

ФГАОУ ВО «Национальный исследовательский Томский политехнический университет», ФГБОУ ВО «Томский государственный архитектурно-строительный университет»

На правах рукописи

ОДНОКОПЫЛОВ ГЕОРГИЙ ИВАНОВИЧ

**МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ ОТКАЗОУСТОЙЧИВОГО УПРАВЛЕНИЯ
ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ ОПАСНЫХ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ
ОБЪЕКТОВ**

Специальность 05.09.03 – «Электротехнические
комплексы и системы»

Диссертация на соискание ученой степени
доктора технических наук

Научный консультант:
доктор технических наук, профессор
Букреев Виктор Григорьевич

Томск – 2017

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	9
 ГЛАВА 1. ОТКАЗОУСТОЙЧИВЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В СОСТАВЕ ОПАСНЫХ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ ОБЪЕКТОВ	
1.1. Отказоустойчивость, живучесть и безопасность электроприводов опасных производственных объектов.....	20
1.2. Влияние уровня техники и технологий на тенденции развития электропри- водов переменного тока.....	24
1.3. Основные направления по построению силовых импульсных transforma- телей для электроприводов переменного тока.....	28
1.4. Характеристика отказов электродвигателей переменного тока.....	30
1.5. Аварийные режимы и традиционные методы отказоустойчивого управле- ния в электроприводах переменного тока.....	31
1.5.1. Микропроцессорные устройства защитного отключения нерегулируе- мых двигателей переменного тока.....	32
1.5.2. Алгоритмы отказоустойчивого управления в асинхронном электро- приводе.....	34
1.5.3. Алгоритмы отказоустойчивого управления в вентильном электроприво- де.....	37
1.5.4. Алгоритмы отказоустойчивого управления в вентильно-индукторном электроприводе.....	40
1.6. Обеспечение безопасности кранового электропривода механизма подъема на основе ограничителя грузоподъемности.....	42
1.7. Живучесть аварийной технической системы.....	43
1.8. Выводы.....	44
 ГЛАВА 2. МЕТОДЫ ОТКАЗОУСТОЙЧИВОГО УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕК- ТРОПРИВОДОМ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА.	
2.1. Предпосылки разработки методов отказоустойчивого управления.....	47

2.2. Рабочие и аварийные состояния трехфазных асинхронных и вентильных двигателей.....	50
2.3. Связь теории живучести и методологии построения технической системы отказоустойчивого электропривода.....	55
2.4. Формирование избыточности в отказоустойчивом электроприводе переменного тока.....	59
2.5. Пространство параметров управления электрических машин при организации отказоустойчивого управления электроприводом переменного тока.....	62
2.6. Методы отказоустойчивого управления электроприводом переменного тока.....	63
2.6.1. Синтез отказоустойчивого электропривода с формированием вектора параметров для нормального режима работы.....	63
2.6.2. Мониторинг и формирование матрицы отказов электропривода переменного тока.....	66
2.6.3. Адаптация структуры электропривода к работе в неполнофазных режимах с оценкой резерва.....	66
2.6.4. Блокировка цепей электропитания защитными элементами.....	67
2.6.5. Адаптация функций аварийного электропривода с активизацией алгоритма восстановления и оценкой работоспособности	67
2.6.6. Определение остаточного ресурса работы электропривода для тепловых и механических повреждений.....	69
2.6.7. Формирование пространства отказоустойчивого управления электроприводом переменного тока в виде вектора аварийных параметров.....	69
2.7. Выводы.....	73
ГЛАВА 3. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ И ИМИТАЦИОННЫЕ МОДЕЛИ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В АВАРИЙНЫХ РЕЖИМАХ РАБОТЫ.	
3.1. Особенности моделирования электродвигателей переменного тока в аварийных и неполнофазных режимах работы.....	73

3.2. Математические модели асинхронного электропривода в аварийных и неполнофазных режимах работы при подключении с развязанными и связанными фазами.....	75
3.3. Математическая модель вентильного электропривода в аварийных и неполнофазных режимах работы.....	87
3.4. Математическая модель трехфазного двухсекционного вентильно-индукторного электропривода в аварийных и неполнофазных режимах работы.....	93
3.5. Имитационные модели электроприводов переменного тока в аварийных и неполнофазных режимах работы.....	99
3.5.1. Имитационная модель асинхронного электропривода.....	99
3.5.2. Имитационная модель отказоустойчивого вентильно-индукторного электропривода.....	106
3.5.2.1. Имитационная модель односекционного трехфазного вентильно-индукторного электропривода.....	106
3.5.2.2. Имитационная модель двухсекционного трехфазного вентильно-индукторного электропривода.....	115
3.6. Математическая модель кранового электропривода механизма подъема.....	116
3.7. Выводы.....	120
ГЛАВА 4. АЛГОРИТМИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ДВИГАТЕЛЯМИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В АВАРИЙНЫХ РЕЖИМАХ РАБОТЫ.	
4.1. Принципы построения асинхронного электропривода с поддержкой отказоустойчивых алгоритмов восстановления работоспособности в аварийных и неполнофазных режимах работы.....	121
4.2. Принципы формирования алгоритмов восстановления работоспособности в аварийном режиме в виде выражений самоорганизации управления с интегрированными битами матрицы отказов.....	122
4.3. Алгоритм мониторинга и блокирования цепей питания для аварийного режима трехфазного асинхронного электропривода.....	124

4.4. Алгоритмы отказоустойчивого управления асинхронным электроприводом в аварийных режимах работы.....	125
4.4.1. Отказоустойчивое частотно-токовое управление асинхронным электроприводом.....	127
4.4.2. Отказоустойчивое управление m -фазным асинхронным электроприводом с формированием несинусоидальных фазных токов.....	128
4.4.3. Отказоустойчивое частотно-токовое управление асинхронным электроприводом с увеличением частоты фазных токов.....	134
4.4.4. Отказоустойчивое векторное управление асинхронным электроприводом.....	135
4.4.5. Обеспечение отказоустойчивости электропривода со структурным резервом.....	138
4.4.6. Моделирование процессов алгоритмического восстановления работоспособности отказоустойчивого асинхронного электропривода.....	140
4.5. Алгоритмы отказоустойчивого управления вентильным электроприводом в аварийных режимах работы.....	154
4.6. Алгоритмы отказоустойчивого управления вентильно-индукторным электроприводом в аварийных режимах работы.....	157
4.6.1. Управление односекционным трехфазным вентильно-индукторным электроприводом с симметричной одиночной коммутацией и исходной отказоустойчивостью.....	158
4.6.2. Алгоритм управления односекционным трехфазным вентильно-индукторным электроприводом с симметричной одиночной коммутацией и компенсацией момента за счет увеличения амплитуды фазных токов.....	160
4.6.3. Алгоритм управления односекционным трехфазным вентильно-индукторным электроприводом с компенсацией момента за счет изменения угла перекрытия фаз.....	162
4.6.4. Алгоритм управления односекционным трехфазным вентильно-индукторным электроприводом с компенсацией момента за счет изменения угла перекрытия фаз и увеличения амплитуд фазных токов.....	164

4.6.5. Управление двухсекционным трехфазным вентильно-индукторным электроприводом с симметричной одиночной коммутацией и исходной отказоустойчивостью.....166

4.6.6. Алгоритм управления двухсекционным трехфазным вентильно-индукторным электроприводом с симметричной одиночной коммутацией и компенсацией момента за счет увеличения амплитуды фазных токов.....168

4.7. Выводы.....174

ГЛАВА 5. ПРИМЕНЕНИЕ АЛГОРИТМОВ ОТКАЗОУСТОЙЧИВОГО УПРАВЛЕНИЯ В ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА.

5.1. Сравнение результатов моделирования и экспериментов в асинхронном электроприводе в аварийных режимах работы.....177

5.2. Применение алгоритмов отказоустойчивого управления в вентильном электроприводе в аварийных режимах работы.....183

5.2.1. Аппаратное построение вентильного электропривода с поддержкой аварийного двухфазного режима работы.....183

5.2.2. Сравнение результатов моделирования и экспериментов.....187

5.2.3. Сравнительный анализ трех и двухфазных режимов работы вентильного электропривода.....188

5.2.3.1. Анализ статических характеристик вентильного электропривода в трех и двухфазных режимах работы.....188

5.2.3.2. Исследование переходных процессов при развитии аварийной ситуации вентильного электропривода в трех и двухфазных режимах работы.....191

5.3. Применение алгоритмов мониторинга и диагностики фундаментов электроприводов линейной газокompрессорной станции.....199

5.4. Отказоустойчивое управление крановым электроприводом механизма подъема с обеспечением безопасности и живучести.....205

5.4.1. Информативные параметры отказоустойчивого ограничителя грузоподъемности.....205

5.4.2. Обоснование информативных параметров отказоустойчивого ограничителя грузоподъемности на основе математической модели электропривода.....	207
5.4.3. Учет влияния отклонений параметров питающей сети на характеристики информативных параметров кранового электропривода механизма подъема.....	211
5.4.4. Экспериментальное определение информативных параметров отказоустойчивого ограничителя грузоподъемности.....	215
5.4.5. Технические решения отказоустойчивого ограничителя грузоподъемности	218
5.5. Выводы.....	221
ГЛАВА 6. ПОСТРОЕНИЕ ОТКАЗОУСТОЙЧИВЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА	
6.1. Технические решения элементов системы мониторинга отказов преобразователей частоты электроприводов переменного тока.....	223
6.1.1. Аналого-цифровой датчик состояния ячейки силового преобразователя частоты.....	225
6.1.2. Цифровой датчик состояния силовой ячейки полумостового преобразователя частоты.....	226
6.2. Технические решения преобразователей частоты электроприводов переменного тока.....	228
6.3. Технические решения по построению отказоустойчивых электроприводов переменного тока с защитными элементами.....	231
6.4. Технические решения по построению отказоустойчивого вентильного электропривода на элементах непрограммируемой логики.....	247
6.5. Отказоустойчивые генераторы подвижных объектов.....	250
6.6. Выводы.....	253

ГЛАВА 7. ФОРМИРОВАНИЕ СТРУКТУРНОГО И НАГРУЗОЧНОГО РЕЗЕРВОВ В ОТКАЗОУСТОЙЧИВЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДАХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА НА ОСНОВЕ ПРОМЕЖУТОЧНОГО ЗВЕНА ПОВЫШЕННОЙ ЧАСТОТЫ

7.1. Вентильный электропривод со структурным резервированием силовых цепей.....	254
7.2. Преобразователь m -фазного напряжения для вентильного электропривода.....	267
7.3. Частотно-регулируемый электропривод с повышенной перегрузочной способностью.....	274
7.4. Измерительный частотный преобразователь тока для отказоустойчивых электроприводов.....	282
7.5. Выводы.....	288
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	290
СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ СОКРАЩЕНИЙ.....	294
СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ.....	297
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	307
ПРИЛОЖЕНИЕ.....	334

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность темы. Для важных критических технологий и опасных производственных объектов (ОПО) существует необходимость предотвращения техногенных аварий и минимизации невосполнимых экономических потерь. Требования безопасности функционирования и ограничения рисков нежелательных режимов при эксплуатации ядерных, химических, строительных, металлургических и других объектов являются определяющими факторами в критериях живучести основного технологического оборудования.

Юридической основой обеспечения промышленной безопасности во многих отраслях служит Постановление Правительства Российской Федерации от 28 марта 2001 г. N 241 «О мерах по обеспечению промышленной безопасности опасных производственных объектов на территории Российской Федерации» (с изменениями от 1 февраля 2005 г. и 22 апреля 2009 г.). Так, при производстве оборонной продукции существуют неукоснительные условия выполнения технологических процессов при создании изделий: «особо ответственный технологический процесс, как технологический процесс, нарушение в котором может привести к выходу из строя оборонной продукции или к изменению (потере) ее функциональных свойств» (ГОСТ РВ15.002–2003).

Большинство производственных объектов имеют в своем составе оборудование с электроприводами переменного тока (ЭПТ), отказы которых приводят к невозможности исполнения рабочих функций необслуживаемых механизмов в процессах с длительным или безостановочным циклом обработки продукции.

В настоящее время особое внимание уделяется живучести ЭПТ в подъемно-транспортных комплексах перемещения потенциально опасных грузов, нефти и газо-продуктов, ракетных и авиационных системах. Примером нормативного документа, в котором конкретизируются основные положения развития таких комплексов, может служить распоряжение Правительства Российской Федерации от 17.11.2008 N 1662-р (ред. от 08.08.2009) «О Концепции долго-

срочного социально-экономического развития Российской Федерации на период до 2020 года», где определено увеличение потребности в грузоподъемной и транспортной технике с высокой степенью безотказной работы.

В современных подъемно-транспортных комплексах широко используются цифровые ЭПТ вращательного или поступательного движения, где в качестве исполнительных двигателей применяются асинхронные (АД), вентильные (ВД) и вентильно-индукторные (ВИД) электродвигатели различного исполнения. При решении задач обеспечения эксплуатационной живучести таких комплексов значительно возрастает роль методов и алгоритмов отказоустойчивого управления силовыми импульсными преобразователями и исполнительными двигателями ЭПТ, как основных элементов электромеханической системы.

Фундаментальные теоретические вопросы построения технических систем (ТС) со свойством живучести рассмотрены в работах Ю.И. Стекольников, Г.Н. Черкесова, Ю.Ю. Громова и другими, зарубежными учеными: С.Л. Colbourn (США), К. Sekine, Н. Imai, S. Tani (Япония).

В тоже время конкретные решения отказоустойчивых ЭПТ исследовались такими российскими учеными, как: В.К.Лозенко, С.Г.Ворониным, П.Г. Вигриновым, П.О. Шабуровым, В.М. Сандаловым, В.Ф. Козаченко, В.Н. Острировым, Д.Е. Корпусовым, Д.И. Алямкиным, О.П. Муравлевым, Д.М. Глуховым и другими, зарубежными учеными: А.Л. Marques Cardoso, Andre M.S.Mendes (Португалия), Michele Dai Pre, Marco Zordan, Silveroio Bolognani (Италия), Cursino Brandao Jacobina, Edison Roberto Cabralda Silva, Antonio Marcus Nogueira Lima, Ricardo Luciode AraujoRobeiro (Бразилия), Johannes Zentner, RolfIsermann (ФРГ), Sangshin Kwan, Hamid A. Toliyat, Thomas A. Lipo, Thomas M. Jahns, Jen-Ren Fu, Brian A. Welchko (США).

Несмотря на имеющиеся теоретические подходы, используемые для восстановления работоспособности электроприводов различных механизмов, имеется ряд нерешенных проблем, связанных с особенностями работы двигателей переменного тока в аварийных и неполнофазных режимах, сложностью построения нелинейных математических моделей электродвигателей переменного

тока и импульсного преобразователя напряжения, реализацией методов и алгоритмов восстановления работоспособности цифровых электроприводов высокоответственных механизмов в реальном времени протекания динамических процессов.

Все это определяет актуальность создания эффективных методов и алгоритмов отказоустойчивого управления ЭПТ с микроконтроллерными устройствами обработки информации для мониторинга и восстановления работоспособности электромеханической системы, являющейся неотъемлемой частью оборудования опасных производств и технологий.

В диссертационной работе поставлена важная **научно-техническая проблема** обеспечения эксплуатационной живучести электроприводов переменного тока, используемых в составе оборудования опасных производственных объектов.

Объект исследований: частотно-регулируемые электроприводы переменного тока с ограниченными информационными и вычислительными ресурсами их микропроцессорных систем управления.

Предмет исследований: математическое и алгоритмическое обеспечение, структурные и схемотехнические решения цифровых электроприводов переменного тока.

Цель работы: повышение функциональной работоспособности электроприводов переменного тока в аварийных режимах работы силового преобразователя, исполнительного двигателя и механической нагрузки.

Для достижения цели решаются следующие задачи:

1. Анализ и систематизация известных способов и устройств обеспечения отказоустойчивого управления электроприводами переменного тока.

2. Разработка методов отказоустойчивого управления электроприводами переменного тока в аварийных режимах работы исполнительных двигателей опасных производственных объектов.

3. Создание математических моделей электроприводов переменного тока в аварийных режимах работы исполнительных двигателей.

4. Формализация записи алгоритмов восстановления работоспособности электроприводов переменного тока с интегрированными битами матриц одиночных и множественных отказов.

5. Исследование алгоритмов отказоустойчивого управления с полным или частичным восстановлением работоспособности трехфазных электроприводов переменного тока с однократными отказами.

6. Разработка алгоритмов отказоустойчивого управления с полным или частичным восстановлением работоспособности трехфазных секционированных и m -фазных электроприводов с множественными отказами.

7. Исследование процесса адаптации структуры электропривода к последствиям отказов при алгоритмическом восстановлении работоспособности.

8. Разработка схмотехнических решений систем управления электроприводов переменного тока с отказоустойчивым управлением при наличии однократных и множественных отказов и программно-аппаратной реализацией отказоустойчивых алгоритмов восстановления работоспособности.

Методы исследования. В диссертационной работе применены: теория электропривода и электрических машин, методы описания динамических процессов электромеханического преобразования энергии, математическое моделирование и программирование в среде Delphi и Matlab, метод коммутационных разрывных функций и спектральный метод анализа сигналов. Проверка теоретических исследований осуществлялась на лабораторном испытательном стенде и регистрацией данных сертифицированным информационно-измерительным комплексом (ИВК) МИС-300, тестовыми испытаниями на работающем оборудовании.

Научные положения, выносимые на защиту:

1. Методы отказоустойчивого управления электроприводами переменного тока в аварийных режимах исполнительных двигателей опасных производственных объектов.

2. Математические модели электроприводов переменного тока в штатных и аварийных режимах работы.

3. Форма записи алгоритмов восстановления работоспособности электроприводов переменного тока с интегрированными битами матрицы отказов.

4. Алгоритмы отказоустойчивого управления с полным или частичным восстановлением работоспособности трехфазных электроприводов переменного тока с однократными отказами.

5. Алгоритмы отказоустойчивого управления с полным или частичным восстановлением работоспособности трехфазных секционированных вентиляно-индукторных и многофазных асинхронных электроприводов с множественными отказами.

6. Структуры и схемотехнические решения электроприводов переменного тока с отказоустойчивым управлением при наличии однократных и множественных отказов.

Обоснованность и достоверность научных положений, выводов и рекомендаций подтверждаются: корректным применением математических методов и моделей, адекватность которых реальным процессам подтверждена результатами экспериментальных исследований; сходимостью результатов, полученных теоретически и экспериментально; применением современного сертифицированного измерительного оборудования (ИВК МПС-300); согласованностью результатов исследований с данными других ученых.

Научная новизна работы заключается в следующем:

1. Разработаны методы отказоустойчивого управления электроприводами переменного тока, позволяющие оценить их работоспособность в аварийном режиме и реализовать структурную адаптацию силовых цепей преобразователя частоты к последствиям отказов исполнительных двигателей опасных производственных объектов.

2. Созданы математические и имитационные модели электроприводов переменного тока в аварийных и неполнофазных режимах работы, позволяющие на основе мониторинга в реальном времени формировать матрицы отказов и обеспечивать последующее полное или частичное восстановление работоспособности электроприводов с учетом конфигурации схем подключения двигате-

лей со связанными или развязанными фазами с круговым и эллиптическим вращающимися магнитными полями.

3. Формализованы выражения самоорганизации управления с интегрированными битами матрицы отказов для алгоритмов восстановления работоспособности электроприводов переменного тока, позволяющие обеспечить структурную адаптацию силовых цепей преобразователя частоты к последствиям отказов в реальном времени.

4. Разработаны алгоритмы отказоустойчивого управления с частичным или полным восстановлением работоспособности трехфазных асинхронных, вентильно-индукторных и вентильных электроприводов, позволяющие обеспечить купирование однократных отказов.

5. Разработаны алгоритмы отказоустойчивого управления с частичным или полным восстановлением работоспособности трехфазных секционированных вентильно-индукторных электроприводов, позволяющие обеспечить купирование однократных и множественных отказов.

6. Предложены технические решения по реализации метода отказоустойчивого управления электроприводами переменного тока с асинхронными, вентильными и вентильно-индукторными двигателями. Разработаны технические решения по построению отказоустойчивых структур асинхронных и вентильных электроприводов, выполненных на мостовых и полумостовых преобразовательных ячейках отличающиеся применением защитных элементов блокирования отказа, расположенных в звене постоянного и переменного тока, с подключаемыми резервными полумостоами, для схемных решений со связанными и развязанными фазами двигателя. Предложены технические решения отказоустойчивого вентильно-индукторного двухсекционного электропривода отличающиеся повышенной живучестью при одиночных и множественных отказах.

Практическая ценность работы:

1. Разработаны алгоритмы отказоустойчивого управления трехфазными ВД, АД и ВИП в аварийных и неполнофазных режимах и схемотехнические реализации ЭПТ [28–33, 35–37, 42–57], позволяющие полностью или частично

восстановить его работоспособность в аварийных режимах работы с обеспечением свойства живучести двигателя и силового преобразователя частоты.

2. Разработаны способы управления и устройства по реализации отказоустойчивых ограничителей грузоподъемности на основе косвенных методов измерения массы поднимаемого груза и мажоритарного резервирования [34, 38–41], позволяющие обеспечить безопасность и живучесть кранового ЭПТ механизма подъема.

3. Разработаны способы диагностики и мониторинга фундаментов ЭПТ насосных агрегатов с оценкой величины остаточного ресурса фундамента [58, 59], позволяющие увеличить рабочий ресурс насосного агрегата не менее чем на 14 % в процессе безопасной эксплуатации электропривода.

4. Разработаны программные продукты «Программа расчета переходных процессов кранового АЭП с ограничителем грузоподъемности» и «Программа расчета переходных процессов АЭП в неполнофазных и аварийных режимах работы» [62–64], позволяющие оценить работоспособность кранового ЭПТ механизма подъема с ограничителем грузоподъемности в рабочих и аварийных режимах.

Личный вклад автора. Основные научные результаты, выносимые на защиту и составляющие основное содержание диссертации, получены автором самостоятельно. В работах, опубликованных в соавторстве, личный вклад автора состоит в следующем: в публикациях [7, 9–10, 11] разработаны и сформулированы принципы отказоустойчивого управления, в публикациях [1–6, 8, 12–25, 27] – математические модели отказоустойчивых электроприводов, методы и алгоритмы восстановления работоспособности ЭПТ, в публикациях [28–60] – технические решения по реализации отказоустойчивого управления ЭПТ. Автор непосредственно участвовал в разработке программных и аппаратных средств, математических моделей, в проведении и анализе результатов теоретических и экспериментальных исследований.

Реализация выводов и рекомендаций работы.

– В Институте электрических машин, приводов и дорог Технического университета Брауншвайга (Technische Universität Braunschweig Institut für Elektrische Maschinen, Antriebe und Bahnen) применены для научно-исследовательских целей: разработанная методика обеспечения свойства живучести трехфазного ВД в аварийном двухфазном режиме на основе способа обеспечения живучести трехфазного вентильного двигателя [36] и устройства реализации способа на основе вентильного электропривода со свойством живучести [33]; методика обеспечения свойства живучести трехфазного АД в аварийном двухфазном режиме на основе способа управления и обеспечения живучести трехфазного асинхронного двигателя [37] и устройство реализации способа на основе асинхронного электропривода со свойством живучести [35].

– На предприятии ОАО «Новосибирский завод им. Коминтерна» (г. Новосибирск) внедрена методика повышения надежности ВД, обеспечивающая работу в аварийном двухфазном режиме трехфазного синхронного двигателя с позиционной модуляцией.

– На предприятиях: ООО «Тепромес», НТЦ Промбезопасность-ТГАСУ (г. Томск) внедрены «Программа расчета переходных процессов кранового АЭП с ограничителем грузоподъемности» [62] и «Программа расчета переходных процессов асинхронного электропривода в неполнофазных и аварийных режимах работы» [64].

– В учебном процессе кафедр «Электропривода и электрооборудования» Национального исследовательского Томского политехнического университета, «Общая электротехника и автоматика» и «Строительные и дорожные машины» Томского государственного архитектурно-строительного университета используется разработанное программное обеспечение: «Программа расчета переходных процессов асинхронного электропривода в неполнофазных и аварийных режимах работы» [64], «Программа расчета переходных процессов вентильного электропривода» [63] и «Программа расчета переходных процессов кранового асинхронного электропривода с ограничителем грузоподъемности» [62].

– На предприятии ТНПВСЭП Томск СЭП внедрена методика оценки фундаментов электроприводов насосных агрегатов на основе способов компьютерной диагностики и мониторинга [58, 59].

– В НИИ автоматики и электромеханики (г. Томск) внедрена опытная серия блоков вентильного электропривода с поддержкой работоспособности в аварийном двухфазном режиме [30]. В разработке используются самозащищенные силовые ключи с бесконтактным датчиком тока [28].

Соответствие диссертации паспорту научной специальности. В соответствии с формулой специальности 05.09.03 – Электротехнические комплексы и системы в диссертации содержатся теоретические и экспериментальные исследования в соответствии с пунктом 3, позволившие разработать алгоритмы восстановления работоспособности в реальном времени для трехфазных асинхронных, вентильных и вентильно-индукторных электроприводов; в соответствии с пунктом 4 – исследовать работоспособность и оценить качество функционирования трехфазных асинхронных, вентильных и вентильно-индукторных электроприводов при отказах силовых цепей с восстановлением полной или частичной работоспособности.

Апробация работы. Основные положения и результаты работы докладывались, обсуждались: на V Международной научно-технической конференции «Интеллектуальные электромеханические устройства, системы и комплексы», Новочеркасск, 2004г.; на V Международной (16 Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу «АЭП-2007», Санкт-Петербург, 2007г.; на IV Международной научно-технической конференции «Электромеханические преобразователи энергии», Томск, 2009г.; на IX сессии Международной научной школы «Фундаментальные и прикладные проблемы надёжности и диагностики машин и механизмов», Санкт-Петербург, 2009г.; на научном семинаре стипендиатов программ «Михаил Ломоносов II» и «Иммануил Кант» 2008/2009 г Москва, 2009г; на VIII симпозиуме «Линейный электропривод для промышленности», Эйндховен (ФРГ), июль 3-6, 2011г.; на XVI Международной заочной научно-технической конференции «Технические науки – от теории

к практике», Новосибирск, 2012г; на XIV Международной научно-технической конференции «Электромеханика, электротехнологии, электротехнические материалы и компоненты», Алушта, 2012г; на научно-технической конференции «Электронные и электромеханические системы и устройства», ОАО «НПЦ "Полус"», Томск, 2013г., 2015г.; на I Международной научно-технической конференции «Технические науки: современные проблемы и перспективы развития», Йошкар-Ола, 2013г; на VI Международной научно-технической конференции «Электромеханические преобразователи энергии», Томск, 2013 г.; на Международной научно-технической конференции «Науки о Земле: современное состояние и приоритеты развития», Дубаи (ОАЭ), 2013г.; на XXX заочной научной конференции Research Journal of International Studies, Екатеринбург, 2014г., на Всероссийской научно-практической конференции с международным участием «Повышение эффективности производства и использования энергии в условиях Сибири», Иркутск, 2015г., на научно-технических семинарах энергетического института ТПУ, Томск, 2011-2016 гг. и кафедр АиЭ и СДМ ТГАСУ, Томск, 2011-2016 гг.

Научные исследования выполнялись в рамках: программы «Развитие научного потенциала высшей школы»; г/б договора на выполнение НИОТКР № 109-12/НИОТКР от 3 ноября 2012г.; г/б темы № 01201458700 по приоритетному направлению: перспективные виды вооружений и специальной техники; х/д между ОАО «Гипроспецгаз» г. Москва и ГОУ ВПО ТГАСУ по оценке технического состояния строительных конструкций ГКС газопровода НВГПЗ-ПАРАБЕЛЬ-КУЗБАСС, хоздоговорных работ х/д 122/85Б (1983–1985 гг), х/д 121/87 (1987–1989 гг) НИИАЭМ при ТУСУР.

Публикации. Результаты выполненных исследований отражены в 64-х научных работах, в том числе в 20-ти статьях, входящих в перечень ВАК для докторских диссертаций, 37 патентах РФ на изобретения и полезные модели, 6-ти статьях в изданиях Scopus и одной монографии. Получено 3 свидетельства об официальной регистрации программ для ЭВМ.

Структура и объем работы. Диссертация включает введение, семь глав, заключение, список используемой литературы из 257-ми наименований. Объем диссертации составляет 343 с., включая 144 рис., 20 таблиц, приложений на 10 с.

ГЛАВА 1. ОТКАЗОУСТОЙЧИВЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В СОСТАВЕ ОПАСНЫХ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ ОБЪЕКТОВ

1.1. Отказоустойчивость, живучесть и безопасность электроприводов опасных производственных объектов

Отраслевая структура ОПО предопределяет организацию отказоустойчивого управления ЭПТ с обеспечением свойств живучести (рис. 1.1.).

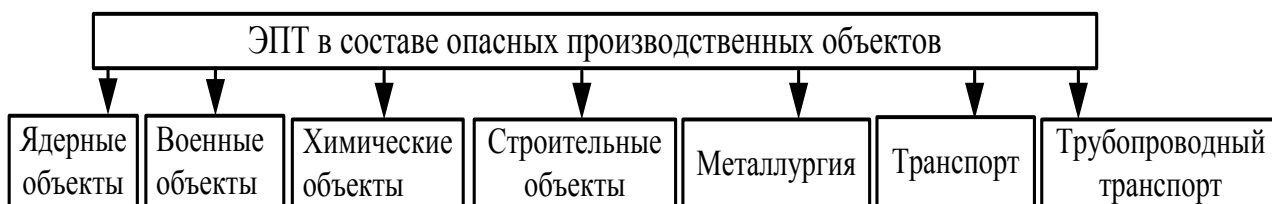


Рис. 1.1. Области применения ЭПТ в составе объектов промышленной безопасности

Для критически важных и уникальных объектов в работе [65] приведена информация об ущербе и периодичности тяжелых катастроф (рис. 1.2), о серьезности и степени оценки рисков (рис. 1.3), структуре и развитию методов нормирования (рис. 1.4).

Из анализа приведенных диаграмм следует, что периодичность аварий и катастроф на уникальных объектах измеряется от несколько часов до десятков лет и сопряжены со значительными рисками для общества, окружающей природной среды и инженерным инфраструктурам жизнеобеспечения. При этом прямые и косвенные ущербы от тяжелых аварий и катастроф на стратегически важных объектах могут достигать десятков и сотен миллиардов рублей.

Как следует из рис. 1.4. и согласно тенденциям нормирования ТС, начиная с 1980 года, произошел переход от категории «надежность» к важнейшим понятиям объектов потенциальной опасности – «безопасности» и «живучести», а с 2010 года к обеспечению «риска» и «защищенности».



Рис. 1.2. Ущерб и периодичность тяжелых катастроф на уникальных объектах



Рис. 1.3. Серийность объектов и степень оценки рисков

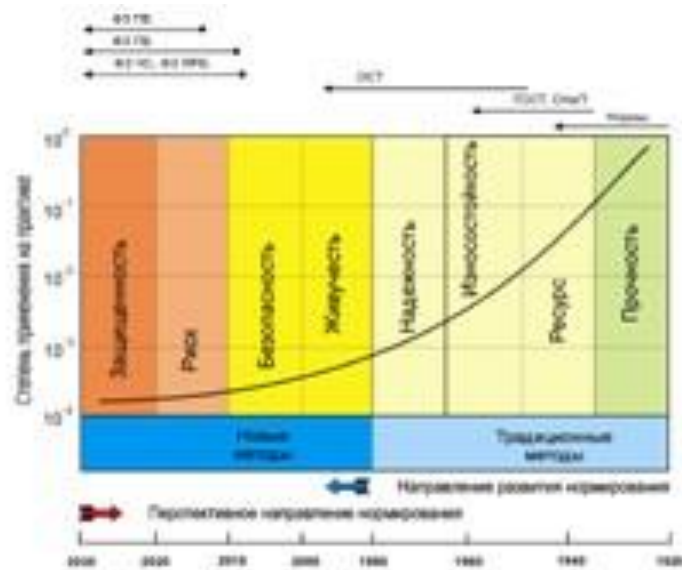


Рис. 1.4. Структура и развитие методов нормирования ТС

Переход к таким категориям нашел отражение в "Стратегии национальной безопасности Российской Федерации до 2020 года" [66]; публикациях: «Безопасность России» [67], «Природные опасности России» [68], монографии [69] и трудах конференций [70, 71].

Как уже отмечалось – неотъемлемой частью ОПО, чаще всего, является электропривод переменного тока, определяющий безопасность, риски и защищенность посредством исполнительных элементов систем управления ТС. В свою очередь ЭПТ для такого оборудования должен выполняться с обеспечением свойства живучести.

Неучёт категории «живучесть» при проектировании отказоустойчивого ЭПТ можно проиллюстрировать на примере аварийного отключения электропитания насосов охлаждения непрерывного действия АЭС Фукусима-1. Землетрясение и цунами привели в неработоспособное состояние внешние средства электроснабжения и резервные генераторы. В результате все системы, как нормального, так и аварийного охлаждения оказались неработоспособны, что явилось причиной расплавления активной зоны реакторов энергоблоков в первые дни развития аварии. При этом: на нормативные воздействия насос охлаждения был спроектирован, а на сверхнормативное воздействие: сочетание землетрясения 9 баллов и цунами более 10м – при расчетах не учитывалось. Живучесть не была обеспечена и авария на стратегически важном объекте – атомном реакторе привела к глобальной катастрофе планетарного масштаба с неустраненным ущербом в виде радиоактивного заражения и экономическими потерями более чем 100 млрд. долларов.

Согласно ГОСТ 27.002–89 надежность – это «комплексное свойство», состоящее в общем случае из характеристик безотказности, долговечности, ремонтпригодности и сохраняемости. Для неремонтируемых объектов основным свойством может являться безотказность. Для ремонтируемых объектов одним из важнейших свойств, составляющих понятие надежности, может быть ремонтпригодность.

Для объектов, которые являются потенциальным источником опасности, важными понятиями являются безопасность и живучесть. Безопасность – свойство объекта при изготовлении и эксплуатации и в случае нарушения работоспособности – не создавать угрозу для жизни и здоровья людей, а также для окружающей среды. Хотя безопасность не входит в общее понятие надежности, однако при определенных условиях тесно связана с этим понятием, например, если отказы могут привести к условиям, вредным для людей и окружающей среды сверх предельно допустимых норм. Понятие живучесть занимает пограничное место между понятиями надежность и безопасность. Под живучестью понимают свойство объекта, состоящее в его способности противостоять развитию критических отказов, вызванных дефектами и повреждениями при установленной системе технического обслуживания и ремонта. Альтернативным вариантом – это свойство объекта сохранять ограниченную работоспособность при воздействиях, не предусмотренных условиями эксплуатации, или свойство объекта сохранять ограниченную работоспособность при наличии дефектов или повреждений определенного вида, а также при отказе некоторых компонентов [72].

Источником потенциальной опасности являются подвижные объекты, включающие в состав регулируемый электропривод переменного тока, например, трубопроводный транспорт, эскалаторы, крановые механизмы и т.д.

Международный термин «fail-safe concept» [72, 73] соответствует термину живучесть. Свойство живучести технической системы при возникновении аварийной ситуации оказывать противостояние отказу или последствиям отказа может быть определено следующим образом [74]:

«Fail-silent» – свойство объекта за счет отключения не препятствовать работе соседних систем при внутренних отказах объекта.

«Fail-safe» – свойство объекта обеспечить безопасность окружающей среды при отказах объекта за счет использования внутренних или внешних ресурсов.

«Fail-operational» – свойство объекта полностью или частично восстановить работоспособность за счет использования внутренних или внешних ресурсов при отказах объекта.

ГОСТ 27.002–89 определяет термин «живучесть» как характеристику объекта потенциальной безопасности. В мехатронике термин «живучесть» трактуется шире – это способность объекта получить расширенные свойства в результате микропроцессорного управления что, в свою очередь, определяет область применения электропривода со свойством живучести – в составе технологического оборудования с целью предотвращения производственного брака продукции или повышения потребительских качеств оборудования с отказоустойчивым электроприводом, имеющего свойство живучести.

Свойство ТС сохранять способность функционирования при отказах элементов называют отказоустойчивостью. При этом, как и надежность, отказоустойчивость определяется для нормативных воздействий. Однако, при сверхнормативных воздействиях состояние ТО определяется свойством живучести, включающего в себя режим ограниченной функциональности. Для ЭПТ этот режим может характеризоваться ограниченной работоспособностью, например, с меньшим электромагнитным моментом двигателя.

Поэтому для вышеприведенных областей применения ЭП в составе ОПО задача отказоустойчивого управления с обеспечением свойства живучести становится определяющей.

1.2. Влияние уровня техники и технологий на тенденции развития электроприводов переменного тока

Рассмотрим вопросы отказоустойчивого управления для двигателей переменного тока таких как: АД (англоязычный термин «asynchronous motor», «induction motor»); ВИД или вентильный реактивный электродвигатель (ВРД) (англоязычный термин «Switched Reluctance Motor», SRM); вентильный двигатель с синусоидальной противо-ЭДС или ВД переменного тока (ВДПТ) (англоязычный термин «Permanent Magnet Synchronous Motor», PMSM), бескон-

тактный двигатель переменного тока с трапециидальной противо-ЭДС (англоязычный термин «Brushless Direct Current Motor», BLDC или «Brushless DC Motor», BLDCM).

Научно-технические задачи в области электропривода за последние десятилетия претерпели значительные изменения. Так, в 40-х годах прошлого столетия в центре внимания были системы электроприводов, предусматривающие релейно-контактную автоматику, в 50-х годах – электромашинную, в 60-х годах – электромагнитную, в 70-х годах – полупроводниковую и в настоящее время – средства микроконтроллерной техники.

Изменилась основа силовых преобразователей электропривода, расширилась область применения регулируемого электропривода.

1. Научно-техническая литература о системах управления ВД, появившаяся в конце 60-х годов, относилась в основном к разработке полупроводниковых коммутаторов (инверторов тока или напряжения прямоугольной формы) для синхронных двигателей с постоянными магнитами на роторе. Были сформулированы теоретические положения и перспективы улучшения формы тока фазных обмоток статора [75].

2. В начале 70-х годов разрабатываются методы приближения формы тока статорных обмоток электрической машины к синусоидальному виду путем широтно-импульсной модуляции. Основным вариантом выбирается трехфазная схема [76].

3. В середине 70-х годов теоретические исследования процессов в ВД различных конструкций достигают максимума, на их основе идет совершенствование систем управления (опережение угла коммутации для достижения максимума момента, способы уменьшения пульсаций момента двигателя и т.д.) [77, 78].

4. В начале 80-х годов исследования направляются на повышение точности отработки угла поворота и заданной скорости в электроприводе, на разработку микропроцессорных систем управления, применение звена повышенной

частоты в электроприводе и новых эффективных систем управления электроприводами [29, 31, 32, 79–88, 123].

5. Начиная с 90-х годов, в микропроцессорной технике и силовой электронике наступил новый технологический этап развития, появились практические возможности в развитии вентильного электропривода (ВЭ). В соответствии с законом Гордона Мура («Intel», США) каждые 18 месяцев происходит удвоение технологических возможностей в компьютерных системах, как следствие этого произошел переход на МК с последующим увеличением функциональных возможностей и ростом производительности. В силовой электронике – это промышленное использование функциональных силовых модулей со встроенными датчиками и комплектными микросхемами драйверов с оптической развязкой – интеллектуальных силовых модулей [89, 90].

Поэтому на первый план выходят вопросы возможностей программного управления каждым из элементов структуры ЭПТ и реализации новых функций и свойств, ранее практически недоступных ввиду сложности аппаратной реализации.

В 80-х годах установился новый технический термин «мехатроника» (развитие термина электромеханика, объединение механики и электроники) как результат отражения качественного скачка в возможностях получения новых свойств аппаратно-программных систем при разработке устройств на основе микроэлектроники [85, 91, 92].

Появилась тенденция в использовании устройств, аппаратов конфигурируемых управлением (АКУ) (controlconfiguredvehicle – CCV, устройство, конфигурируемое управлением). Такие устройства могут реализовывать свои функции только благодаря существованию системы управления. Обычные устройства обладают самоустойчивостью. В случае же АКУ существует механическая неустойчивость, которая оказывается необходимой для обеспечения соответствующих динамических характеристик, что характерно для летательных аппаратов, важной частью которых является вентильный электропривод.

Система или изделие на основе мехатроники состоит из аппаратного обеспечения, которое представляет совокупность механических и электронных компонентов и программного обеспечения, предназначенного для управления схемотехническими элементами. Существует два основных подхода повышения уровня надежности рассматриваемых изделий.

При реализации **первого подхода** повышения надежности системы снижается уровень отказов компонентов, входящих в состав изделия. Одним из типичных решений является замена функций, выполняемых механическими элементами, функциями средств электроники, например, замена коллекторного узла в двигателях постоянного тока на электронный коммутатор. По сравнению с механическими элементами – электронные компоненты позволяют достичь более высокой надежности. Другим важным фактором, кроме использования электроники, является применение программного обеспечения, поскольку программный код «не портится». При этом можно выделить два метода, позволяющих повысить надежность программного обеспечения. Первый метод направлен на то, чтобы на этапе программирования не допустить появления ошибок. Второй метод предполагает возможность проверки и тестирования на этапе отладки с контролем правильности функционирования аппаратно-программной системы в процессе эксплуатации.

Второй подход повышения надежности системы заключается в увеличении нечувствительности к отказам (допустимых пределов отказов), т.е. допускается появление отказа, но обеспечиваются такие условия, при которых отказ не является фатальным. При реализации такого подхода необходимо обнаруживать возникшие отказы и таким образом организовать работу, чтобы даже в случае появления отказа функционирование продолжалось так, как будто бы отказа не было. Первая часть подхода носит наименование способности обнаружения отказов, а вторая – способности маскирования отказов и переконфигурирование части системы непосредственно в процессе работы при выявлении в ней отказа функционирования. При рассмотрении надежности системы такое качество системы в мехатронике принято называть живучестью [91].

1.3. Основные направления по построению силовых импульсных преобразователей для электроприводов переменного тока

Развитие современных регулируемых ЭПТ происходит по следующим основным направлениям: повышение надежности и расширение функциональных возможностей, повышение точности и увеличение диапазона регулирования скорости, обеспечение эффективных режимов торможения и улучшение качества потребляемой энергии из сети. Для некоторых типов регулируемых электроприводов задача повышения надежности является приоритетной, их развитие характеризуется следующими признаками [93–96]:

- максимальное упрощение структуры СП и улучшение параметров электропривода за счет математического, алгоритмического и программного обеспечения системы управления;
- использование микропроцессорных систем управления с глубокой диагностикой в процессе работы.

С повышением степени интеграции микросхем системы управления, надежность электропривода во многом определяется силовым преобразователем, которую можно увеличить на основе максимального упрощения структуры силовых модулей, обеспечением защиты от аварийных режимов работы, диагностикой перед пуском и в процессе работы.

Одним из направлений по упрощению СП при повышении сложности управления частотно-токовых электроприводов с круговым равномерно вращающимся магнитным полем является формирование управляемой нулевой составляющей тока или тока несинусоидальной формы [97–101]. Регулировочные свойства электропривода с нулевой составляющей тока аналогичны свойствам ЭП с синусоидальной формой тока, но их использование позволяет в 2 раза снизить расчетную интенсивность отказов за счет упрощения СП (в одном из технических решений питание фазных обмоток осуществляется однополярными импульсами тока) [99].

Повышение точности и увеличение диапазона регулирования частоты вращения электропривода определяется точностью воспроизведения управляющих сигналов силовым преобразователем. Известны ВД, у которых повышение качества регулирования достигается путем уменьшения пульсаций вращающего момента за счет коррекции форм фазных токов специальными функциями [102, 103]. Можно отметить, что основные усилия при разработке ЭПТ направлены на улучшение формы тока, формируемого СП в обмотках электродвигателя [104–106].

Наибольшее распространение в качестве базовой структуры ЭПТ имеет структура с явно выраженным звеном постоянного тока. Точность воспроизведения задания в таких структурах достигается повышением частоты коммутации полупроводниковых ключей СП, реализующего ШИМ выходного напряжения по синусоидальному закону. Кроме того, обеспечиваются высокие требования к измерительным элементам электропривода: датчикам тока с гальванической развязкой [28], положения ротора и частоты вращения двигателя [107].

Для реализации высокоточной обработки управляющих воздействий известны устройства с широтно-импульсной, амплитудно-импульсной, амплитудно-широтно-импульсной [108–115], квази-однополосной [116–118] и многозонной-импульсной модуляцией [118–123]. Перечисленные виды модуляции реализуются не только в структурах со звеном постоянного тока, но и в структурах с промежуточным звеном повышенной частоты.

Реализация структурно-алгоритмического подхода в звене повышенной частоты значительно упрощается при использовании аналоговых и цифровых входов современных МК. Наличие звена повышенной частоты в ряде случаев позволяет согласовать возможности полупроводниковых приборов, их предельные характеристики с питающей сетью и нагрузкой, а также повысить КПД и надежность для ЭПТ с синусоидальной формой тока в обмотках статора двигателя [29, 31, 32].

Обеспечение эффективных режимов торможения электродвигателя идет по двум направлениям: динамическое (реостатное) и рекуперативное (генераторное) торможение с отдачей электрической энергии в сеть.

Первый вариант используется в электроприводах малой мощности с малыми маховыми массами на валу, когда аппаратные затраты на обеспечение возврата электроэнергии в сеть превышают экономию электроэнергии.

Второй – применяется в электроприводах средней и большой мощности с большими маховыми массами на валу. Причем рекуперация может быть реализована при выполнении входного выпрямителя на ключах переменного тока либо введением дополнительного (рекуперативного) инвертора. Также применяется непосредственный преобразователь частоты на ключах переменного тока. Известны решения, направленные на улучшение качества потребляемой энергии из сети при использовании ПЧ с приближением формы потребляемого тока к синусоидальному виду, построенного на основе бимодуляции [121, 122] или промежуточного звена повышенной частоты [29, 31, 32, 123].

1.4. Характеристика отказов электродвигателей переменного тока

«Отказ» – это событие, заключающееся в нарушении работоспособности объекта с последующим переходом в «неработоспособное состояние» [93].

Отказы различаются по проявлению и могут быть внезапными в виде обрыва, пробоя изоляции, образования трещин или постепенными, вследствие старения материалов и износа элементов конструкции. Также отказы различаются по несоблюдению норм и правил разработки производства и эксплуатации: конструктивные, производственные и эксплуатационные. По причине, повлекшей отказ в электроприводе – электрические и механические виды отказов.

По характеру отказов в ЭПТ можно выделить следующие причинно-следственные связи [94]. Пробой на корпус изоляции ротора приводит к медленному увеличению частоты вращения при пуске АД. При этом происходит нагрев ротора при любой механической нагрузке. Фазный пробой изоляции (короткое замыкание в обмотке) – возникают характерная вибрация двигателя,

гудение, несимметрия токов фаз, нагрев частей обмотки. Обрыв фазных проводников статора АД приводит к несимметрии токов и быстрому нагреву одной из фаз. Обрыв обмотки ротора – повышенные вибрации с замедлением вращения под нагрузкой и возникновение пульсаций статорного тока последовательно во всех фазах. Короткое замыкание обмоток ротора или статора (витковое) – чрезмерный нагрев ЭМ при номинальной нагрузке. Нарушение межлистовой изоляции сердечников магнитопроводов – недопустимое повышение температуры магнитопровода, повышенный нагрев обмоток. Повреждения в подшипниках – нарушение соосности валов электрической машины и механизма, эксцентриситет ротора, повышенные вибрации ЭМ, двигатель не развивает номинальную частоту вращения. Деформация вала ЭМ – эксцентриситет ротора. Ослабленное крепление полюсов и сердечников статора – повышенные вибрации. Ослабление крепления листов магнитопровода – шум с повышенными вибрациями двигателя. Засорение охлаждающих каналов – нагрев ЭМ или отдельных ее частей.

В работах [93, 94] приведена статистика отказов для АД: повреждения обмоток двигателя составляет 85–95 %. При этом на межвитковые замыкания приходится 93 %, на пробой межфазной изоляции 5 % и пробой пазовой изоляции 2 %, отказы подшипникового узла составляют 5–8 %.

В работах [124–127] приведены статистические данные, основанные на характере повреждений компонентов двигателей переменного тока: подшипники – 40 %; статор – 38 %; ротор – 10% и на другие виды повреждения – 12 %.

1.5. Аварийные режимы и традиционные методы отказоустойчивого управления в электроприводах переменного тока

Электропривод переменного тока, как и всякая техническая система, в жизненном цикле содержит три цикла работы: ввод в эксплуатацию, нормальное функционирование, старение или износ [93]. Дальнейший рост надежности ЭПТ на всем его жизненном цикле возможен за счет применения методов: па-

раллельного резервирования блоков, мажоритарного резервирования и ненагруженного резерва [91].

Одним из направлений обеспечения отказоустойчивости АД, ВД, ВИД является устранение из системы управления датчика положения (скорости) и организация бездатчикового управления. Бездатчиковое управление можно построить следующим образом: с аппаратной поддержкой процесса измерения ЭДС одной из фаз двигателя на интервале времени отключения от источника питания [91, 128]; на основе косвенной оценки положения ротора по анализу третьей гармоники ЭДС вращения; по анализу изменения фазных индуктивностей двигателя [129]; с использованием реальной информации только о статорных токах и напряжениях и применением наблюдателя состояния [130–134].

Известны отказоустойчивые ЭП фирмы SCHIEBEL [135], назначение которых – обеспечение движения задвижки (штока клапана) в безопасное положение (нормально открытое или нормально закрытое) в случае перебоев питания электропривода за счет аккумуляирования механической энергии пружины, с целью предотвращения аварий, катастроф и экономических убытков.

1.5.1. Микропроцессорные устройства защитного отключения нерегулируемых двигателей переменного тока

Применение в нерегулируемом электроприводе защитных устройств (ЗУ) решает проблему обеспечения безопасности и надежности электропривода при несимметрии фаз, обрыве фазы и перегрузках. ЗУ для АД прошли несколько этапов развития. В частности, произошла замена устройств релейной автоматики, построенных на элементах аналоговой и цифровой техники, на микропроцессорное исполнение.

Традиционными требованиями к ЗУ являются компактное исполнение и надежность. С развитием микропроцессорных средств к этим требованиям добавились: максимум функциональности, упрощение схемных решений, увеличение числа датчиков, выполнение операций по температурной компенсации и линеаризации характеристик датчиков с помощью программного обеспечения.

Также произошла замена терминов в технической литературе. Название «защитное устройство для электродвигателя» получило дополнение: «интеллектуальная защита», «интеллектуальное реле» [136–140]. Конкретизируется и основная задача ЗУ – это выявление неисправности и выработка сигнала на блокировку АД от питающей сети [141, 142].

Очевидно, что защитные устройства выявляют только часть возможных неисправностей в электроприводе. Так, интеллектуальное реле [140] для защиты, управления и диагностики электродвигателей, обеспечивает защиту от неполнофазного режима, блокировки и заклинивания ротора, перегрузок по току, от перегрева, замыканий на землю, токовой несимметрии и осуществляет самотестирование. Другой вариант предохранительного устройства для ЭП обеспечивает защиту при отказах «обрыв в обмотках двигателя» и «короткое замыкание в обмотках двигателя» [143].

Применение микроконтроллеров, в целом, обеспечивает выполнение эффективных защитных функций с повышением безопасности функционирования ЭП. Так, в публикации [139] рассмотрена защита трехфазного АД при обрыве фазы статора, реализованная на микроконтроллере в режиме реального времени.

Следует отметить, что технические решения, реагирующие на рост потребляемой мощности или температуры АД, являются недостаточно достоверными вследствие ошибок измерения. Предлагается вычислять и анализировать векторную сумму напряжений двух фаз, что позволит устранить ошибочную диагностику явлений «обрыв фазы» и «несимметрия фаз».

Создание цифровых систем диагностики более высокого уровня предполагает построение моделей наблюдаемых процессов в электроприводе, например, для идентификации параметров АД [144]. Алгоритм реализует такие режимы работы двигателя, как рабочий ход, торможение, разгон, обеспечивая при этом контроль состояния элементов ЭП в реальном времени.

Для защиты от перегрузки АД по электромагнитному моменту можно контролировать как температуру нагрева по мощности потребления, так и тем-

пературу двигателя с учетом длительности нагрузки (перегрузки или недогрузки) [145]. Алгоритм защиты основан на определении запаса по температуре АД, при снижении которого происходит отключение. Другим вариантом алгоритма защиты АД от перегрева является анализ характера снижения частоты вращения при работе электропривода с перегрузкой [146].

Для обеспечения безопасности работы ответственного технологического оборудования, как автоматизированные поточные линии, целесообразно выполнить оценку неисправности ЭП с расширением показателей состояния и устранением неожиданных отключений при перегрузках исполнительного двигателя [147]. Средства программной диагностики позволяют существенно снизить эксплуатационные затраты на обслуживание АД за счет применения частотного анализа статорных токов [148]. Так, в работе [149] приведены метод и схема диагностики пусковой короткозамкнутой обмотки ротора СД и поврежденных роторных стержней беличьей клетки АД. Измерения мгновенных значений токов статора при пуске двигателя позволяют своевременно выявить повреждения в конструкции ротора.

Примером микропроцессорной реализации ЗУ может служить техническое решение, использующее анализ значений тока и напряжения в обмотках статора 3-фазного АД и оценку изменения момента механической нагрузки [150]. Использование комплексного мониторинга состояния АД в процессе работы позволяет своевременно выявить недопустимые изменения измеряемых сигналов, которые обусловлены неисправностями в магнитных, электрических цепях, конструкции и механических звеньях электропривода [151].

1.5.2. Алгоритмы отказоустойчивого управления в асинхронном электроприводе

Способы и устройства обеспечения отказоустойчивости и живучести АД представлены на рис. 1.5.



Рис. 1.5. Способы и устройства обеспечения отказоустойчивости и живучести АД

В качестве примера простого аппаратного решения защитного устройства (ЗУ) может служить вариант использования фазосдвигающих конденсаторов при выявлении неполнофазного питающего напряжения сети [152–158]. Используя перераспределение работоспособных фаз в эквивалентное трехфазное питание за счет суперпозиции магнитного потока в специальном магнитопроводе, можно обеспечить продолжение работы электропривода [159]. Сохранение работоспособности для частотно-регулируемого электропривода возможно и алгоритмическим путем: введением дополнительных гармоник напряжения, обеспечивающих сдвиг частот и нейтрализацию высших гармоник пульсаций момента [160].

Восстановление работоспособности частотно-регулируемого АЭП с сохранением кругового вращающегося поля для m -фазных и n -секционированных двигателей требует специальных решений. Так, применение 9-фазного АД выполненного на основе 3-х фазного 3-х секционного двигателя позволяет при обрыве 2-х фаз сохранить работоспособность электропривода [161, 162]. При отказе 1-ой фазы 6-ти фазного АД обеспечивается работа с одной 3-х фазной секцией с меньшей мощностью.

Использование многофазных АД в электроприводах обеспечивает функциональное резервирование и алгоритмическое восстановление при появлении отказа в одной из фаз без дополнительных аппаратных затрат. Так, избыточность 5-фазных АД в ЭП с векторным управлением обеспечивает необходимый уровень отказоустойчивости [163, 164]. Требуемая комбинация токов для обеспечения вращающейся МДС в неполнофазном режиме имеет несколько вариантов. При соответствующем управлении неполнофазным режимом АД можно обеспечить алгоритмическим путем работу ЭП с минимальными пульсациями по моменту.

Отметим некоторые технические решения частотно-регулируемых ЭП с сохранением кругового вращающегося магнитного поля в неполнофазном режиме трехфазного АД. В частности, известен способ обеспечения живучести трехфазного АД для привода эскалатора, в котором осуществляется восстановление работоспособности при неисправности силовой части преобразователя частоты [165]. Живучесть обеспечивается диагностикой с последующим отключением двигателя от ПЧ и подключением его непосредственно к трехфазной сети переменного тока. При сравнительном простом решении присутствует скачкообразное уменьшение или увеличение частоты вращения вала двигателя в зависимости от степени загруженности эскалатора и, как следствие этого, снижается безопасность работы эскалатора.

Функционирование ЭП с избыточным по числу фаз АД обеспечивает исходную отказоустойчивость с незначительным ухудшением характеристик регулируемого процесса и обеспечением минимальной степени живучести. Для ЭПТ на основе трехфазного АД исходная отказоустойчивость имеет место в случае выполнения ПЧ и двигателя по схеме с развязанными фазами или раздельным токовым питанием для каждой фазы на основе 3-х отдельных инверторов [166]. Наличие минимальной избыточности позволяет без применения алгоритма восстановления получить режим ограниченной работоспособности с эллиптическим вращающимся полем.

Подключение средней точки конденсаторов сетевого фильтра к нулевой точке трехфазного АД непосредственно или через дополнительный ключ переменного тока позволяет выполнить раздельное токовое питание каждой фазы при аварийном отключении одной из фаз двигателя [167–169]. Для двигателя с развязанными фазами восстановление работоспособности ЭП может быть обеспечено за счет резервного полумоста через дополнительный ключ переменного тока [170]. Также, подключение управляемого полумоста однозначно замыкает электрическую цепь протекания суммарного тока от работоспособных полумостовых преобразовательных ячеек [171].

1.5.3. Алгоритмы отказоустойчивого управления в вентильном электроприводе

Рассмотрим известные способы и устройства обеспечения отказоустойчивости и живучести ВД при различных неисправностях силовых цепей (рис. 1.6).



Рис. 1.6. Способы и устройства обеспечения отказоустойчивости и живучести ВД

В n -секционированном ВД возможно восстановление работоспособности при таких неисправностях, как обрыв фазы и короткое замыкание. Высокая надежность ВД со свойством живучести и полным исчерпанием рабочего ресурса обеспечивается процессом мониторинга с последующим блокировкой неис-

правной фазы двигателя, определенной на основе модульного принципа построения системы управления [172].

Двухсекционные трехфазные ВД со статорными обмотками выполняются в виде двух изолированных и смещенных на угол $\pi/6$ трехфазных обмоток [173–175]. В рабочем режиме обеспечивается возрастание частоты пульсаций тока и снижение пульсаций момента примерно в два раза. При отказе одной из секций обеспечивается живучесть и ограниченное функционирование на исправной секции двигателя. Для m -фазного электродвигателя с большим числом гальванически развязанных фазных обмоток и автономных каналов управления для их коммутации работоспособность электропривода резко возрастает [176–179]. Так увеличение числа фаз значительно снижает пульсации момента, расширяет функциональные возможности управления и гарантирует высокую степень вероятности безотказной работы [178]. В частности, применение 5-ти фазного ВД позволяет значительно улучшить гармонический состав напряжения и работоспособность ЭП при обрыве фазы в аварийном режиме [180].

Формирование несинусоидальных токов в обмотках m -фазного ВД выполненного по схеме с развязанными фазами и постоянным значением активной мощности двигателя при диагностике отказов обеспечить требуемую работоспособность в неполнофазном режиме [181]. Возможно также восстановление работоспособности трехфазного ВД в неполнофазном режиме за счет формирования несинусоидальных токов в двух работоспособных фазах двигателя с независимым протеканием фазных токов [182]. Кроме того, можно обеспечить ограниченную работоспособность ЭП, использующего схему с развязанными фазами ВД и эллиптическим вращающимся магнитным полем при отказе в одной из фаз [183, 184].

В публикации [185] рассматривается структура системы управления преобразователем частоты, позволяющая восстановить работоспособность ЭП в неполнофазном режиме при отказе силового транзистора. В аварийном режиме нулевая точка обмоток статора ВД соединяется со средней точкой входного фильтра преобразователя и обеспечивается сдвиг векторов фазных токов на ве-

личину $\pi/2$. Другое техническое решение вентильного электропривода приведено в публикации [186], в котором обеспечивается частичная работоспособность при обрыве диода обратного моста преобразователя. Электропривод содержит ЭМ с индуктором, n -секционированную якорную обмотку, преобразователь частоты с ключами и обратным диодным мостом, блок управления, блок запрета с $2n$ -управляющими входами, $2n$ триггеров Шмитта. В рабочем состоянии электропривода секции обмотки якоря ЭМ периодически подключаются с помощью ключей к источнику питания, через диоды обратного моста протекает коммутационный ток. При отказе одного из диодов возникает перенапряжение на ключе преобразователя, срабатывает соответствующий триггер Шмитта и закрываются все ключи ПЧ кроме одного, где возникло перенапряжение. В результате формируется защита от пробоя ключа и обеспечивается живучесть электропривода. Неисправность типа обрыв ключа ПЧ не является абсолютным отказом и ВД сохраняет работоспособность, с ухудшенными электромеханическими характеристиками. При этом двигатель развивает необходимый пусковой момент, но не для всех положений индуктора синхронной электрической машины. В частности, имеются положения индуктора, при которых пусковой момент ВД равен нулевому значению, электропривод в таких «мертвых зонах» практически не управляется. Для исключения таких режимов предлагается несколько вариантов структур вентильных электроприводов и алгоритмов управления ключами преобразователя частоты. Одним из таких вариантов является техническое решение аварийного пуска ВД в заданном направлении с управлением ПЧ по сигналам датчика положения ротора двигателя. Формируется команда на движение ротора в заданном направлении, открываются соответствующие ключи преобразователя частоты и контролируется текущее состояние двигателя. Через некоторое время генерируется другая последовательность включения ключей ПЧ, отличная от первоначальной комбинации. В этом случае вероятность пуска электродвигателя составляет 0,75 и при определенных положениях ротора ВД можно получить положительный результат [187]. Другим вариантом является способ аварийного пуска ВД в заданном направлении,

который предусматривает контроль неподвижного состояния ротора и подачу управления на ключи ПЧ, обеспечивающего движение ротора в противоположном заданному направлению [187]. При этом перемещение ротора осуществляется на угол ϑ :

$$\frac{2\pi}{p} \left(k - \delta + \frac{1}{n} \right) \leq \vartheta \leq \frac{2\pi}{p} \left(1 + k + \delta - \frac{1}{n} \right),$$

n и p – число секций и пар полюсов СМ; δ – величина перекрытия, $k = 0, 1, 2$. Далее алгоритм управления формирует команду на движение ротора в заданном направлении с вероятностью на уровне 0,95.

Известно техническое решение, позволяющее восстановить частичную работоспособность ЭП при обрыве в цепи обмотки якоря вентильного двигателя. На каждом интервале коммутации: $\chi = 2\pi / m p$ ($m \geq 3$ – число фаз, p – число пар полюсов) происходит последовательное подключение ВД к источнику питания с помощью ключей m -фазного преобразователя частоты [188]. При этом происходит контроль потребляемого тока и при отсутствии токопотребления последовательность отключения и подключения фаз обмотки якоря к источнику питания изменяется. В каждом коммутационном моменте времени при отсутствии токопотребления включается повторно отключаемый i -й ключ на интервал времени $\chi / 2$, по истечении которого i -й ключ отключается. Включается $(i+2)$ -ключ той же группы ключей, например, анодной группы на интервал времени $\chi / 2$, а затем последовательность отключения и подключения фаз обмотки якоря восстанавливается.

1.5.4. Алгоритмы отказоустойчивого управления в вентильно-индукторном электроприводе

Способы и устройства обеспечения отказоустойчивости и живучести ВИД представлены на рис. 1.7.



Рис. 1.7. Способы и устройства обеспечения отказоустойчивости и живучести ВИД

Использование исходной отказоустойчивости односекционного 3-фазного ВИД в аварийном 2-фазном режиме позволяет обеспечить живучесть ЭПТ с ограничением момента на уровне $2/3$ от номинального значения при отказах ПЧ или обрыве одной из обмоток статора [189].

Существует серийное применение двухсекционного ВИД с подключением преобразователей частоты к двум отдельным фидерам питания для обеспечения бесперебойного электроснабжения электропривода в составе системы горячего водоснабжения жилищно-коммунального хозяйства районных теплостанций г. Москвы с обеспечением живучести системы горячего теплоснабжения [190–195].

Применение m -фазных ВИД позволяет сформировать исходную избыточность электропривода гибридного автомобиля [196]. Применение секционирования статорной обмотки и увеличение числа фаз электродвигателя повышает отказоустойчивость механизмов транспортного средства.

В работах [197, 198] предлагается несколько способов по повышению отказоустойчивости электроприводов с ВИД: использование пятифазного одноканального электродвигателя, шестифазного двухканального электропривода, четырехфазного двухсекционного двухканального электропривода (Institut für Elektrische Antriebstechnik (IEA), Universität der Bundeswehr München, GERMANY).

В публикации [199] рассмотрена возможность использования регулятора на базе нечеткой логики, что обеспечивает плавное регулирование частоты

вращения, уменьшение пульсаций момента, а также быстрое выявление отказа с последующей адаптацией управления (Delphi Corp., Saginaw, MI, USA).

1.6. Обеспечение безопасности кранового электропривода механизма подъема на основе ограничителя грузоподъемности

Большинство грузоподъемных кранов оснащается стационарно устанавливаемыми лебедками с электрическим приводом, которые относятся к техническим устройствам повышенной опасности. Опасность, связанная с эксплуатацией таких промышленных объектов, возникает в виде следующих проявлений: разрушение (излом) металлоконструкции грузоподъемной машины (портала, платформы, моста, рамы, опоры, башни, стрелы) или падение грузоподъемной машины.

Живучесть и безопасность и грузоподъемных мостовых кранов (особенно отработавших нормативный срок службы) определены уровнем оснащённости устройствами и приборами безопасности [200–203]. Требования к устройству, изготовлению, проектированию, ремонту (монтажу), реконструкции, эксплуатации и установке устройств и приборов безопасности грузоподъемных кранов определены в следующих документах:

- «Правила устройства и безопасной эксплуатации грузоподъемных кранов» (ПБ 10-382-00) [204];
- «Правила технической эксплуатации электроустановок потребителей» [205];
- «Основные требования безопасности к ограничителям грузоподъемности электрических мостовых и козловых кранов» (РД 10-118-96) [207];
- «Требования к регистраторам параметров грузоподъемных кранов» (РД 10-339-01) [206];
- другие нормативные документы [208–211].

Вышеприведенные правила и требования разработаны для выполнения Федерального закона от 21.07.97 № 116-ФЗ «О промышленной безопасности опасных производственных объектов» [212].

Основные задачи по разработке ограничителя грузоподъемности являются: надёжная защита электрического крана, низкая стоимость, повышенная надёжность, простота ремонта и технического обслуживания.

Безопасность и надёжность эксплуатации кранов может быть осуществлена за счет: обеспечения технической и исполнительской дисциплины эксплуатации кранов, планово-предупредительных ремонтов и технического обслуживания, точного выполнения предписаний технического контроля и регистрации параметров работы крана.

Выполнение вышеперечисленных пунктов связано с разработкой и усовершенствованием устройств и приборов безопасности. Существующие ограничители грузоподъемности серий «ОГМК», «МОСТ-1», «ПС-80», «ВОЛНА», «ОГМК 1-1», «ОНК140» для электрических кранов имеют слабое звено – тензومترические датчики усилий для непосредственного измерения механических напряжений от действия поднимаемого груза. Оснащение ограничителем с прямым методом измерения требует внесения изменений в металлоконструкцию крана. Причиной отказов датчиков усилий являются динамические нагрузки при эксплуатации крана. Особенно большая амплитуда динамического усилия возникает для измерительных датчиков, установленных в канатной системе.

В настоящее время интенсивно развивается направление по разработке систем комплексной защиты крана и выполненных с применением косвенных методов измерения массы груза на основе измерения текущих рабочих параметров приводного двигателя [213–216].

1.7. Живучесть аварийной технической системы

Теория живучести для технических систем рассмотрена в ряде фундаментальных работ и публикаций [217–227]. Процесс формализации состояний ТС и технических объектов в их составе в теории живучести отличен от теории надёжности. Определение работоспособности при исследованиях на надёжность является более жестким требованием, чем для оценок свойства живучести. В

теории живучести система утратившая работоспособность, то есть удовлетворяющая параметрам для требований нормативно-технической документации, может иметь остаточные возможности. Следовательно, существуют состояния систем имеющих отказ с точки зрения надежности, однако при этом могут выделяться состояния, позволяющие решить задачи с достаточной эффективностью и имеющие определение «*состояния способности*». Такой подход позволяет рассматривать технические системы в двух состояниях – способности или неспособности соответствовать требованиям [217].

При воздействии *повреждающих факторов* часть элементов системы неизбежно получают повреждения. Поэтому возникает вопрос сохранения способности системы решать поставленную задачу. Ответ на этот вопрос дает теория живучести, в основе которой лежит определение свойства живучести – способность технической системы продолжить функционирование при повреждениях или восстановить данную способность в течение заданного времени [217]. В системе со свойством живучести присутствуют «механизмы» идентификации состояний способности систем, возникающих при авариях.

Живучесть – это комплексное свойство систем и оно проявляется благодаря возможности «*сохранять*» или «*восстанавливать*» состояния способности при воздействии повреждающих факторов [217].

Из определения свойства живучести следует, что при воздействии повреждающих факторов техническая система сохраняет состояния способности за счет внутренней избыточности или в результате восстановительных мер, ограниченных во времени.

1.8. Выводы

1. В результате проведенного анализа установлено, что согласно тенденциям нормирования технических систем начиная с 1980 года произошел переход от категории «надежность» к важнейшим понятиям объектов потенциальной опасности - «безопасности» и «живучести», а с 2010 года к обеспечению «риска» и «защищенности».

2. Существующий уровень развития средств процессорного управления позволяет обеспечить работу усложненных алгоритмов реального времени с реализацией отказоустойчивого управления со свойством живучести для электроприводов в составе различных опасных производственных объектов и ранее эта проблема не решалась.

3. В асинхронном электроприводе известны технические решения для нерегулируемого электропривода с защитным отключением и с бесперебойной работой на основе фазосдвигающих конденсаторов. В частотно-регулируемом электроприводе бесперебойная работа обеспечивается, без сохранения кругового вращающегося поля, за счет введения гармоник напряжения с целью снижения пульсаций магнитного потока и с сохранением кругового вращающегося поля известны технические решения с многофазными, секционированными трехфазными электроприводами и с трехфазными электроприводами: за счет применения трех независимых инверторов для реализации отказоустойчивого управления, подключение средней точки конденсаторов фильтра к нулевой точке двигателя, подключение резервного и управляемого полумоста к преобразователю частоты и подключение к промышленной сети при аварии преобразователя частоты. Для m -фазных электроприводов не решены вопросы разработки отказоустойчивых алгоритмов управления при неоднократных и множественных отказах в силовой части.

4. В вентильном электроприводе известны технические решения для трехфазных электроприводов с прямоугольной формой тока, известно применение трех независимых инверторов для реализации отказоустойчивого управления. В области многофазного электропривода известны решения с m -фазными секционированными электроприводами с повышенными показателями надежности, для m -фазных электроприводов известно применение несинусоидальных токов при отказе в одной из фаз. Известны двухсекционные электропривода со смещением второй секции на угол $\pi/6$ радиан. Однако для трехфазного электропривода не решен вопрос разработки отказоустойчивых алгоритмов управления с сохранением кругового вращающегося поля.

5. В вентильно-индукторном электроприводе известно применение отказоустойчивых двухсекционных трехфазных электроприводов с отдельными фидерами электропитания. Известно применение m -фазных двигателей в приводах гибридных транспортных средств. Также известно свойство исходной отказоустойчивости односекционного трехфазного электропривода при отказе в одной из фаз. Однако не исследованы и не решены вопросы разработки алгоритмов отказоустойчивого управления одно и многосекционных электроприводов с полным или частичным восстановлением работоспособности.

6. В области кранового электропривода механизма подъема известны технические решения ограничителей грузоподъемности выполненных с применением тензометрического датчика силы. Ограничители этого типа работают при циклических динамических воздействиях и как следствие с последующей деградацией измерительного элемента. При этом возможно применение косвенных методов измерения массы груза на основе измерения текущих рабочих параметров приводного двигателя с формированием информационной избыточности.

7. Применение категории «живучесть» в дополнение к категории «надежность» позволяет расширить функциональные возможности системы управления аварийного электропривода и рассматривать задачу построения отказоустойчивых электроприводов с обеспечением свойства живучести.

ГЛАВА 2. МЕТОДЫ ОТКАЗОУСТОЙЧИВОГО УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

2.1. Предпосылки разработки методов отказоустойчивого управления

Из теории живучести и построения технических систем отказы и повреждения возникают в результате таких основных воздействий [217]: природных катаклизмов или аварийных ситуаций (аварийные повреждения); ошибок обслуживающего персонала (эксплуатационные повреждения); деградации материалов и изменений во внешней среде.

В свою очередь в ЭПТ существуют внутренние отказы (отказы ПЧ, отказы двигателя и т.д.) или внешние воздействия (например, климатические или механические), которые в свою очередь могут привести к повреждениям: электрическим, тепловым или механическим.

На рис. 2.1. показана связь воздействий, отказов, повреждений и состояний при аварийной ситуации в электроприводе.

В результате электрических, тепловых или механических повреждений электропривод может находиться в одном из трех состояний.

1. ЭП полностью работоспособен:

$$\begin{cases} M = M_{\text{ном}}; \\ \omega = \omega_{\text{ном}}; \\ \delta A_j \leq A_{j\text{доп}} - A_j, \end{cases} \quad (2.1)$$

где: M , ω , A_j – текущие значения момента, частоты вращения, температуры, ускорений, деформаций конструкций ЭП; $M_{\text{ном}}$, $\omega_{\text{ном}}$, $A_{j\text{доп}}$ – номинальные значения момента, частоты вращения, температуры, ускорений, деформаций конструкций ЭП; δA_j – отклонения температуры, ускорений, деформаций конструкций ЭП в процессе эксплуатации.

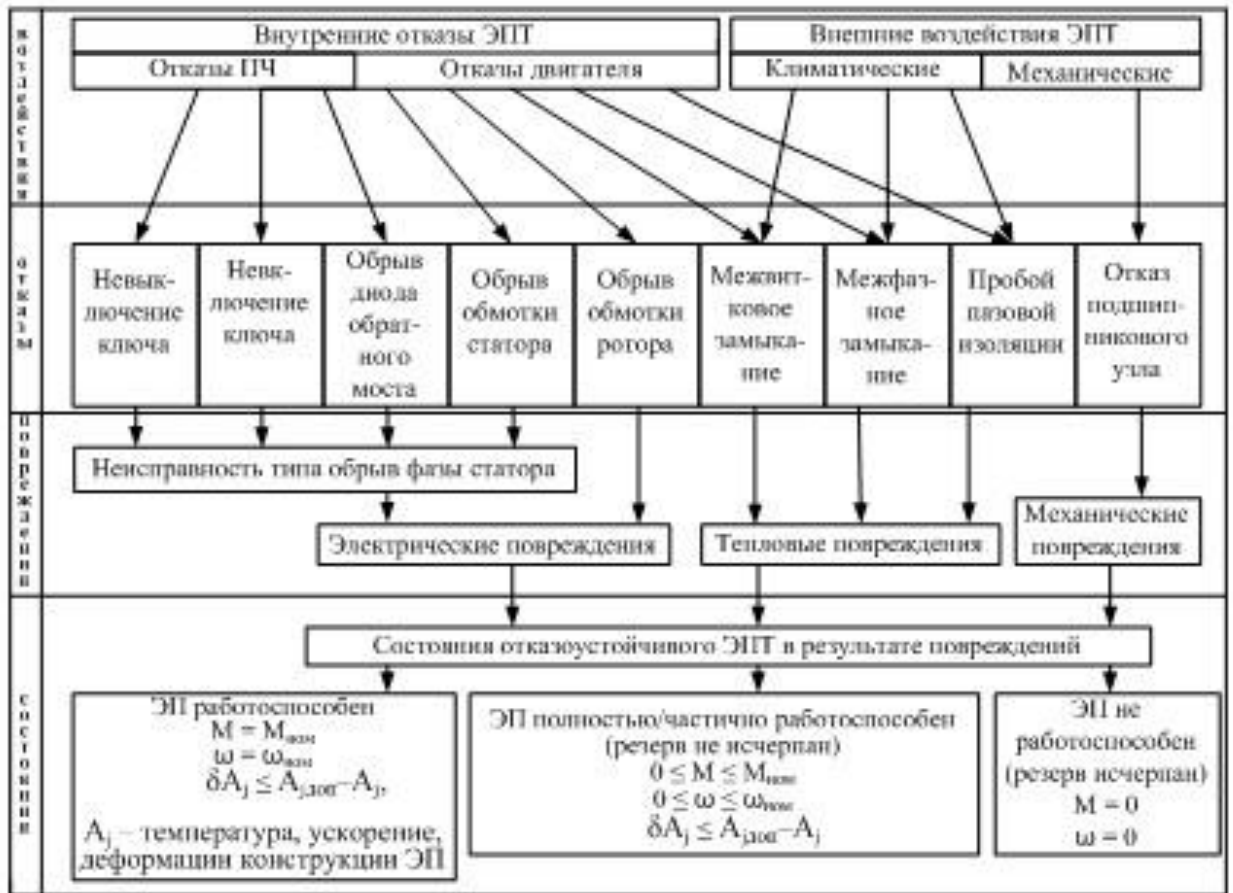


Рис. 2.1. Воздействия, отказы, повреждения и состояния ЭПТ

2. ЭП полностью работоспособен или частично работоспособен (резерв не исчерпан):

$$\begin{cases} 0 \leq M \leq M_{ном}; \\ 0 \leq \omega \leq \omega_{ном}; \\ \delta A_j \leq A_{jдоп} - A_j. \end{cases} \quad (2.2)$$

3. ЭП не работоспособен (резерв исчерпан):

$$\begin{cases} M = 0; \\ \omega = 0. \end{cases} \quad (2.3)$$

Для купирования отказов электропривода необходимо применение активной системы противодействия входящей в состав электропривода и включающей отказоустойчивое управление со свойством живучести, что предполагает усложнение и аппаратной и программной частями электропривода.

Рассмотрим предпосылки и элементы обеспечения отказоустойчивого управления ЭПТ, их взаимосвязь и комплексное применение.

На рис. 2.2. представлены теоретические предпосылки построения метода отказоустойчивого управления ЭПТ со свойством живучести.

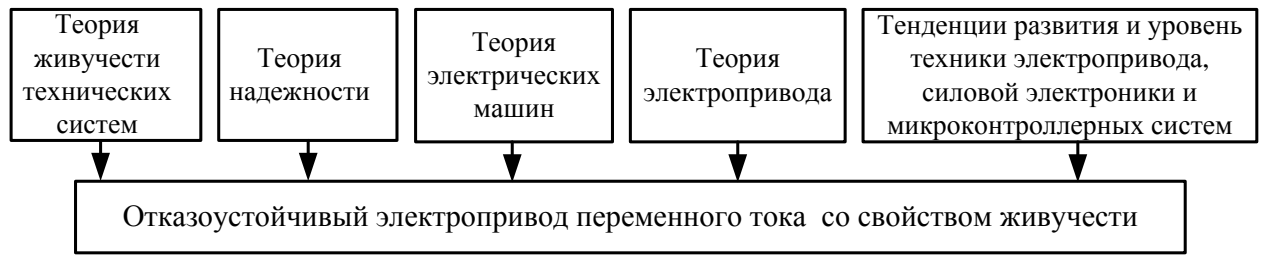


Рис. 2.2. Теоретические предпосылки построения отказоустойчивого ЭП со свойством живучести

Построение отказоустойчивого ЭПТ возможно на основе комплексного применения теорий живучести, надежности, электропривода, электрических машин, современных тенденций развития и уровня техники ЭП, ЭМ и преобразовательной техники.

Из анализа известных технических решений в электроприводе переменного тока (рис. 1.5–1.7) можно сделать заключение, что в асинхронном ЭПТ, как самом массовом, отказоустойчивое управление нашло широкое применение с различными техническими решениями по обеспечению живучести. Ярким примером этого является следующее техническое решение – при отказах ПЧ регулируемого ЭПТ электродвигатель подключается непосредственно к трехфазной сети. Следует отметить, что вентильный ЭПТ получил широкое распространение для автономных и подвижных объектов с отказоустойчивым управлением и повышенной надежностью.

Начальным этапом обеспечения отказоустойчивости является применение элементов ЭП с исходной отказоустойчивостью, являющихся свойством как примененных схемных решений и типов электроприводов. Так, для односекционного 3-фазного ВИД в аварийном в 2-фазном режиме исходная отказоустойчивость позволяет сохранить живучесть ЭПТ при отказах ПЧ или обрыве обмотки статора и сохранением момента на уровне $2/3$ от номинального. Для обеспечения бесперебойного электроснабжения электропривода в составе сис-

темы горячего водоснабжения жилищно-коммунального хозяйства нашел применение двухсекционный ВИД с подключением преобразователей частоты к двум отдельным фидерам питания. В этом случае решены вопросы живучести системы горячего водоснабжения, а электромеханическая система ВИД рассмотрена как система со структурным резервом и неполным исчерпанием рабочего ресурса.

Для ЭПТ на основе АД и ВД исходная отказоустойчивость также имеет место в случае подключения ПЧ и двигателя по схеме с развязанными фазами или отдельным токовым питанием каждой фазы, наличие минимальной избыточности позволяет без применения алгоритма восстановления получить режим ограниченной работоспособности с эллиптическим вращающимся полем.

2.2. Рабочие и аварийные состояния трехфазных асинхронных и вентильных двигателей

Известны условия существования кругового вращающегося магнитного поля в воздушном зазоре ЭМ для двухфазного режима с двумя произвольно сдвинутыми в пространстве обмотками [228–230] (рассмотрен случай отказа фазы "B"):

$$\begin{cases} \delta_1 + \beta = \pi; \\ F_{Am} = F_{Cm}, \end{cases} \quad (2.4)$$

где: $\delta_1 = 2\pi/3$; $\beta = \pi - 2\pi/3 = \pi/3$; F_{Am} , F_{Cm} – амплитудные значения МДС.

При наличии регуляторов тока в системе управления ЭПТ можно записать следующее условие: $F_{Am} = F_{Cm} = F_m$. Выполнение данного условия предполагает различные алгоритмы работы ЭПТ и позволяет сформировать дополнительную избыточность на основе функционального резерва для АД и ВД.

Условие сохранения кругового вращающегося поля (2.4) для m -фазного двигателя выполняется с поворотом вектора тока на угол:

$$\beta = \pi/m. \quad (2.5)$$

В аварийном двухфазном режиме трехфазной ЭМ формируются поля прямой и обратной последовательности с МДС $F_{\varepsilon 1}$ и $F_{\varepsilon 2}$, которые могут быть определены по выражениям [229]:

$$\begin{cases} F_{\varepsilon 1} = \sqrt{F_{Am}^2 + F_{Cm}^2 + 2F_{Am}F_{Cm} \cos(\delta_1 - \beta)}; \\ F_{\varepsilon 2} = \sqrt{F_{Am}^2 + F_{Cm}^2 + 2F_{Am}F_{Cm} \cos(\delta_1 + \beta)}, \end{cases} \quad (2.6)$$

где $F_{\varepsilon 1}$ – МДС поля прямой последовательности; $F_{\varepsilon 2}$ – МДС поля обратной последовательности; F_{Am} – МДС обмотки фазы «А»; F_{Cm} – МДС обмотки фазы «С»; β – угол временного сдвига токов (и МДС) обмоток; δ_1 – угол пространственного сдвига обмоток.

Для эллиптического поля выполняется равенство $\delta_1 = \beta = 2\pi/3$ и согласно (2.6) запишем:

$$F_{\varepsilon 1} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot F_m \approx 0,87 \cdot F_m; F_{\varepsilon 2} = \frac{1}{2} F_m.$$

Круговое поле обеспечивается равенством $\delta_1 = 2\pi/3$; $\beta = \pi/3$ и алгоритмом восстановления (2.4). При этом согласно (2.6) можно записать:

$$F_{\varepsilon 1} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot F_m; F_{\varepsilon 2} = 0.$$

На основе рассчитанных значений МДС $F_{\varepsilon 1}$ и $F_{\varepsilon 2}$ рассчитывается коэффициент формы эллипса [229]:

$$k_{\varepsilon} = \frac{F_{\varepsilon 1} - F_{\varepsilon 2}}{F_{\varepsilon 1} + F_{\varepsilon 2}}, \quad (2.7)$$

Для эллиптического поля (согласно (2.7)) этот коэффициент принимает значение:

$$k_{\varepsilon} = \frac{\sqrt{3}-1}{\sqrt{3}+1} \approx 0,267,$$

На основе значения коэффициента формы эллипса рассчитываются максимальная и минимальная скорости вращения векторов МДС [229]:

$$\begin{cases} \omega_{\varepsilon max} = \frac{\omega}{k_{\varepsilon}}; \\ \omega_{\varepsilon min} = \omega \cdot k_{\varepsilon}, \end{cases} \quad (2.8)$$

где $\omega_{\varepsilon max}$ – максимальная скорость вращения вектора МДС; $\omega_{\varepsilon min}$ – минимальная скорость вращения вектора МДС; ω – синхронная скорость вращения вектора МДС.

Для эллиптического поля согласно (2.8):

$$\begin{cases} \omega_{\max} \simeq \omega/0,267; \\ \omega_{\min} \simeq \omega \cdot 0,267, \end{cases}$$

и отношение максимальной частоты вращения к минимальной в пределах одного оборота составляет:

$$\omega_{\max} / \omega_{\min} \simeq 14.$$

Можно выделить 4 типа рабочих и аварийных состояний трехфазного ЭПТ – на основе АД и ВД представленных (на рис. 2.3).

1. При формировании кругового вращающегося поля в рабочем трехфазном режиме силовая часть электропривода может выполняться по схеме со связанными или развязанными фазами по полумостовой схеме на 6 ключах (рис. 2.7, б) или по мостовой схеме на 12 ключах (рис. 2.7, а). В случае аварийного отключения одной из фаз двигателя или стойки ПЧ возможны 2 варианта работы: с пульсирующим полем в зазоре ЭМ (для схемы подключения со связанными фазами) или с эллиптическим полем в зазоре ЭМ (для схемы подключения с развязанными фазами).

2. Электропривод, построенный по схеме со связанными фазами. При отказах типа "обрыв обмотки статора" или "невключение" ключа поле в воздушном зазоре ЭМ становится пульсирующим, и двигатель может продолжить вращение по инерции с тормозным моментом и с последующим отключением ПЧ от питающей сети.

При отказе типа "невключение" ключа происходит короткое замыкание соответствующей стойки полумоста с последующим аварийным отключением ПЧ от питающей сети. При отказе любого элемента силовой схемы ПЧ ЭП выполненный по схеме со связанными фазами (рис. 2.7, б) неработоспособен. Отказоустойчивость не обеспечивается.

3. Электропривод, построенный по схеме с развязанными фазами. Возможно продолжение вращения при эллиптическом вращающемся поле с ограничениями по величине момента при пуске. Наблюдается частичное обеспечение отказоустойчивости или обеспечение минимальной степени живучести.

4. ЭП построенный, по мостовой или полумостовой схеме с восстановлением кругового вращающегося поля в аварийном двухфазном режиме.

Рабочие и аварийные состояния трехфазных двигателей переменного тока					
№	Поле в зазоре электрической машины	Прямое поле ЭМ	Обратное поле ЭМ	Суммарное поле ЭМ	Диаграммы фазных токов
1	Круговое поле, 3 фазы связанные или развязанные				
2	Пульсирующее поле, 2 фазы связанные				
3	Эллиптическое поле, 2 фазы развязанные				
4	Круговое поле, 2 фазы развязанные с алгоритмом восстановления				

Рис. 2.3. Рабочие и аварийные состояния трехфазного ЭПТ

Возможно полное обеспечение отказоустойчивости со 100 % восстановлением работоспособности при увеличении на 1/3 активной мощности после акти-

визации алгоритма восстановления работоспособности (вопросы разработки и исследования эффективности действия алгоритмов восстановления рассмотрены в главах 4, 5).

Из имеющихся технических предпосылок и особенностей применения методов мехатроники можно рассматривать возможность формирования отказоустойчивого управления со свойством живучести в случае аварийного отключения одной из фаз трехфазного АД или ВД как электромеханической системы с ненагруженным (или неполностью нагруженным) резервом (строка 3 таблицы на рис. 2.3). При этом возможно динамическое приведение первоначально выполненной схемы со связанными фазами к схеме с развязанными фазами и последующей активизацией алгоритма восстановления, что позволит обеспечить живучесть в аварийном двухфазном режиме работы.

Из теории надежности известно, что работа систем с ненагруженным резервом очень эффективна, но имеет вполне конкретное время T_{Π} адаптации (переключения) структуры АД или ВД при возникновении аварийной ситуации [91] с формированием неуправляемого вращательного момента двигателя (как двигательного, так и тормозного).

Из теории надежности известны характеристики резервирования замещением с использованием ненагруженного резерва:

$$T_{\text{ср р}} = T_{\text{ср}} (m_{\text{р}} + 1), \quad (2.9)$$

где $T_{\text{ср р}}$ и $T_{\text{ср}}$ – средняя наработка на отказ резервированной и нерезервированной системы ЭП, $m_{\text{р}}$ – кратность резервирования.

Для случая $m_{\text{р}} = 1$, $T_{\text{ср р}} = 2T_{\text{ср}}$, следовательно, при использовании ненагруженного резерва средняя наработка на отказ увеличивается минимум в 2 раза. Если исключить из рассмотрения время, необходимое на адаптацию структуры ЭПТ за время T_{Π} , то можно считать что система с ненагруженным резервом электропривода при купировании отказа высокоэффективна при условии сохранения качества регулирования.

Поэтому важным является ответ на вопрос – как адаптация структуры ЭПТ за время T_{Π} влияет на показатели качества функционирования электро-

привода, что может быть определено на основе моделирования или экспериментально на основе анализа статических и динамических процессов для частоты вращения, момента и импульсных токов в обмотках двигателя.

2.3. Связь теории живучести и методологии построения технической системы отказоустойчивого электропривода

Рассмотрим связь характеристик известных из теории живучести и построения ТС с частными характеристиками живучести, представленными на рис. 2.4. в виде схемы по организации отказоустойчивого управления со свойством живучести ЭПТ.

Из определений термина живучести [217] логически следуют характеристики живучести применительно к электроприводу:

- **неповреждаемость;**
- **адаптивность;**
- **восстанавливаемость.**

Неповреждаемость – характеризует свойство системы ЭП сохранять состояние способности при отказах.



Рис. 2.4. Характеристики живучести системы электропривода

Адаптивность – характеризует свойство системы предотвращать развитие вторичных повреждений и формировать состояние способности на основе остаточного ресурса ЭП. По определению адаптация (adaptio– приспособление) – "приспособление строения и функций" (живого) организма к условиям существования [217]

Восстанавливаемость – характеризует свойство системы ЭП восстанавливать состояние способности в течение допустимого времени за счет внутренних ресурсов.

Частными характеристиками неповреждаемости ЭП являются.

- **Стойкость** элементов ЭП с повышенной надежностью функционирования – это характеристика электропривода сохранять функционирование при воздействии механических воздействий (ударов), действия радиации, повышенной температуры, электромагнитного излучения, влаги и т.д.;
- **Структурная избыточность** характеризует неповреждаемость системы ЭП, обеспечивающую наличием в структуре резерва элементов назначения, которыми являются: преобразовательная ячейка (ПЯ) питания фазной обмотки двигателя представленные резервными полумостами, секциями ЭП или многофазным выполнением ЭМ. Количественной мерой данной характеристики является степень структурной избыточности – отношения числа элементов назначения ЭП (m – число фаз двигателя, типовое $m = 3$) к минимальному значению для решения системой ЭП задачи отказоустойчивого управления со свойством живучести ($m = 2$, минимально необходимое число фаз ЭМ с сохранением кругового вращающегося поля при активизации функционального резерва). Поэтому структурная избыточность трехфазного двигателя при активизации алгоритма восстановления равна 1,5.

