implementation of Kalman filtering for AC drives: a case study using TMS320F24x DSP. University of L'Aquila Italy
- 40.Michael T. DiRenzo, Switched Reluctance Motor Control Basic Operation and Example Using the TMS320F240. Texas Instruments SPRA420A 2000.
- 41.Peter Vas, Sensorless Vector and Direct Torque Control. Oxford University Press. 1998.
- 42.R. Blasco– Gimenez, G.M. Asher, M. Sumner, K.J. Bradley, Dynamic performance limitations of MRAS based sensorless induction motor drives. Part 1. Stability analysis for the closed loop drive. // IEE Proc. Electr. Power Appl. 143 (2) (1996) 113–122.
- 43. Texas Instruments. Digital signal processing solution for permanent magnet synchronous motor. Application note. BPRA044. 2000.
- 44. Texas Instruments. Digital signal processing solutions for the switched reluctance motor. Application note. BPRA058. 2000.
- 45. Texas Instruments. TMS320F2810, TMS320F2812 DSP (Rev. H). Data Sheet.