Частными характеристиками адаптивности ЭП являются.

- **Адаптация структуры** ЭП к условиям выявленного отказа – предотвращение развития вторичных повреждений системы ЭП за счет короткого замыкания электросетей, развития пожара и т.д. Цель на этапе адаптации струк-

туры заключается в сохранении от вторичных повреждений остаточного ресурса системы ЭП.

Разработка электропривода предполагает упрощение силовых цепей с целью увеличения вероятности безотказной работы. В общем случае отказы СП формирующего знакопеременный ток в фазных обмотках предполагают реверсное подключение к источнику питания и в случае отказов одного или двух ключей типа "невывключение" могут возникнуть сквозные токи. В этом случае необходима блокировка сигналов управления фазной ПЯ и установка защитных элементов принудительно разрывающих цепь питания фазной обмотки от источника питания, что усложняет аппаратуру ЭП (рис. 2.7, *e–u*).

Вентильно-индукторный двигатель, имеющий в общем случае однополярное питание фазных обмоток, не требует установки защитных элементов в случае выполнения ПЯ на 2 последовательно включенных ключах (рис. 2.7, *к*).

В ЭПТ расположение защитных элементов (ЗЭ) возможно: в звене постоянного тока, так и в звене переменного тока. Техническая реализация защитного элемента может быть основана: на базе быстродействующего электронного ключа, плавкой вставки с коротящим тиристором, электромагнитного реле, твердотельного реле.

- *Адаптация функций ЭП к условиям выявленного отказа* – достигается средствами адаптации, выполняющими роль управляющего органа, который оценивая остаточный ресурс, организует функционирование системы ЭП с восстановленными полностью или частично рабочими характеристиками. В современных цифровых электроприводах может быть реализован алгоритм восстановления работоспособности, который будет обеспечивать их структурную адаптацию с учетом остаточного ресурса.

Сохранение кругового вращающегося поля в аварийном режиме двигателя возможно как для векторного, так и частотно-токового управления. Здесь можно выделить несколько типов программного формирования токов фаз статора: с поворотом вектора тока фаз статора на угол $\pi/3$, с формированием несинусоидальных токов.

По числу допустимых отказов восстановления (по устойчивости к отказам): с единичным отказом без сохранения кругового вращающегося поля трехфазного двигателя, с единичным отказом с сохранением кругового вращающегося поля трехфазного двигателя, с множественными отказами для трехфазных секционированных или многофазных двигателей.

Частными характеристиками восстанавливаемости ЭП являются.

- **Мониторинг отказов** включает средства мониторинга (диагностики) предназначен для оперативного (в реальном времени) определения текущего состояния системы ЭП, а именно выявление отказа и запись соответствующего бита отказа в матрицу отказов $[M_0]$. Технические и программные средства ЭПТ позволяют осуществить процесс мониторинга в реальном времени электрических, тепловых и механических повреждений ЭПТ, выявить, распознать и сформировать матрицу отказов $[M_0]$ еще до того момента времени, когда последствия отказов могут быть критичными для объекта управления. По результатам анализа электрических повреждений преобразователя частоты и двигателя можно сформировать биты отказов: с аппаратной поддержкой и на основе программного анализа. Наименования отказов: «не включение ключа», «невывключение ключа», «обрыв обмотки» фазы статора.

По мониторингу повреждений преобразователя частоты и двигателя можно выделить повреждения электропривода: электрические (по программному анализу датчиков тока), тепловые (по анализу датчиков температуры или косвенными методами анализа по сигналам датчиков тока), механические (по анализу сигналов акселерометров или косвенными методами анализа, например, на основе моделей).

- **Временная избыточность** восстанавливаемой системы ЭП предполагает, что при адаптации структуры ЭПТ за время T_{Π} влияние отказов на показатели качества функционирования ЭПТ незначительно и может быть определено на основе моделирования или экспериментально.

При восстановлении на основе остаточного резерва ЭП можно выделить следующее условие: выполнение процедуры восстановления за время $T_{\Pi} \leq T_{\text{огр}}$,

где $T_{огр}$ – критичное время потери работоспособности ТО с электроприводом. В этом случае можно анализировать неравенства, при которых нарушается функционирование ТО: $\Delta\omega \geq \Delta\omega_{огр}$ или $\Delta M \geq \Delta M_{огр}$, где $\Delta\omega$, ΔM – отклонения мгновенных значений частоты вращения и момента за время T_{II} адаптации структуры ЭП, $\Delta\omega_{огр}$, $\Delta M_{огр}$ – критичные значения изменений частоты вращения, момента.

- **Ремонтпригодность** невосстанавливаемых систем ЭП на основе остаточного ресурса или в случае его полного исчерпания предполагает проведение восстановительного ремонта при условии: $t_{восст} \leq t_{огр}$, где $t_{восст}$ – время ремонта ЭП, $t_{огр}$ – критичное время потери работоспособности ТО с выключенным ЭП на время $t_{восст}$.

2.4. Формирование избыточности в отказоустойчивом электроприводе переменного тока

Из теории живучести и построения ТС известно, что свойством живучести обладают только избыточные системы, а избыточность в ТС реализуется через резервирование [217]. Виды резервирования [231] применительно к ЭПТ и их взаимосвязь представлены на схеме рис. 2.5.



Рис. 2.5. Виды резервирования ЭПТ и их взаимосвязь

Для современного ЭПТ построенного на основе микропроцессорных средств отдельные виды резервирования уже заложены в структуру системы управления и могут быть активированы алгоритмом восстановления работоспо-

способности электропривода при отказах. Так информационное резервирование может быть определено как вычислительный ресурс процессора, который согласно закону Гордона Мура обеспечивает за 1,5–2 года удвоение вычислительных возможностей.

Временное резервирование – обеспечивается для ЭПТ с высокочастотным (ВЧ) широтно-импульсным модулятором фильтрующей способностью электромагнитных и электромеханических контуров при адаптации структуры ЭПТ в момент аварии.

Нагрузочное резервирование – обеспечивается запасом по току и напряжению силовых элементов или снижением режимов функционирования.

Функциональное резервирование включает в себя комплексное использование информационного, временного, нагрузочного видов резервирования при активизации алгоритмов восстановления.

Дальнейшее повышение избыточности ЭПТ содержащего АД, ВИД, ВД после исчерпания функционального резерва связано с применением структурного резерва с дополнительными аппаратными ресурсами.

Рассмотрим формирование, применение и средства резервирования для обеспечения свойства живучести электропривода. На рис. 2.6. показано применение резервирования в ЭПТ.



Рис. 2.6. Применение резервирования в ЭПТ

Избыточность в электроприводе по виду резерва можно разделить на исходную с видами резерва: функциональным ($m \geq 2$), нагрузочным, временным; и сформированную предполагающая резервирование: структурное с дополнительными ресурсами, функциональное на основе перераспределения ресурсов, информационное с мониторингом элементов и процессов.

По типу применения дополнительных ресурсов структурного резервирования можно разделить на статическое, динамическое. При этом динамический резерв имеет вполне определенный характер: «горячий», «холодный».

Применение ресурсов функционального резерва можно разделить по составу ресурсов функционального резерва: аппаратные ресурсы, программные ресурсы. Программные ресурсы позволяют без дополнительных аппаратных затрат реализовать мажоритарное резервирование (информативные параметры в ограничителе грузоподъемности кранового механизма подъема).

По области применения резерва можно выделить отказоустойчивые привода: вращательного и поступательного движения. По типу применения отказоустойчивого электропривода: ВД, АД, ВИД. Состав резерва можно разделить по числу фаз двигателей: 3-фазный, многофазный, секционированный с 3-фазными или 2-фазными секциями. По типу подключения фазных обмоток двигателя к ПЧ: со связанными и развязанными фазами. По восстановлению электромагнитной мощности двигателя: с полным восстановлением, ограниченной работоспособностью.

По построению отказоустойчивого преобразователя частоты можно выделить следующие технические решения. По составу ресурсов СП: резервные полумосты, резервные преобразователи частоты. По структуре построения преобразователя частоты: со звеном постоянного тока, с промежуточным звеном повышенной частоты. По структуре преобразовательной ячейки: мостовая на 6 ключах, мостовая на 6 ключах с отдельным питанием фаз двигателя, мостовая на 6 ключах с ключом переменного тока и наличием средней точки источника питания, однофазная мостовая на 4 ключах.

2.5. Пространство параметров управления электрических машин при организации отказоустойчивого управления электроприводом переменного тока

Рассмотрим параметры управления электрическими машинами, использование которых в составе отказоустойчивых алгоритмов восстановления работоспособности позволяет частично или полностью восстановить работоспособность ЭПТ.

В основе работы ЭМ лежит принцип взаимодействия магнитных потоков, создаваемых за счет естественных или искусственных магнитов. Процесс преобразования электрической энергии, в механическую энергию, снимаемую с вала электродвигателя в виде вращающего момента, можно описать выражением, представляющим собой векторное произведение двух магнитных потоков:

$$\vec{M} = K(\vec{\Phi}_я \times \vec{\Phi}_в), \quad (2.10)$$

где: \vec{M} – вращающий момент на валу электродвигателя; $\vec{\Phi}_я$ – магнитный поток якоря создаваемый фазными обмотками; $\vec{\Phi}_в$ – магнитный поток возбуждения создаваемый постоянными магнитами или обмотками возбуждения; K – коэффициент пропорциональности, учитывающий конструктивные особенности электродвигателя.

Величина вращающего момента двигателя будет зависеть как от величин магнитных потоков, так и угла между ними. В таблице 2.1 приведены параметры определяющие изменение векторов магнитных потоков $\vec{\Phi}_я$, $\vec{\Phi}_в$ и угла между ними для АД, ВД (с постоянными магнитами на роторе) и ВИД.

Таблица 2.1

№ п/п	Тип двигателя	Параметр, определяющий угол между векторами $\vec{\Phi}_я$, $\vec{\Phi}_в$	Параметр, определяющий амплитуду $\vec{\Phi}_я$	Параметр, определяющий амплитуду $\vec{\Phi}_в$
1	АД	s	I_A, I_B, I_C	I_a, I_b, I_c
2	ВД	θ, ψ_A	I_A, I_B, I_C	const
3	ВИД	$\alpha, \alpha_k, k_{вип}$	I_A, I_B, I_C	$\Phi_A(i, \alpha), \Phi_B(i, \alpha), \Phi_C(i, \alpha)$

Здесь приняты следующие обозначения: s – скольжение АД; θ – угол нагрузки ВД в трехфазном режиме; ψ_A – угол нагрузки ВД в двухфазном режиме; α_k – угол коррекции ВИД в аварийном неполнофазном режиме; $k_{\text{ВИП}}$ – коэффициент режима коммутации ВИП принимающий значения: $k_{\text{ВИП}} = 1$ – симметричная одиночная коммутация; $k_{\text{ВИП}} = 2$ – симметричная парная коммутация; $k_{\text{ВИП}} = 1,5$ – несимметричная коммутация; I_A, I_B, I_C – мгновенные значения амплитуд формируемых фазных токов статора; I_a, I_b, I_c – мгновенные значения амплитуд формируемых роторных токов (для АД с фазным ротором); $\Phi_A(i, \alpha), \Phi_B(i, \alpha), \Phi_C(i, \alpha)$ – мгновенные значения амплитуд формируемых магнитных потоков фаз ВИД A, B, C соответственно в функции фазных токов i и угла положения ротора α .

Параметры и переменные состояния электропривода, приведенные в таблице 2.1, используются для дальнейшего рассмотрения в главе 4 диссертации алгоритмов восстановления работоспособности при отказе в одной из фаз трехфазного АД.

2.6. Методы отказоустойчивого управления электроприводом переменного тока

Достижение цели, поставленной в диссертационной работе, основано на следующих теоретических положениях, описывающих изменение технического состояния аварийного ЭП в процессе полного или частичного восстановления его работоспособности с формированием в итоге пространства отказоустойчивого управления ЭПТ.

2.6.1. Синтез отказоустойчивого электропривода с формированием вектора параметров для нормального режима работы

Построение отказоустойчивого ЭПТ возможно на основе комплексного применения следующих теоретических положений.

- Теории живучести в виде концепции контроля формирования и истощения избыточного ресурса с полным или частичным восстановлением функционирования технической системы после отказа на основе адаптации структуры и функций ЭП.
- Теории надежности в виде применения высоконадежных элементов ЭПТ с различными видами формирования избыточного ресурса (резервирования).
- Теории электропривода в виде законов управления и показателей качества функционирования ЭПТ.
- Теории электрических машин в виде параметров управления ЭМ, использование которых в составе алгоритма восстановления работоспособности позволяет частично или полностью восстановить работоспособность ЭПТ.
- Современных тенденций развития и уровня техники ЭП, ЭМ и преобразовательной техники в виде приоритетного применения информационного (процессорного) резерва в ЭПТ и непрерывного повышение степени интеграции элементов управляющей и силовой электроники и новых технических решений построения ЭП, ЭМ и элементов электроники.

При выборе построения ЭПТ приоритет должен отдаваться схемам с использованием исходной избыточности и живучести ЭПТ: с развязанными фазами СП (рис. 2.7, а, в, г, з) или применению ВИП (рис. 2.7, и, к).

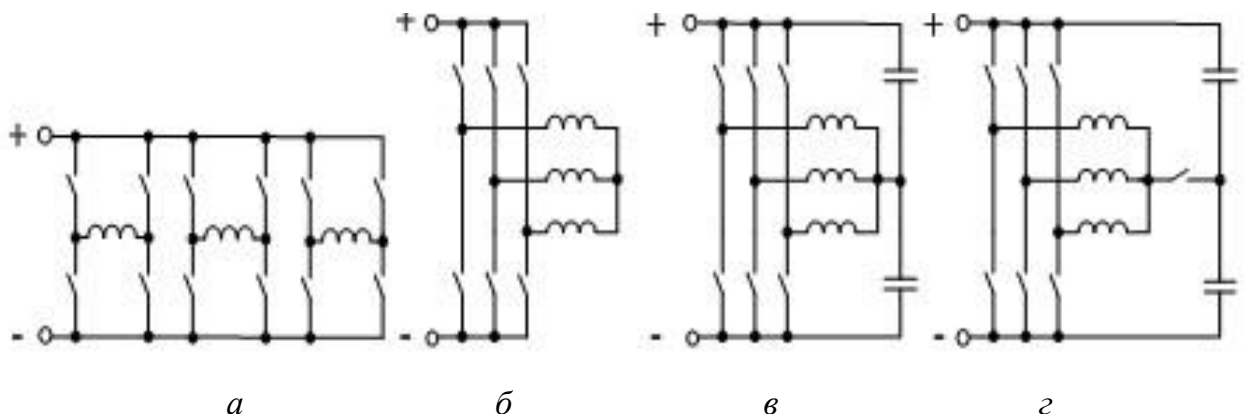


Рис. 2.7. Схемы трехфазного СП ЭПТ: а – мостовая с развязанными фазами; б – мостовая со связанными фазами; в – полумостовая с развязанными фазами; г – мостовая с дополнительным ключом;

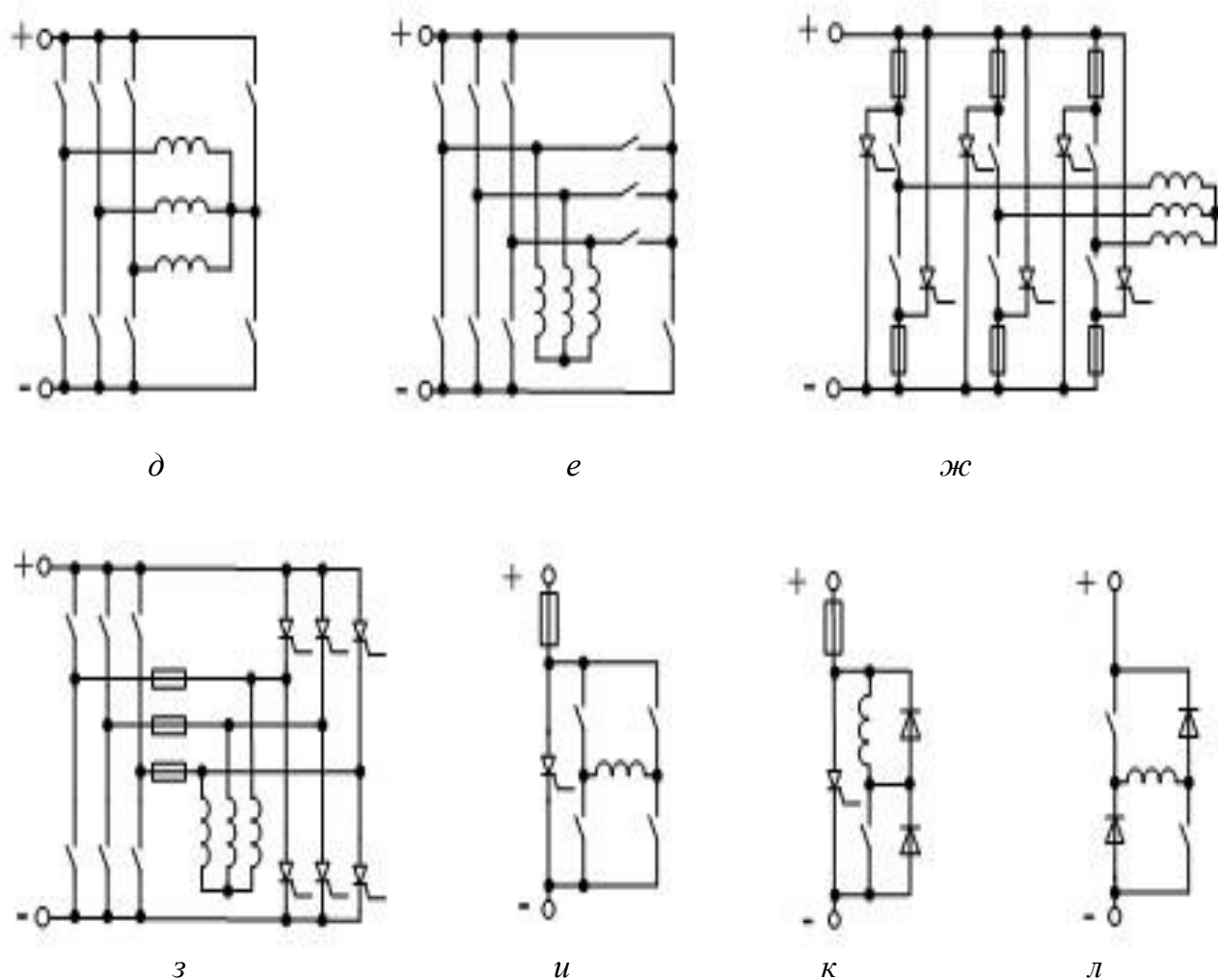


Рис. 2.7. Схемы трехфазного СП ЭПТ: д – мостовая с управляемым полумостом; е – мостовая с резервным полумостом; схемы трехфазного СП ЭПТ с защитными элементами расположенными в звене: ж – постоянного тока; з – переменного тока; и – однофазный мостовой преобразователь с защитным элементом; к – схема ячейки СП ВИП с одним ключом и защитным элементом; л – схема ячейки СП ВИП с двумя ключами.

Функционирование ЭПТ сопровождается изменением параметров внешней среды, внутренних параметров ЭП и параметров объекта управления, определённым образом взаимосвязанных между собой и определяющих работоспособность системы ЭПТ выполненного на основе АД, ВД, ВИП при нормальных, расчетных условиях эксплуатации. При этом рабочее состояние ЭПТ может быть определено вектором параметров $\vec{F}(M, \omega, U, I, T)$ включающего те-

кущие значения: текущих и рабочих: момента двигателя M , частоты вращения ω , питающего напряжений U и токов I и рабочей температуры T двигателя.

2.6.2. Мониторинг и формирование матрицы отказов электропривода переменного тока

Кратковременные сверхнормативные воздействия на ЭПТ и (или) аварийные внутренние состояния вследствие длительной эксплуатации могут нарушить работоспособность ЭПТ и привести к повреждениям ЭПТ, внешние воздействия на ЭП и внутренние отказы ПЧ и двигателя могут быть сведены к электрическим, тепловым и механическим повреждениям, представленным в виде битов матрицы отказов $[M_0]$, технические и программные средства ЭПТ позволяют осуществить процесс мониторинга в реальном времени электрических, тепловых и механических повреждений ЭПТ, выявить, распознать и сформировать матрицу отказов $[M_0]$ еще до того момента времени когда последствия отказов могут быть критичными для объекта управления или технического объекта включающего ЭП.

2.6.3. Адаптации структуры электропривода к работе в неполнофазных режимах с оценкой резерва

Оценивается ущерб от одиночных или множественных отказов с помощью коэффициента резерва s_r :

$$\begin{cases} s_r = m + h - w; \\ s_r \geq 2, \end{cases} \quad (2.11)$$

где s_r – коэффициента резерва, m – число фаз многофазного электродвигателя, для n -секционного трехфазного электродвигателя $m = 3n$ (двухфазного электродвигателя $m = 2n$), h – число резервных полумостов ПЧ (при наличии структурного резерва), w – число допустимых отказов по критерию живучести системы ЭПТ с возможностью работы в аварийном двухфазном режиме с восстановлением кругового вращающегося поля.

В случае не полного исчерпания избыточного резерва (остаточного ресурса) преобразователя частоты и двигателя при выполнении условия $s_r \geq 2$ запускается процесс полного или частичного восстановления работоспособности ЭПТ, для адаптации структуры ЭП к воздействию электрических повреждений на основе сформированной необходимой основной избыточности ЭП с функциональным или (и) структурным резервированием по силовым цепям преобразователя частоты и дополнительной избыточностью нагрузочного резерва по мощности силовых цепей преобразователя частоты, информационного (процессорного) резерва управления и временного резерва в виде учета инерции маховых масс двигателя во время переключения структуры ЭПТ при вводе в работу резерва ЭПТ.

2.6.4. Блокировка цепей электропитания защитными элементами

Блокируется отказавшая преобразовательная ячейка от цепей питания с помощью ЗЭ (рис. 2.7, $e-u$) расположенных в звене постоянного тока или переменного тока отказавшей преобразовательной ячейки, выключатель защитного элемента выполняется на основе одного из технических решений: быстродействующего электронного ключа, электромагнитного или твердотельного реле.

При выполнении защитного элемента в виде плавкой вставки с коротящим тиристором, при наличии отказа в одной из фаз блокируется соответствующим битом отказа $\bar{a}, \bar{b}, \bar{c}$ отказавшая преобразовательная ячейка от цепей питания за счет принудительного формирования величины тока через ЗЭ:

$$I_s \geq k_{pm} \cdot k_s \cdot I_m, \quad (2.12)$$

где: I_s – значение амплитуды тока через ЗЭ обеспечивающей разрыв цепи, А; k_{pm} – коэффициент кратности пускового тока двигателя; k_s – коэффициент кратности тока ЗЭ; I_m – значение амплитуды тока в фазной обмотке статора, А.

2.6.5. Адаптация функций аварийного электропривода с активизацией алгоритма восстановления и оценкой работоспособности

Активизируется адаптации функций ЭП на основе алгоритма A_M отказоустойчивого управления ЭПТ в виде аналитической записи выражений самоорганизации управления ЭПТ с интегрированными битами матриц отказов $[M_0]$ полученных в процессе мониторинга электропривода в реальном времени A_p . Обеспечивается управление остаточным ресурсом (избыточным резервом) ЭПТ на основе программного формирования токов фаз статора m -фазного двигателя с сохранением кругового вращающегося поля и поворотом вектора тока (для m -фазного двигателя) на угол: $\beta = \pi/m$ с синусоидальными фазными токами или с формированием несинусоидальных фазных токов и компенсацией электромагнитной мощности. Определяются показатели качества работы ЭПТ характеризующие ухудшение качества регулирования в процессе купирования отказов за время адаптации (переключения) структуры ЭПТ T_{II} – определяемое как время установления фазового сдвига векторов тока равным π/m , после полного или частичного восстановления работоспособности.

Параметры динамической оценки переходных процессов: $\Delta I, \Delta M, \Delta \omega$ – отклонения мгновенных значений токов, момента, частоты вращения соответственно, определяемые как:

$$\begin{cases} \Delta I = (I_{ТП} - I_{ОТК}) / I_{ОТК}; \\ \Delta M = (M_{ТП} - M_{ОТК}) / M_{ОТК}; \\ \Delta \omega = (\omega_{ТП} - \omega_{ОТК}) / \omega_{ОТК}, \end{cases} \quad (2.13)$$

где: $I_{ОТК}, M_{ОТК}, \omega_{ОТК}$ – установившиеся значения токов, момента, частоты вращения соответственно после отказа;

$I_{ТП}, M_{ТП}, \omega_{ТП}$ – мгновенные значения токов, момента, частоты вращения соответственно в течение времени T_{II} от момента отказа.

Параметры статической оценки установившихся процессов: $\Delta M_s, \Delta \omega_s$ – отклонения статических значений момента, частоты вращения соответственно, определяемые как:

$$\begin{cases} \Delta M_s = (M_0 - M_{отк})/M_{отк}; \\ \Delta \omega_s = (\omega_0 - \omega_{отк})/\omega_{отк}, \end{cases} \quad (2.14)$$

где: M_0, ω_0 – установившиеся значения момента, частоты вращения соответственно до отказа.

На рис. 2.8 на диаграмме переключения рабочего и аварийного режима ЭПТ за время $T_{П}$ показана привязка измеряемых значений M_0, ω_0 в рабочем режиме, значений $I_{ПП}, M_{ПП}, \omega_{ПП}$ для минимальных и максимальных значений переходного процесса и установившихся значений $I_{отк}, M_{отк}, \omega_{отк}$ в аварийном режиме.

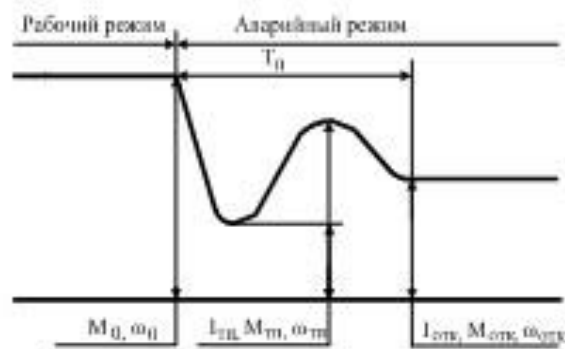


Рис. 2.8. Временная диаграмма переходного процесса рабочего и аварийного режима ЭПТ с привязкой измеряемых значений момента, частоты вращения и тока.

2.6.6. Определение остаточного ресурса работы электропривода для тепловых и механических повреждений

Для тепловых и механических повреждений преобразователя частоты и двигателя вычисляется остаточный ресурс работы до момента повреждения двигателя для контролируемых параметров ЭП (перегрев, допустимая амплитуда колебаний элементов конструкции):

$$\delta A_j = A_{j\text{доп}} - A_j, \quad (2.15)$$

где: δA_j – допустимый остаточный ресурс работы по j -параметру, $A_{j\text{доп}}$ – максимально допустимое значение контролируемого j -параметра, A_j – значение контролируемого j -параметра.

Для тепловых повреждений определяется возможность снижения мощности с переходом в облегченный режим функционирования.

2.6.7. Формирование пространства отказоустойчивого управления электроприводом переменного тока в виде вектора аварийных параметров

Формируется пространство отказоустойчивого управления ЭПТ для вектора аварийных параметров ЭПТ $\vec{F}(M, \omega, U, I, T)$ включающего электрические, тепловые и механические повреждения (рис. 2.9) на основе матрицы отказов $[M_0]$ ЭПТ, задействованного избыточного ресурса ЭПТ и алгоритма отказоустойчивого управления ЭПТ A_M .

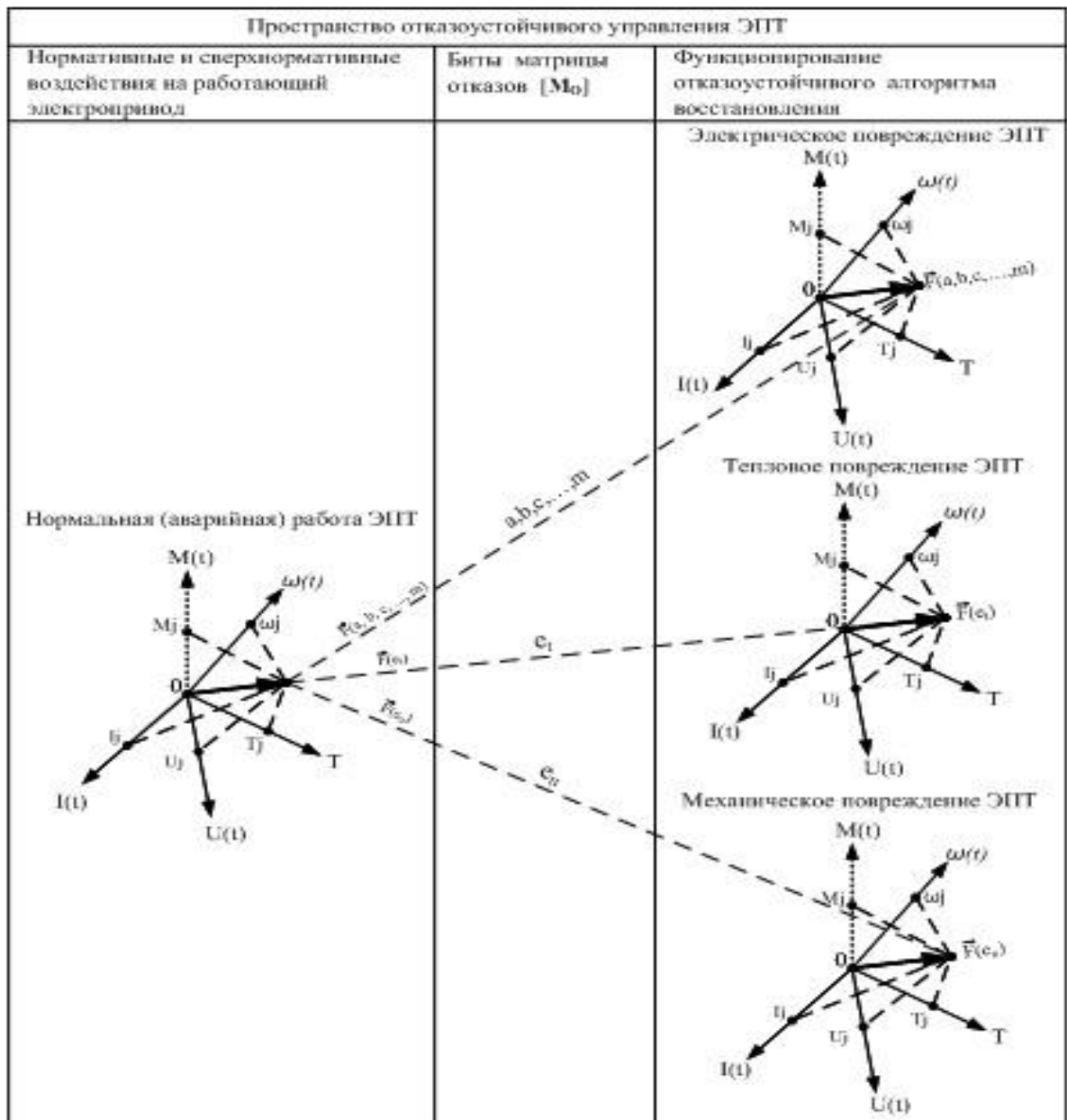


Рис. 2.9. Пространство отказоустойчивого управления ЭПТ после воздействия одиночных или множественных отказов

$\vec{F}(M, \omega, U, I, T)$ – суммарный вектор отказоустойчивого управления в рабочем или аварийном режиме включающий векторы электрических, тепловых и механических повреждений по осям координат: $\omega(t)$ – частоты вращения, $M(t)$ – момента, $I(t)$ – тока, $U(t)$ – напряжения, $T(t)$ – температуры в функции времени t ; $\omega_j, M_j, I_j, U_j, T_j$ – проекции векторов $\vec{F}(a, b, c, \dots, m)$, $\vec{F}(e_t)$, $\vec{F}(e_n)$ на оси координат $\omega(t)$, $M(t)$, $I(t)$, $U(t)$, $T(t)$ соответственно; $\vec{F}(a, b, c, \dots, m)$ – вектор параметров ЭПТ для электрических повреждений; a, b, c, \dots, m – биты отказов электрических повреждений; $\vec{F}(e_t)$ – вектор параметров ЭПТ для тепловых повреждений; e_t – бит отказа теплового повреждения; $\vec{F}(e_n)$ – вектор параметров ЭПТ для механических повреждений; e_n – бит отказа механического повреждения.

2.7. Выводы

1. Трехфазный электропривод при отказе в одной из фаз ЭП для схемы подключения со связанными фазами неработоспособен и имеет пульсирующее магнитное поле в воздушном зазоре ЭМ. В случае применения схемы подключения с отдельным протеканием фазных токов и отказе в одной из фаз ЭП – двигатель частично работоспособен с эллиптическим вращающимся полем, коэффициент эллиптичности равен $\approx 0,267$ и отношение максимальной к минимальной скорости в пределах одного оборота равно ≈ 14 , при этом в случае сдвига векторов тока в двух оставшихся фазах на угол равный $\pi/3$ с обеспечением равенства векторов тока в фазах магнитное поле ЭМ восстанавливается до кругового.

2. Применение системы электропривода с ненагруженным резервом позволяет увеличить в 2 раза наработку на отказ, если за время адаптации структуры электропривода T_{Π} к последствиям отказа параметры статических и динамических оценок частоты вращения, момента и импульсных токов находятся в допустимых пределах.

3. Разработан метод отказоустойчивого управления электроприводом переменного тока для опасных производственных объектов позволяющий выполнить: синтез отказоустойчивого ЭП с формированием вектора параметров для нормального режима работы; мониторинг ЭПТ и формирование матрицы отказов ЭПТ в реальном времени; адаптацию структуры ЭП к работе в неполнофазных режимах с оценкой величины резерва; блокировку цепей электропитания защитными элементами; адаптацию функций ЭП с активизацией алгоритма восстановления работоспособности и оценкой работоспособности аварийного ЭП; определение остаточного ресурса работы для тепловых и механических повреждений; формирование пространства отказоустойчивого управления ЭПТ в виде вектора аварийных параметров и обеспечить повышенную безопасность и живучесть электропривода или технического объекта в его составе.

ГЛАВА 3. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ И ИМИТАЦИОННЫЕ МОДЕЛИ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В АВАРИЙНЫХ РЕЖИМАХ РАБОТЫ

3.1. Особенности моделирования электродвигателей переменного тока в аварийных и неполнофазных режимах работы

В общем случае состояние X модели ЭПТ в аварийном режиме его работы можно представить функционалом:

$$X = X(A_M, [M_O], A_v, s_r, z, T_{\Pi}, M_1, M_2, \Delta M, \Delta \omega). \quad (3.1)$$

Далее рассматриваются новые математические и имитационные модели ЭПТ, которые позволяют решить следующие задачи:

- исследовать алгоритмы A_M мониторинга текущего состояния электропривода в реальном времени с формированием матрицы $[M_O]$ отказов;
- реализовать алгоритмы A_v отказоустойчивого управления с учетом токов a, b, c , матрицы $[M_O]$ отказов;
- включить в алгоритм управления избыточный ресурс ПЧ и двигателя при изменении количества $s_r \geq 2$ фаз двигателя (в т.ч. однофазный режим работы АД, $s_r = 1$);
- задавать длительность T_{Π} переключения структуры ЭП при восстановлении его работоспособности;
- формировать тип магнитного поля в зазоре ЭМ: пульсирующее, эллиптическое и круговое, учитывать воздействие прямой (момент M_1) и обратной (момент M_2) последовательности поля;
- выбирать схемы подключения: со связанными ($z = 1$) и развязанными ($z = 0$) фазами двигателя;
- определять показатели функционирования ЭПТ для переходных и установившихся процессов: пульсации $\Delta \omega$, ΔM , ΔI , ΔM_s , $\Delta \omega_s$ после полного или частичного восстановления работоспособности.

При рассмотрении рабочих и аварийных режимов работы трехфазного двигателя можно выделить следующие комбинации магнитного поля и схемы подключения фаз [16]:

- круговое поле и схема подключения со связанными фазами, $z = 1$;
- пульсирующее поле и схема подключения со связанными фазами, $z = 1$;
- круговое поле и схема подключения с развязанными фазами, $z = 0$;
- эллиптическое поле и схема подключения с развязанными фазами, $z = 0$;
- круговое поле, созданное путем алгоритмического восстановления работоспособности, $z = 0$.

Алгоритм A_v восстановления работоспособности ЭПТ формируется как задание на фазные токи статора в виде выражений самоорганизации управления с интегрированными битами матрицы отказов:

$$A_v = \left\{ \begin{array}{l} I_A(a, b, c, d, I_\omega, k_d, k_o, \xi, (2\pi/3 - \xi), \alpha, \theta, \psi_A, \alpha_k) \\ I_B(a, b, cd, I_\omega, k_d, k_o, \xi, (2\pi/3 - \xi), \alpha, \theta, \psi_A, \alpha_k) \\ I_C(a, b, cd, I_\omega, k_d, k_o, \xi, (2\pi/3 - \xi), \alpha, \theta, \psi_A, \alpha_k) \end{array} \right\}. \quad (3.2)$$

Для задания отказа типа «обрыв фазы статора» в исходные выражения для уравнений полей прямой и обратной последовательности введена матрица $[M_O]$ отказов, позволяющая формировать аварийный двухфазный режим работы. Отказ типа «обрыв фазы статора» осуществляется путем приравнивания бита \bar{a} , \bar{b} , \bar{c} отказа соответствующей фазы, единице.

В аварийном двухфазном режиме работы трехфазного ЭПТ присутствует эллиптическое магнитное поле в воздушном зазоре, которое может быть представлено результатом воздействия полей прямой и обратной последовательности, используя метод симметричных составляющих. Широко известная обобщенная модель электрической машины учитывает лишь поле прямой последовательности. Существует два варианта представления модели двигателя переменного тока, работающего с эллиптическим полем – модель обобщенной электрической машины с двумя статорами и двумя роторами, модель обобщенной электрической машины с двумя статорами и одним ротором [232].

В нашем случае, при формировании математической модели целесообразно использовать модель АД с двумя статорами и роторами (рис. 3.1). Для упрощения расчетов уравнения для полей прямой и обратной последовательности представлены отдельными системами. При определении напряжений, подаваемых на обмотки машин, отвечающих за поля прямой и обратной последовательности, учитывалось, что эти напряжения зависят от скольжения АД [233].

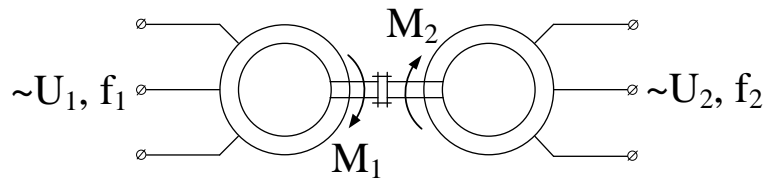


Рис. 3.1. Схема электрической машины с двумя статорами и двумя роторами

При составлении уравнений и рассмотрении переходных процессов использованы общепринятые допущения и ограничения: фазные обмотки симметричны и сдвинуты на угол $2\pi/3$ радиан; реальная распределенная обмотка заменяется сосредоточенной, а её намагничивающая сила равна намагничивающей силе реальной обмотки; магнитная цепь электрической машины ненасыщена; воздушный зазор равномерен и симметричен; энергия магнитного поля сосредоточена в воздушном зазоре; конструкция ротора является симметричной; потери в стали и механические потери пренебрежимо малы; напряжения фаз синусоидальны; питающая сеть, ключи и диоды преобразователя частоты — идеальны.

3.2. Математические модели асинхронного электропривода в аварийных и неполнофазных режимах работы при подключении с развязанными и связанными фазами

Для анализа процессов в АД часто применяются математические модели, представленные в двухфазной системе координат, что позволяет исследовать, в том числе, и несимметричные режимы работы [232–235]. Однако при наличии несинусоидальных питающих напряжений такое представление неправомерно,

так как поля в зазоре двухфазной и многофазной машин отличаются друг от друга [232].

В связи с этим предложена универсальная математическая модель асинхронного двигателя, позволяющая рассчитывать динамические и статические режимы при различных видах несимметрии и аварийном отключении фазы как для схемы подключения с развязанными фазами (с независимым протеканием тока в каждой фазной обмотке), так и со связанными фазами двигателя.

В случае моделирования АД и записи уравнений в естественной трехфазной системе координат взаимные индуктивности между обмотками статора и ротора являются периодическими коэффициентами и изменяются по гармоническому закону при вращении ротора машины.

Поэтому уравнения АД целесообразно описать в заторможенной системе координат $\{\alpha, \beta, \gamma\}$, которая неподвижна относительно статорных осей, и перейти от периодических коэффициентов к постоянным значениям [232].

Процессы, протекающие в электродвигателе при обрыве фазы статора, зависят от схемы соединения средней точки источника питания и нейтрали обмотки статора. Так, при выполнении двигателя по схеме со связанными фазами (рис.3.2.) в случае наступления аварийной ситуации, две оставшиеся фазы оказываются соединенными последовательно и подключенными на линейное напряжение, по ним протекает один и тот же ток, а в отключенной обмотке ток отсутствует [80].

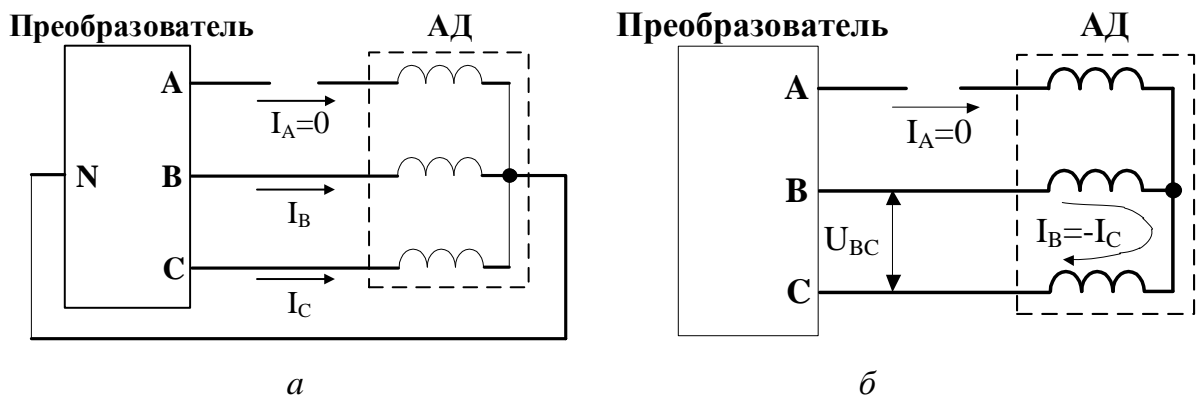


Рис. 3.2. Протекание тока в обмотках двигателя после обрыва фазы "А" для схем подключения фаз: с развязанными – а, со связанными – б

Рассмотрим математическую модель трехфазного АД при описании переходных процессов в аварийном неполнофазном режиме для схемы включения с развязанными фазами двигателя (рис. 3.2, а).

В этом случае уравнения электромагнитного равновесия обобщенной электрической машины, имеющей два статора и один ротор для поля прямой последовательности, записываются следующим образом [232]:

$$\begin{aligned}
 U_{1A} &= R_s \cdot i_{1A} + \frac{d\Psi_{1A}}{dt}; \\
 U_{1B} &= R_s \cdot i_{1B} + \frac{d\Psi_{1B}}{dt}; \\
 U_{1C} &= R_s \cdot i_{1C} + \frac{d\Psi_{1C}}{dt}; \\
 0 &= R_r \cdot i_{1a} + \frac{d\Psi_{1a}}{dt} + (\Psi_{1b} - \Psi_{1c})p\omega/\sqrt{3}; \\
 0 &= R_r \cdot i_{1b} + \frac{d\Psi_{1b}}{dt} + (\Psi_{1c} - \Psi_{1a})p\omega/\sqrt{3}; \\
 0 &= R_r \cdot i_{1c} + \frac{d\Psi_{1c}}{dt} + (\Psi_{1a} - \Psi_{1b})p\omega/\sqrt{3}.
 \end{aligned}$$

Потокоцепления для всех фаз поля прямой последовательности определяются уравнениями:

$$\begin{aligned}
 \Psi_{1A} &= L_s i_{1A} - \frac{1}{2} L_m i_{1B} - \frac{1}{2} L_m i_{1C} + L_m i_{1a} - \frac{1}{2} L_m i_{1b} - \frac{1}{2} L_m i_{1c}; \\
 \Psi_{1B} &= -\frac{1}{2} L_m i_{1A} + L_s i_{1B} - \frac{1}{2} L_m i_{1C} - \frac{1}{2} L_m i_{1a} + L_m i_{1b} - \frac{1}{2} L_m i_{1c}; \\
 \Psi_{1C} &= -\frac{1}{2} L_m i_{1A} - \frac{1}{2} L_m i_{1B} + L_s i_{1C} - \frac{1}{2} L_m i_{1a} - \frac{1}{2} L_m i_{1b} + L_m i_{1c}; \\
 \Psi_{1a} &= L_m i_{1A} - \frac{1}{2} L_m i_{1B} - \frac{1}{2} L_m i_{1C} + L_R i_{1a} - \frac{1}{2} L_m i_{1b} - \frac{1}{2} L_m i_{1c}; \\
 \Psi_{1b} &= -\frac{1}{2} L_m i_{1A} + L_m i_{1B} - \frac{1}{2} L_m i_{1C} - \frac{1}{2} L_m i_{1a} + L_R i_{1b} - \frac{1}{2} L_m i_{1c}; \\
 \Psi_{1c} &= -\frac{1}{2} L_m i_{1A} - \frac{1}{2} L_m i_{1B} + L_m i_{1C} - \frac{1}{2} L_m i_{1a} - \frac{1}{2} L_m i_{1b} + L_R i_{1c}.
 \end{aligned}$$

Уравнения равновесия для магнитного поля обратной последовательности:

$$U_{2A} = R_s \cdot i_{2A} + \frac{d\Psi_{2A}}{dt};$$

$$U_{2B} = R_s \cdot i_{2B} + \frac{d\Psi_{2B}}{dt};$$

$$U_{2C} = R_s \cdot i_{2C} + \frac{d\Psi_{2C}}{dt}.$$

$$0 = R_r \cdot i_{2a} + \frac{d\Psi_{2a}}{dt} + (\Psi_{2b} - \Psi_{2c})p\omega/\sqrt{3};$$

$$0 = R_r \cdot i_{2b} + \frac{d\Psi_{2b}}{dt} + (\Psi_{2c} - \Psi_{2a})p\omega/\sqrt{3};$$

$$0 = R_r \cdot i_{2c} + \frac{d\Psi_{2c}}{dt} + (\Psi_{2a} - \Psi_{2b})p\omega/\sqrt{3}.$$

Потокосцепление для всех фаз магнитного поля обратной последовательности имеет вид:

$$\Psi_{2A} = L_s i_{2A} - \frac{1}{2} L_m i_{2B} - \frac{1}{2} L_m i_{2C} + L_m i_{2a} - \frac{1}{2} L_m i_{2b} - \frac{1}{2} L_m i_{2c};$$

$$\Psi_{2B} = -\frac{1}{2} L_m i_{2A} + L_s i_{2B} - \frac{1}{2} L_m i_{2C} - \frac{1}{2} L_m i_{2a} + L_m i_{2b} - \frac{1}{2} L_m i_{2c};$$

$$\Psi_{2C} = -\frac{1}{2} L_m i_{2A} - \frac{1}{2} L_m i_{2B} + L_s i_{2C} - \frac{1}{2} L_m i_{2a} - \frac{1}{2} L_m i_{2b} + L_m i_{2c};$$

$$\Psi_{2a} = L_m i_{2A} - \frac{1}{2} L_m i_{2B} - \frac{1}{2} L_m i_{2C} + L_R i_{2a} - \frac{1}{2} L_m i_{2b} - \frac{1}{2} L_m i_{2c};$$

$$\Psi_{2b} = -\frac{1}{2} L_m i_{2A} + L_m i_{2B} - \frac{1}{2} L_m i_{2C} - \frac{1}{2} L_m i_{2a} + L_R i_{2b} - \frac{1}{2} L_m i_{2c};$$

$$\Psi_{2c} = -\frac{1}{2} L_m i_{2A} - \frac{1}{2} L_m i_{2B} + L_m i_{2C} - \frac{1}{2} L_m i_{2a} - \frac{1}{2} L_m i_{2b} + L_R i_{2c}.$$

В результате, математическую модель трехфазного АД с вращающимися магнитными полями прямой последовательности можно записать матричными уравнениями в нормальной форме Коши:

$$\frac{d}{dt} [i_1] = [L_1]^{-1} \cdot \left\{ [U_1] - \langle [R] + [L_2] \frac{p\omega}{\sqrt{3}} \rangle \cdot [i_1] \right\}; \quad (3.3)$$

Математическую модель трехфазного двигателя с вращающимися магнитными полями обратной последовательности можно представить в виде:

$$\frac{d}{dt} [i_2] = [L_1]^{-1} \cdot \left\{ [U_2] - \langle [R] + [L_2] \frac{p\omega}{\sqrt{3}} \rangle \cdot [i_2] \right\}, \quad (3.4)$$

где $[i_1]$, $[i_2]$ – матрицы неизвестных фазных токов (токи статора и ротора прямой и обратной последовательностей соответственно); $[U_1]$, $[U_2]$ – фазные матрицы

напряжений прямой и обратной последовательностей; $[R]$ – матрица сопротивлений; $[L_1], [L_2]$ – фазные матрицы индуктивностей; $[L_1]^{-1}$ – обратная матрица $[L_1]$; L_s, L_R – индуктивности статора и ротора; L_m – взаимная индуктивность:

$$[i_1] = \begin{bmatrix} i_{1A} \\ i_{1B} \\ i_{1C} \\ i_{1a} \\ i_{1b} \\ i_{1c} \end{bmatrix}; [U_1] = \begin{bmatrix} U_{1A} \\ U_{1B} \\ U_{1C} \\ U_{1a} \\ U_{1b} \\ U_{1c} \end{bmatrix}; [i_2] = \begin{bmatrix} i_{2A} \\ i_{2B} \\ i_{2C} \\ i_{2a} \\ i_{2b} \\ i_{2c} \end{bmatrix}; [U_2] = \begin{bmatrix} U_{2A} \\ U_{2B} \\ U_{2C} \\ U_{2a} \\ U_{2b} \\ U_{2c} \end{bmatrix}; [R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix};$$

$$[L_1] = \begin{bmatrix} L_s & -\frac{L_m}{2} & -\frac{L_m}{2} & L_m & -\frac{L_m}{2} & -\frac{L_m}{2} \\ -\frac{L_m}{2} & L_s & -\frac{L_m}{2} & -\frac{L_m}{2} & L_m & -\frac{L_m}{2} \\ -\frac{L_m}{2} & -\frac{L_m}{2} & L_s & -\frac{L_m}{2} & -\frac{L_m}{2} & L_m \\ L_m & -\frac{L_m}{2} & -\frac{L_m}{2} & L_R & -\frac{L_m}{2} & -\frac{L_m}{2} \\ -\frac{L_m}{2} & L_m & -\frac{L_m}{2} & -\frac{L_m}{2} & L_R & -\frac{L_m}{2} \\ -\frac{L_m}{2} & -\frac{L_m}{2} & L_m & -\frac{L_m}{2} & -\frac{L_m}{2} & L_R \end{bmatrix};$$

$$[L_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}L_m & -\frac{3}{2}L_m & 0 & (L_R + \frac{1}{2}L_m) & -(L_R + \frac{1}{2}L_m) \\ -\frac{3}{2}L_m & 0 & \frac{3}{2}L_m & -(L_R + \frac{1}{2}L_m) & 0 & (L_R + \frac{1}{2}L_m) \\ \frac{3}{2}L_m & -\frac{3}{2}L_m & 0 & (L_R + \frac{1}{2}L_m) & -(L_R + \frac{1}{2}L_m) & 0 \end{bmatrix}.$$

Следует отметить, что при работе в трехфазном режиме АД магнитные поля обратной последовательности в воздушном зазоре отсутствуют, и соответствующие уравнения в моделях не участвуют.

Для задания отказа одной из фаз статора необходимо в исходные выражения для уравнений поля прямой последовательности и обратной последовательности ввести матрицу $[M_O]$ отказов, позволяющую переходить в аварийный двухфазный режим работы:

$$[M_0] = \begin{bmatrix} \bar{a} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \bar{b} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \bar{c} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.5)$$

При этом нулевому состоянию битов $\bar{a}, \bar{b}, \bar{c}$ отказов фаз АД будет соответствовать номинальный трехфазный режим работы, а единичному – обрыв соответствующей фазы обмотки статора. Тогда выражение для матрицы активных сопротивлений примет следующий вид:

$$[R_M] = ([1] + k_\infty [M_0]) \cdot [R];, \quad \dots\dots\dots (3.6)$$

где k_∞ – коэффициент, имитирующий введение высокоомного сопротивления в цепь статора АД; $[1]$ – единичная матрица соответствующей размерности.

Электромагнитные моменты M_1 и M_2 , создаваемые магнитными полями прямой (индекс $_1$) и обратной (индекс $_2$) последовательности, определяются согласно уравнениям:

$$M_1 = p \frac{\sqrt{3}}{2} L_m [(i_{A1} i_{c1} + i_{B1} i_{a1} + i_{C1} i_{b1}) - (i_{A1} i_{b1} + i_{B1} i_{c1} + i_{C1} i_{a1})];$$

$$M_2 = p \frac{\sqrt{3}}{2} L_m [(i_{A2} i_{c2} + i_{B2} i_{a2} + i_{C2} i_{b2}) - (i_{A2} i_{b2} + i_{B2} i_{c2} + i_{C2} i_{a2})];$$

Уравнение движения электропривода, учитывающее момент сопротивления M_c , электромагнитные моменты M_1 и M_2 имеет вид:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} (M_1 - M_2 - M_c). \quad \dots (3.7)$$

где: M_1, M_2 – электромагнитные моменты магнитных полей прямой и обратной последовательности; M_c – момент сопротивления механической нагрузки двигателя; J – суммарный момент инерции электропривода; p – число пар полюсов.

Математическая модель для описания переходных процессов в аварийном неполнофазном режиме работы трехфазного АД со схемой включения с развязанными фазами:

$$\left\{ \begin{array}{l}
\frac{d}{dt} [i_1] = [L_1]^{-1} \cdot \left\{ [U_1] - \langle [R_M] + [L_2] \frac{p\omega}{\sqrt{3}} \rangle \cdot [i_1] \right\}; \\
\frac{d}{dt} [i_2] = [L_1]^{-1} \cdot \left\{ [U_2] - \langle [R_M] + [L_2] \frac{p\omega}{\sqrt{3}} \rangle \cdot [i_2] \right\}; \\
[R_M] = ([1] + k_\infty [M_O]) \cdot [R]; \\
T_\Pi = t_2 - t_1; \\
\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} (M_1 - M_2 - M_c); \\
M_1 = p \frac{\sqrt{3}}{2} L_m [(i_{A1} i_{c1} + i_{B1} i_{a1} + i_{c1} i_{b1}) - (i_{A1} i_{b1} + i_{B1} i_{c1} + i_{c1} i_{a1})]; \\
M_2 = p \frac{\sqrt{3}}{2} L_m [(i_{A2} i_{c2} + i_{B2} i_{a2} + i_{c2} i_{b2}) - (i_{A2} i_{b2} + i_{B2} i_{c2} + i_{c2} i_{a2})],
\end{array} \right. \quad (3.8)$$

где T_Π – длительность переключения структуры ЭП; t_1 – момент времени выявленного отказа; t_2 – момент времени восстановления кругового вращающегося поля; ω – частота вращения двигателя.

Рассмотрим математическую модель трехфазного АД в аварийном неполнофазном режиме для схемы включения со связанными фазами двигателя (рис. 3.2, б). На основе уравнений равновесия АД в заторможенной системе координат, можно записать модель двигателя в пространстве переменных линейных величин магнитного поля прямой последовательности [232]:

$$\begin{aligned}
U_{1A} - U_{1B} &= R_s \cdot i_{1A} - R_s \cdot i_{1B} + \frac{d\Psi_{1A}}{dt} - \frac{d\Psi_{1B}}{dt}; \\
U_{1B} - U_{1C} &= R_s \cdot i_{1B} - R_s \cdot i_{1C} + \frac{d\Psi_{1B}}{dt} - \frac{d\Psi_{1C}}{dt}; \\
U_{1C} - U_{1A} &= R_s \cdot i_{1C} - R_s \cdot i_{1A} + \frac{d\Psi_{1C}}{dt} - \frac{d\Psi_{1A}}{dt}; \\
0 &= R_r \cdot i_{1a} - R_r \cdot i_{1b} + \frac{d\Psi_{1a}}{dt} - \frac{d\Psi_{1b}}{dt} + (\Psi_{1b} + \Psi_{1a} - \Psi_{1c})p\omega/\sqrt{3}; \\
0 &= R_r \cdot i_{1b} - R_r \cdot i_{1c} + \frac{d\Psi_{1b}}{dt} - \frac{d\Psi_{1c}}{dt} + (\Psi_{1c} + \Psi_{1b} - \Psi_{1a})p\omega/\sqrt{3}; \\
0 &= R_r \cdot i_{1c} - R_r \cdot i_{1a} + \frac{d\Psi_{1c}}{dt} - \frac{d\Psi_{1a}}{dt} + (\Psi_{1a} + \Psi_{1c} - \Psi_{1b})p\omega/\sqrt{3};
\end{aligned} \quad (3.9)$$

При этом уравнения потокосцеплений фаз статора и ротора АД имеют вид:

$$\begin{aligned}
\Psi_{1A} - \Psi_{1B} &= i_{1A}(L_s + \frac{1}{2}L_m) - i_{1B}(L_s + \frac{1}{2}L_m) + i_{1a}\frac{3}{2}L_m - i_{1b}\frac{3}{2}L_m; \\
\Psi_{1B} - \Psi_{1C} &= i_{1B}(L_s + \frac{1}{2}L_m) - i_{1C}(L_s + \frac{1}{2}L_m) + i_{1b}\frac{3}{2}L_m - i_{1c}\frac{3}{2}L_m; \\
\Psi_{1C} - \Psi_{1A} &= i_{1C}(L_s + \frac{1}{2}L_m) - i_{1A}(L_s + \frac{1}{2}L_m) + i_{1c}\frac{3}{2}L_m - i_{1a}\frac{3}{2}L_m; \\
\Psi_{1a} - \Psi_{1b} &= \frac{3}{2}L_m i_{1A} - \frac{3}{2}L_m i_{1B} + (L_R + \frac{1}{2}L_m)i_{1a} - (L_R + \frac{1}{2}L_m)i_{1b}; \\
\Psi_{1b} - \Psi_{1c} &= \frac{3}{2}L_m i_{1B} - \frac{3}{2}L_m i_{1C} + (L_R + \frac{1}{2}L_m)i_{1b} - (L_R + \frac{1}{2}L_m)i_{1c}; \\
\Psi_{1c} - \Psi_{1a} &= \frac{3}{2}L_m i_{1C} - \frac{3}{2}L_m i_{1A} + (L_R + \frac{1}{2}L_m)i_{1c} - (L_R + \frac{1}{2}L_m)i_{1a}.
\end{aligned}$$

Разрешим систему уравнений (3.9) относительно производных потокосцеплений, заменяя фазные величины на линейные. Обозначая $U_{1A} - U_{1B} = U_{1AB}$, $U_{1B} - U_{1C} = U_{1BC}$, $U_{1C} - U_{1A} = U_{1CA}$, получим:

$$\begin{aligned}
\frac{d\Psi_{1AB}}{dt} &= U_{1AB} - R_s \cdot i_{1AB}; \\
\frac{d\Psi_{1BC}}{dt} &= U_{1BC} - R_s \cdot i_{1BC}; \\
\frac{d\Psi_{1CA}}{dt} &= U_{1CA} - R_s \cdot i_{1CA}; \\
\frac{d\Psi_{1ab}}{dt} &= -R_r \cdot i_{1ab} - (\Psi_{1bc} + \Psi_{1ca})p\omega/\sqrt{3}; \\
\frac{d\Psi_{1bc}}{dt} &= -R_r \cdot i_{1bc} - (\Psi_{1ca} + \Psi_{1ab})p\omega/\sqrt{3}; \\
\frac{d\Psi_{1ca}}{dt} &= -R_r \cdot i_{1ca} - (\Psi_{1ab} + \Psi_{1bc})p\omega/\sqrt{3}.
\end{aligned} \tag{3.10}$$

Подставляя полученные выражения для потокосцеплений (3.9) в систему уравнений (3.10) и используя принятые обозначения для линейных величин, запишем математическую модель АД в матричном виде:

$$\frac{d}{dt}[i_{1\text{Л}}] = [L_{1\text{Л}}]^{-1} \cdot \left\{ [U_{1\text{Л}}] - \langle [R] + [L_2] \frac{p\omega}{\sqrt{3}} \rangle \cdot [i_1] \right\}, \tag{3.11}$$

где $[U_{1\text{Л}}]$ – матрица напряжений; $[L_{1\text{Л}}]$, $[L_2]$ – матрицы индуктивностей:

$$[i_{1Л}] = \begin{bmatrix} i_{1A} - i_{1B} \\ i_{1B} - i_{1C} \\ i_{1C} - i_{1A} \\ i_{1a} - i_{1b} \\ i_{1b} - i_{1c} \\ i_{1c} - i_{1a} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{1AB} \\ i_{1BC} \\ i_{1CA} \\ i_{1ab} \\ i_{1bc} \\ i_{1ca} \end{bmatrix}; [U_{1Л}] = \begin{bmatrix} U_{1A} - U_{1B} \\ U_{1B} - U_{1C} \\ U_{1C} - U_{1A} \\ U_{1a} - U_{1b} \\ U_{1b} - U_{1c} \\ U_{1c} - U_{1a} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{1AB} \\ U_{1BC} \\ U_{1CA} \\ U_{1ab} \\ U_{1bc} \\ U_{1ca} \end{bmatrix};$$

$$[L_{1Л}] = \begin{bmatrix} L_s + \frac{1}{2}L_m & 0 & 0 & \frac{3}{2}L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_s + \frac{1}{2}L_m & 0 & 0 & \frac{3}{2}L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_s + \frac{1}{2}L_m & 0 & 0 & \frac{3}{2}L_m \\ \frac{3}{2}L_m & 0 & 0 & L_R + \frac{1}{2}L_m & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}L_m & 0 & 0 & L_R + \frac{1}{2}L_m & 0 \\ 0 & 0 & \frac{3}{2}L_m & 0 & 0 & L_R + \frac{1}{2}L_m \end{bmatrix};$$

Уравнение (3.11) справедливо для трехфазного симметричного случая, когда соблюдается равенство: $R_{sA} = R_{sB} = R_{sC} = R_s$. В случае обрыва фазы статора сопротивление отказавшей фазы будет равно бесконечности, равенство сопротивлений соблюдаться не будет.

С учетом нарушения схемы подключения двигателя вследствие обрыва фазы для получения решения уравнений в аварийном режиме нужно заменить матрицу сопротивлений $[R]$ на $[R_{Л}]$ и матрицу индуктивностей $[L_2]$ на $[L_{2Л}]$, тогда можно записать выражение (3.11) в виде (3.12) для вращающегося магнитного поля прямой последовательности:

$$\frac{d}{dt}[i_{1Л}] = [L_{1Л}]^{-1} \cdot \{ [U_{1Л}] - \langle [R_{Л}] + [L_{2Л}] \frac{p\omega}{\sqrt{3}} \rangle \cdot [i_1] \}, \quad (3.12)$$

где $[i_{1Л}]$ – матрица неизвестных токов (линейные токи статора и ротора); $[U_{1Л}]$ – матрица линейных напряжений; $[R_{Л}]$ – матрица линейных сопротивлений; $[L_{1Л}]$, $[L_{2Л}]$ – матрицы индуктивностей; $[L_{1Л}]^{-1}$ – обратная матрица индуктивности $[L_{1Л}]$:

$$[R_{Л}] = \begin{bmatrix} R_s & -R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & -R_s & 0 & 0 & 0 \\ -R_s & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & -R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & -R_r \\ 0 & 0 & 0 & -R_r & 0 & R_r \end{bmatrix};$$

$$[L_{2Л}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{3}{2}L_m & \frac{3}{2}L_m & -3L_m & (L_R + \frac{1}{2}L_m) & (L_R + \frac{1}{2}L_m) & -2(L_R + \frac{1}{2}L_m) \\ -3L_m & \frac{3}{2}L_m & \frac{3}{2}L_m & -2(L_R + \frac{1}{2}L_m) & (L_R + \frac{1}{2}L_m) & (L_R + \frac{1}{2}L_m) \\ \frac{3}{2}L_m & -3L_m & \frac{3}{2}L_m & (L_R + \frac{1}{2}L_m) & -2(L_R + \frac{1}{2}L_m) & (L_R + \frac{1}{2}L_m) \end{bmatrix}.$$

Запись системы уравнений в матричном виде для магнитного поля обратной последовательности аналогична (3.12) с учетом замены индексов тока и напряжений с «1» на «2»:

$$\frac{d}{dt} [i_{2Л}] = [L_{1Л}]^{-1} \cdot \{ [U_{2Л}] - \langle [R_{Л}] + [L_{2Л}] \frac{p\omega}{\sqrt{3}} \rangle \cdot [i_2] \}, \quad (3.13)$$

где $[i_{2Л}]$ – матрица неизвестных токов (линейные токи статора и ротора); $[U_{2Л}]$ – матрица линейных напряжений:

$$[i_{2Л}] = \begin{bmatrix} i_{2A} - i_{2B} \\ i_{2B} - i_{2C} \\ i_{2C} - i_{2A} \\ i_{2a} - i_{2b} \\ i_{2b} - i_{2c} \\ i_{2c} - i_{2a} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{2AB} \\ i_{2BC} \\ i_{2CA} \\ i_{2ab} \\ i_{2bc} \\ i_{2ca} \end{bmatrix}; [U_{2Л}] = \begin{bmatrix} U_{2A} - U_{2B} \\ U_{2B} - U_{2C} \\ U_{2C} - U_{2A} \\ U_{2a} - U_{2b} \\ U_{2b} - U_{2c} \\ U_{2c} - U_{2a} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{2AB} \\ U_{2BC} \\ U_{2CA} \\ U_{2ab} \\ U_{2bc} \\ U_{2ca} \end{bmatrix};$$

Для задания отказа типа «обрыв фазы» статора необходимо в выражения (3.12) и (3.13) для уравнений поля прямой последовательности ввести матрицу $[M_{ОЛ}]$ отказов, позволяющую переходить в аварийный двухфазный режим работы двигателя:

$$[M_{ОЛ}] = \begin{bmatrix} \bar{a} & \bar{b} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \bar{b} & \bar{c} & 0 & 0 & 0 \\ \bar{a} & 0 & \bar{c} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.14)$$

При этом нулевому состоянию битов $\bar{a}, \bar{b}, \bar{c}$ отказов ЭП будет соответствовать номинальный трехфазный режим работы, а единичному – обрыв соответствующей фазы обмотки статора двигателя.

Тогда выражение матрицы активных сопротивлений примет следующий вид:

$$[R_{МЛ}] = ([1] + k_{\infty} [M_{ОЛ}]) \cdot [R_{Л}]. \quad (3.15)$$

Матричные уравнения в нормальной форме Коши трехфазного АД для схемы подключения двигателя со связанными фазами и вращающимися магнитными полями прямой последовательности и обратной последовательности принимают вид:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} [i_{1л}] &= [L_{1л}]^{-1} \cdot \left([U_{1л}] - \langle [R_{мл}] + [L_{2л}] \frac{p\omega}{\sqrt{3}} \rangle \cdot [i_1] \right); \\ \frac{d}{dt} [i_{2л}] &= [L_{1л}]^{-1} \cdot \left([U_{1л}] - \langle [R_{мл}] + [L_{2л}] \frac{p\omega}{\sqrt{3}} \rangle \cdot [i_2] \right). \end{aligned} \quad (3.16)$$

На основе (3.16) может быть записана математическая модель для схемы со связанными фазами двигателя, при этом уравнения моментов и уравнение движения не отличаются от модели АД с развязанными фазами (3.8).

Математическая модель для описания переходных процессов в аварийном неполнофазном режиме работы трехфазного АД для схемы включения со связанными фазами двигателя:

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d}{dt} [i_{1л}] &= [L_{1л}]^{-1} \cdot \left([U_{1л}] - \langle [R_{мл}] + [L_{2л}] \frac{p\omega}{\sqrt{3}} \rangle \cdot [i_1] \right); \\ \frac{d}{dt} [i_{2л}] &= [L_{1л}]^{-1} \cdot \left([U_{1л}] - \langle [R_{мл}] + [L_{2л}] \frac{p\omega}{\sqrt{3}} \rangle \cdot [i_2] \right); \\ [R_{мл}] &= ([1] + k_{\infty} [M_{ол}]) \cdot [R_{л}]; \\ T_{\Pi} &= t_2 - t_1; \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{1}{J} (M_1 - M_2 - M_c); \\ M_1 &= p \frac{\sqrt{3}}{2} L_m [(i_{A1} i_{c1} + i_{B1} i_{a1} + i_{c1} i_{b1}) - (i_{A1} i_{b1} + i_{B1} i_{c1} + i_{c1} i_{a1})]; \\ M_2 &= p \frac{\sqrt{3}}{2} L_m [(i_{A2} i_{c2} + i_{B2} i_{a2} + i_{c2} i_{b2}) - (i_{A2} i_{b2} + i_{B2} i_{c2} + i_{c2} i_{a2})]. \end{aligned} \right. \quad (3.17)$$

На основе уравнений (3.8) и (3.17) можно записать совмещенную математическую модель для схем подключения как с развязанными, так и со связанными фазами.

Математическая модель для описания переходных процессов в аварийных неполнофазных режимах работы трехфазного АД со связанными и

развязанными фазами [13, 16, 18]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} (z \cdot [i_{1Л}] + \bar{z} \cdot [i_1]) = (z \cdot [L_{1Л}]^{-1} + \bar{z} \cdot [L_1]^{-1}) \times \\ \times \left\{ (z \cdot [U_{1Л}] + \bar{z} \cdot [U_1]) - \left[(z \cdot [R_{МЛ}] + \bar{z} \cdot [R_M]) + (z \cdot [L_{2Л}] + \bar{z} \cdot [L_2]) \frac{p\omega}{\sqrt{3}} \right] \cdot [i_1] \right\}; \\ \frac{d}{dt} (z \cdot [i_{2Л}] + \bar{z} \cdot [i_2]) = (z \cdot [L_{1Л}]^{-1} + \bar{z} \cdot [L_1]^{-1}) \times \\ \times \left\{ (z \cdot [U_{2Л}] + \bar{z} \cdot [U_2]) - \left[(z \cdot [R_{МЛ}] + \bar{z} \cdot [R_M]) + (z \cdot [L_{2Л}] + \bar{z} \cdot [L_2]) \frac{p\omega}{\sqrt{3}} \right] \cdot [i_2] \right\}; \\ [R_M] = ([1] + k_\infty [M_O]) \cdot [R]; \\ [R_{МЛ}] = ([1] + k_\infty [M_{ОЛ}]) \cdot [R_L]; \\ T_{\Pi} = t_2 - t_1; \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} (M_1 - M_2 - M_c); \\ M_1 = p \frac{\sqrt{3}}{2} L_m [(i_{A1} i_{c1} + i_{B1} i_{a1} + i_{C1} i_{b1}) - (i_{A1} i_{b1} + i_{B1} i_{c1} + i_{C1} i_{a1})]; \\ M_2 = p \frac{\sqrt{3}}{2} L_m [(i_{A2} i_{c2} + i_{B2} i_{a2} + i_{C2} i_{b2}) - (i_{A2} i_{b2} + i_{B2} i_{c2} + i_{C2} i_{a2})]. \end{array} \right. \quad (3.18)$$

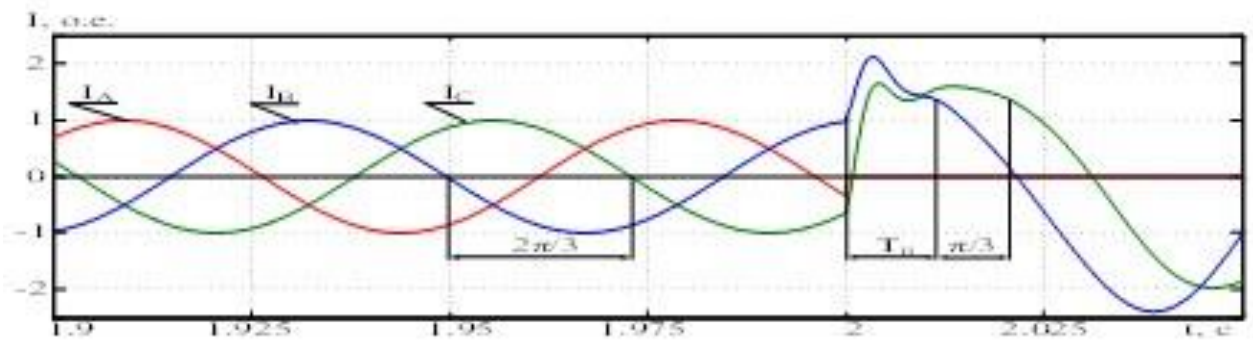
Данная модель позволяет рассмотреть аварийное отключение фазы трехфазного двигателя для следующих режимов: работа с эллиптическим полем и схемой со связанными фазами, $z = 1$; работа с эллиптическим полем и схемой с развязанными фазами, $z = 0$; работа с круговым вращающимся полем за счет алгоритмического восстановления работоспособности.

Применение совмещенной модели (3.18) необходимо, например, при моделировании технических решений содержащих ключ переменного тока, для подключения нулевого вывода трехфазного двигателя к средней точке источника питания преобразователя частоты или при подключении резервного полумоста в аварийном электроприводе, преобразователь частоты которого выполнен по схеме со связанными фазами.

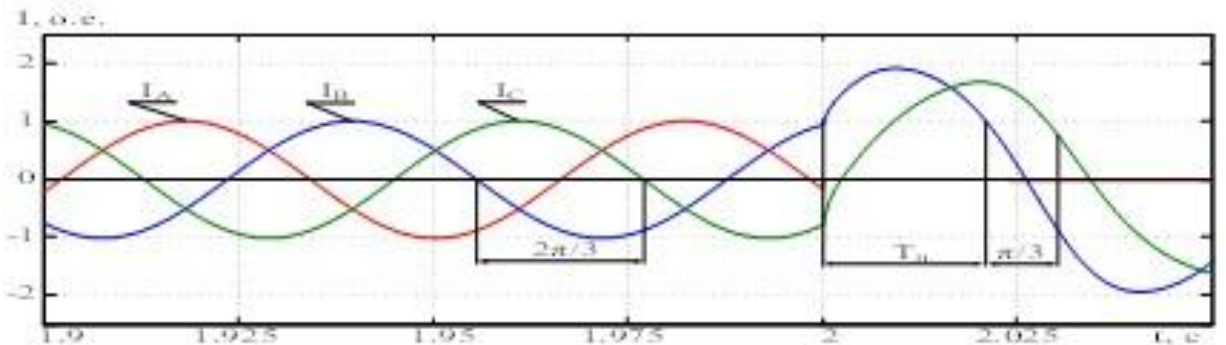
В случае мониторинга состояния АД с фазным ротором (машин двойного питания), выявления битов отказов ротора и их дополнение в матрицу $[M_{ОЛ}]$ модели (3.17) и (3.18) применимы и при исследовании аварийных и неполнофазных режимов работы такой электрической машины.

На рис. 3.3, а, б приведены временные диаграммы результатов моделирования аварийного отключения фазы АД при векторном и скалярном управлении и показан процесс формирования интервала T_{Π} времени переключения струк-

туры при равенстве фазовых сдвигов векторов тока на угол $\pi/3$. Из сравнения диаграмм можно сделать вывод - после аварийного отключения фазы двигателя различается длительность T_{Π} переключения структуры для скалярного и векторного управления электроприводом. При скалярном управлении длительность T_{Π} составляет 8,2 мс, при векторном – не превышает 4,6 мс. Окончание процесса переключения структуры электропривода определяется по условию смещения векторов МДС, формируемых фазными токами, с величины $2\pi/3$ в трехфазном режиме до величины $\pi/3$ в двухфазном режиме [26].



а



б

Рис. 3.3. Временные диаграммы переходных процессов АД при аварийном отключении фазы для векторного – а и скалярного – б управления.

3.3. Математическая модель вентильного электропривода в аварийных и неполнофазных режимах работы

Разработка математической модели ВД для схемы подключения с развязанными фазами (с отдельным протеканием фазных токов) выполнена в два этапа.

На первом этапе на основе статической модели расчета суммарных активной и реактивной мощностей ВД определены параметры определяющие максимум момента ВД в аварийном двухфазном режиме работы.

На втором этапе разработана система уравнений математической модели для описания переходных процессов в неполнофазном аварийном режиме работы трехфазного ВД для схемы подключения с развязанными фазами.

При разработке математической модели приняты следующие допущения: магнитная цепь двигателя принимается ненасыщенной; потери в стали и механические потери пренебрежимо малы; распределение МДС и индукции синусоидальное; высшие гармоники отсутствуют, воздушный зазор равномерен.

В трехфазном режиме ВД электромагнитный момент максимален при максимуме активной мощности для углов нагрузки $\theta = \theta_A = \theta_B = \theta_C = \pi/2$.

Для двухфазного режима ВД углы θ_A и θ_C не равны (отказ фазы «В»), так как не равны по амплитуде (в общем случае) векторы фазных напряжений \vec{U}_A , \vec{U}_C и фазовые сдвиги углов φ_A и φ_C имеют разные знаки относительно векторов тока. Поэтому нецелесообразно осуществлять управление ВД в неполнофазном режиме на основе углов θ_A и θ_C как параметров, определяющих максимум момента [27].

Выбор и оптимизация значения угла нагрузки в аварийном двухфазном режиме может быть выполнен на основе статической модели расчета суммарных активной и реактивной мощностей ВД [27]:

$$\left\{ \begin{array}{l} U_A = I_{AM} \sin(\omega t + \pi + \psi_A) r + I_{AM} \sin\left(\omega t + \frac{3\pi}{2} + \psi_A\right) (L_A + L_S)\omega + \\ + \text{sign}(\varphi_C) I_{CM} \sin\left(\omega t + \frac{5\pi}{6} + \psi_A\right) \omega L_M + E_{AM} \sin(\omega t + \pi); \\ U_C = I_{CM} \sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3} + \psi_A\right) r + I_{CM} \sin\left(\omega t + \frac{11\pi}{6} + \psi_A\right) (L_A + L_S)\omega + \\ + \text{sign}(\varphi_A) I_{AM} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2} + \psi_A\right) \omega L_M + \sin\left(\omega t + \frac{5\pi}{3}\right); \\ \text{sign}(\varphi) = 1, \text{ если } \varphi \geq 0; \text{ sign}(\varphi) = -1, \text{ если } \varphi < 0; \\ P_\Sigma = \frac{1}{2} (U_{AM} I_{AM} \cos \varphi_A + U_{CM} I_{CM} \cos \varphi_C); \\ Q_\Sigma = \frac{1}{2} (I_{AM} I_{AM} \sin \varphi_A + I_{CM} I_{CM} \sin \varphi_C). \end{array} \right. \quad (3.19)$$

где I_{AM}, I_{CM} – значения амплитуд векторов фазных токов; E_{AM}, E_{CM} – значения

амплитуд векторов фазных электродвижущих сил; P_{Σ}, Q_{Σ} – соответственно суммарные активная и реактивная мощности.

В результате расчета получены следующие функциональные зависимости для СД: $P_{\Sigma}(I, \psi), P_{\Sigma}(n, \psi), Q_{\Sigma}(I, \psi), Q_{\Sigma}(n, \psi)$, представленные на рис. 3.4.

В качестве примера рассматривается трехфазный синхронный электродвигателя ДСТ-0.18 со следующими параметрами, которые используются при расчетах в уравнениях (3.19): $E_M = K_{\omega} \cdot \omega \cdot \sqrt{2}$ (В); $K_{\omega} = 0.02036$ (В·с/рад); $r = 0,6183$ (Ом); $M = 0,000227$ (Гн); $L = 0,00115$ (Гн).

Из рис. 3.4, а, б следует, что угол ψ можно сопоставить с углом θ по форме зависимости и диапазону изменения угла π рад. Для определения допустимых значений угла ψ рассмотрим зависимость $Q_{\Sigma}(I, \psi)$ на рис. 3.4, в, г (для $n = n_{max} = 6000$ (об/мин)), зависимость $Q_{\Sigma}(n, \psi)$ – соответственно для $I = 1$ А.

При значениях угла ψ в диапазоне $\pi/6 \dots \pi/3$ рад функция $Q_{\Sigma}(I, \psi)$ пересекает нулевую плоскость. Спад активной мощности не превышает 5 % для зависимостей $P_{\Sigma}(I, \psi)$ и $P_{\Sigma}(n, \psi)$ при изменении значения угла ψ_A в диапазоне значений от $\pi/6$ рад до $\pi/4$ рад. Поэтому для аварийного двухфазного режима ВД максимум активной и минимум реактивной мощности может быть определен в функции угла ψ_A в диапазоне значений угла $\psi_A = \pi/6 \dots \pi/4$. Погрешность $\delta\psi_A$ задания угла ψ_A не превышает значений $0 \dots \pi/12$ со знаком плюс.

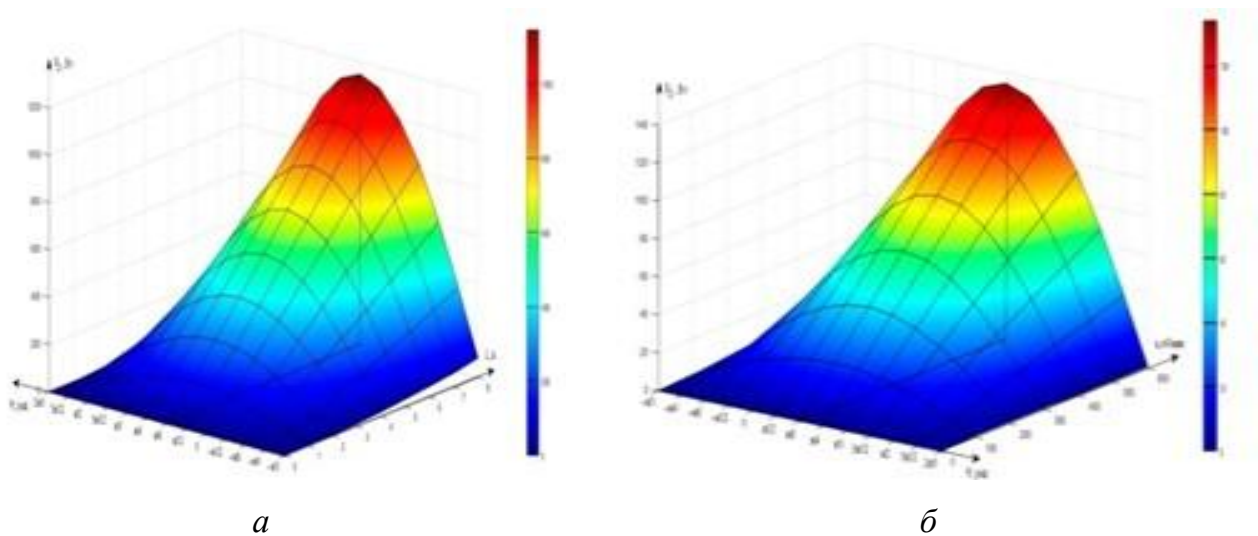


Рис. 3.4. Зависимости суммарной активной и реактивной мощности ВД в аварийном двухфазном режиме: а – $P_{\Sigma}(I, \psi)$, б – $P_{\Sigma}(n, \psi)$.

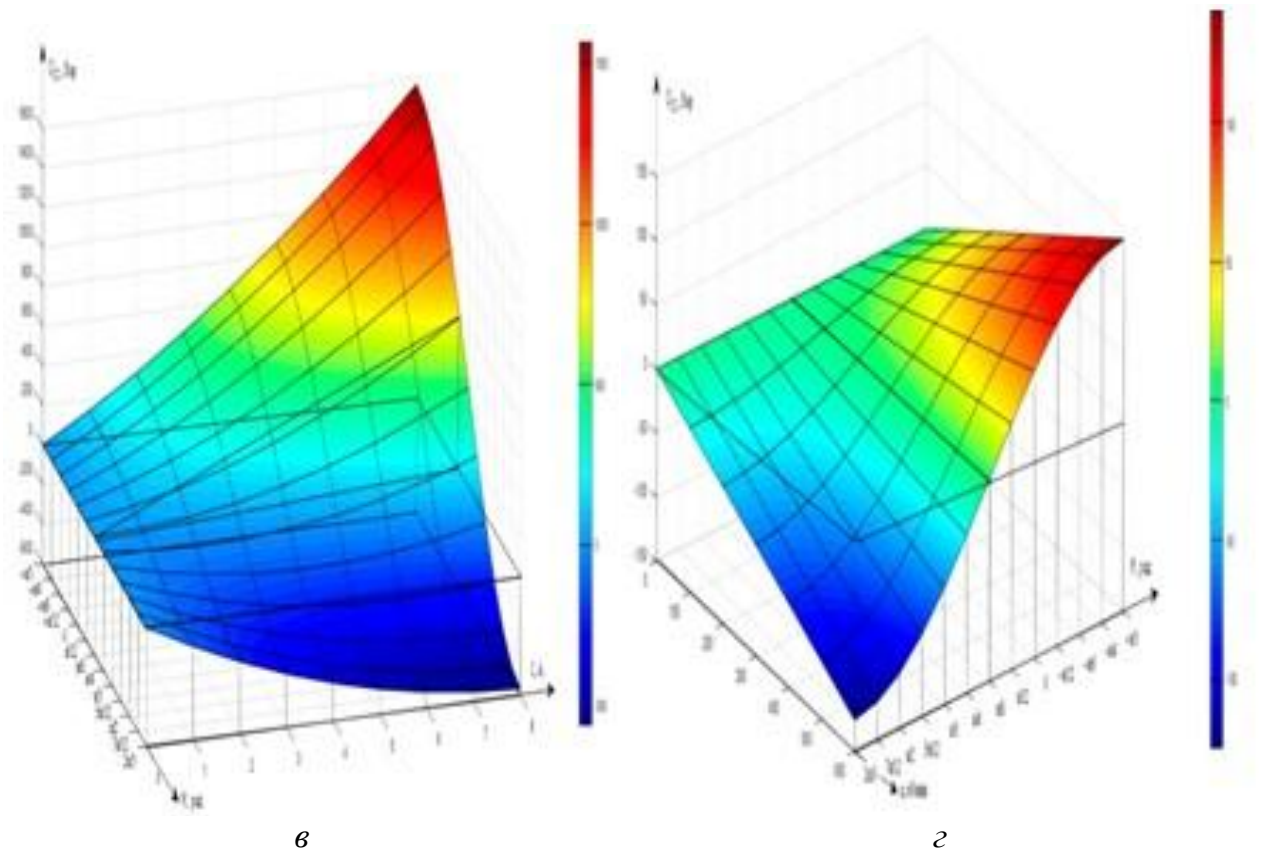


Рис. 3.4. Зависимости суммарной активной и реактивной мощности ВД в аварийном двухфазном режиме: а – $Q_{\Sigma}(I, \psi)$, б – $Q_{\Sigma}(n, \psi)$

Для описания процессов в электроприводе с ВД, подключенного по схеме с развязанными фазами двигателя, использованы уравнения равновесия напряжений в фазах, связанные с обмотками статора (система неподвижных координат a, b, c) [23].

Уравнения равновесия напряжений в фазах ВД с магнитным полем прямой последовательности записываются следующим образом:

$$\begin{bmatrix} U_{1A} \\ U_{1B} \\ U_{1C} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{1A} \\ i_{1B} \\ i_{1C} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{1A} \\ \Psi_{1B} \\ \Psi_{1C} \end{bmatrix}.$$

При этом потокосцепления двигателя определяются системой уравнений:

$$\begin{bmatrix} \Psi_{1A} \\ \Psi_{1B} \\ \Psi_{1C} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_m & L_m \\ L_m & L_s & L_m \\ L_m & L_m & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{1A} \\ i_{1B} \\ i_{1C} \end{bmatrix} + C_E \omega \begin{bmatrix} \cos \alpha \\ \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix},$$

После соответствующей подстановки уравнения равновесия напряжений в фазах ВД с учетом потокосцеплений принимают вид:

$$\begin{bmatrix} U_{1A} \\ U_{1B} \\ U_{1C} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{1A} \\ i_{1B} \\ i_{1C} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & L_m & L_m \\ L_m & L_s & L_m \\ L_m & L_m & L_s \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{1A} \\ i_{1B} \\ i_{1C} \end{bmatrix} + C_E \omega \begin{bmatrix} \cos \alpha \\ \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}.$$

В итоге, имеем модель трехфазного работоспособного ВД с магнитным полем прямой последовательности в нормальной форме Коши:

$$\frac{d[i_1]}{dt} = [L]^{-1} \cdot \{[U_1] - [R] \cdot [i_1] - C_E \omega [\cos]\}, \quad (3.20)$$

где $[\cos]$ – матрица косинусов:

$$\begin{aligned} [i_1] &= \begin{bmatrix} i_{1A} \\ i_{1B} \\ i_{1C} \end{bmatrix}; [U_1] = \begin{bmatrix} U_{1A} \\ U_{1B} \\ U_{1C} \end{bmatrix}; [R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; \\ [L] &= \begin{bmatrix} L_s & L_m & L_m \\ L_m & L_s & L_m \\ L_m & L_m & L_s \end{bmatrix}; [\cos] = \begin{bmatrix} \cos \alpha \\ \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (3.21)$$

При работоспособном трехфазном режиме работы существует круговое вращающееся поле, поэтому присутствует только составляющие электромагнитного поля прямой последовательности в соответствии с уравнением (3.20). Действие поля обратной последовательности проявляется на ограниченном интервале T_{Π} , поэтому его влияние на динамические процессы можно не учитывать.

Электромагнитный момент двигателя для магнитного поля прямой M_1 последовательности может быть записан в виде:

$$M_1 = C_M \sin \theta \Psi \left\{ i_{A1} \sin \alpha + i_{B1} \sin \left(\alpha - \frac{2\pi}{3} \right) + i_{C1} \sin \left(\alpha + \frac{2\pi}{3} \right) \right\}; \quad (3.22)$$

где α – угол поворота ротора, определяемый выражением:

$$\alpha = p \int_0^t \omega dt,$$

$\theta \Psi$ – обобщенный угол нагрузки в трех/двухфазном режимах:

$$\theta \Psi = \left(\theta \bar{d} + \left(\psi_A + \frac{\pi}{3} \right) d \right),$$

θ – угол нагрузки ВД в трехфазном режиме работы; ψ_A – угол нагрузки ВД в аварийном двухфазном режиме работы; d, \bar{d} – прямое и инверсное значение би-

та отказа в ВД; $C_M = C_E$ – постоянные электромагнитного момента и противо-ЭДС.

Электромеханическое движение электропривода с активной механической нагрузкой и электромагнитным моментом (3.22) записывается уравнением:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{J} (M_1 - M_c). \quad (3.23)$$

Для имитации обрыва фазы статора в уравнения (3.20) и (3.21) равновесий напряжений в фазах ВД необходимо ввести матрицу $[M_O]$ отказов, позволяющую переходить в аварийный двухфазный режим работы:

$$[M_O] = \begin{bmatrix} \bar{a} & 0 & 0 \\ 0 & \bar{b} & 0 \\ 0 & 0 & \bar{c} \end{bmatrix}. \quad (3.24)$$

При этом единичному состоянию битов a, b, c отказов будет соответствовать номинальный трехфазный режим работы, а нулевому – обрыв соответствующей фазы обмотки статора.

Тогда выражение для матрицы активных сопротивлений двигателя примет следующий вид:

$$[R_M] = ([1] + k_\infty [M_O]) \cdot [R], \quad (3.25)$$

где $[1]$ – единичная матрица.

Математическая модель трехфазного ВД с учетом матрицы $[R_M]$ отказов для вращающегося поля прямой и обратной последовательности в нормальной форме Коши имеет вид:

$$\frac{d}{dt} [i_1] = [L]^{-1} \{ [U_1] - [R_M] [i_1] - C_E \omega [\cos] \}. \quad (3.26)$$

С учетом одновременного действия полей прямой и обратной последовательности на интервале времени $T_{\Pi} = t_2 - t_1$, когда результирующий вектор МДС поля обратной последовательности уменьшается до нуля с момента времени t_2 до момента времени t_1 , а также с учетом изменения угла нагрузки двигателя с θ в трехфазном режиме на ψ_A в аварийном двухфазном режиме, **математическая модель трехфазного ВД для схемы подключения с развязанными фазами** записывается на основе выражений (3.20–3.26) и имеет вид [23]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} [i_1] = [L]^{-1} \{ [U_1] - [R_M][i_1] - C_E \omega [\cos] \}; \\ [R_M] = ([1] + k_\infty [M_O]) \cdot [R]; \\ T_{\Pi} = t_2 - t_1; \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{J} (M_1 - M_C); \\ M_1 = C_M \sin \theta \Psi \left\{ i_{A1} \sin \alpha + i_{B1} \sin \left(\alpha - \frac{2\pi}{3} \right) + i_{C1} \sin \left(\alpha + \frac{2\pi}{3} \right) \right\}; \\ \theta \Psi = \left(\theta \bar{d} + \left(\psi_A + \frac{\pi}{3} \right) d \right); \\ \alpha_m = \int_0^t \omega dt = p \alpha. \end{array} \right. \quad (3.27)$$

3.4. Математическая модель трехфазного двухсекционного вентильно-индукторного электропривода в аварийных и неполнофазных режимах работы

При разработке математической модели трехфазного двухсекционного вентильно-индукторного электропривода приняты следующие допущения: двигатель обладает электрической и магнитной симметрией; гистерезис и вихревые токи в магнитопроводе не учитываются; активные сопротивления фаз равны; ключи силового преобразователя идеальны, запаздывание и потери отсутствуют; мощность источника питания принимается бесконечно большой в сравнении с мощностью двигателя.

На рис. 3.5. приведена схема замещения одной трехфазной секции ВИП.

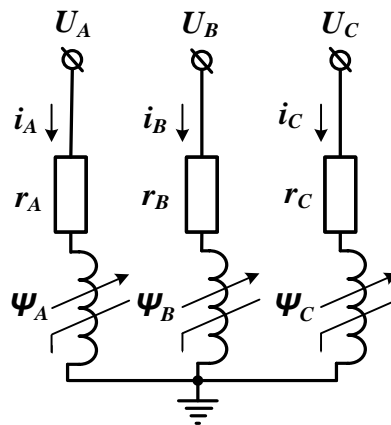


Рис. 3.5. Схема замещения трехфазной 1 секции ВИД

При данных допущениях уравнение электрического равновесия трех фаз первой секции ВИП записываются следующим образом:

$$\begin{aligned} U_{1A} &= R_s \cdot i_{1A} + \frac{d\Psi_A}{dt}; \\ U_{1B} &= R_s \cdot i_{1B} + \frac{d\Psi_B}{dt}; \\ U_{1C} &= R_s \cdot i_{1C} + \frac{d\Psi_C}{dt}, \end{aligned} \quad (3.28)$$

где U_{1A}, U_{1B}, U_{1C} – напряжения, приложенные к обмоткам фаз; i_{1A}, i_{1B}, i_{1C} – фазные токи; R_s – электрическое сопротивление фазы; $\Psi_A = \Psi(i_{1A}, \alpha_{1A})$, $\Psi_B = \Psi(i_{1B}, \alpha_{1B})$, $\Psi_C = \Psi(i_{1C}, \alpha_{1C})$ – потокосцепления фаз.

Преобразуем уравнение (3.28), представляя полную производную $\frac{d\Psi_A}{dt}$ потокосцепления для фазы "А" первой секции ВИП в виде суммы двух слагаемых с частными производными:

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_A}{dt} &= \frac{d\Psi(i_{1A}, \alpha_{1A})}{dt} = \frac{\partial\Psi(i_{1A}, \alpha_{1A})}{\partial i} \frac{di_{1A}}{dt} + \frac{\partial\Psi(i_{1A}, \alpha_{1A})}{\partial \alpha} \frac{d\alpha_{1A}}{dt} = \\ &= L_{d1A}(i_{1A}, \alpha_{1A}) \frac{di_{1A}}{dt} + K_{\omega 1A} \cdot \omega, \end{aligned}$$

где $L_{d1A}(i_{1A}, \alpha_{1A}) = \frac{\partial\Psi(i_{1A}, \alpha_{1A})}{\partial i}$ – дифференциальная индуктивность фазы; $K_{\omega 1A} = \frac{\partial\Psi(i_{1A}, \alpha_{1A})}{\partial \alpha}$ – коэффициент против-ЭДС; $\omega = \frac{d\alpha_{1A}}{dt}$ – угловая частота вращения ротора.

Запишем уравнения электрического равновесия трех фаз первой секции (3.28) и их потокосцепления в матричной форме:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} U_{1A} \\ U_{1B} \\ U_{1C} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{1A} \\ i_{1B} \\ i_{1C} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{1A} \\ \Psi_{1B} \\ \Psi_{1C} \end{bmatrix}. \\ \begin{bmatrix} \Psi_{1A} \\ \Psi_{1B} \\ \Psi_{1C} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_{1A}(i_{1A}, \alpha) & 0 & 0 \\ 0 & L_{1B}(i_{1B}, \alpha) & 0 \\ 0 & 0 & L_{1C}(i_{1C}, \alpha) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{1A} \\ i_{1B} \\ i_{1C} \end{bmatrix} + \\ &+ \omega \cdot \begin{bmatrix} K_{1A}(i_{1A}, \alpha) & 0 & 0 \\ 0 & K_{1B}(i_{1B}, \alpha) & 0 \\ 0 & 0 & K_{1C}(i_{1C}, \alpha) \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Уравнения равновесия напряжений в трех фазах первой секции в матричной форме с учетом потокосцеплений имеют вид:

$$\begin{bmatrix} U_{1A} \\ U_{1B} \\ U_{1C} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{1A} \\ i_{1B} \\ i_{1C} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{1A}(i_{1A}, \alpha) & 0 & 0 \\ 0 & L_{1B}(i_{1B}, \alpha) & 0 \\ 0 & 0 & L_{1C}(i_{1C}, \alpha) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{1A} \\ i_{1B} \\ i_{1C} \end{bmatrix} + \omega \cdot \begin{bmatrix} K_{1A}(i_{1A}, \alpha) & 0 & 0 \\ 0 & K_{1B}(i_{1B}, \alpha) & 0 \\ 0 & 0 & K_{1C}(i_{1C}, \alpha) \end{bmatrix}.$$

Математическая модель первой секции трехфазного работоспособного ВИП в нормальной форме Коши имеет вид:

$$\frac{d[i_1]}{dt} = [L_{d1}]^{-1} \{ [U_1] - [R_1][i_1] - \omega [K_{\omega 1}] \}, \quad (3.29)$$

где $[i_1]$ – матрица неизвестных токов (токи статора первой секции); $[U_1]$ – матрица напряжений первой секции; $[R_1]$ – матрица сопротивлений первой секции; $[L_{d1}]$ – прямая матрица дифференциальных индуктивностей первой секций в функции фазных токов и текущего положения ротора; $[K_{\omega 1}]$ – матрицы коэффициентов противо-ЭДС первой секций в функции фазных токов и текущего положения ротора; ω – частота вращения ротора:

$$\begin{aligned} [i_1] &= \begin{bmatrix} i_{A1} \\ i_{B1} \\ i_{C1} \end{bmatrix}; [U_1] = \begin{bmatrix} U_{A1} \\ U_{B1} \\ U_{C1} \end{bmatrix}; [R_1] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; \\ [L_{d1}] &= \begin{bmatrix} L_{1A}(i_{1A}, \alpha) & 0 & 0 \\ 0 & L_{1B}(i_{1B}, \alpha) & 0 \\ 0 & 0 & L_{1C}(i_{1C}, \alpha) \end{bmatrix}; \\ [K_{\omega 1}] &= \begin{bmatrix} K_{1A}(i_{1A}, \alpha) & 0 & 0 \\ 0 & K_{1B}(i_{1B}, \alpha) & 0 \\ 0 & 0 & K_{1C}(i_{1C}, \alpha) \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Для задания отказа «обрыв фазы» статора первой секции необходимо в уравнения равновесия напряжения в фазах (3.29) ввести матрицу $[M_{O1}]$ отказов ВИП, позволяющую имитировать неполнофазные аварийные режимы работы:

$$[M_{O1}] = \begin{bmatrix} \overline{a1} & 0 & 0 \\ 0 & \overline{b1} & 0 \\ 0 & 0 & \overline{c1} \end{bmatrix}, \quad (2.30)$$

при этом единичному состоянию битов a , b , c отказов будет соответствовать номинальный трехфазный режим работы, а нулевому – обрыв соответствующей

фазы обмотки статора.

Тогда выражение для матрицы активных сопротивлений примет следующий вид:

$$[R_{M1}] = ([1] + k_{\infty}[M_{O1}]) \cdot [R_1]. \quad (3.31)$$

Матричное уравнение равновесия напряжений в фазах первой секции трехфазного ВИП с учетом матрицы отказов $[R_{O1}]$ в нормальной форме Коши запишется следующим образом:

$$\frac{d[i_1]}{dt} = [L_{d1}]^{-1}\{[U_1] - [R_{M1}][i_1] - \omega[K_{\omega 1}]\}, \quad (3.32)$$

соответственно, для второй секции ВИП:

$$\frac{d[i_2]}{dt} = [L_{d2}]^{-1}\{[U_2] - [R_{M2}][i_2] - \omega[K_{\omega 2}]\}, \quad (3.33)$$

где $[i_2]$ – матрица неизвестных токов (токи статора второй секции); $[U_2]$ – матрица напряжений второй секции; $[R_{M2}]$ – матрица сопротивлений с учетом матрицы $[M_{O2}]$ отказов:

$$[R_{M2}] = ([1] + k_{\infty}[M_{O2}]) \cdot [R_2];$$

$[L_{d2}]$ – прямая матрица дифференциальных индуктивностей второй секций в функции фазных токов и текущего положения ротора; $[K_{\omega 2}]$ – матрицы коэффициентов противо-ЭДС второй секций в функции фазных токов и текущего положения ротора:

$$\begin{aligned} [R_2] &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; [i_2] = \begin{bmatrix} i_{A2} \\ i_{B2} \\ i_{C2} \end{bmatrix}; \\ [U_2] &= \begin{bmatrix} U_{A2} \\ U_{B2} \\ U_{C2} \end{bmatrix}; [L_{d2}] = \begin{bmatrix} L_{2A}(i_{2A}, \alpha) & 0 & 0 \\ 0 & L_{2B}(i_{2B}, \alpha) & 0 \\ 0 & 0 & L_{2C}(i_{2C}, \alpha) \end{bmatrix}; \\ [K_{\omega 2}] &= \begin{bmatrix} K_{2A}(i_{2A}, \alpha) & 0 & 0 \\ 0 & K_{2B}(i_{2B}, \alpha) & 0 \\ 0 & 0 & K(i_{2C}, \alpha) \end{bmatrix}, \\ [M_{O2}] &= \begin{bmatrix} \overline{a2} & 0 & 0 \\ 0 & \overline{b2} & 0 \\ 0 & 0 & \overline{c2} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (3.34)$$

Для случая вращающейся электрической машины, зависимость механической энергии от электромагнитического момента при изменении положения ротора фазы A первой секции записывается уравнением [236, 237]:

$$\Delta W_{1A} = M_{1A} \cdot \Delta\alpha,$$

где M_{1A} – электромагнитный момент двигателя, формируемый фазой A ; W_{1A} – механическая энергия, формируемая фазой A на интервале $\Delta\alpha$ угла поворота ротора; α – угол положения ротора в радианах.

Принимая момент на валу двигателя равным электромагнитному моменту, и полагая одновременное изменение механической энергии и магнитной коэнергии $\Delta W'_{1A}$, запишем [238]:

$$W'_{1A} = \frac{1}{2} L_{d1A}(i_{1A}, \alpha), \text{ поэтому:}$$

$$M_{1A} = \frac{\Delta W_{1A}}{\Delta\alpha} = \frac{\Delta W'_{1A}}{\Delta\alpha} = \frac{\partial L_{d1A}(i_{1A}, \alpha)}{\partial\alpha} \frac{i_{1A}^2}{2}.$$

Электромагнитные моменты фаз A , B , C первой и второй секций ВИП могут быть определены:

$$\begin{aligned} M_{1A} &= \frac{\partial L_{d1A}(i_{1A}, \alpha)}{\partial\alpha} \frac{i_{1A}^2}{2}; & M_{1B} &= \frac{\partial L_{d1B}(i_{1B}, \alpha)}{\partial\alpha} \frac{i_{1B}^2}{2}; \\ M_{1C} &= \frac{\partial L_{d1C}(i_{1C}, \alpha)}{\partial\alpha} \frac{i_{1C}^2}{2}; & M_{2A} &= \frac{\partial L_{d2A}(i_{2A}, \alpha)}{\partial\alpha} \frac{i_{2A}^2}{2}; \\ M_{2B} &= \frac{\partial L_{d2B}(i_{2B}, \alpha)}{\partial\alpha} \frac{i_{2B}^2}{2}; & M_{2C} &= \frac{\partial L_{d2C}(i_{2C}, \alpha)}{\partial\alpha} \frac{i_{2C}^2}{2}. \end{aligned} \quad (3.35)$$

С другой стороны известно выражение для мгновенного электромагнитного момента через производную потокосцепления по углу поворота ротора, которое для одной фазы может быть записано [26, 238]:

$$M_{1A} = i_{1A} \frac{\partial \Psi_{1A}(i_{1A}, \alpha)}{\partial\alpha}.$$

Обозначая $K_{\omega 1A} = \frac{\partial \Psi(i_{1A}, \alpha_{1A})}{\partial\alpha}$, данное уравнение можно представить:

$$M_{1A} = i_{1A} \cdot K_{\omega 1A}.$$

Коэффициенты противо-ЭДС и электромагнитного момента численно равны в системе СИ, что позволяет записать:

$$K_{\omega_{1A}} (\text{В} \cdot \text{с/рад}) = K_{M_{1A}} (\text{Н} \cdot \text{м/А}),$$

Тогда электромагнитные моменты фаз A , B , C первой и второй секций могут быть определены более компактно:

$$\begin{aligned} M_{1A} &= i_{1A} \cdot K_{M_{1A}}; M_{1B} = i_{1B} \cdot K_{M_{1B}}; M_{1C} = i_{1C} \cdot K_{M_{1C}}; \\ M_{2A} &= i_{2A} \cdot K_{M_{2A}}; M_{2B} = i_{2B} \cdot K_{M_{2B}}; M_{2C} = i_{2C} \cdot K_{M_{2C}}. \end{aligned} \quad (3.36)$$

Электромагнитный момент двигателя представляет собой сумму моментов формируемых независимыми фазами, поэтому суммарный момент первой секции M_1 трехфазного ВИП:

$$M_1 = M_{1A}(i_{1A}, \alpha) + M_{1B}(i_{1B}, \alpha) + M_{1C}(i_{1C}, \alpha), \quad (3.37)$$

где $M_{1A}(i_{1A}, \alpha)$, $M_{1B}(i_{1B}, \alpha)$, $M_{1C}(i_{1C}, \alpha)$ – моменты, развиваемые фазами A , B , C – первой секции.

Суммарный электромагнитный момент второй секции трехфазного ВИП:

$$M_2 = M_{2A}(i_{2A}, \alpha) + M_{2B}(i_{2B}, \alpha) + M_{2C}(i_{2C}, \alpha), \quad (3.38)$$

где $M_{2A}(i_{2A}, \alpha)$, $M_{2B}(i_{2B}, \alpha)$, $M_{2C}(i_{2C}, \alpha)$ – моменты, развиваемые фазами A , B , C второй секции.

При этом уравнение движения электропривода можно записать следующим образом:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p_{\text{ВИП}}}{J} (M_1 + M_2 - M_c), \quad (3.39)$$

где $p_{\text{ВИП}}$ – число полюсов ротора ВИП; M_1 , M_2 – электромагнитный моменты первой и второй секций ВИП.

Математическая модель двухсекционного трехфазного ВИП в неполнофазном аварийном режиме записывается системой уравнений (3.40) на основе уравнений (3.30)–(3.39) [25].

Где ω_s – частота вращения поля статора ВИП; α_m , α – механический и электрический углы ДПР двигателя; $k_{\text{ВИП}}$ – коэффициент режима коммутации ВИП, $k_{\text{ВИП}} = 1$ – симметричная одиночная коммутация, $k_{\text{ВИП}} = 2$ – симметричная парная коммутация, $k_{\text{ВИП}} = 1,5$ – несимметричная коммутация.

$$\left\{ \begin{array}{l}
\frac{d[i_1]}{dt} = [L_{d1}]^{-1} \{ [U_1] - [i_1][R_{M1}] - \omega[K_{\omega 1}] \}; \\
\frac{d[i_2]}{dt} = [L_{d2}]^{-1} \{ [U_2] - [i_2][R_{M2}] - \omega[K_{\omega 2}] \}; \\
[R_{M1}] = ([1] + k_{\infty}[M_{O1}])[R_1]; \\
[R_{M2}] = ([1] + k_{\infty}[M_{O2}])[R_2]; \\
T_{II} = t_2 - t_1; \\
\frac{d\omega}{dt} = \frac{p_{\text{ВИП}}}{J} (M_1 + M_2 - M_c); \\
M_1 = M_{A1}(i_{A1}, \alpha) + M_{B1}(i_{B1}, \alpha) + M_{C1}(i_{C1}, \alpha); \\
M_2 = M_{A2}(i_{A2}, \alpha) + M_{B2}(i_{B2}, \alpha) + M_{C2}(i_{C2}, \alpha); \\
\alpha_m = p_{\text{ВИП}} \int_0^t \omega dt = p_{\text{ВИП}} \alpha; \\
\omega = k_{\text{ВИП}} \frac{\omega_{\text{э}}}{p_{\text{ВИП}}},
\end{array} \right. \quad (3.40)$$

3.5. Имитационные модели электроприводов переменного тока в аварийных и неполнофазных режимах работы

Рассмотрим построение имитационных моделей АЭП и ВИП, использующие, в том числе, их математические модели.

3.5.1. Имитационная модель асинхронного электропривода

Трёхфазное питающее напряжение для электродвигателя формируется силовым ПЧ, каждый канал которого может быть представлен передаточной функцией:

$$W_{\text{ПЧ}}(p) = \frac{k_{\text{ПЧ}}}{p \cdot T_{\text{ПЧ}} + 1},$$

где p – операция дифференцирования ($p = d/dt$); $k_{\text{ПЧ}}$, $T_{\text{ПЧ}}$ – коэффициент передачи и постоянная времени силового преобразователя частоты.

Используя матрицу состояний ПЧ можно записать выражение для формирования напряжения питания электродвигателя:

$$[U] = \frac{k_{\text{ПЧ}}}{p \cdot T_{\text{ПЧ}} + 1} \cdot [U_{\text{зад}}], \quad (3.41)$$

где $[U_{\text{зад}}]$ – матрица управляющих сигналов, поступающих с выхода регулятора тока, имеет вид:

$$[U_{\text{зад}}] = [U_{\text{зА}} U_{\text{зВ}} U_{\text{зС}} 0 0 0]^{-1}.$$

С учетом выражения (3.41) структура математической модели отказоустойчивого асинхронного электропривода с учетом аварийных и неполнофазных режимов работы представлена на рис. 3.6.

Созданная имитационная модель позволяет формировать аварийные режимы ЭПТ, представленные функционалом:

$$X = X(A_M, [M_O], A_v, s_r, z, T_{\Pi}, M_1, M_2, \Delta M, \Delta \omega),$$

для заданного управляющего воздействия ω_3 , возмущающего воздействия M_c и выходных $m = m(\omega, M_1, M_2, I, \Delta \omega, \Delta M, s_r)$ координат электропривода с учетом влияния эллиптического магнитного поля в неполнофазных режимах работы.

При этом учитывается разложение магнитного поля на составляющие прямой и обратной последовательностей, обеспечивается непрерывный мониторинг состояния A_M модели, формируются матрицы $[M_O]$ отказов ЭП с обеспечением возможности работы по двум схемам: со связанными ($z = 1$) и развязанными ($z = 0$) фазами двигателя и реализацией алгоритмов A_v восстановления работоспособности электропривода.

Имитационная модель отказоустойчивого электропривода разработана в среде Matlab Simulink с использованием его математической модели. Структурная схема (рис. 3.7) имитационной модели содержит блоки: асинхронного двигателя, силового преобразователя частоты, системы управления, включающего блоки мониторинга отказов и регуляторов. Также, структура имитационной модели содержит блоки управляющего и возмущающего воздействий, блок измерений.

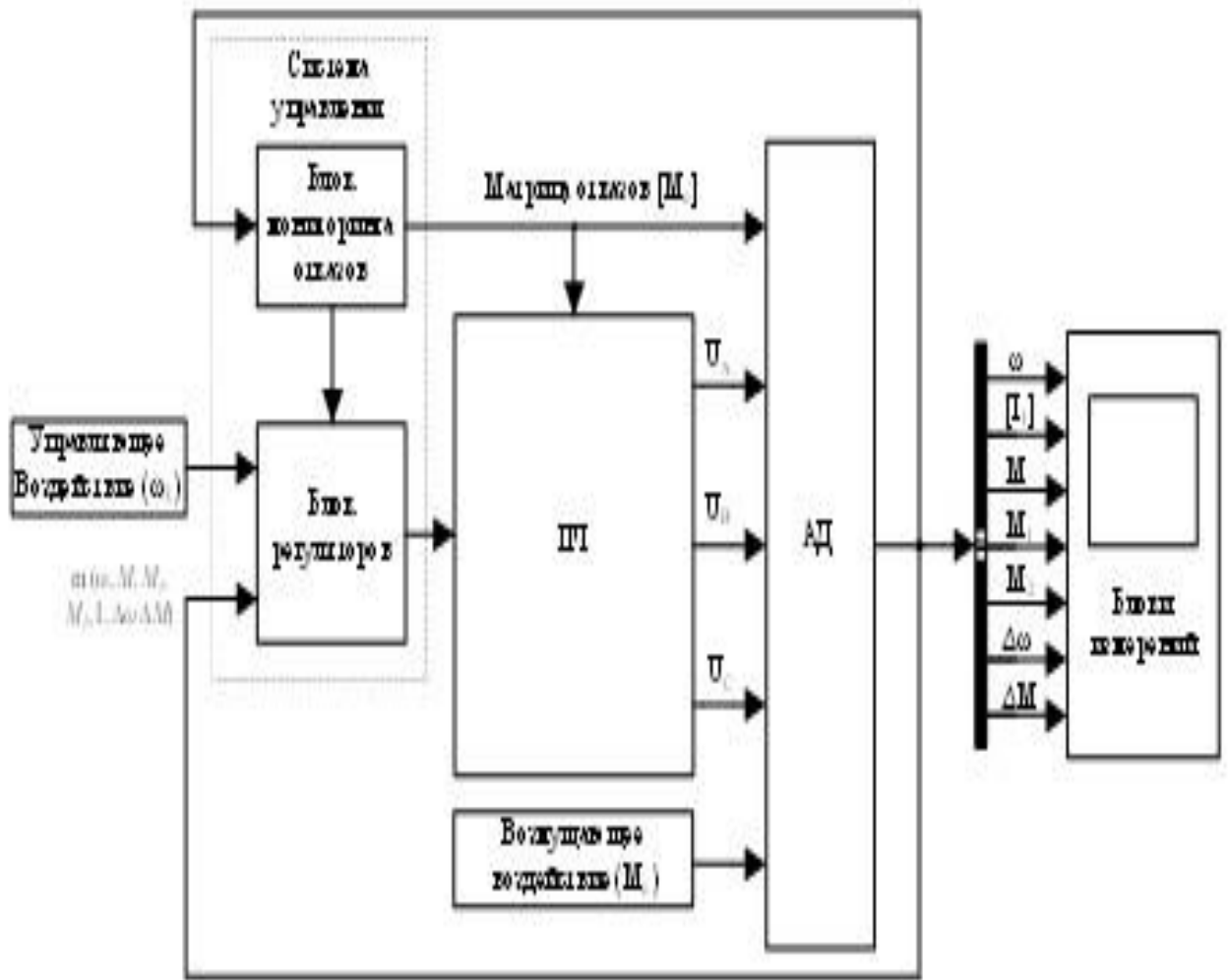


Рис. 3.7. Структурная схема имитационной модели отказоустойчивого асинхронного электропривода в среде MatlabSimulink

Полученные значения тока, эквивалентного электромагнитного момента и частоты вращения поступают на измерительный выход m .

На рис. 3.8 представлена схема имитационной модели АД в среде MatlabSimulink. В блоке преобразования напряжения формируются напряжения прямой и обратной последовательности в зависимости от режима работы и величины скольжения. Эти напряжения поступают на блоки формирования моментов прямой и обратной последовательности.

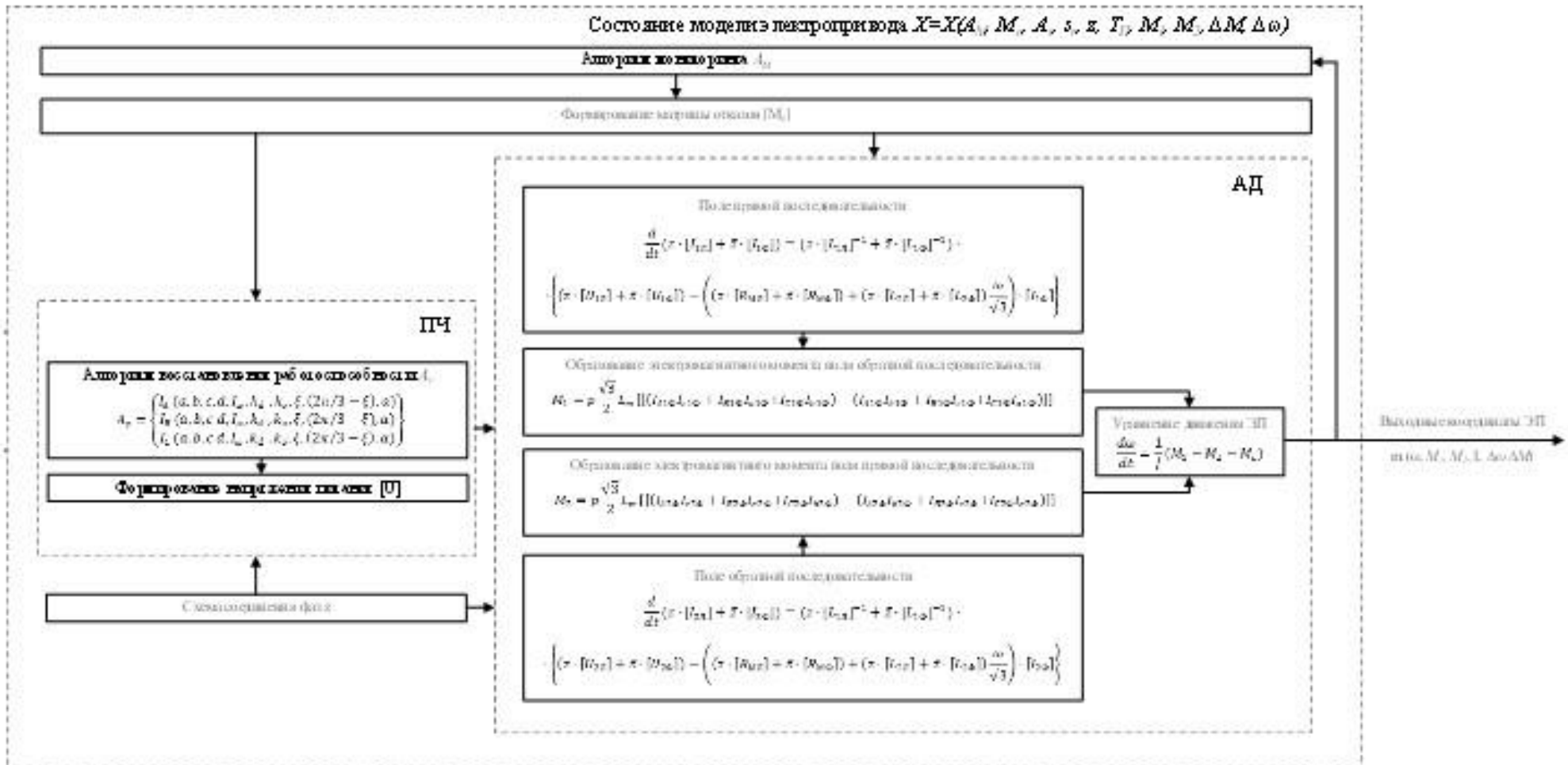


Рис. 3.6. Структура математической модели отказоустойчивого асинхронного электропривода

С учетом влияния моментов прямой M_1 и обратной M_1 последовательности происходит расчет частоты вращения электродвигателя ω на основе уравнения движения электропривода рис. 3.9, а с учетом момента сопротивления M_c .

Расчет напряжений прямой и обратной последовательности $[U_1], [U_2]$ осуществляется на основе зависимости амплитуды напряжений U_A, U_B, U_C от величины скольжения s . Схема блока формирования напряжений прямой и обратной последовательности $[U_1], [U_2]$ представлена на рис. 3.9, б.

Блок регуляторов в зависимости от выбранной системы управления электроприводом реализует одну из следующих схем (рис. 3.10 – векторное управление, рис. 3.11 – скалярное управление).

На рис. 3.12 представлена схема блока формирования момента прямой последовательности АД, блок расчета момента обратной последовательности имеет аналогичный вид.

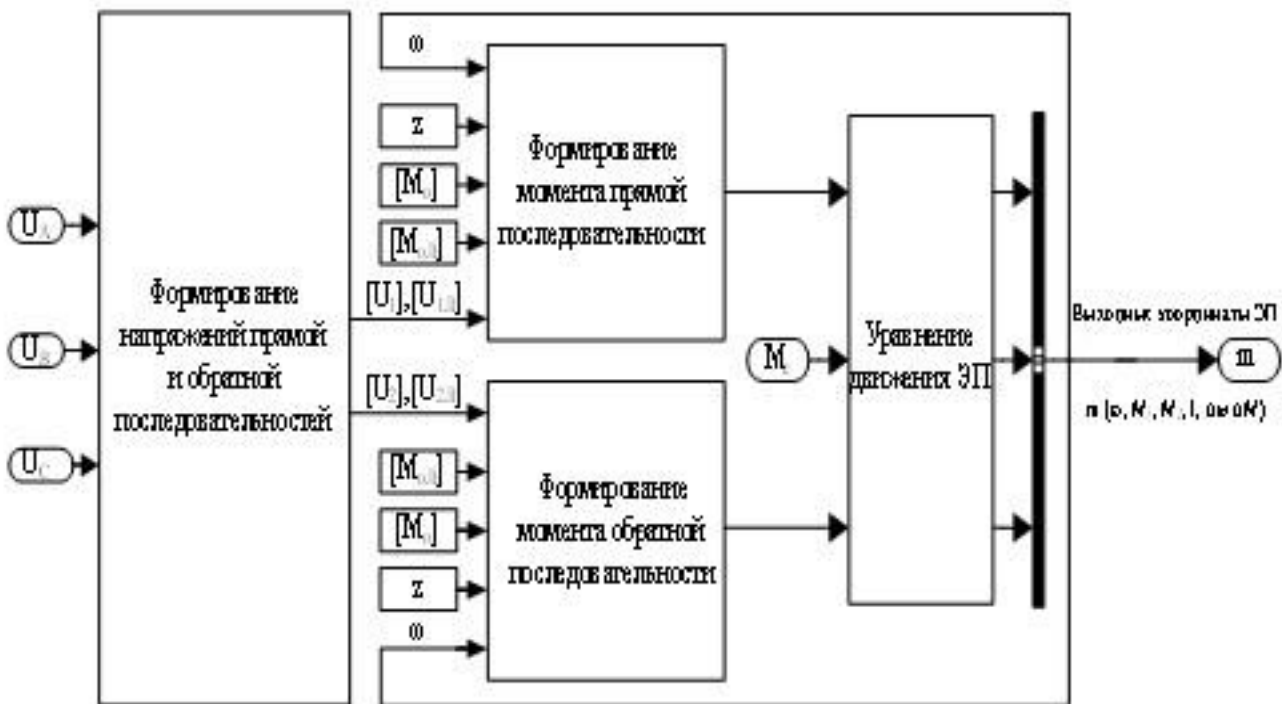


Рис. 3.8. Схема имитационной модели АД в среде Matlab Simulink

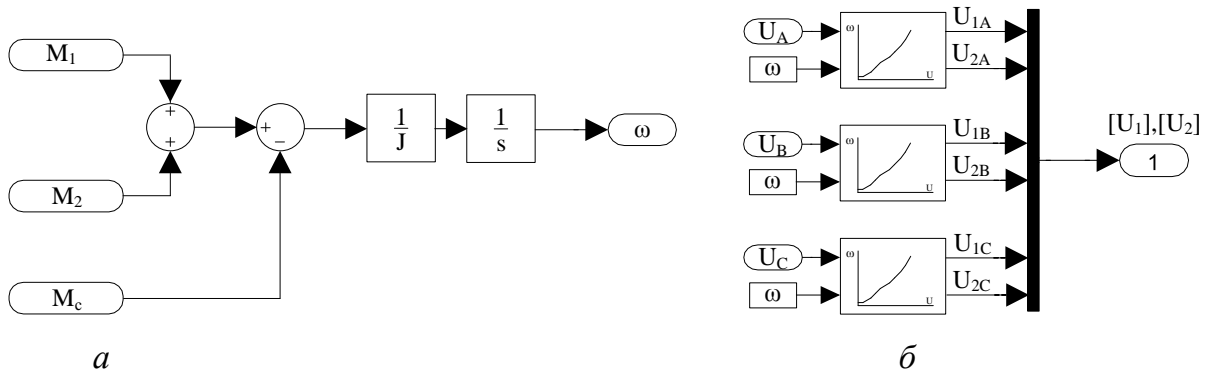


Рис. 3.9. Схемы блоков: а – уравнения движения ЭП; б – формирования напряжений прямой и обратной последовательности АД

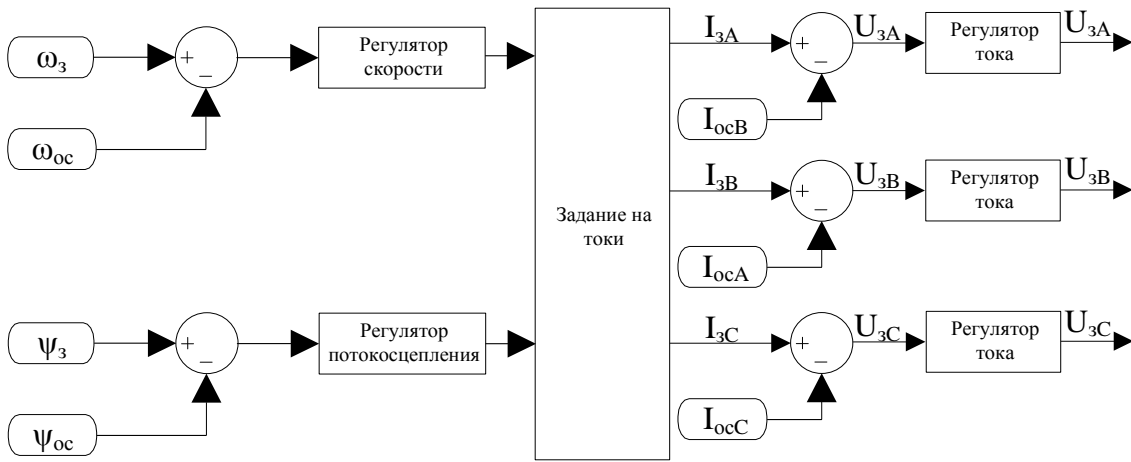


Рис. 3.10. Блок регуляторов для векторной системы управления

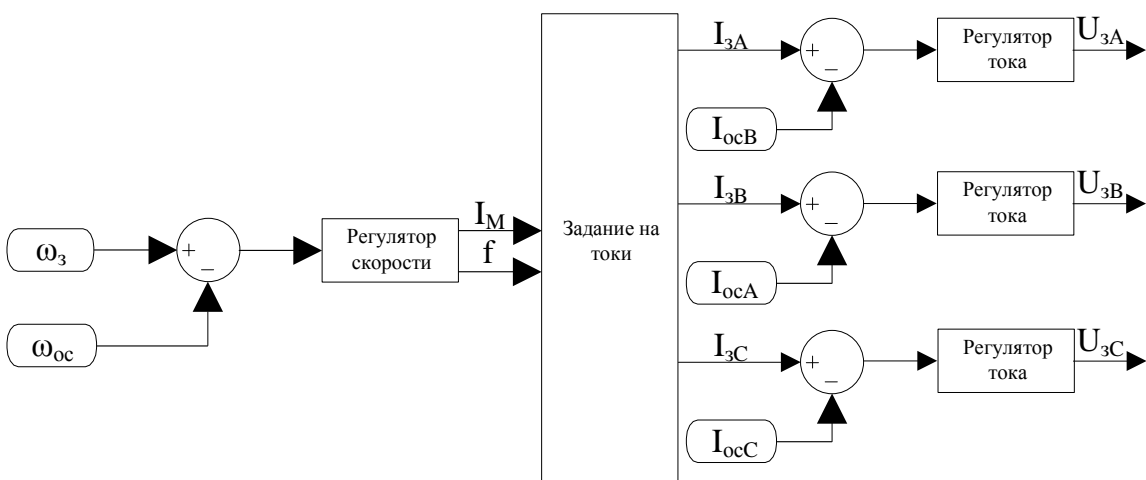


Рис. 3.11. Блок регуляторов для скалярной системы управления

3.5.2. Имитационная модель отказоустойчивого вентильно-индукторного электропривода

Имитационные модели отказоустойчивого вентильно-индукторного электропривода разработаны для одно- и двухсекционного трехфазного двигателя. Структура математической модели отказоустойчивого трехфазного вентильно-индукторного электропривода с учетом аварийных и неполнофазных режимов работы изображена на рис. 3.13.

Модель позволяет формировать аварийные режимы ЭПТ, представленные функционалом $X=X(A_M, [M_O], A_v, s_r, T_{II}, M_1, M_2, \Delta M, \Delta \omega, \alpha)$ для заданных управляющих воздействий ω_3, M_3 , возмущающего воздействия M_c , выходных координат ЭП $t = t(\omega, M, I, T_{II}, \alpha, s_r)$ с учетом суммарного электромагнитного момента, формируемого двумя независимыми секциями двигателя, непрерывного мониторинга состояния модели A_M . Формированием на основе мониторинга матрицы $[M_O]$ отказов и реализацией алгоритмов A_v восстановления работоспособности одно или двухсекционного трехфазного ЭП в аварийных и неполнофазных режимах работы.

3.5.2.1. Имитационная модель односекционного трехфазного вентильно-индукторного электропривода

Для проверки разработанных алгоритмов мониторинга и управления ВИП в неполнофазных и аварийных режимах работы разработана имитационная модель в среде моделирования Matlab Simulink [7, 14, 22, 239,].

За исходную модель была принята модель односекционного трехфазного ВИП с 6-ю полюсами на статоре и 4-мя полюсами на роторе. Модель компилируется командой Power_Switched Reluctance Motor в корневом окне Matlab любой версии позднее 2008b.

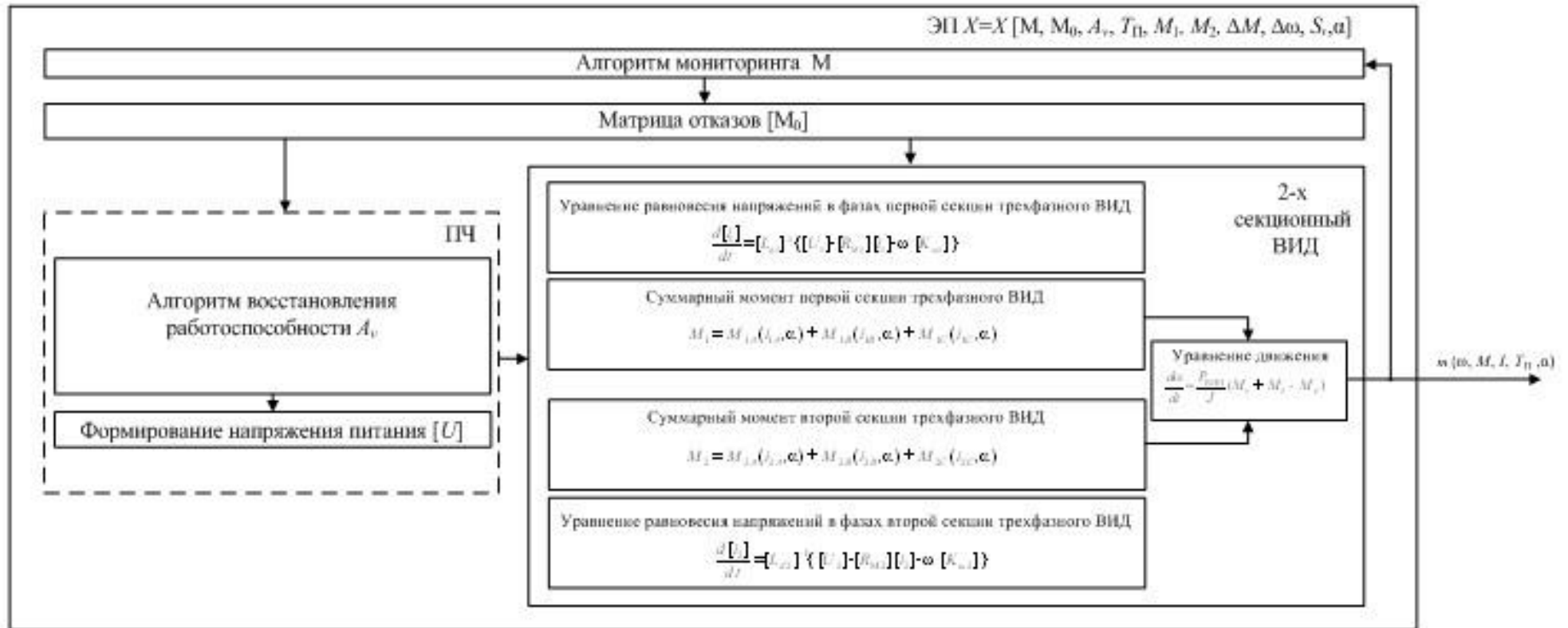


Рис. 3.13. Структура математической модели отказоустойчивого вентильно-индукторного электропривода

Для исследования вентильно-индукторного электропривода в аварийных и неполнофазных режимах работы была реализована имитационная модель с заменой релейных регуляторов тока на широтно-импульсные регуляторы [239].

При моделировании применяется метод Рунге-Кутты 4-го порядка и метод Дормана-Принса 8-го порядка с использованием в MatLab Simulink функции «ode45». Функция «ode45» предназначена для численного интегрирования систем обыкновенных дифференциальных уравнений, шаг моделирования для такого метода принят равным $t = 10^{-6}$ с.

Структурная схема имитационной модели отказоустойчивого односекционного вентильно-индукторного электропривода в среде MatlabSimulink приведена на рис.3.14, а ее основные параметры – в таблице 3.1.

Таблица 3.1

Параметр	Величина
Сопротивление обмотки статора, R_L [Ом]	0,05
Момент инерции, J [кг·м ²]	0,05
Момент трения, M_T [Н·м·с]	0,02
Начальная скорость, ω_0 [рад/с]	0
Начальное положение ротора α_0 , [рад]	0
Индуктивность в рассогласованном положении, L_1 [Гн]	$0,67 \cdot 10^{-3}$
Индуктивность в согласованном положении, L_2 [Гн]	$23,6 \cdot 10^{-3}$
Индуктивность насыщения согласованного положения, L_3 [Гн]	$0,15 \cdot 10^{-3}$
Максимальный ток, I [А]	450
Максимальное потокосцепление, Ψ [В·с]	0,486
Напряжение питания, U [В]	230
Электромагнитная постоянная времени, $T_э$ [с]	0,0323
Электромеханическая постоянная времени, $T_{мех}$ [с]	0,0323

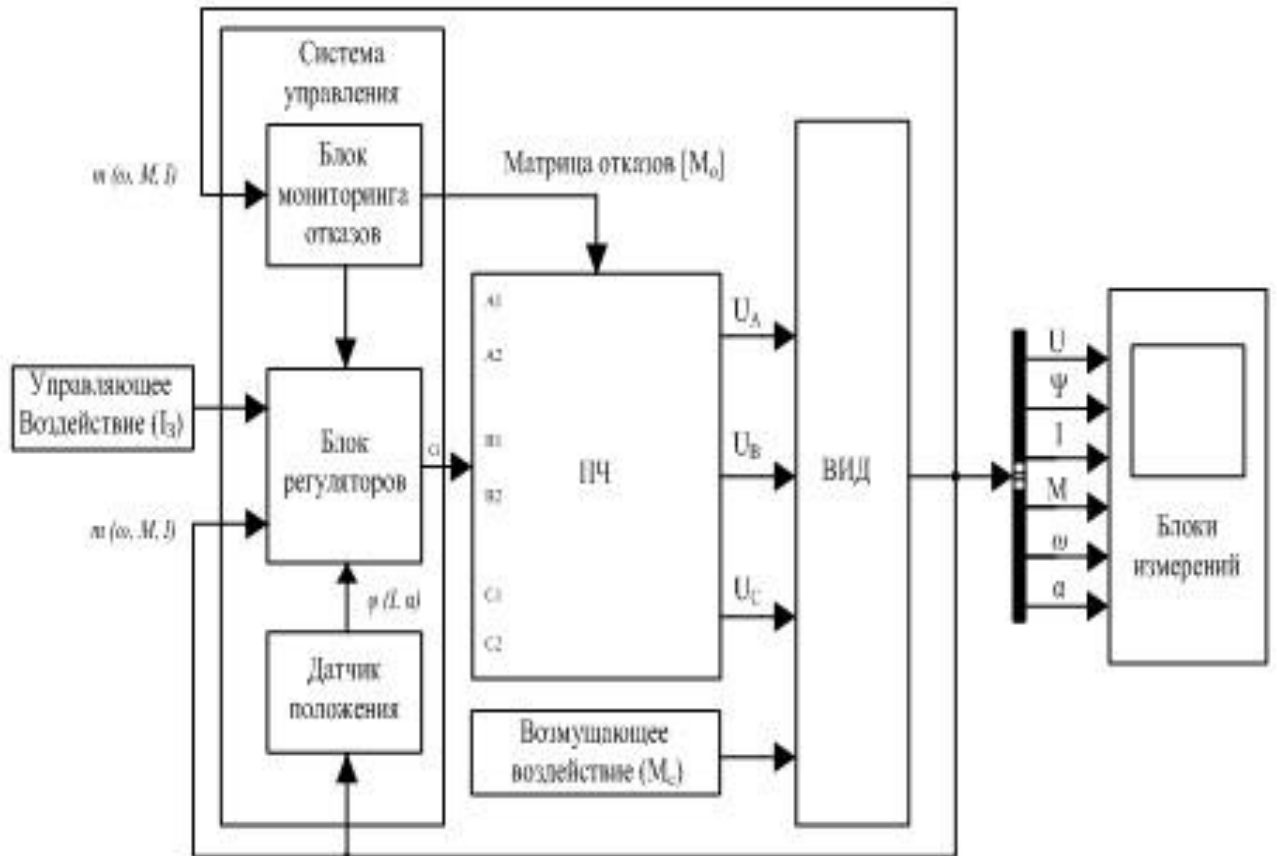


Рис. 3.14. Структурная схема имитационной модели отказоустойчивого односекционного вентильно-индукторного электропривода в среде MatlabSimulink

Имитационная модель содержит следующие блоки: ВИД, задания управляющего и возмущающего воздействий, силового преобразователя частоты, системы управления, мониторинга отказов, регуляторов, датчика положения вала двигателя и измерений.

На рис. 3.15 представлена схема блока ВИД. Данная схема является стандартным блоком, входящим в библиотеку элементов Matlab Simulink SimPower Systems / Machines / Switcher-Reluctancemotor [7, 239]. В блоке выполняется расчет частоты вращения электродвигателя на основе уравнения движения электропривода с учетом влияния момента сопротивления (рис. 3.16).

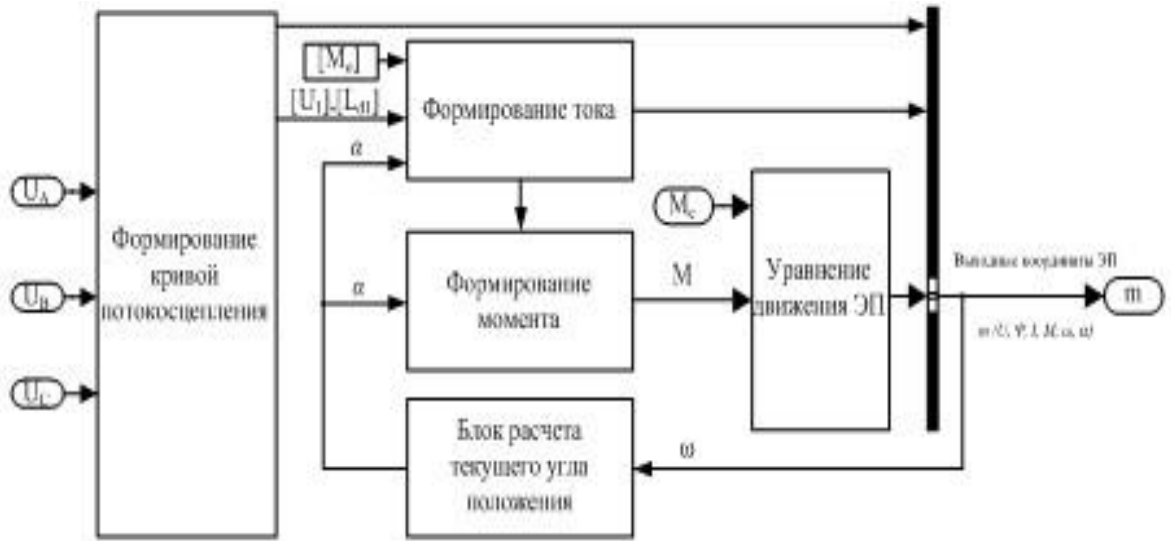


Рис. 3.15. Схема блока ВИД

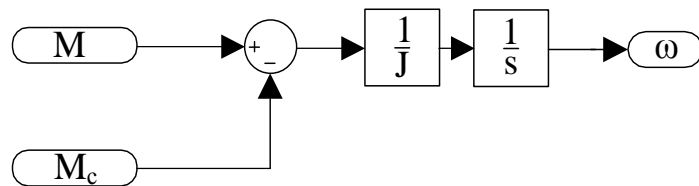


Рис. 3.16. Схема блока уравнения движения ЭП с односекционным ВИП

Схема блока системы управления имитационной модели отказоустойчивого односекционного ВИП приведена на рис. 3.17.

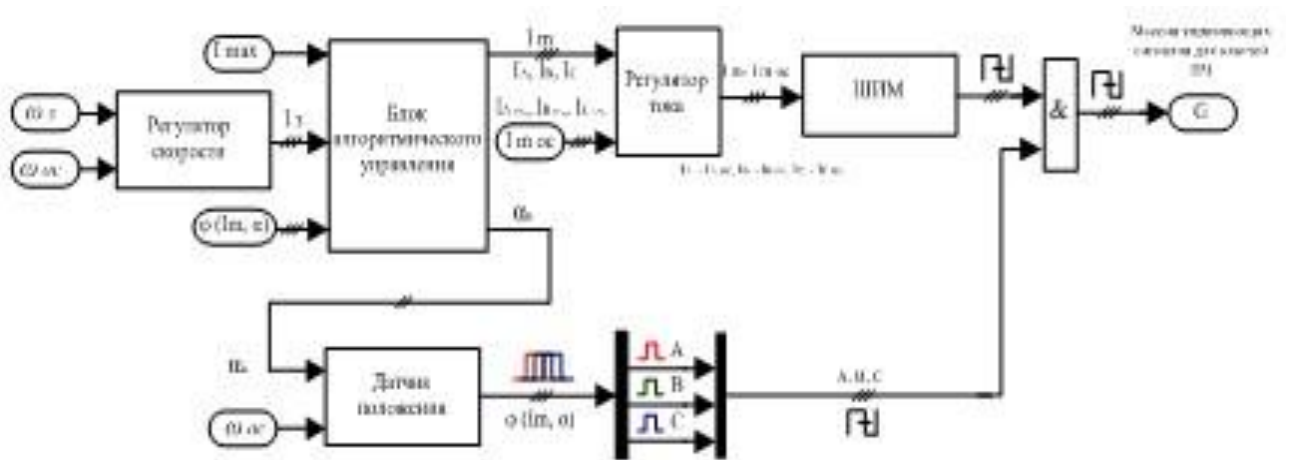


Рис. 3.17. Схема блока системы управления отказоустойчивого односекционного вентильно-индукторного электропривода

На рис. 3.18. приведена схема блока алгоритмического управления модели односекционного 3-фазного ВВП.

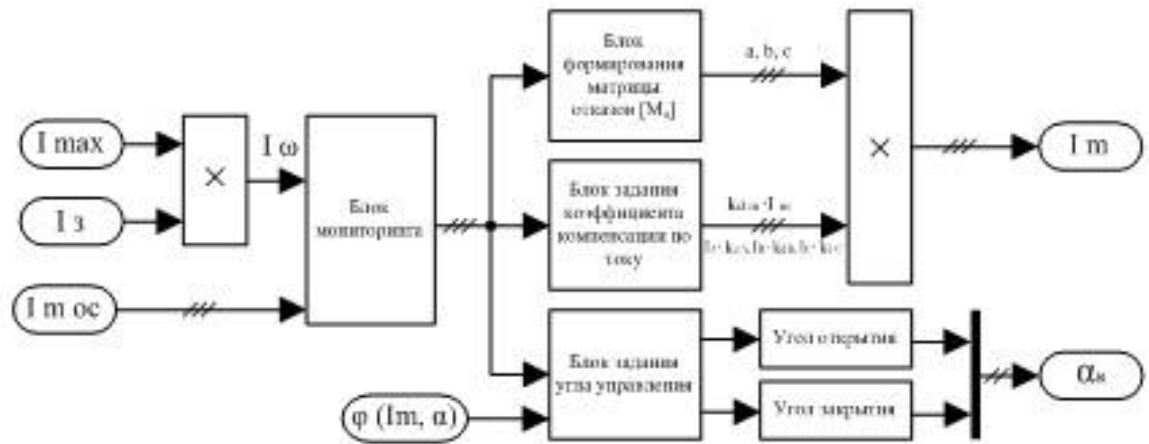


Рис. 3.18. Схема блока алгоритмического управления имитационной модели отказоустойчивого односекционного вентильно-индукторного электропривода

Работа данного блока основывается на алгоритме компенсации амплитуд фазных токов в случае отказа одной и трех фаз электродвигателя, выявленного в процессе мониторинга. Если отказ отсутствует, задания на ток формируются без изменений по выражениям (4.20). В случае появления отказа реализуется один из алгоритмов (4.21) – (4.23) восстановления за счет увеличения формируемых амплитуд фазных токов и изменения углов перекрытия фаз двигателя.

На рис. 3.19 показан блок ПИ-регулятора тока, реализованный в MatlabSimulink.

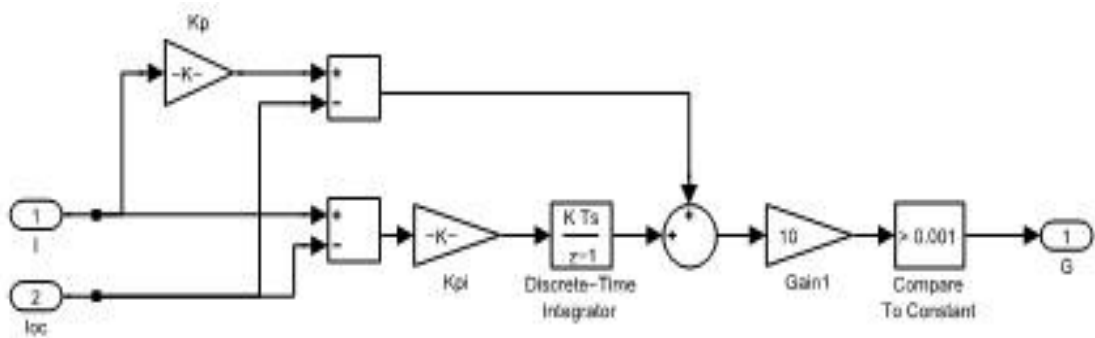


Рис. 3.19. Блок ПИ-регулятора в MatlabSimulink

В блоке ПИ-регулятора производится сравнение задающего сигнала с сигналом обратной связи по току. Разность этих сигналов преобразуется пропорциональными и интегральными звеньями регулятора. На выходе регулятора формируются дискретные сигналы для управления ключами преобразователя частоты.

Работа блока ШИМ (рис. 3.20) обеспечивает формирование в реальном времени импульсных последовательностей сигналов для преобразователя частоты.



Рис. 3.20. Схема блока ШИМ имитационной модели отказоустойчивого односекционного вентильно-индукторного электропривода

Блок датчика положения ротора использует Simulink-модель «Датчик положения» (рис.3.21) и формирует сигналы управления для трех фаз ВИД с соответствующим фазовым сдвигом.

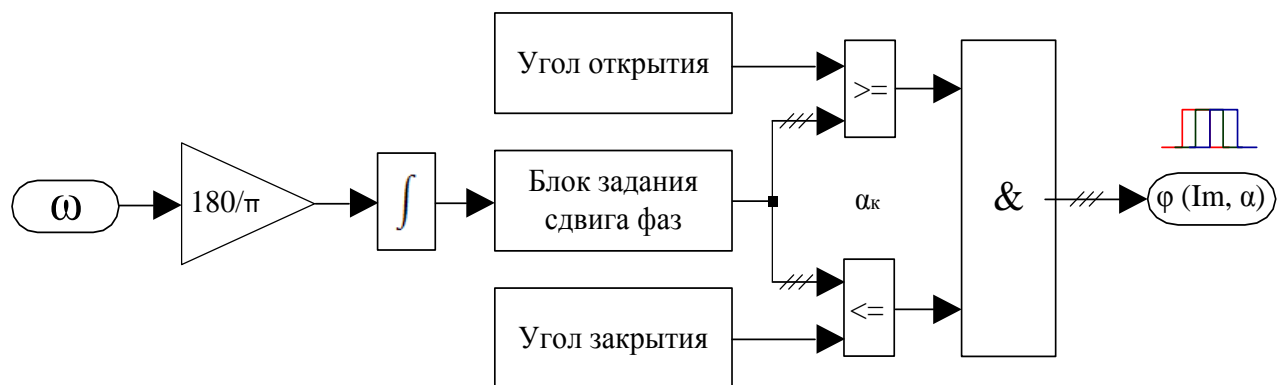


Рис.3.21. Simulink-модель датчика положения ротора.

На рис. 3.22 приведена схема блока ПЧ односекционного 3-фазного ВИП.

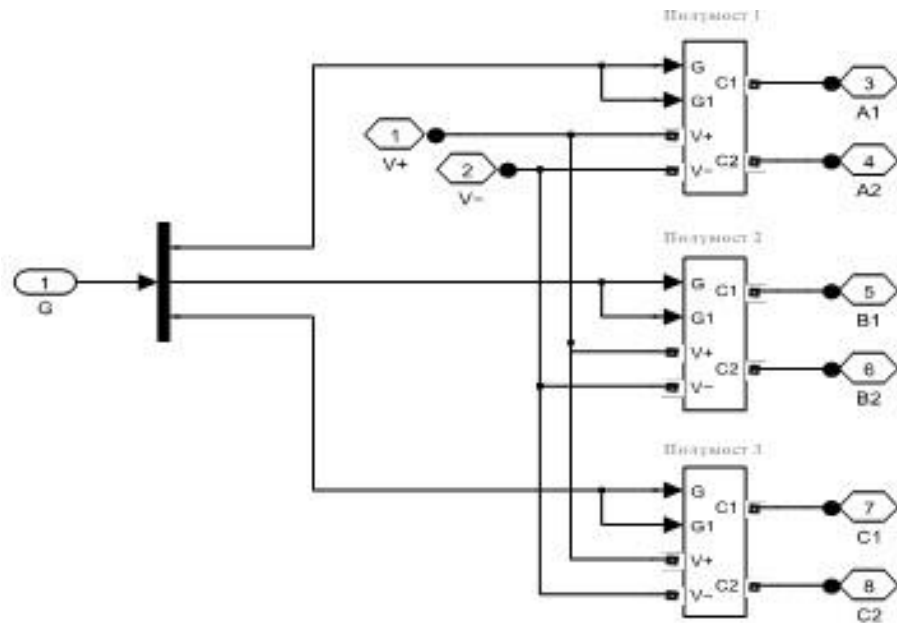


Рис. 3.22. Simulink-модель односекционного ПЧ ВИП

Для питания ВИД используется типовая схема (рис.3.23) полумостового инвертора напряжения [240]. Математическая модель инвертора построена на основе элементов встроенных библиотек пакета Sim Power Systems, входящих в состав Matlab Simulink. Через порт (1) подаются сигналы (g) на открытие/закрытие верхнего IGBT и нижнего IGBT1 транзисторов.

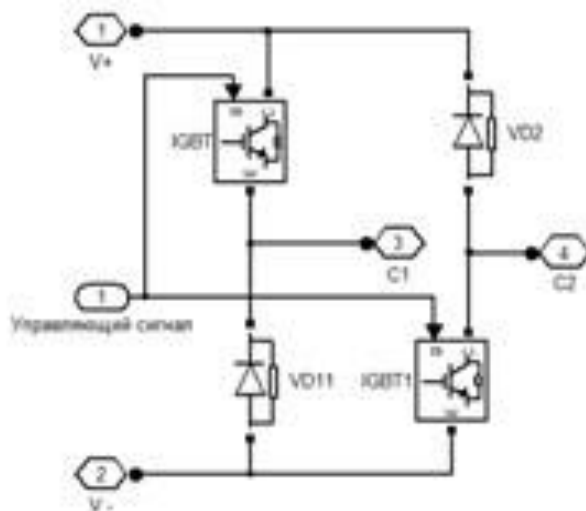


Рис. 3.23. Simulink – модель фазного полумоста ИИ

На рис. 3.24 приведено структура блока обработки данных. Блок предназначен для обработки трех параметров: частоты вращения, тока и электромагнитного момента двигателя перед выводом их на виртуальный осциллограф. Элемент «Gain» переводит значение частоты вращения из рад/с в об/мин.

Вентильно-индукторный двигатель имеет пульсирующие характеристики тока и момента. Поэтому для более наглядного представления и сравнительной оценки разработанных алгоритмов восстановления работоспособности ВИП целесообразно дополнительно вычислять среднее значение линии тренда.

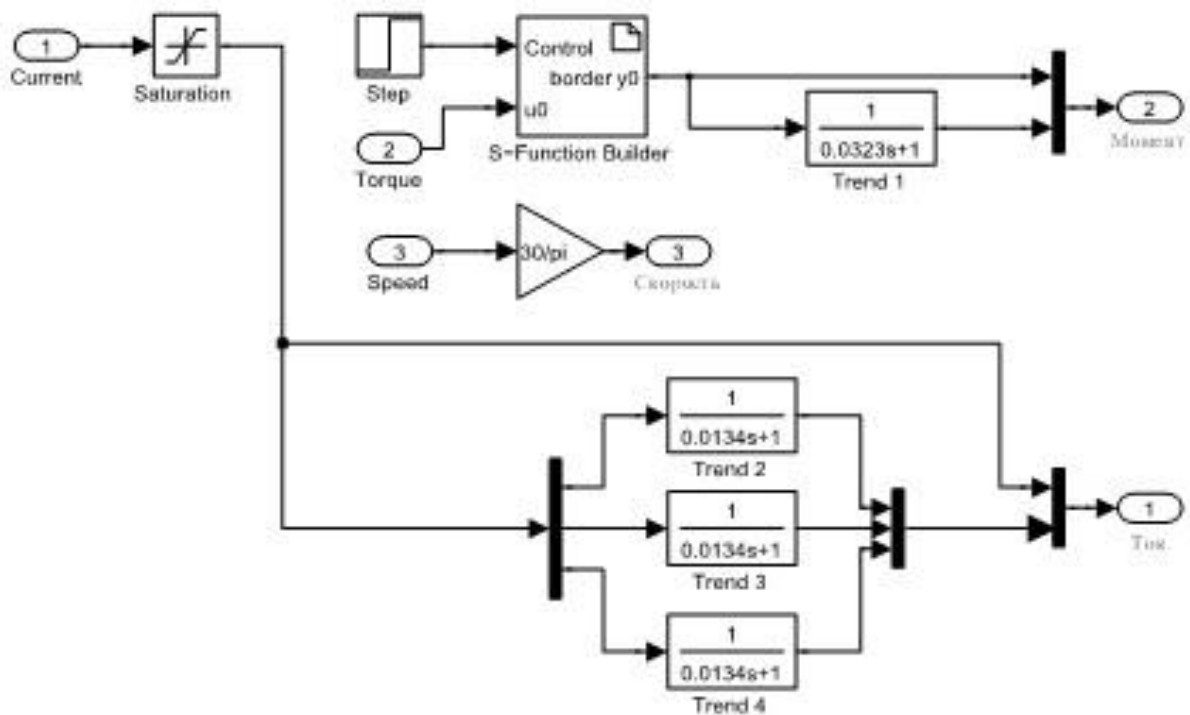


Рис.3.24. Структура блока обработки данных

Для выделения тренда электромеханического момента ЭП в качестве фильтра низких частот применяется апериодическое звено первого порядка с постоянной времени равной механической постоянной времени электропривода:

$$W_1 = \frac{1}{0.0323 p + 1}. \quad (3.42)$$

Для выделения тренда фазных токов также используется фильтр низких частот с постоянной времени равной электромагнитной постоянной времени электропривода:

$$W_2 = \frac{1}{0.0134 p + 1}. \quad (3.43)$$

Математические модели, положенные в основу описания элементов ВИП и их реализации, представлены в руководстве программной среды Sim Power, посвящённого моделированию средств силовой электроники [236, 237, 241].

3.5.2.2. Имитационная модель двухсекционного трехфазного вентильно-индукторного электропривода

На основе односекционной модели может быть реализована многосекционная модель, имеющая в своем составе в общем случае n одинаковых секций статорных трехфазных обмоток на одном валу, преобразователя частоты, состоящего из трех ПЯ, датчика положения, формирующего сигналы для управления системой. Функциональная схема ВИП приведена на рис.3.25.



Рис.3.25. Функциональная схема многосекционного ВИП

Работа электропривода осуществляется при поступлении сигналов датчика положения в систему управления, в которой на основе сигналов соответствующих ДТ каждой фазы, формируется задание для преобразователя частоты, обеспечивающего поочередное подключение фаз каждой секции электродвигателя к источнику питания.

Построение имитационной модели двухсекционного электропривода происходит аналогично односекционному варианту, различие заключается в

необходимости обеспечения независимого управления каждой секции электродвигателя, моделировании двух двигателей на одном общем валу, обратных связей по току и одной общей обратной связи по частоте вращения с отказоустойчивым управлением ВИД.

3.6. Математическая модель кранового электропривода механизма подъема

Известно [242], что динамические явления в крановых механизмах и металлоконструкциях можно изучать с помощью упрощенных расчетных схем с ограниченным числом степеней свободы. Эти схемы интерпретируют работу машины как движение нескольких абсолютно жестких точечных масс, соединенных упругими невесомыми связями, под действием внешних нагрузок.

Особенностями расчетных схем, описывающих работу подъемного механизма, является следующее: канаты механизма представляют собой упругую связь одностороннего действия (работают только на растяжение); статическая нагрузка от массы груза независимо от направления движения всей механической системы направлена только вниз, в сторону опускания груза.

Точность результатов расчета зависит от числа параметров, необходимых для расчетной модели [242, 243]. Целесообразно применение простой двухмассовой расчетной схемы. При сравнительно простых математических выкладках такая схема позволяет получить точность первого приближения, удовлетворяющую поставленной задаче [2].

В расчетной модели, показанной на рис. 3.26, учтены пять параметров механической системы: m_1 , m_2 , c_1 , c_2 и U .

Масса m_1 складывается из массы кранового моста и массы тележки, а масса m_2 – из массы груза и крюковой подвески или грейфера. Жесткость подъемного каната обозначена как c_2 , а жесткость кранового моста через c_1 зависит от положения тележки, линейная скорость наматывания каната на барабан обозначена символом U , соответственно, длина каната намотанного на барабан ме-

ханизма за время t определяется известной формулой $l = v \cdot t$. Обозначим координату движения массы металлоконструкции – $x_1(t)$, перемещаемого груза – $x_2(t)$.

Подъем груза рассматривается в два этапа (рис. 3.26). Первый этап начинается с момента пуска двигателя и заканчивается непосредственно перед отрывом груза от основания. Второй этап начинается с момента отрыва груза от основания.

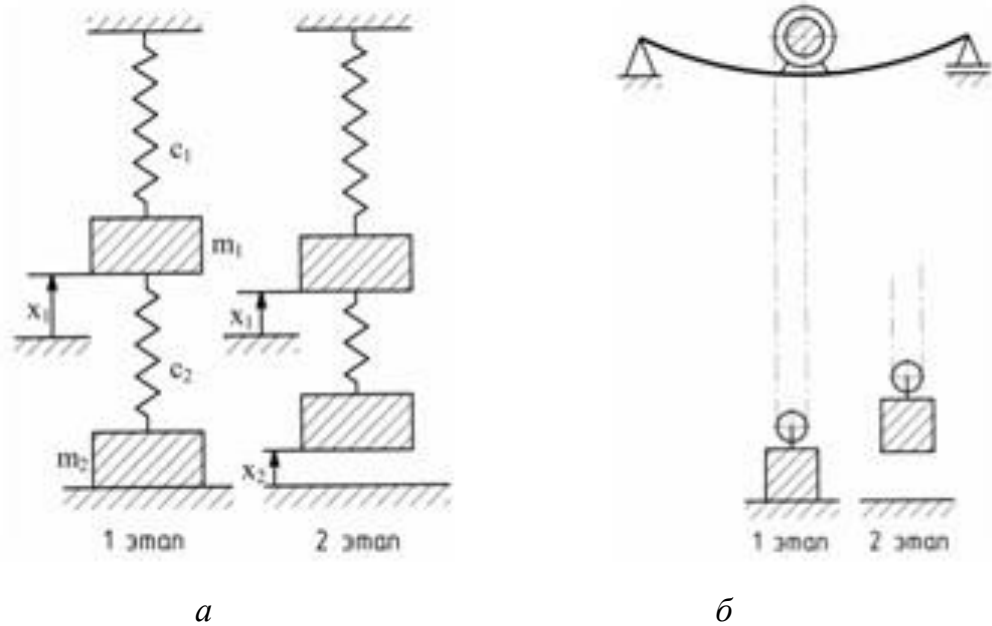


Рис. 3.26, а – расчетная модель мостового крана, б – кинематическая схема мостового крана

На первом этапе происходит натяжение каната, при этом мост крана прогибается, а груз остается в покое. Процессы, происходящие на первом этапе движения механизма, можно описать следующими выражениями. Опорная реакция действия крана на фундамент:

$$F_1(t) = -c_1 \cdot x_1(t). \quad (3.44)$$

Усилие в полиспасте (канате):

$$F_2(t) = c_2 \cdot (v \cdot t + x_1(t)) \quad (3.45)$$

Учитывая условие равновесия:

$$m_1 \cdot \frac{d^2 x_1(t)}{dt^2} = F_1(t) - F_2(t),$$

получаем дифференциальное уравнение:

$$m_1 \cdot \frac{d^2 x_1(t)}{dt^2} + (c_1 + c_2) \cdot x_1(t) = -c_2 \cdot v \cdot t. \quad (3.46)$$

Первый этап заканчивается в момент времени t_1 , когда выполняется равенство:

$$F_2(t) = m_2 \cdot g. \quad (3.47)$$

На втором этапе груз и кран совершают колебания, так как данный механизм является системой с двумя степенями свободы. Канат с грузом перемещается с постоянной скоростью. Аналогично, как и на первом этапе, кран воздействует на фундамент с усилием:

$$F_1(t) = -c_1 \cdot x_1(t),$$

усилие в полиспасте зависит от перемещения груза:

$$F_2(t) = c_2 \cdot (v + x_1(t) - x_2(t)). \quad (3.48)$$

При условии равновесия (рис. 3.26, а):

$$\begin{cases} m_1 \cdot \frac{d^2 x_1(t)}{dt^2} - F_1(t) + F_2(t) = 0; \\ m_2 \cdot \frac{d^2 x_2(t)}{dt^2} + m_2 \cdot g - F_2(t) = 0, \end{cases} \quad (3.49)$$

получаем уравнения движения в виде системы дифференциальных уравнений:

$$\begin{cases} m_1 \cdot \frac{d^2 x_1(t)}{dt^2} + (c_1 + c_2) \cdot x_1(t) - c_2 \cdot x_2(t) = -c_2 \cdot v \cdot t; \\ m_2 \cdot \frac{d^2 x_2(t)}{dt^2} - c_2 \cdot x_1(t) + c_2 \cdot x_2(t) = c_2 \cdot v \cdot t - m_2 \cdot g. \end{cases} \quad (3.50)$$

На основе уравнений (3.46, 3.50) численным методом можно рассчитать перемещения крана $x_1(t)$ и груза $x_2(t)$. По данным перемещениям с помощью уравнений (3.44, 3.45, 3.48) можно найти усилия $F_1(t)$, $F_2(t)$, для каждого этапа времени.

При этом начальные условия для первого этапа времени можно принять нулевыми: $t = 0$, $x_1 = 0$, $x_1' = 0$.

Для второго этапа времени начальными условия будут являться конечные значения первого этапа времени: $t = t_1$, $x_1 = x_1(t_1)$, $x_1' = x_1'(t_1)$, $x_2(t_1) = 0$, $x_2'(t_1) = 0$.

Сила F_2 создает на валу электродвигателя крутящий момент:

$$M_F(t) = \frac{F_2(t) \cdot D_6}{2 \cdot k_{\text{пол}} \cdot \eta_{\text{пол}} \cdot \eta_M \cdot u_M}, \quad (3.51)$$

где D_6 – диаметр грузового барабана; $k_{\text{пол}}$ – кратность полиспаста; $\eta_{\text{пол}}$ – КПД полиспаста; u_M – передаточное число механизма; η_M – КПД механизма.

Уравнение движения с учетом (3.44) имеет вид:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} (M(t) - M_F(t) - M_T). \quad (3.52)$$

M_T – тормозной момент, развиваемый тормозным устройством (электромагнитом или гидротолкателем) [244]; $M_F(t)$ – нагрузочный момент сопротивления от механизма подъема для АД.

Математическая модель АД рассматривается с допущениями, принятыми при рассмотрении идеализированных электромеханических систем [232]. Для моделирования АД была выбрана заторможенная система координат, непосредственно связанная с обмотками статора, которая позволяет избавиться от необходимости учета переменных индуктивностей электрической машины, изменяющихся при вращении ротора машины по гармоническому закону, и делает их постоянными коэффициентами.

Система дифференциальных уравнений, описывающая АД в трехфазной заторможенной системе координат представлена в [232] и приведена к матричной форме записи уравнений.

Матричное уравнение в нормальной форме Коши будет выглядеть следующим образом:

$$\frac{d}{dt} [i] = [L_1]^{-1} \cdot \left\{ [U] - \langle [R] + [L_2] \frac{p\omega}{\sqrt{3}} \rangle \cdot [i] \right\}; \quad (3.53)$$

где $[i]$ – вектор-столбец, состоящий из 6-ти неизвестных токов: i_A, i_B, i_C – токи в фазах статора; i_a, i_b, i_c – токи в фазах ротора; $[U]$ – матрица питающих фазных

напряжений; $[R]$, $[L_2]$, $[L_2]$ – матрицы сопротивлений и индуктивностей (матрицы постоянных коэффициентов).

Результатом решения системы уравнений (3.53) являются токи в фазах статора и ротора, по которым определяется электромагнитный момент двигателя $M(t)$:

$$M(t) = p \frac{\sqrt{3}}{2} L_m [(i_A i_c + i_B i_a + i_C i_b) - (i_A i_b + i_B i_c + i_C i_a)], \quad (3.54)$$

где L_m – максимальная взаимная индуктивность между фазами статора и ротора.

На основе уравнений (3.44–3.54) была разработана программа расчета динамических процессов в грузоподъемном механизме, реализованная в программной среде Delphi [62].

3.7. Выводы

Предложен подход и общая методика разработки математических моделей асинхронного, вентильного и вентильно-индукторных электроприводов позволяющие обеспечить возможность:

- функционирования алгоритма мониторинга текущего состояния ЭПТ с формированием битов матрицы отказов;
- исследования различных алгоритмов восстановления работоспособности с заданными параметрами отказа;
- измерения (задания) времени переключения структуры при восстановлении работоспособности ЭП;
- исследования силовых схем со связанными и развязанными фазами двигателя (для асинхронного и вентильного электропривода);
- оценивания мгновенных параметров электропривода в аварийных (неполнофазных) режимах и исследования эффективных алгоритмов восстановления работоспособности электропривода на основе функционального или структурного резервирования.

ГЛАВА 4. АЛГОРИТМИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ДВИГАТЕЛЯМИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В АВАРИЙНЫХ РЕЖИМАХ РАБОТЫ

4.1. Принципы построения асинхронного электропривода с поддержкой отказоустойчивых алгоритмов восстановления работоспособности в аварийных и неполнофазных режимах работы

Для функционирования отказоустойчивых алгоритмов восстановления работоспособности ЭПТ (3-х фазного ЭП или многофазного, имеющего определенное количество 3-х фазных секций) необходимо обеспечить выполнение следующих условий [7, 9, 10].

1. В случае выявления отказа в одной из трех фаз силового преобразователя или двигателя в ЭПТ реализуется аварийный двухфазный режим с алгоритмическим восстановлением работоспособности. Обеспечивается структурное или функциональное резервирование – структурная адаптация силового преобразователя.

2. Силовой преобразователь ЭПТ выполняется по схемам развязанных фаз с тремя ПЯ, представляющими мост или полумост (рис. 3, а, в). Реализация СП также возможна по схемам ПЯ со связанными фазами, представляющих мост с дополнительным ключом (рис. 3, з), с необходимым нагрузочным резервированием в случае функционального резервирования или по схемам ПЯ со связанными и развязанными в случае структурного резервирования и наличием ЗЭ для отключения отказавших преобразовательных ячеек СП (рис. 3, ж–к).

3. Электропривод должен содержать управляющий МК с информационным (временным) резервом для организации алгоритмов мониторинга отказов и восстановления работоспособного состояния при аварии, формирования заданий фазных токов двигателей АД, ВД, ВИП и вида управления (скалярное, векторное). Работа микроконтроллера выполняется с частотным циклом не менее частоты ШИМ силового преобразователя.

4. Система управления электропривода использует обратные связи по току для поддержания равенства МДС двигателя и сохранения кругового вращающегося магнитного поля.

5. В состав информационного обеспечения силового преобразователя включается резерв, необходимый для мониторинга отказов ПЯ (биты отказов a , b , c матрицы $[M_O]$ отказов) в алгоритме восстановления работоспособности ЭП. Мониторинг отказов осуществляется в каждом цикле управления широтно-импульсного модулятора.

4.2. Принципы формирования алгоритмов восстановления работоспособности в аварийном режиме в виде выражений самоорганизации управления с интегрированными битами матрицы отказов

Алгоритмы восстановления работоспособности могут быть представлены в виде аналитической записи выражений самоорганизации управления ЭПТ с интегрированными битами матриц отказов полученных в процессе мониторинга электропривода в реальном времени:

$$A_v = \left\{ \begin{array}{l} I_A(a, b, c, d, I_\omega, k_d, k_o, \xi, \left(\frac{2\pi}{3} - \xi\right), \alpha, \theta, \psi_A, \alpha_K) \\ I_B(a, b, c, d, I_\omega, k_d, k_o, \xi, \left(\frac{2\pi}{3} - \xi\right), \alpha, \theta, \psi_A, \alpha_K) \\ I_C(a, b, c, d, I_\omega, k_d, k_o, \xi, \left(\frac{2\pi}{3} - \xi\right), \alpha, \theta, \psi_A, \alpha_K) \end{array} \right\}, \quad (4.1)$$

где a , b , c – значение битов матрицы $[M_O]$ отказов; d – значение бита, вычисляемого по логическому выражению: $d = aUbUc$ (U – логическая операция "ИЛИ"), при $d = 1$ делается заключение об отказе одной из фаз двигателя; I_ω – значение амплитуды формируемых фазных токов I_A , I_B , I_C ; k_d – коэффициент увеличения амплитуды фазных токов в аварийном режиме:

$$k_d = (d + \bar{d}3/2); \quad (4.2)$$

k_o – коэффициент отключения двигателя в аварийном режиме:

$$k_o = 0, \text{ если } \bar{a} + \bar{b} + \bar{c} \geq 2, \text{ иначе } k_o = 1;$$

ξ – значение угла поворота первого вектора тока; $(2\pi/3 - \xi)$ – значение угла поворота второго вектора тока; α – значение текущего двоичного кода цифро-

вого сигнала с выхода датчика положения ротора или двоичный код цифрового сигнала, полученного в результате интегрирования сигнала с датчика скорости АД; θ – угол нагрузки ВИД и ВД в трехфазном режиме; ψ_A – угол нагрузки ВД в двухфазном режиме; α_k – угол коррекции ВИД в аварийном неполнофазном режиме.

Алгоритмы восстановления работоспособности ЭПТ базируются на следующих основных принципах.

1. Выражения самоорганизации управления ЭПТ с интегрированными битами отказов формируют функциональную зависимость фазных токов в функции датчика положения ротора с соответствующими фазовыми сдвигами и коэффициентами управления в рабочем режиме с нулевыми битами отказов. При этом единичными битами активизируются алгоритм восстановления работоспособности ЭПТ на основе содержащегося избыточного ресурса электропривода с контролем исчерпания его рабочего ресурса и последующим отключением полностью неработоспособного двигателя или силового преобразователя.

2. Биты a , b , c отказов матрицы $[M_0]$ отказов, поступающие в систему управления для реализации алгоритма восстановления, формируются в реальном времени управляющим МК при мониторинге электропривода.

3. Биты a , b , c отказов обеспечивают переключение структуры аварийного неполнофазного ЭПТ с эллиптическим или пульсирующим полем в рабочем зазоре электрической машины АД и ВД для изменения фазовых сдвигов токов, включая изменение порядка чередования фаз двигателя. Так же решают задачу восстановления кругового вращающегося поля в рабочем зазоре электрической машины и восстановления максимума момента в аварийном двухфазном режиме ВД.

4. Инверсное значение битов \bar{a} , \bar{b} , \bar{c} отказов фаз ЭМ матрицы $[\overline{M_0}]$ отказов запрещает управление ПЯ отказавшей фазы двигателя и обеспечивает включение защитных элементов для блокировки ПЯ отказавшей фазы двигателя.

5. Коэффициент I_{ω} управления позволяет сформировать текущее задание амплитуды фазных токов I_A, I_B, I_C двигателя.

6. Параметр k_d управления обеспечивает скачкообразное увеличение амплитуды фазных токов в аварийном режиме: $k_d = (d + \bar{d}3/2)$, для компенсации активной мощности отказавшей фазы двигателя: $d = 1$ (отсутствует каз) $k_d = 1$; $\bar{d} = 1$, (имеетсяотказ) $k_d = 3/2$.

7. Коэффициент k_o управления обеспечивает отключение двигателя в аварийном режиме, при исчерпании рабочего ресурса трехфазного двигателя: $k_o = 1$, если $\bar{a} + \bar{b} + \bar{c} \geq 2$, (двигатель частично или полностью работоспособен), в противном случае – $k_o = 0$.

Применение предложенных принципов формирования алгоритмов восстановления работоспособности в аварийном режиме в виде выражений самоорганизации управления с интегрированными битами матрицы отказов ЭПТ могут обеспечить максимально быструю реакцию системы управления с рабочим тактом частоты ШИМ модуляции на нижнем уровне адаптации силовых цепей ЭП и управления ПЯ, что позволяет полностью устранить или существенно уменьшить изменения по моменту и частоте вращения за время T_{Π} переключения структуры ЭПТ.

4.3. Алгоритм мониторинга и блокирования цепей питания для аварийного режима трехфазного асинхронного электропривода

Алгоритм мониторинга A_M текущего состояния ЭПТ с формированием матрицы $[\overline{M}_O]$ отказов осуществляется на основе анализа фазных токов двигателя на каждом интервале ШИМ с выявлением битов a, b , сотказов:

$$A_M = \left\{ \begin{array}{l} \text{если } |I_A - I_{ocA}| \geq \delta \text{ то отказ фазы } A, a = 1, \bar{a} = 0 \\ \text{если } |I_B - I_{ocB}| \geq \delta \text{ то отказ фазы } B, b = 1, \bar{b} = 0 \\ \text{если } |I_C - I_{ocC}| \geq \delta \text{ то отказ фазы } C, c = 1, \bar{c} = 0 \end{array} \right\}, [\overline{M}_O] = \begin{bmatrix} \bar{a} & 0 & 0 \\ 0 & \bar{b} & 0 \\ 0 & 0 & \bar{c} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

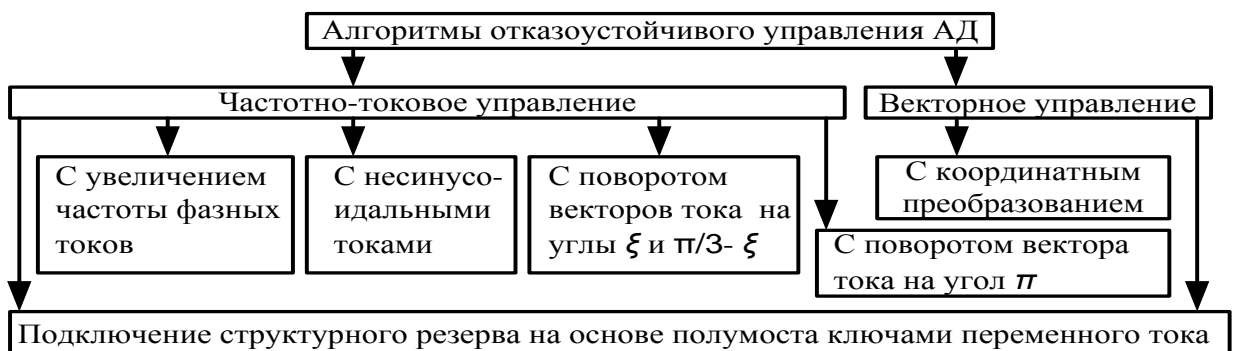
где I_A, I_B, I_C – значения заданной мгновенной амплитуды формируемых фазных токов; $I_{ocA}, I_{ocB}, I_{ocC}$ – значения мгновенной амплитуды фазных токов с выходов датчиков токов; δ – допустимая ошибка работы регулятора тока.

4.4. Алгоритмы отказоустойчивого управления асинхронным электроприводом в аварийных режимах работы

Формирование кругового вращающегося поля в аварийном двухфазном режиме трехфазного ЭПТ предполагает выполнение условия (2.4). Так, при частотно-токовом управлении АД это возможно следующими способами: поворотом векторов тока на угол π радиан, поворотом векторов тока на угол $\pi/3$ радиан, формированием несинусоидальных токов в двух оставшихся фазах двигателя и увеличением частоты фазных токов. В случае векторного управления необходимо также применение дополнительного координатного преобразования. Кроме того при частотно-токовом и векторном способах управления восстановление работоспособности возможно с использованием структурного резерва на основе подключаемого полумоста.

Классификация разработанных алгоритмов отказоустойчивого управления АД представлена на рис. 4.1 *a*, на рис. 4.1 *б – г* представлены диаграммы поворота векторов тока на углы: *б* – $\pi/3$ рад., *в* – ξ и $(\pi/3 - \xi)$ рад., *г* – π рад.

В таблице 4.1 представлены положения векторов тока при сдвиге на углы π и $\pi/3$ радиан для отстающей или опережающей фазы тока при отказах в фазах *A*, *B*, *C* с сохранением кругового вращающегося поля (в случае, когда значение угла поворота первого вектора тока: $\xi = 0$ и значение угла поворота второго вектора тока: $\pi/3 - \xi = \pi/3$)



a

Рис. 4.1, *a* – классификация алгоритмов отказоустойчивого управления АД

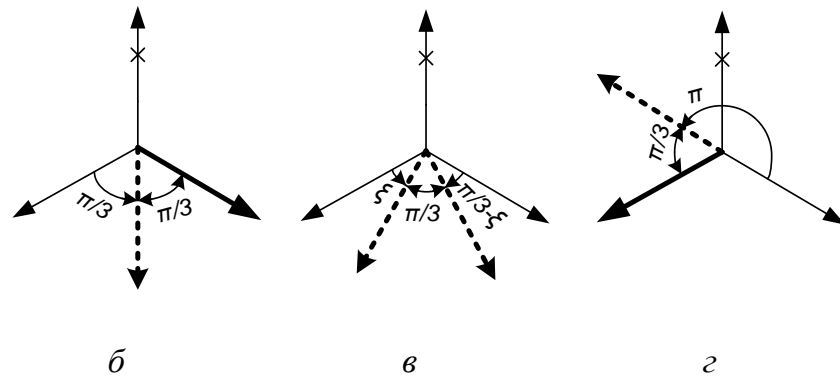


Рис. 4.1. Диаграммы поворота векторов тока АД на углы: б – $\pi/3$ рад.,
в – ξ и $(\pi/3 - \xi)$ рад., г – π рад.

Таблица 4.1

	Сдвиг вектора тока на π радиан		Сдвиг вектора тока на $\pi/3$ радиан	
	Изменение состояния отстающей фазы	Изменение состояния опережающей фазы	Изменение состояния отстающей фазы	Изменение состояния опережающей фазы
Отказ фазы «А»				
Отказ фазы «В»				
Отказ фазы «С»				

4.4.1. Отказоустойчивое частотно-токовое управление асинхронным электроприводом

Система частотно-токового управления (рис. 4.2), позволяет обеспечить условия для формирования кругового вращающегося поля в аварийном двух-фазном режиме работы [245].

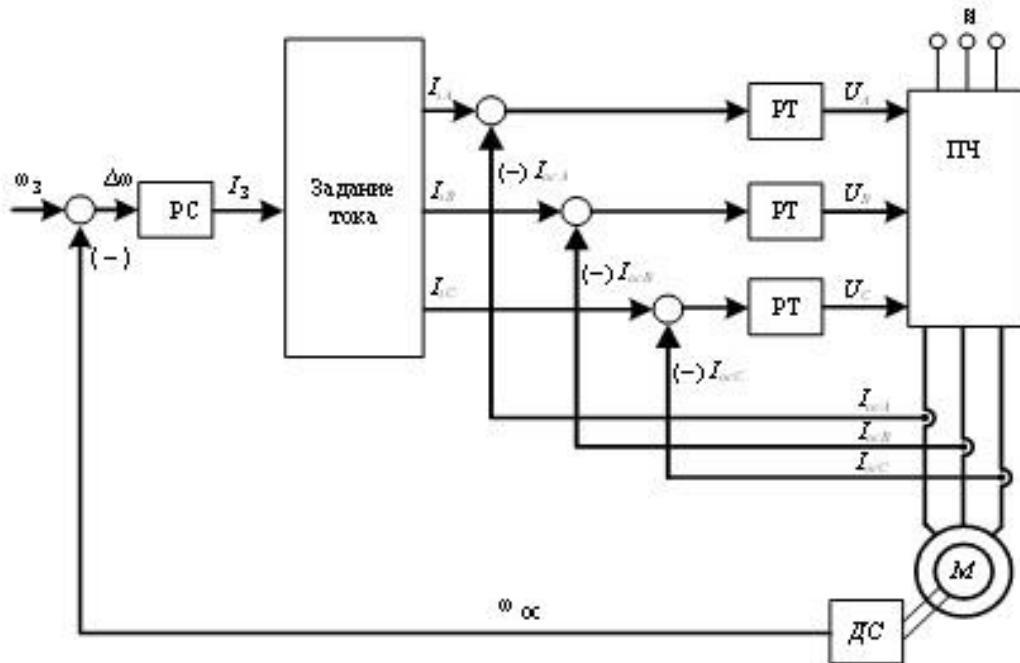


Рис. 4.2. Структурная схема системы частотно-токового управления АД

Алгоритм восстановления работоспособности АД с поворотом векторов тока на углы ξ и $\pi/3$ - ξ радиан.

Алгоритм восстановления работоспособности при отказе в одной из фаз (рис. 4.1в) обеспечивается микроконтроллером, который формирует задания на фазные токи для опережающей фазы вектора тока [19, 24]:

$$I_A = I_\omega \bar{a} k_o k_d \sin(\alpha + c\xi - b(\pi/3 - \xi));$$

$$I_B = I_\omega \bar{b} k_o k_d \sin(\alpha + a\xi - c(\pi/3 - \xi) + 2\pi/3);$$

$$I_C = I_\omega \bar{c} k_o k_d \sin(\alpha + b\xi - a(\pi/3 - \xi) + 4\pi/3);$$

или для отстающей фазы вектора тока:

$$I_A = I_\omega \bar{a} k_o k_d \sin(\alpha - b\xi + c(\pi/3 - \xi));$$

$$I_B = I_\omega \bar{b} k_o k_d \sin(\alpha - c\xi + a(\pi/3 - \xi) + 2\pi/3);$$

$$I_C = I_\omega \bar{c} k_o k_d \sin(\alpha - a\xi + b(\pi/3 - \xi) + 4\pi/3). \quad (4.4)$$

**Алгоритм восстановления работоспособности АД с поворотом
векторов тока на угол $\pi/3$ радиан.**

Для случая рис. 4.1, *г*, когда значение угла поворота первого вектора тока: $\xi = 0$ и значение угла поворота второго вектора тока: $\pi/3 - \xi = \pi/3$, выражения (4.4) упрощается [44] и мгновенные значения токов в двух оставшихся фазах АД для опережающей фазы вектора тока имеют вид:

$$\begin{aligned} I_A &= I_\omega \bar{a} k_o k_d \sin(\alpha - b \pi/3); \\ I_B &= I_\omega \bar{b} k_o k_d \sin(\alpha - c \pi/3 + 2\pi/3); \\ I_C &= I_\omega \bar{c} k_o k_d \sin(\alpha - a \pi/3 + 4\pi/3); \end{aligned}$$

или для отстающей фазы вектора тока:

$$\begin{aligned} I_A &= I_\omega \bar{a} k_o k_d \sin(\alpha + c \pi/3); \\ I_B &= I_\omega \bar{b} k_o k_d \sin(\alpha + a \pi/3 + 2\pi/3); \\ I_C &= I_\omega \bar{c} k_o k_d \sin(\alpha + b \pi/3 + 4\pi/3), \end{aligned} \quad (4.5)$$

**Алгоритм восстановления работоспособности АД с поворотом
векторов тока на π радиан.**

Формируются мгновенные значения фазных токов АД для опережающей фазы вектора тока по выражениям [36]:

$$\begin{aligned} I_A &= I_\omega \bar{a} k_o k_d \sin((2^\sigma - 1 - \alpha)\bar{d} + \alpha d \pm \pi b); \\ I_B &= I_\omega \bar{b} k_o k_d \sin((2^\sigma - 1 - \alpha)\bar{d} + \alpha d \pm \pi c + 2\pi/3); \\ I_C &= I_\omega \bar{c} k_o k_d \sin((2^\sigma - 1 - \alpha)\bar{d} + \alpha d \pm \pi a + 4\pi/3); \end{aligned}$$

для отстающей фазы вектора тока:

$$\begin{aligned} I_A &= I_\omega \bar{a} k_o k_d \sin((2^\sigma - 1 - \alpha)\bar{d} + \alpha d \pm \pi c); \\ I_B &= I_\omega \bar{b} k_o k_d \sin((2^\sigma - 1 - \alpha)\bar{d} + \alpha d \pm \pi a + 2\pi/3); \\ I_C &= I_\omega \bar{c} k_o k_d \sin((2^\sigma - 1 - \alpha)\bar{d} + \alpha d \pm \pi b + 4\pi/3). \end{aligned} \quad (4.6)$$

4.4.2. Отказоустойчивое управление m -фазным асинхронным электроприводом с формированием несинусоидальных фазных токов

Очевидно, что m -фазный асинхронный электропривод при $m > 2$ обладает структурной избыточностью. При $m = 3$ возможно восстановление работоспособности с синусоидальными фазными токами по выражениям (4.4 – 4.6). При $m > 3$ выражения (4.4 – 4.6) неприменимы и управление значительно усложняется.

Рассмотрим формирование отказоустойчивого управления с несинусоидальными фазными токами в обмотках статора при условии равенства активной мощности двигателя до и после появления отказов в фазах двигателя (с независимым протеканием токов в каждой фазе), приводящих к снижению активной мощности двигателя.

Функциональная схема преобразователя частоты с m -фазным АД, приведена на рис. 4.3, где ИН – источник напряжения, ПЧ₁...ПЧ_{*m*} – ключевые усилители преобразователя частоты, нагрузкой которых служат обмотки фаз «1»...«*m*» m -фазного АД.

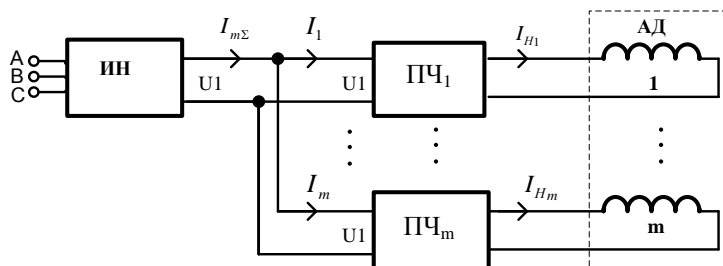


Рис. 4.3. Функциональная схема m -фазного преобразователя частоты

Выражения для синусоидальных фазных токов: $I_{H1}... I_{Hm}$, $i = 1...m$ могут быть записаны в виде:

$$\begin{cases} I_{H1} = I_{M1} \cdot \sin \omega t; \\ \dots \\ I_{Hm} = I_{Mm} \cdot \sin \left(\omega t + \frac{2\pi(i-1)}{m} \right), \end{cases}$$

где $I_{M1} = I_{Hm} = I_M$, I_M – амплитуда фазного тока.

В первом приближении процесс модуляции по току ключевых усилителей ПЧ₁...ПЧ_m с синусоидальной огибающей для основной гармоники можно представить через непрерывные модулирующие функции $K_1(t) \dots K_m(t)$ (математический аппарат коммутационных разрывных функций), устанавливающие связь между энергетическим входом и выходом ключевых усилителей ПЧ₁...ПЧ_m мощности [119–122]:

$$\begin{cases} I_1 = I_{H1} \cdot K_1(t) = I_M \cdot \sin^2 \omega t; \\ \dots \\ I_m = I_{Hm} \cdot K_m(t) = I_M \cdot \sin^2 \left(\omega t + \frac{2\pi(i-1)}{m} \right), \end{cases}$$

где:

$$\begin{cases} K_1(t) = \sin \omega t; \\ \dots \\ K_m(t) = \sin \left(\omega t + \frac{2\pi(i-1)}{m} \right). \end{cases}$$

Суммарный потребляемый ток $I_{m\Sigma}$ от источника напряжения ИН для m -фазной нагрузки может быть записан в виде:

$$I_{m\Sigma} = I_1 + \dots + I_m.$$

В результате имеем:

$$I_{m\Sigma} = I_M (\sin^2 \omega t + \dots + \sin^2 (\omega t + \frac{2\pi(i-1)}{m})) = I_M \sum_{i=1}^m \sin^2 \left(\omega t + \frac{2\pi(i-1)}{m} \right) = \frac{I_M m}{2}.$$

Учитывая теорему о сумме квадратов синусов (косинусов):

$$\sum_{i=1}^m \sin^2 \left(\omega t + \frac{2\pi(i-1)}{m} \right) = \frac{m}{2},$$

активная мощность полностью работоспособного m – фазного АД, потребляемая от источника напряжения ИН (рис. 4.3), вычисляется согласно выражению:

$$P_m = \eta \cdot U_1 \cdot I_{m\Sigma},$$

где η – КПД преобразователя частоты; U_1 – постоянное напряжение на выходе ИН; $I_{m\Sigma}$ – ток в нагрузке источника напряжения.

Поэтому для m -фазного АД с синусоидальными токами в обмотках статора можно записать:

$$P_m = \eta \cdot U_1 \cdot I_M \cdot \frac{m}{2}.$$

В случае выявления w отказов для m -фазного АД (предполагается последовательная отработка отказов во времени) и формирования соответствующих битов a_i отказов ($a_i=1, \bar{a}_i=0$ – имеется отказ соответствующей фазы преобразователя частоты, отказ ключа преобразователя частоты или обрыв обмотки статора, значение – 0 бита отказа означает нулевое значение тока I_i в соответствующей фазе).

Потребляемый ток $I_{w\Sigma}$ от источника напряжения ИН для m -фазной нагрузки с w отказами может быть записан в виде:

$$\begin{cases} I_{w\Sigma} = \bar{a}_1 I_1 + \dots + \bar{a}_m I_m, \\ \dots \\ I_{w\Sigma} = I_M (\bar{a}_1 \cdot \sin^2 \omega t + \dots + \bar{a}_m \sin^2(\omega t + \frac{2\pi(i-1)}{m})) = I_M \sum_{i=1}^m \bar{a}_i \sin^2 \left(\omega t + \frac{2\pi(i-1)}{m} \right). \end{cases}$$

Активная потребляемая мощность от источника напряжения (рис. 4.3), с учетом наличия w выявленных битов \bar{a}_i отказов, определяется выражением:

$$P_n = \eta \cdot U_1 \cdot I_{w\Sigma}.$$

Восстановление работоспособности возможно при выполнении условия равенства активной мощности $P_m = P_w$ до и после появления w отказов. Это можно обеспечить в случае соответствующего увеличения токов в оставшихся фазах в k раз [15, 24]:

$$k = \frac{P_m}{P_w}.$$

Кроме того необходимо выполнение условия анализа остаточного s_r резерва ЭП, вычисляемого по выражению (2.4) для следующих вариантов: $n = 1, h = 0, s_r = m - w$, если $s_r \geq 2$, то возможно восстановление работоспособности ЭП с формированием несинусоидальных токов в обмотках статора:

$$k = \frac{P_w}{P_m} = \frac{I_{w\Sigma}}{I_{m\Sigma}} = \frac{\frac{m}{2}}{\sum_{i=1}^m \bar{a}_i \sin^2 \left(\alpha + \frac{2\pi(i-1)}{m} \right)}. \quad (4.7)$$

Фазные токи в системе управления электроприводом формируются по выражению:

$$I_i = \frac{I_m \sin \left(\alpha + \frac{2\pi(i-1)}{m} \right) \frac{m}{2}}{\sum_{i=1}^m \bar{a}_i \sin^2 \left(\alpha + \frac{2\pi(i-1)}{m} \right)}, \quad (4.8)$$

Обязательным требованием реализации алгоритма восстановления является наличие программного управления формируемыми фазными токами. На основе анализа фазных токов осуществляется выявление битов отказов на каждом такте широтно-импульсного модулятора.

В рабочем режиме работы ЭПТ происходит программное формирование синусоидальных фазных токов, после выявления отказа форма тока становится несинусоидальной, причем форма тока в каждой фазе зависит от числа фаз двигателя и числа выявленных отказов.

Для трехфазного АД выражение (4.8) для коэффициента k упрощается:

$$k = \frac{P_2}{P_3} = \frac{I_{2\Sigma}}{I_{3\Sigma}} = \frac{\frac{3}{2}}{\bar{b} \sin\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) + \bar{c} \sin\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right)}. \quad (4.9)$$

Несинусоидальные фазные токи (выражение (4.9)) в системе управления электроприводом принимают вид:

$$\begin{cases} I_b = \frac{\frac{3}{2} I_m \sin\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right)}{\bar{b} \sin\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) + \bar{c} \sin\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right)}; \\ I_c = \frac{\frac{3}{2} I_m \sin\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right)}{\bar{b} \sin\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) + \bar{c} \sin\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right)}. \end{cases} \quad (4.10)$$

Функциональная схема многофазного частотно-регулируемого асинхронного электропривода на основе несинусоидальных токов с реализацией предложенного способа отказоустойчивого управления и обеспечением свойства живучести в аварийном режиме приведена на рис. 4.4.

Работу АД обеспечивают преобразовательные ячейки ПЯ₁...ПЯ_m выполнены на ключах VT1.1, VT1.2...VT1.m, VT2.m. Защитные элементы выполненные на коротящих тиристорах VD1.1, VD1.2...VD1.m, VD2.m и плавких вставках FU1.1, FU2.1...FU1.m, FU2.m обеспечивают блокировку преобразовательной ячейки соответствующим битом \bar{a}_i отказа от цепей питания за счет принудительного формирования величины тока через защитный элемент.

Коммутацией ключа VT0 обеспечивается выбор структуры электродвигателя со связанными фазами (VT0 разомкнут) основной режим работы с боль-

шей эффективностью использования электрической машины при заданном напряжении питания и с развязанными фазами (VT0 замкнут) вспомогательный режим работы, позволяющий восстановить работоспособность вплоть до полного исчерпания ресурса электропривода, со значением числа рабочих фаз

$$m - n = 2.$$

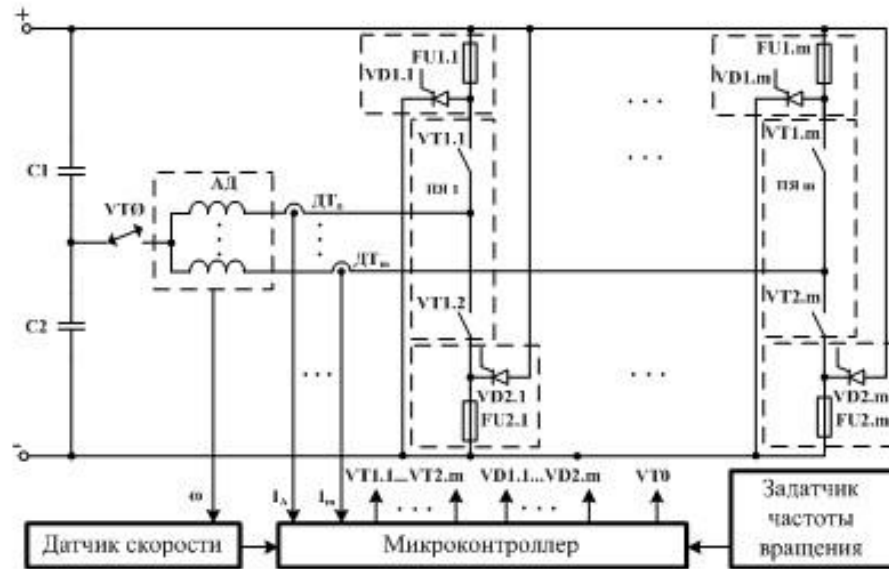


Рис. 4.4. Функциональная схема отказоустойчивого многофазного асинхронного электропривода на основе несинусоидальных фазных токов

В рабочем режиме работы ЭПТ происходит программное формирование синусоидальных фазных токов, а после выявления отказа – форма тока становится несинусоидальной и зависит от числа фаз двигателя и числа отказов.

На рис. 4.5 приведены временные диаграммы формирования токов для пятифазного электродвигателя в процессе полного исчерпания его рабочего ресурса по числу рабочих фаз: а) 5–фаз, б) 4–фазы, в) 3–фазы, г) 2–фазы. При этом амплитуда несинусоидальных фазных токов в установившемся режиме возрастает в 1,43 раза при отказе 1 фазы (б), в 2,1 раза при отказах в 2 фазах (в) и в 2,17 раза при отказах в 3 фазах (г).

Алгоритмическое восстановление работоспособности многофазного АД на основе выражения (4.8) с синусоидальными токами при неоднократном аварийном отключении фаз двигателя в процессе формирования несинусои-

дальных токов на основе функционального резервирования отличается сравнительной простотой, но основная нагрузка по обеспечению отказоустойчивости возлагается на информационный (процессорный) и нагрузочный резерв.

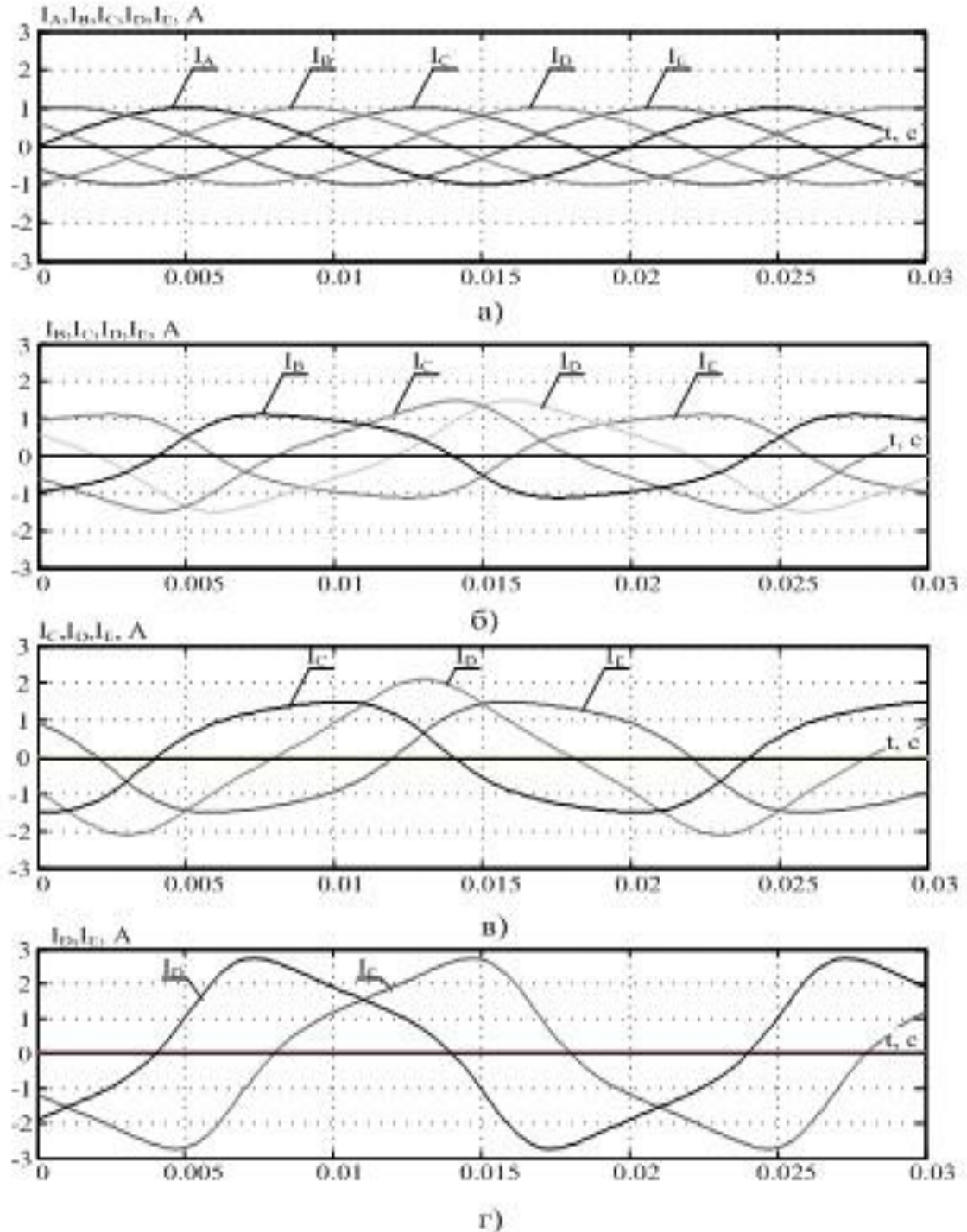


Рис.4.5. Временные диаграммы формирования токов в пятифазном электродвигателе в процессе полного истощения рабочего ресурса по числу рабочих фаз:

а) 5-фаз, б) 4-фазы, в) 3-фазы, г) 2-фазы

4.4.3. Отказоустойчивое частотно-токовое управление асинхронным электроприводом с увеличением частоты фазных токов

Известно, что повышение частоты f тока статора асинхронного двигателя приводит к увеличению рабочей мощности P двигателя при фиксированном значении момента M на валу [246]:

$$P = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot M / p.$$

В этом случае мгновенные значения токов в двух оставшихся фазах АД для опережающей фазы вектора тока записываются следующим образом [42]:

$$\begin{aligned} I_A &= I_\omega \bar{a} k_o \sin(2\pi f t k_\omega p - b \pi/3); \\ I_B &= I_\omega \bar{b} k_o \sin(2\pi f t k_\omega p - c \pi/3 + 2\pi/3); \\ I_C &= I_\omega \bar{c} k_o \sin(2\pi f t k_\omega p - a \pi/3 + 4\pi/3); \end{aligned}$$

или для отстающей фазы вектора тока:

$$\begin{aligned} I_A &= I_\omega \bar{a} k_o \sin(2\pi f t k_\omega p + c \pi/3); \\ I_B &= I_\omega \bar{b} k_o \sin(2\pi f t k_\omega p + a \pi/3 + 2\pi/3); \\ I_C &= I_\omega \bar{c} k_o \sin(2\pi f t k_\omega p + b \pi/3 + 4\pi/3), \end{aligned} \quad (4.11)$$

где t – текущий отсчет меток таймера; k_ω – коэффициент увеличения частоты фазных токов.

4.4.4. Отказоустойчивое векторное управление асинхронным электроприводом

Рассмотренные алгоритмы восстановления работоспособности применимы в ЭПТ с частотно-токовым управлением, но их нельзя использовать для векторного управления асинхронным двигателем [17, 21, 24]. Восстановление работоспособности может быть обеспечено путем включения в систему векторного управления координатного преобразователя тока, реализующего алгоритм восстановления в соответствии с битами отказов из матрицы отказов.

Система векторного управления, представленная на рис. 4. 6, содержит регулятор потокосцепления и скорости, а также три регулятора тока. Сигнал задания по току, формируемый регуляторами потокосцепления и скорости, поступает в координатный преобразователь, где происходит преобразование из

вращающейся системы координат $\{x, y\}$ в неподвижную систему – $\{a, b\}$. Далее в зависимости от режима работы происходит преобразование согласно выражению (4.12).

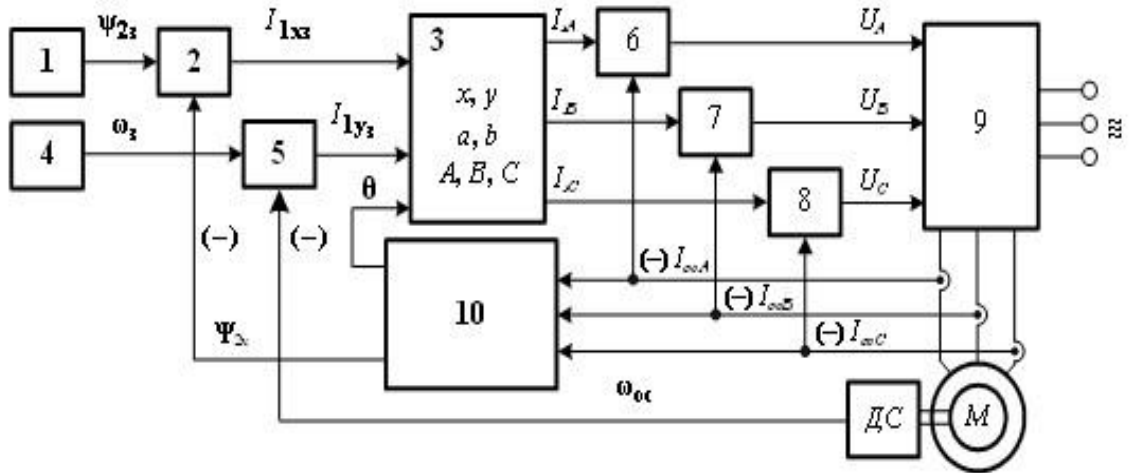


Рис. 4.6. Система векторного управления отказоустойчивым АД: 1 – задатчик потокосцепления ротора; 2 – регулятор потокосцепления ротора; 3 – координатный преобразователь тока; 4 – задатчик частоты вращения; 5 – регулятор частоты вращения; 6, 7, 8 – регуляторы тока статора; 9 – ПЧ; 10 – блок вычисления потокосцепления

Координатное преобразование сдвига векторов тока на угол $\pi/3$ имеет следующий вид:

для опережающей фазы вектора тока

$$\begin{bmatrix} \bar{a} \cdot k_d & 0 & 0 \\ 0 & \bar{b} \cdot k_d & 0 \\ 0 & 0 & \bar{c} \cdot k_d \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(c \cdot \frac{\pi}{3}) & \sin(c \cdot \frac{\pi}{3}) & 1 \\ \cos(-\frac{2\pi}{3} - a \cdot \frac{\pi}{3}) & \sin(-\frac{2\pi}{3} + a \cdot \frac{\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\frac{2\pi}{3} - b \cdot \frac{\pi}{3}) & \sin(\frac{2\pi}{3} + b \cdot \frac{\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_0 \end{bmatrix};$$

для отстающей фазы вектора тока

$$\begin{bmatrix} \bar{a} \cdot k_d & 0 & 0 \\ 0 & \bar{b} \cdot k_d & 0 \\ 0 & 0 & \bar{c} \cdot k_d \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(c \cdot (-\frac{\pi}{3})) & \sin(c \cdot (-\frac{\pi}{3})) & 1 \\ \cos(-\frac{2\pi}{3} - a \cdot \frac{\pi}{3}) & \sin(-\frac{2\pi}{3} - a \cdot \frac{\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\frac{2\pi}{3} - b \cdot \frac{\pi}{3}) & \sin(\frac{2\pi}{3} - b \cdot \frac{\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_0 \end{bmatrix}.$$

Принцип векторного управления основан на постоянной ориентации системы координат по направлению какого-либо вектора, что позволяет прирав-

нять проекцию этого вектора на другую ось декартовой системы координат к нулю [247]. Система управления вырабатывает сигналы управления во вращающейся двухфазной системе координат, которые затем преобразуются в трехфазную систему для управления преобразователем частоты.

Рассмотрим процедуру преобразования координат для случая аварийного двухфазного режима.

Для вывода требуемых выражений воспользуемся понятием обобщенного пространственного вектора [248]. Обозначая векторы токов \vec{I}_A , \vec{I}_B , \vec{I}_C , произвольно сдвинутых относительно вещественной оси координат на углы λ , μ , ν в обмотках A , B , C статора, можно записать выражение для пространственного вектора тока:

$$\vec{I} = \frac{2}{3}(\vec{I}_A + \vec{I}_B + \vec{I}_C) = \frac{2}{3}(I_A e^{j\lambda} + I_B e^{j\mu} + I_C e^{j\nu}),$$

где: $\vec{I}_A, \vec{I}_B, \vec{I}_C$ – векторы действующие I_A, I_B, I_C значения фазных токов.

Обозначая вещественную и мнимую ось как a и b , выражение для обобщенного вектора тока принимает вид:

$$\vec{I} = i_a + ji_b.$$

Учитывая пространственные углы сдвига токов λ , μ , ν и разделяя вещественную и мнимую части, получим:

$$i_a = \operatorname{Re}(\vec{I}) = \frac{2}{3}(I_A \cos \lambda + I_B \cos \mu + I_C \cos \nu);$$

$$i_b = \operatorname{Im}(\vec{I}) = \frac{2}{3}(I_A \sin \lambda + I_B \sin \mu + I_C \sin \nu).$$

При этом ток нулевой последовательности записывается уравнением:

$$i_0 = \frac{1}{3}(I_A + I_B + I_C),$$

Выражения для текущих значений токов в матричной форме имеет вид:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \lambda & \cos \mu & \cos \nu \\ \sin \lambda & \sin \mu & \sin \nu \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix}.$$

Обратное преобразование из неподвижной двухфазной системы координат $a, b, 0$ в трехфазную систему – A, B, C происходит следующим образом.

Рассмотрим алгоритм смещения векторов тока при обрыве фазы статора. Зафиксируем вектор тока \vec{I}_A , приняв угол $\lambda = 0$, тогда при наступлении аварийной ситуации в фазе B или C вектор тока будет смещаться на угол $-\pi/3$ и $\pi/3$, соответственно. При обрыве фазы A вектор \vec{I}_C смещается в противоположном направлении по отношению к вектору \vec{I}_B на угол $\pi/3$ (рис. 4.7).

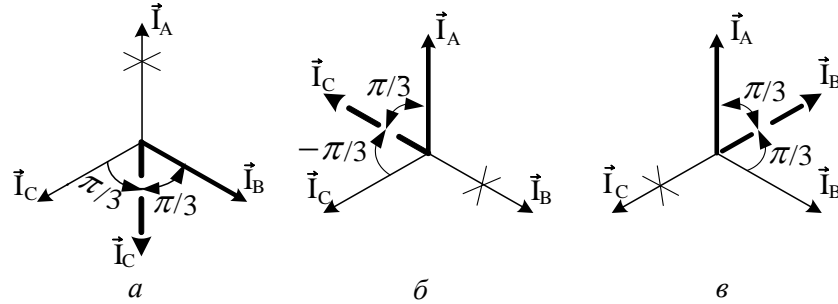


Рис. 4.7. Сдвиги векторов тока в аварийном двухфазном режиме:
a – авария в фазе *A*; *б* – авария в фазе *B*; *в* – авария в фазе *C*

Принимая во внимание условия существования кругового вращающегося поля (2.1), можно записать общее выражение для координатного преобразования, учитывающее режим работы электропривода:

$$\begin{bmatrix} \bar{a} & 0 & 0 \\ 0 & \bar{b} & 0 \\ 0 & 0 & \bar{c} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{3} - c\frac{\pi}{3} + a\frac{\pi}{6}\right) & \cos\left(-\frac{2\pi}{3} + c\frac{\pi}{3} - a\frac{\pi}{6}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{3} - c\frac{\pi}{3} + a\frac{\pi}{6}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{3} - c\frac{\pi}{3} + a\frac{\pi}{6}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_0 \end{bmatrix}, \quad (4.12)$$

где a, b, c – биты отказа фазы A, B, C соответственно; $\bar{a}, \bar{b}, \bar{c}$ – инверсные значения битов отказа.

Таким образом, система векторного управления АД содержит регулятор потокосцепления, скорости и три регулятора тока. Сигнал задания на фазные токи, вырабатываемый регуляторами потокосцепления и скорости поступает в координатный преобразователь, где происходит преобразование из вращающейся системы координат $\{x, y\}$ в неподвижную систему – $\{a, b\}$. Далее в зависимости от режима работы происходит преобразование координат согласно выражению (4.12).

4.4.5. Обеспечение отказоустойчивости электропривода со структурным резервом

В аварийном режиме ЭПТ микроконтроллер формирует соответствующие задания на фазные токи I_A , I_B , I_C двигателя.

При этом ток резервного полумоста I_p по управляющему сигналу отказавшей фазы совместно с рабочими полумостами преобразователя частоты определяется выражениями [11]:

$$\begin{cases} I_A = I_\omega \overline{d_{\text{ТП}}} \overline{a} \sin \alpha; \\ I_B = I_\omega \overline{d_{\text{ТП}}} \overline{b} \sin \left(\alpha + \frac{2\pi}{3} \right); \\ I_C = I_\omega \overline{d_{\text{ТП}}} \overline{c} \sin \left(\alpha + \frac{4\pi}{3} \right); \\ I_p = I_\omega \overline{d_{\text{ТП}}} (a \sin \alpha + b \left(\alpha + \frac{2\pi}{3} \right) + c \left(\alpha + \frac{4\pi}{3} \right)), \end{cases} \quad (4.13)$$

где значения битов отказов ПЧ характеризуют следующее: если $a = 1$, $\overline{a} = 0$; $b = 1$, $\overline{b} = 0$; $c = 1$, $\overline{c} = 0$ – имеется отказ соответствующей фазы; $\overline{d_{\text{ТП}}} = 0$ – отказ в одной из фаз ПЧ; $d_{\text{ТП}}$ – бит отказа, вычисляемый по логическому выражению $d_{\text{ТП}} = aUbUc$ и длительностью равной времени $T_{\text{П}}$ переключения структуры ЭП; сомножитель $\overline{a}, \overline{b}, \overline{c}$ в случае отказа обеспечивает запрет подачи управления в отказавший полумост ПЧ в выражениях для заданий на фазные токи I_A , I_B , I_C , а сомножитель $\overline{d_{\text{ТП}}}$ – позволяет обнулить управляющие сигналы I_A , I_B , I_C , I_p и сформировать бестоковую паузу на время срабатывания защитных элементов и подключения резервного полумоста ПЧ.

Функциональная схема трехфазного отказоустойчивого асинхронного электропривода с обеспечением свойства живучести на основе резервных элементов в аварийном режиме приведена на рис. 4.8.

Работу АД обеспечивают преобразовательные ячейки ПЯ_А, ПЯ_В, ПЯ_С выполненные на ключах VT1...VT6 с микропроцессорным управлением, реализующим алгоритм восстановления (4.13). Защитные элементы выполненные на коротящих тиристорах VD1...VD6 и предохранителях FU1...FU6 обеспечивают блокировку соответствующим битом отказа отказавшей преобразовательной ячейки от цепей питания за счет принудительного формирования величины тока через защитный элемент.

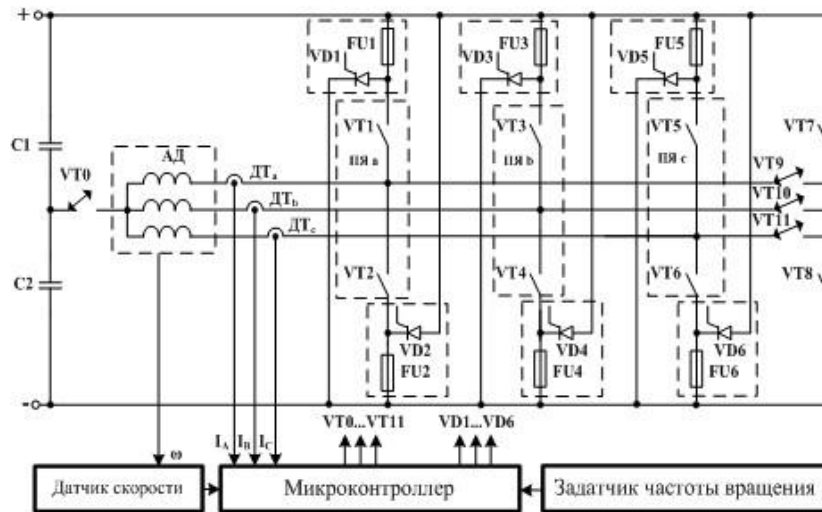


Рис. 4.8. Функциональная схема отказоустойчивого трехфазного асинхронного электропривода с обеспечением свойства живучести на основе резервных элементов

Резервный полумост, выполненный на транзисторах VT7, VT8, подключается через соответствующий ключ VT9...VT11 с двухсторонней проводимостью к отказавшей преобразовательной ячейке для ее замещения. Коммутацией ключа VT0 обеспечивается выбор структуры электродвигателя со связанными фазами (VT0 разомкнут) и с развязанными фазами (VT0 замкнут).

В результате при отказе в одной из фаз преобразователя частоты происходит подключение резервного полумоста с токовой или бестоковой паузой на время T_{Π} его подключения.

4.4.6. Моделирование процессов алгоритмического восстановления работоспособности отказоустойчивого асинхронного электропривода

На рис. 4.9–4.22 представлены переходные процессы по току, частоте вращения и моменту, протекающие в электроприводе с частотно-токовым и векторным управлением для двигателя АИР63А2 и рассчитанные в среде Matlab Simulink, в случае возникновения отказов и использования алгоритма восстановления [21, 24].

Из диаграмм (рис. 4.9) переходных процессов в электроприводе с векторным управлением при обрыве фазы статора (без применения координатного

преобразования) следует, что в случае возникновения аварийной ситуации происходит увеличение токов, протекающих в обмотке статора, и опрокидывание двигателя. При этом его электромагнитный момент изменяет свой знак и становится тормозным моментом для двигателя.

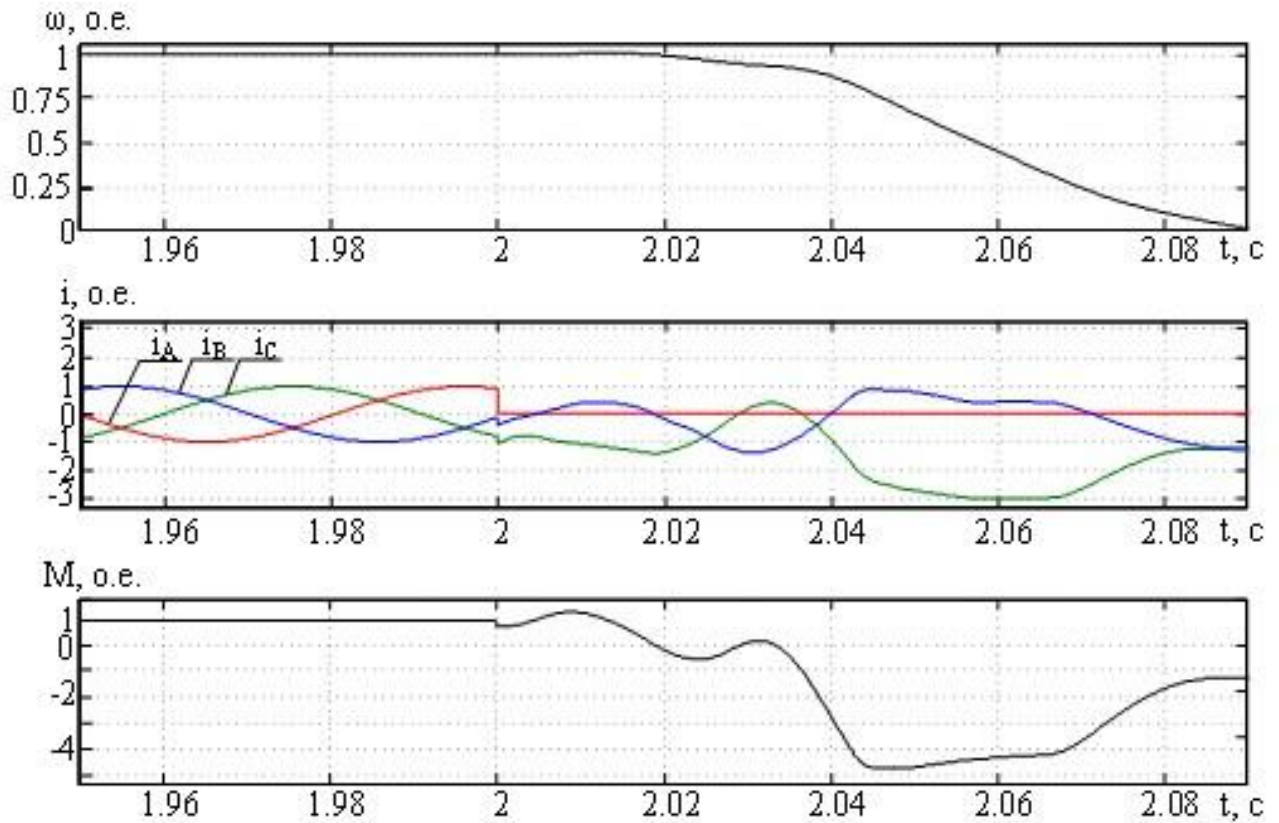


Рис. 4.9. Переходные процесс в АЭП с векторным управлением при обрыве фазы статора (без применения координатного преобразования)

Изменение электромагнитного момента определяется следующими факторами. Во-первых, в воздушном зазоре машины возникает эллиптическое поле, которое создает дополнительный тормозной момент и уменьшает перегрузочную способность. Второй причиной является некорректная работа системы управления ЭПТ, которая рассчитана для трехфазного режима. Так как при переходе в двухфазный режим в схеме с развязанными фазами сумма токов статора не равна нулю, то выполняется неправильное координатное преобразование в прямом координатном преобразователе системы управления.

Данные факторы приводят к неработоспособности электропривода с векторным управлением без специального координатного преобразования, учитывающий аварийный двухфазный режим работы [21, 24].

На рис. 4.10–4.11 приведены результаты моделирования при алгоритмическом восстановлении работоспособности трехфазного асинхронного электропривода с векторным управлением и применением алгоритма поворота векторов тока на угол $\pi/3$, (выражение (4.12)) для отстающей фазы вектора тока (рис. 4.10) и для опережающей фазы вектора тока рис. (4.11) [21, 24].

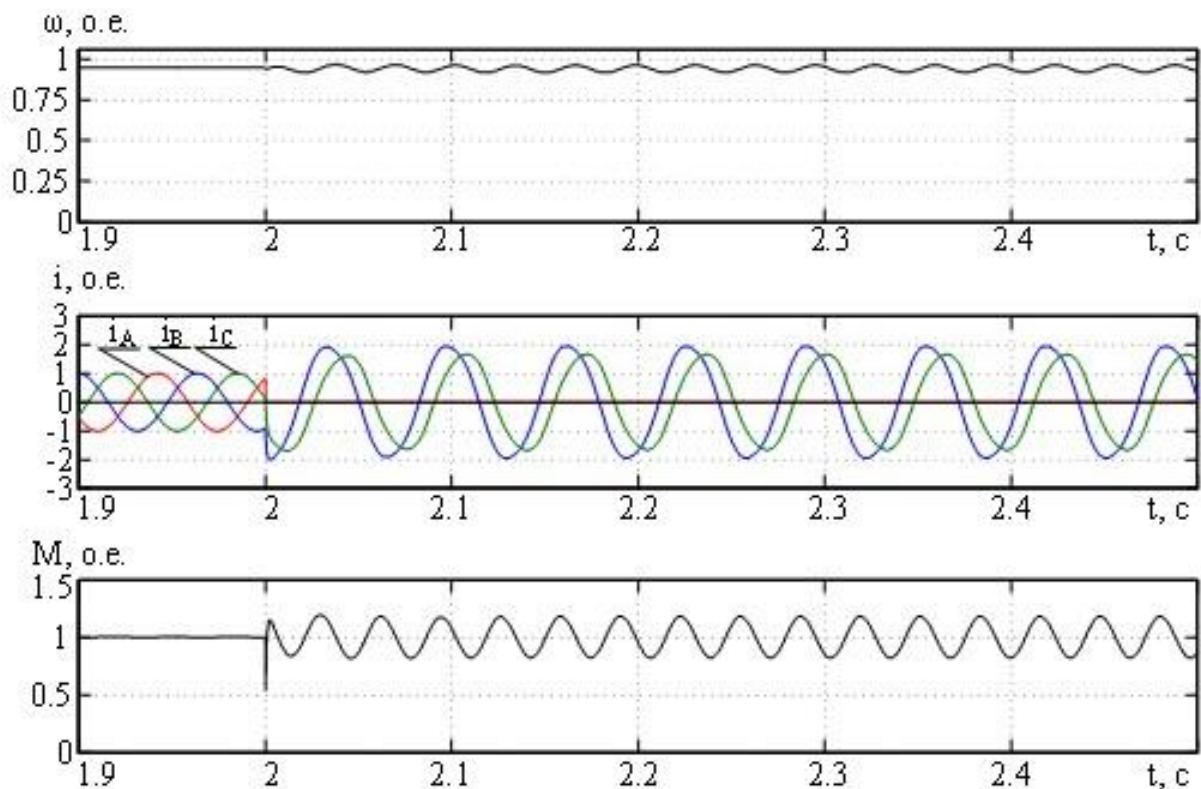


Рис. 4.10. Векторное управление АЭП, отстающая фаза тока со сдвигом на угол $\pi/3$

Из приведенных временных диаграмм можно сделать вывод о практически полном восстановлении работоспособности ЭПТ с независимым формированием фазных токов и номинальными значениями частоты вращения и момента при отказе одной из фаз.

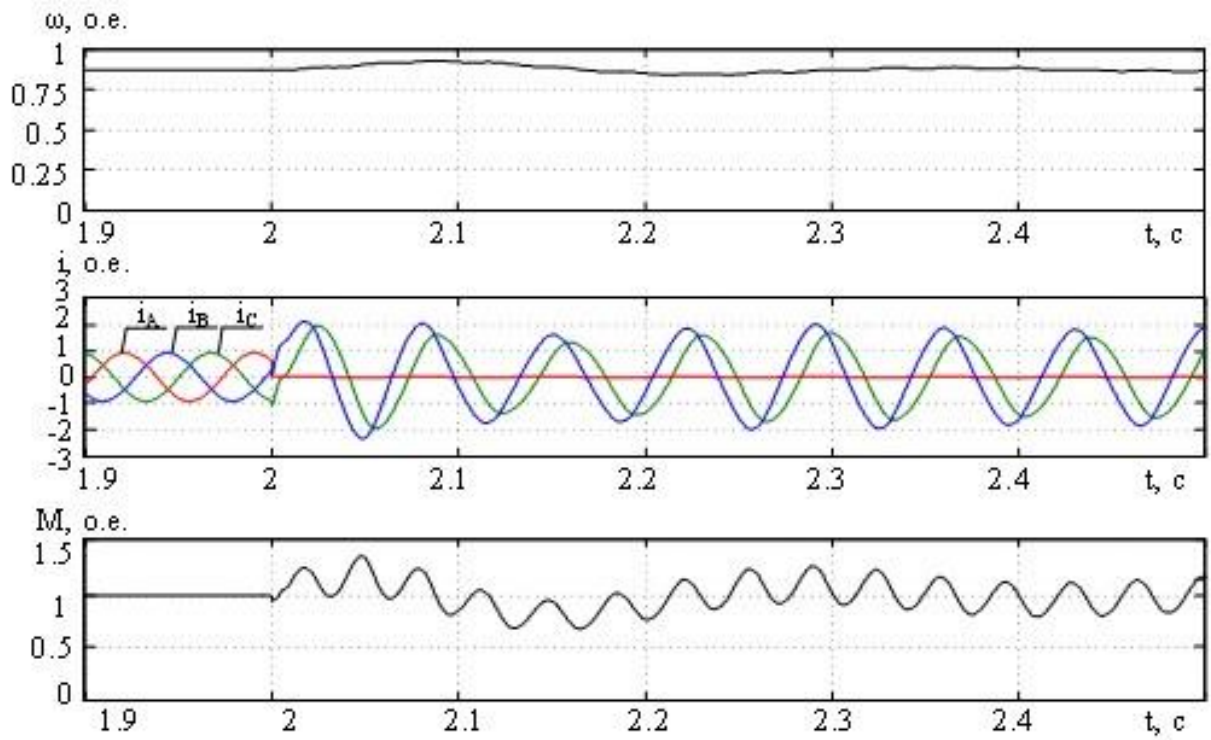


Рис. 4.11. Векторное управление АЭП, опережающая фаза тока со сдвигом на угол $\pi/3$

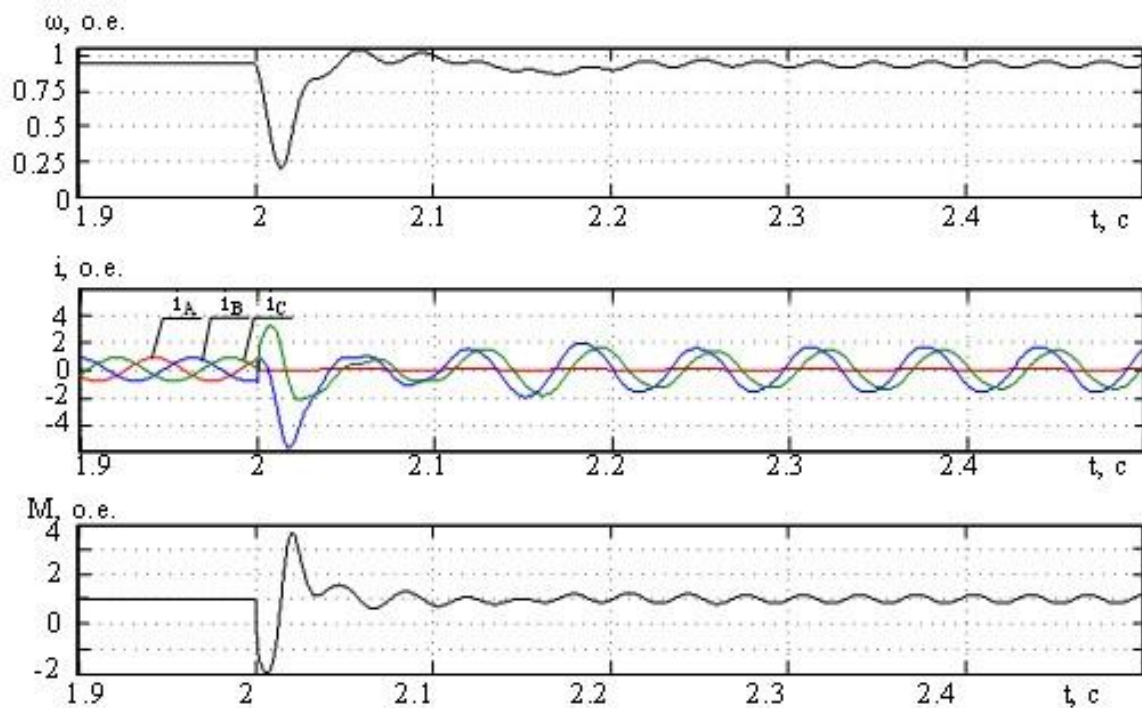


Рис. 4.12. Частотно-токовое управление АЭП, отстающая фаза тока со сдвигом на угол π

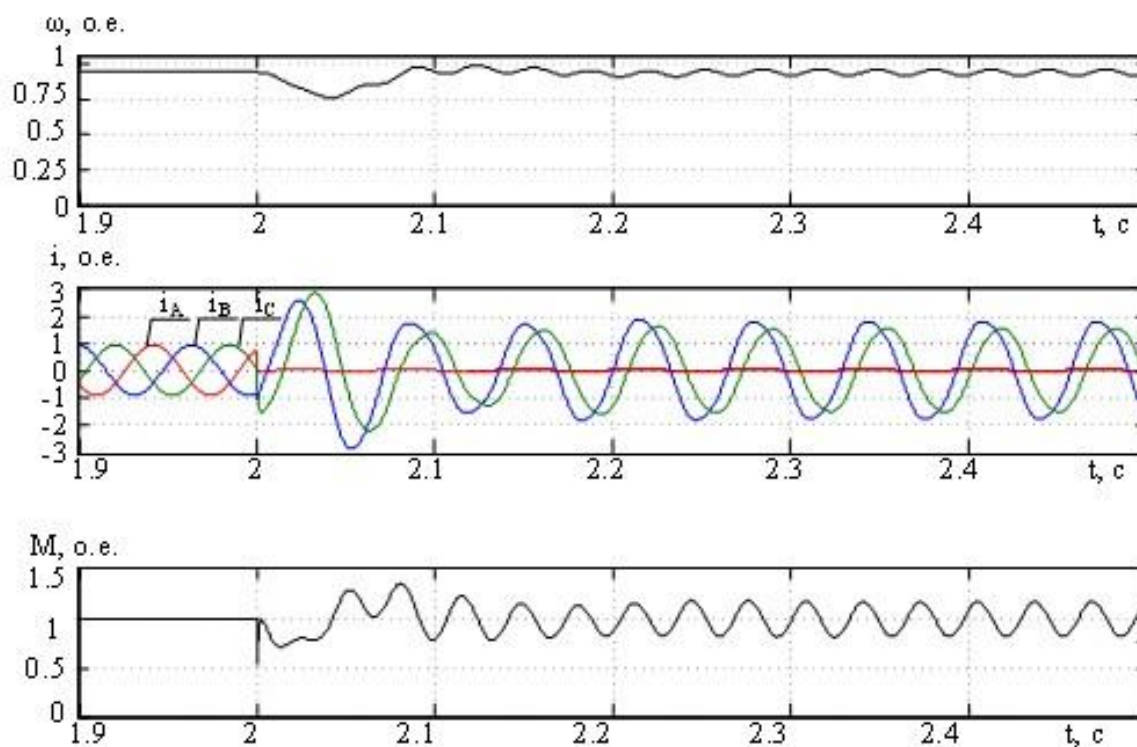


Рис. 4.13. Частотно-токовое управление АЭП, опережающая фаза тока со сдвигом на угол π

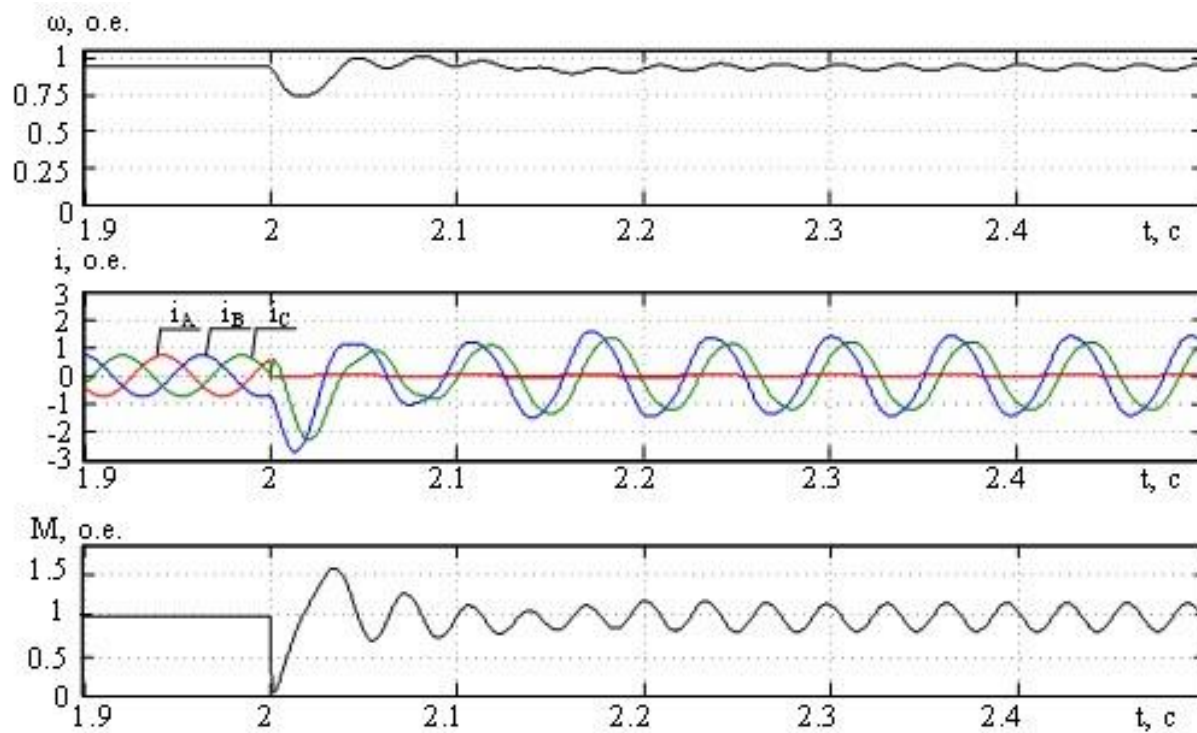


Рис. 4.14. Частотно-токовое управление АЭП, отстающая фаза тока со сдвигом на угол $\pi/3$

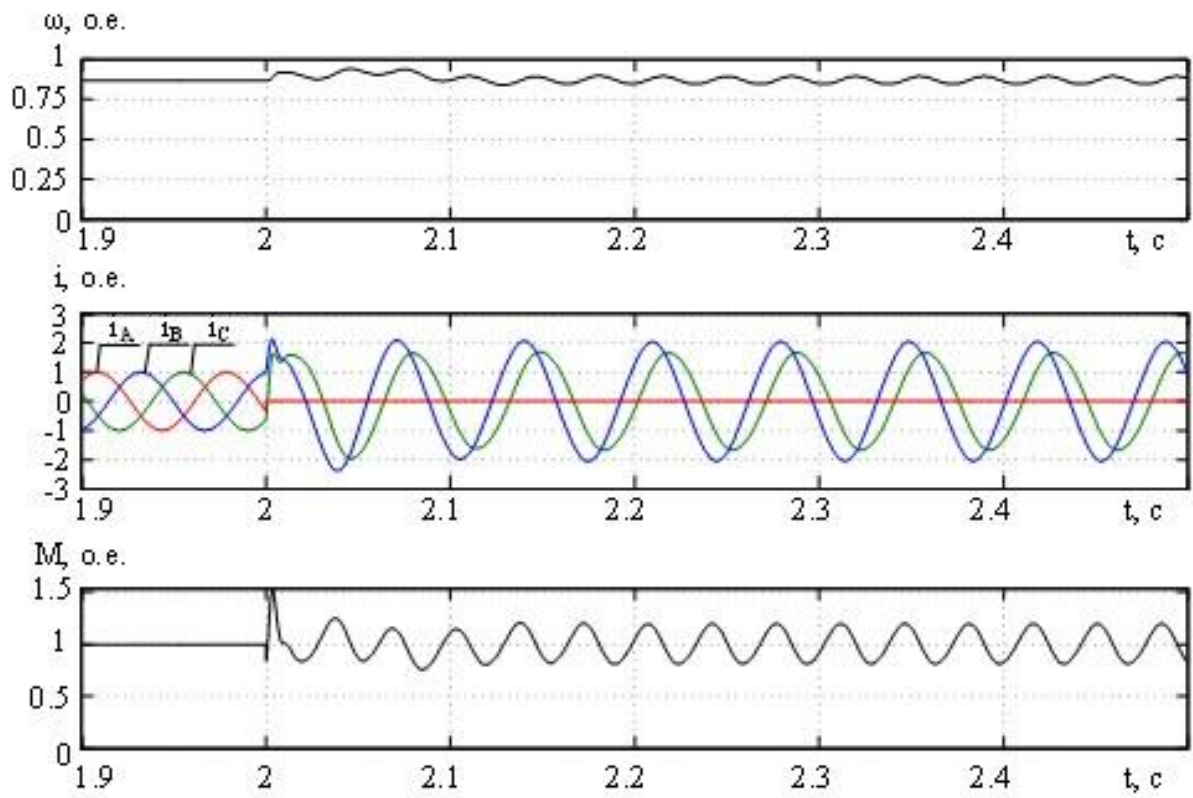


Рис. 4.15. Частотно-токовое управление АЭП, опережающая фаза тока со сдвигом на угол $\pi/3$

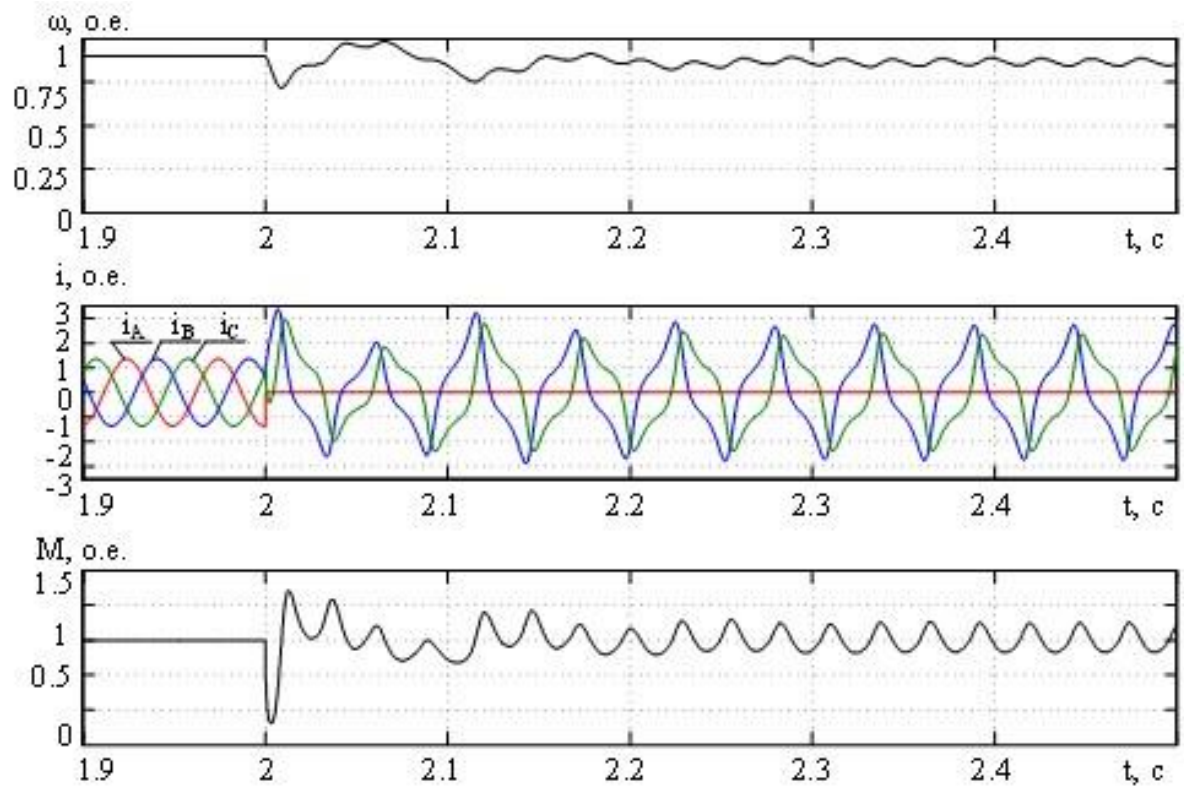


Рис. 4.16. Частотно-токовое управление АЭП, несинусоидальные токи двигателя

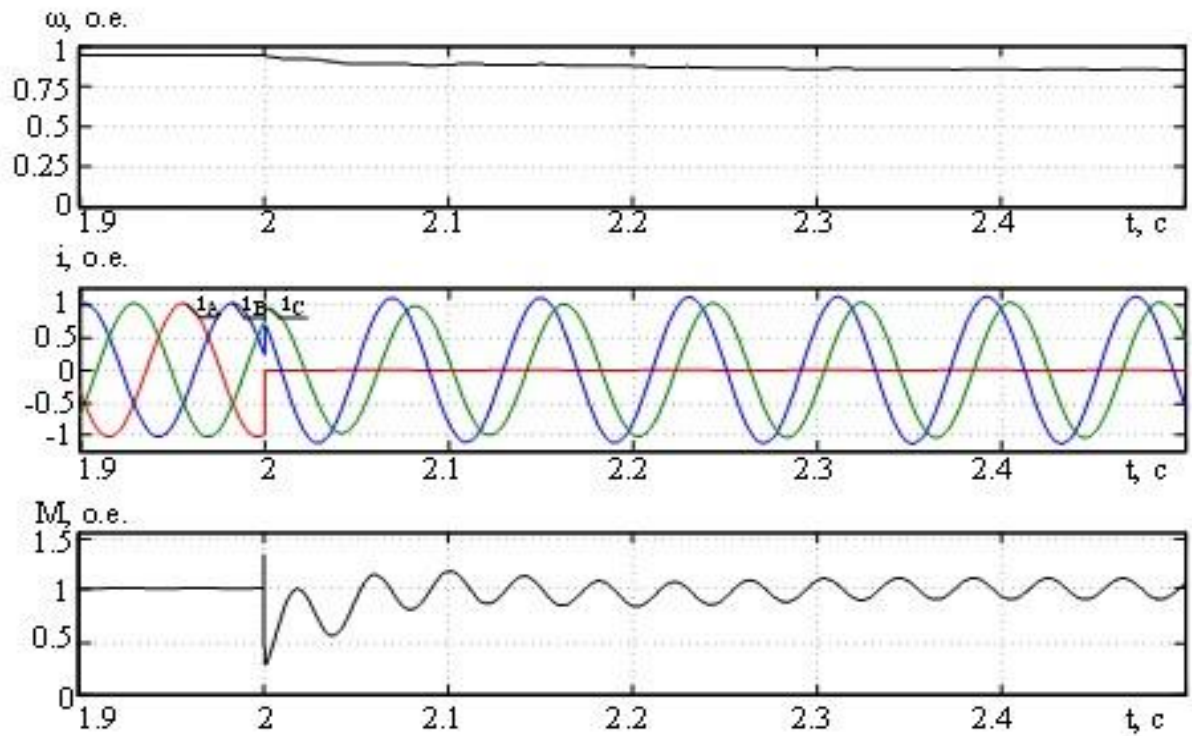


Рис. 4.17. Частотно-токовое управление АЭП с увеличением частоты фазных токов $k_\omega = 1$ и опережающей фазой тока со сдвигом на угол $\pi/3$

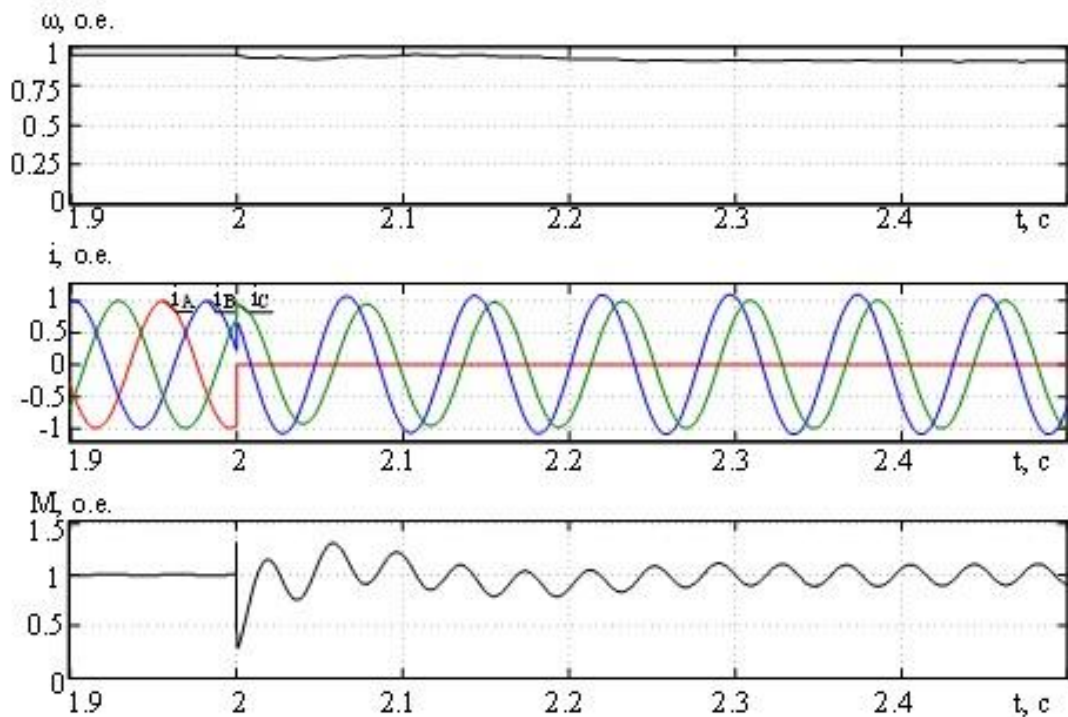


Рис. 4.18. Частотно-токовое управление АЭП с увеличением частоты фазных токов $k_\omega = 1,09$ и опережающей фазой тока со сдвигом на угол $\pi/3$

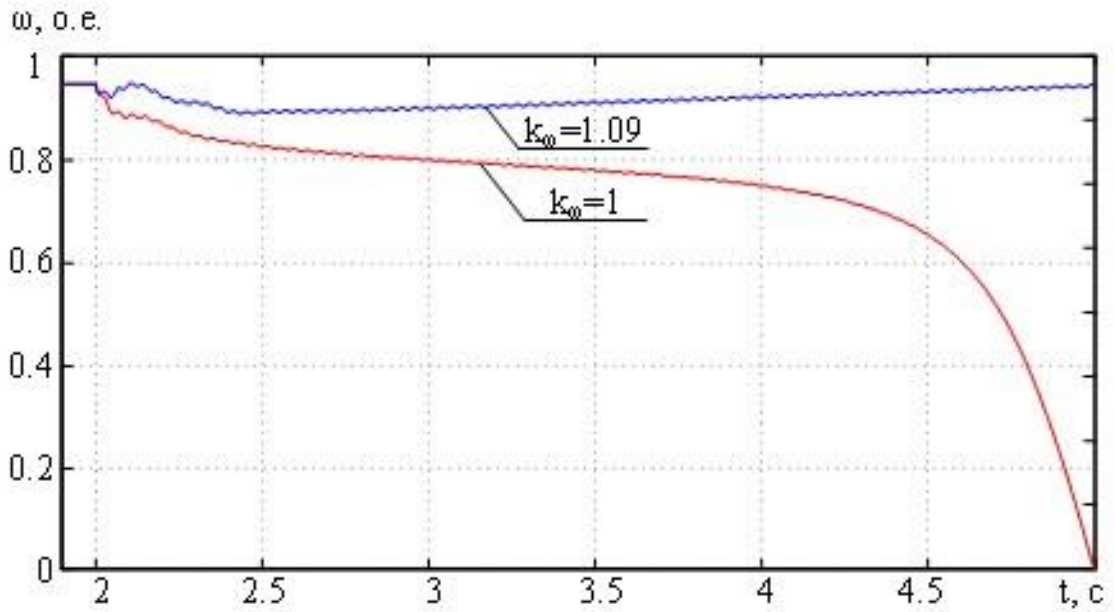


Рис. 4.19. Частотно-токовое управление АЭП с увеличением частоты фазных токов диаграммы частоты вращения для $k_\omega = 1, k_\omega = 1,09$ и опережающей фазы тока со сдвигом на угол $\pi/3$

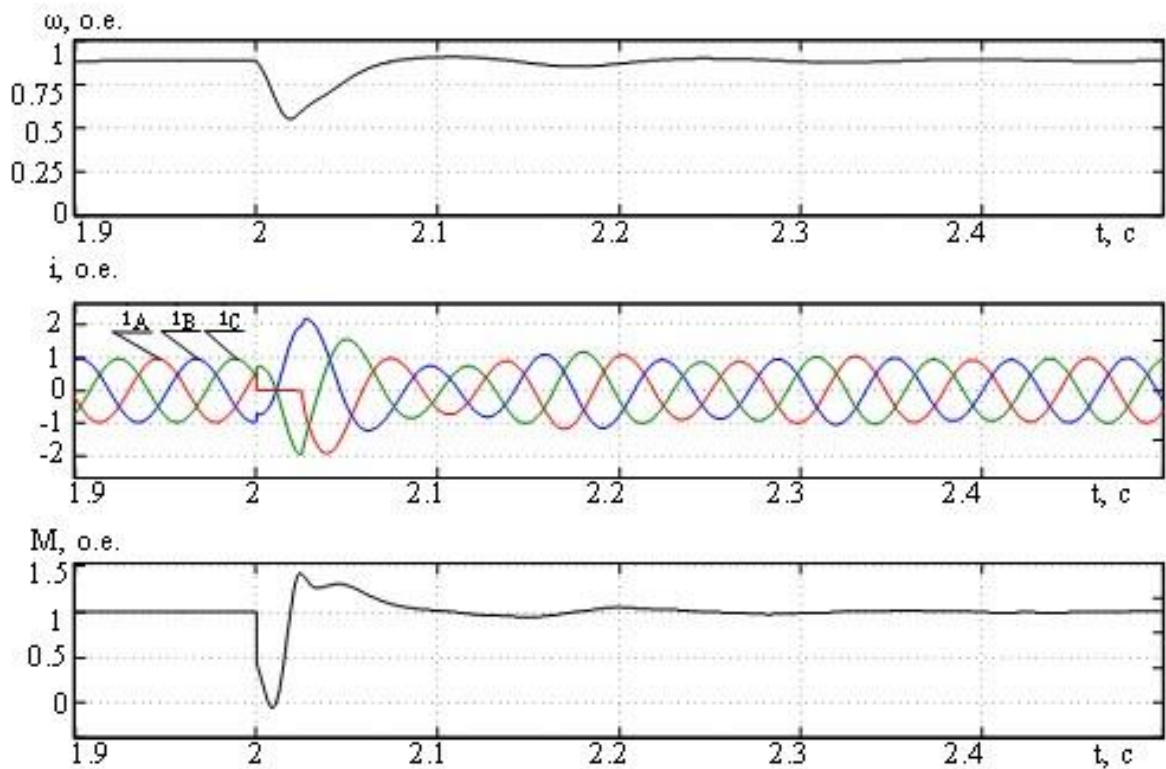


Рис. 4.20. Подключение структурного резерва АЭП, связанные фазы двигателя

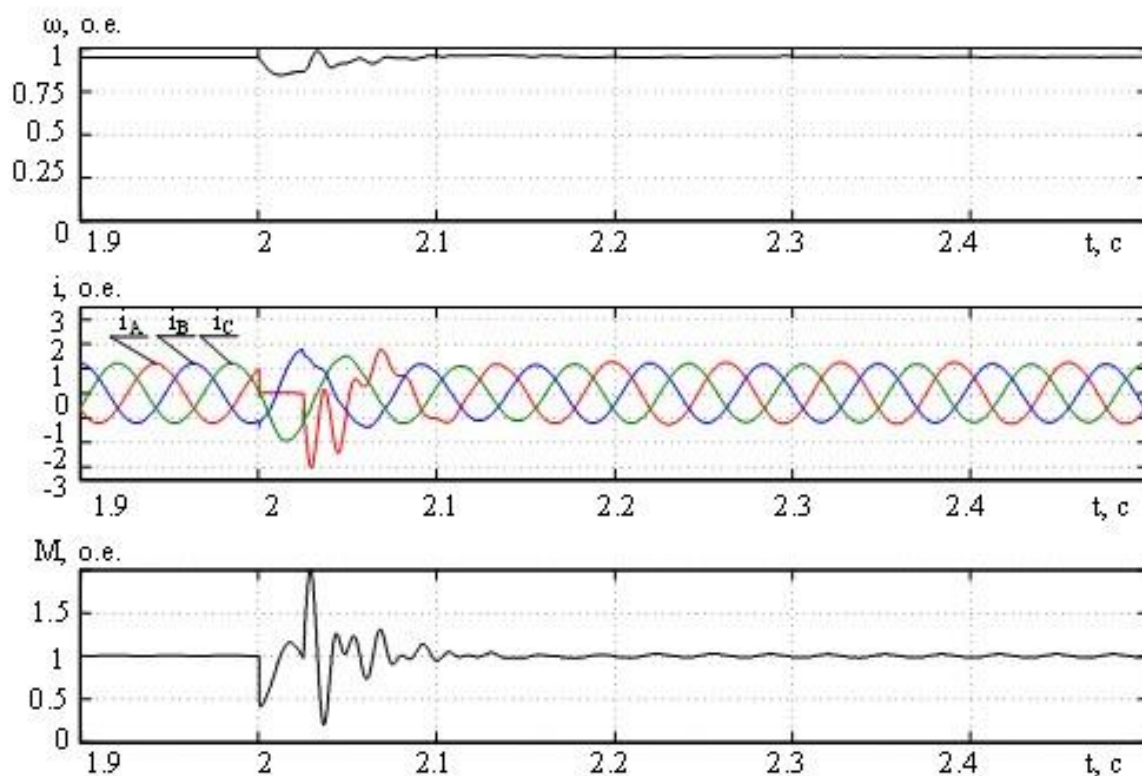


Рис. 4.21. Подключение структурного резерва АЭП, развязанные фазы двигателя

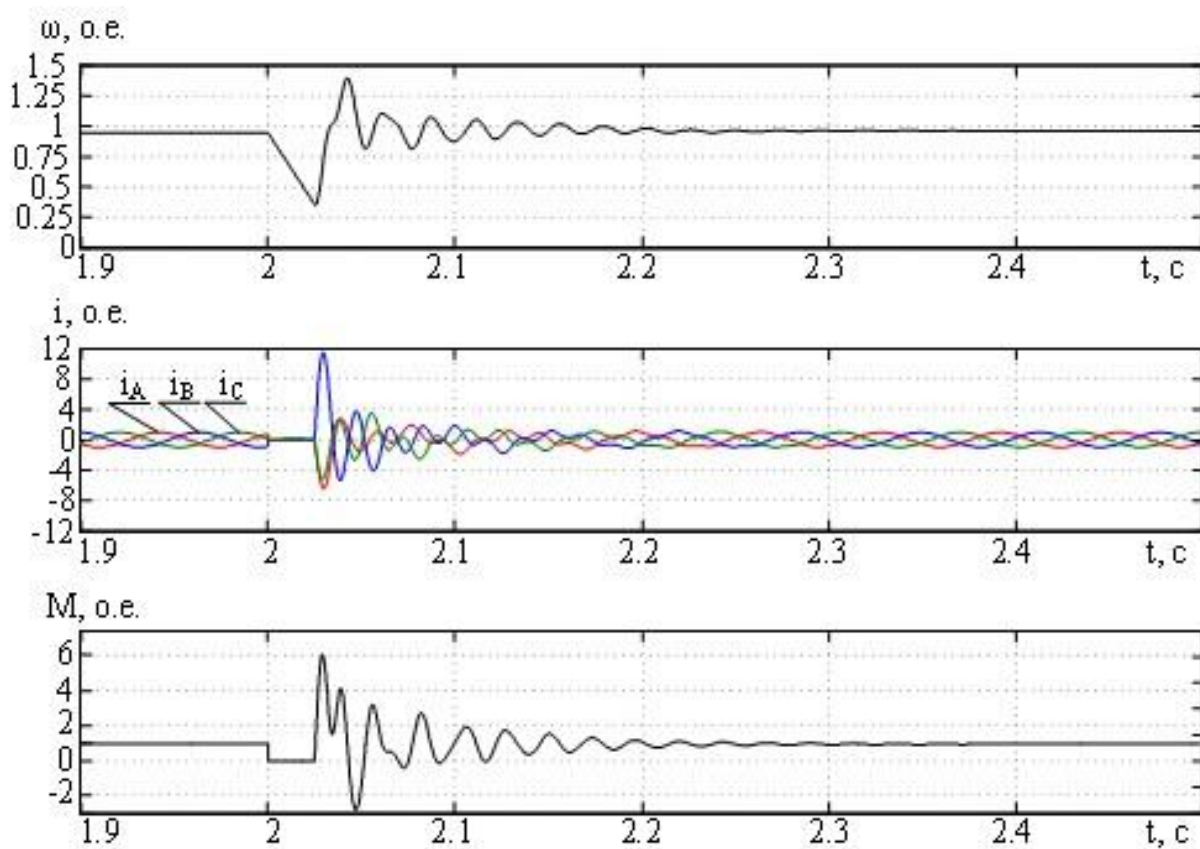


Рис. 4.22. Подключение структурного резерва АЭП с бестоковой паузой коммутации

При этом для алгоритма с поворотом векторов тока на угол $\pi/3$ радиан и отстающей фазы вектора тока возрастает амплитуда фазных токов (на 107 %) и момента (на 29,8 %) и уменьшается частота вращения на 5,69 % в переходных процессах. Для опережающей фазы вектора тока также возрастает амплитуда фазных токов (на 140,19 %) и момента (на 52,43 %) и уменьшается частота вращения на 8,26 % в переходных процессах.

На рис. 4.12–4.13 приведены результаты алгоритмического восстановления работоспособности трехфазного асинхронного электропривода с частотно-токовым управлением и применением алгоритма поворота векторов тока на угол π радиан (уравнение (4.6)) для отстающей фазы вектора тока – рис. 4.12 и для опережающей фазы вектора тока – рис. 4.13. Из временных диаграмм следует, что для электропривода с независимым формированием фазных токов при отказе одной из фаз в номинальном режиме удастся восстановить работоспособность по частоте вращения (на уровне 100 %). При этом для алгоритма с поворотом векторов тока на угол π радиан и отстающей фазы вектора тока возрастает амплитуда фазных токов (на 578 %) и момента (на 298 %), на 79 % уменьшается частота вращения в переходных процессах. Для опережающей фазы вектора тока также возрастает амплитуда фазных токов (на 212 %) и момента (на 46 %), на 20 % уменьшается частота вращения в переходных процессах.

На рис. 4.14–4.15 приведены результаты алгоритмического восстановления работоспособности трехфазного асинхронного электропривода с частотно-токовым управлением и применением алгоритма с поворотом векторов тока на угол $\pi/3$ радиан (уравнение (4.5)): для отстающей фазы вектора тока – на рис. 4.14, для опережающей фазы вектора тока – на рис. 4.15. Временные диаграммы позволяют сделать заключение: в электроприводе с независимым формированием фазных токов преобразователя частоты при отказе в одной из фаз в режиме номинальных значений частоты вращения и момента удастся восстановить работоспособность по частоте вращения (на уровне 100 %). При этом для алгоритма с поворотом векторов тока на угол $\pi/3$ радиан и отстающей фазы вектора тока возрастает амплитуда фазных токов (на 273 %) и момента (на 95

%), на 22 % уменьшается частота вращения в переходных процессах. Для опережающей фазы вектора тока также возрастает амплитуда фазных токов (на 99 %) и момента (на 45 %) в переходных процессах.

На рис. 4.16. приведены результаты моделирования для трехфазного АД с алгоритмом восстановления работоспособности на основе компенсации активной мощности двигателя с несинусоидальными фазными токами двигателя и реализацией алгоритма восстановления (4.10) при отказе в фазе «А» ($\bar{a}_a = 0$, $I_a = I_M \bar{a}_a \sin \omega t = 0$, $m = 3$, $n = 2$). Предполагается случай номинальной нагрузки двигателя.

Из временных диаграмм следует (рис. 4.16), что для электропривода с независимым формированием фазных токов преобразователя частоты при отказе в одной из фаз в режиме номинальных частоты вращения и момента удается восстановить работоспособность по частоте вращения (на уровне 100 %). При этом амплитуда несинусоидальных фазных токов возрастает в переходных процессах на 140 %, броски момента составляют 134 %, провал по частоте вращения – 17 %. За счет программного формирования формы тока в фазных обмотках происходит сдвиг векторов токов в оставшихся фазах до величины $\pi/3$ радиан и при равенстве МДС в фазах выполняется условие сохранения кругового вращающегося поля двигателя (2.1).

На рис. 4.17–4.19 представлены результаты моделирования переходных процессов при обрыве фазы статора для случая частотно-токового управления АЭП с увеличением частоты фазных токов и опережающей фазы тока со сдвигом на угол $\pi/3$ для параметров уравнения (4.11): $k_\omega = 1$ (рис. 4.17), $k_\omega = 1,09$ (рис. 4.18) и совмещенные временные диаграммы частоты вращения для $k_\omega = 1$, $k_\omega = 1,09$. При наступлении аварийной ситуации активизируется алгоритм восстановления (уравнение 4.11) и осуществляется сдвиг токов на угол $\pi/3$, что следует из диаграмм рис. 4.17–4.18. При значении коэффициента $k_\omega = 1$ (частота фазных токов сохраняется на прежнем уровне) частота вращения вала двигателя уменьшается (рис. 4.17), так как в отличие от аналогичного алгоритма с опережающей фазой вектора тока со сдвигом на угол $\pi/3$ (4.5) – в алгоритме

(4.11) отсутствует коэффициент увеличения амплитуды фазных токов в аварийном режиме (k_d) и не осуществляется увеличение активной мощности при отключении фазы двигателя. Действие алгоритма восстановления (4.11) отражается на диаграмме (рис. 4.18) переходных процессов при значении коэффициента $k_\omega = 1,09$. Так, увеличение частоты фазных токов на 9 % приводит к восстановлению частоты вращения после аварии. Наглядно видно действие алгоритма восстановления на рис. 4.19, где частота вращения при $k_\omega = 1$ уменьшается до нуля (продолжение диаграммы частоты вращения на рис. 4.17) и при увеличении на 9 % частоты фазных токов происходит восстановление частоты вращения без увеличения амплитуды фазных токов по сравнению с алгоритмом (уравнение 4.11). При этом снижаются момент и частота вращения двигателя, соответственно, на 71 % и 7 % от номинальных значений.

На рис. 4.20–4.22 представлены результаты моделирования ЭПТ при обрыве фазы статора двигателя и подключении структурного резерва с реализацией алгоритма восстановления (уравнение 4.13). Рассмотрено подключение резервного полумоста при исполнении двигателя со связанными (рис. 4.20), развязанными фазами (рис. 4.21), а также при применении бестоковой паузы подключения резервного полумоста ПЧ (рис. 4.22). Рассматривалась длительность $T_{\text{п}}$ восстановления работоспособности равной 25 мс. Уменьшение частоты вращения на время потери работоспособности электропривода составляет порядка 40 % от номинального значения для случая связанных фаз, около 5 % – для развязанных и примерно 50 % – для бестоковой паузы, перерегулирование по току превышает номинальные значения, соответственно в 2,3 и 12 раз.

Максимальные значения пульсаций частоты $\Delta\omega$ вращения, момента ΔM и тока ΔI для рассмотренных алгоритмов восстановления с функциональным резервированием приведены в таблице 4.2 [24].

Таблица 4.2

№	Алгоритмы работы АД с поворотом векторов тока на углы изменением формы тока	$\Delta\omega$, %	ΔM , %	ΔI , %
1	Векторное управление, отстающая фаза $\pi/3$	-5,7	-29,8	107,1
2	Векторное управление, опережающая фаза $\pi/3$	8,3	52,4	140,2

3	Скалярное управление, отстающая фаза π	-78,9	-298,2	577,9
4	Скалярное управление, опережающая фаза π	-19,7	-45,6	211,9
5	Скалярное управление, отстающая фаза $\pi/3$	-21,7	-95,3	272,5
6	Скалярное управление, опережающая фаза $\pi/3$	0	45,4	98,8
7	Скалярное управление, опережающая фаза $\pi/3$, $k_{\omega} = 1,09$	-2,7	-70,7	0
8	Скалярное управление, несинусоидальные токи	-16,6	-133,5	140,4

При восстановлении работоспособности на основе переключения структуры электропривода эффективность рассмотренных алгоритмов различается. Так, для алгоритма со сдвигом отстающей фазы вектора тока на угол π пульсации частоты вращения являются наибольшими и составляют 79 % от номинального значения. Далее следуют алгоритмы с отстающей фазой тока $\pi/3$ – пульсации частоты вращения составляют, примерно 22 % и с опережающей фазой на угол π – пульсации частоты вращения около 20 %.

Анализ рассмотренных алгоритмов восстановления позволяет сделать вывод, что уменьшению пульсаций частоты вращения в момент аварии способствует сокращение углового пути вращения вектора тока с π до $\pi/3$ радиан и встречные направления движения пространственного вектора тока и ротора двигателя.

Алгоритмы отказоустойчивого управления в аварийном двухфазном режиме трехфазного АД с частотно-токовым управлением и несинусоидальными токами позволяют получить пульсации частоты вращения не более 17 %.

Анализируя данные исследования, можно выделить алгоритмы, применение которых являются предпочтительными. Так, при организации векторного управления и опережающей фазы со сдвигом на угол $\pi/3$ пульсации частоты вращения и момента практически отсутствуют (рис. 4.10).

Среди алгоритмов частотно-токового управления можно выделить алгоритм для опережающей фазы и сдвигом на угол $\pi/3$, при использовании которого пульсации частоты вращения будут отсутствовать, а пульсации момента и тока соответствовать минимальным значениям (рис. 4.14).

Из сравнения длительности T_{Π} переключения структуры электропривода для векторного $T_{\Pi} = 4,6$ мс (рис. 3.3 а) и скалярного управления $T_{\Pi} = 8,2$ мс (рис. 3.3 б) следует, что применение векторного управления ЭП ускоряют процессы переключения структуры в момент аварии на 78 %.

На рис. 4.23 приведены зависимости пульсаций частоты вращения $\Delta\omega_s$ (M_c , T_{Π}) от величины нагрузки M_c и времени T_{Π} переключения структуры электропривода, позволяющие оценить величину $\Delta\omega_s$ при аварийном отключении одной из фаз двигателя в процессе алгоритмического восстановления работоспособности. Из диаграммы на рисунке следует, что пульсации $\Delta\omega_s = 6,5$ % частоты вращения при номинальной нагрузке достигаются за интервал времени $T_{\Pi} = 0,012$ с. При снижении нагрузки или сокращении времени T_{Π} переключения структуры электропривода величина пульсаций $\Delta\omega_s$ частоты вращения будет стремиться к нулю.

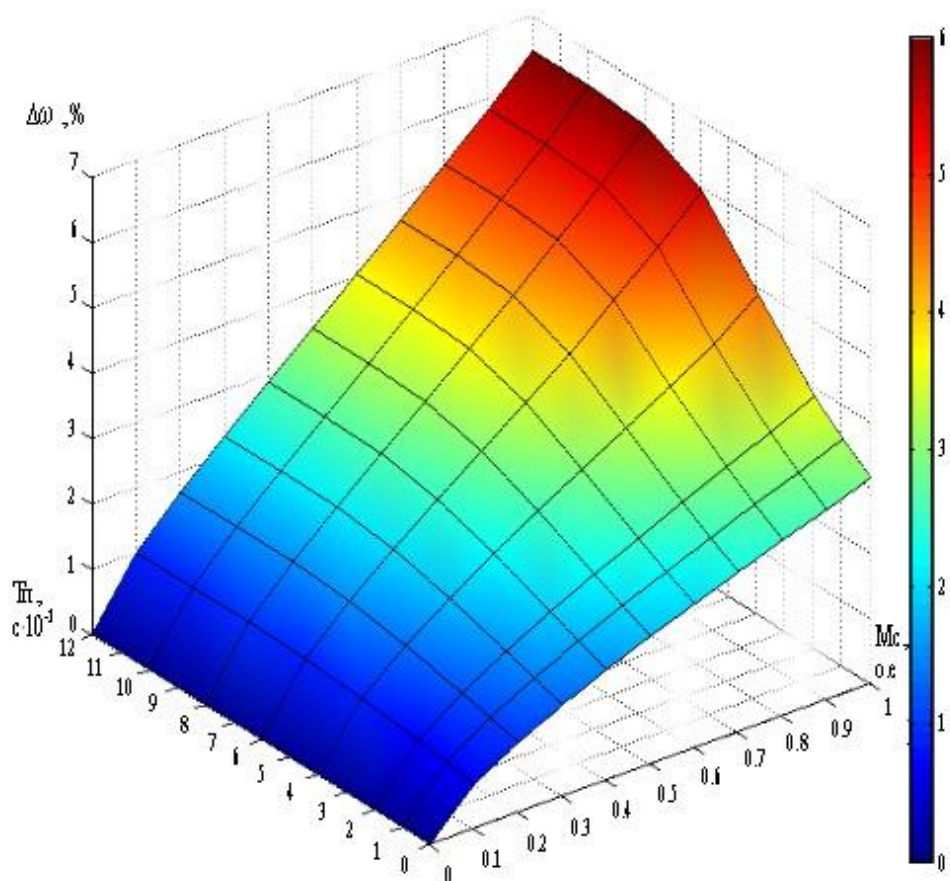


Рис. 4.23. Зависимость $\Delta\omega_s$ от величины нагрузки M_c , времени T_{Π} переключения структуры асинхронного электропривода

4.5. Алгоритмы отказоустойчивого управления вентильным электроприводом в аварийных режимах работы

В случае отказа в одной из фаз временной сдвиг токов обмоток трехфазной электрической машины на угол $\beta = \pi/3$ может быть обеспечен выполнением следующего правила [27]: угол между векторами токов (напряжений) в двух оставшихся фазах определяется углом $\delta = \frac{2\pi}{3}$ (таблица 4.1). Для формирования временного сдвига токов $\beta = \pi/3$ необходимо осуществить фазовый сдвиг формируемых сигналов управления на угол, равный π отстающей (или опережающей) фазы, где произошел отказ, при этом опережающая (отстающая) фаза не меняет фазового сдвига. В качестве иллюстрации этого правила приведены векторные диаграммы формирования векторов тока фаз в аварийном 2-фазном режиме работы вентильного двигателя (таблица 4.1). Как следует из таблицы 4.1, в случае отказа в одной из фаз существует две возможные комбинации по изменению положения векторов тока: формировать сдвиг для отстающей либо опережающей фазы.

Получение временного сдвига токов обмоток трехфазной электрической машины на угол $\beta = \pi/3$ изменяет порядок чередования векторов МДС в фазных обмотках статора, что приводит к реверсу направления вращения двигателя. Для предотвращения этого явления в момент переключения структуры электропривода необходимо осуществить реверсирование считывания кода датчика положения ротора (рис. 4.24).

В трехфазном режиме угол нагрузки $\theta = \pi/2$, который (как правило) задается пространственным сдвигом между корпусом статора электродвигателя и корпусом датчика положения ротора. Код угла α (код с выхода датчика положения ротора) уже содержит угол θ . В двухфазном режиме можно определить модифицированный код датчика положения ротора в результате вычисления угла γ :

$$\gamma = \alpha + \psi_A - \theta. \quad (4.14)$$

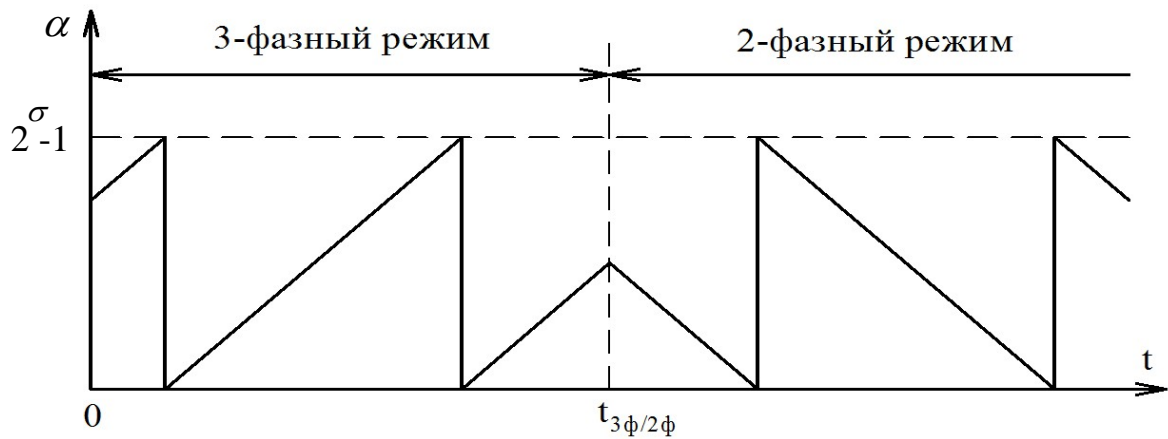


Рис. 4.24. Реверсирование кода датчика положения ротора при переключении из 3-фазного режима в аварийный 2-фазный режим

В трехфазном режиме функционирование системы управления вентиля-
ным двигателем может быть представлено системой уравнений (4.15):

$$\begin{aligned} I_A &= I_\omega \sin(2^\sigma - 1 - \alpha); \\ I_B &= I_\omega \sin(2^\sigma - 1 - \alpha + 2\pi/3); \\ I_C &= I_\omega \sin(2^\sigma - 1 - \alpha + 4\pi/3); \end{aligned} \quad (4.15)$$

где I_A, I_B, I_C – задания, определяющие амплитуду тока в регуляторе тока; I_ω – за-
дание по амплитуде тока, определяемое текущим значением скорости; $(2^\sigma - 1 -$
 $\alpha)$ – реверсивный код σ – разрядного датчика положения ротора (α – простой
код).

В двухфазном режиме, в соответствии со сформулированным выше пра-
вилем фазового сдвига векторов тока на угол $\beta = \pi/3$, система из трех уравне-
ний (4.15) может быть записана в виде трех систем из двух уравнений в каждой
системе в зависимости от того, в какой фазе двигателя произошел отказ.

Отказ фазы «А»:

$$\begin{cases} I_C = I_\omega \sin(\gamma + 4\pi/3 \pm \pi); \\ I_B = I_\omega \sin(\gamma + 2\pi/3). \end{cases} \quad (4.16)$$

Отказ фазы «В»:

$$\begin{cases} I_A = I_\omega \sin(\gamma \pm \pi); \\ I_C = I_\omega \sin(\gamma + 4\pi/3). \end{cases} \quad (4.17)$$

Отказ фазы «С»:

$$\begin{cases} I_B = I_\omega \sin(\gamma + 2\pi/3 \pm \pi); \\ I_A = I_\omega \sin\gamma. \end{cases} \quad (4.18)$$

Состояние канала управления отказавшей фазы не определяет работоспособность вентильного двигателя и поэтому не рассматривается.

На основе уравнений (4.15) строятся известные системы управления цифровых и цифро-аналоговых электроприводов с вентильным двигателем.

При наличии системы мониторинга отказов, определяющей отказавшую фазу, может быть построена система управления трехфазного вентильного двигателя, сохраняющего работоспособность (в случае аварийной ситуации) в двухфазном режиме с учетом уравнений (4.16), (4.17), (4.17) и (4.15) в трехфазном режиме.

Кроме того, для обеспечения максимума момента на валу электродвигателя необходимо обеспечить угол нагрузки, который теперь определяется углом $\psi_A = \pi/6$ и совместить углы нагрузки $\theta = \pi/2$ в трехфазных и $\psi_A = \pi/6$ в двухфазных режимах с учетом конструктивных особенностей двигателя.

На основе выражений (4.15)–(4.18) можно записать выражения, определяющие функционирование микроконтроллерной системы управления электроприводом (рис. 6.15) в трехфазном и двухфазном режимах работы.

В электроприводе с ВД формируются задания на фазные токи I_A, I_B, I_C для опережающей фазы вектора тока [4, 8, 36]:

$$\begin{aligned} I_A &= I_\omega \bar{a} \sin \left((2^\sigma - 1 - \alpha) \bar{d} + (\alpha + \psi_A - \theta) d \pm \pi b \right); \\ I_B &= I_\omega \bar{b} \sin \left((2^\sigma - 1 - \alpha) \bar{d} + (\alpha + \psi_A - \theta) d \pm \pi c + 2\pi/3 \right); \\ I_C &= I_\omega \bar{c} \sin \left((2^\sigma - 1 - \alpha) \bar{d} + (\alpha + \psi_A - \theta) d \pm \pi a + 4\pi/3 \right) \end{aligned} \quad (4.19)$$

для отстающей фазы вектора тока:

$$\begin{aligned} I_A &= I_\omega \bar{a} \sin \left((2^\sigma - 1 - \alpha) \bar{d} + (\alpha + \psi_A - \theta) d \pm \pi c \right); \\ I_B &= I_\omega \bar{b} \sin \left((2^\sigma - 1 - \alpha) \bar{d} + (\alpha + \psi_A - \theta) d \pm \pi a + 2\pi/3 \right); \\ I_C &= I_\omega \bar{c} \sin \left((2^\sigma - 1 - \alpha) \bar{d} + (\alpha + \psi_A - \theta) d \pm \pi b + 4\pi/3 \right), \end{aligned}$$

где σ – число двоичных разрядов выходного кода датчика положения ротора.

При $d = 1$ – имеется отказ в одной из фаз и логическое умножение на соответствующий бит отказа a, b, c значения $\pm \pi$ обеспечивает формирование фазового сдвига векторов тока на угол $\pi/3$ в двухфазном режиме. Если один из битов отказа не нулевой – в оставшихся фазах реализуется алгоритм восстановления, в отказавшую фазу управление не поступает. Код угла α (сигнал выхода датчика положения ротора) уже содержит угол нагрузки – θ . В двухфазном режиме формируется модифицированный код датчика положения ротора, который задается углом: $\gamma = \alpha + \psi_A - \theta$. Эта операция выполняется логическим умножением на бит d , при этом логическим умножением на бит \bar{d} блокируется формирование угла $(2^\sigma - 1 - \alpha)$ в трехфазном режиме. При значении угла $\psi_A = \pi/6$ задается угол нагрузки, определяющий максимум активной мощности и момента на валу ВД.

Учет реактивного момента, возникающего при явнополюсном исполнении ВД, обеспечивается введением угла коррекции угловых характеристик φ_k в выражения (4.19) в виде слагаемого $d\varphi_k$ (гл 5, раздел 5.2.3) с целью минимизации времени T_{Π} переключения структуры электропривода за счет упреждающего задания в момент отказа и, следовательно, минимизации (или исключения) переходных процессов скорости и момента двигателя.

4.6. Алгоритмы отказоустойчивого управления вентильно-индукторным электроприводом в аварийных режимах работы

В общем случае управление ВИП осуществляется путем поочередной коммутации фаз двигателя на основании информации, получаемой с датчика положения ротора. Известны следующие виды коммутации [249]: симметричная одиночная (рис. 4.25, а), симметричная парная и несимметричная одиночная (рис. 4.25, б).

На рис. 4.25 обозначено: А, В, С – индексы фаз; t_1, t_2, t_3 – интервалы времени коммутации каждой из фаз; T – период коммутации.

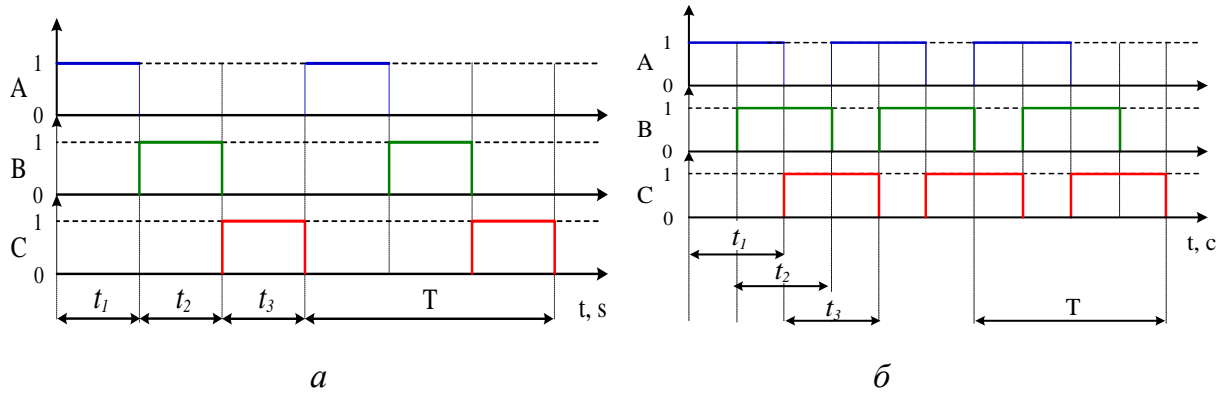


Рис. 4.25. Диаграммы управления коммутацией при симметричной одиночной (а) и несимметричной одиночной коммутации фаз (б)

Перекрытия фаз при симметричной одиночной коммутации (рис. 4.25 а) отсутствует. С несимметричной одиночной коммутацией (рис. 4.25 б) перекрытие фаз производится с углом перекрытия: $\alpha_k = \pi/4$.

На рис. 4.26 приведены алгоритмы отказоустойчивого управления ВИД с компенсацией момента выбывающих из работы фаз двигателя для одно и двухсекционного ВИД, представленные в разделе 4.6.



Рис. 4.26. Алгоритмы отказоустойчивого управления ВИД

4.6.1. Управление односекционным трехфазным вентильно-индукторным электроприводом с симметричной одиночной коммутацией и исходной отказоустойчивостью

Мгновенные задания на фазные токи ВИП I_A , I_B , I_C формируются по выражениям (4.20):

$$I_A = I_\omega [1 + \text{sign}(\varphi(i_A, \alpha) - \alpha)]/2;$$

$$I_B = I_\omega [1 + \text{sign}(\varphi(i_B, \alpha) - \alpha)]/2;$$

$$I_C = I_\omega [1 + \text{sign}(\varphi(i_C, \alpha) - \alpha)]/2, \quad (4.20)$$

где I_ω – значение амплитуды формируемых фазных токов; α – электрический угол ротора в радианах; $\varphi(i, \alpha)$ – значения формируемого угла для каждой фазы; $\varphi(t)$ – мгновенное значение угла датчика положения ротора.

На рис. 4.27 приведены временные диаграммы переходных процессов ВИП с симметричной одиночной коммутацией фаз.

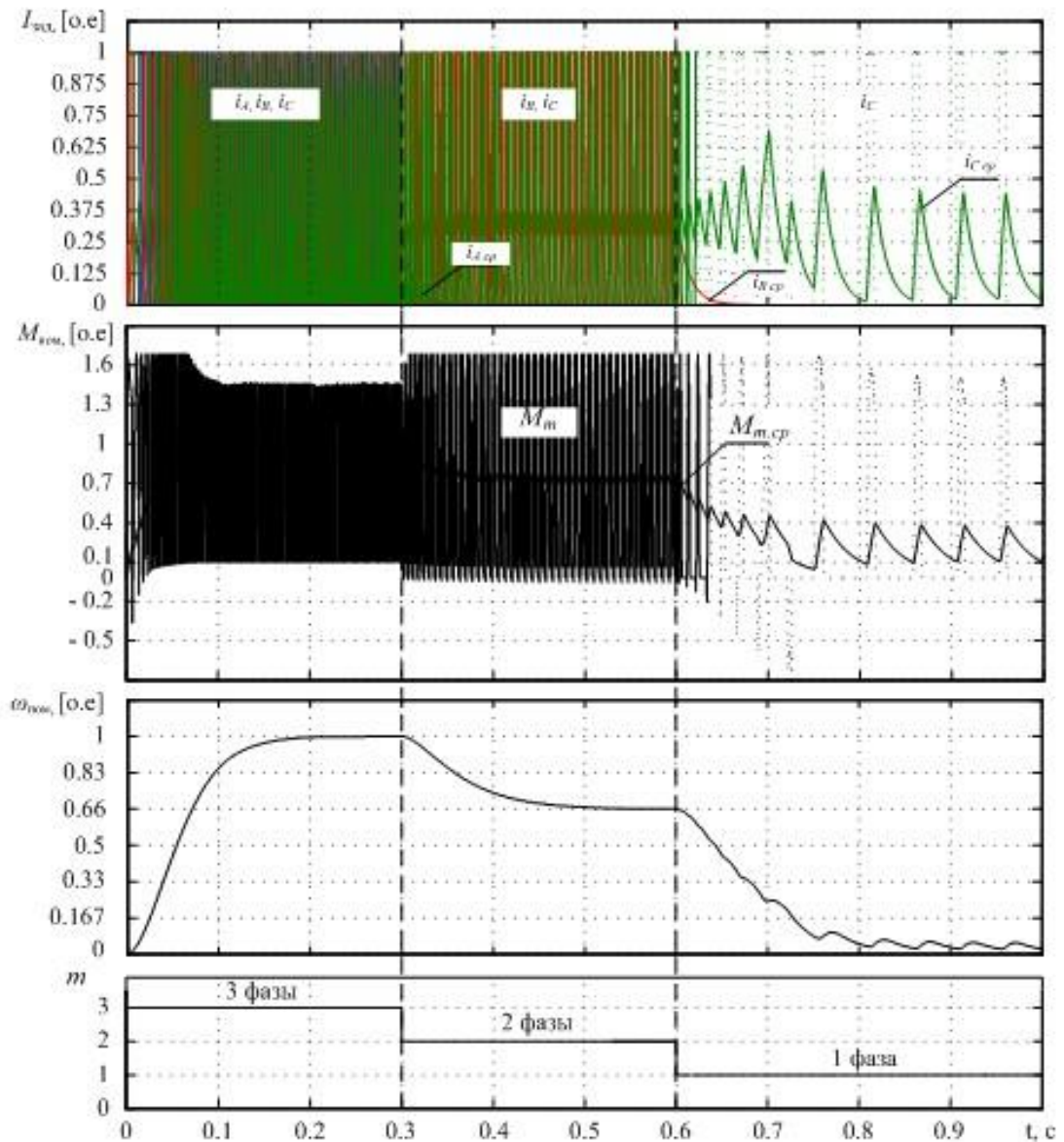


Рис. 4.27. Временные диаграммы переходных процессов ВИП с симметричной одиночной коммутацией фаз

На первой диаграмме рис. 4.27 показаны динамические процессы фазных токов i_A, i_B, i_C и их средние значения $i_{Acp}, i_{Bcp}, i_{Ccp}$. На второй диаграмме приведены суммарные диаграммы мгновенных моментов фаз в функции числа одновременно работающих фаз двигателя $m = 3, 2, 1$ в процессе исчерпания рабочего ресурса двигателя и средние значения $M_{m\text{ ср}}$ момента. На третьей диаграмме изображена зависимость частоты вращения, четвертая диаграмма отражает число одновременно работающих фаз двигателя $m = 3, 2, 1$ в процессе исчерпания рабочего ресурса двигателя. При $m = 3$ все фазы работоспособны, частота вращения номинальная, при $m = 2$ и токе $i_{1A} = 0$ двигатель работает в двухфазном режиме, значение частоты вращения 0,66 от номинальной, при $m = 1$ и токе $i_B = 0$, происходит процесс торможения двигателя и частота вращения уменьшается до нулевого значения.

Из конструктивных особенностей ВИП следует, что все три фазы электрически независимы друг от друга и при обрыве фазы происходит снижение активной мощности электропривода. Диаграмма на рис. 4.27 показывает исходную отказоустойчивость односекционного трехфазного ВИП при отказе на номинальной нагрузке.

4.6.2. Алгоритм управления односекционным трехфазным вентильно-индукторным электроприводом с симметричной одиночной коммутацией и компенсацией момента за счет увеличения амплитуды фазных токов

Задания на фазные токи I_A, I_B, I_C ВИП формируются по следующим выражениям:

$$\begin{aligned} I_A &= I_\omega \bar{a} k_d [1 + \text{sign}(\varphi(i_A, \alpha) - \alpha)]/2; \\ I_B &= I_\omega \bar{b} k_d [1 + \text{sign}(\varphi(i_B, \alpha) - \alpha)]/2; \\ I_C &= I_\omega \bar{c} k_d [1 + \text{sign}(\varphi(i_C, \alpha) - \alpha)]/2, \end{aligned} \quad (4.21)$$

где $\bar{a}, \bar{b}, \bar{c}$ – инверсные значения битов a, b, c матрицы $[M_O]$ отказов; k_d – коэффициент увеличения амплитуды фазных токов в аварийном режиме (выражение (4.2)).

На рис. 4.28 показаны временные диаграммы переходных процессов ВИП с симметричной одиночной коммутацией и компенсацией момента за счет увеличения амплитуд фазных токов.

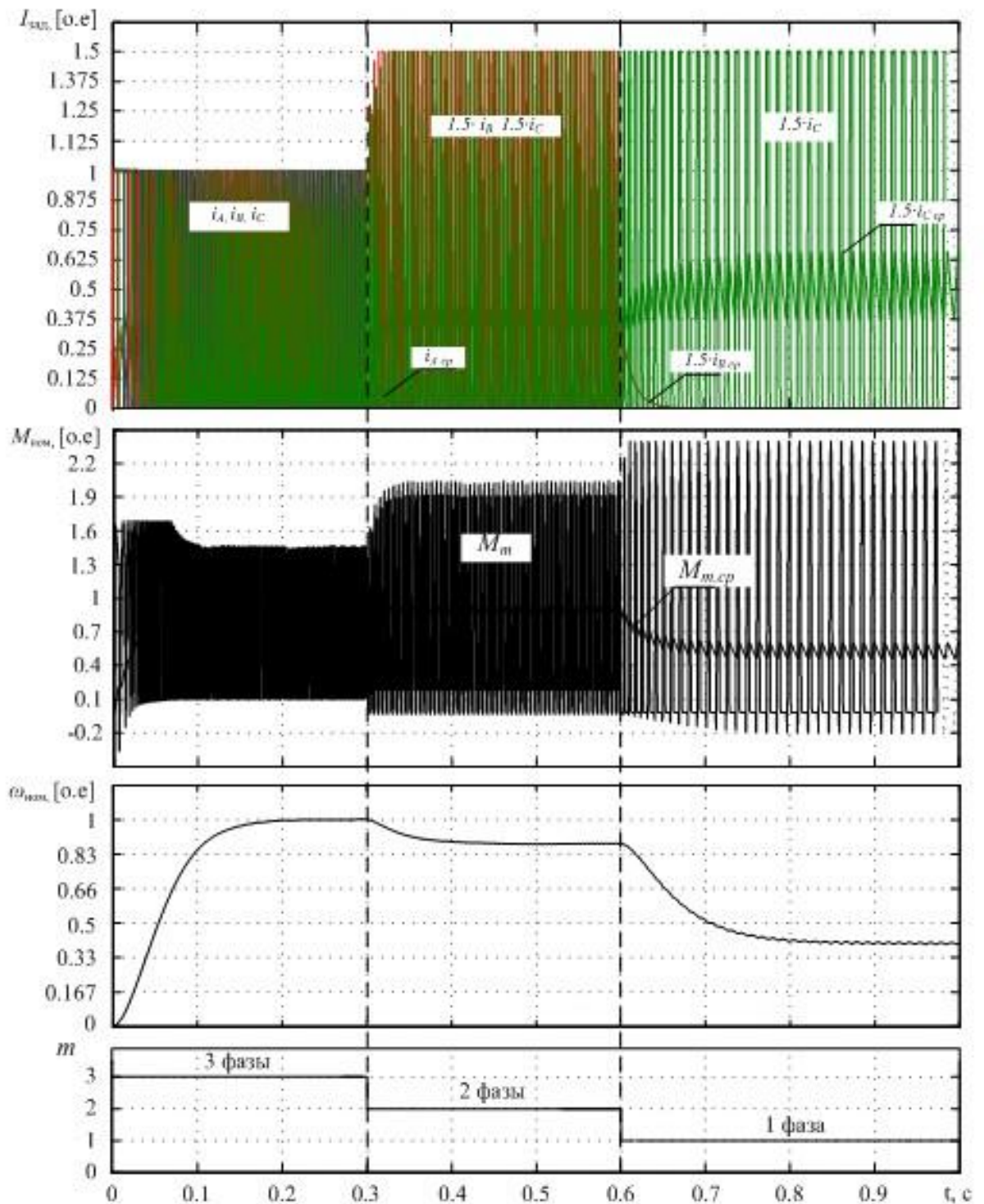


Рис. 4.28. Временные диаграммы переходных процессов ВИП с симметричной одиночной коммутацией и компенсацией момента за счет увеличения амплитуд фазных токов

На первой и второй диаграммах рис. 4.28 показаны текущие процессы фазных токов, электромагнитных моментов и их средние значения в функции количества m фаз при изменении рабочего ресурса двигателя. На третьей и четвертой диаграммах приведены частота вращения и число m одновременно работающих фаз двигателя при изменении рабочего ресурса. Можно сделать следующий вывод: при $m = 3$ все фазы работоспособны, частота вращения номинальная; при $m = 2$, $i_{1A} = 0$ двигатель работает в двухфазном режиме с активизацией алгоритма восстановления (4.21) и увеличением амплитуд фазных токов в 1,5 раза, значение частоты вращения составляет 0,89 от номинальной; при $m = 1$, $i_B = 0$ в аварийном однофазном режиме (без возможности пуска) обеспечивается поддержание частоты вращения на уровне 0,41 от номинального значения.

4.6.3. Алгоритм управления односекционным трехфазным вентильно-индукторным электроприводом с компенсацией момента за счет изменения угла перекрытия фаз

В электроприводе с ВИД текущие задания на фазные токи I_A , I_B , I_C формируются по выражениям:

$$\begin{aligned} I_A &= I_\omega \bar{a} [1 + \text{sign}(\varphi(i_A, \alpha) - \alpha + d\alpha_k)]/2; \\ I_B &= I_\omega \bar{b} [1 + \text{sign}(\varphi(i_B, \alpha) - \alpha + d\alpha_k)]/2; \\ I_C &= I_\omega \bar{c} [1 + \text{sign}(\varphi(i_C, \alpha) - \alpha + d\alpha_k)]/2, \end{aligned} \quad (4.22)$$

где α_k – угол перекрытия фаз двигателя ($\alpha_k = \pi/4$).

При активизации алгоритма восстановления происходит смена режима коммутации с симметричной одиночной (рис. 4.25, а) в трехфазном режиме на несимметричную одиночную (рис. 4.25, б) в неполнофазном режиме.

На рис. 4.29 показаны временные диаграммы переходных процессов ВИП с компенсацией момента за счет изменения угла перекрытия фаз.

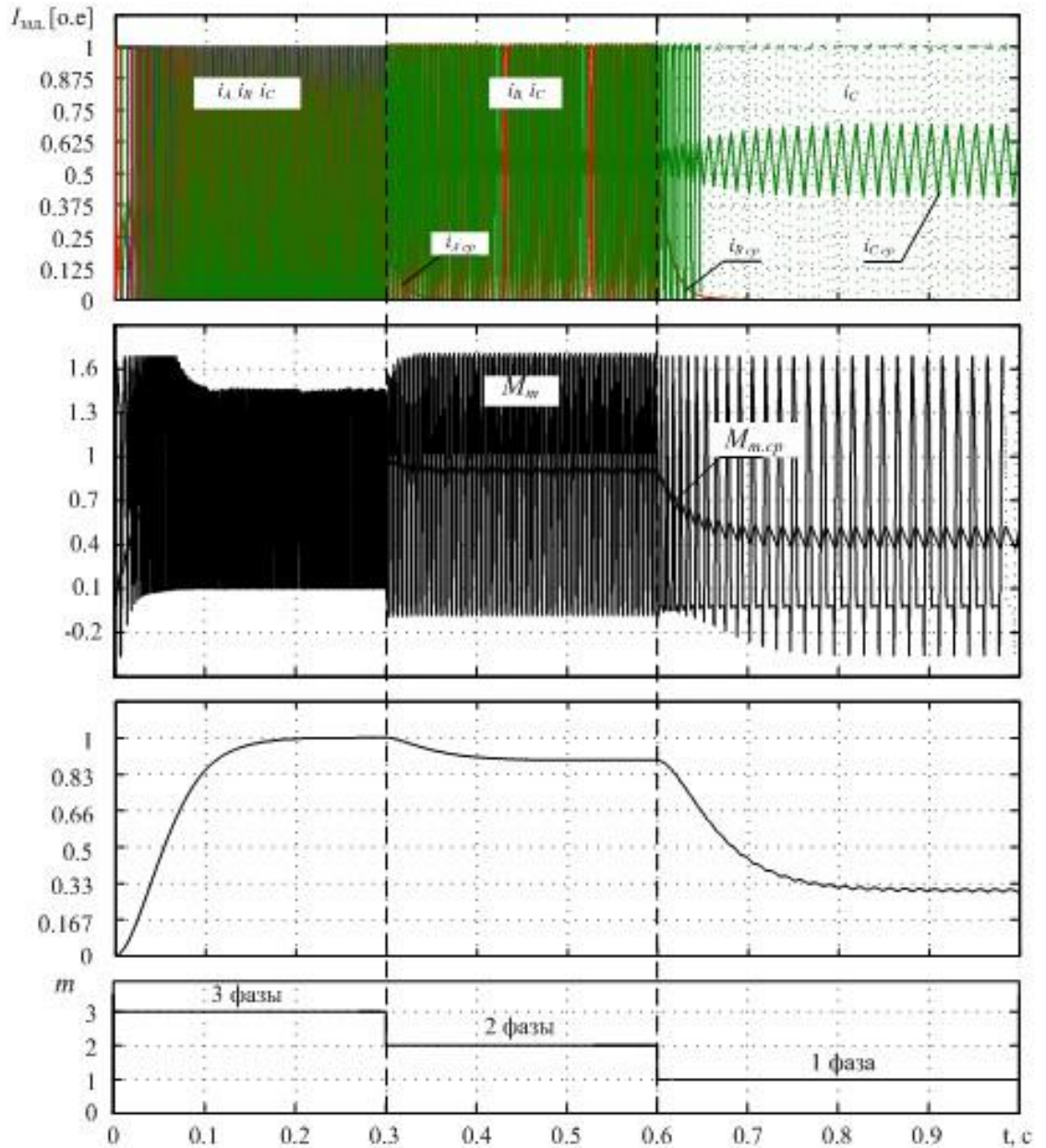


Рис. 4.29. Временные диаграммы переходных процессов ВИПС компенсацией момента за счет изменения угла перекрытия фаз

На первой и второй диаграммах рис. 4.29 показаны текущие процессы фазных токов, электромагнитных моментов и их средние значения в функции количества m фаз при изменении рабочего ресурса двигателя. На третьей и четвертой диаграммах приведены частота вращения и число m одновременно работающих фаз двигателя при изменении рабочего ресурса. Можно сделать следующий вывод: при $m = 3$ все фазы работоспособны, частота вращения номинальная; при $m = 2$, $i_{1A} = 0$ двигатель работает в двухфазном режиме с активи-

зацией алгоритма восстановления (4.22) и изменением угла коммутации фаз, значение частоты вращения составляет 0,9 от номинального значения; при $m = 1$, $i_B = 0$ в аварийном однофазном режиме (без возможности повторного пуска) обеспечивается поддержание частоты вращения на уровне 0,32 от номинального значения.

4.6.4. Алгоритм управления односекционным трехфазным вентильно-индукторным электроприводом с компенсацией момента за счет изменения угла перекрытия фаз и увеличения амплитуд фазных токов

В электроприводе с ВИД формируются текущие задания на фазные токи I_A, I_B, I_C по выражениям:

$$\begin{aligned} I_A &= I_{\omega} \bar{a} [1 + \text{sign}(\varphi(i_A, \alpha) - \alpha + d\alpha_k)]/2; \\ I_B &= I_{\omega} \bar{b} [1 + \text{sign}(\varphi(i_B, \alpha) - \alpha + d\alpha_k)]/2; \\ I_C &= I_{\omega} \bar{c} [1 + \text{sign}(\varphi(i_C, \alpha) - \alpha + d\alpha_k)]/2, \end{aligned} \quad (4.23)$$

При активизации алгоритма восстановления происходит смена режима коммутации с симметричной одиночной (рис. 4.25, а) в трехфазном режиме на несимметричную одиночную (рис. 4.25, б) вид коммутации в неполнофазном режиме с одновременным увеличением амплитуд фазных токов в 1,5 раза.

На рис. 4.30 показаны временные диаграммы переходных процессов ВИП с компенсацией изменения угла перекрытия фаз и увеличением амплитуд токов фаз.

На первой и второй диаграммах рис. 4.30 показаны текущие процессы фазных токов, электромагнитных моментов и их средние значения в функции количества m фаз при изменении рабочего ресурса двигателя. На третьей и четвертой диаграммах приведены частота вращения и число m одновременно работающих фаз двигателя при изменении рабочего ресурса. Можно сделать следующий вывод: при $m = 3$ все фазы работоспособны, частота вращения номинальная; при $m = 2$, $i_{1A} = 0$ двигатель работает в двухфазном режиме с активизацией алгоритма восстановления (4.23) и изменением угла коммутации фаз,

значение частоты вращения не изменяется; при $m = 1$, $i_B = 0$ в аварийном однофазном режиме (без возможности повторного пуска) обеспечивается поддержание частоты вращения на уровне 0,65 от номинального значения.

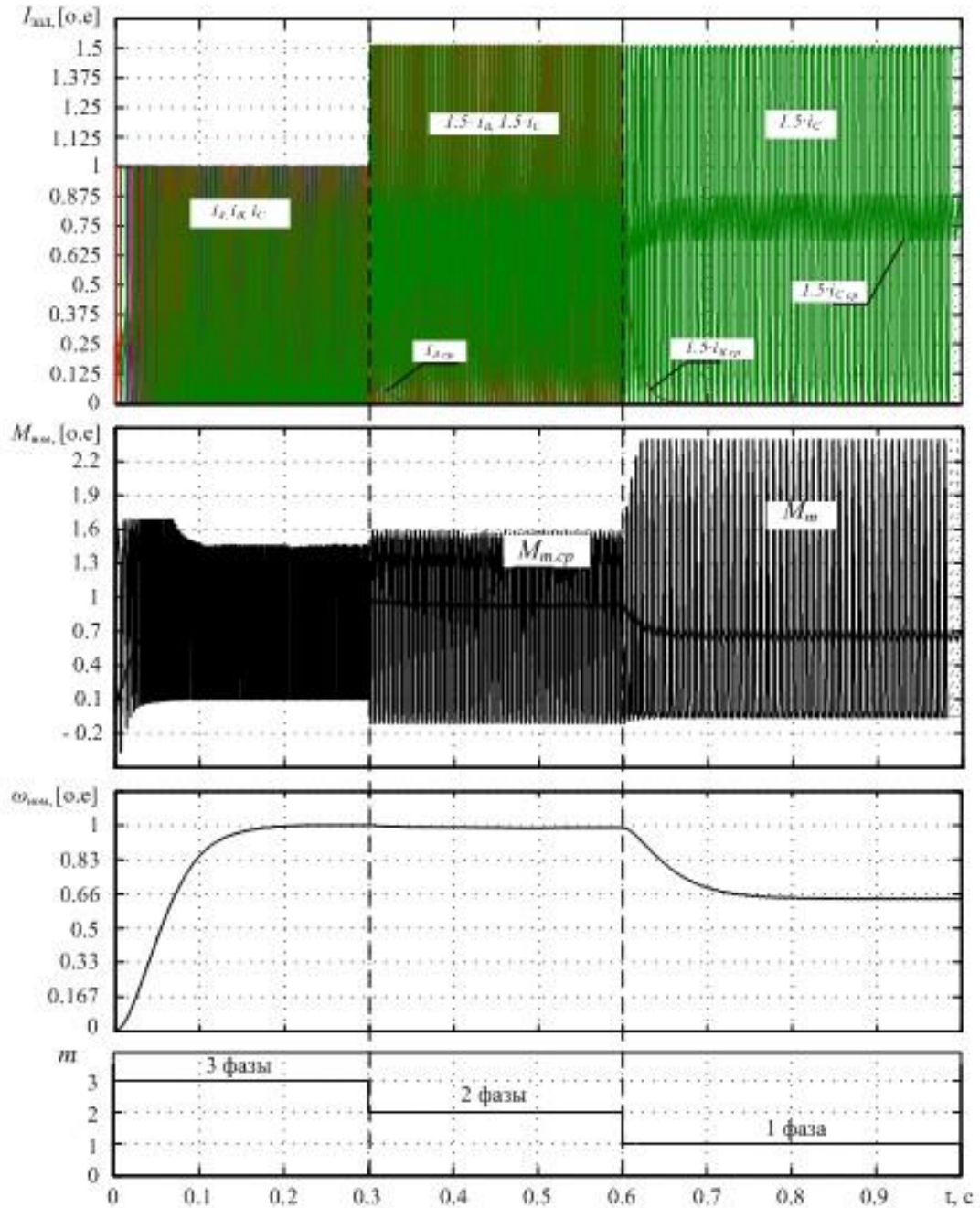


Рис. 4.30. Временные диаграммы переходных процессов ВИПС компенсации момента за счет изменения угла перекрытия фаз и увеличения амплитуд фазных токов

4.6.5. Управление двухсекционным трехфазным вентильно-индукторным электроприводом с симметричной одиночной коммутацией и исходной отказоустойчивостью

В двухсекционном ВИД формируются мгновенные задания на фазные токи первой I_{1A} , I_{1B} , I_{1C} и второй I_{2A} , I_{2B} , I_{2C} секций по выражениям:

$$\begin{aligned} I_{1A} &= I_{\omega} [1 + \text{sign}(\varphi(i_{1A}, \alpha) - \alpha)]/2; \\ I_{1B} &= I_{\omega} [1 + \text{sign}(\varphi(i_{1B}, \alpha) - \alpha)]/2; \\ I_{1C} &= I_{\omega} [1 + \text{sign}(\varphi(i_{1C}, \alpha) - \alpha)]/2; \\ I_{2A} &= I_{\omega} [1 + \text{sign}(\varphi(i_{2A}, \alpha) - \alpha)]/2; \\ I_{2B} &= I_{\omega} [1 + \text{sign}(\varphi(i_{2B}, \alpha) - \alpha)]/2; \\ I_{2C} &= I_{\omega} [1 + \text{sign}(\varphi(i_{2C}, \alpha) - \alpha)]/2. \end{aligned} \quad (4.24)$$

где I_{1A} , I_{1B} , I_{1C} , I_{2A} , I_{2B} , I_{2C} – значения амплитуд формируемых фазных токов; I_{ω} – значение амплитуды формируемых фазных токов; α – электрический угол ротора в радианах; $\varphi(i_{1A}, \alpha)$, $\varphi(i_{1B}, \alpha)$, $\varphi(i_{1C}, \alpha)$, $\varphi(i_{2A}, \alpha)$, $\varphi(i_{2B}, \alpha)$, $\varphi(i_{2C}, \alpha)$ – значение формируемых углов для фаз «A», «B», «C» 1-й секции и фаз «A», «B», «C» 2-й секции соответственно; $\varphi(t)$ – мгновенное значение угла с датчика положения ротора; $\overline{a1}$, $\overline{b1}$, $\overline{c1}$, $\overline{a2}$, $\overline{b2}$, $\overline{c2}$ – инверсные значения битов $a1$, $b1$, $c1$ матрицы $[M_{01}]$ отказов и $a2$, $b2$, $c2$ матрицы $[M_{02}]$ отказов соответственно.

На рис. 4.31 показаны временные диаграммы переходных процессов 2-х секционного трехфазного ВИП с симметричной одиночной коммутацией фаз.

На первой, второй и третьей диаграммах рис. 4.31 показаны текущие процессы фазных токов в секциях, электромагнитных моментов и их средние значения в функции количества m фаз при изменении рабочего ресурса двигателя. На четвертой и пятой диаграммах приведены частота вращения и число m одновременно работающих фаз двигателя с активированным алгоритмом восстановления (4.24). Можно сделать следующий вывод: при всех работоспособных фазах $m = 6$ частота вращения будет равна номинальному значению; при использовании ресурса по числу рабочих фаз $m = 5-4-3-2$ происходит падение частоты вращения до следующих уровней: 0,83–0,7–0,49–0,26.

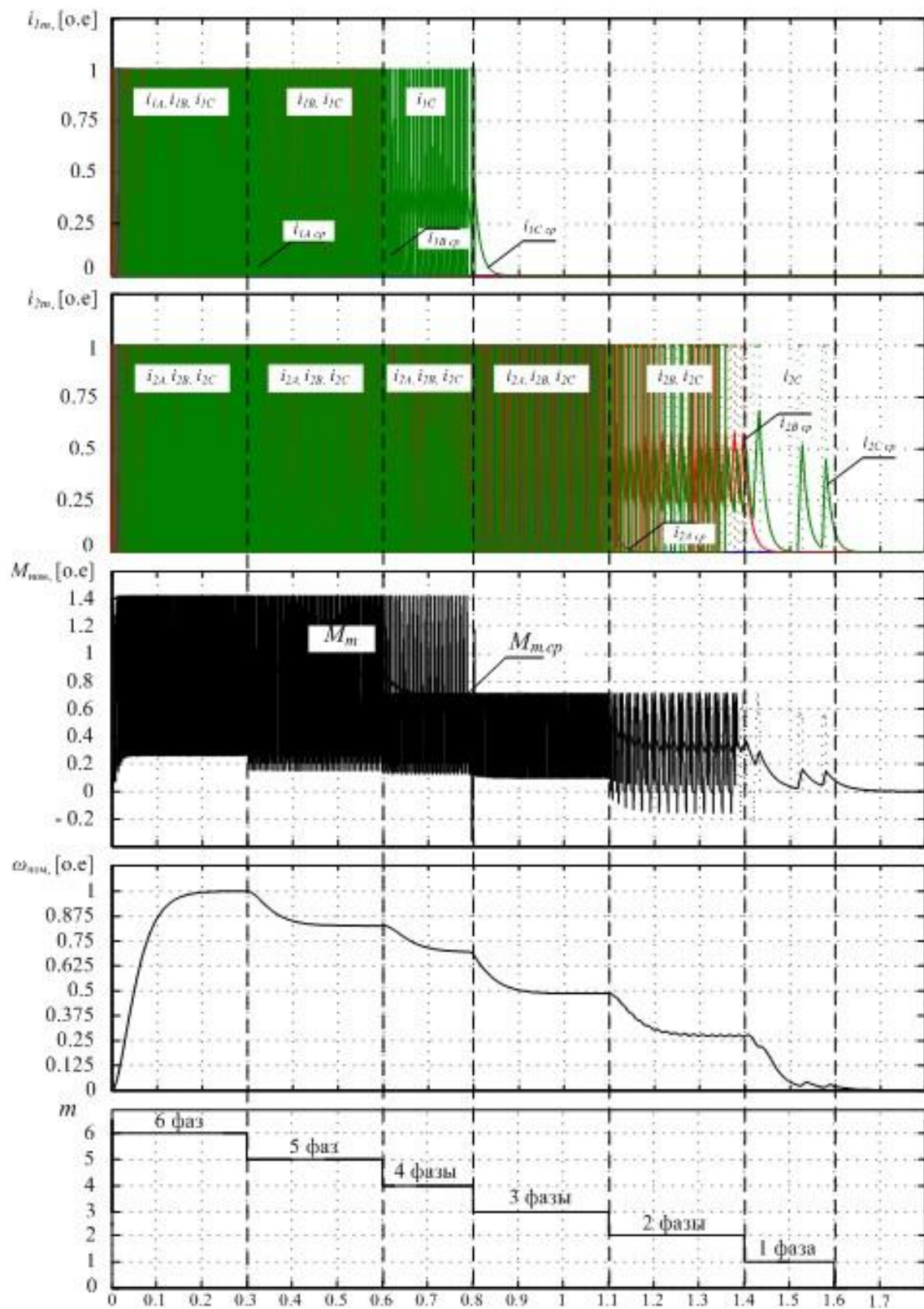


Рис. 4.31 Временные диаграммы переходных процессов двухсекционного трехфазного ВПД

Из конструктивных особенностей ВИП следует, что все три фазы каждой секции (и секции между собой) электрически независимы друг от друга и соответственно при возникновении аварийной ситуации типа «обрыв фазы», происходит снижение активной мощности ЭП на 1/3 для секции (или 1/6 для двухсекционного двигателя). Диаграмма на рис. 4.31 показывает исходную отказоустойчивость двухсекционного трехфазного ВИП при последовательных множественных отказах с номинальной нагрузкой.

4.6.6. Алгоритм управления двухсекционным трехфазным вентильно-индукторным электроприводом с симметричной одиночной коммутацией и компенсацией момента за счет увеличения амплитуды фазных токов

В двухсекционном электроприводе с ВИД формируются текущие задания на фазные токи первой I_{1A} , I_{1B} , I_{1C} и второй секции I_{2A} , I_{2B} , I_{2C} по выражениям:

$$\begin{aligned}
 I_{1A} &= I_{\omega} \overline{a1} (1 + \overline{a2}) \frac{2}{4\overline{a2}} [1 + \text{sign}(\varphi(i_{1A}, \alpha) - \alpha)]; \\
 I_{1B} &= I_{\omega} \overline{b1} (1 + \overline{b2}) \frac{2}{4\overline{b2}} [1 + \text{sign}(\varphi(i_{1B}, \alpha) - \alpha)]; \\
 I_{1C} &= I_{\omega} \overline{c1} (1 + \overline{c2}) \frac{2}{4\overline{c2}} [1 + \text{sign}(\varphi(i_{1C}, \alpha) - \alpha)]; \\
 I_{2A} &= I_{\omega} \overline{a2} (1 + \overline{a1}) \frac{2}{4\overline{a1}} [1 + \text{sign}(\varphi(i_{2A}, \alpha) - \alpha)]; \\
 I_{2B} &= I_{\omega} \overline{b2} (1 + \overline{b1}) \frac{2}{4\overline{b1}} [1 + \text{sign}(\varphi(i_{2B}, \alpha) - \alpha)]; \\
 I_{2C} &= I_{\omega} \overline{c2} (1 + \overline{c1}) \frac{2}{4\overline{c1}} [1 + \text{sign}(\varphi(i_{2C}, \alpha) - \alpha)]. \tag{4.25}
 \end{aligned}$$

При работоспособном состоянии ВИП, алгоритм (4.25) для одной фазы «А» двух секций выполняется следующим образом:

$$\begin{aligned}
 I_{1A} &= I_{\omega} \cdot 1 \cdot (1 + 1) \frac{2}{4^1} [1 + \text{sign}(\varphi(i_{1A}, \alpha) - \alpha)] = I_{\omega} [1 + \text{sign}(\varphi(i_{1A}, \alpha) - \alpha)]; \\
 I_{2A} &= I_{\omega} \cdot 1 \cdot (1 + 1) \frac{2}{4^1} [1 + \text{sign}(\varphi(i_{2A}, \alpha) - \alpha)] = I_{\omega} [1 + \text{sign}(\varphi(i_{2A}, \alpha) - \alpha)];
 \end{aligned}$$

т. е. фазные токи формируются в виде единичной амплитуды.

При отказе фазы «А» первой секции, задание на фазные токи в соответствии с работой алгоритма (4.25) принимают вид:

$$I_{1A} = I_{\omega} \cdot 0 \cdot (1 + 1) \frac{2}{4^1} [1 + \text{sign}(\varphi(i_{1A}, \alpha) - \alpha)] = 0;$$

$$I_{2A} = I_{\omega} \cdot 1 \cdot (1 + 0) \frac{2}{4^0} [1 + \text{sign}(\varphi(i_{2A}, \alpha) - \alpha)] = 2 \cdot I_{\omega} \cdot [1 + \text{sign}(\varphi(i_{2A}, \alpha) - \alpha)];$$

т. е. фазные токи формируются в виде удвоенной амплитуды.

На рис. 4.32 показаны временные диаграммы переходных процессов двухсекционного трехфазного ВИП с компенсацией момента за счет увеличения амплитуд токов фаз.

На первой, второй и третьей диаграммах рис. 4.32 показаны текущие процессы фазных токов в секциях, электромагнитных моментов и их средние значения в функции количества m фаз при изменении рабочего ресурса двигателя. На четвертой и пятой диаграммах приведены частота вращения и число m одновременно работающих фаз двигателя с активированным алгоритмом восстановления (4.25).

При аварийном состоянии ВИП формируются нулевые биты отказов соответствующих фаз секций электропривода, например для отказа фазы «А» первой секции: $a_{1A} = 0$, данная фаза отключается и для нее отсутствует задание на фазный ток. При этом для одноименной фазы второй секции задание на ток формируется удвоенным.

Функционирование алгоритма (4.25) возможно при условии, что многосекционная машина имеет запас по нагрузочному резерву при номинальной нагрузке (работа с номинальной нагрузкой при загруженности каждой секции на половину своей максимальной мощности).

Можно сделать следующий вывод: при всех работоспособных фазах $m = 6$ частота вращения будет равна номинальному значению. При исчерпании ресурса по числу рабочих фаз $m = 5-4-3-2$ происходит падение частоты вращения до следующих уровней: 0,83–0,7–0,49–0,26. В аварийном однофазном режиме обеспечивается поддержание частоты вращения (без возможности повторного пуска) на уровне 0,24 от номинального значения.

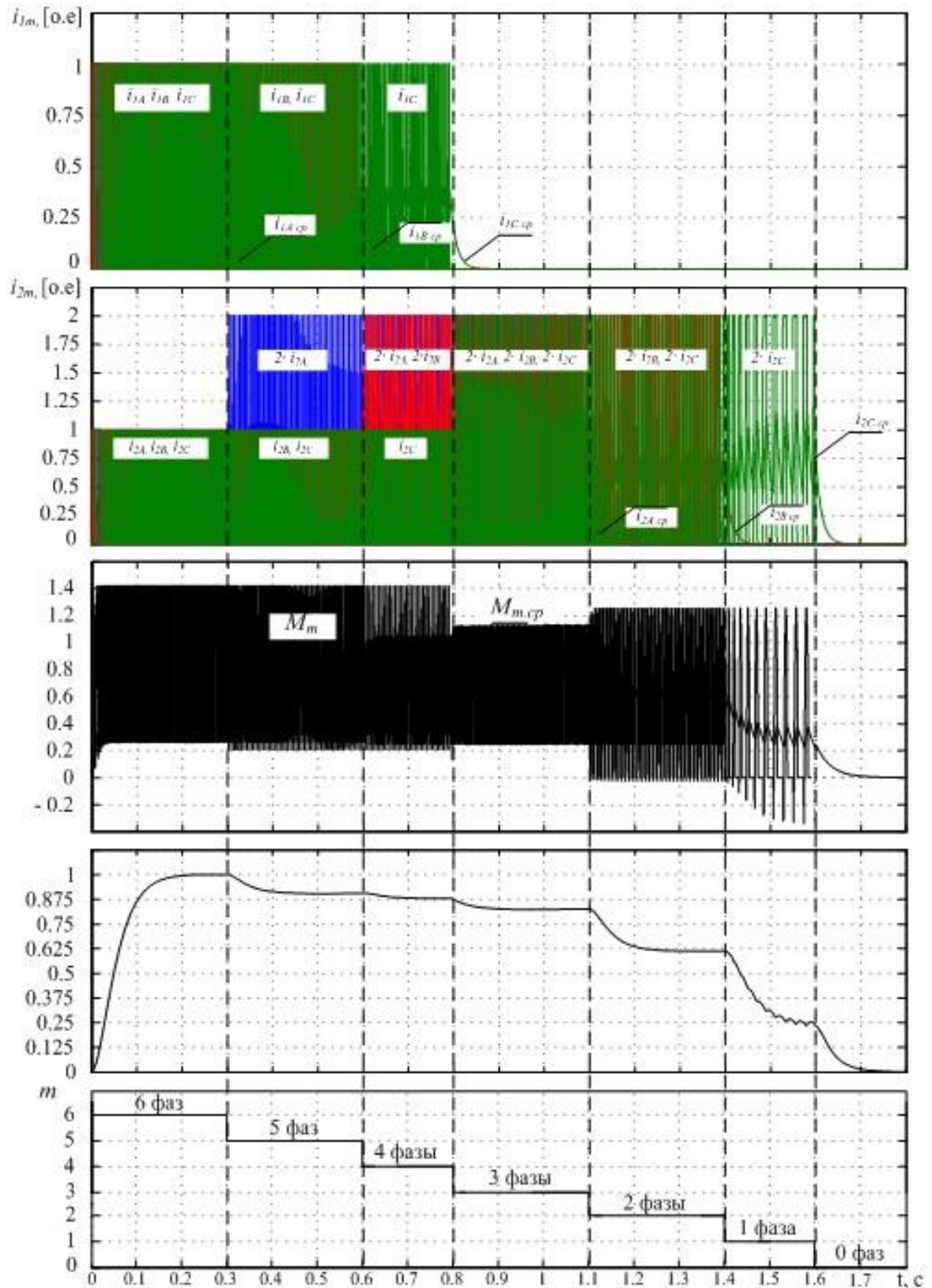


Рис. 4.32. Временные диаграммы переходных процессов двухсекционного трехфазного ВПД с увеличением амплитуд фазных токов

В таблице 4.3 приведены установившиеся значения частоты $\omega_{\text{НОМ}}$ вращения для одно и двухсекционных ВИП с алгоритмами восстановления работоспособности (4.20–4.25) в процессе исчерпания числа m работоспособных фаз при однократных и множественных отказах [26].

Таблица 4.3

№	Число секций, алгоритм управления резервом ВИП	$\omega_{\text{НОМ}}, [\text{о.е.}]$					
		$m = 1$	$m = 2$	$m = 3$	$m = 4$	$m = 5$	$m = 6$
1	1 секция, пассивный резерв	0	0,66	1	–	–	–
2	1 секция, увеличение амплитуды фазных токов	0,41	0,89	1	–	–	–
3	1 секция, изменение угла перекрытия фаз	0,32	0,9	1	–	–	–
4	1 секция, совмещенный алгоритм	0,65	1	1	–	–	–
5	2 секции, пассивный резерв	0	0,26	0,49	0,7	0,83	1
6	2 секции, увеличение амплитуды фазных токов	0,24	0,61	0,82	0,88	0,9	1

На рис. 4.33 ($m = 3 \dots 1$) приведены временные диаграммы переходных процессов частоты $\omega_{\text{НОМ}}$ вращения в односекционном трехфазном ВИП, на рис. 4.34 ($m = 6 \dots 1$) в двухсекционном трехфазном ВИП в процессе исчерпания рабочего ресурса.

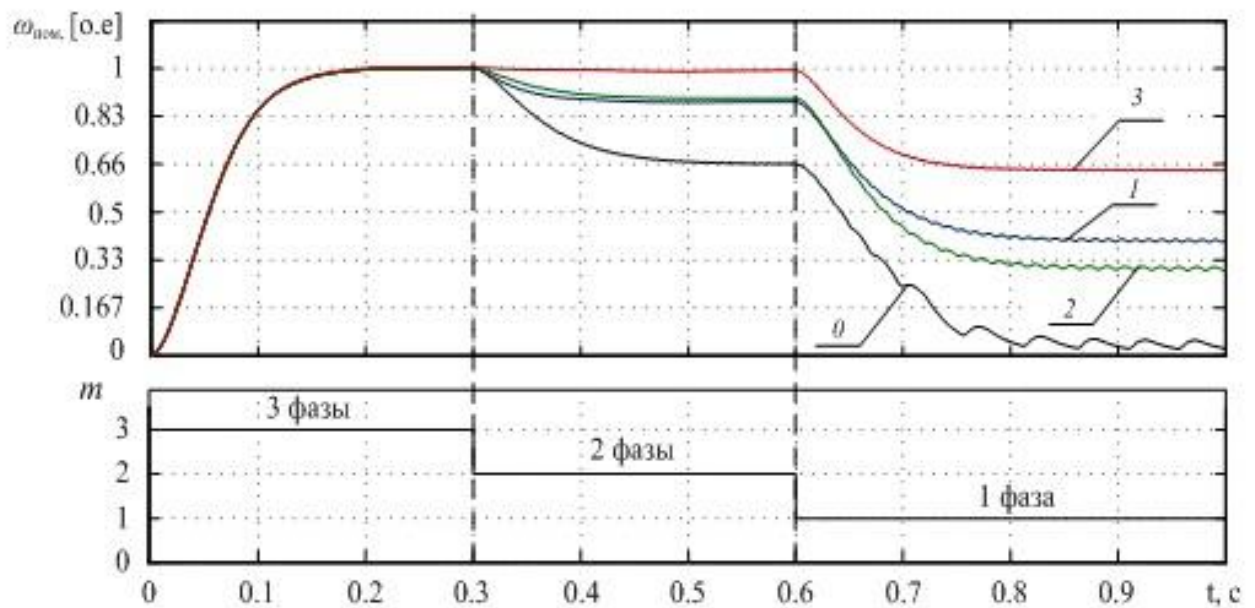


Рис.4.33. Временные диаграммы переходных процессов изменения частоты вращения в односекционном трехфазном ВИП

На данных рисунках обозначено: (0) – работа с пассивным истощением рабочего ресурса. Работа с применением алгоритмов отказоустойчивого управления в процессе истощения рабочего ресурса при последовательных отказах: (1) – с увеличением амплитуды фазных токов; (2) – с изменением угла перекрытия фаз; (3) – с совмещенным алгоритмом изменения угла перекрытия фаз и увеличения амплитуды фазных токов одновременно.

Как следует из таблицы 4.3 и рис. 4.33 результаты работы алгоритма (4.21) диаграмма (1) и алгоритма (4.22), диаграмма (2) дают близкие значения 0,89 (0,9) для увеличения амплитуды токов (изменения угла перекрытия фаз).

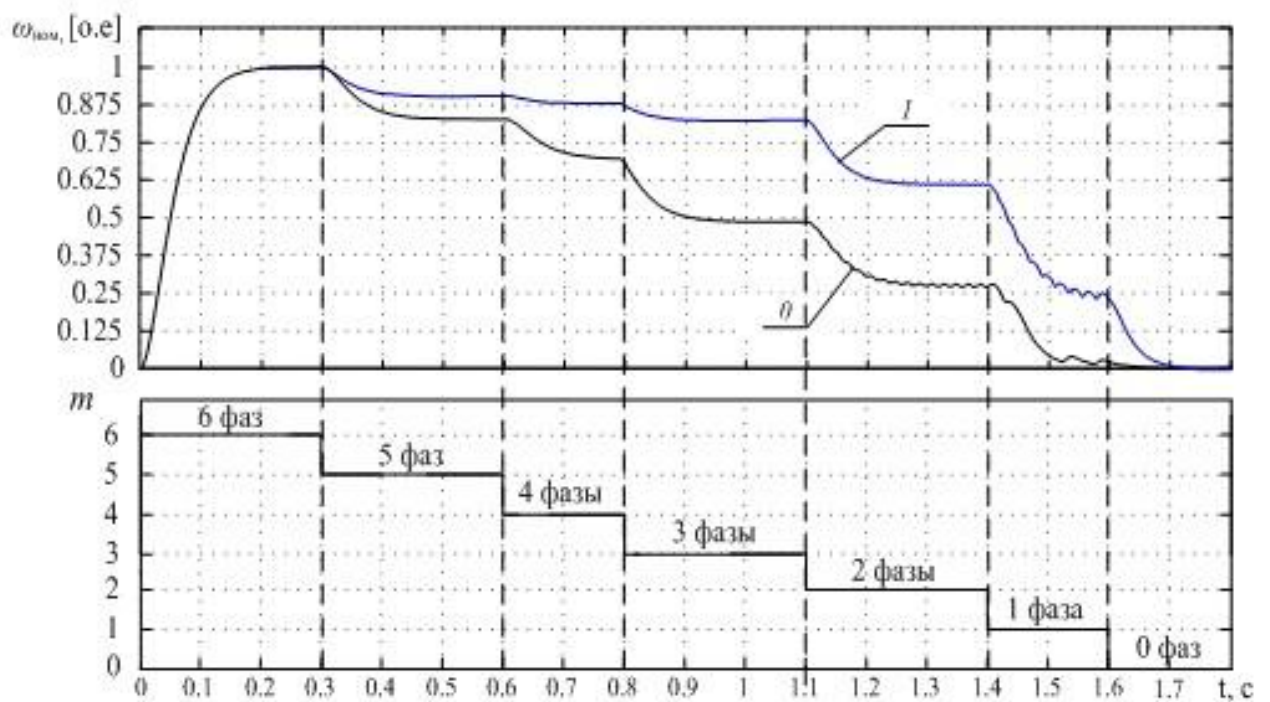


Рис.4.34. Временные диаграммы переходных процессов изменения частоты вращения в двухсекционном трехфазном ВИП

При работе с алгоритмом восстановления выражения (4.25), диаграмма 1 частота вращения двигателя частично восстанавливается, даже при последовательных отказах фаз происходит восстановление работоспособности $m = 5-4-3$ с частотой вращения не ниже 0,82 при номинальной нагрузке. Поэтому приняв уровень 0,82 – за рабочий, ВИП обеспечивает отказоустойчивое управление (с полным восстановлением рабочих характеристик ЭП) при трех последователь-

ных отказах при номинальной нагрузке. При последующих отказах $m = 2$ ВИП обеспечивает свойство живучести (функционирование с ограниченной функциональностью вплоть до работы на одной фазе с частотой вращения по уровню 0,24) при этом живучесть электропривода обеспечивается при работе на двух разноименных оставшихся фазах в одной или двух секциях двигателя, но принятый рабочий уровень – 0,82 от номинального значения не достигается. В результате использования алгоритма восстановления (4.25) может быть обеспечено отказоустойчивое управление при последовательных множественных отказах ВИП.

На рис. 4.35 приведена зависимость $\Delta\omega_s$ от величины нагрузки M_c относительно величины номинальной нагрузки, времени T_{Π} переключения структуры электропривода для двухсекционного ВИП.

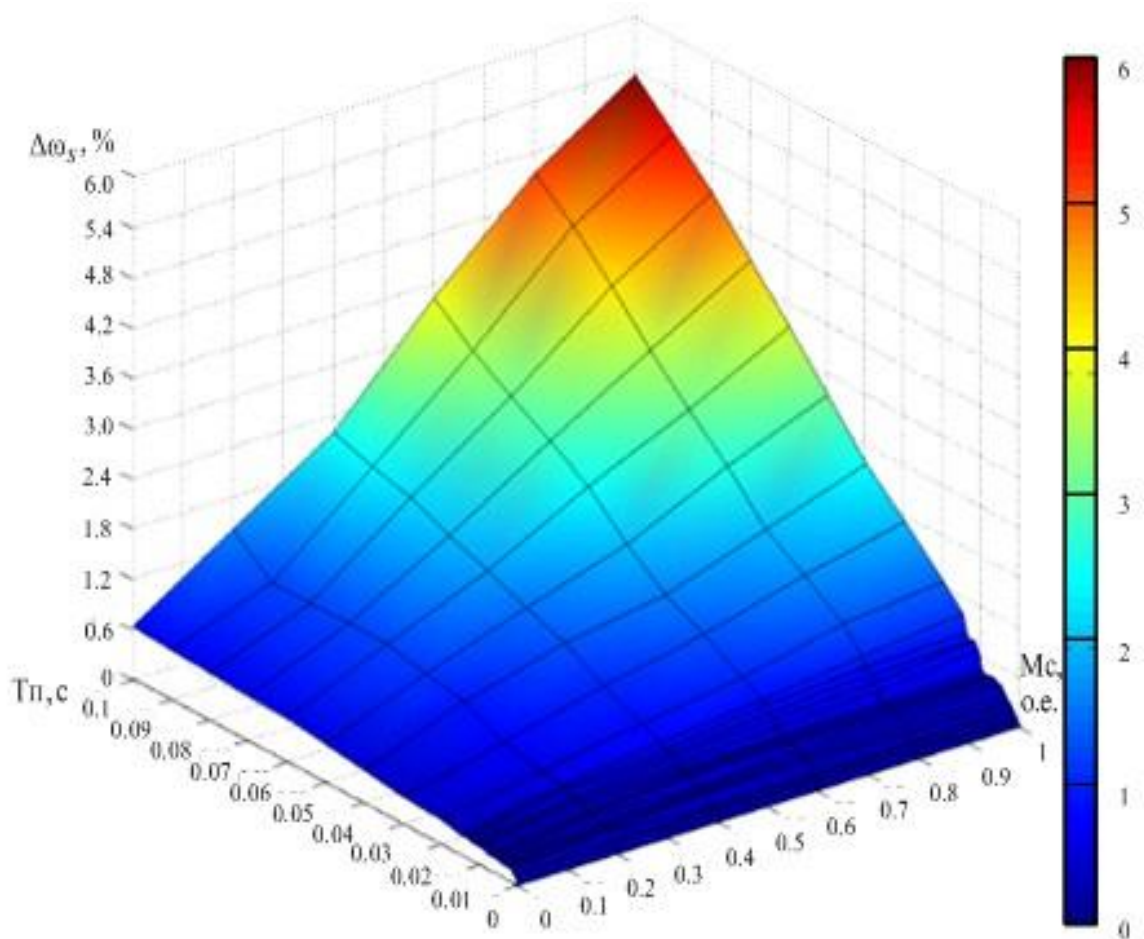


Рис. 4.35. Зависимости $\Delta\omega_s$ от величины нагрузки M_c , времени T_{Π} переключения структуры электропривода для двухсекционного ВИП

Как следует из рисунка, максимальное значение пульсаций частоты вращения $\Delta\omega_s = 5,72\%$ возникает при номинальной нагрузке со временем $T_{\Pi} = 0,1$ с переключения структуры электропривода, что во много раз превышает период дискретизации ШИМ. Следовательно, при обеспечении мониторинга работоспособности ВИП с частотой коммутации ПЯ пульсации частоты вращения составляет менее 1 %.

Из сравнения зависимостей $\Delta\omega_s(M_c, T_{\Pi})$ от величины нагрузки M_c и времени T_{Π} переключения структуры электроприводов АД (рис. 4.23) и ВИП (рис. 4.35) можно сделать вывод, что пульсации частоты вращения, равные $\Delta\omega_s = 5...6\%$ при номинальной нагрузке достигаются для ВИП за время $T_{\Pi} = 0,1$ с. Это значительно превышает величину $T_{\Pi} = 0,01$ с. для электропривода с АД, что эквивалентно меньшим значениям пульсаций $\Delta\omega_s$ за одинаковое время T_{Π} переключения структуры электроприводов при номинальной нагрузке.

Кроме того, в электроприводах с различными типами двигателей различаются процессы переключения структуры. Так, для АД – длительность T_{Π} это неуправляемый интервал времени, который не устраняется полностью, т. к. процессы обмена энергией в системе статор – ротор не могут быть сокращены. Для ВИП – длительность T_{Π} представляет собой интервал времени, определяемый временем реакции системы управления по перераспределению активной мощности за счет изменения угла перекрытия фаз или увеличения тока в соседней фазе, и характеризуется электромагнитной постоянной фазной обмотки двигателя.

4.7. Выводы

1. Предложена аналитическая форма записи алгоритмов восстановления работоспособности электроприводов с интегрированными битами матрицы отказов, полученных в результате мониторинга трехфазных асинхронных, вентильных и вентильно-индукторных электроприводов.

2. Применение аналитической формы записи алгоритмов восстановления работоспособности позволяет обеспечить в реальном времени максимально быструю реакцию, соизмеримую с периодом широтно-импульсной модуляции системы управления,

3. Предложена структурная адаптация силовых цепей электропривода и преобразователя частоты, что дает возможность полностью устранить или существенно уменьшить колебания момента и частоты вращения. Так, в электроприводе, выполненном на основе явнополюсной синхронной машины, можно получить значительное снижение провала электромагнитного момента в момент аварии за счет применения выражений самоорганизации управления.

4. Разработаны алгоритмы отказоустойчивого управления на основе выражений самоорганизации управления трехфазными асинхронным, вентильным и вентильно-индукторным электроприводами, обеспечивающие полное восстановление работоспособности при одиночных отказах.

5. Для асинхронного электропривода разработаны алгоритмы восстановления для частотно-токового и векторного управления. Исследованы алгоритмы для частотно-токового управления с поворотом векторов тока на углы $\pi/3$, π радиан, увеличением амплитуды и частоты формируемых фазных токов и с формированием несинусоидальных токов в аварийном двухфазном режиме. Для векторного управления разработан алгоритм восстановления с поворотом векторов тока на угол $\pi/3$ радиан. Проведена сравнительная количественная оценка влияния единичных отказов на работу отказоустойчивых алгоритмов в аварийном двухфазном режиме. Наилучшие результаты получены для алгоритмов с опережающей фазой и сдвигом вектора тока на угол $\pi/3$, в случае скалярного управления провал по частоте вращения отсутствует, а броски момента минимальны и не превышают 46 %, в случае векторного управления провал по частоте вращения и моменту практически отсутствует.

6. При применении отказоустойчивого алгоритма восстановления работоспособности для трехфазного вентильного двигателя в аварийном двухфазном

режиме достигается минимальное значение суммарной реактивной мощности в аварийном режиме работы.

7. Трехфазный вентильно-индукторный электропривод в аварийном двухфазном режиме обеспечивает функционирование с ограниченной работоспособностью, проявляя свойство исходной отказоустойчивости с поддержанием частоты вращения на уровне 66 %. Применение разработанных алгоритмов отказоустойчивого управления в аварийном двухфазном режиме трехфазного вентильно-индукторного электропривода с увеличением амплитуд фазных токов и изменением угла перекрытия фаз позволяет поддержать частоту вращения на уровне 89–90 % от доаварийного.

8. Разработаны алгоритмы отказоустойчивого управления для многофазных асинхронных и трехфазных секционированных вентильно-индукторных электроприводов, обеспечивающие частичное или полное восстановление работоспособности при однократных и множественных отказах с контролем исчерпания остаточного ресурса электропривода вплоть до работы на двух разноименных фазах одной или различных секций.

ГЛАВА 5. ПРИМЕНЕНИЕ АЛГОРИТМОВ ОТКАЗОУСТОЙЧИВОГО УПРАВЛЕНИЯ В ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

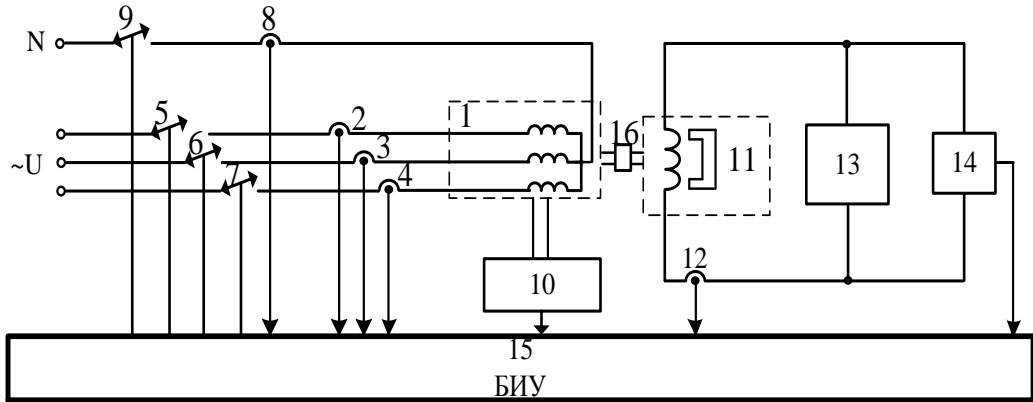
В главе рассмотрено сравнение результатов моделирования и эксперимента для асинхронных и вентильных электроприводов, применение алгоритмов отказоустойчивого управления для вентильного электропривода. Рассмотрены алгоритмы диагностики и мониторинга фундаментов электроприводов переменного тока линейной газокompрессорной станции.

5.1. Сравнение результатов моделирования и экспериментов в асинхронном электроприводе в аварийных режимах работы

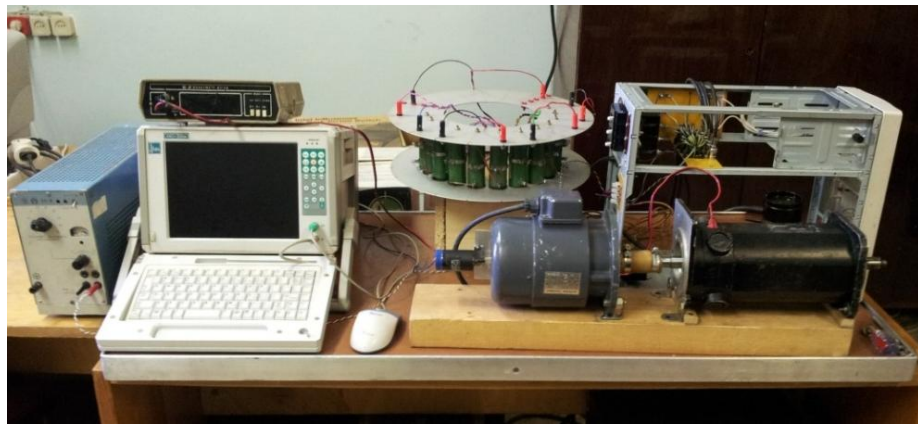
Адекватность математической и имитационной моделей ЭПТ моделей установлена путем сравнения расчетных и экспериментальных данных, полученных на автоматизированном испытательном стенде [50]. Функциональная схема стенда представлена рис. 5.1, *а*, изображение стенда – на рис. 5.1, *б*.

Экспериментальные данные были получены для трехфазного асинхронного двигателя АИР63А2 на испытательном стенде с нагрузочной машиной постоянного тока серии 1ПИ 12.11 и компьютерной измерительной системой ИВК МИС-300 в качестве регистрирующего устройства (сертификат об утверждении типа средств измерений RU.C.34.010.A № 9569 Госстандарта России). Измерения всех аналоговых сигналов выполняются 16-ти разрядным АЦП с частотой квантования 64 КГц.

Переходные процессы частоты вращения и тока фаз двигателя, рассчитанные на модели и полученные экспериментально для случая разомкнутого ключа 9 (схема со связанными фазами) [16], приведены на рис. 5.2 и для случая замкнутого ключа 9 (схема с развязанными фазами) [13] отображены на рис. 5.3. Максимальная ошибка значений частоты вращения и амплитуд тока в схеме со связанными фазами для трехфазного установившегося режима работы составляет соответственно 3,6 % и 2,1 %.



а



б

Рис. 5.1. Функциональная схема (а) испытательного стенда АД: 1 – асинхронный двигатель АИР63А; 2, 3, 4, 8, 12 – датчики тока; 5, 6, 7, 9 – управляемые ключи; 10 – датчик скорости; 11 – машина постоянного тока ППИ 12.11; 13 – датчик напряжения; 14 – блок нагрузки; 15 – блок электрических измерений и управления с измерительной системой МИС-300; 16 – соединительная муфта, фотография (б) испытательного стенда

В аварийном двухфазном режиме работы двигателя эта разница составляет не более 5 % для частоты вращения и около 4 % для тока от установившихся значений.

Разница между экспериментальными значениями частоты вращения двигателя и амплитуды тока рис. 5.3, а, б (схема с развязанными фазами) и теоретическими данными в трехфазном установившемся режиме работы ЭП составляет примерно 3 % и 10 % соответственно. В аварийном двухфазном режиме

работы эта разница составляет 2,3 % для частоты вращения и 2,5 % для тока от установившихся значений [13].

Отклонения в переходных режимах работы вызваны принятыми в ходе составления математической модели допущениями, а также несимметрией питающей сети при проведении эксперимента.

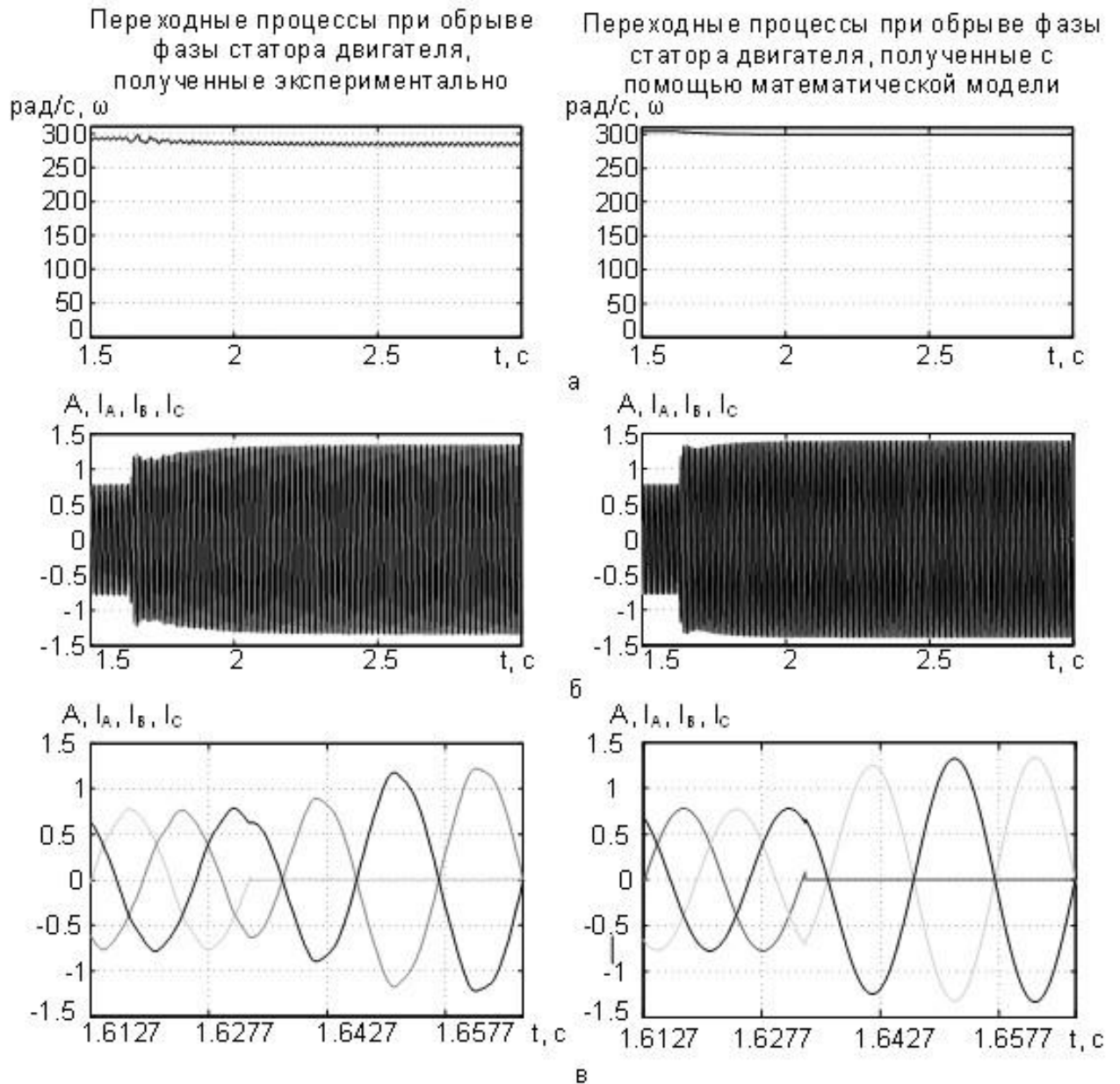
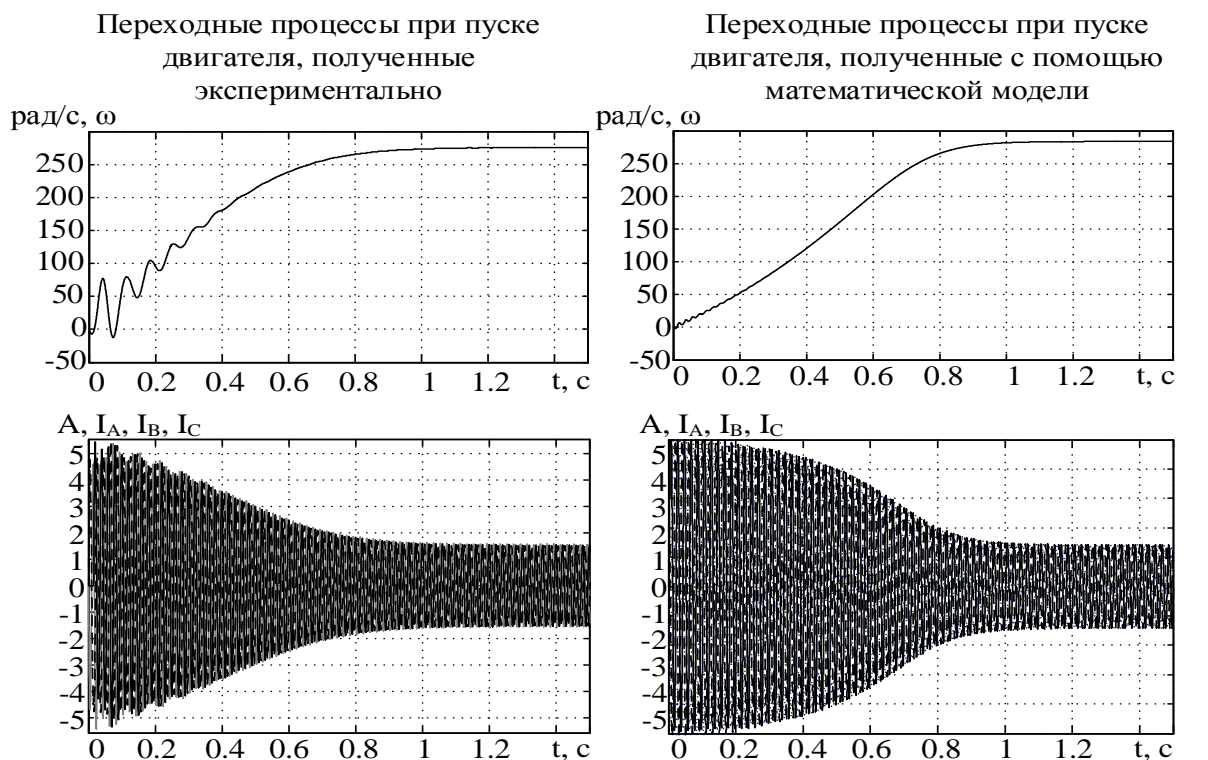
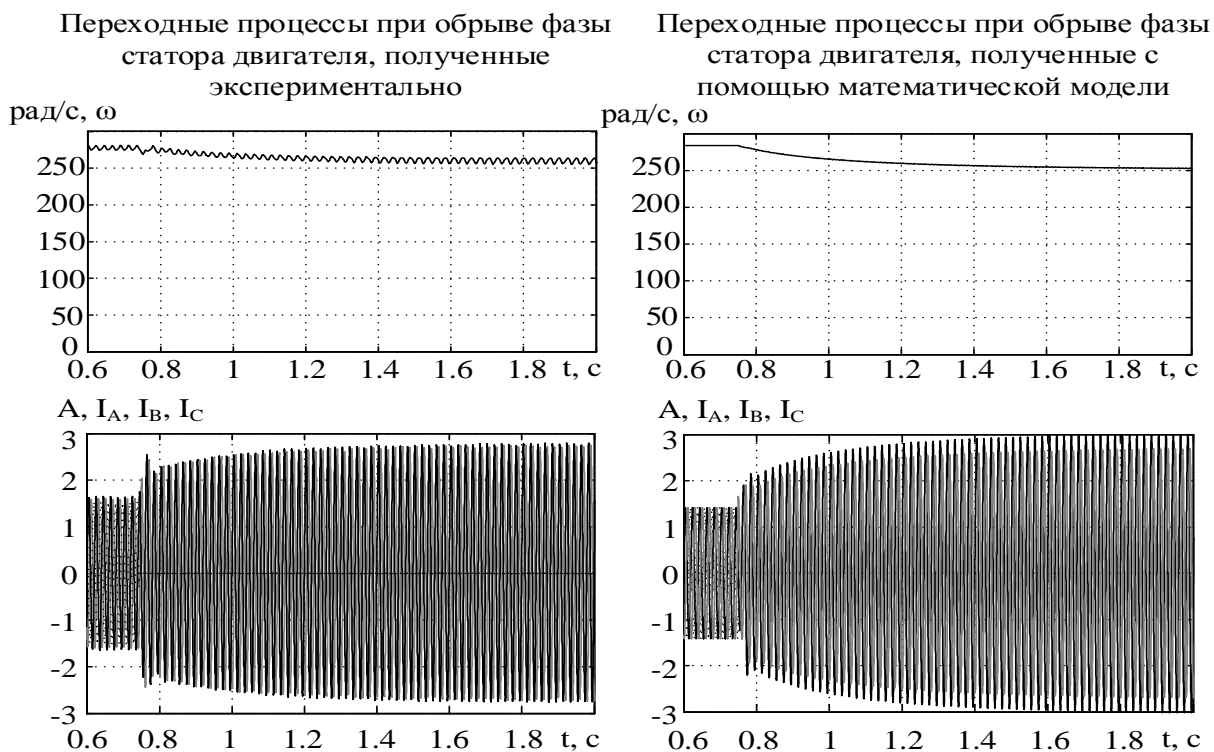


Рис. 5.2. Переходные процессы при обрыве фазы статора двигателя: а – частоты вращения; б – токи фаз; в – развернутые временные диаграммы токов фаз



а



б

Рис. 5.3. Переходные процессы при пуске двигателя по скорости и току (схема с развязанными фазами): диаграммы а – пуск двигателя, б – переходные процессы при обрыве фазы статора двигателя; верхние диаграммы а, б – частота вращения; нижние диаграммы а, б – токи фаз

На рис. 5.4 приведены переходные процессы частоты вращения и тока двигателя, работающего под нагрузкой 1,04 Н·м, в случае обрыва фазы и отсутствия соединения средней точки обмотки статора и нейтрали сети [253]. Если двигатель выполнен по схеме со связанными фазами и моментом нагрузки, составляющим 79,2 % от номинального значения, обрыв фазы ведет к увеличению тока статора в 3,65 раз и остановке двигателя. Асинхронный двигатель при данной схеме подключения в случае обрыва фазы полностью неработоспособен, данный режим является аварийным с пульсирующим полем.

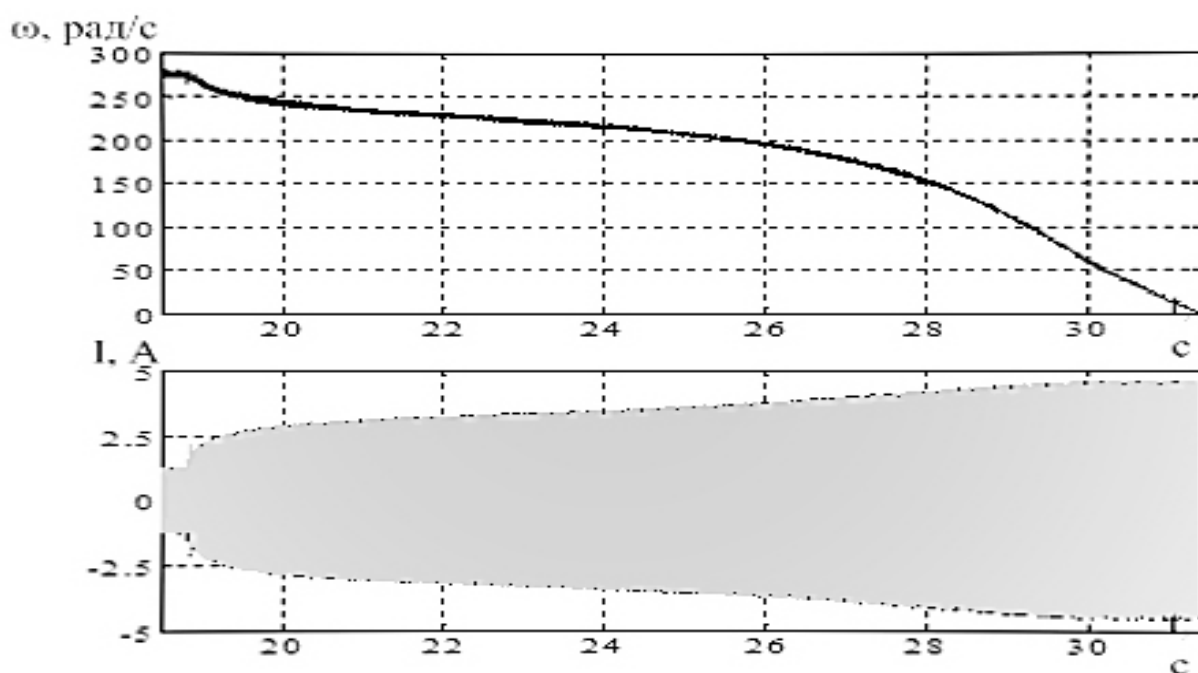


Рис. 5.4. Переходные процессы в АД при обрыве фазы статора(связанные фазы)

Переходные процессы, представленные на рис. 5.5, получены при том же моменте нагрузки, что и в предыдущем случае, однако двигатель подключен по схеме с развязанными фазами. При этом не возникают условия «опрокидывания» двигателя, частота вращения снижается до 97 % от номинального значения для трехфазного режима работы и амплитуда тока возрастает в 1,63 раза.

На рис. 5.6 представлены переходные процессы, протекающие в двигателе в схеме с развязанными фазами при обрыве одной из фаз, момент нагрузки равен, примерно, 112 % от номинального значения.

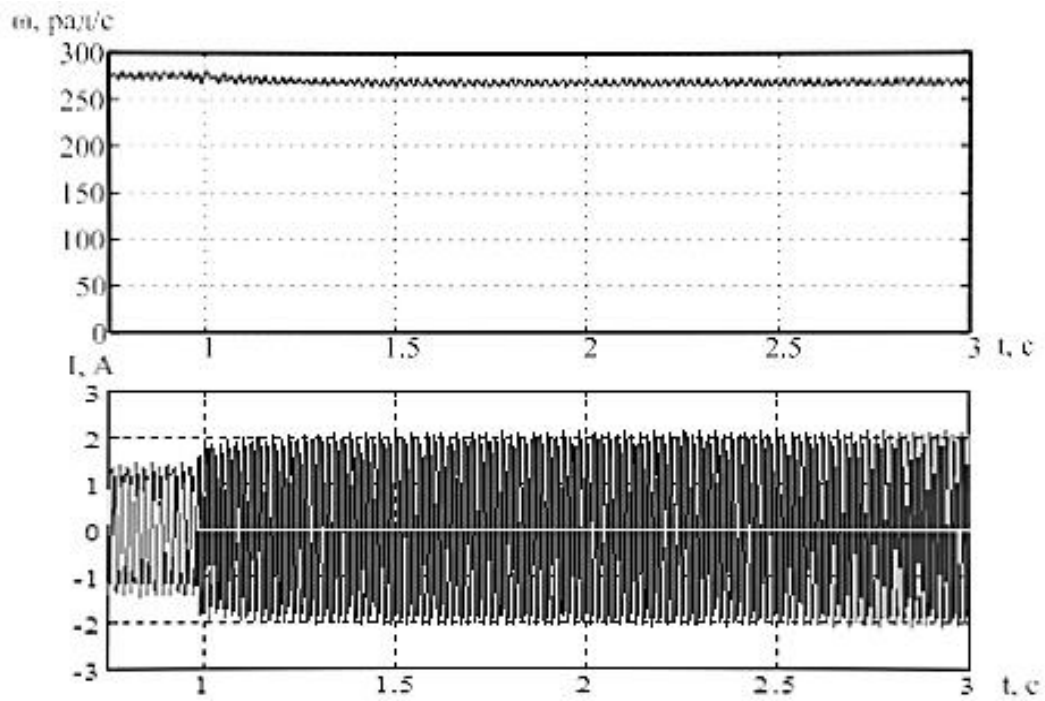


Рис. 5.5. Переходные процессы в АД при обрыве фазы статора (развязанные фазы)

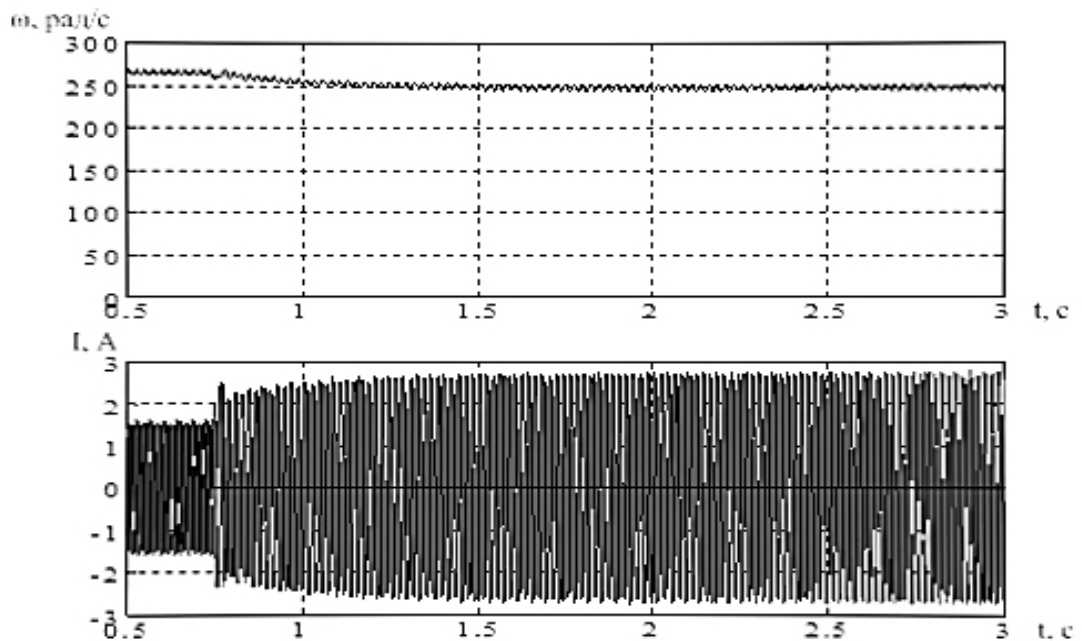


Рис. 5.6. Переходные процессы в АД при обрыве фазы статора (развязанные фазы)

Как следует из рис. 5.5 и рис. 5.6 асинхронный двигатель сохраняет частичную работоспособность с номинальными значениями момента и частоты вращения при эллиптическом вращающемся магнитном поле. При этом тепловой режим двигателя нарушается, однако отказ фазы не является катастрофическим событием [253].

5.2. Применение алгоритмов отказоустойчивого управления в вентильном электроприводе в аварийных режимах работы

5.2.1. Аппаратное построение вентильного электропривода с поддержкой аварийного двухфазного режима работы

Для исследования двухфазного режима трехфазного ВД на экспериментальной модели был разработан программно-управляемый электропривод, удовлетворяющий следующим техническим требованиям [27]:

- силовой преобразователь для вентильного электропривода выполнен для электродвигателя ДСТ-0,18 по схеме с развязанными фазами на основе трех однофазных преобразовательных ячеек с питанием от источника, стабилизированного напряжения;
- цифровой вентильный электропривод имеет управляющий компьютер с возможностью программного формирования токов в обмотках ВД и позиционной модуляции в соответствии с уравнениями (4.14);
- электропривод содержит обратные связи по току, угловому положению ротора и позволяет измерять частоту вращения для обеспечения работы алгоритма и получения экспериментальных данных;
- вентильный электропривод позволяет формировать задание статического вращающего момента на валу с помощью нагрузочной машины для исследования механических характеристик;
- электропривод обеспечивает измерение и регистрацию основных информационных сигналов в процессе функционирования для дополнительных вычислений после проведения эксперимента;
- максимально используется прецизионное сертифицированное измерительное оборудование для регистрации информационных сигналов ВД в трехфазном и двухфазном режимах работы;
- применяется лицензионное программное обеспечение для обработки результатов измерений;

- на современной элементной базе организуется неконтролируемая аварийная ситуация (алгоритм восстановления не включен) или аварийная ситуация с активизацией алгоритма восстановления по сигналу наличия бита отказа.

Функциональная схема испытательного стенда [53, 27] для исследования двухфазного режима трехфазного ВД на экспериментальной модели приведена на рис.5.7, фотографии испытательного стенда с компьютерной системой управления электроприводом – на рис.5.8 и рис.5.9.

На схеме (рис. 5.7) испытательного стенда обозначено: 1 – синхронный двигатель ДСТ-0,18; 2, 3, 4, 12 – датчики тока; 5, 6, 7, – преобразовательные ячейки ПЯ_А, ПЯ_В, ПЯ_С, работающие в режиме программируемых источников тока; 8 – источник стабилизированного напряжения; 10 – совмещенный датчик положения и скорости; 11 – двигатель постоянного тока (140ВА, 24В); 13 – блок нагрузки; 14 – блок управления аварийным двухфазным режимом; 15 – регистратор параметров работы электропривода ИВК МПС-300; 16 – соединительная муфта; 17 – компьютер управления электроприводом с контроллером ввода/вывода.

Функционирование ВД обеспечивает компьютер управления с одновременной записью 11 информационных сигналов электропривода в регистраторе параметров с параллельной записью по всем каналам измерения.

Компьютер (Pentium-2, 400 МГц) управления электроприводом через контроллер ввода/вывода обеспечивает управление блоками ВД по 16-разрядной ISA шине. Программы управления электроприводом написаны на языке Pascal, программы ввода-вывода для портов написаны на языке Assembler.

Программы управления реализованы на основе выражений алгоритма восстановления (4.14), с учетом расчета тригонометрических выражений в реальном времени, время цикла программы составило не более 65 мкс для трехфазного режима работы ВД и не более 55 мкс для двухфазного режима.

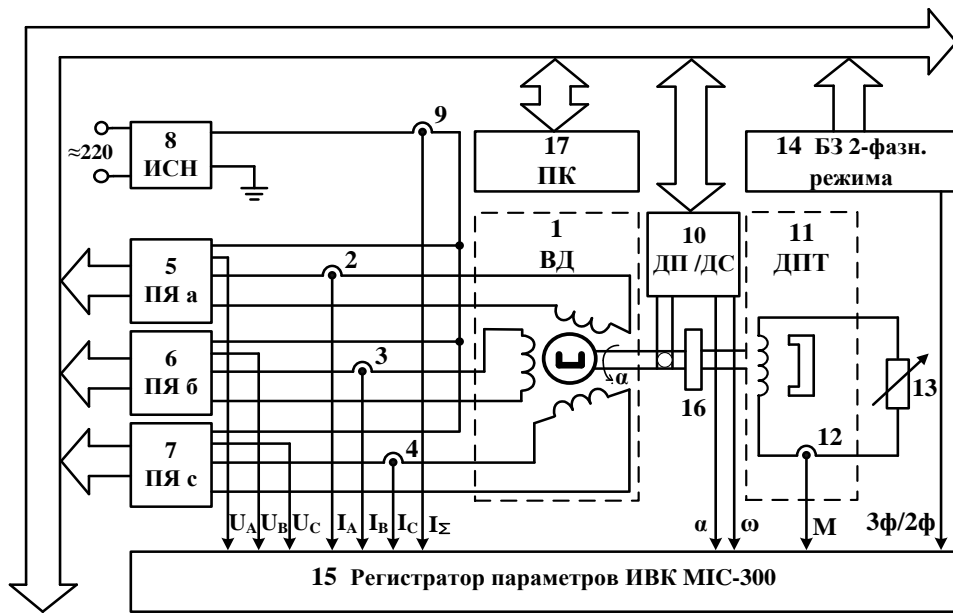


Рис. 5.7. Функциональная схема испытательного стенда для исследования аварийного двухфазного режима трехфазного ВД

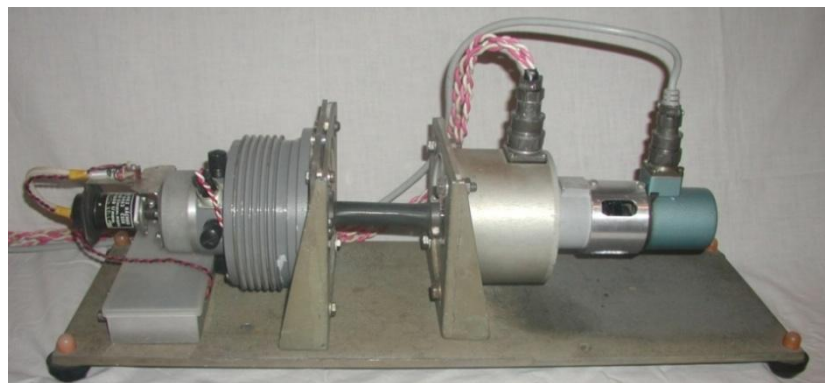


Рис.5.8. Испытательный стенд на основе ВД и ДПТ



Рис.5.9. Компьютерная система управления ЭП с регистратором параметров

Программируемые источники тока выполнены на полумостовых преобразовательных ячейках с широтно-импульсной модуляцией по синусоидальному закону с частотой 20 кГц. Элементная база: 16-разрядные цифро-аналоговые преобразователи DAC712 (TexasInstruments) и полевые транзисторы IRFZ44 (International Rectifier) с оптронной развязкой. Падение напряжения на открытом ключе при статическом измерении составило не более 0,1 В при протекании тока 10 А, время переключения не более 100 нс. Бесконтактные датчики тока (4 канала) выполнены на основе датчиков типа CSL2ACD Honeywell, три фазных датчика имеют по одной рабочей обмотке, размещенной на концентраторе. Датчик потребляемого тока имеет две рабочие обмотки, подключенные по нулевой схеме (размещенные на тороидальных концентраторах), каждая из которых включена в общую цепь токопотребления верхних и нижних плеч полумостов преобразовательных ячеек. Аналоговые значения фазных токов I_A , I_B , I_C и напряжений U_A , U_B , U_C источников тока поступают в регистратор параметров.

Источник стабилизированного напряжения импульсного типа обеспечивает на выходе ± 25 В со средней точкой и позволяет отдавать в нагрузку до 7 А суммарного I_{Σ} потребляемого тока ВД (ток якоря), который контролируется датчиком тока и поступает в регистратор параметров.

Совмещенный датчик положения и скорости выполнен на базе фотоэлектрического датчика типа ВЕ-178А №35401. Этот аппаратно-программный узел обеспечивает получение в компьютере цифровых значений положения вала электродвигателя α в виде 12 разрядного кода на один оборот и частоты вращения электродвигателя ω с разрешением не хуже 1/175 при 125,6 рад/с. Через цифроаналоговые преобразователи DAC712 коды положения и частоты вращения передаются в виде аналоговых сигналов в регистратор параметров.

Также используется синхронный электродвигатель типа ДСТ-0.18 (№ 85133). На валу ВД установлен датчик положения и двигатель (140ВА, 24В) постоянного тока чехословацкого производства в качестве нагрузочной машины (на валу ДПТ установлен тахогенератор MEZ NACHOD K44A2 CSSR 5000 1/мин. 2В/1000 1/мин. № 154181). К выводам ДПТ подключен переменный ре-

зистор $R_{\text{нагр}}$ для задания момента нагрузки ВД и датчик тока, измеряющий ток нагрузки, который пропорционален моменту на валу ВД, сигнал с датчика тока M поступает в регистратор параметров.

Блок управления аварийным двухфазным режимом обеспечивает аварийный разрыв фазы «С» (с помощью переключателя) и формирует бит отказа, который запускает алгоритм восстановления в компьютере управления ВД и поступает в регистратор параметров в виде сигнала 3ф/2ф для определения момента перехода с трехфазного на двухфазный режим работы при последующей обработке. В зависимости от запущенной программы компьютера управления ВД возможно создание аварийной неконтролируемой ситуации (алгоритм восстановления не активизирован) или создание аварийной ситуации с активизированным алгоритмом восстановления по сигналу наличия бита отказа.

Измерение 11 информационных сигналов в процессе работы ВД: $I_A, I_B, I_C, U_A, U_B, U_C, M, I_{\Sigma}, \alpha, \omega, 2\text{ф}/3\text{ф}$ – обеспечивается регистратором параметров ИВК МІС-300 (многоканальный запоминающий осциллограф с компьютерным управлением) заводской № 30025, который имеет сертификат об утверждении типа средств измерений RU.C.34.010.A №36450 Федеральное агентство по техническому регулированию и метрологии России от 24.11.2014г. ИВК МІС-300 обеспечивает измерение с частотой 64 КГц, измерения фиксируются одновременно по всем каналам с разрешением 16 двоичных разрядов при запуске программы Registrator. Программа WinPos преобразует формат файла типа USM (Registrator) в текстовый файл для программы EXEL, в которой формировались экспериментальные зависимости и временные диаграммы процесса испытаний. Получение экспериментальных значений при построении статических зависимостей проводилось методом курсорных измерений в программе WinPos.

5.2.2. Сравнение результатов моделирования и экспериментов

Адекватность разработанной математической модели ЭПТ с ВД и имитационной модели в среде MatlabSimulink была проверена путем сравнения временных диаграмм (рис.5.10) переходного процесса двухфазного режима с алго-

ритмом восстановления ($\omega = 21$ рад/с), полученных экспериментальным и расчетным путем [23].

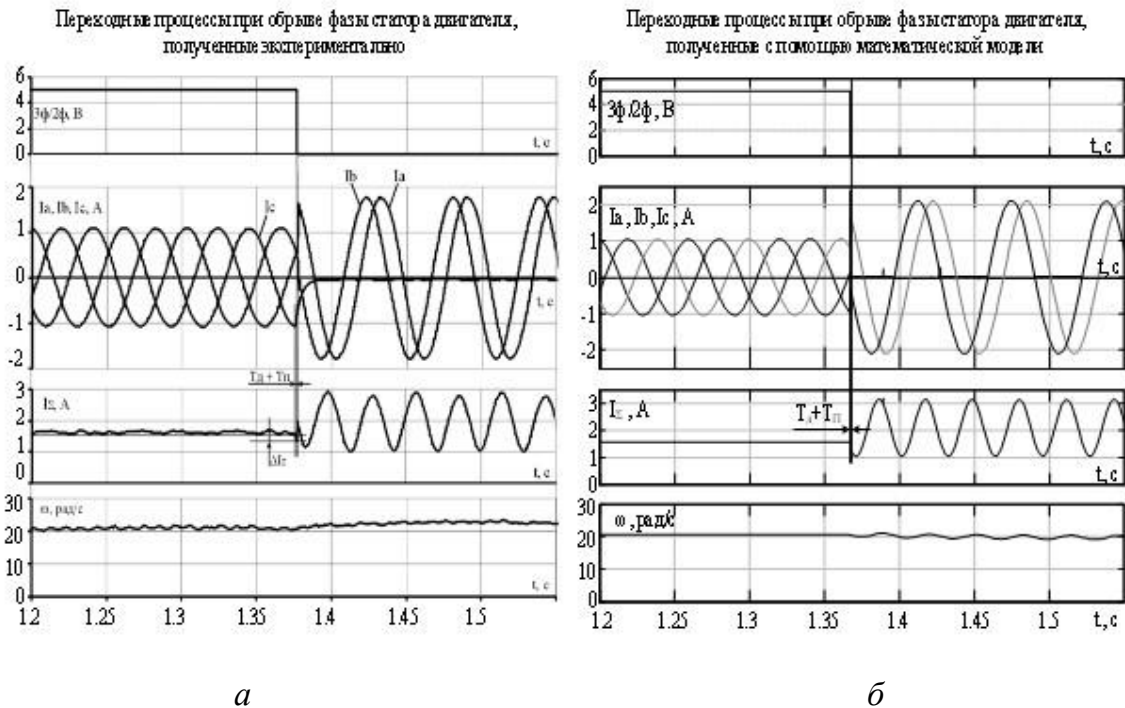


Рис. 5.10. Временные диаграммы переходных процессов в двухфазном режиме ВД с алгоритмом восстановления ($\omega = 21$ рад/с), а – модель, б – эксперимент

Разность между амплитудными значениями токов рис. 5.10, а, б, полученных экспериментально и на математической модели в трехфазном установившемся режиме работы составляет 4,5 %, в аварийном двухфазном режиме работы эта разность составляет 8,9 % для одинаковых частот вращения и токов фазы в момент аварии.

5.2.3. Сравнительный анализ трех и двухфазных режимов работы вентильного электропривода

5.2.3.1. Сравнение статических характеристик вентильного электропривода в трех и двухфазных режимах работы

На рис.5.11 приведены угловые характеристики ВД для трех- и двухфазного режима работы в области номинального момента ВД при значении угла

коррекции $\varphi_k = \pi/4,38$ с компенсацией реактивного момента явнополюсного ВД [27]. Значения результатов экспериментов приведены в таблице 5.1.

Таблица 5.1

ψ , рад	$-7\pi/30$	$-\pi/6$	$-\pi/12$	0	$\pi/12$	$\pi/6$	$\pi/4$
M_{31} , Н·м	0	0.181	0.189	0.196	0.144	0.070	0.055
M_{21} , Н·м	–	0.009	0.013	0.178	0.169	0.085	0.057
M_{32} , Н·м	0	0.357	0.371	0.323	0.267	0.132	0.108
M_{22} , Н·м	–	0.030	0.046	0.290	0.290	0.181	0.158

На рис. 5.11 представлены следующие зависимости: характеристики M_{32} и M_{31} отражают трехфазный режим ВД, M_{22} и M_{21} – двухфазный режим. Потребляемый ток составляет $I_\Sigma = 4,66$ А для характеристики M_{31} и $I_\Sigma = 7,53$ А для характеристики M_{32} . При изменении углов нагрузки ψ определяется максимум момента при переключении из трехфазного режима в двухфазный. Переключение происходит в результате перехода с характеристики M_{32} на характеристику M_{22} и соответственно с характеристики M_{31} на характеристику M_{21} .

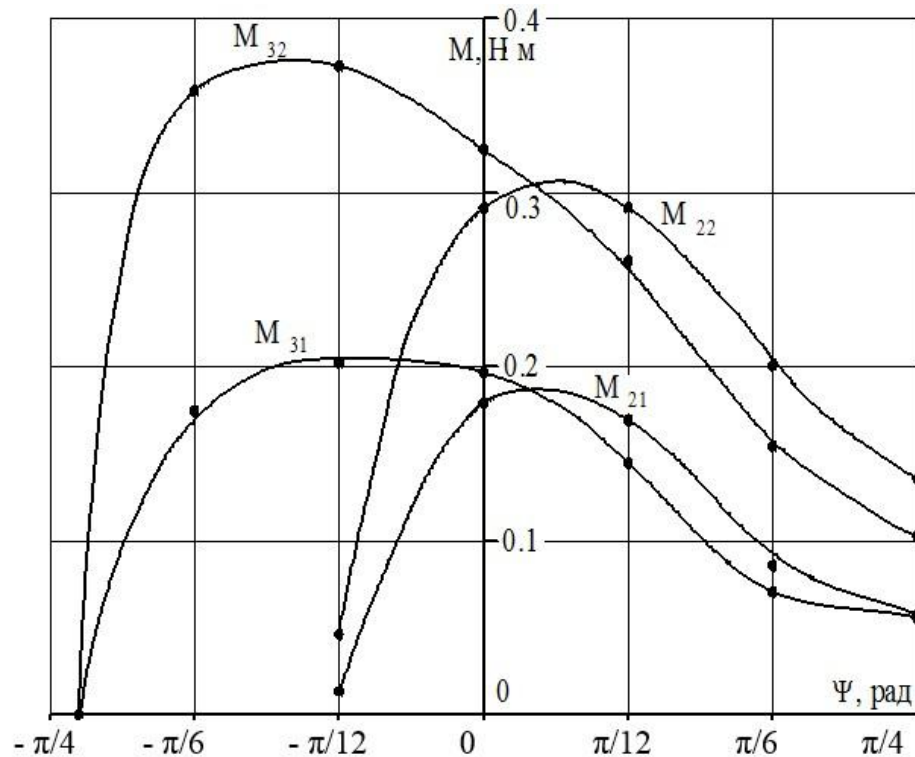


Рис. 5.11. Угловые характеристики ВД в трех- и двухфазном режимах работы

Как следует из рисунка, зависимости для трех- и двухфазного режимов по своей форме похожи друг с другом, но для двухфазного – имеется явно выраженный экстремум. Это обстоятельство может ограничить зону возможных рабочих значений угла ψ при настройке на максимум момента.

В рабочем трехфазном режиме $\max M_{32} = 0,371$ Нм и при отказе в одной из фаз происходит снижение момента до уровня $M_{22} = 0,046$ Нм (при значении угла $\psi = -\pi/12$). Снижение момента происходит в 8 раз. При переходе с характеристики M_{31} на M_{21} снижение момента происходит в 14 раз.

Для учета реактивного момента, возникающего при явнополюсном исполнении трехфазного ВД, вводится угол коррекции угловых характеристик ϕ_k в выражения (4.19) с целью минимизации времени T_{II} переключения структуры электропривода. За счет упреждающего задания в момент времени отказа и, достигается минимизации (или исключения) переходных процессов скорости и момента двигателя.

На рис. 5.12 приведены механические характеристики ВД трехфазного режима (зависимость 1), аварийного двухфазного режима с алгоритмом восстановления (зависимость 2) и двухфазного неконтролируемого (без алгоритма восстановления) аварийного режима (зависимость 3).

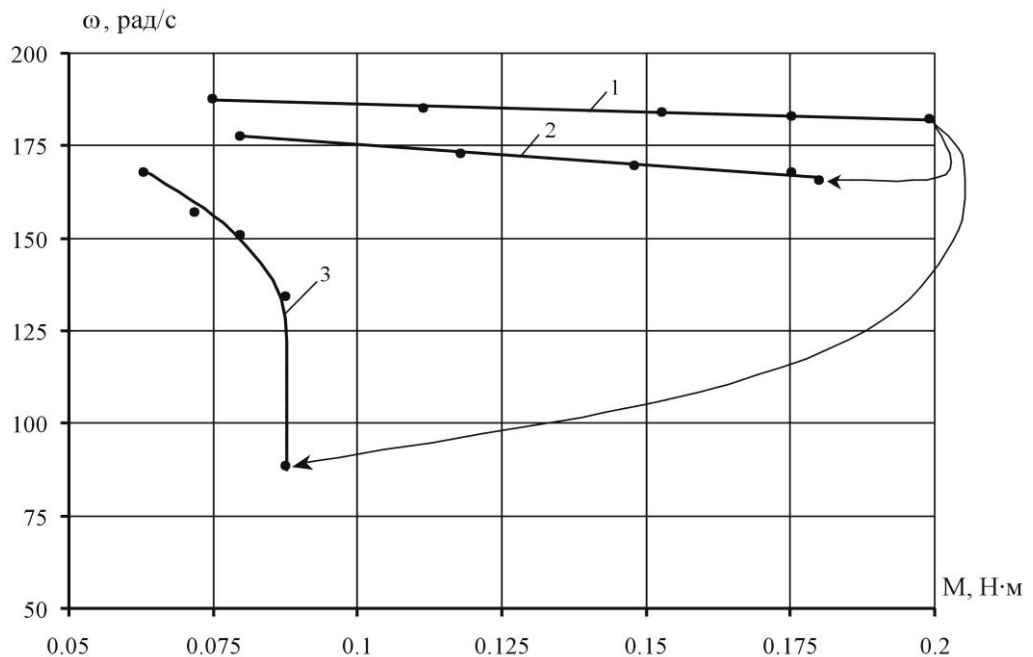


Рис. 5.12. Механические характеристики ВД

Механические характеристики для рабочего диапазона моментов 0,08...0,175 Нм построены на основе экспериментальных данных (табл. 5.2). Характеристики имеют линейный характер, что объясняется малой величиной электромагнитной постоянной времени статорной обмотки ($T_9 = 1,86$ мс). Расчетные и экспериментальные значения частоты вращения и момента для зависимостей 1 и 2 отличаются не более чем на 10 % в точках измерения (трехфазный режим: $\omega = 182$ рад/с, $M = 0,2$ Нм и двухфазный режим: $\omega = 166$ рад/с, $M = 0,18$ Нм). Стрелками обозначены траектории движения измеренных точек зависимостей 1–2 и 1–3 при создании аварийных ситуаций (для точек зависимостей 1 и 2 при максимальных измеренных моментах).

Таблица 5.2

Режимы работы	ω , рад/с	187.9	185.4	184.1	183.2	182.2
3-фазный	M , Н·м	0.075	0.111	0.153	0.175	0.199
2-фазный с алгоритмом восстановления	ω , рад/с	177.8	172.8	169.6	167.8	165.8
	M , Н·м	0.08	0.118	0.148	0.175	0.180
2-фазный с неконтролируемой аварийной ситуацией	ω , рад/с	167.8	157.1	150.8	134.5	88.6
	M , Н·м	0.063	0.072	0.08	0.088	0.088

Зависимость 3 для аварийного режима без алгоритма восстановления имеет нелинейную крутопадающую характеристику, где развиваемый момент двигателя не превышает 0,0876 Нм. При этом обрыв фазы приводит к снижению частоты вращения и уменьшению момента двигателя более чем в 2 раза.

5.2.3.2. Исследование переходных процессов при развитии аварийной ситуации вентильного электропривода в трех и двухфазных режимах работы

На рис.5.13 приведены совмещенные временные диаграммы электромеханических переходных процессов рабочего трехфазного режима ВД с переключением в аварийный двухфазный режим без алгоритма восстановления и с активированным алгоритмом восстановления для информационных сигналов:

($M, I_{\Sigma}, \alpha, \omega, 2\phi/3\phi$) в пределах 14...18 оборотов вала двигателя. Диаграммы получены на основе результатов двух последовательно проведенных экспериментов [27].

Из диаграмм следует, что за время 0,75 с в аварийном двухфазном режиме (без алгоритма восстановления) частота вращения ВД падает практически в 2 раза, с активированным алгоритмом восстановления – снижение частоты вращения составляет не более 10 %. Это значение определяется точностью совпадения максимумов моментов угловой характеристики ВД на рис.4.4 при задании угла коррекции ϕ_k . Диаграммы на рис. 5.13 получены для переходных режимов переключения зависимостей 1–2, 1–3 (рис. 4.6) (для точек зависимостей 1 и 2 при максимальных измеренных моментах). Из диаграмм сигнала α датчика положения можно заключить, что в аварийном режиме работы за время 0,8 с ВД выполнил 14 оборотов вала, а в двухфазном режиме с алгоритмом восстановления – 18 оборотов.

На рис.5.14 приведены развернутые временные диаграммы (в пределах 1 оборота) электромеханических переходных процессов ВД рабочего трехфазного режима с переключением в аварийный двухфазный режим (без алгоритма восстановления) для информационных сигналов: ($I_A, I_B, I_C, U_A, U_B, U_C, M, I_{\Sigma}, \alpha, \omega, 2\phi/3\phi$).

Из диаграмм следует, что знаки и значения углов ϕ_B, ϕ_C не изменяются при возникновении аварийной ситуации. Характерный признак аварийного режима – резкое снижение потребляемого тока ВД с возрастанием пульсаций от источника постоянного напряжения с присутствием 2-й гармоники тока. Наряду с уменьшением момента и частоты вращения возникает еще один недостаток. Так, в случае остановки и последующего включения ВД не обеспечивается 100 % вероятность пуска из-за наличия «мертвых точек» положения индуктора синхронной машины.

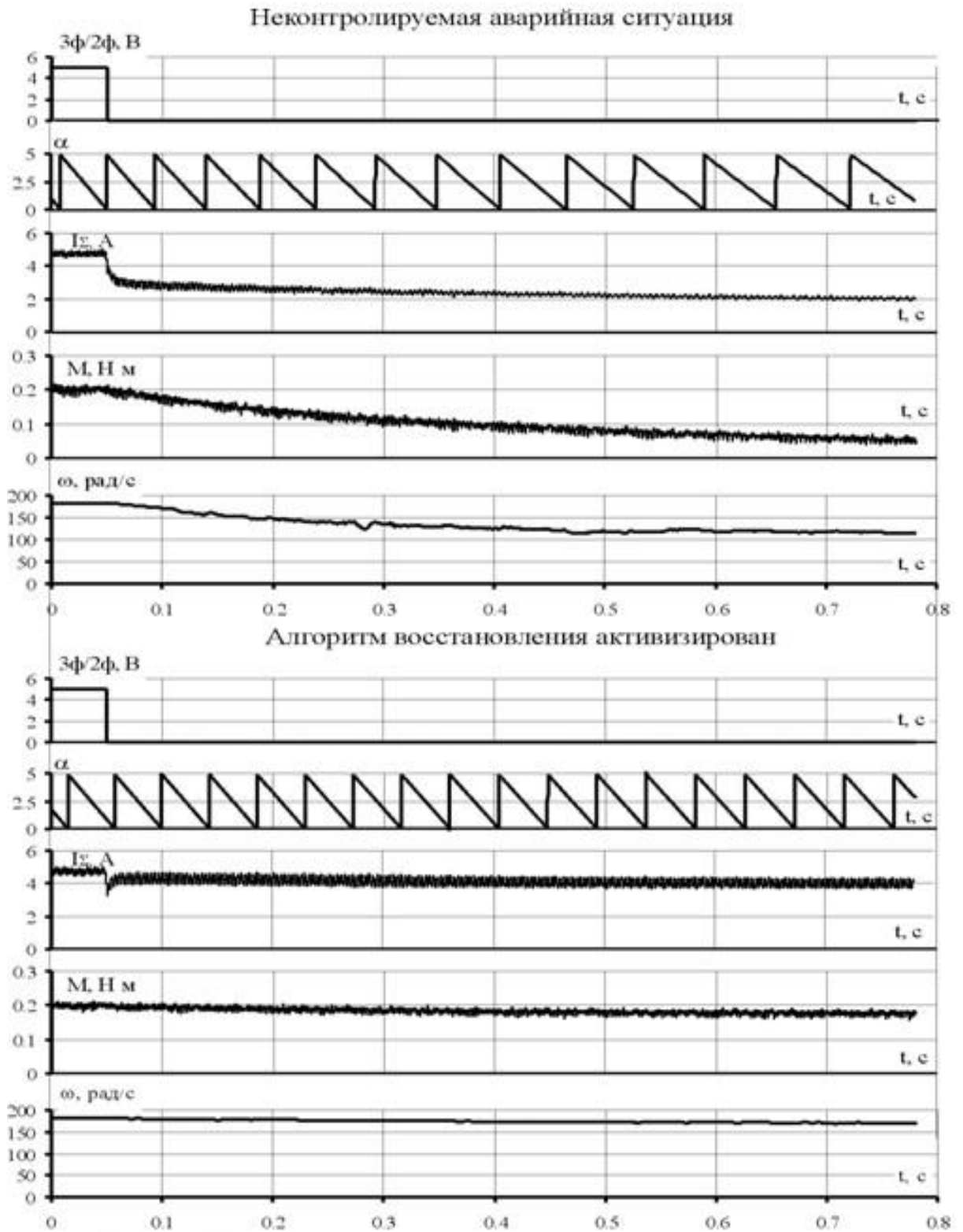


Рис. 5.13. Временные диаграммы электромеханических переходных процессов в аварийном режиме ВД ($\omega = 182$ рад/с)

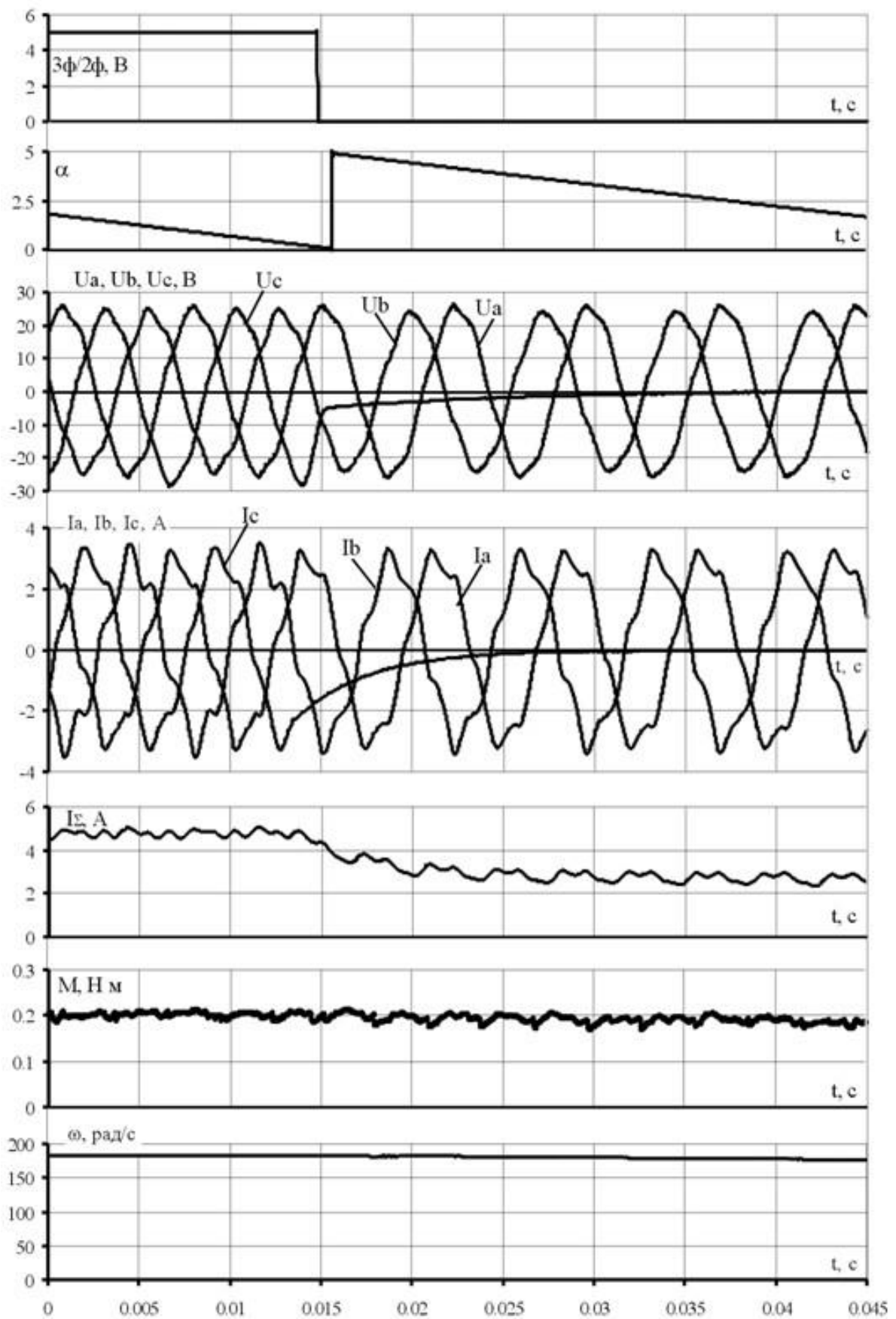


Рис.5.14. Временные диаграммы электромеханических переходных процессов в аварийном режиме ВД ($\omega = 182$ рад/с)

На рис. 5.15 приведены развернутые временные диаграммы (в пределах 1 оборота) электромеханических переходных процессов рабочего трехфазного режима ВД с переключением в аварийный двухфазный режим с активированным алгоритмом восстановления и частотой вращения в трехфазном режиме $\omega = 182$ рад/с. Диаграммы приведены для информационных сигналов: ($I_A, I_B, I_C, U_A, U_B, U_C, M, I_{\Sigma}, \alpha, \omega, 2\text{ф}/3\text{ф}$). Коэффициент K_2 компенсации амплитуды токов в двухфазном режиме равен единице.

Процесс активизации алгоритма восстановления осуществляется следующим образом. Результатом появления аварийной ситуации является падение суммарного потребляемого тока (диаграмма I_{Σ}) ВД меньше установившегося значения в трехфазном режиме. Через время T_d диагностики формируется сигнал активизации алгоритма восстановления (диаграмма $3\text{ф}/2\text{ф}$), формируемый блоком управления аварийным двухфазным режимом. В течение времени T_d процесс остается неуправляемым, что приводит к спаду потребляемого тока на 1..2 %.

С момента активизации алгоритма процесс переключения структуры, соответствующий значению T_{Π} заканчивается прекращением снижения токопотребления. По истечении интервала времени T_{Π} потребляемый ток возрастает и увеличивается электромагнитный момент двигателя. Следует отметить, что длительность T_{Π} определяет скорость нарастания тока, т.е. чем выше скорость нарастания тока в фазной обмотке, тем меньше пульсации электромагнитного момента.

Величина пульсаций тока I_{Σ} на диаграмме определяется величиной ΔI_{Σ} , что составляет 30 % от уровня I_{Σ} в трехфазном режиме за интервал времени: $T_d + T_{\Pi}$. В данном случае скорость нарастания тока при измерении составила 4,08 А/мс. Величина процессорного цикла при переходе на двухфазный режим определяется временем одного цикла программы в двухфазном режиме и равна 55 мкс.

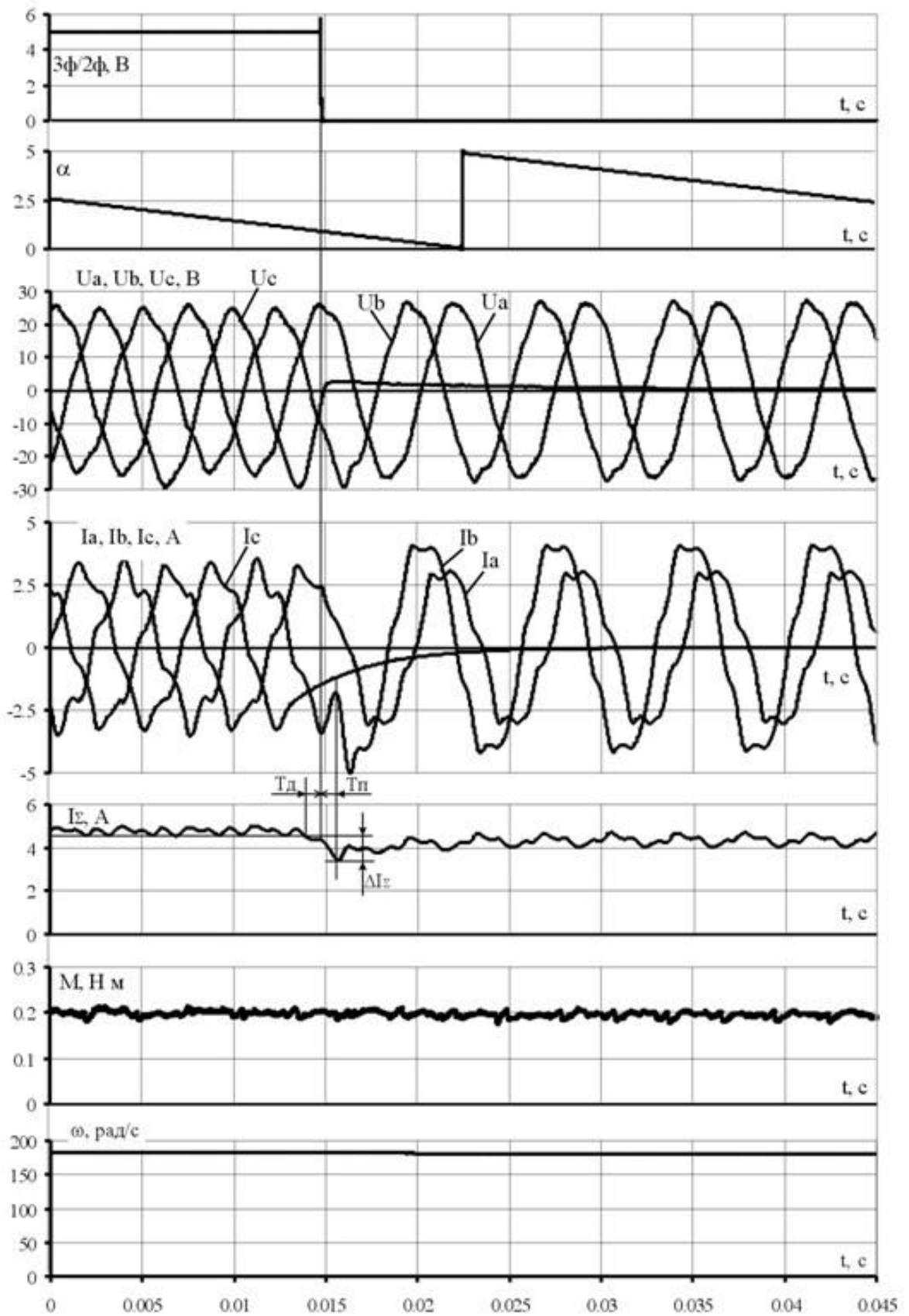


Рис. 5.15. Временные диаграммы электромеханических переходных процессов в двухфазном режиме ВД с алгоритмом восстановления ($\omega = 182$ рад/с)

Процесс переключения можно считать законченным при достижении относительного фазового сдвига токов $\pi/3$ (по минимуму величины ΔI_{Σ}), т.е. ток фазы «В» по условию работы алгоритма восстановления меняет фазу и «догоняет» фазу «А». Фактически процесс заканчивается после достижения током каждой фазы заданного относительного углового положения. На диаграмме это отражено увеличением полупериодов тока в двух работоспособных фазах двигателя.

В соответствии с выражениями (4.14) можно определить величины фазовых сдвигов токов в каждой фазе в момент переключения при следующих равенствах углов ψ_{A0} и ψ_{B0} : $\psi_{A0} = \varphi_k + \psi_A - \theta$; $\psi_{B0} = \varphi_k + \psi_A - \theta + 5\pi/3$. Так для значения $\varphi_k = \pi/4,38$ соответственно определяются углы: $\psi_{A0} = 0,105\pi$; $\psi_{B0} = 0,438\pi$. Увеличение угла коррекции приводит к уменьшению углов ψ_{A0} и ψ_{B0} , а значит и уменьшению времени достижения токами значений заданных относительных фазовых сдвигов (для неявнополюсного двигателя).

Для рассматриваемого примера измеренное значение времени $T_d + T_{\Pi}$ составляет 1,66 мс. На диаграммах видно, что в двухфазном режиме знаки углов φ_A и φ_B имеют разное значение, что снижает суммарную реактивную мощность.

На рис. 5.16 приведены временные диаграммы переходных процессов двухфазного режима ВД с алгоритмом восстановления и более низкой частотой вращения $\omega = 21$ рад/с двигателя. Для повышения активной мощности на основе оценочных расчетов коэффициент K_2 компенсации амплитуды токов в двухфазном режиме выбирается примерно равным значению 1,7. Измеренное значение времени s ($T_d + T_{\Pi}$) составляет 1,1 мс. Величина изменения тока I_{Σ} на диаграмме составила 12,5 % от уровня I_{Σ} в трехфазном режиме за интервал времени ($T_d + T_{\Pi}$). Скорость нарастания тока при измерении составила 11,1 А/мс. Из сравнения диаграмм рис. 5.15 и рис. 5.16 следует, что с уменьшением частоты вращения значение противо-ЭДС уменьшается, что увеличивает скорость нарастания тока в обмотках двигателя в 2,73 раза и время переключения ($T_d + T_{\Pi}$) уменьшается на 34 % (с 1,66 мс до 1,1 мс). Из рис. 5.16 можно видеть на диа-

граммах частоты вращения и момента отсутствие изменений в момент переключения структуры преобразователя частоты.

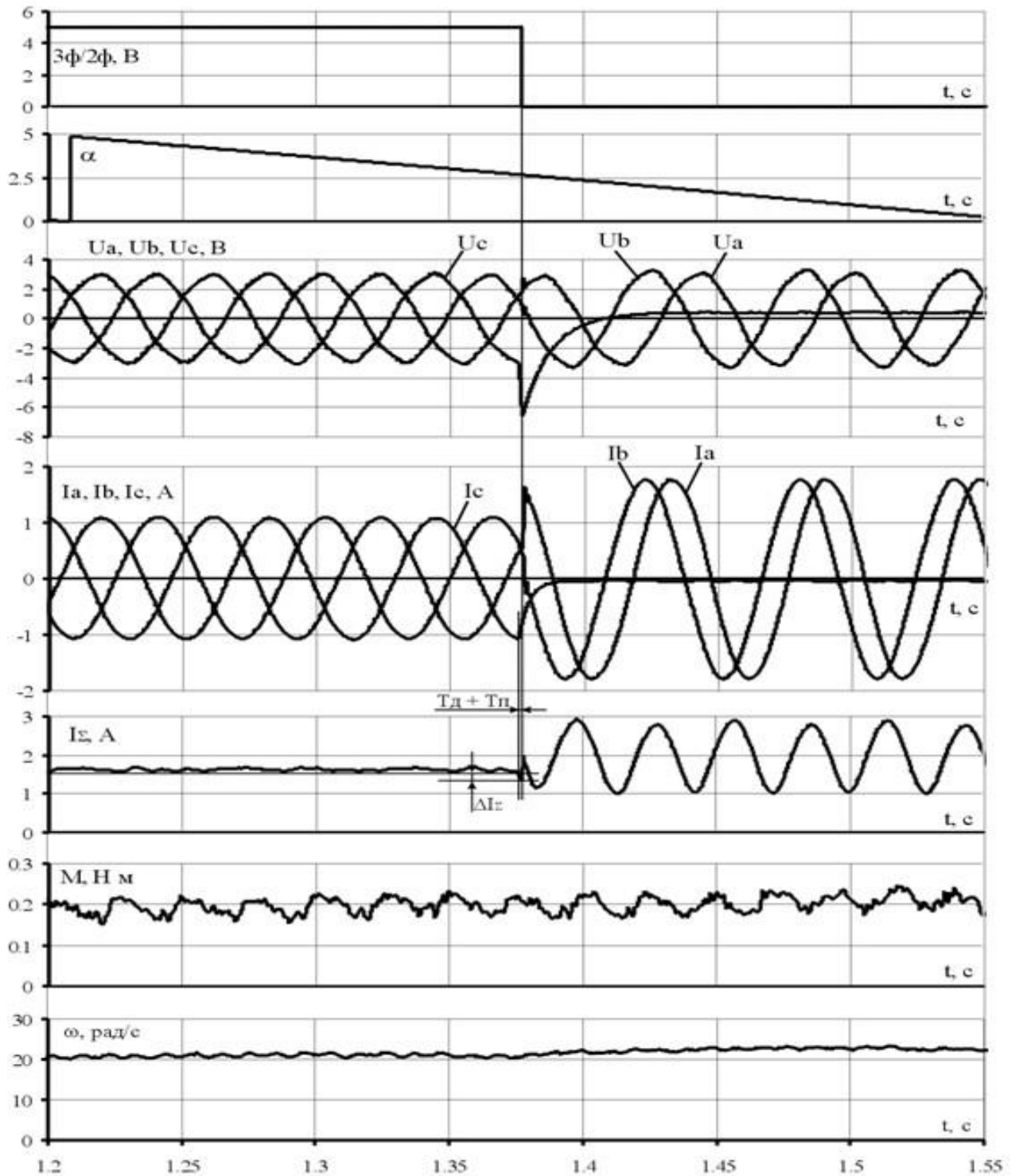


Рис. 5.16. Временные диаграммы переходных процессов для двухфазного режима ВД с алгоритмом восстановления ($\omega = 21 \text{ рад/с.}$)

Из диаграммы потребляемого тока следует, что присутствие второй гар-

моники тока с амплитудой равной половине амплитуды нулевой гармоники, существенно нагружает фильтр источника питания силового преобразователя с уменьшением частоты вращения. При применении аварийного двухфазного режима необходимо исключить задержку вызванную мониторингом отказов, измерительные циклы датчиков состояния электропривода целесообразно выполнять на каждом периоде формирования управления. Уменьшение времени T_{Π} переключения может быть достигнуто, например, при применении широтно-импульсного регулятора тока с использованием только индуктивностей обмоток двигателя.

5.3. Применение алгоритмов мониторинга и диагностики фундаментов электроприводов линейной газокompрессорной станции

Критерием гарантированной работоспособности ЭПТ компрессорагазокомпрессорной станции в условиях долговременных внешних механических воздействий может служить монолитность фундаментной плиты, на которой расположен двигатель компрессора [254, 255, 256]. Снижение монолитности фундамента сокращает длительность межремонтного интервала электропривода и повышает эксплуатационные затраты. Одним из решений этой задачи является использование алгоритмов диагностики и мониторинга монолитности фундаментной плиты электропривода для прогнозирования изменений его параметров (рис. 5.17).



а



б

Рис. 5.17. Компьютерная система регистрации параметров фундамента насосного агрегата (а) и электропривода (б) линейной газокompрессорной станции

Для реализации разработанного способа диагностики фундаментной плиты вибродатчики в количестве, не менее трех, устанавливаются вдоль оси двигателя насосного агрегата [59]. Алгоритм мониторинга предусматривает выполнение следующих действий. Первоначально определяется частота первой гармоники собственных колебаний фундамента, затем на этой частоте измеряются амплитуды $A_{\text{доп}}$ горизонтальных колебаний фундамента и их значения сравниваются с допустимым значением $A_{0\text{доп}}$.

Алгоритм диагностики фундамента.

Данный алгоритм предполагает следующее: если $A_{0i} \geq A_{0\text{доп}}$, $A_{0i-1} < A_{0i} > A_{0i+1}$, то между точками $i-1$ и $i+1$ диагностируется дефект тела фундамента. В том случае, если: $A_{0i} \geq A_{0\text{доп}}$, $A_{0i-1} < A_{0i} > A_{0i+1}$, $A_{0i} / A_{0i\pm 1} > 3$, то можно судить об аварийности фундамента ЭПТ, при выполнении условия

$$t_{\text{изм}} \geq 1 / f_0, f_{\text{изм}} \geq 2f_0, \quad (5.1)$$

где $A_{0\text{доп}}$ – допустимое значение амплитуды горизонтальных колебаний фундамента; A_{0i-1} , A_{0i} , A_{0i+1} – значения амплитуд горизонтальных колебаний фундамента в соседних $i-1$, i , $i+1$ точках измерения; f_0 – частота первой гармоники собственных колебаний фундамента; $t_{\text{изм}}$ – интервал времени записи измеренных значений; $f_{\text{изм}}$ – частота запуска регистрации вибродатчиков.

В случае равенства и превышения текущего значения амплитуды горизонтальных колебаний фундамента в i -точке A_{0i} допустимого значения $A_{0\text{доп}}$ и выполнения условий $A_{0i} \geq A_{0\text{доп}}$ и $A_{0i-1} < A_{0i} > A_{0i+1}$ электропривод отключается. В пространственных зонах между $i-1$ той и $i+1$ точками измерения проверяется наличие в теле фундамента дефектов, повреждений и трещин, по которым оценивается качество, физическое состояние конструкции, безопасность его дальнейшей эксплуатации и возможность ремонта. При одновременном выполнении условий $A_{0i} \geq A_{0\text{доп}}$ и $A_{0i} / A_{0i\pm 1} > 3$ можно сделать заключение об аварийности фундамента.

Для автоматизированной оценки состояния фундаментной плиты ЭПТ был разработан соответствующий способ мониторинга (рис. 5.18) [58]. Непре-

рывное измерение амплитудных значений горизонтальных колебаний фундамента позволяет производить мониторинг фундамента в реальном времени. Из практического опыта рекомендуется размещать вибродатчики вблизи креплений электроприводов и насосных агрегатов по периметру поверхности фундамента на расстоянии не менее $1/4$ ширины от его вертикальной поверхности.

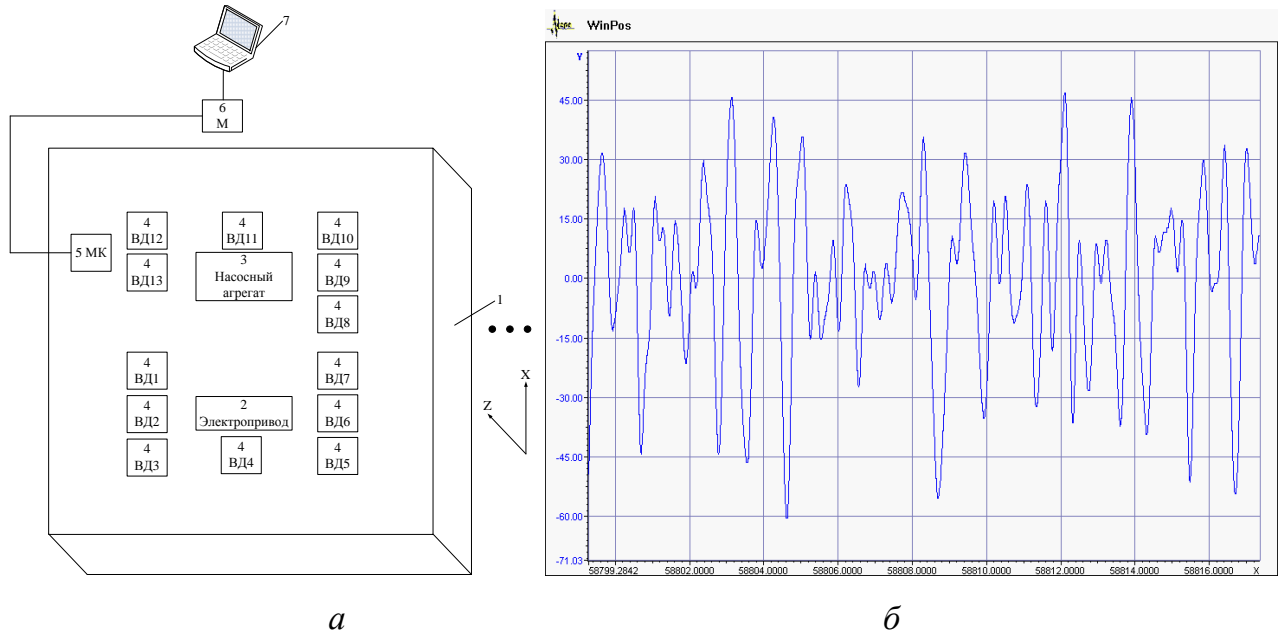


Рис. 5.18. Структура системы мониторинга фундамента и электропривода насосного агрегата линейной газокompрессорной станции (а) и виброграмма (б) горизонтальных перемещений фундаментной плиты по показаниям акселерометра 7

Алгоритм мониторинга фундамента.

Если $A_{0i} \geq A_{0\text{доп}}$, то вырабатывается бит аварийной остановки ЭП, если $A_{0i} < A_{0\text{доп}}$ – определяется величина $\delta A = A_{0\text{доп}} - A_{0i}$ запаса рабочего ресурса фундамента с учетом расчетных параметров:

$$f_{\text{пер}} = K_f f_m, \quad km = f_{km} / f_r, \quad t_{\text{пер}} = K_t / f_0, \quad (5.2)$$

где δA – величина запаса рабочего ресурса фундамента; K_f – коэффициент кратности частоты запуска ($K_f \geq 2$); f_{km} – максимальная частота диагностики повреждений ЭП с кратностью частот km ; f_r – частота вращения ротора ЭП насосного агрегата; K_t – коэффициент кратности времени запуска алгоритма мониторинга, $K_t \geq 1$.

Для реализации интегрированной системы (рис. 5.18, а) мониторинга фундаментной плиты устанавливается определенное количество i вибродатчиков ($i \geq 2$) вблизи мест креплений электроприводов и насосных агрегатов, по периметру горизонтальной поверхности фундамента на расстоянии не менее $1/4$ ширины от его вертикальной поверхности.

После начала измерения сигналов вибродатчиков, одновременно определяется частота f_0 первой гармоники собственных колебаний конструкции, на которой производятся измерения амплитудных A_{0i} значений горизонтальных колебаний фундамента, сравниваются эти значения с допустимыми значениями $A_{0\text{доп}}$. Если $A_{0i} \geq A_{0\text{доп}}$, то вырабатывается бит аварийной остановки электропривода насосного агрегата, а если $A_{0i} < A_{0\text{доп}}$ – определяется величина запаса рабочего ресурса фундамента.

Экспериментально установлено, что выполнение условий (5.1) и (5.2) позволяет однозначно обнаружить в теле фундамента дефекты или повреждения или трещины, по которым можно оценить качество, физическое состояние конструкции и принять решение о дальнейшей эксплуатации или необходимости ремонта [58, 254, 255].

На основе алгоритма (5.1) диагностики были проведены испытания 7-ми фундаментов 3-х газокompрессорных станций газопровода Парабель-Кузбасс расположенных в п. Володино, п. Парабель, п. Скоково, результаты приведены в таблицах 5.3–5.5. На рис. 5.19 приведены схема расположения акселерометров на фундаментах при проведении испытаний и фотография трещины аварийного фундамента 2.

Таблица 5.3

Вибро-датчик	Фундамент 1		Фундамент 2		Фундамент 3	
	Амплитудные значения горизонтальных колебаний, A_{0i} , мм	Величина рабочего ресурса, δA_j , мм	Амплитудные значения горизонтальных колебаний, A_{0i} , мм	Величина рабочего ресурса, δA_j , мм	Амплитудные значения горизонтальных колебаний, A_{0i} , мм	Величина рабочего ресурса, δA_j , мм
1	0,0183	0,0317	0,0116	0,0384	0,0142	0,0358
2	0,0116	0,0384	0,1097	-0,0597	0,0332	0,0168

3	0,0149	0,0351	0,0183	0,0317	0,0158	0,0342
4	0,0316	0,0184	0,0366	0,0134	0,0142	0,0358
5	0,013	0,0370	0,0116	0,0384	0,0126	0,0374
6	0,0633	-0,0133	0,0149	0,0351	0,022	0,0280
7	0,0168	0,0332	0,0166	0,0334	0,011	0,0390
8	0,0149	0,0351	0,0116	0,0384	0,02	0,0300
9	0,0166	0,0334	0,0199	0,0301	0,0174	0,0326
10	0,0116	0,0384	0,008	0,0420	0,0126	0,0374
11	0,0216	0,0284	0,016	0,0340	0,022	0,0280
12	0,0149	0,0351	0,008	0,0420	0,0158	0,0342
13	0,0183	0,0317	0,0116	0,0384	0,0174	0,0326

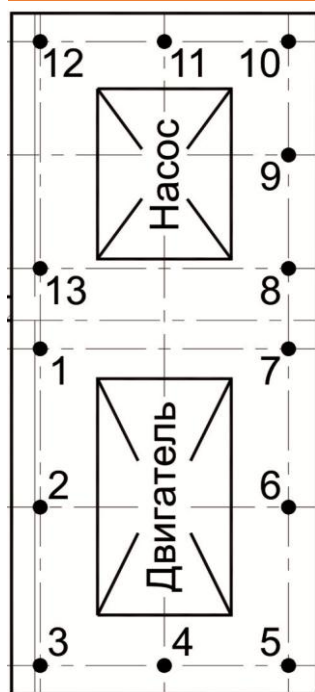
Таблица 5.4

Вибро-датчик	Фундамент 4		Фундамент 5	
	Амплитудные значения горизонтальных колебаний, A_{0i} , мм	Величина рабочего ресурса, δA_j , мм	Амплитудные значения горизонтальных колебаний, A_{0i} , мм	Величина рабочего ресурса, δA_j , мм
1	0,015	0,035	0,0142	0,0358
2	0,0566	-0,0066	0,0142	0,0358
3	0,0166	0,0334	0,0127	0,0373
4	0,0266	0,0234	0,0174	0,0326
5	0,015	0,035	0,0095	0,00405
6	0,0217	0,0283	0,0427	0,0073
7	0,0183	0,0317	0,0158	0,0342
8	0,0166	0,0334	0,019	0,031
9	0,0333	0,0167	0,0142	0,0358
10	0,015	0,035	0,0158	0,0342
11	0,0133	0,0367	0,0142	0,0358
12	0,0316	0,0184	0,019	0,031
13	0,0217	0,0283	0,0174	0,0326

Таблица 5.5

Вибро-датчик	Фундамент 6		Фундамент 7	
	Амплитудные значения горизонтальных колебаний, A_{0i} , мм	Величина рабочего ресурса, δA_j , мм	Амплитудные значения горизонтальных колебаний, A_{0i} , мм	Величина рабочего ресурса, δA_j , мм
1	0,021	0,029	0,0167	0,0333
2	0,0246	0,0254	0,0183	0,0317
3	0,0123	0,0377	0,0117	0,0383
4	0,0105	0,0395	0,0183	0,0317
5	0,0123	0,0377	0,0117	0,0383
6	0,0175	0,0325	0,015	0,035
7	0,0193	0,0307	0,015	0,035
8	0,021	0,029	0,0167	0,0333
9	0,0228	0,0272	0,002	0,0048

10	0,0158	0,0342	0,0117	0,0383
11	0,014	0,036	0,0117	0,0383
12	0,0175	0,0325	0,0183	0,0317
13	0,014	0,036	0,0183	0,0317



а

б

Рис. 5.19. Схема расположения акселерометров (1...13) на фундаментах 1–7 при проведении испытаний (а) и фотография трещины в теле аварийного фундамента 2 на боковой поверхности в точке измерения «2» с амплитудой горизонтальных колебаний $A_{0i} = 0,1097$ мм (б)

Было применено по 13 вибродатчиков, расположенных соответственно на 7-ми фундаментах электроприводов насосных агрегатов. Частота запуска регистрирующих микроконтроллерных устройств $f_{рег}$ была равна 62 кГц, частота f_0 первой гармоники собственных колебаний фундамента составила 3,9 Гц. Как показали измерения, амплитуда горизонтальных колебаний фундаментов изменялась в пределах от 0,011 мм до 0,1097 мм. Шестой вибродатчик первого фундамента, второй вибродатчик второго фундамента и второй вибродатчик четвертого фундамента зарегистрировали амплитудные значения горизонтальных колебаний 0,0633 мм, 0,1097 мм и 0,0566 мм соответственно, что превышает допустимое значение. Согласно СНиП 2.02.05-87 «Фундаменты машин с динами-

ческими нагрузками», предельно допустимое значение амплитуды горизонтальных колебаний составляет 0,05 мм. На рис. 5.19 представлена фотография визуально видимой трещины в теле аварийного второго фундамента с шириной раскрытия более 0,3 мм, расположенная в зоне 1/4 ширины фундамента от его края. Третий, пятый–седьмой фундаменты имеют положительный запас рабочего ресурса.

Анализ таблиц 5.3-5.5 показывает, что в 3-х из 7-ми испытанных фундаментов (42 %) за 25 лет эксплуатации выявлено превышение амплитуд горизонтальных колебаний от 113 % (0,0566 мм) до 219 % (0,1097 мм) и плановый ремонт подшипниковых узлов не позволил сохранить монолитность тела фундамента. Обследования этих фундаментов и работы по их усилению на станциях не проводились с момента ввода в эксплуатацию.

Очевидно, что только постоянный непрерывный контроль состояния подшипниковых узлов и фундамента ЭП с оценкой величины рабочего ресурса δA_j конструкции позволяет за счет мониторинга и своевременного ремонта исключить превышение нормативных значений амплитуды горизонтальных колебаний (что составляет 1/7 числа обследованных фундаментов) и увеличить не менее чем на 14 % рабочий ресурс насосных агрегатов.

5.4. Отказоустойчивое управление крановым электроприводом механизма подъема с обеспечением безопасности и живучести

5.4.1. Информативные параметры отказоустойчивого ограничителя грузоподъемности

Живучесть информационной системы ЭПТ оборудования опасных производственных объектов можно обеспечить путем применения нескольких датчиков различных физических величин, характеризующих механическую нагрузку и не подверженных динамическим возмущающим воздействиям.

На рис. 5.20 представлена блок-схема измерительной системы массы груза за кранового механизма, выполненного на основе косвенного метода измерения электрических величин приводного двигателя.

Известно, что величина механической нагрузки приводного двигателя влияет на частоту вращения n , активную мощность P , скольжение s , статический момент $M_{ст}$, токи ротора I_2 и статора I_1 . Указанные величины, зависящие от механической нагрузки, несут информацию о ее величине, и далее называются информативными параметрами.

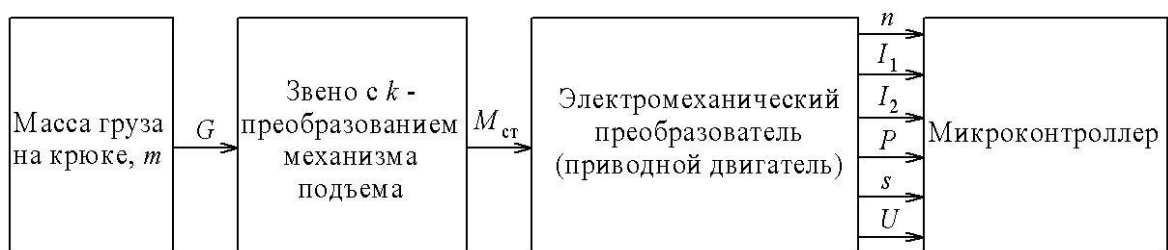


Рис. 5.20. Блок-схема измерительной системы на основе косвенного метода измерения массы груза

В грузоподъемном кране нагрузка на приводной двигатель определяется массой поднимаемого груза, которая может быть определена по заранее снятым зависимостям, что позволяет не применять датчики усилий традиционного типа. В настоящее время для используемого в промышленности асинхронного электропривода перспективным направлением является разработка ограничителей грузоподъемности с использованием программируемых МК и косвенных методов измерения массы поднимаемого груза на основе информативных параметров АД [244, 214]. При этом в процессе мониторинга параметров приводного двигателя могут быть комплексно решены вопросы диагностики и защиты приводного двигателя, а также и ограничения грузоподъемности, т.е. задачи обеспечения «безопасности» и «живучести» объекта потенциальной опасности – электромеханического крана.

Для выявления достоверности информативных параметров, по которым возможно определить массу поднимаемого груза, необходимо исследовать

АЭП механизма подъема на математической модели и экспериментально. В математической модели необходимо учесть особенности механической части крана, в частности натяжения в канатах и жесткость металлоконструкций. Учет этих факторов необходим для правильного определения времени установления электромагнитных процессов в АД, электромеханических процессов в крановом электроприводе и механических процессов в металлоконструкции, что в конечном итоге должно быть учтено при разработке управляющей программы МК ограничителя грузоподъемности.

5.4.2. Обоснование информативных параметров отказоустойчивого ограничителя грузоподъемности на основе математической модели электропривода

Измерение массы m_2 груза, как силы действующей на канатную систему, определяется заранее снятой зависимостью одного или нескольких информативных параметров от массы поднимаемого груза: $m_2 = f(i)$, где $f(i)$ – функциональная зависимость для i -го информативного параметра косвенного метода измерения, представленного на схеме рис. 5.21. Так установлено, что масса m_2 поднимаемого груза прямо пропорциональна статическому моменту $M_{ст}$ на валу асинхронного двигателя.

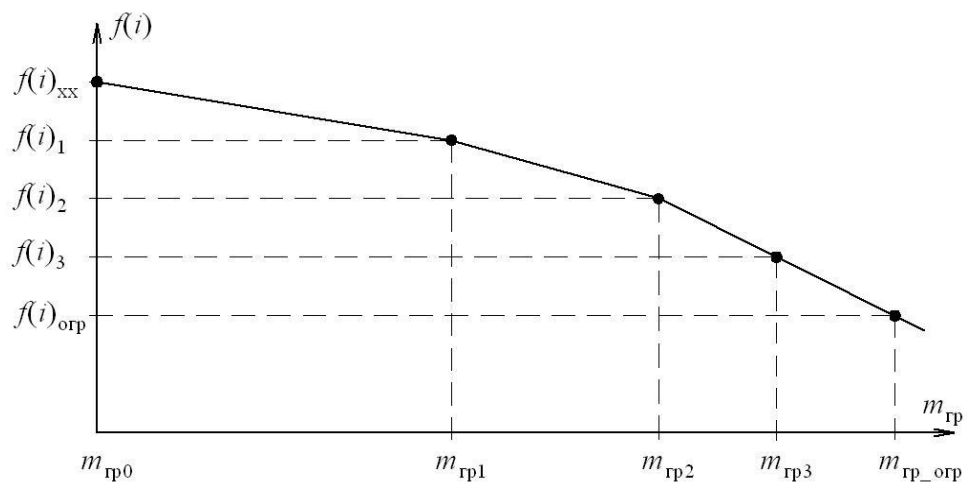


Рис. 5.21. Градуировочная характеристика $f(i)=f(m_{гр})$ в виде кусочно-линейной аппроксимированной функции

Характеристику $m_2 = f(i)$ предлагается вводить в память микроконтроллера ограничителя грузоподъемности механизма. Процесс ввода информативных параметров в память МК назовем процессом «обучения» ограничителя грузоподъемности и этот процесс доступен только в режиме санкционированного доступа к памяти МК. Соответственно длительный рабочий процесс функционирования МК по использованию введенных информативных параметров назовем процессом «измерение».

Рассмотрим процесс «обучения» ограничителя грузоподъемности [2]. Для этого необходимо:

1) снять градуировочную характеристику принятого информативного параметра i от массы груза m_2 на крюке для конкретного механизма подъема и представить ее в виде кусочно-линейной аппроксимированной функции, представленной на рис. 5.21;

2) ввести полученную градуировочную характеристику в память МК, осуществляющего преобразование воспринимаемого информативного параметра i в величину m_2 с отображением результата расчета устройством индикации [3];

Таким образом, измерение массы поднимаемого груза m_2 осуществляется по анализу $f(i)$ информативного параметра АД, а ограничение грузоподъемности – путем отключения приводного двигателя механизма подъема (через исполнительное реле на выходе МК) при $m_{огр} = (1,15 \dots 1,25) \cdot m_{max}$, где m_{max} – максимальная грузоподъемность крана. Принятие решения по ограничению может быть произведено при превышении предельного значения одного или нескольких параметров в зависимости от принятого алгоритма работы МК.

Если $f(i)$ находится в пределах: $f(i)_{xx} \leq f(i)_j \leq f(i)_{огр}$, то соответственно: $m_{гр0} \leq m_{грj} \leq m_{гр_огр}$ (индекс «0» соответствует $m_{гр} = 0$). При измерении информативного параметра $f(i)$ его значение соответствует одному из рабочих участков линейных зависимостей с коэффициентами наклона:

$$\begin{cases} f(i)_{xx} \geq f(i)_j \geq f(i)_1, & m_{гp j} = m_{гp 0} + (m_{гp 1} - m_{гp 0}) \frac{f(i)_{xx} - f(i)_j}{f(i)_{xx} - f(i)_1}; \\ f(i)_1 \geq f(i)_j \geq f(i)_2, & m_{гp j} = m_{гp 1} + (m_{гp 2} - m_{гp 1}) \frac{f(i)_1 - f(i)_j}{f(i)_1 - f(i)_2}; \\ f(i)_2 \geq f(i)_j, & m_{гp j} = m_{гp 2} + (m_{гp 3} - m_{гp 2}) \frac{f(i)_2 - f(i)_j}{f(i)_2 - f(i)_3}. \end{cases} \quad (5.1)$$

По выражениям (5.1) однозначно может быть рассчитана масса поднимаемого груза $m_{гp j} = f(i)_j$ при условии стационарности значений напряжения и частоты источника питания двигателя $U_{\phi} = const = 220$ В и $f_c = const = 50$ Гц.

Исследования по выявлению информативных параметров АД, характеризующих массу груза, проводились на математической модели АЭП механизма подъема крана мостового типа МК-10. Основные характеристики данного крана и приводного двигателя МТФ 311-6 механизма подъема приведены, соответственно в таблицах 5.6 и 5.7.

Таблица 5.6

Тип крана	кран мостовой опорный МК-10
Конструкция кранового моста	двухбалочный мост, балки коробчатые
Пролет крана S , м	16,5
Грузоподъемность крана, т	10
Двигатель механизма подъема	МТФ 311-6
Передаточное число механизма u_M	160
Кратность полиспаста α	3
Тормоз	барабанный, с приводом от гидротолкателя ТГ-16

Таблица 5.7

P_n , кВт	n_n , об/мин	$\cos\phi$	КПД, %	M_n , Н·м	J , кг·м ²
11	945	0,69	79	111	0,225

В результате проведенных исследований с использованием программы моделирования кранового электропривода и ограничителя грузоподъемности [62], было установлено, что информативными параметрами, характеризующими

массу поднимаемого груза, являются: частота вращения n , ток статора I_1 , ток ротора I_2 и активная мощность P . На рис. 5.22–5.25 представлены зависимости данных параметров от массы поднимаемого груза m_2 , полученные на основе расчетов по математической модели [62].

Из графиков следует, что зависимости $n=f(m_2)$, $I_2=f(m_2)$ и $P=f(m_2)$ практически линейны, а $I_1=f(m_2)$ имеет незначительную нелинейность. Информативные характеристики $n=f(m_2)$, $P=f(m_2)$ и $I_2=f(m_2)$ следует вводить в микроконтроллер непосредственно на кране путем поочередного поднятия пустой крюковой подвески ($m_2=0$) и одного груза известной массы. Для характеристики $I_1=f(m_2)$ следует поднять 3–4 груза для получения более точной нелинейной характеристики [257].

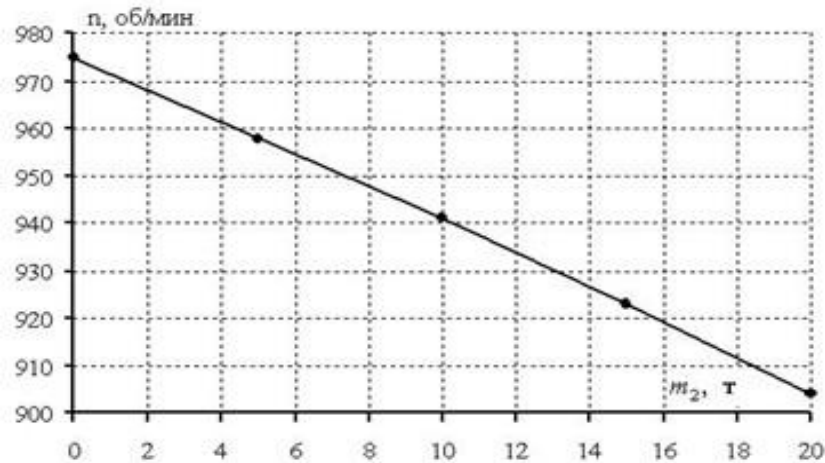


Рис. 5.22. Зависимость $n = f(m_2)$ кранового электропривода

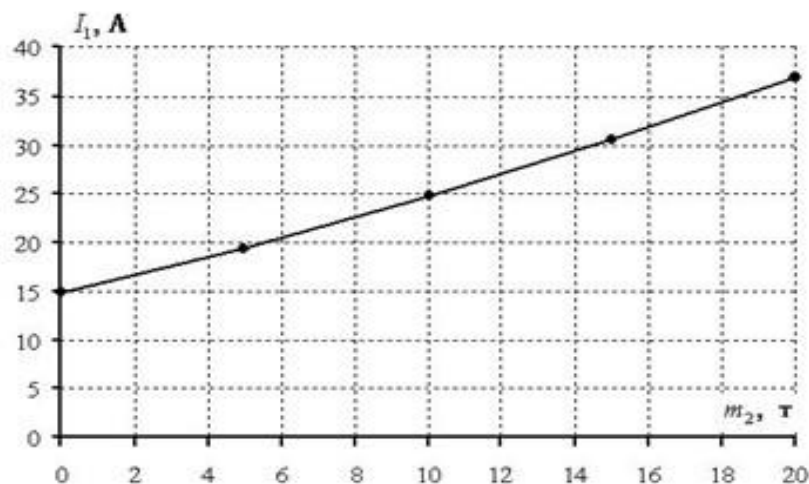


Рис. 5.23. Зависимость $I_1 = f(m_2)$ кранового электропривода

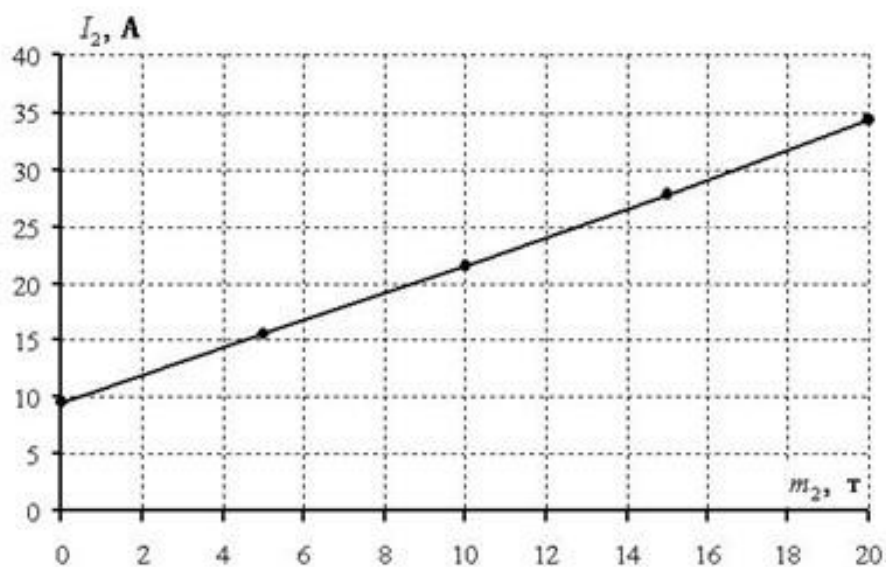


Рис. 5.24. Зависимость $I_2 = f(m_2)$ кранового электропривода

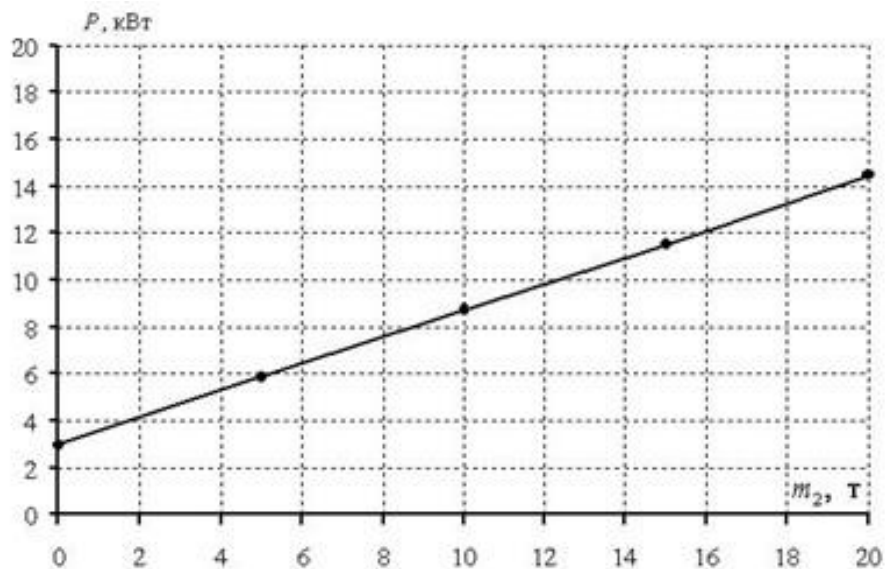


Рис. 5.25. Зависимость $P = f(m_2)$ кранового электропривода

Таким образом, в память микроконтроллера вводится линеаризованная или, состоящая из отрезков линейных функций, зависимость информативного параметра от массы поднимаемого груза m_2 . Ввод характеристики непосредственно в процессе эксплуатации крана позволяет учитывать его индивидуальные особенности, такие как передаточное число механизма, кратность полиспаста, КПД механизма, а также учитывать технологический разброс параметров электродвигателя.

5.4.3. Учет влияния отклонений параметров питающей сети на характеристики информативных параметров кранового электропривода механизма подъема

Для определения параметров питающего напряжения, влияющих на характеристики $n(m_2)$, $I_1(m_2)$ и $I_2(m_2)$, воспользуемся формулой определения момента асинхронного двигателя:

$$M = \frac{3 \cdot U_{1\phi}^2 \cdot R'_{2\Sigma}}{\frac{2 \cdot \pi \cdot f}{p_n} \cdot s \cdot \left(\left(R_1 + \frac{R'_{2\Sigma}}{s} \right)^2 + x_k^2 \right)}. \quad (5.2)$$

Из формулы следует, что момент обратно пропорционален частоте питающей сети f и прямо пропорционален квадрату действующего фазного напряжения $U_{1\phi}$.

Причинами, вызывающими отклонения напряжения в системе электропитания предприятий, являются изменение режимов работы электроприемников и источников питания, нерациональное подключение однофазных и ударных нагрузок к элементам системы электропитания. Отклонения частоты определяются режимами энергосистемы и практически не зависят от электропотребления предприятия.

Установленные допуски реальной питающей сети могут достигать следующих значений: $U_{\phi} = 220\text{В} \pm 10\%$ и $f = 50\text{Гц} \pm 1\%$, что неизбежно приводит к ошибке определения $m_2 \sim M_{\text{ст}} = f(i)$, т. к. согласно выражения (5.2): $M_{\text{ст}} \sim U_{\phi}^2 / f_c$. При этом, можно установить следующие предельные значения:

$$M_{\text{ст}} = \max \text{ при } U_{\phi} = 220\text{В} + 10\%; f_c = 50\text{Гц} - 1\%;$$

$$M_{\text{ст}} = \min \text{ при } U_{\phi} = 220\text{В} - 10\%; f_c = 50\text{Гц} + 1\%.$$

На рис. 5.26 – 5.29 представлены результаты расчетов по определению влияния отклонений частоты фазного напряжения на точность измерения массы поднимаемого груза. Характеристики кранового АЭП: $n(m_2)$, $I_1(m_2)$ и $I_2(m_2)$ рассчитаны при $\pm 10\%$ отклонениях питающего напряжения: $U_1 = 198\text{ В}$, $U_2 = 220\text{ В}$, $U_3 = 242\text{ В}$.



Рис. 5.26. Зависимости $\eta = f(m_2)$ при отклонениях фазного напряжения на $\pm 10\%$

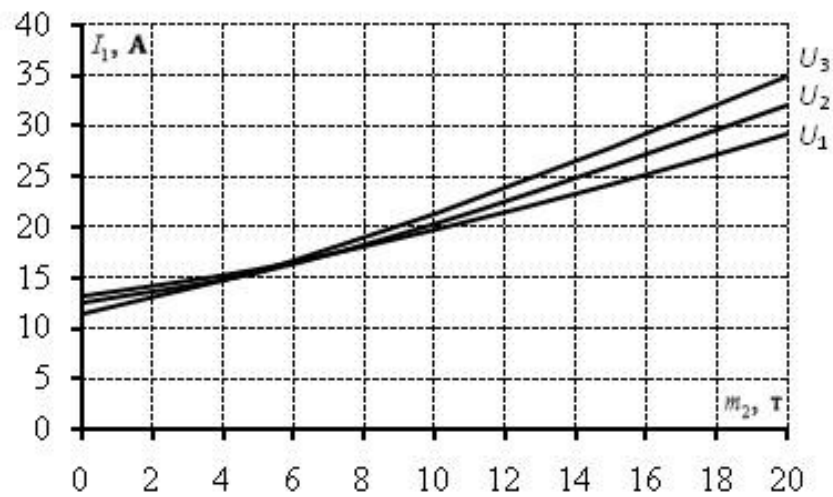


Рис. 5.27. Зависимости $I_1 = f(m_2)$ при отклонениях фазного напряжения на $\pm 10\%$

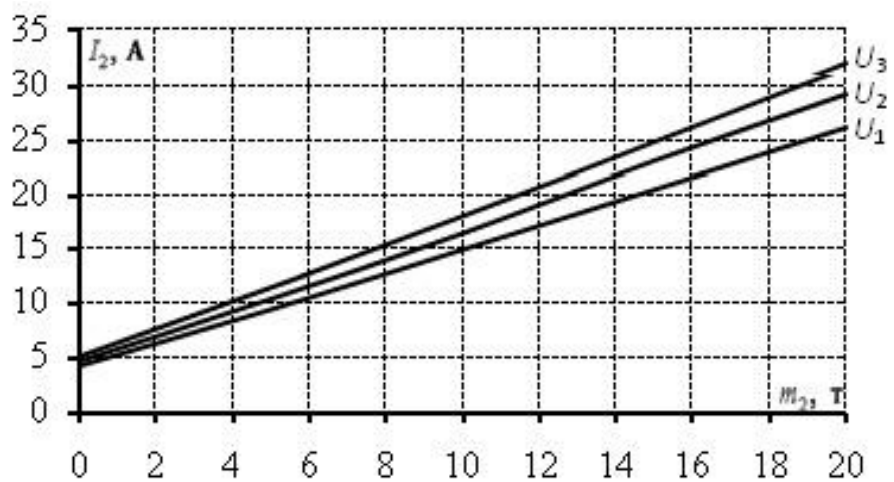


Рис. 5.28. Зависимости $I_2 = f(m_2)$ при отклонениях фазного напряжения на $\pm 10\%$

На рис. 5.28 представлены характеристики $n = f(m_2)$ для разных частот: $f_1 = 49$ Гц, $f_2 = 50$ Гц, $f_3 = 51$ Гц.

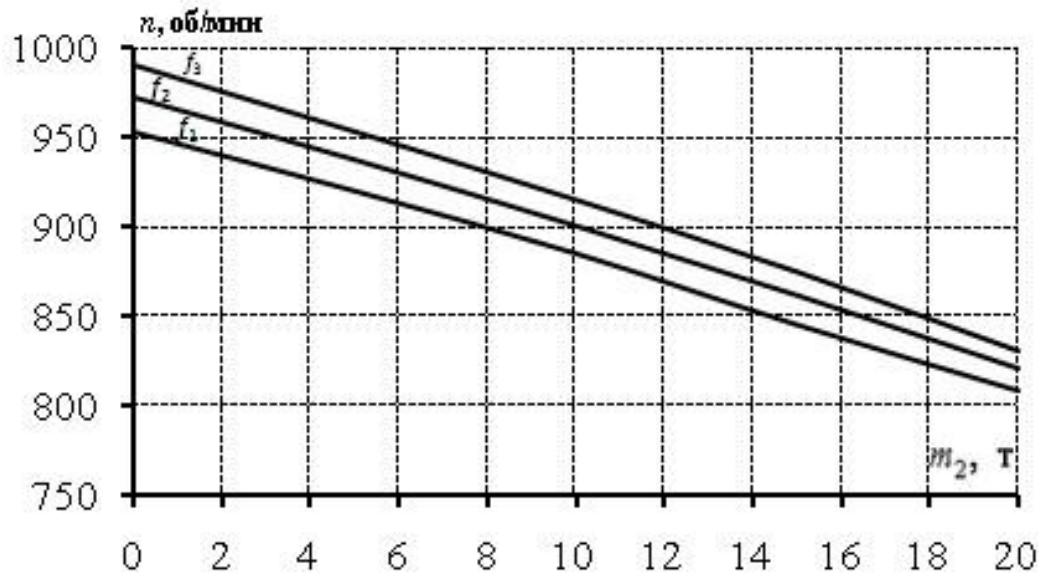


Рис. 5.29. Зависимости $n = f(m_2)$ при отклонениях частоты сети на ± 1 %

При отклонениях питающей сети на ± 10 % наибольшая ошибка Δm_2 составляет для зависимости: $n = f(m_2) - 20,5$ %, $I_2 = f(m_2) - 11$ %, $I_1 = f(m_2) - 12,8$ %, $n = f(m_2) - 13,5$ %. Отклонение частоты питающей сети существенно влияют на характеристики всех информативных параметров, что должно быть учтено в режиме «обучения» и «измерения».

Для учета ошибки Δm_2 представим функцию $m_2 = f(i)$ (рис. 5.2) в виде:

$$m_2 = f(i) \cdot k_u \cdot k_f; \quad (5.3)$$

где k_u — коэффициент, учитывающий изменение напряжения питающей сети U_ϕ ; k_f — коэффициент, учитывающий изменение частоты питающей сети f .

В момент измерения параметров: $f(i)_{xx}$, $f(i)_1$, $f(i)_2$, $f(i)_3$, $m_{гр1}$, $m_{гр2}$, $m_{гр3}$ в режиме «обучения» необходимо пересчитать измеренные значения $m_{гр1} = f(i)_1$, $m_{гр2} = f(i)_2$ и $m_{гр3} = f(i)_3$ для случая: $U_\phi = 220$ (В), $f_c = 50$ (Гц). Для этого представим $m_2 = f(i)$ в виде:

$$m_{об} = f(i) \cdot k_{уоб} \cdot k_{фоб}; \quad k_{уоб} = \frac{220^2}{U_T^2}; \quad k_{фоб} = \frac{f_T}{50}, \quad (5.4)$$

где U_T – текущее значение фазного U_ϕ напряжения; f_T – текущее значение частоты f питающего напряжения.

При измерении текущей массы груза на крюке при работе программы «измерения» также необходимо провести корректировку значений $f(i)$ при изменении напряжения и частоты сети от номинальных значений:

$$m_{\text{изм}} = f(i) \cdot k_{\text{изм}} \cdot k_{\text{физм}}; \quad k_{\text{изм}} = \frac{U_T^2}{220^2}; \quad k_{\text{физм}} = \frac{50}{f_T}, \quad (5.5)$$

где $k_{\text{изм}}$ – коэффициент измерения напряжения питающей сети; $k_{\text{физм}}$ – коэффициент измерения частоты питающей сети.

5.4.4. Экспериментальное определение информативных параметров отказоустойчивого ограничителя грузоподъемности

Экспериментальные исследования проводились на натурном образце мостового крана МК-10, внешний вид которого представлен на рис. 5.30 (испытательная лаборатория строительных конструкций ТГАСУ).



Рис. 5.30. Внешний вид мостового крана МК 10

В ходе проведения экспериментов были сняты зависимости напряжения, тока статора и частоты вращения двигателя при подъеме и опускании груза.

В качестве датчика частоты вращения был применен датчик Холла, импульсный сигнал от которого преобразуется в напряжение удобное для измере-

ния (рис. 5.31). Преобразователем сигнала датчика Холла служит микросхема 1116КП2, которая содержит в своем составе дифференциальный усилитель, компаратор и формирователь логического сигнала

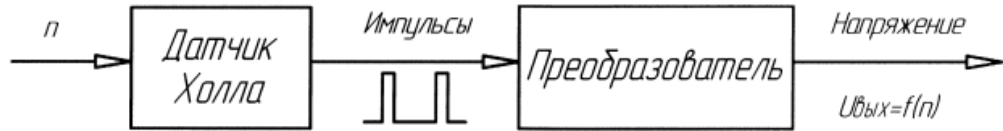


Рис. 5.31. Схема измерения частоты вращения ротора АД

При проведении эксперимента для определения тока статора использовался трансформатор тока УТТ-5 и измерительный шунт (рис. 5.32). В качестве датчика напряжения был применен резистивный делитель напряжения.

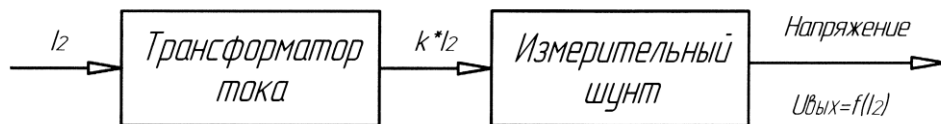


Рис. 5.32. Схема измерения тока статора АД

Схема подключения оборудования для экспериментальных исследований представлена на рис. 5.33, экспериментальные зависимости $n=f(m_2)$ и $I_1=f(m_2)$ приведены на рис. 5.34. и рис. 5.35 соответственно.

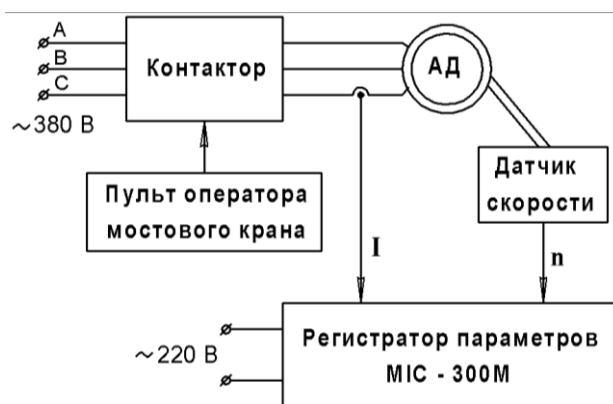


Рис. 5.33. Схема подключения оборудования для экспериментальных исследований

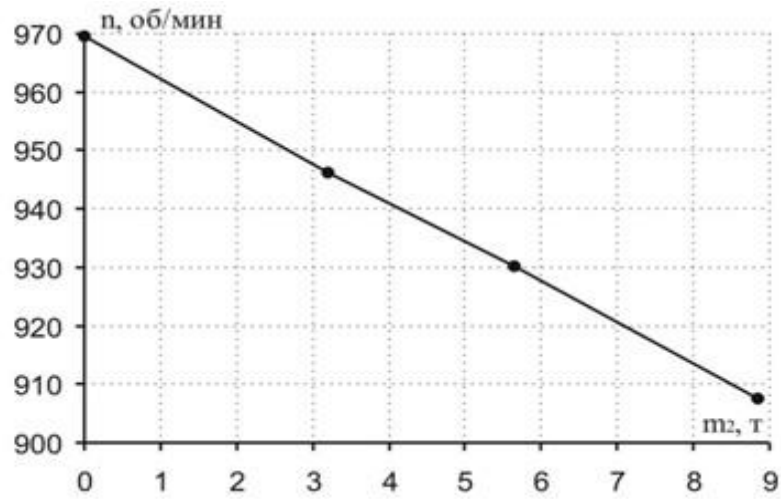


Рис. 5.34. Экспериментальная зависимость $n=f(m_2)$

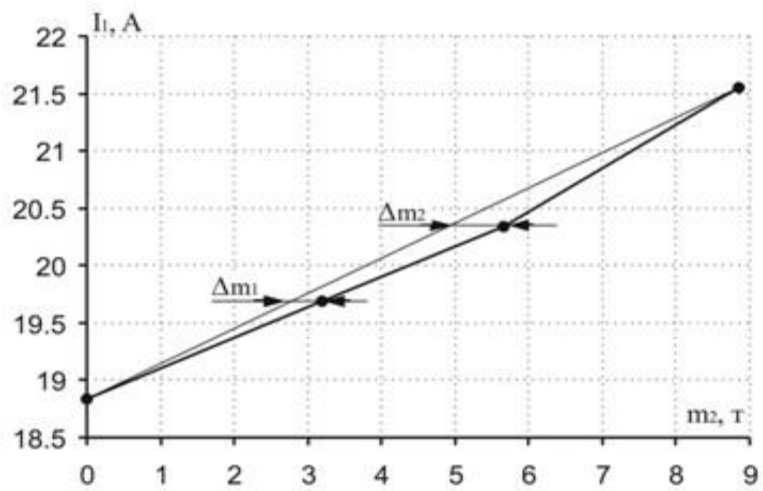


Рис. 5.35. Экспериментальная зависимость $I_1=f(m_2)$

Погрешность определения массы груза на основе зависимости $n = f(m_2)$, построенной по двум точкам, составила не более 5 %. Если регулирование производится с помощью реостата (АД с фазным ротором), то в режиме «обучения» ограничителя грузоподъемности необходимо в память микроконтроллера ввести все характеристики $n = f(m_2)$, соответствующие каждой скорости (соответствующее положение реостата) приводного двигателя.

Экспериментальная зависимость $I_1 = f(m_2)$ носит нелинейный характер и качественно совпадет с характеристикой, полученной на математической моде-

ли (рис. 5.23). Экспериментальные характеристики $n = f(m_2)$ и $I = f(m_2)$ имеют расхождение с математической моделью не более 20 %.

Ошибка определения массы груза по экспериментальной характеристике $I = f(m_2)$ составляет более 15 %, что является недопустимым. Поэтому, используя характеристику $I = f(m_2)$, необходимо проводить коррекцию по нескольким точкам для получения нелинейной зависимости.

В ходе проведения экспериментальных исследований был подключен серийно-выпускаемый ограничитель грузоподъемности «Волна» ОГМК 1-1. В таблице 5.8 приведено сравнение экспериментальных данных, полученных косвенным методом и данных, полученных с помощью ограничителя грузоподъемности «Волна». Расхождение значений массы груза, определяемой по частоте вращения и с помощью ограничителя грузоподъемности «Волна» ОГМК 1-1 не превышает 3 %.

Таблица 5.8

$m_{гр}$, кг	0	3200	5650	8850
Эксперимент	0	3320	5618	8780
«Волна» ОГМК 1-1	0	3271	5786	9039

5.4.5. Технические решения ограничителя грузоподъемности

Структурная схема ограничителя грузоподъемности изображена на рис. 5.36. Ограничитель грузоподъемности содержит цифровой вычислительный блок 1, информационные входы которого связаны с соответствующими выходами датчика 2 частоты вращения вала кранового двигателя, датчика 3 тока статора и ротора, датчика 4 фазного напряжения питающей сети и акселерометра 5, установленного на опорной плите кранового двигателя.

Информационный двунаправленный вход-выход цифрового вычислительного блока 1 соединён с входом-выходом цифрового запоминающего блока 6. Информационные выходы блока 1 соединены с исполнительным блоком 7 и

с блоком визуальной и звуковой индикации 8. Таймер 9 своим выходом подключен к входу прерывания цифрового вычислительного блока 1.

Электронный ключ 10 своим выходом (при необходимости изменения информации в цифровом запоминающем блоке 6) подключен к входу цифрового вычислительного блока 1. Блок ввода информации 11 своим выходом подключен к соответствующему входу цифрового вычислительного блока 1.



Рис. 5.36. Блок-схема ограничителя грузоподъемности

Перед началом работы, установленного на электрический кран ограничителя грузоподъемности, необходимо ввести в память цифрового запоминающего блока 6 информацию, необходимую для работы прибора. Для этого, необходимо подключить к цифровому вычислительному блоку 1 электронный ключ 10. Цифровой вычислительный блок 1 переходит в программу «обучения», которая предназначена для определения и записи в запоминающий блок 6 (с помощью блока ввода информации 11) зависимости информативного параметра (частота вращения, потребляемая активная мощность, ток статора или ток ротора) от массы поднимаемого груза. Кроме того, записываются предельно допустимые значения тока и фазного напряжения, а также значение максимально-

допустимой массы поднимаемого груза. Для снятия зависимости информативного параметра от массы поднимаемого груза необходимо поднять поочередно пустую крюковую подвеску электрического крана массой $m_{гр0}$ и груз известной массы $m_{гр}$, близкий к номинальному значению. Далее установить соответствующие значения частот ($n_0, n_{гр}$) вращения, активной ($P_0, P_{гр}$) мощности, токов ($I_{10}, I_{1гр}$) статора или токов ($I_{20}, I_{2гр}$) ротора. По этим данным в цифровом вычислительном блоке 1 формируется, с учетом параметров питающей сети, линеаризованная зависимость информативного параметра от массы поднимаемого груза с последующим ее сохранением в цифровом запоминающем блоке 6. При этом значение частоты вращения получают после частотного анализа в блоке 1 виброграмм, снятых с акселерометра 5.

Цифровой вычислительный блок 1 преобразует информацию, получаемую от датчиков 2, 3, 4 вместе с информацией, извлекаемой из цифрового запоминающего блока 6. Таймер 9 координирует работу цифрового вычислительного блока 1. Информация в блоке 1 преобразуется в параметры, которые поступают в блок визуальной и звуковой индикации 7. В случае превышения допустимых значений массы поднимаемого груза и контролируемых параметров питающей сети, заложенных в цифровом запоминающем блоке 6, цифровой вычислительный блок 1 вырабатывает команду для исполнительного блока 7 на отключение механизма подъема груза.

Ограничитель грузоподъемности рис. 5.36. позволяет реализовать технические решения с использованием информативных параметров: по току ротора $I_2=f(m_2)$ [38] и по активной мощности $P=f(m_2)$ [39, 41].

Установка датчика скорости на вал двигателя для определения частоты вращения вала АД является нецелесообразной из-за высокой стоимости самого датчика и трудоемкости установки. Поэтому предложен способ и устройство [34, 40] определения частоты вращения вала двигателя по спектральному анализу (преобразование Фурье) вибраций станины двигателя. В ограничителе грузоподъемности можно непрерывно определять частоту вращения вала кранового двигателя, используя акселерометр, который крепится или на станине

асинхронного двигателя или на его опорной плите. Сигнал с выхода акселерометра подвергается спектральному анализу, из которого выявляется пиковое значение амплитуды сигнала, соответствующее частоте вращения вала двигателя.

Установка акселерометра на неподвижную часть электрического крана – на опорную плиту или станину двигателя позволяет определить частоту вращения двигателя на неподвижной части кранового двигателя, что облегчает монтаж и повышает надежность ограничителя грузоподъемности в целом [3].

Использование датчиков токов статора, активной мощности, частоты вращения, а также алгоритма определения частоты вращения по сигналу акселерометра позволяет вводить в память микроконтроллера зависимости нескольких информативных параметров. Такая избыточность информации позволяет, во-первых, более точно определять массу груза, а во-вторых, формируется информационная избыточность за счет резервирования. Это обеспечивает отказоустойчивое управление с повышенной живучестью ограничителя грузоподъемности при отказах отдельных датчиков путем мажоритарной выборки информативного параметра, который обеспечивает отключение двигателя механизма подъема [3].

5.5. Выводы

1. Максимальная разность между частотой вращения асинхронного двигателя и амплитудой тока, полученных экспериментально и на математической модели, в трехфазном установившемся режиме работы составляет 3,6 % и 2,1 % соответственно. В аварийном двухфазном режиме работы эта разность составляет 4,9 % для частоты вращения и 3,8 % для установившихся значений тока в схеме подключения со связанными фазами.

2. В вентильном электроприводе разница между амплитудными значениями токов полученных экспериментально и на математической модели в

трехфазном установившемся режиме работы составляет 4,5 %, в аварийном двухфазном режиме работы эта разница составляет 8,9 %.

3. В трехфазном вентильном электроприводе, выполненном на основе явнополюсной синхронной машины, не менее чем в 8 раз достигается снижение отклонения электромагнитного момента в момент аварии за счет применения функций самоорганизации управления.

4. Предложено применение асинхронного двигателя в качестве датчика для мониторинга параметров с целью ограничения грузоподъемности кранового электропривода механизма подъема в приборах безопасности. Исследованы на основе математической модели и экспериментально следующие информативные параметры: частота вращения, активная мощность, токи статора или ротора. Разработаны технические решения по реализации отказоустойчивых алгоритмов ограничения грузоподъемности с применением информативных параметров. Такой подход позволяет повысить живучесть прибора безопасности в 2...8 раз и повысить безопасность эксплуатации кранового электропривода механизма подъема.

5. Разработана методика оценки фундаментов электроприводов насосных агрегатов на основе способа компьютерной диагностики и мониторинга с точной оценкой величины остаточного рабочего ресурса фундамента в реальном времени на основе частотного анализа показаний акселерометров установленных на фундаменте электропривода. Это дает возможность проведения автоматизированной оценки состояния подшипниковых узлов электропривода и своевременного ремонта с увеличением не менее чем на 14 % рабочего ресурса фундаментов в процессе безопасной эксплуатации насосного агрегата.

6. Применение методики оценки фундаментов электроприводов насосных агрегатов на основе способов компьютерной диагностики и мониторинга в производственной деятельности ТНПВСЭП "ТомскСЭП" дает ежегодный экономический эффект 2,6 млн. рублей. Применение разработанных программных продуктов в производственной деятельности НТИЦ "Промбезопасность-ТГАСУ" дает ежегодный экономический эффект 2,9 млн. рублей.

ГЛАВА 6. ПОСТРОЕНИЕ ОТКАЗОУСТОЙЧИВЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

В этой главе рассмотрены технические решения по мониторингу отказов преобразователей частоты ЭПТ, технические решения по построению преобразователей частоты электроприводов переменного тока, отказоустойчивых ЭП с защитными элементами.

6.1. Технические решения элементов системы мониторинга отказов преобразователей частоты электроприводов переменного тока

Из условия отдельного формирования токов для ЭПТ следует, что по структуре выполнения силовой преобразователь должен быть с развязанными фазами. Известны электроприводы на базе ПЯ для каждой фазы двигателя, которые выполняются по мостовой и полумостовой схемам [27, 80].

Отказы СП и электродвигателей переменного тока, в конечном счете, сводятся к трем основным видам отказов:

- цепь питания фазной обмотки разорвана и в создании вращающегося момента не участвует (отказ типа обрыв цепи двигателя или СП);
- по фазной обмотке протекает ток одного знака и половину периода вращения двигателя развивается положительный момент, а половину – отрицательный (отказ типа замыкание секции на источник питания – отказ ключей СП);
- в двигателе произошли повреждения элементов конструкции (межфазное замыкание обмоток) и дальнейшая эксплуатация может привести к разрушению двигателя.

Третий тип отказа должен быть обязательно диагностирован, в результате чего источник питания электропривода отключается. Любой из первых двух отказов не приводит к остановке электропривода, если в системе управления реализован аварийный двухфазный режим работы. Для этого необходимо выполнить следующие технические решения:

- наличие датчика (аппаратного или программного) состояния ПЯ, вырабатывающего бит отказа ячейки и поступающий в систему управления электроприводом для активизации алгоритма восстановления;
- каждый из ключей СП должен иметь аварийную блокировку от отказа «невывключение ключа» в виде защитного элемента, например, быстродействующего предохранителя (для мостовой схемы на четырех ключах достаточно одного предохранителя на ячейку).

Датчик состояния ПЯ может быть реализован в виде цифро-аналоговой или цифровой схеме с учетом программного анализа фазных токов. На рис. 6.1. приведены технические решения датчика состояния ПЯ для мониторинга отказов трехфазных ЭПТ с поддержкой аварийного двухфазного режима работы.



Рис. 6.1. Технические решения датчика состояния ПЯ для мониторинга отказов трехфазных ЭПТ

В современных электроприводах широко применяется защита при помощи быстродействующих предохранителей. Кроме того, каждый из ключей моста может содержать группу параллельно включенных ключей с предохранителем. В результате, при отказах отдельных элементов обеспечивается аварийная

блокировка с непрерывным продолжением функционирования и, следовательно, обеспечивается живучесть СП отказах.

6.1.1. Аналого-цифровой датчик состояния ячейки силового преобразователя частоты

Схема датчика состояния (рис. 6.2) выполнена по аналого-цифровой схеме на примере мостовой ПЯ [27, 30].

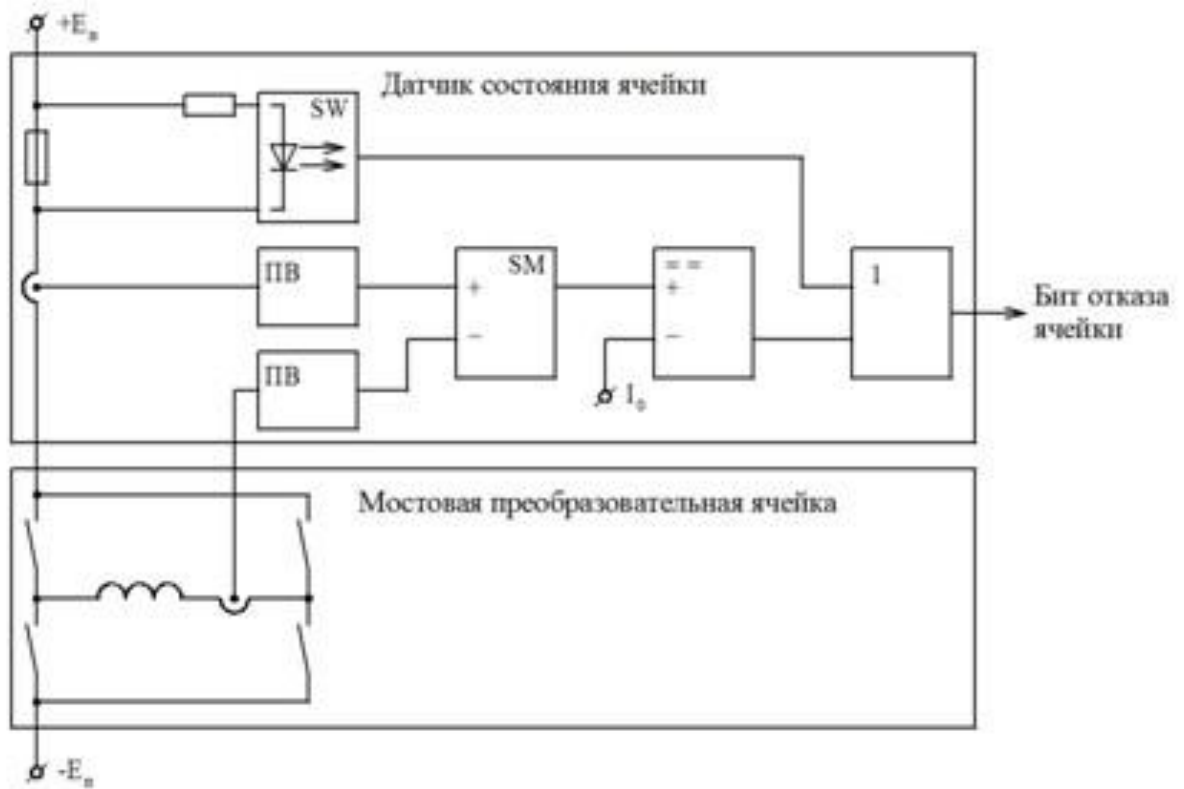


Рис. 6.2. Схема аналого-цифрового датчика состояния ПЯ мостового типа

Для реализации функционального контроля производится анализ состояния предохранителя ключей ПЯ, сравнение мгновенных значений фазного и потребляемого токов на основе анализа тока $I_{\text{потр.}}$, протекающего через датчик состояния ячейки. Так, при условии $I_{\text{потр.}} \geq I_M + \epsilon$, где I_M – амплитудное значение тока с учетом кратности пускового момента; ϵ – запас по току, определяемый временем срабатывания токовой отсечки по уровню I_M срабатывает предохранитель в цепи питания ПЯ. В этом случае напряжение питания $E_{\text{П}}$ прикладывается к входу оптронного переключателя SW, единичный логический уровень с

выхода переключателя инвертора через элемент ИЛИ формирует бит отказа ячейки при отказе типа «обрыв цепи питания ПЯ».

Контроль неисправности типа «обрыв фазной обмотки» может быть проведен путем анализа условия: $|I_{\text{потр}}| - |I_{\text{фазн}}| \geq I_0$, где $|I_{\text{потр}}|$ и $|I_{\text{фазн}}|$ – модули значений токов на выходе прецизионных выпрямителей ПВ потребляемого и фазного токов; I_0 – ток утечки преобразовательной ячейки, обусловленный сквозным током. Значения $|I_{\text{потр}}|$ и $|I_{\text{фазн}}|$ поступают в сумматор-вычитатель, с выхода которого разностный сигнал поступает на коммутатор и сравнивается со значением I_0 . Если условие выполняется, то единичный логический уровень через элемент ИЛИ формирует бит отказа ячейки при отказе типа «обрыв фазной обмотки».

Можно отметить, что при диагностике и контроле современными цифровыми средствами возможности выявления неисправности, их локализация определены физическими законами объекта или системы [250–252].

6.1.2. Цифровой датчик состояния силовой ячейки полумостового преобразователя частоты

Датчик состояния (рис. 6.3) для полумостовой схемы ПЯ реализует метод тестового контроля, который предполагает анализ состояния предохранителей ключей и мгновенных значений фазного напряжения [27, 30]. Оптронные переключатели, включенные параллельно ключам 1 и 2, позволяют получить сигналы: ключ выключен – уровень логического нуля, ключ включен – уровень логической единицы. Сигналы о состоянии ключей и напряжения управления ключей U_1 , U_2 подаются на входы элементов «исключающее» ИЛИ, выходной уровень логической единицы говорит о том, что ключ 1(2) имеет отказ типа «невключение» или «невывключение».

Сигнал о наличии или отсутствии напряжения на фазной обмотке формируют встречно включенные оптронные переключатели, объединенные выходами по схеме ИЛИ.

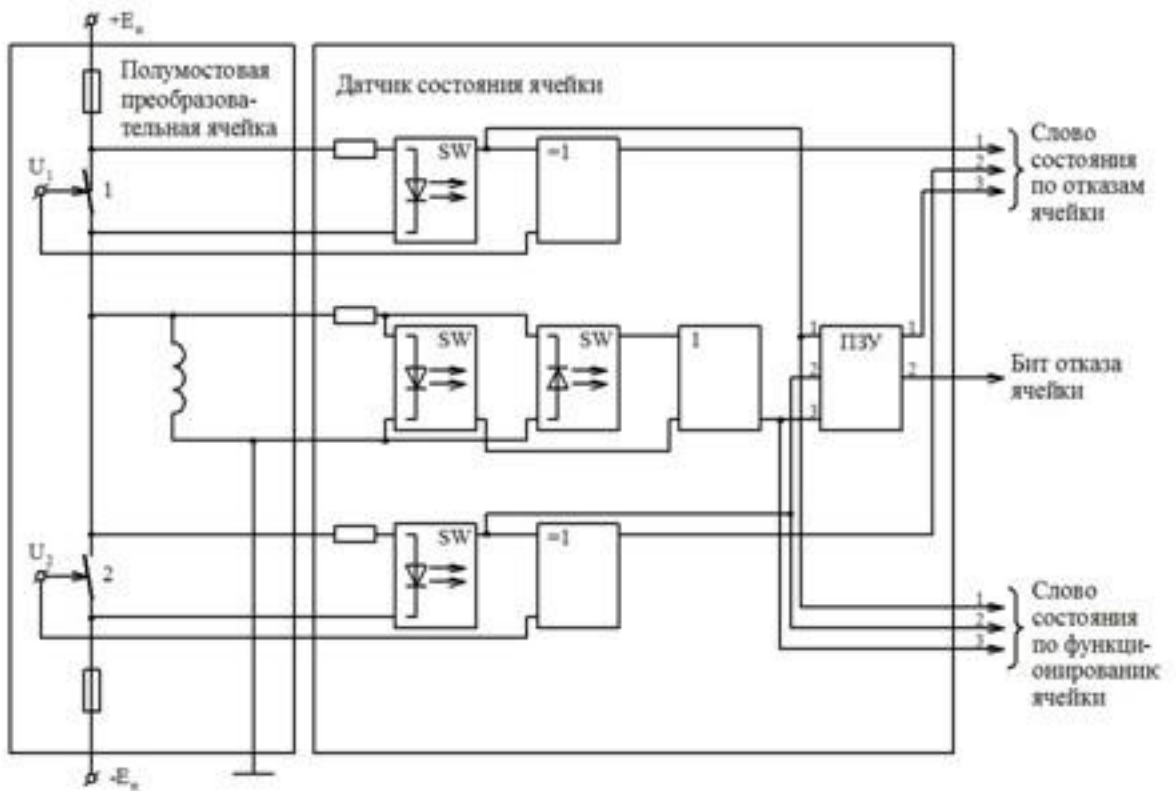


Рис. 6.3. Схема цифрового датчика состояния преобразовательной ячейки полумостового типа

Сигналы вкл./выкл. 1 ключа (1 вход ПЗУ), вкл./выкл. 2 ключа (2 вход ПЗУ), наличие/отсутствие напряжения на фазной обмотке (3 вход ПЗУ) позволяют получить на выходе ПЗУ бит отказа ячейки (2 выход ПЗУ) и бит обрыва фазной обмотки (1 выход ПЗУ) в соответствии с таблицей 6.1.

В общем случае анализ состояний предохранителей может контролироваться отдельными оптронными переключателями, как показано на рис. 6.2. Сигналы отказов ключей 1, 2 (1, 2 бита слова) и фазной обмотки (3 бит слова) составляют слово состояния по отказам преобразовательной ячейки в соответствии с таблицей 6.2.

Таблица 6.1

№	Вход ПЗУ			Выход ПЗУ		Слово состояния по функционированию ячейки (диагностическое состояние ячейки)
	1	2	3	1	2	
0	0	0	0	0	0	ячейка выключена
1	1	0	0	1	1	обрыв фазы
2	0	1	0	0	0	есть фазное напряжение

3	1	1	0	0	0	положительное напряжение фазы
4	0	0	1	1	1	обрыв фазы
5	1	0	1	1	1	обрыв фазы, сквозной ток
6	0	1	1	0	0	отрицательное напряжение фазы
7	1	1	1	0	1	отказ управления, сквозной ток

Таблица 6.2

№	Слово состояния по отказам			Тип отказа
	1	2	3	
0	0	0	0	нет отказа
1	1	0	0	отказ 1 ключа
2	0	1	0	отказ 2 ключа
3	1	1	0	отказ 1, 2 ключей
4	0	0	1	обрыв фазы
5	1	0	1	отказ 1 ключа, обрыв фазы
6	0	1	1	отказ 2 ключа, обрыв фазы
7	1	1	1	отказ 1, 2 ключей, обрыв фазы

Метод тестового контроля, реализованный на рис. 6.3, позволяет при построении датчика состояния ПЯ не только сформировать бит отказа в каждой преобразовательной ячейке, но и иметь информацию о диагностическом состоянии ячейки. Кроме того, за счет контроля одновременной работы двух ключей при мостовой схеме построения преобразовательной ячейки можно контролировать и работу блока управления преобразовательными ячейками.

Таблицы 6.1. и 6.2. отказов ПЯ (слово состояния по отказам ячейки) позволяют выявить место отказа при записи в стек последовательных слов состояния до возникновения аварийного режима и в процессе его протекания. Такой подход позволяет уменьшить время на поиск и замену неисправного блока, обеспечить быстрое восстановление неисправных блоков.

6.2. Технические решения преобразователей частоты электроприводов переменного тока

Рассмотрим принципы построения отказоустойчивых электроприводов переменного тока с подключением двигателя по схеме с развязанными фазами (с независимым протеканием фазных токов).

На рис. 6.4 представлена функциональная схема трехфазного отказоустойчивого электропривода со свойством живучести [35, 37, 45].

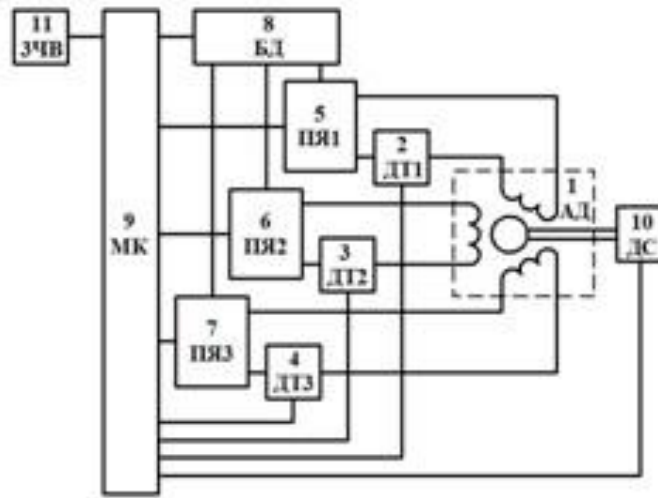


Рис. 6.4. Схема отказоустойчивого асинхронного электропривода

Задающим воздействием для электропривода является сигнал с датчика частоты вращения 11, подключенный к микроконтроллеру 9. Фазные токи двигателя и частота вращения вала, измеряемые соответствующими датчиками 2–4, 10, используются программными регуляторами тока и скорости, реализованными в микроконтроллере 9. В соответствии с законами регулирования и алгоритмами функционирования ЭП микроконтроллер формирует управляющие воздействия для преобразовательных ячеек 5–7 преобразователя частоты. Блок диагностики 8 анализирует состояние преобразовательных ячеек 5–7 на каждом интервале широтно-импульсной модуляции и вырабатывает три бита отказа $\{a, b, c\}$ составляющих слово состояния электропривода и поступающее в микроконтроллер 9. В случае обнаружения отказа одной из фаз двигателя или ячейки преобразователя частоты в микроконтроллере 9 активизируется алгоритм восстановления, корректирующий мгновенные значения фазных токов асинхронного двигателя 1.

На рис. 6.5 представлена функциональная схема трехфазного отказоустойчивого асинхронного электропривода со свойством живучести с возможностью повышения частоты фазных токов [42]. Данная схема отличается от

предыдущего варианта наличием функциональных преобразователей 12–14, которые учитывают коэффициент k_ω увеличения частоты фазных токов при реализации алгоритма (4.11) восстановления работоспособности АД. В отличие от электропривода (рис. 6.4), где компенсация активной мощности возможна за счет увеличения амплитуды фазных токов, в предложенной схеме добавляется возможность увеличения частоты фазных токов без изменения их амплитуды.

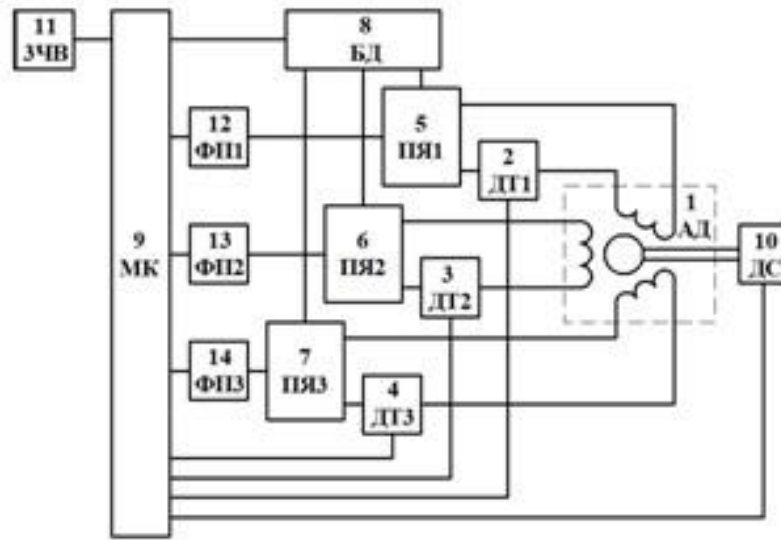


Рис. 6.5. Схема отказоустойчивого асинхронного электропривода с возможностью повышения частоты фазных токов

На рис. 6.6. представлена функциональная схема трехфазного отказоустойчивого вентильного электропривода с обеспечением свойства живучести [36, 43].

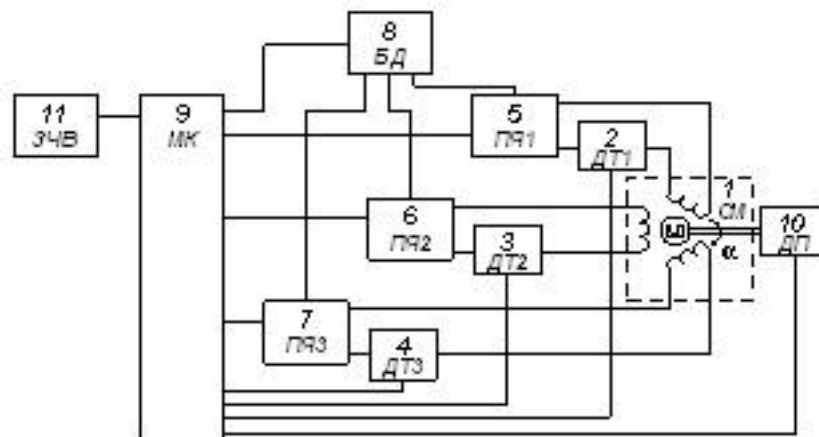


Рис. 6.6. Схема отказоустойчивого вентильного электропривода

Задающим воздействием электропривода является сигнал с датчика частоты вращения 11. С выхода датчика положения ротора 10 сигнал углового положения α вала электродвигателя 1 поступает в микроконтроллер 9, который формирует управляющие сигналы преобразовательными ячейками 5–7. По значениям сигналов с выходов датчиков тока 2–4 корректируются мгновенные значения фазных токов синхронного электродвигателя 1. Блок диагностики анализирует состояние преобразовательных ячеек 5–7 на каждом интервале широтно-импульсной модуляции и вырабатывает 3 бита, составляющие слово состояния электропривода. В случае неравенства нулю одного из битов слова состояния ЭП по отказам активизируется алгоритм (4.19) восстановления работоспособности электропривода в виде заданий на токи в 2-х оставшихся фазах.

Вышеприведенные схемы ЭПТ позволяют восстановить эллиптическое вращающееся поле в двигателе после выявления отказа в одной из фаз до кругового вращающегося при работе на двух оставшихся фазах с активизацией алгоритма восстановления.

6.3. Технические решения по построению отказоустойчивых электроприводов переменного тока с защитными элементами

Технические решения по обеспечению отказоустойчивого управления, рассмотренные в предыдущем разделе, не содержат защитных элементов для блокирования неисправной ячейки от источника питания ЭПТ. Возможны два варианта построения силовых цепей преобразователей частоты с размещением защитных элементов в звене постоянного тока (в цепи питания преобразовательной ячейки) и в звене переменного тока (последовательно с обмоткой двигателя). Рассмотрим построение электроприводов со встроенными защитными элементами в структуре электропривода для ВД, АД и ВИД.

На рис. 6.7 представлена функциональная схема трехфазного отказоустойчивого вентильного электропривода выполненного на мостовых ПЯ с защитными элементами, расположенными в звене постоянного тока с подключением двигателя с развязанными фазами [44].

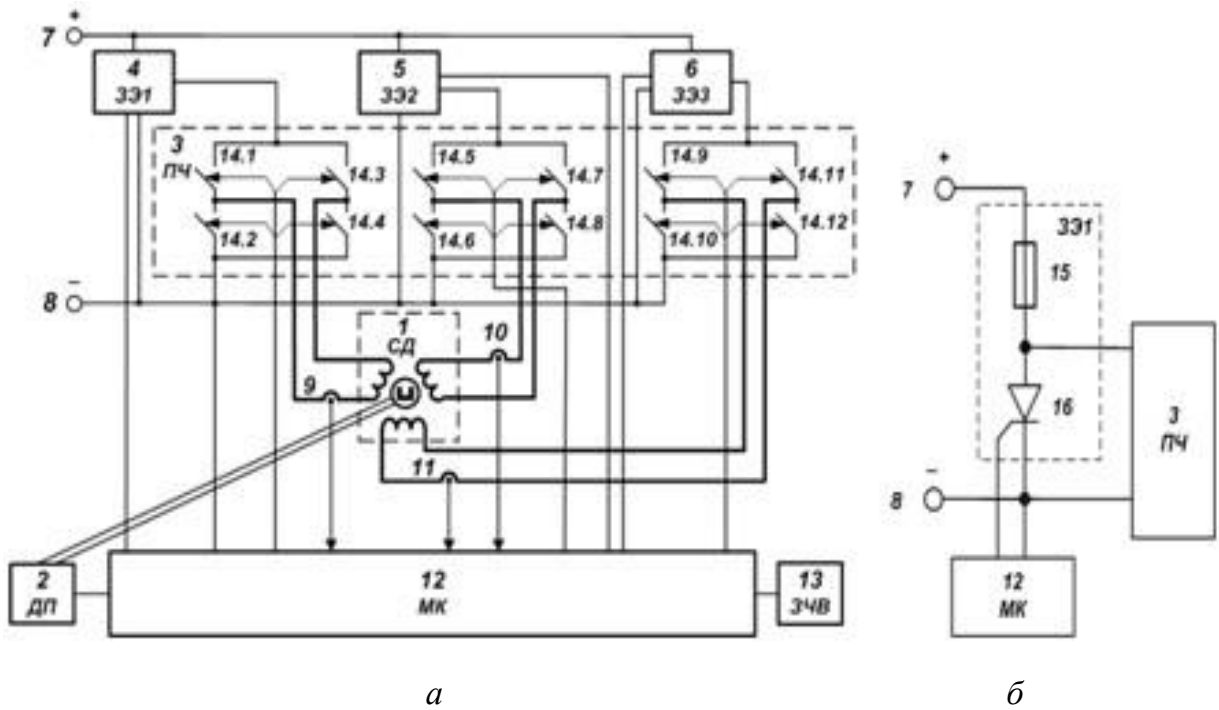


Рис. 6.7. Схема трехфазного отказоустойчивого вентиляльного электропривода – а, схема защитного элемента – б.

Задающим воздействием для электропривода является сигнал задатчика частоты вращения 13. Сигнал датчика положения вала 2 электродвигателя 1 поступает в микроконтроллер 12, формирующий управляющие сигналы для силовых ключей 14.1–14.12 трехфазного преобразователя частоты 3. По сигналам датчиков тока 9–11 микроконтроллер 12 корректирует мгновенные значения фазных токов синхронного электродвигателя 1. При этом анализируется состояние каждой фазы преобразователя частоты 3 на каждом интервале широтно-импульсной модуляции и в случае отказа одной из фаз электродвигателя микроконтроллер 12 диагностирует ошибку работы регулятора тока и вырабатывает бит отказа той фазы, где произошла аварийная ситуация. В случае выявления отказа в одной из фаз, микроконтроллер 12 активизирует алгоритм (4.19) восстановления для обеспечения работы на двух оставшихся фазах. По биту отказа происходит выключение силовых ключей 14.1–14.12 отказавшего моста и включение соответствующего коротящего тиристора 16 защитных элементов 4, 5, 6, плавкая вставка 15 перегорает и прекращается подача напряжения на отказавший мост преобразователя частоты 3.

В результате предотвращается аварийная ситуация при отказах электропривода типа: «невыхлодение» или «невключение» силовых ключей или «обрыв обмотки» статора синхронного электродвигателя 1. При этом происходит восстановление эллиптического вращающегося поля в аварийном двухфазном режиме до кругового вращающегося при активизации алгоритма (4.19) восстановления ВД.

На рис. 6.8 представлена функциональная схема трехфазного отказоустойчивого асинхронного электропривода, выполненная на полумостовых ПЯ с защитными элементами в звене постоянного тока и подключением двигателя со связанными фазами [49].

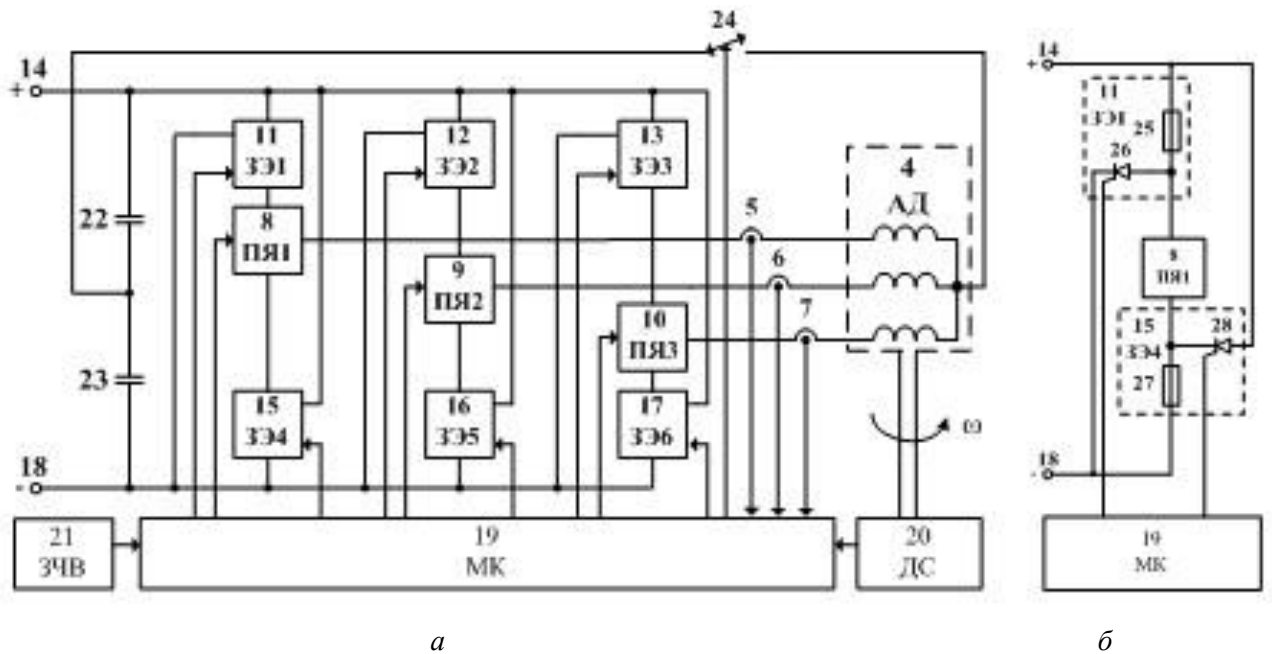


Рис. 6.8. Схема трехфазного отказоустойчивого асинхронного электропривода – а, схема защитного элемента – б.

Задающим воздействием электропривода является сигнал задатчика частоты вращения 21 вала электродвигателя 4. Сигналы с выхода датчиков тока 5, 6, 7 и частоты вращения вала 20 поступают в микроконтроллер 19, который обеспечивает формирование управляющих сигналов преобразовательными ячейками 8–10. Микроконтроллер 19 анализирует состояние преобразовательных ячеек 8–10 на каждом интервале широтно-импульсной модуляции и выра-

батывает три бита отказа $\{a, b, c\}$ составляющих слово состояния электропривода.

В случае обнаружения отказа в одной из фаз двигателя или ячейки преобразователя микроконтроллером 19 активируется алгоритм восстановления работоспособности в три этапа.

Принцип работы защитных элементов 11–13, 15–17 рассмотрим на примере неисправности типа «обрыв фазы» в преобразовательной ячейке 8. В случае наступления аварийной ситуации микроконтроллер 19 на основе анализа отказов вырабатывает бит отказа соответствующей фазы. Первоначально по битам отказа a (b , c) происходит выключение силовых ключей в отказавшей преобразовательной ячейке 8 и включение соответствующих тиристоров 26 и 28 защитных элементов 11 и 15. Плавкие вставки 25 и 27 перегорают и подача напряжения на отказавший полумост преобразовательной ячейки 8 прекращается. На втором этапе микроконтроллер 19 на основе бита отказа d формирует сигнал на включение полностью управляемого ключа с двухсторонней проводимостью 24, в результате чего нулевая точка обмотки статора асинхронного двигателя 4 подключается к средней точке источника питания, образованной конденсаторами 22 и 23. В результате блокируется отказавшая преобразовательная ячейка от цепей питания с помощью защитных элементов и происходит перепоключение АД по схеме с развязанными фазами. На третьем этапе происходит активизация алгоритма (4.4)–(4.12) отказоустойчивого управления для восстановления кругового вращающегося магнитного поля. При этом перепоключение обмоток двигателя со схемы со связанными фазами на схему с развязанными фазами снижает энергетические характеристики двигателя (эффективность использования по напряжению источника питания снижается на 33 %).

Таким образом, обеспечивает работоспособность асинхронного электропривода при аварийном отключении одной из фаз трехфазного асинхронного двигателя при неисправности типа «невывключение» ключа преобразовательной ячейки для двигателя со схемой подключения обмоток двигателя со связанными фазами.

На рис. 6.9 представлена функциональная схема трехфазного отказоустойчивого асинхронного электропривода выполненного на полумостовых ПЯ с подключаемым резервным полумостом и защитными элементами, расположенными в звене постоянного тока [52].

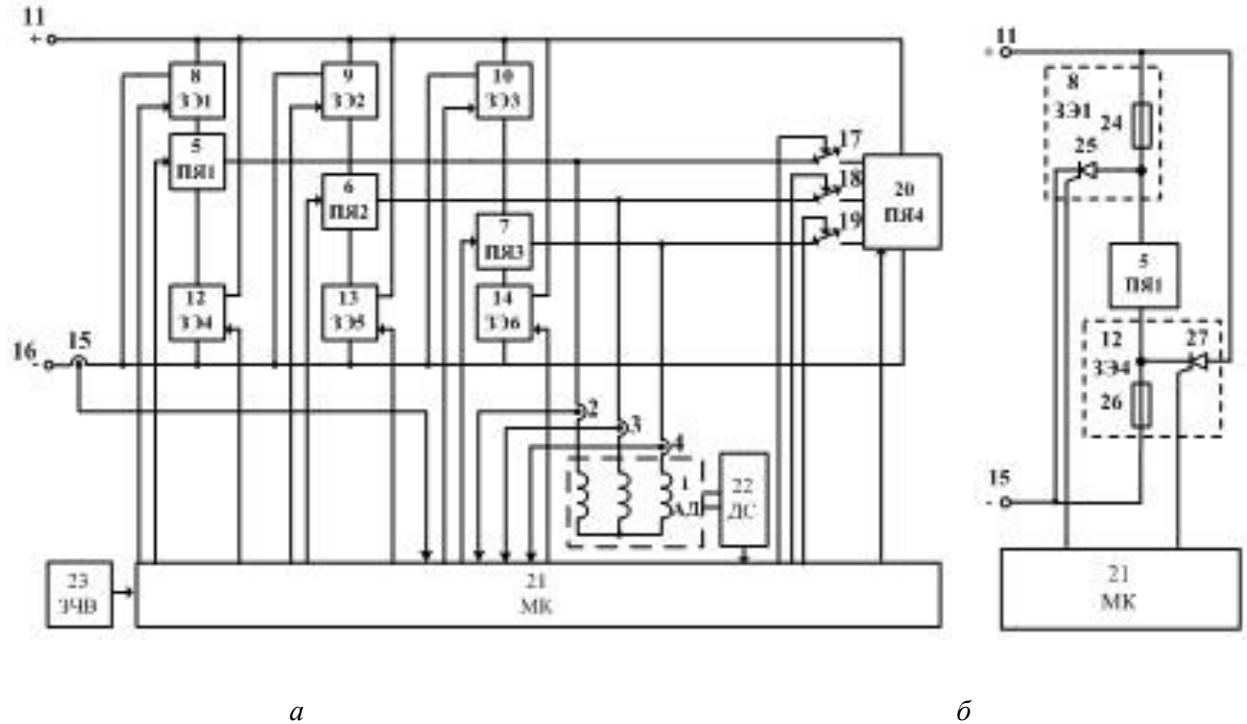


Рис. 6.9. Схема трехфазного отказоустойчивого асинхронного электропривода с резервным полумостом – а, схема защитного элемента – б.

Микроконтроллер 21 анализирует состояние преобразовательных ячеек 5–7 на каждом интервале широтно-импульсной модуляции и вырабатывает три бита отказа $\{a, b, c\}$ составляющих слово состояния электропривода. В случае обнаружения отказа в одной из ячеек преобразователя частоты в микроконтроллере 21 вырабатывается сигнал на срабатывание соответствующих защитных элементов 8–10, 12–14 и резервной преобразовательной ячейки 20. Принцип работы защитных элементов 8–10, 12–14 рассмотрим на примере неисправности типа «невключение» силового ключа в преобразовательной ячейке 5. В случае наступления аварийной ситуации микроконтроллер 21 на основе анализа отказов вырабатывает бит отказа соответствующей фазы. По биты отказа a (b, c) происходит отключение неисправной преобразовательной ячейки 5 и включение тиристоров 25, 27 соответствующих защитных элементов 18 и 12.

Плавкие вставки 24 и 26 перегорают и поступление напряжения на отказавшую преобразовательную ячейку 5 прекращается. Одновременно с этим микроконтроллер 21 на основе бита отказа d , служащего индикатором отказа в одной из преобразовательных ячеек 5–7, формирует сигнал на включение полностью управляемого ключа с двухсторонней проводимостью 17. В результате, к фазе обмотки статора асинхронного двигателя 1 подключается преобразовательная ячейка 20, на которую поступают импульсы управления аналогичные импульсам управления, подаваемым на неисправную преобразовательную ячейку 5 в соответствии с алгоритмом (4.13).

Таким образом, обеспечивается отказоустойчивое управление асинхронным ЭП для схем подключения обмоток двигателя как с развязанными, так и со связанными фазами АД и защитными элементами, установленными в звене постоянного тока.

На рис. 6.10 представлена функциональная схема устройства обеспечения живучести асинхронного электропривода выполненного на полумостовых ПЯ и защитными элементами, расположенными в звене переменного тока [51].

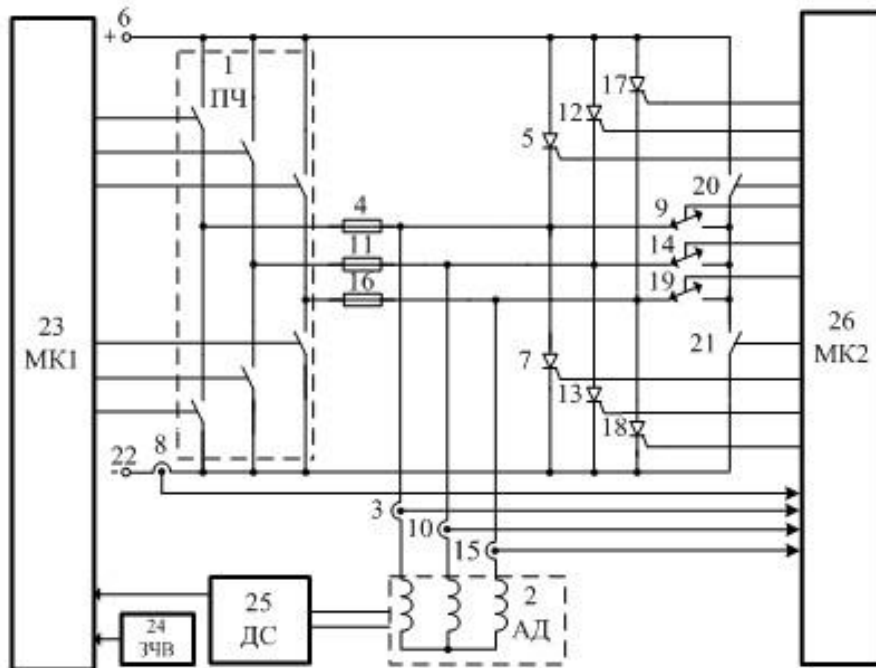


Рис. 6.10. Схема устройства обеспечения живучести трехфазного асинхронного электропривода

Задающим воздействием электропривода является сигнал с задатчика частоты вращения 24, поступающий в микроконтроллер 23. Микроконтроллер 23 формирует управляющие сигналы управления силовыми ключами преобразователя 1 частоты. На основе данных, получаемых с датчиков тока 3, 10, 15, 8 микроконтроллер 26 производит диагностику состояния трехфазного преобразователя частоты 1 и в случае наступления аварийной ситуации вырабатывает бит отказа соответствующей фазы. По битам отказа a (b , c) происходит выключение силовых ключей фазы «А» неисправной стойки трехфазного преобразователя 1 частоты и включение соответствующего коротящего тиристора 5 или 7. Плавкая вставка 4 перегорает и прекращается подача напряжения от отказавшего полумоста трехфазного преобразователя частоты 1 на соответствующую фазу обмотки статора асинхронного двигателя 2. Одновременно с этими действиями микроконтроллер 26 на основе бита отказа d , служащего индикатором отказа в одной из фаз трехфазного преобразователя частоты 1, формирует сигнал на включение управляемого ключа с двухсторонней проводимостью 9. В результате, фаза обмотки статора асинхронного двигателя 2 подключается к средней точке резервного полумоста, образованного силовыми ключами 20, 21. На управляющие выходы силовых ключей 20, 21 поступают импульсы управления аналогичные импульсам управления, подаваемым на силовые ключи фазы «А» неисправного полумоста трехфазного преобразователя частоты 1.

В итоге, обеспечивается отказоустойчивое управление асинхронным ЭП для схем подключения обмоток двигателя как с развязанными, так и со связанными фазами АД в случае неисправности типа «невключение» или «невключение» силового ключа преобразователя частоты и с защитными элементами, установленными в звене переменного тока.

На рис. 6.11 представлена функциональная схема m -трехфазного асинхронного электропривода с повышенной живучестью за счет структурного резервирования преобразователя частоты, выполненного на полумостовых ПЯ и защитными элементами в звене переменного тока [55].

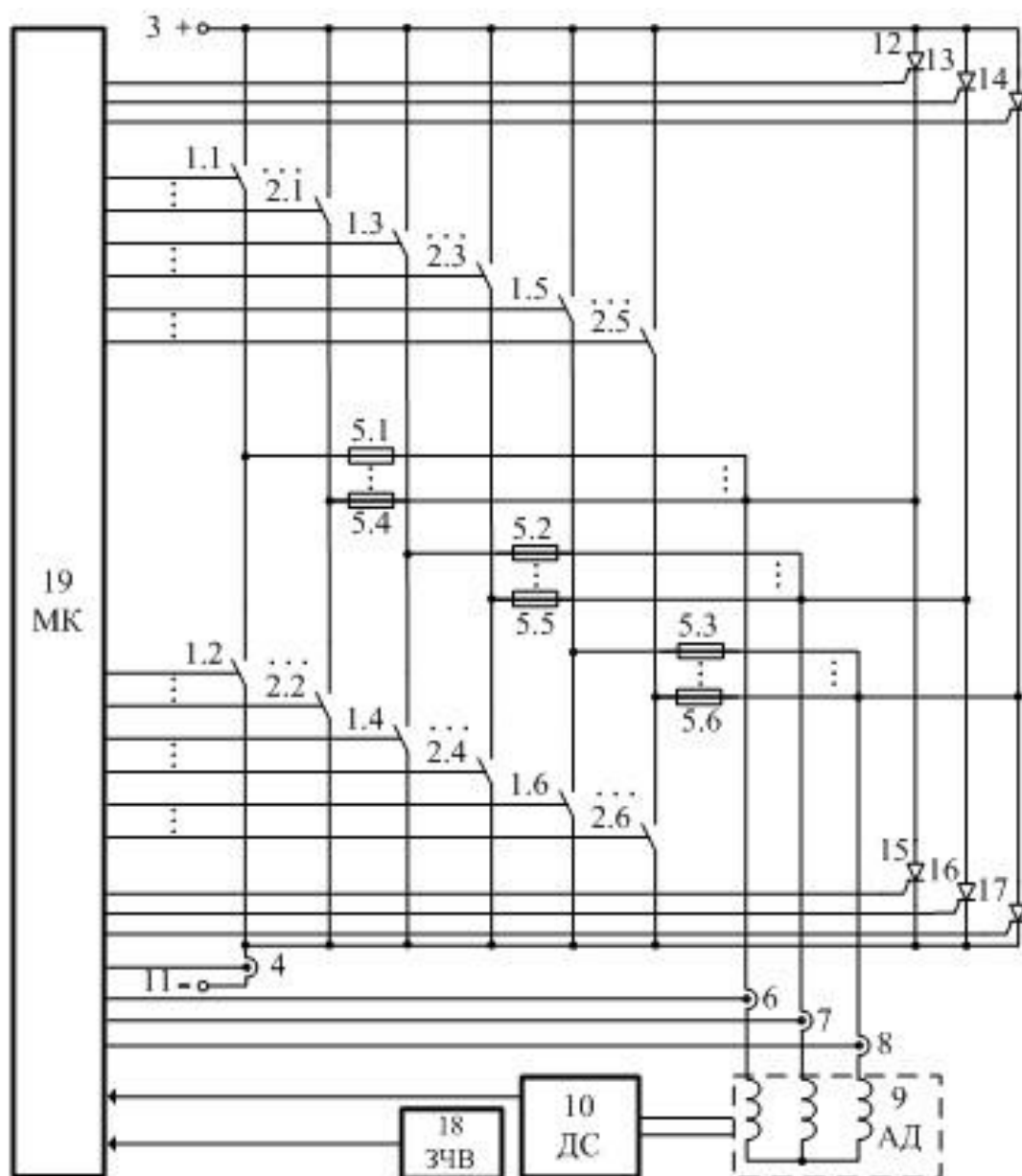


Рис. 6.11. Схема t – трехфазного асинхронного электропривода
с повышенной живучестью

Задающим воздействием электропривода является сигнал с датчика частоты вращения 18, поступающий с микроконтроллера 19. Микроконтроллер 19 формирует управляющие сигналы для ключей 1.1–1.6, 2.1–2.6 t -трехфазных мостовых инверторов работающих последовательно по схеме горячего, холодного или смешенного резервов (инверторы работают поочередно через определенные интервалы времени для равномерного распределения ресурса работы во времени).

В случае холодного резервирования работает один из m -инверторов (например, первый выполненный на ключах 1.1–1.6, в случае использования 2-го или m -го инвертора выявление отказа и работа по его блокированию происходит аналогично). В процессе работы электропривода на каждом интервале широтно-импульсной модуляции выявляется возможный отказ ключей преобразователя частоты 1.1–1.6 на основе анализа фазных токов датчиков тока 6–8 и потребляемого тока от источника питания. Определяется неисправный ключ верхнего или нижнего плеча полумоста с выделением типа отказа: «невключение» или «невывключение» ключа.

В случае выявления отказа «невключение» одного из ключей, например, ключ 1.1, в одной из фаз мостового инвертора происходит отключение неисправного полумоста, состоящего, например, из ключей 1.1 и 1.2. Далее блокируется отказавший полумост и подключается соответствующий полумост из структурного резерва, образованный, например, ключами 2.1 и 2.2.

В случае выявления отказа типа «невывключение» одного из ключей, например, ключа 1.1, на все ключи m -трехфазных мостовых инверторов прекращается подача управления, ток во всех фазах спадает до нуля, активизируется соответствующий защитный элемент (плавкая вставка 5.1 и коротящий тиристор 12) и подается управление на соответствующий коротящий тиристор 12 для срабатывания плавкой вставки. При отказе ключа верхнего плеча полумоста по цепи: положительный потенциал источника питания – отказавший ключ преобразователя частоты – плавкая вставка – коротящий тиристор – отрицательный потенциал источника питания. При отказе ключа нижнего плеча полумоста по цепи: положительный потенциал источника питания – коротящий тиристор – плавкая вставка – отказавший ключ преобразователя частоты – отрицательный потенциал источника питания. Далее подключается резервный полумост из структурного резерва, образованный, например, ключами 2.1 и 2.2 и возобновляется работа m -трехфазных мостовых инверторов.

Таким образом, для блокировки неисправного полумоста трехфазного преобразователя частоты путем выключения из работы любой вставки исполь-

зуется всего 6 коротящих тиристоров, т.е. не происходит увеличение числа коротящих тиристоров в m раз. Это приводит к упрощению силовых цепей и улучшению массогабаритных показателей преобразователя частоты при обеспечении отказоустойчивого управления с повышенной живучестью электропривода.

На рис. 6.12 представлена функциональная схема трехфазного отказоустойчивого ЭП с двигателем двойного питания. Используется асинхронный двигатель с фазным ротором и преобразователем частоты, включающий полумостовые ПЯ с защитными элементами, расположенными в звене постоянного тока [57].

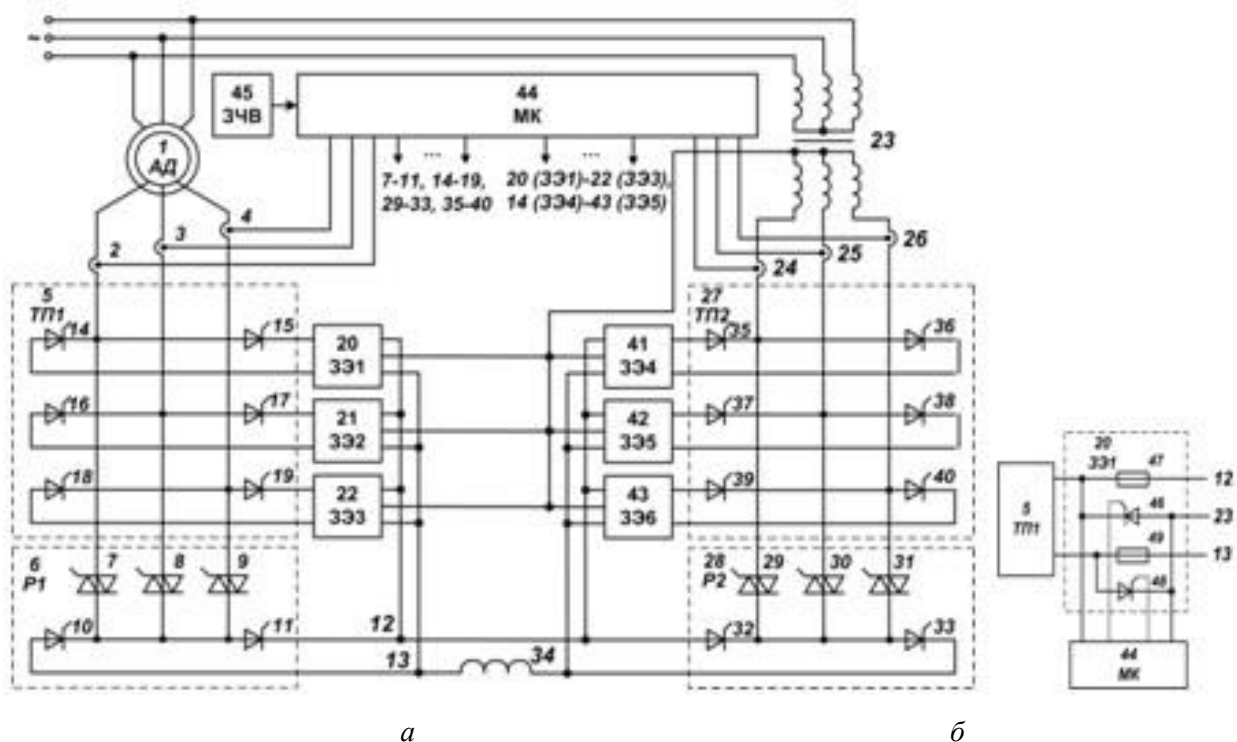


Рис. 6.12. Схема трехфазного отказоустойчивого двигателя двойного питания – а, схема защитного элемента – б.

Обеспечение живучести электропривода осуществляется следующим образом. На обмотку статора двигателя 1 поступает напряжение постоянной амплитуды и частоты, регулируемое трехфазное напряжение от преобразователя частоты – на обмотку ротора. Микроконтроллер 44 определяет моменты ком-

мутации ключей тиристорного преобразователя 5, регулирование частоты вращения двигателя осуществляется путем изменения сигнала задатчика 45. С помощью датчиков тока 2–4 и 24–26 выявляется отказ полумоста роторного 5 или/и сетевого тиристорного преобразователя 27 и формируется в микроконтроллере 44 соответствующий бит отказа.

В случае обнаружения отказа одного из полумостов включается соответствующий защитный элемент неисправного полумоста роторного 5 или/и сетевого тиристорного преобразователя 27. При включении тиристоры 46 и 48 на короткое время плавкие вставки 47 и 49 разрывают цепь поступления напряжения на неисправный полумост. Далее, управление неисправным полумостом осуществляется резервными полумостами 6 в случае отказа полумоста роторного тиристорного преобразователя 5 или 28 в случае отказа полумоста сетевого тиристорного преобразователя 27.

В случае отказа полумоста роторного тиристорного преобразователя 5 резервная цепь подключается через симистор 29 (30, 31) к соответствующей фазе питающего напряжения ротора двигателя и к соответствующей фазе вторичной обмотки трансформатора 23 в случае отказа полумоста сетевого тиристорного преобразователя 27. Управление симистором формируется по логической функции ИЛИ для ключей отказавшего полумоста. При этом подачу управляющих сигналов на соответствующий защитный элемент 20 (21, 22, 41–43), резервный полумост и симистор формирует микроконтроллером 44 одновременно, минимизируя время восстановления электропривода.

Следует отметить, что при отказе одного из ключей сетевого или роторного тиристорного преобразователя возможны отказы двух типов: «невывключение» или «невключение» силовых ключей преобразователя частоты. Отказ типа «невывключение» одного из ключей роторного преобразователя приводит к намагничиванию постоянным током ротора двигателя, появлению электромагнитного тормозного момента и перегреву двигателя. Отказ типа «невключение» одного из ключей приведет к однополупериодному питанию соответствующей роторной обмотки и появлению электромагнитного тормозного момента и пе-

регреву двигателя. В результате двигатель достигает предельного состояния работоспособности с последующим разрушением. Таким образом, отказ одного из ключей сетевого или роторного преобразователя приводит к неработоспособности электропривода.

В предложенном техническом решении восстановление работоспособности осуществляется следующим образом.

1. Выполняется мониторинг полумоста выпрямителя и полумоста инвертора на основе анализа входного и выходного токов с формированием соответствующего бита отказа в аварийных ситуациях.

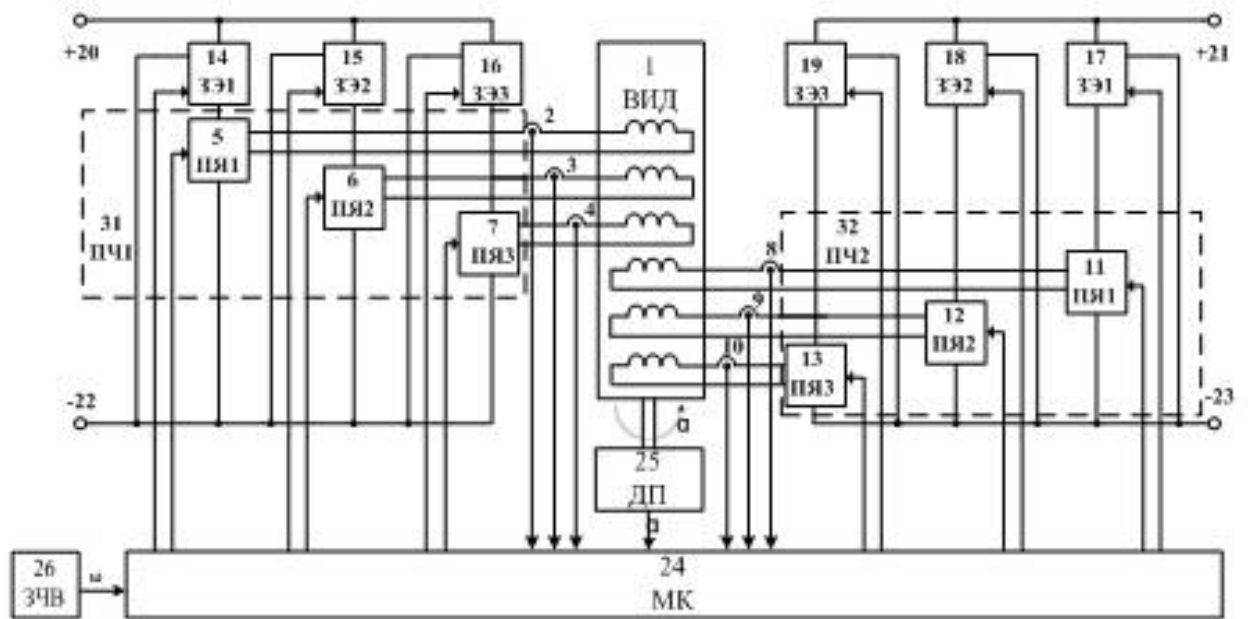
2. Обеспечивается управление резервным полумостом роторного тиристорного преобразователя или/и сетевого тиристорного преобразователя, симистором и защитным элементом полумоста роторного тиристорного преобразователя или/и сетевого тиристорного преобразователя.

В результате происходит блокировка неисправного ключа преобразователя частоты и за счет подключения к роторной обмотке двигателя резервного полумоста происходит полное восстановление функций электропривода. Это позволяет при нулевых значениях частоты вращения двигателя при отказе типа «невключение» силовых ключей преобразователя частоты и незначительных колебаниях частоты вращения при отказе типа «невключение» силовых ключей преобразователя частоты восстановить функционирование электропривода и избежать потери его работоспособности (или разрушения электропривода при отказе средств защиты), выполненного на основе двигателя двойного питания.

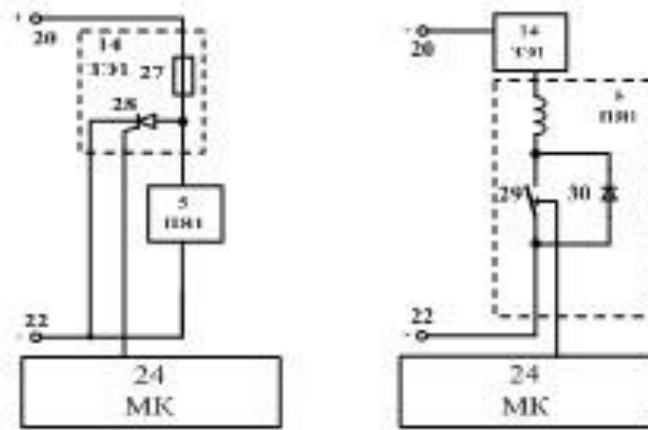
На рис. 6.13 представлена функциональная схема отказоустойчивого двухсекционного трехфазного вентильно-индукторного электропривода с повышенной живучестью выполненного на одноключевых ПЯ с защитными элементами, расположенными в звене постоянного тока [46].

Задающим воздействием вентильно-индукторного электропривода со свойством живучести является сигнал задатчика 26 частоты вращения. Фазные токи и угол поворота вала двигателя, определяемые с помощью датчиков 2–4,

8–10, 25 двигателя, поступают в микроконтроллер 24 для формирования управляющих сигналов преобразовательными ячейками 5–7, 11–13.



а



б

в

Рис. 6.13. Схема отказоустойчивого двухсекционного трехфазного ВИП – а, схема защитного элемента – б, схема преобразовательной ячейки – в

На основе анализа соответствующих фазных токов производится непрерывная диагностика рабочего состояния преобразовательных ячеек 5–7, 11–13. В случае наличия неисправности типа «невывключение» ключа, например, силового ключа 29 преобразовательной ячейки 5, формируется бит отказа. Включается соответствующий защитный элемент, например 14, происходит перегорание плавкой вставки 27 после включения коротящего тиристора 28. В результа-

те, обеспечивается блокировка неисправной преобразовательной ячейки, например 5, трехфазного преобразователя частоты 31. При этом оставшиеся 2 преобразовательные ячейки 6, 7 первого независимого канала продолжают свою работу. Для соответствующей преобразовательной ячейки 11 второго независимого канала формируется увеличенное задание по току, обеспечивающее компенсацию снижения момента двигателя.

В нормальном режиме функционирования преобразовательной ячейки, например 5, силовой ключ 29 работает в импульсном режиме, где после выключения ключа в паузе коммутации ток статорной обмотки замыкается через открытый диод 31. В случае выявления неисправностей типа: «невключение» ключа преобразовательной ячейки, например 5, или обрыве обмотки статора, формируется бит отказа преобразовательной ячейки типа «невключение». Защитный элемент 14 не срабатывает, а преобразовательная ячейка 11 второго независимого канала получает увеличенное задание по току, в результате чего происходит компенсация уменьшения момента двигателя.

Таким образом, обеспечивается отказоустойчивое управление с повышенной живучестью для n -канального ($n \geq 2$) m -фазного вентильно-индукторного электропривода при аварийном отключении одной из фаз двигателя. Это возможно при неисправностях типа: «невключение», «невключение» ключа преобразовательной ячейки или обрыве обмотки статора с постепенным исчерпанием рабочего ресурса ЭП и компенсацией изменения активной мощности отказавшей фазы двигателя за счет увеличенного задания тока в исправной соседней секции на основе алгоритма (4.19) восстановления работоспособности.

На рис. 6.14 представлена функциональная схема одноключевой преобразовательной ячейки с защитными элементами, расположенными в звене постоянного тока [48] для отказоустойчивого вентильно-индукторного электропривода. Однотактный импульсный регулятор напряжения ВИД содержит защитный элемент 1, подключенный к положительному выводу 2 источника питания и первому выводу фазы обмотки статора 3.

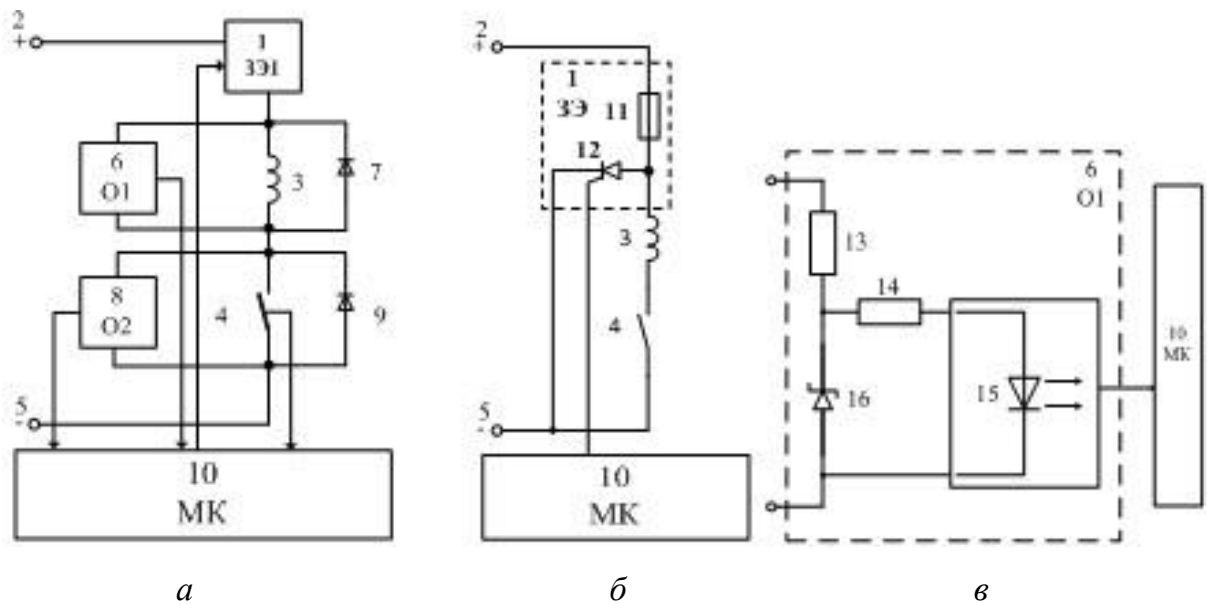


Рис. 6.14. Схема одноключевой ПЯ для ВИД – а, схема защитного элемента – б, схема подключения оптрона к МК – в

Силовой ключ 4 соединен со вторым выводом фазы обмотки статора 3 и отрицательным выводом 5 источника питания. Параллельно фазе обмотки статора 3 подключены узел оптрона 6 и диод 7. Анод диода 7 подключен к точке соединения второго вывода фазы обмотки статора 3 и силового ключа 4, а катод – к точке соединения первого вывода фазы обмотки статора 3 и защитного элемента 1. Параллельно силовому ключу 4 подключены второй узел оптрона 8 и диод 9. Анод диода 9 подключен к отрицательному выводу 5 источника питания, а катод – к точке соединения второго вывода фазы обмотки статора 3 и силового ключа 4. Защитный элемент 1, силовой ключ 4 и выходы узлов оптронов 6 и 8 подключены к микроконтроллеру 10.

Защитный элемент 1 состоит из плавкой вставки 11, подключенной одним концом к плюсовому выводу 2 источника питания, а другим концом к фазе обмотки статора 3 и аноду тиристора 12, катод которого подключен к отрицательному выводу 5 источника питания, управляющий электрод тиристора 12 подключен к микроконтроллеру 10.

Узлы оптронов 6, 8 включает два последовательно соединенных ограничительных резистора 13, 14, оптрон 15, анод диода которого подключен к рези-

сторю 14. Катод стабилитрона 16 подключен к точке соединения резисторов 13, 14, а анод – к катоду диода оптрона 15, выход оптрона 15 подключен к микроконтроллеру 10.

Логические сигналы, поступающие в микроконтроллер 10 с выходов узлов оптронов 6, 8 и силового ключа 4, присваиваются соответственно первому, второму и третьему битам слова состояния одноконтурного импульсного регулятора напряжения. Причем, логическая единица, поступающие с узлов оптронов 6 и 8, соответствуют наличию напряжения на диагностируемом элементе схемы, а логическому нулю – отсутствию напряжения. Логическая единица, поступающая от силового ключа, сигнализирует о включении ключа, а логический ноль – соответствует выключению. Полученное слово состояния сравнивается с возможными вариантами состояния одноконтурного импульсного регулятора напряжения, представленными в таблице 6.3, после чего происходит формирование соответствующих сигналов управления импульсным регулятором напряжения.

Таблица 6.3

№ состояния мониторинга регулятора в алгоритме МК	Номер бита слова состояния импульсного регулятора напряжения			Состояния импульсного регулятора напряжения
	1	2	3	
1	0	0	0	Схема выключена
2	0	0	1	Обрыв фазы обмотки статора
3	0	1	0	На обмотке статора нет напряжение
4	0	1	1	«Невыключение» ключа
5	1	0	0	«Невыключение» ключа
6	1	0	1	На обмотке статора есть напряжение

В случае наличия неисправности типа «невыключение» ключа или «сквозной ток», формируется бит отказа импульсного регулятора напряжения типа «невыключение». Бит отказа типа «невыключение» включает защитный элемент 1 и происходит перегорание плавкой вставки 11 по принудительно включаемому коротящему тиристоры 12, в результате чего обеспечивается блокировка отказавшего импульсного регулятора напряжения.

В случае выявления неисправностей типа: «невключение» ключа или обрыв обмотки статора, формируется бит отказа импульсного регулятора напряжения типа «невключение». При этом срабатывание защитного элемента 1 не происходит.

6.4. Технические решения по построению отказоустойчивого вентильного электропривода на элементах непрограммируемой логики

На рис. 6.15 представлена функциональная схема электропривода с ВД на элементах непрограммируемой логики, реализующая рабочий трехфазный и аварийный двухфазный режимы работы двигателя [27, 30].

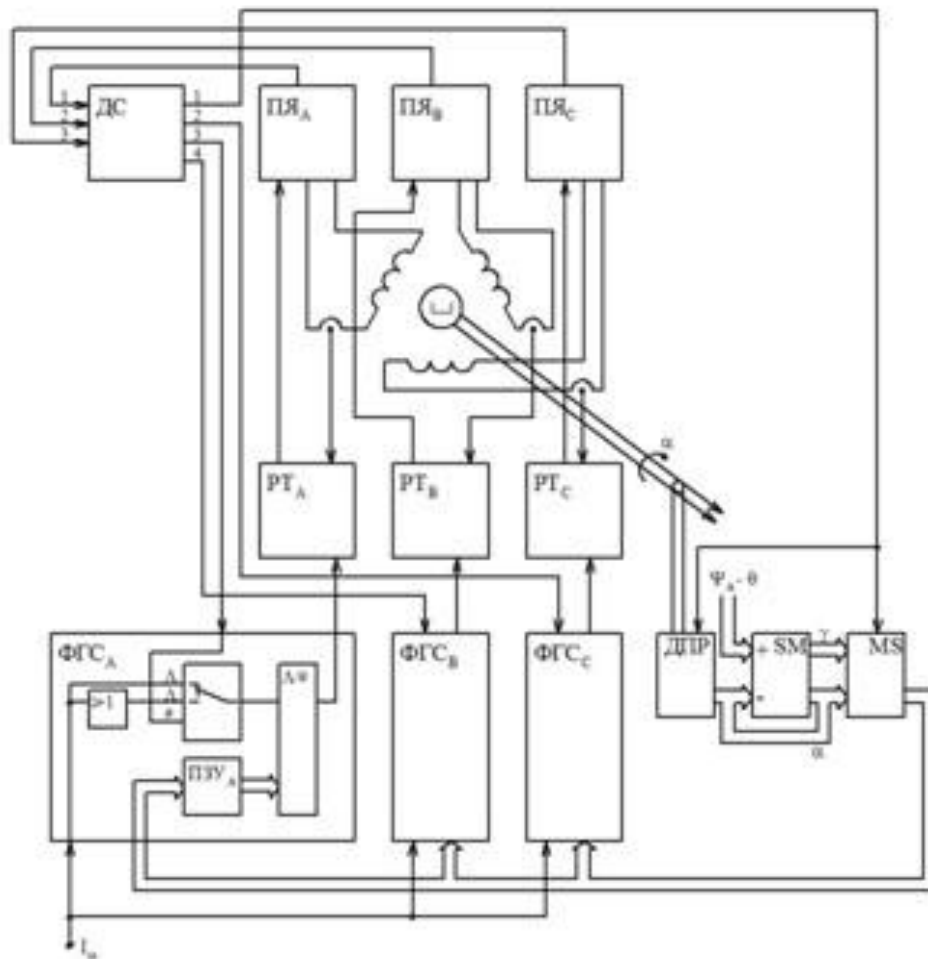


Рис. 6.15. Схема электропривода с вентильным двигателем на элементах непрограммируемой логики

Преобразовательные ячейки ПЯ_А, ПЯ_В, ПЯ_С содержат датчики состояния, формирующие биты отказов силовых цепей электропривода, поступающие на дешифратор (ДС) отказов. Соответствие выходных сигналов ДС от комбинации входных представлено в таблице 6.4.

Таблица 6.4

№	Вход			Выход				Диагностическое состояние электропривода
	1	2	3	1	2	3	4	
0	0	0	0	1	1	1	1	Нет отказов
1	1	0	0	0	0	1	1	Отказ ПЯ _А
2	0	1	0	0	1	0	1	Отказ ПЯ _В
3	1	1	0	x	x	x	x	Отказ ПЯ _А , ПЯ _В
4	0	0	1	0	1	1	0	Отказ ПЯ _С
5	1	0	1	x	x	x	x	Отказ ПЯ _А , ПЯ _С
6	0	1	1	x	x	x	x	Отказ ПЯ _В , ПЯ _С
7	1	1	1	x	x	x	x	Отказ ПЯ _А , ПЯ _В , ПЯ _С

Нулевая строка входных сигналов определяет отсутствие отказов для трехфазного режима работы электропривода с ВД. Единичный логический уровень сигнала с первого выхода дешифратора поступает на управляющий вход мультиплексора MS и реверсивный вход счетчика ДПР. Далее, информация с выхода датчика положения ротора ДПР через мультиплексор MS поступает на входы ПЗУ_А, ПЗУ_В, ПЗУ_С умножающих цифро-аналоговых формирователей гармонических сигналов ФГС_А, ФГС_В, ФГС_С. Единичные логические уровни с выходов 2–4 дешифратора отказов разрешают прохождение задания амплитуды тока I_0 через аналоговые коммутаторы на входы опорного напряжения умножающих цифроаналоговых преобразователей. В результате работы ФГС_А, ФГС_В, ФГС_С (в соответствии с выражениями (3.16)) формируются сигналы, которые через трехканальные регуляторы тока РТ_А, РТ_В, РТ_С с учетом обратной связи с датчиков фазных токов, поступают в преобразовательные ячейки ПЯ_А, ПЯ_В, ПЯ_С, формирующие круговое вращающееся поле в обмотках синхронного электродвигателя.

Первая, вторая и четвертая строки таблицы 6.3 позволяют выявить отказы одной из ячеек ПЯ_А, ПЯ_В, ПЯ_С. Выходные сигналы дешифратора отказов переключают цепи в схеме (рис. 6.15) электропривода для реализации двухфазного режима работы электропривода. При логическом «0» на реверсивном входе ДПР на его выходе формируется реверсивный двоичный код. Сигнал логического «0» с первого выхода дешифратора отказов поступает на управляющий вход мультиплексора MS, вследствие чего информация об угле поворота (с учетом реверсирования) поступает с выхода датчика положения ротора ДПР через сумматор-вычитатель, в результате чего формируется модифицированный код датчика положения ротора – угол γ в соответствии с выражением (4.14).

Запишем выражения (4.16)–(3.18) в следующем виде:

Отказ фазы «А»:

$$\begin{cases} -I_C = I_\omega \sin(\gamma + 4\pi/3); \\ I_B = I_\omega \sin(\gamma + 2\pi/3). \end{cases} \quad (6.1)$$

Отказ фазы «В»:

$$\begin{cases} -I_A = I_\omega \sin\gamma; \\ I_C = I_\omega \sin(\gamma + 4\pi/3). \end{cases} \quad (6.2)$$

Отказ фазы «С»:

$$\begin{cases} -I_B = I_\omega \sin(\gamma + 2\pi/3); \\ I_A = I_\omega \sin\gamma. \end{cases} \quad (6.3)$$

Выражения (6.1)–(6.3) определяют работу ВД, выполненного по схеме, представленной на рисунке 6.15. Присутствие или отсутствие знака минус перед множителем I_ω реализуется в аналоговых коммутаторах ФГС_А, ФГС_В, ФГС_С. Если на выходе дешифратора отказов появился сигнал уровня логического «0», то аналоговый коммутатор пропускает сигнал задания по амплитуде тока I_ω через инвертирующий усилитель с единичным коэффициентом усиления ($-I_\omega$) на опорный вход умножающего цифроаналогового преобразователя. На выходах ФГС_А, ФГС_В, ФГС_С формируются сигналы в соответствии с выражениями (6.1)–(6.3) для определенной преобразовательной ячейки.

При этом, регуляторы тока формируют в двух оставшихся фазах синусоидальные токи одинаковой амплитуды и обеспечивают сохранение кругового вращающегося поля в двухфазном режиме работы двигателя.

Третья, пятая и шестая строки таблицы 6.3 определяют наличие однофазного режима, седьмая строка определяет полный отказ всех трех преобразовательных ячеек. Данная информация используется на этапе мониторинга и диагностики электропривода.

6.5. Отказоустойчивые генераторы подвижных объектов

Для систем электропитания подвижных объектов целесообразно применение генерирующих элементов на основе альтернативной энергетики (для всех видов транспортных средств подзарядка аккумуляторных батарей подвижного автономного объекта, аварийные источники тока в походных условиях, в местах техногенных катастроф при отсутствии электрических сетей). Известные устройства обладают повышенной сложностью и низкой отказоустойчивостью.

Разработаны технические решения отказоустойчивых трехмерных электрических генераторов подвижных объектов позволяющие разработать отказоустойчивый генератор с повышенной живучестью [56]. На рис. 6.16. приведены схемные решения по построению отказоустойчивого трехмерного электрического генератора подвижного объекта с генерирующим элементом и вариантами подключения.

Отказоустойчивый трехмерный электрический генератор (рис. 6.16) подвижного объекта включает три индукционные системы 1–3 с подвижными постоянными магнитами 4 и неподвижными катушками индуктивности 5, воспринимающими внешние механические импульсы по ортогональным осям X, Y, Z. Каждая индукционная система выполнена в виде генерирующего элемента 6 с одной или несколькими индуктивными катушками 5 и постоянным магнитом 4, установленным с возможностью челночного перемещения внутри канала 7 между ограничительными элементами 8. Выходы катушек 5 каждого генерирующего элемента 6 включены последовательно и подключены к соответ-

ствующему выпрямителю 9. Выходы (положительный полюс) 10, (отрицательный полюс) 11 генерирующих элементов 6 включены последовательно или параллельно и образуют выход (положительный полюс) 12, (отрицательный полюс) 13 генератора 14.

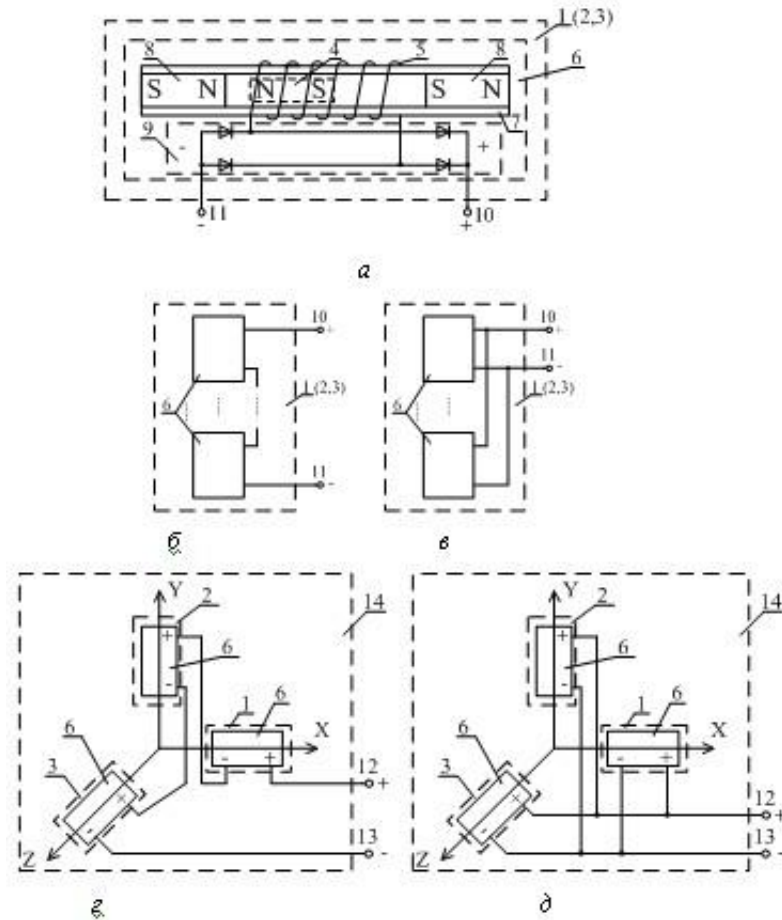


Рис. 6.16. Схема отказоустойчивого электрического генератора подвижного объекта: а – схема генерирующего элемента; б – индукционная система одной оси с последовательное подключение генерирующих элементов; в – индукционная система одной оси с параллельное подключение генерирующих элементов; г – схема генератора с последовательным подключением генерирующих элементов по трем ортогональным осям; д – схема генератора с параллельным подключением генерирующих элементов по трем ортогональным осям

При этом каждая индукционная система может содержать несколько групп генерирующих элементов 6, выходы которых включены последовательно (с суммированием токов) или параллельно (с суммированием напряжений). Ограничительный элемент 8 выполнен в виде магнита, обращенного к подвижно-

му постоянному магниту 4 одноименным полюсом. Подвижные постоянные магниты 4 и магниты ограничительных элементов 8 выполнены на основе редкоземельных магнитов, состоящих из сплава неодима, бора и железа.

Применение трехмерного исполнения генератора для подвижного объекта без ограничений по ориентации осей X, Y, Z в рабочем положении позволяет обеспечить избыточность за счет независимой выработки электроэнергии по трем осям одновременно – формируется горячий структурный резерв.

Включение выпрямителей последовательно или параллельно в схеме генерирующих элементов позволяет обеспечить ограниченную работоспособность при отказах типа: «обрыв обмотки катушки» или «неисправность диодов выпрямителя».

Применение дополнительных генерирующих элементов в пределах одной индукционной системы позволяет увеличить мощность генератора и получить дополнительную избыточность в пределах одной индукционной системы, что также повышает отказоустойчивость генератора на основе горячего структурного резерва. Применение в качестве ограничительных элементов двух постоянных магнитов повышает отказоустойчивость механической части генератора при длительной и непрерывной эксплуатации, с практически неограниченным сроком службы.

В результате генератор, выполненный на основе предложенного технического решения, приобретает свойство живучести при отказах отдельных элементов с полным или частичным восстановлением работоспособности при внезапных отказах. Применение редкоземельных магнитов, состоящих из сплава неодима, бора и железа позволяет получить максимальную удельную мощность генератора при минимальных габаритных размерах.

Применение ударопрочной конструкции генерирующих элементов по всем трем осям X, Y, Z позволяет обеспечить возможность работы при любой пространственной ориентации генератора, кроме того периодическая смена пространственной ориентации повышает энергоотдачу генератора.

6.6. Выводы

1. Предложены технические решения по реализации метода отказоустойчивого управления электроприводом переменного тока для асинхронного, вентильного и вентильно-индукторных двигателей с полным или частичным восстановлением работоспособности при одиночных и множественных отказах.

2. Разработаны способы отказоустойчивого управления асинхронными и вентильными электроприводами в неполнофазных режимах работы, отказоустойчивые структуры асинхронных и вентильных электроприводов выполненных на мостовых и полумостовых преобразовательных ячейках с защитными элементами блокирования отказа расположенных в звене постоянного или переменного тока. Предложены схемные решения отказоустойчивого вентильно-индукторного двухсекционного электропривода с повышенной живучестью при одиночных и множественных отказах.

3. Применение схемы с защитными элементами в звене переменного тока позволяет для m -кратно резервированного электропривода снизить число коротящих ключей в m раз.

ГЛАВА 7. ФОРМИРОВАНИЕ СТРУКТУРНОГО И НАГРУЗОЧНОГО РЕЗЕРВОВ В ОТКАЗОУСТОЙЧИВЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДАХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА НА ОСНОВЕ ПРОМЕЖУТОЧНОГО ЗВЕНА ПОВЫШЕННОЙ ЧАСТОТЫ

В этой главе рассмотрены технические решения по применению промежуточного звена повышенной частоты в отказоустойчивых электроприводе переменного тока.

7.1. Вентильный электропривод со структурным резервированием силовых цепей

Вентильный электропривод со структурным резервированием силовых цепей [29] представлен на рис 7.1.

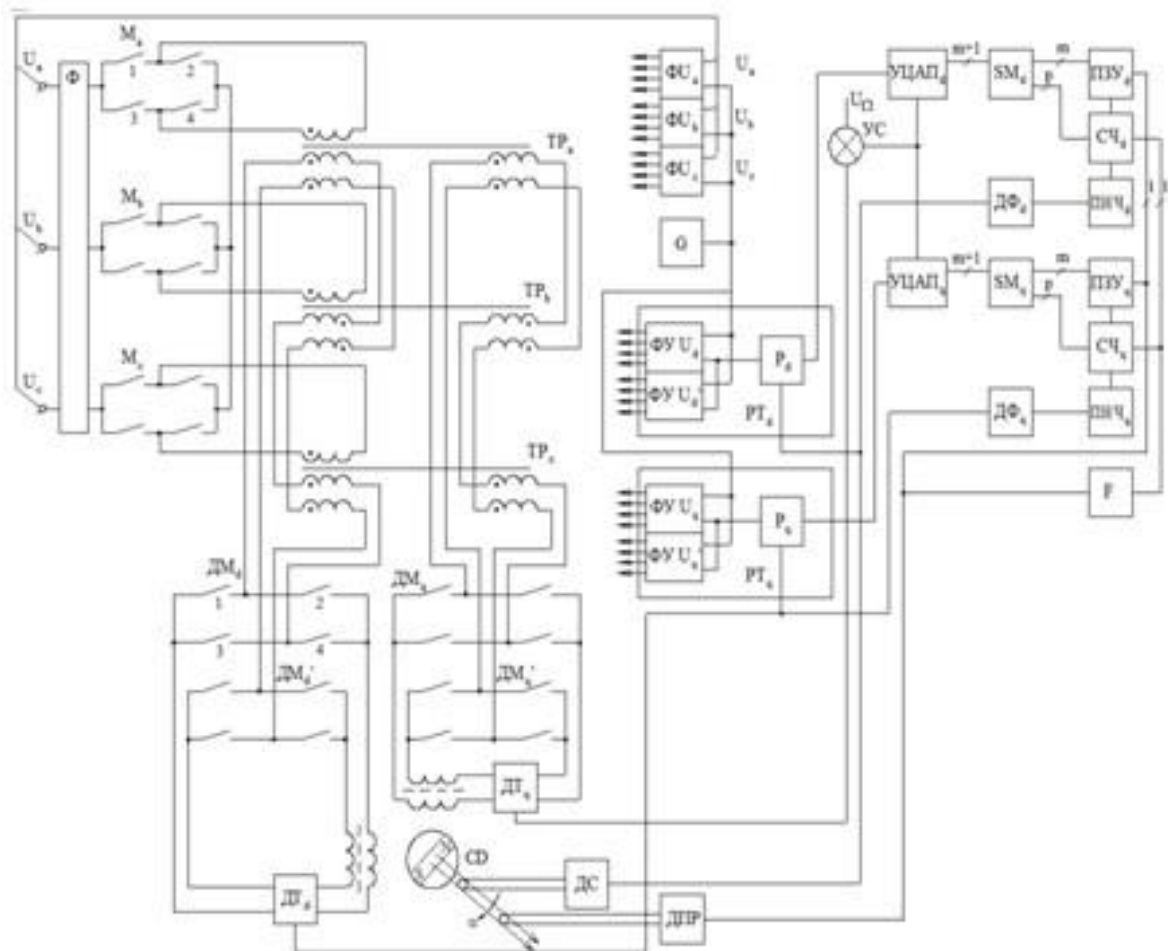


Рис. 7.1. Схема электропривода с ВД и структурным резервированием силовых цепей

Вентильный электропривод содержит: сетевой фильтр; модуляторы фаз сети M_a, M_b, M_c ; высокочастотные фазные трансформаторы TP_a, TP_b, TP_c , четыре демодулятора DM_d, DM_d', DM_q, DM_q' , фазные датчики тока DT_d, DT_q , синхронный электродвигатель, датчик скорости, датчик положения ротора, формироваватели импульсов модуляторов FU_a, FU_b, FI_c , задающий генератор, регуляторы тока PT_d, PT_q , узел сравнения скорости, умножающие цифро-аналоговые преобразователи $УЦАП_d$ и $УЦАП_q$, сумматоры SM_d и SM_q , постоянные запоминающие устройства $ПЗУ_d$ и $ПЗУ_q$, счетчики $СЧ_d$ и $СЧ_q$, преобразователи «напряжение – частота» $ПНЧ_d$ и $ПНЧ_q$, дифференциаторы $ДФ_d$ и $ДФ_q$, одновибратор. В свою очередь, регуляторы тока содержат преобразователи управляющих импульсов $FUU_d, FUU_d', FUU_q, FUU_q'$, регуляторы P_d и P_q . Ключи модуляторов и демодуляторов – полностью управляемые ключи переменного тока с двухсторонней проводимостью.

СД в общем случае содержит n -секций с m -фазными обмотками (для определенности принимаем $m = 2$), фазы СД обозначаем d и q . Рассмотрим СД с количеством секций $n = 2$, при этом одноименные фазные обмотки фазы d обозначим, как d и d' , а обмотки фазы q соответственно q и q' .

Работа электропривода заключается в следующем. Код датчика положения ротора ДПР по одноразрядной шине поступает в постоянные запоминающие устройства $ПЗУ_d, ПЗУ_q$, с выходов которых в сумматоры SM_d, SM_q по m -разрядным шинам поступают коды мгновенного значения синусоидального и косинусоидального напряжений. В моменты перехода младшего разряда кода ДПР из состояния «0» в состояние «1» одновибратор F формирует короткий импульс, который обнуляет счетчики $СЧ_d, СЧ_q$. Аналоговые напряжения с датчиков тока DT_d, DT_q поступают через дифференциаторы $ДФ_d, ДФ_q$ на входы преобразователей «напряжение – частота» $ПНЧ_d, ПНЧ_q$.

Таким образом, частота следования импульсов ПНЧ изменяется пропорционально приложенному напряжению ДФ и тем больше, чем больше скорость нарастания тока в фазных обмотках синхронного двигателя. В интервалы времени между импульсами сброса одновибратора счетчики формируют линейно

нарастающие коды или линейно спадающие коды, поступающие по p -разрядным шинам в сумматоры. Знаки сигналов с выходов дифференциаторов определяют направление счета счетчиков – возрастание или уменьшение кода.

Коды с выходов счетчиков являются результатом преобразования «интервал-код», где интервал определяется изменением величины младшего разряда ДПР. Поэтому с выходов сумматоров на умножающие цифро-аналоговые преобразователи $УЦАП_d$ и $УЦАП_q$ по $m+1$ разрядным шинам поступают уточненные значения кодов ПЗУ за счет линейной интерполяции кода ДПР без увеличения объема ПЗУ.

Напряжение датчика скорости поступает в узел сравнения для формирования сигнала задания $\pm U_\Omega$ частоты вращения двигателя. Результат сравнения является знакопеременным опорным напряжением для $УЦАП$ и определяет направление вращения СД. В регуляторы тока поступает задание по току с выходов $УЦАП$ и напряжение обратной связи с датчиков тока. Скорректированные значения выходных сигналов $РТ_d$ (синусоидальное задание) и $РТ_q$ (косинусоидальное задание) поступают на входы формирователей управляющих импульсов $ФУU_d$, $ФУU_q$ и определяют алгоритмы переключения ключей мостовых де-модуляторов $ДМ_d$ и $ДМ_q$.

Трехфазное напряжение U_A , U_B , U_C через фильтр Φ поступает на входные выводы мостовых инверторных ячеек $М_A$, $М_B$, $М_C$, алгоритм замыкания ключей которых определяется управляющим напряжением и представляет собой импульсные последовательности на выходе формирователей импульсов $ФУU_A$, $ФУU_B$, $ФУU_C$.

В результате ГЛНН и ГЛСН формируют линейно-нарастающее и линейно-спадающее напряжения в блоках $ФУU_A$, $ФУU_B$, $ФУU_C$, $ФУU_d$, $ФУU_d'$, $ФУU_q$, $ФУU_q'$. Временные диаграммы формирования сигналов представлены на рис. 7.2 и рис. 7.3.

Задающий генератор G формирует импульсы напряжения, которые поступают на тактирующие входы формирователей импульсов.

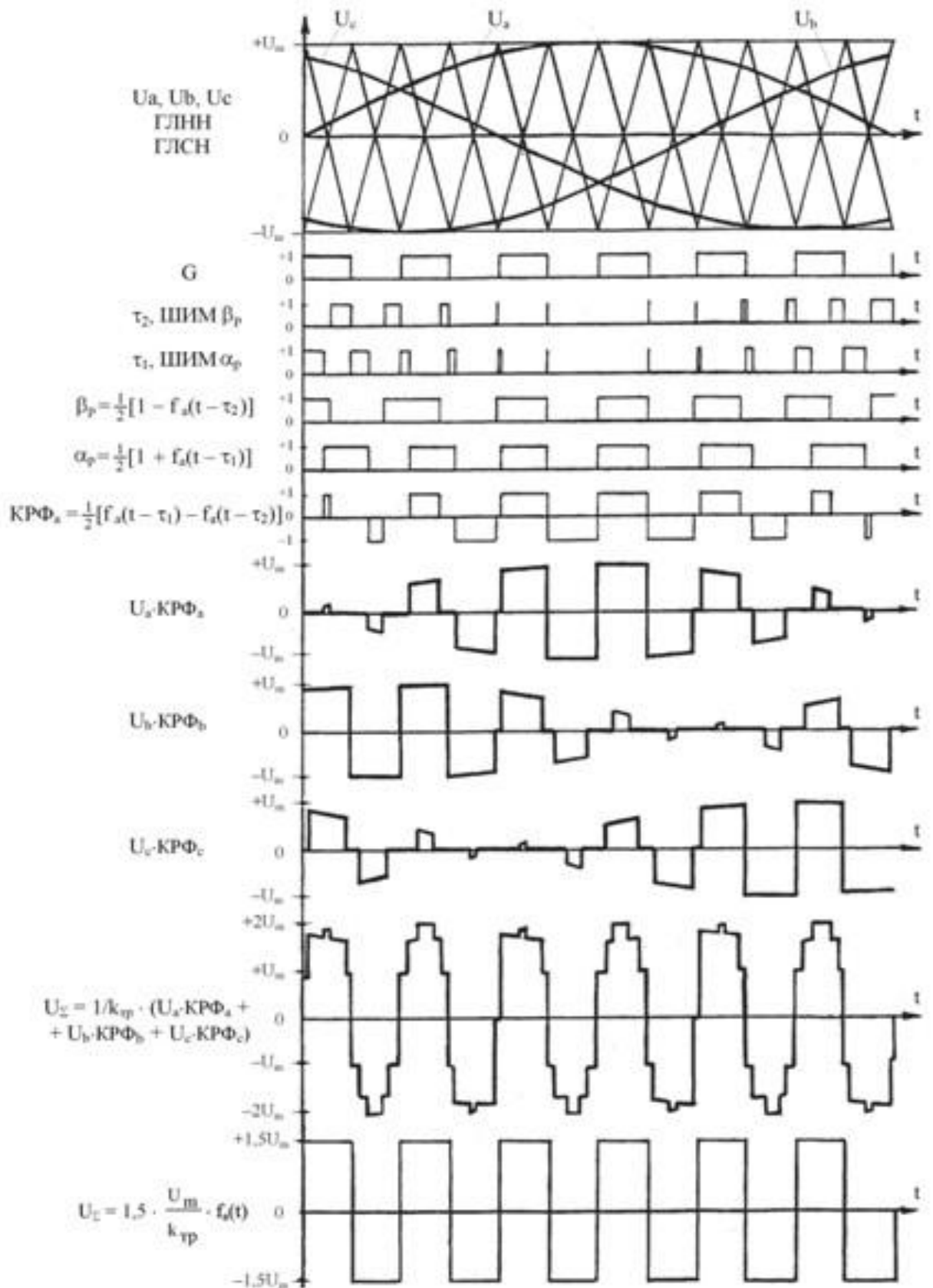


Рис. 7.2. Временные диаграммы формирования сигналов неявно выраженного звена постоянного тока

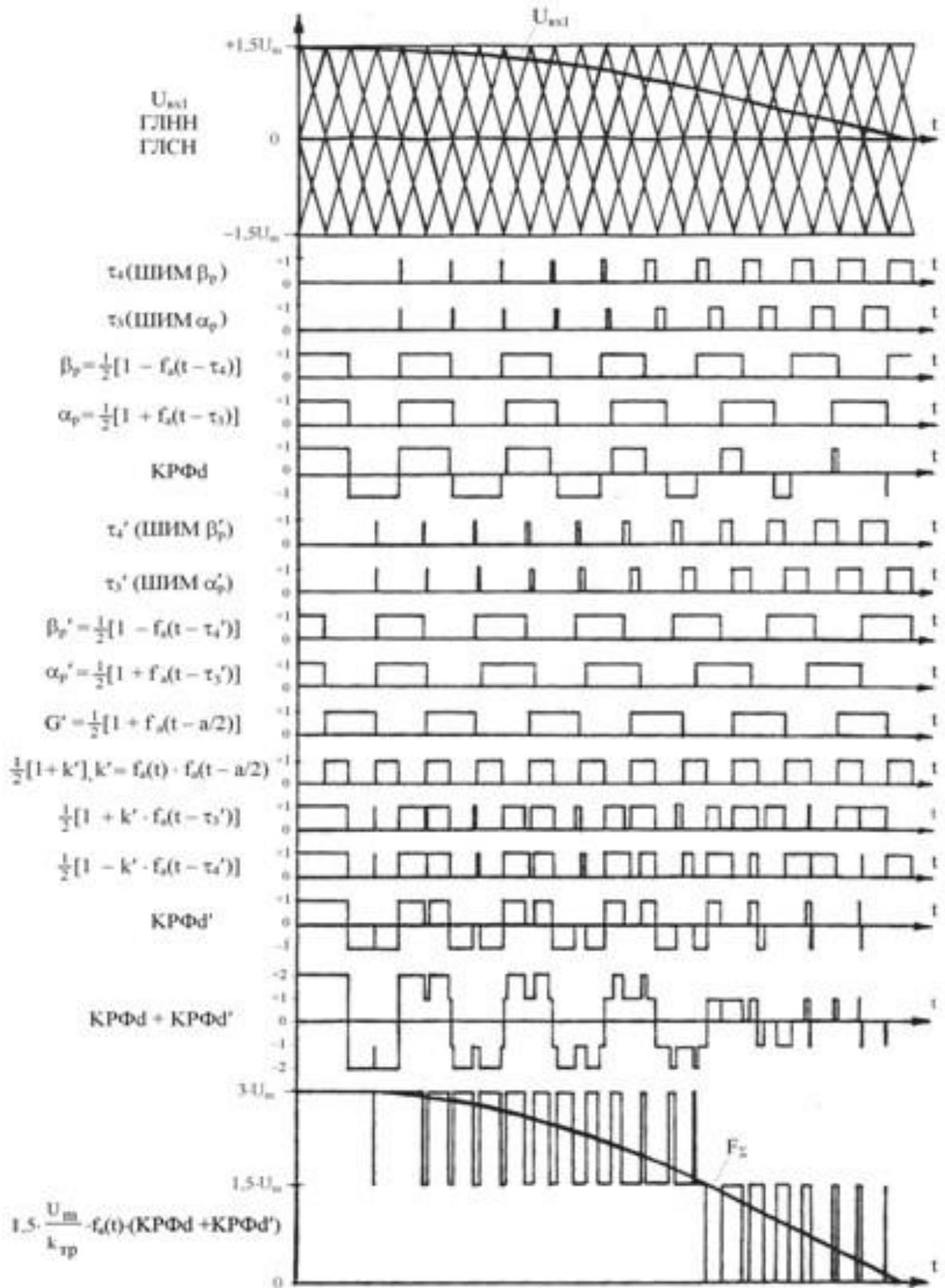


Рис.7.3. Временные диаграммы формирования суммарной намагничивающей силы в одной из двух фаз с резервированием силовых цепей

Рассмотрим работу формирователя импульсов (рис. 7.4) ФУУ_А, управляющего модулятором М_а (работа формирователей ФУУ_В, ФУУ_С, ФУУ_д, ФУУ_q будет происходить аналогичным образом).

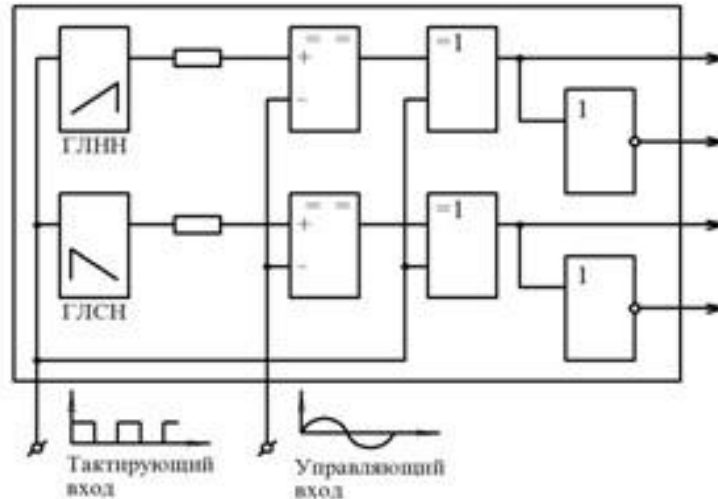


Рис. 7.4. Формирователь импульсов модуляторов и формирователь управляющих импульсов демодуляторов

На управляющий вход ФУУ_А поступает сигнал, соответствующий сетевому напряжению U_a . Если управляющее напряжение больше величины амплитуды напряжения развертки ГЛНН, ГЛСН, то на выходе компараторов устанавливается сигнал логического «0», а на выходе элементов «исключающие ИЛИ» действует напряжение, совпадающее по фазе с напряжением задающего генератора. При этом, углы регулирования α_p и β_p принимают максимальное значение и равны полупериоду напряжения повышенной частоты a (на рис. 7.3 период напряжения задающего генератора равен $2a$). При значении управляющего напряжения меньше амплитуды развертывающего напряжения на выходе элементов «исключающие ИЛИ» появляется сигнал в противофазе с задающим сигналом. В этом случае выполняется условие: $\alpha_p = \beta_p = 0$. Так как управляющий сигнал U_a представляет собой синусоидальное напряжение, то рассмотренные выше два случая являются граничными, следовательно углы α_p и β_p будут изменяться от 0 до a и от a до 0.

Кроме того, на выходе ФУУ_а осуществляется инвертирование сигналов α_p и β_p , которые поступают на входы управляющих цепей ключей 1–4 мостовой инверторной ячейки М_а. В частности, уровень логический «0» сигнала α_p соответствует замкнутому состоянию ключа 1, а уровень логической «1» – замкнутому состоянию ключа 2, сигнал β_p – соответственно замкнутому и разомкнутому состояниям ключей 3, 4. При непрерывном изменении управляющего напряжения U_A процесс преобразования входного переменного напряжения в напряжение повышенной частоты и его модуляцию можно представить через суммарную коммутационную функцию КРФ_а:

$$КРФ_a = \frac{1}{2} [f_a(t - \tau_1) - f_a(t - \tau_2)]$$

Нулевой уровень этой функции соответствует режиму закорачивания трансформатора ТР_а, т.е. замкнутому состоянию ключей 1, 3 или 2, 4, а уровень (+1) – замкнутому состоянию ключей 2, 3. Уровень (–1) КРФ_а соответствует замкнутому состоянию ключей 1, 4. Непрерывное изменение функции КРФ_а сопровождается циклическим изменением алгоритма замыкания ключей 1–4 и преобразованием напряжения сети U_A в соответствующее напряжение ($U_A \cdot КРФ_a$).

Работа формирователей управляющих импульсов ФУУ_д' и ФУУ_г' (рис. 7.5) отличается от выше рассмотренного алгоритма. Рассмотрим работу ФУУ_д, поскольку функционирование ФУУ_г' будет происходить аналогичным образом. Напряжение задающего генератора с полупериодом a поступает на тактирующий вход ФУУ_д и формирователи F1 и F2 срабатывают на нарастающий и спадающий фронты сигнала G и вырабатывают импульсы длительностью $a/2$. С прямого выхода элемента «ИЛИ» поступает напряжение удвоенной частоты на входы 3 и 4 элементов «исключающие ИЛИ». С инверсного выхода элемента «ИЛИ» через триггер формируется напряжение с полупериодом a , но сдвинутое на интервал времени $a/2$ относительно тактирующего сигнала ФУУ_д'.

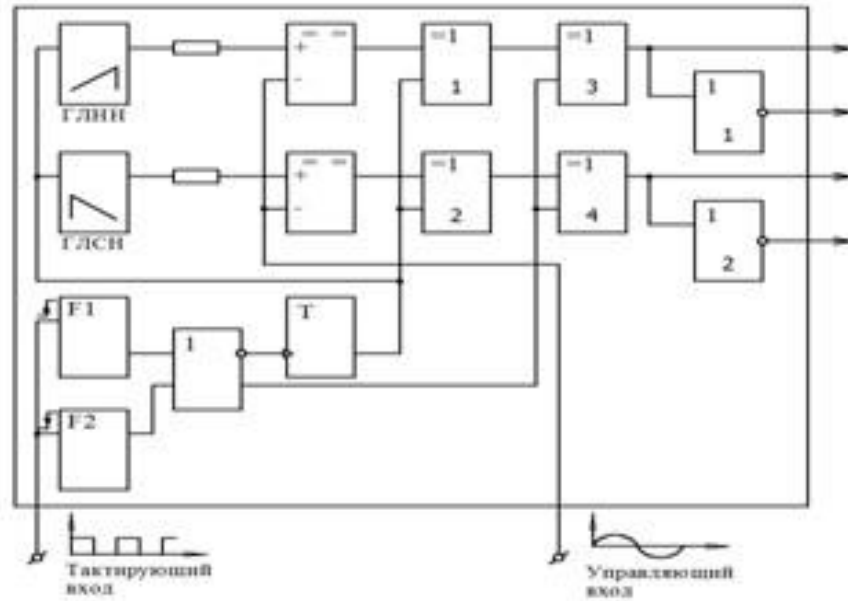


Рис. 7.5. Формирователь управляющих импульсов демодуляторов с фазовым сдвигом

Моменты изменения полярности напряжения с выхода счетного триггера являются тактирующими для ГЛНН и ГЛСН. Под действием управляющего входного сигнала компараторы $\Phi У U_d'$ формируют (аналогично блоку $\Phi У U_a$) широтно-импульсные сигналы α_p' , β_p' . Элементы «исключающее ИЛИ» 3, 4, на один вход которых поступают сигналы α_p' , β_p' , а на другой – сигналы удвоенной частоты с выхода элемента "ИЛИ", позволяют согласовать алгоритм замыкания ключей мостового демодулятора $ДМ_d'$ с учетом того, что высокочастотное модулированное напряжение вторичных обмоток трансформаторов $Т P_a$, $Т P_b$, $Т P_c$ имеет фазовый сдвиг $a/2$ относительно пилообразных напряжений ГЛНН и ГЛСН. На выходе элементов «исключающие ИЛИ» 3, 4 формируется напряжение, поступающее на управление ключами 1–4 демодулятора $ДМ_d'$. Суммарная коммутационная функция демодулятора $К P \Phi_d'$ отличается от $К P \Phi_d$ тем, что имеет удвоенную частоту переключения вследствие рассмотренного выше фазового сдвига на величину $a/2$.

Рассмотрим работу вентильного электропривода с применением математического аппарата коммутационных разрывных функций [119–122]. Графическая иллюстрация процессов преобразования сигналов представлена на рис. 7.2 и рис.7.3.

Импульсное напряжение на первичных обмотках трансформаторов TP_a , TP_b , TP_c можно представить как произведение входного синусоидального напряжения

$$\begin{aligned} U_A &= U_m \cdot \sin \alpha; \\ U_B &= U_m \cdot \sin(\alpha + 2\pi/3); \\ U_C &= U_m \cdot \sin(\alpha + 4\pi/3), \end{aligned}$$

на соответствующую коммутационную функцию модулятора:

$$\begin{aligned} U_A \cdot KP\Phi_A &= U_m \cdot \sin \alpha \cdot KP\Phi_A; \\ U_B \cdot KP\Phi_B &= U_m \cdot \sin(\alpha + 2\pi/3) \cdot KP\Phi_B; \\ U_C \cdot KP\Phi_C &= U_m \cdot \sin(\alpha + 4\pi/3) \cdot KP\Phi_C, \end{aligned} \quad (7.1)$$

где $KP\Phi_m$ – коммутационная функция инверторной ячейки m -ой фазы.

Коммутационная функция может быть представлена выражением:

$$KP\Phi_m = \frac{1}{2} [f_a(t - \tau_1) - f_a(t - \tau_2)],$$

где $f_a(t - \tau)$ – коммутационная функция, называемая «прямоугольный синус» с полупериодом a повышенной частоты, а временные сдвиги τ_1 и τ_2 изменяются по синусоидальному закону со своим фазовым смещением. Графическая иллюстрация последовательности формирования $KP\Phi_A$ в формирователе импульсов ФУУ $_a$, а также алгоритм работы ключей 1–4 модулятора M_a , представлены на рис. 7.2.

В первом приближении процесс модуляции высокочастотного напряжения согласно (7.1) с синусоидальной огибающей для основной гармоники можно представить как произведение высокочастотного напряжения на непрерывную модулирующую функцию, которая является синусоидальной с заданным фазовым сдвигом. Импульсное напряжение на первичных обмотках трансформаторов TP_a , TP_b , TP_c по первой гармонике можно представить в виде:

$$\begin{aligned} f_a(t) \cdot U_m \cdot \sin \alpha \cdot \sin \alpha &= f_a(t) \cdot U_m \cdot \sin^2 \alpha; \\ f_a(t) \cdot U_m \cdot \sin(\alpha + 2\pi/3) \cdot \sin(\alpha + 2\pi/3) &= f_a(t) \cdot U_m \cdot \sin^2(\alpha + 2\pi/3); \\ f_a(t) \cdot U_m \cdot \sin(\alpha + 4\pi/3) \cdot \sin(\alpha + 4\pi/3) &= f_a(t) \cdot U_m \cdot \sin^2(\alpha + 4\pi/3). \end{aligned} \quad (7.2)$$

Поскольку вторичные обмотки высокочастотных трансформаторов TP_a , TP_b , TP_c соединены последовательно в n групп, то на выходах демодуляторов

ДМ_d, ДМ_{d'}, ДМ_q, ДМ_{q'} формируются суммарные напряжения U_{Σ} повышенной частоты и постоянной амплитуды. Тогда с учетом коэффициента трансформации K_{TP} , можно записать:

$$U_{\Sigma} = f_a(t) \cdot \frac{U_m}{K_{TP}} \cdot [\sin^2 \alpha + \sin^2(\alpha + 2\pi/3) + \sin^2(\alpha + 4\pi/3)]. \quad (7.3)$$

Каждое слагаемое в квадратных скобках можно представить как сумму постоянной составляющей и гармонического колебания удвоенной частоты $\sin^2 \alpha + \sin^2(\alpha + T/3) + \sin^2(\alpha + 2T/3) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cdot \cos 2\alpha + \frac{1}{2} - \frac{\cos(2\alpha + 240^\circ)}{2} + \frac{1}{2} - \frac{\cos(2\alpha + 480^\circ)}{2} =$

$$\frac{3}{2} - \frac{1}{2} \cdot \cos 2\alpha + \frac{1}{4} \cdot \cos 2\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin 2\alpha + \frac{1}{4} \cdot \cos 2\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin 2\alpha = \frac{3}{2},$$

Поэтому выражение (7.3) может быть преобразовано в выражение:

$$U_{\Sigma} = f_a(t) \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{U_m}{K_{TP}}. \quad (7.4)$$

На рис. 7.2 показана последовательность формирования суммарного напряжения U_{Σ} через коммутационные функции (уравнение (7.3)) и суммарное напряжение U_{Σ} в соответствии с выражением (7.4). С учетом равенства вольт-секундных площадей импульсов на каждом полупериоде напряжения это эквивалентно формированию неявно выраженного звена постоянного тока [121].

Алгоритмы формирования импульсных последовательностей, управляющих замыканием ключей 1–4 ДМ_d, ДМ_{d'}, ДМ_q, ДМ_{q'}, выполняются формирователями управляющих импульсов ФУУ_d, ФУУ_{d'}, ФУУ_q, ФУУ_{q'} аналогично рассмотренному выше алгоритму для инверторных ячеек и определяются напряжениями управления с выходов регуляторов тока P_d и P_q . Поэтому процесс модуляции напряжения U_{Σ} повышенной частоты постоянной амплитуды можно представить как произведение напряжения U_{Σ} на соответствующие коммутационные функции:

$$\begin{aligned}
U_d &= f_a(t) \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{U_m}{K_{TP}} \cdot KP\Phi_d; \\
U'_d &= f_a(t) \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{U_m}{K_{TP}} \cdot KP\Phi'_d; \\
U_q &= f_a(t) \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{U_m}{K_{TP}} \cdot KP\Phi_q; \\
U'_q &= f_a(t) \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{U_m}{K_{TP}} \cdot KP\Phi'_q
\end{aligned} \tag{7.5}$$

Коммутационные функции демодуляторов можно записать в первом приближении с учетом фазового сдвига на $a/2$ в виде:

$$\begin{aligned}
KP\Phi_d &= f_a(t) \cdot \sin \beta; \\
KP\Phi'_d &= f_a(t - a/2) \cdot \sin \beta \cdot k'; \\
KP\Phi_q &= f_a(t) \cdot \cos \beta; \\
KP\Phi'_q &= f_a(t - a/2) \cdot \cos \beta \cdot k',
\end{aligned} \tag{7.6}$$

где: $k' = f_a(t) \cdot f_a\left(t - \frac{a}{2}\right)$. (7.7)

Поправочный коэффициент k' демодуляторов DM'_d , DM'_q имеет графическую иллюстрацию в виде напряжения (рис 7.3) удвоенной частоты, осуществляющего согласование фазы высокочастотного модулированного напряжения U_Σ (в соответствии с коммутационной функцией $f_a(t)$) с алгоритмом работы демодуляторов DM'_d , DM'_q , имеющих фазовый сдвиг $a/2$ (в соответствии с коммутационной функцией $f_a(t - a/2)$).

Систему (7.6) с учетом (7.7) можно записать в виде:

$$\begin{aligned}
KP\Phi_d &= f_a(t) \cdot \sin \beta; \\
KP\Phi'_d &= f_a\left(t - \frac{a}{2}\right) \cdot \sin \beta \cdot f_a(t) \cdot f_a\left(t - \frac{a}{2}\right) = f_a(t) \cdot \sin \beta; \\
KP\Phi_q &= f_a(t) \cdot \cos \beta; \\
KP\Phi'_q &= f_a\left(t - \frac{a}{2}\right) \cdot \cos \beta \cdot f_a(t) \cdot f_a\left(t - \frac{a}{2}\right) = f_a(t) \cdot \cos \beta,
\end{aligned} \tag{7.8}$$

т.к. произведение коммутационных функций $f_a\left(t - \frac{a}{2}\right) \cdot f_a\left(t - \frac{a}{2}\right) = 1$.

Тогда, система уравнений (7.5) с учетом (7.8) записывается в виде:

$$\begin{aligned}
U_d &= f_a(t) \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{U_m}{K_{TP}} \cdot f_a(t) \cdot \sin \beta = \frac{3}{2} \cdot \frac{U_m}{K_{TP}} \cdot \sin \beta; \\
U'_d &= f_a(t) \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{U_m}{K_{TP}} \cdot f_a(t) \cdot \sin \beta = \frac{3}{2} \cdot \frac{U_m}{K_{TP}} \cdot \sin \beta; \\
U_q &= f_a(t) \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{U_m}{K_{TP}} \cdot f_a(t) \cdot \cos \beta = \frac{3}{2} \cdot \frac{U_m}{K_{TP}} \cdot \cos \beta; \\
U'_q &= f_a(t) \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{U_m}{K_{TP}} \cdot f_a(t) \cdot \cos \beta = \frac{3}{2} \cdot \frac{U_m}{K_{TP}} \cdot \cos \beta,
\end{aligned} \tag{7.9}$$

т.к. произведение коммутационных функций $f_a(t) \cdot f_a(t) = 1$.

Под действием напряжений ДМ_d, ДМ_d' , ДМ_q, ДМ_q' , приложенных к соответствующим фазовым обмоткам двигателя, в его обмотках протекают токи с частотой пульсаций a , т.к. фазные обмотки электродвигателя на высокой частоте преобразования выполняют роль фильтров и выделяют первую гармонику тока с фазовым сдвигом φ относительно фазного напряжения:

$$\begin{aligned}
I_d &= I_q \cdot \sin(\beta + \varphi); \\
I'_d &= I_q \cdot \sin(\beta + \varphi); \\
I_q &= I_q \cdot \cos(\beta + \varphi); \\
I'_q &= I_q \cdot \cos(\beta + \varphi).
\end{aligned} \tag{7.10}$$

Поскольку коэффициент передачи демодуляторов во времени представляется (при принятом допущении) выражением (7.8), то через группы вторичных обмоток высокочастотных трансформаторов ТР_a, ТР_b, ТР_c будут протекать токи, равные произведению тока нагрузки и коэффициента передачи соответствующей фазы (выражение (7.10)):

$$\begin{aligned}
I_{dT} &= f_a(t) \cdot I_q \cdot \sin(\beta + \varphi) \cdot \sin \beta = f_a(t) \cdot I_q \cdot \sin^2 \beta \cdot \cos \varphi; \\
I'_{dT} &= f_a(t) \cdot I_q \cdot \sin(\beta + \varphi) \cdot \sin \beta = f_a(t) \cdot I_q \cdot \sin^2 \beta \cdot \cos \varphi; \\
I_{qT} &= f_a(t) \cdot I_q \cdot \cos(\beta + \varphi) \cdot \cos \beta = f_a(t) \cdot I_q \cdot \cos^2 \beta \cdot \cos \varphi; \\
I'_{qT} &= f_a(t) \cdot I_q \cdot \cos(\beta + \varphi) \cdot \cos \beta = f_a(t) \cdot I_q \cdot \cos^2 \beta \cdot \cos \varphi.
\end{aligned}$$

Учитывая, что коэффициенты передачи инверторных ячеек М_a, М_b, М_c, в соответствии с (7.2), во времени представляют собой синусоидальные функции с частотой питающей сети:

$$\begin{aligned}
 & f_a(t) \cdot \sin \alpha; \\
 & f_a(t) \cdot \sin\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right); \\
 & f_a(t) \cdot \sin\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right),
 \end{aligned}$$

можно записать выражения для токов, потребляемых из питающей сети, для двух секционных двухфазного двигателя:

$$\begin{aligned}
 I_A &= \frac{2}{K_{TP}} \cdot I_q \cdot f_a(t) \cdot \cos \varphi \cdot \sin \alpha = \frac{2}{K_{TP}} \cdot I_q \cdot \cos \varphi \cdot \sin \alpha; \\
 I_B &= \frac{2}{K_{TP}} \cdot I_q \cdot f_a(t) \cdot \cos \varphi \cdot \sin\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) = \frac{2}{K_{TP}} \cdot I_q \cdot \cos \varphi \cdot \sin\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right); \\
 I_C &= \frac{2}{K_{TP}} \cdot I_q \cdot f_a(t) \cdot \cos \varphi \cdot \sin\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) = \frac{2}{K_{TP}} \cdot I_q \cdot \cos \varphi \cdot \sin\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right). \quad (7.11)
 \end{aligned}$$

Для n -секций m -фазного СД можно записать:

$$\begin{aligned}
 I_A &= \frac{m \cdot n}{2 \cdot K_{TP}} \cdot I_q \cdot \cos \varphi \cdot \sin \alpha; \\
 I_B &= \frac{m \cdot n}{2 \cdot K_{TP}} \cdot I_q \cdot \cos \varphi \cdot \sin\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right); \\
 I_C &= \frac{m \cdot n}{2 \cdot K_{TP}} \cdot I_q \cdot \cos \varphi \cdot \sin\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right). \quad (7.12)
 \end{aligned}$$

Фильтр на выходе питающей сети служит для выделения первой гармоники, представленной в (7.11) и (7.12) синусоидальной функцией.

От знака I_q зависят знаки потребляемых из сети токов I_A , I_B , I_C . При положительном знаке тока I_q , а следовательно и I_A , I_B , I_C , наблюдается высокочастотное выпрямление переменного тока питающей сети промышленной частоты с модуляцией по законам «синуса» и «косинуса» токов в n -секционированных обмотках двух фаз двигателя.

При отрицательном знаке тока I_q , наблюдается высокочастотное инвертирование тока от n -секционированных обмоток двух фаз СД, так же модулированных по законам «синуса» и «косинуса», в питающую сеть переменного тока промышленной частоты.

При этом, как следует из выражения (7.12), в любом режиме работы СД из сети потребляется только активная составляющая тока многофазной нагруз-

ки, пропорциональная косинусу $\cos\varphi$ угла нагрузки. В частности, при чисто реактивной нагрузке ($\varphi = \pi/2$) ток, потребляемый из сети, становится равным нулю, а реактивный ток нагрузки циркулирует между фазами, замыкаясь через элементы силового преобразователя, из сети потребляется синусоидальный ток при любом характере нагрузки.

Токи, протекающие в n -секционированных обмотках m -фазного двигателя под действием напряжений $n \cdot m$ демодуляторов, создают соответствующие намагничивающие силы, пульсации которых смещены во времени друг относительно друга. Результирующий вектор намагничивающей силы (рис. 7.3) равен алгебраической сумме векторов, создаваемых токами в n -секциях одноименных обмоток фазы двигателя. Частота пульсаций увеличивается пропорционально n , в приведенном примере ($n=2$) соответственно удваивается. Тем самым в якоре синхронного двигателя реализуется многофазная широтно-импульсная модуляция суммарной F_{Σ} намагничивающей силы.

Наличие датчиков суммарного тока секций ДТ_д (ДТ_к) и регуляторов суммарных токов Р_д (Р_к) позволяет скомпенсировать снижение суммарного тока при аварийном отключении фазы в одной из секций при наличии работоспособной одноименной фазы другой секции двигателя. В результате обеспечивается живучесть ЭП за счет структурной избыточности заложенной в секционированном электроприводе с восстановлением величины суммарной намагничивающей силы F_{Σ} , но с увеличением уровня пульсаций (в приведенном примере ($n=2$) в 2 раза).

7.2. Преобразователь m -фазного напряжения для вентильного электропривода

При построении преобразователя m -фазного напряжения используется промежуточное звено повышенной частоты. Такой преобразователь предназначен для применения в рекуперативных цифровых вентильных электроприводах

с улучшенным качеством выходного напряжения и минимальными массогабаритными характеристиками [31].

Преобразователь напряжения (рис. 7.6) содержит входной трехфазный фильтр, управляемый модулятор с трансформаторными выходами, задающий генератор, m -фазный преобразователь частоты с блоком формирования сигналов управления, блок управления демодуляторами. Ключи модулятора и демодуляторов – полностью управляемые ключи переменного тока с двухсторонней проводимостью.

Принцип работы преобразователя заключается в следующем. Входное трехфазное напряжение (рис 7.7) через фильтр Φ поступает на силовые входы инверторных ячеек (ключи трех инверторных ячеек 1–4, 5–8, 9–12) управляемого модулятора с выходными трансформаторами TR_a , TR_b , TR_c . Алгоритм замыкания ключей определяется коммутационными функциями инверторных ячеек соответствующих фаз $K\Phi_{ua}$, $K\Phi_{ub}$, $K\Phi_{uc}$, вырабатываемыми дешифратором DC блока управления модулятором. Положительный единичный уровень напряжения $K\Phi_{ua}$ (на примере фазы «А», работа фаз «В» и «С» управляемого модулятора будет аналогична) соответствует замкнутому состоянию ключей 1–4 (комбинация 1001, таблица 3.1), нулевой – замкнутому состоянию ключей 1–3 (комбинация 1010), отрицательный единичный уровень – замкнутому состоянию ключей 2–3 (комбинация 0110), при этом остальные два ключа разомкнуты (логическая «1» – ключ замкнут, логический «0» – ключ разомкнут).

Выходные напряжения вторичных обмоток трансформаторов TR_a , TR_b , TR_c , могут быть представлены как произведения фазных входных напряжений U_a , U_b , U_c на соответствующую коммутационную функцию фазного модулятора $K\Phi_{ua}$, $K\Phi_{ub}$, $K\Phi_{uc}$. При суммировании фазных напряжений в общем контуре суммарное напряжение $U_{\Sigma} = U_{дм}$ вторичных обмоток трансформаторов ($\kappa_{тр}=1$) поступает на силовые входы m -фазного преобразователя частоты с фазовым сдвигом.

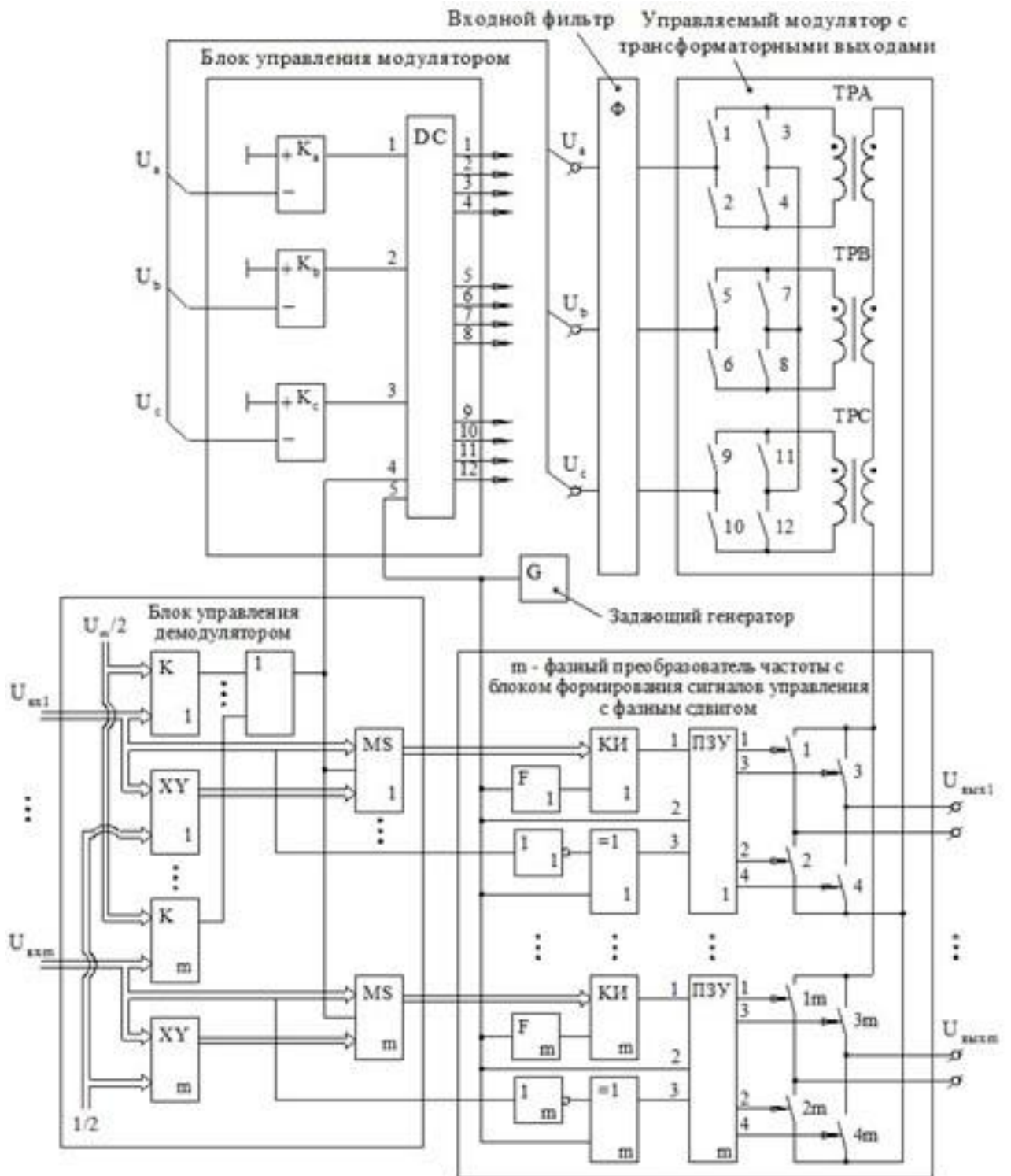


Рис. 7.6. Схема преобразователя m -фазного напряжения для вентильного электропривода: K – компаратор; XY – умножитель; MS – мультиплексор; I – элемент «ИЛИ»; F – формирователь; $=I$ – элемент «исключительно ИЛИ»; $КИ$ – преобразователь код-интервал; $ПЗУ$ – постоянное запоминающее устройство

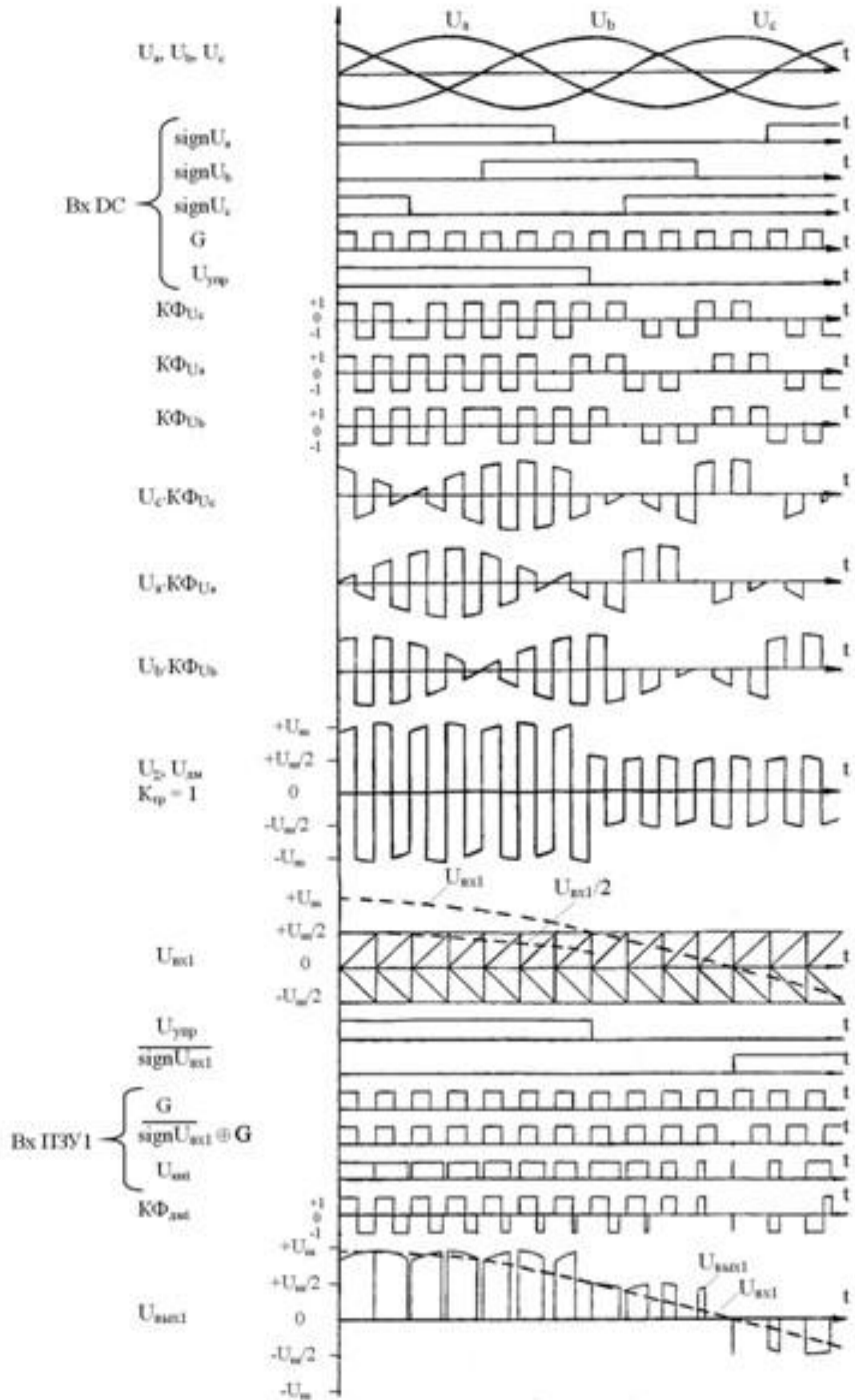


Рис. 7.7. Временные диаграммы работы преобразователя m -фазного напряжения вентильного электропривода

Таблица 7.1

№	Вход DC					Выход DC											
	1	2	3	4	5	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	1	1	0	1	1	1	0	0	1	1	0	0	1	0	1	1	0
2	1	1	0	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	1	0	0	1
3	1	0	0	1	1	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1	1	0
4	1	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	0	1	1	0	0	1
5	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	1	0	1	0	0	1
6	1	0	1	1	0	0	1	1	0	1	0	0	1	0	1	1	0
7	0	0	1	1	1	0	1	1	0	0	1	1	0	1	0	0	1
8	0	0	1	1	0	1	0	0	1	1	0	0	1	0	1	1	0
9	0	1	1	1	1	0	1	1	0	1	0	0	1	1	0	0	1
10	0	1	1	1	0	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1	1	0
11	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	0	0	1	0	1	1	0
12	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	1	1	0	1	0	0	1
13	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	0	0	0	0
14	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1
15	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0
16	1	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
17	1	1	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	1
18	1	0	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0
19	0	0	1	0	1	0	1	1	0	0	1	1	0	0	0	0	0
20	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0
21	0	0	1	0	1	0	0	0	0	1	0	0	1	1	0	0	1
22	0	1	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
23	0	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0
24	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0

Таблица 7.2

№	Вход ПЗУ			Выход ПЗУ				Выполняемая функция демодулятора
	1	2	3	1	2	3	4	
1	0	0	0	1	1	0	0	Зануление нагрузки
2	1	0	0	1	1	0	0	Зануление нагрузки
3	0	1	0	1	0	0	1	+U нагр.
4	1	1	0	0	1	1	0	- U нагр.
5	0	0	1	1	1	0	0	Зануление нагрузки
6	1	0	1	1	1	0	0	Зануление нагрузки
7	0	1	1	0	1	1	0	- U нагр.
8	1	1	1	1	0	0	1	+ Uнагр.

Фазные напряжения U_a , U_b , U_c являются входными сигналами компараторов блока управления модулятором, выходные напряжения которых представляются функциями $\text{sign}U_a$, $\text{sign}U_b$, $\text{sign}U_c$ и поступают на входы 1, 2, 3 дешифратора DC (таблица 7.1). На два других входа 4, 5 дешифратора подается напря-

жение с выхода задающего генератора G и напряжение управления $U_{упр}$ с выхода m -входного элемента «ИЛИ».

Напряжение $U_{упр}$ определяет вид коммутационных функций $K\Phi_{ua}$, $K\Phi_{ub}$, $K\Phi_{uc}$ и момент времени, когда изменяется алгоритм работы ключей 1–4. При единичном значении $U_{упр}$ инверторные ячейки управляемого модулятора с трансформаторными выходами работают в двухтактном режиме (пусковой режим). При нулевом значении напряжения $U_{упр}$ инверторные ячейки управляемого модулятора работают в однотактном режиме (номинальный режим). При переключении напряжения $U_{упр}$ напряжение U_{Σ} изменяет амплитуду от U_m ($U_{упр}=1$) до $U_m/2$ ($U_{упр}=0$).

Рассмотрим работу блока управления демодуляторами (m -входов) на примере первой фазы (работа фаз 2... m происходит аналогичным образом). Код с информационного входа $U_{вх1}$ (диаграмма $U_{вх1}$ на рис 7.7) поступает на вход цифрового компаратора, на другой вход поступает код управления $U_{m/2}$ (диаграмма $U_{m/2}$ на рис. 7.7). Если $U_{вх1} > U_m/2$, то на выходе компаратора формируется единичный уровень. Если $U_{вх1} < U_m/2$, то на выходе компаратора имеет место нулевой уровень. Выходы m цифровых компараторов через m -входовый элемент «ИЛИ» образуют сигнал $U_{упр}$ (m -входовый элемент «ИЛИ» может быть образован монтажным «ИЛИ»).

Нулевой уровень $U_{упр}$ разрешает прохождение через мультиплексор MS1 немодифицированного кода с $U_{вх1}$ на первый вход (для первой из m -фаз) m -фазного преобразователя частоты с фазным сдвигом. На выходе $U_{вх1}$ формируется напряжение в пределах $\pm U_{m/2}$.

Единичный уровень $U_{упр}$ разрешает прохождение через мультиплексор MS1 модифицированного кода с выхода умножителя XY, на другой вход умножителя поступает множитель $1/2$, в результате чего на выходе $U_{вх1}$ формируется напряжение в пределах $\pm U_m$.

В первом приближении, без учета пошагового приращения напряжения $U_{вх1}$ импульсы выходного напряжения $U_{вых1}$ в момент изменения логического уровня $U_{упр}$ (граница пускового и номинального режимов) равны по вольт-

секундной площади импульсов. Уменьшение напряжения U_{Σ} с уровня U_m до $U_{m/2}$ компенсируется увеличением управляющего кода, т.е. отсутствием множителя $1/2$.

Рассмотрим работу m -фазного преобразователя частоты с фазовым сдвигом на примере первой фазы (работа фаз 2... m будет происходить аналогичным образом). Текущее значение управляющего кода $U_{\text{вх1}}$ поступает в преобразователь код-интервал KU_1 , обновление записи осуществляется формирователем F от задающего генератора G . Знаковый бит управляющего кода $U_{\text{вх1}}$ поступает через инвертор (диаграмма $\text{sign}U_{\text{вх1}}$) и элемент «исключающее ИЛИ» на вход ПЗУ1, на другой вход элемента «исключающее ИЛИ» – сигнал задающего генератора G . На соответствующие входы ПЗУ1 поступают сигналы с выходов преобразователя KU_1 ($U_{\text{ку1}}$), с выхода задающего генератора (G), с выхода элемента "Исключающее ИЛИ" ($\text{sign}U_{\text{вх1}} \oplus G$). В табл. 7.2 приведено соответствие состояний входов/выходов ПЗУ с выполняемой функцией демодулятора.

Алгоритм замыкания ключей переменного тока 1–4 мостового демодулятора 1 определяется коммутационной функцией $K\Phi_{\text{дм1}}$, формируемой ПЗУ1. Уровень (+1) $K\Phi_{\text{дм1}}$ соответствует замкнутому состоянию ключей 1–4, в результате чего формируется напряжение на нагрузке $+U$ ($+U_m$, $+U_m/2$). Нулевой уровень функции $K\Phi_{\text{дм1}}$ соответствует замкнутому состоянию ключей 1–3, при этом формируется нулевое напряжение на нагрузке. Уровень (–1) $K\Phi_{\text{дм1}}$ соответствует замкнутому состоянию ключей 2–3, в результате чего формируется напряжение на нагрузке $-U$ ($-U_m$, $-U_m/2$). Таким образом, осуществляется операция высокочастотного выпрямления напряжения $U_{\text{дм}}$ с широтно-импульсной модуляцией на каждом такте работы задающего генератора и амплитудной модуляцией по уровню $\pm U_m$, $\pm U_m/2$ в соответствии с управляющим кодом $U_{\text{вх1}}$.

Преобразователь m -фазного напряжения для вентильного электропривода имеет улучшенные функциональные возможности. По сравнению с известными техническими решениями выполненными по схеме модулятор-демодулятор со звеном повышенной частоты – увеличивается глубина модуляции в 2 раза и уменьшаются пульсации питающего напряжения и тока в нагрузке в 2 раза за

счет реализованной амплитудно-широотно-импульсной модуляции преобразователя при прежнем количестве силовых ключей, частоте переключения и точности преобразователя «код-интервал». Кроме того, повышается надежность работы преобразователя напряжения в номинальном режиме за счет одноконтурного режима работы высокочастотных трансформаторов, что предотвращает их одностороннее насыщение.

7.3. Частотно-регулируемый электропривод с повышенной перегрузочной способностью

Частотно-регулируемый рекуперативный электропривод со звеном повышенной частоты позволяет обеспечить область инфранизких частот вращения АД с повышенной перегрузочной способностью. Кроме того, такой электропривод будет обладать повышенной надежностью и высоким КПД [32].

На рис. 7.8 приведена структурная схема частотно-регулируемого асинхронного электропривода. Особенностью конструкции АД такого электропривода является разделение каждой фазы статорной обмотки в пределах полюсного деления на m -гальванически развязанных секций. Электропривод содержит тахогенератор (ТГ) на валу двигателя, блок (БС) сравнения, силовой преобразователь (ПНЧ) напряжение-частота, формирователь (ФГФ) фазных гармоничных функций, задающий генератор, n усилителей (УМ) мощности, содержащих m преобразователей (ПЧ) частоты, $m \cdot n$ множительных (МУ) устройств, где m – число фаз питающей сети, n – число фаз АД (для определенности принимаем $m = 3, n = 2$).

Каждый из преобразователей частоты содержит фазосдвигающее (ФСУ) устройство, узел (УР) развязки и мостовой модулятор на четырех полностью управляемых ключах переменного тока с двухсторонней проводимостью, число ключей $4 \cdot n \cdot m$ (для рассматриваемого случая 24 ключа).

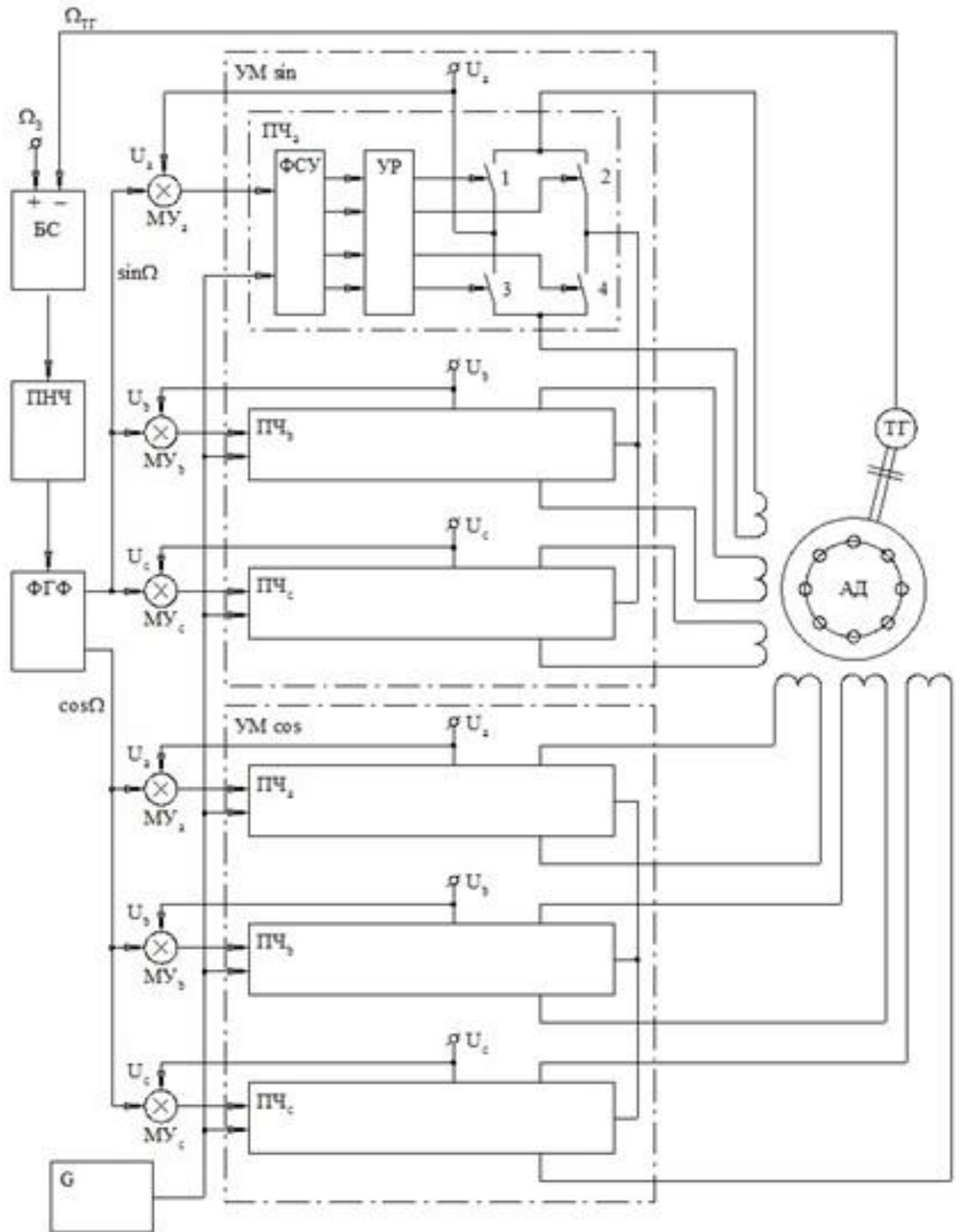


Рис. 7.8. Структурная схема частотно-регулируемого электропривода с повышенной перегрузочной способностью

Фазосдвигающее устройство (рис 7.4) с регулируемыми углами задержки и опережения выполнено по двухканальной схеме и включает 2 компаратора, 2 элемента «исключающие ИЛИ», 2 инвертора, ГЛНН, ГЛСН.

Рассмотрим алгоритм работы электропривода на примере одной фазы статорной обмотки АД, поскольку диаграммы процессов для другой фазы будут аналогичны, но со сдвигом на 90° . На входы БС поступают выходное $\Omega_{ТГ}$ напряжения с ТГ и задание Ω_3 частоты вращения двигателя (рис.7.8–7.10). Результирующее напряжение $(\Omega_3 - \Omega_{ТД})$ преобразуется ПНЧ, далее формируются гармонические сигналы $\sin\Omega$, $\cos\Omega$. Синусоидальное напряжение $\sin\Omega$ умножается в МУ_a, МУ_b, МУ_c на соответствующее фазное напряжение U_a, U_b, U_c . Напряжения $U_a \cdot \sin\Omega$, $U_b \cdot \sin\Omega$, $U_c \cdot \sin\Omega$ являются управляющими для соответствующих преобразователей частоты ПЧ_a, ПЧ_b, ПЧ_c усилителя УМ_{sin} мощности. Рассмотрим алгоритм работы УМ_{sin} для фазы «А» питающей сети, так как для фаз «В» и «С» диаграммы сигналов будут аналогичны, но со сдвигом на 120° и 240° соответственно.

Напряжение U_a , фазы «А» питающей сети поступает на силовой вход ПЧ_a, алгоритм включения ключей 1–4 которого определяется величиной и знаком управляющего напряжения $U_a \cdot \sin\Omega$ и в итоге представляет коммутационную функцию КРФ_a (рис.7.10).

Выходное напряжение ПЧ_a представляет собой произведение входного напряжения U_a на коммутационную функцию КРФ_a преобразователя частоты.

На тактовый вход ФСУ подается напряжение с выхода задающего генератора, моменты смены его уровня являются тактирующими для ГЛСН и ГЛНН. Выходные напряжения ГЛСН и ГЛНН поступают на входы компараторов, на другие входы которых – управляющее напряжение $U_a \cdot \sin\Omega$.

Результатом сравнения являются напряжения ШИМ_{αp} и ШИМ_{βp}, поступающие на входы элементов «исключающие ИЛИ», на вторые входы этих элементов подается напряжение с выхода задающего генератора.

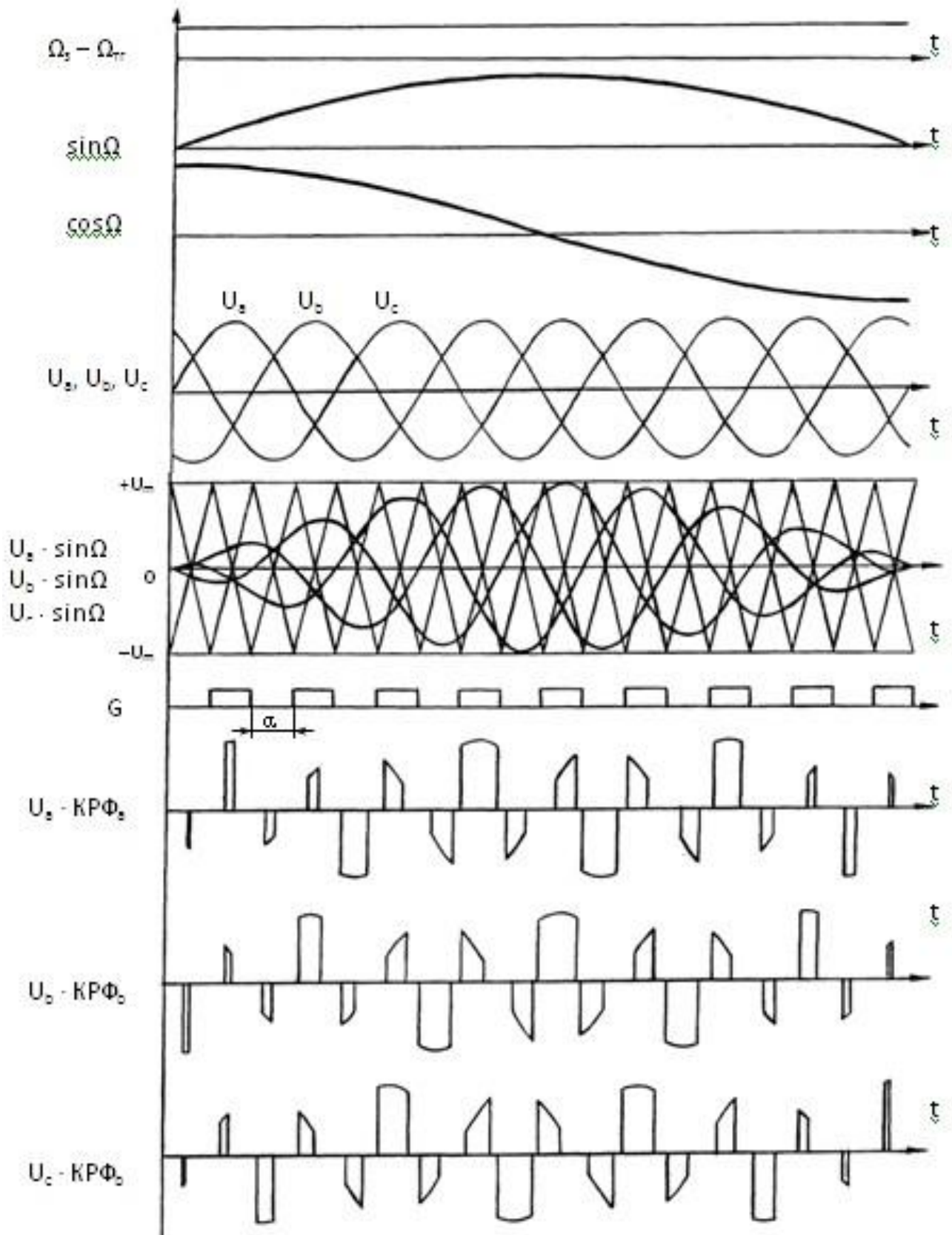


Рис. 7.9. Временные диаграммы формирования выходных напряжений преобразователя частоты

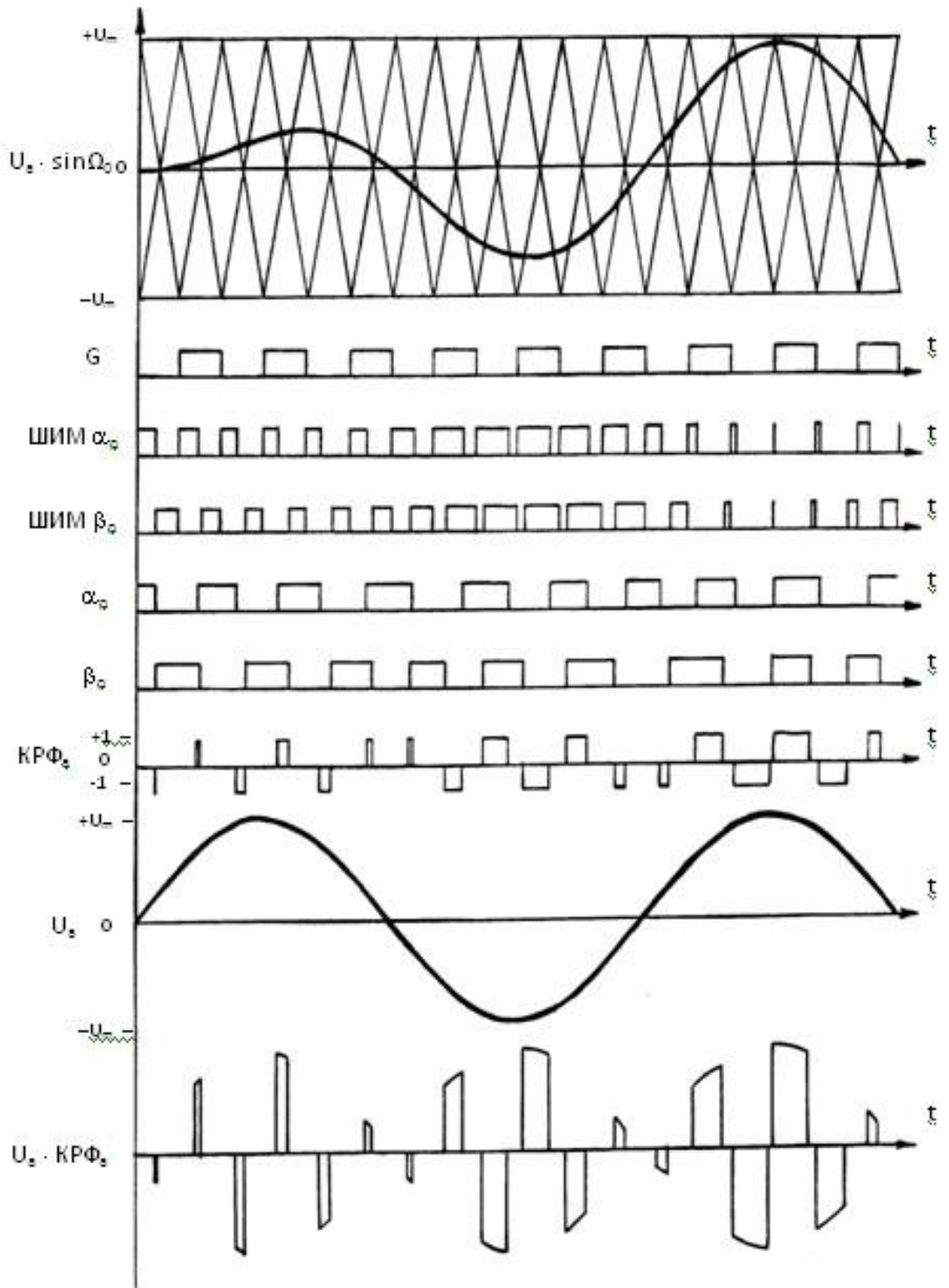


Рис. 7.10. Временные диаграммы формирования управления в фазе «А»

На выходах элементов «исключающее ИЛИ» формируются управляющие напряжения α_p и β_p с регулируемыми углами задержки или опережения и через узлы УР развязки поступают на соответствующие входы ключей 1–4 преобразователя ПЧ_а частоты.

Условимся считать, что уровень логического нуля напряжений α_p и β_p формирователя ФСУ соответствует отрицательной полуволне выходного напряжения УР, а уровень логической единицы соответствует положительной полуволне выходного напряжения узлов УР развязки.

Состояние ключей 1–4 преобразователя ПЧ_а определяется упомянутыми выходными напряжениями УР, в частности: отрицательная полуволна (уровень логического нуля α_p) соответствует замкнутому состоянию ключа 2, а положительная полуволна (уровень логической единицы напряжения α_p) – замкнутому состоянию ключа 1. Напряжение β_p формирователя ФСУ определяет состояние ключей 3, 4.

При непрерывном изменении управляющего напряжения процесс преобразования переменного напряжения фазы «А» питающей сети в напряжение $U_a \cdot \text{КРФ}_a$ повышенной частоты и его модуляцию, можно представить через суммарную коммутационную функцию КРФ_a преобразователя ПЧ_а частоты.

В результате, напряжение КРФ_a представляет собой геометрическую сумму выходных разнополярных напряжений узлов УР развязки.

Таким образом, на выходе усилителей УМ_{sin} формируются напряжения ПЧ_а, ПЧ_б, ПЧ_с, приложенные к соответствующим изолированным секциям обмотки АД, которые можно записать как произведение исходного m -фазного напряжения питающей сети:

$$\begin{aligned} U_a &= U_m \cdot \sin \alpha; \\ U_b &= U_m \cdot \sin(\alpha + 2\pi/3); \\ U_c &= U_m \cdot \sin(\alpha + 4\pi/3), \end{aligned} \quad (7.13)$$

на соответствующую коммутационную функцию модулятора:

$$\begin{aligned} U_a \cdot \text{КРФ}_a &= U_m \cdot \sin \alpha \cdot \text{КРФ}_a; \\ U_b \cdot \text{КРФ}_b &= U_m \cdot \sin(\alpha + 2\pi/3) \cdot \text{КРФ}_b; \end{aligned}$$

$$U_c \cdot KP\Phi_c = U_m \cdot \sin(\alpha + 4\pi/3) \cdot KP\Phi_c, \quad (7.14)$$

где $KP\Phi_m$ – коммутационная функция определенной m -ой фазы модулятора может быть представлена:

$$KP\Phi_m = \frac{1}{2} [f_a(t - \tau_1) - f_a(t - \tau_2)], \quad (7.15)$$

где $f_a(t - \tau)$ – коммутационная функция, называемая «прямоугольный синус» с полупериодом a повышенной частоты; τ_1 и τ_2 – фазовые сдвиги, изменяющегося по закону напряжения управления, определенному для каждой фазы питающей сети:

$$\begin{aligned} U_{упра} &= \sin \Omega \cdot \sin \alpha; \\ U_{упрв} &= \sin \Omega \cdot \sin(\alpha + 2\pi/3); \\ U_{упрс} &= \sin \Omega \cdot \sin(\alpha + 4\pi/3), \end{aligned} \quad (7.16)$$

где $\sin \Omega$ – напряжение низкочастотной модуляции с выхода ФГФ единичной амплитуды.

В первом приближении процесс модуляции трехфазного сетевого напряжения по закону коммутационной функции (7.15) можно представить в виде произведения питающего напряжения (7.13), напряжения повышенной частоты $f_a(t)$ и управляющего сигнала (7.16), т.е. напряжения $U_a \cdot KP\Phi_a$, $U_b \cdot KP\Phi_b$, $U_c \cdot KP\Phi_c$ на выходе ПЧ_а, ПЧ_б, ПЧ_с (рис.7.10) усилителя УМ_{sin} мощности:

$$\begin{aligned} U_{ya} &= U_m \cdot f_a(t) \cdot \sin \Omega \cdot \sin^2 \alpha \\ U_{yb} &= U_m \cdot f_a(t) \cdot \sin \Omega \cdot \sin^2(\alpha + 2\pi/3); \\ U_{yc} &= U_m \cdot f_a(t) \cdot \sin \Omega \cdot \sin^2(\alpha + 4\pi/3). \end{aligned} \quad (7.17)$$

На выходе ПЧ_а, ПЧ_б, ПЧ_с усилителя УМ_{cos} мощности:

$$\begin{aligned} U_{xa} &= U_m \cdot f_a(t) \cdot \cos \Omega \cdot \sin \alpha; \\ U_{xb} &= U_m \cdot f_a(t) \cdot \cos \Omega \cdot \sin(\alpha + 2\pi/3); \\ U_{xc} &= U_m \cdot f_a(t) \cdot \cos \Omega \cdot \sin(\alpha + 4\pi/3). \end{aligned} \quad (7.18)$$

Напряжения (7.17) и (7.18) приложены к $(m \cdot n)$ изолированным секциям обмоток электрической машины и создают в каждой из них пульсирующее магнитное поле, направленное вдоль оси своей катушки:

$$\begin{aligned}
 B_{ya} &= B_m \cdot f_a(t + \varphi) \cdot \sin \Omega \cdot \sin^2 \alpha; \\
 B_{yb} &= B_m \cdot f_a(t + \varphi) \cdot \sin \Omega \cdot \sin^2(\alpha + 2\pi/3); \\
 B_{yc} &= B_m \cdot f_a(t + \varphi) \cdot \sin \Omega \cdot \sin^2(\alpha + 4\pi/3); \\
 B_{xa} &= B_m \cdot f_a(t + \varphi) \cdot \cos \Omega \cdot \sin^2 \alpha; \\
 B_{xb} &= B_m \cdot f_a(t + \varphi) \cdot \cos \Omega \cdot \sin^2(\alpha + 2\pi/3); \\
 B_{xc} &= B_m \cdot f_a(t + \varphi) \cdot \cos \Omega \cdot \sin^2(\alpha + 4\pi/3),
 \end{aligned} \tag{7.19}$$

где φ – фазовый сдвиг между вектором магнитной индукции и приложенным напряжением.

Суммарное магнитное поле, создаваемое изолированными секциями каждой из m обмоток двигателя, можно представить в виде:

$$\begin{aligned}
 B_y &= B_m \cdot f_a(t + \varphi) \cdot \sin \Omega [\sin^2 \alpha + \sin^2(\alpha + 2\pi/3) + \sin^2(\alpha + 4\pi/3)]; \\
 B_x &= B_m \cdot f_a(t + \varphi) \cdot \cos \Omega [\sin^2 \alpha + \sin^2(\alpha + 2\pi/3) + \sin^2(\alpha + 4\pi/3)].
 \end{aligned} \tag{7.20}$$

Поскольку каждое из слагаемых в квадратных скобках может быть представлено как сумма постоянной составляющей и гармонического колебания удвоенной частоты:

$$\begin{aligned}
 \sin^2 \alpha + \sin^2(\alpha + 2\pi/3) + \sin^2(\alpha + 4\pi/3) = \\
 \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\alpha + \frac{1}{2} - \frac{\cos(2\alpha + 240^\circ)}{2} + \frac{1}{2} - \frac{\cos(2\alpha + 480^\circ)}{2} = \frac{3}{2},
 \end{aligned}$$

то (7.20) можно записать уравнениями:

$$\begin{aligned}
 B_y &= 1,5 \cdot B_m \cdot f_a(t + \varphi) \cdot \sin \Omega; \\
 B_x &= 1,5 \cdot B_m \cdot f_a(t + \varphi) \cdot \cos \Omega.
 \end{aligned} \tag{7.21}$$

Результирующая индукция по модулю определяется выражением:

$$B = \sqrt{B_x^2 + B_y^2} = 1,5 \cdot B_m \cdot f_a(t + \varphi). \tag{7.22}$$

Угловая частота вращения вычисляется следующим образом:

$$\Omega = \operatorname{arctg} \frac{B_y}{B_x} \quad (7.23)$$

Следовательно результирующий вектор магнитной индукции, пульсирующий по величине от $-1,5 \cdot B_m$ до $+1,5 \cdot B_m$ с частотой $f_a(t)$, вращается с угловой частотой Ω .

Такой подход в формировании вращающегося магнитного поля позволяет получить инфранизкочастотный режим вращения n -фазного АД ($n \geq 2$) с обеспечением требуемой перегрузочной способности (повышенным нагрузочным резервом), при этом отсутствуют пульсации вращающегося момента с частотой питающей сети и обеспечить свободный обмен энергией между питающей сетью и АД

Исключение промежуточных высокочастотных трансформаторов позволяет получить однократное преобразование электрической энергии с повышенным КПД.

7.4. Измерительный частотный преобразователь тока для отказоустойчивых электроприводов

Трёхфазный (в общем случае m -фазный) измерительный частотный преобразователь тока предназначен для контроля тока потребления многофазных электрических систем и может быть применен для цепей диагностики электропривода [28].

Преобразователь (рис.7.11) содержит трансформаторный автогенератор, включающий трансформаторы TV_a, TV_b, TV_c с двумя группами рабочих обмоток (включенными по нулевой схеме преобразователя напряжения) и индуктивно связанными с ними проводниками по которым протекают измеряемые токи i_a, i_b, i_c , инверторы D1.1..DD1.3, RC цепи и преобразователь (ПЧН) частота – напряжение.

Так как схема трансформаторного автогенератора симметрична и трансформаторы TV_a, TV_b, TV_c индуктивно не связаны друг с другом, то частота трансформаторного автогенератора, а следовательно, и выходное напряжение

ПЧН при определенном значении напряжения питания E_{Π} и отсутствии измеряемых токов $i_a=i_b=i_c=0$ определяется суммарной индуктивностью последовательно включенной первой группы обмоток на одном из полупериодов выходного напряжения трансформаторного автогенератора и суммарной индуктивностью последовательно включенной второй группы обмоток на другом полупериоде выходного напряжения трансформаторного автогенератора. Сигнал на частотном выходе ПЧН имеет форму меандра.

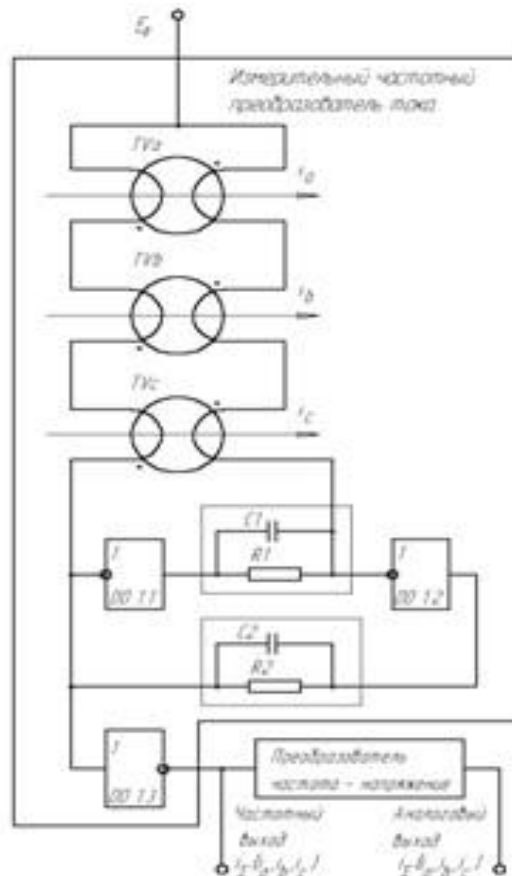


Рис. 7.11. Принципиальная электрическая схема ИЧПТ

Устройство работает следующим образом. При протекании тока синусоидальной формы по обмоткам трансформаторов (рис. 7.12) осуществляется подмагничивание сердечников. В результате этого индуктивность рабочих обмоток уменьшается, а частота трансформаторного автогенератора увеличивается. Частота колебаний автогенератора в каждом из полупериодов выходного напряжения имеет начальное значение при нулевых измеряемых токах. В соответствии с этим начальным значением частоты выходное напряжение ПЧН устанавлива-

ется равным нулю.

На рис. 7.13 представлены диаграммы при измерении токов в случае возникновения неполнофазного режима работы двигателя, например, отказ фазы «С». Так как схема автогенератора симметрична и трансформаторы индуктивно не связаны друг с другом, то частота его выходного сигнала, следовательно, выходное напряжение ПНЧ определяется суммой мгновенных значений токов всех фаз без учета их знаков.

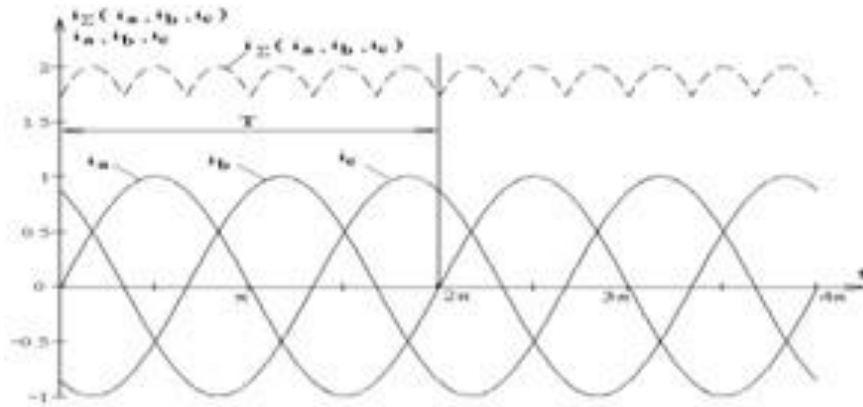


Рис 7.12. Временные диаграммы ИЧПТ в рабочем режиме АД

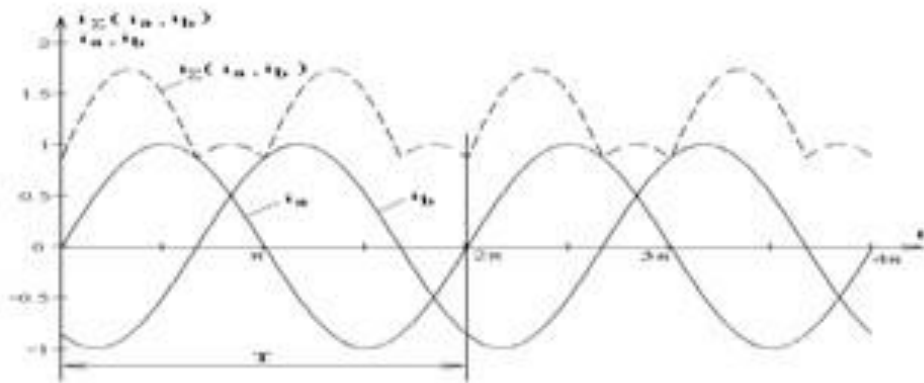


Рис. 7.13. Временные диаграммы ИЧПТ в аварийном режиме АД отказ фазы «С»

Рассмотрим возможности такого измерителя токов при диагностике краевого электропривода (рис. 7.14) с микроконтроллерным ограничителем грузоподъемности и регистратором параметров.



Рис. 7.14. Функциональная схема кранового электропривода с МК ограничителем грузоподъемности и регистратором параметров на основе ИЧПТ

Взаимосвязь анализируемых параметров с характером отказов электропривода представлена в табл. 7.3.

Таблица 7.3

№	Анализируемый параметр	Отказы электропривода, приводящие к отключению системы управления
1.	Увеличенное время разгона АД (по затянувшемуся процессу спада тока).	Пробой изоляции обмотки ротора на корпус.
		Нерастормаживание тормоза АД.
2.	Несимметрия токов в фазах, неполнофазный режим.	Пробой изоляции между фазными обмотками статора.
		Обрыв проводников обмотки статора.
		Нарушение контактов, паянных или сварных соединений в АД.
3.	Пульсации тока статора последовательно во всех фазах.	Обрыв в цепи обмотки ротора.
4.	Перегрузка по току	Превышение массы груза на крюке, неисправности механизма подъема
5.	Возрастание потребляемой мощности при неизменной нагрузке на валу.	Пробой изоляции на корпус, межфазное замыкание.
6.	Несоответствие фазных напряжений соответствующим фазным токам.	Отказ системы управления, неполно-фазное срабатывание.
		Обрыв фазной обмотки статора.
7.	Несимметрия фазных напряжений питающей сети больше допуска	Питающая сеть не соответствует стандарту.
8.	Несоответствие частоты питающей сети допуску.	

На рис. 7.15 приведены технические решения по построению самозащищенного ключа полумостовой ячейки СП – а с отдельными датчиками ДТ1 и ДТ2 в верхнем и нижнем плечах СП. На рис. 7.15, б приведена схема датчика тока с подмагничиванием током I сердечника мультивибратора, выполненного на логических инверторах с непосредственными связями и подключением к МК по частотному выходу через буферный инвертор. На рис. 7.15, в приведена схема датчика тока, подключенный через частотный компаратор к микроконтроллеру. Частотный компаратор реализован на формирователе F и D-триггере T.

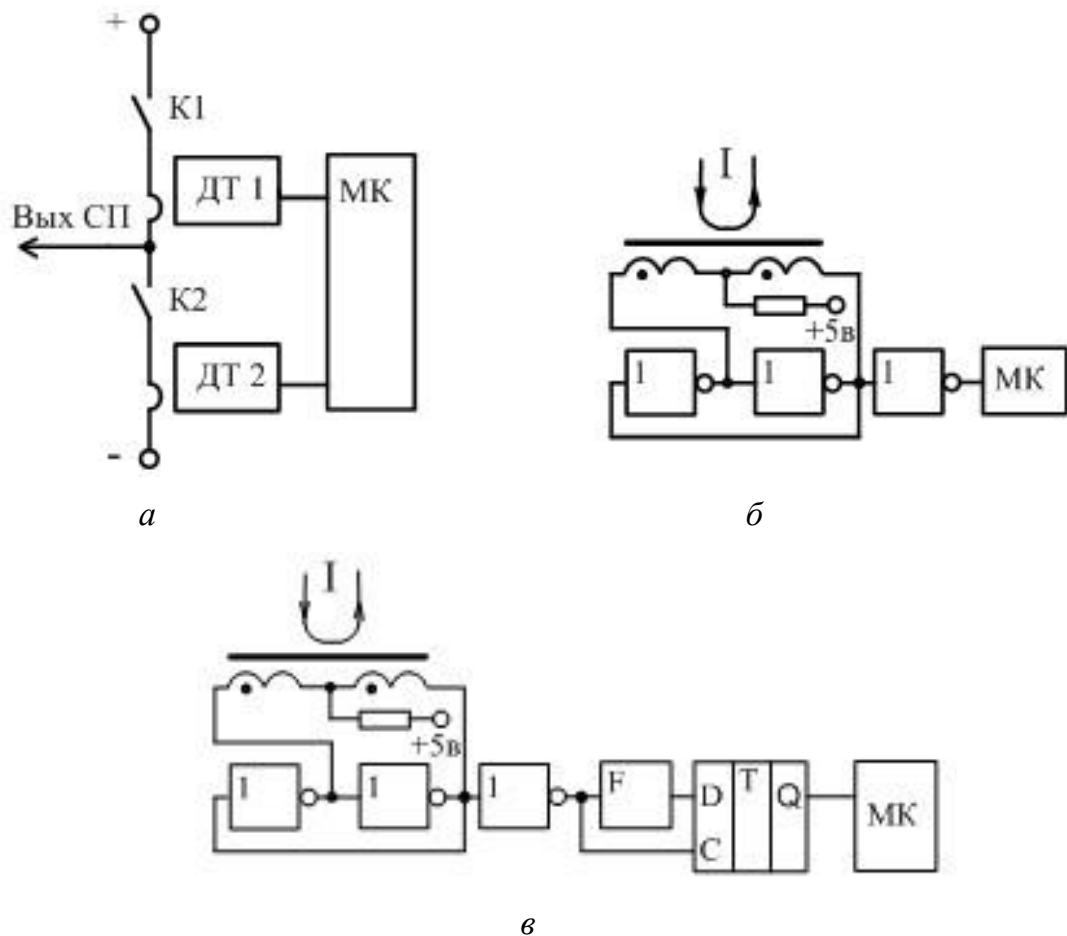


Рис. 7.15. Функциональные схемы: а – полумостовая преобразовательная ячейка с датчиками тока ДТ1, ДТ2; б – датчик измеряемого тока, подключенный к МК по частотному выходу; в – датчик измеряемого тока, подключенный к МК через частотный компаратор

При подключении по частотному выходу момент времени превышения частоты мультивибратора (пропорциональной значению измеряемого тока I) фиксируется в МК. При подключении к МК через частотный компаратор поро-

говое значение тока защиты определено длительностью импульса формирователя F. Если рабочее значение тока соответствует пониженной частоте мультивибратора, то формирователь F вырабатывает короткий нулевой импульс, который не успевает быть записанным по D-входу T-триггера. При превышении частоты мультивибратора порогового значения D-триггер осуществляет запись нулевого уровня и на Q-выходе изменяется логический уровень, распознаваемый МК. Управление ключами K1 и K2 силового преобразователя осуществляется МК, в который поступает информация о токе. В случае превышения порогового значения ключи СП отключаются от нагрузки по релейному закону на время, определяемое тепловой постоянной силового ключа.

Использование самозащищенных силовых ключей с бесконтактным датчиком тока и увеличением частоты автогенератора при возрастании измеряемого постоянного или переменного тока позволяет получить время анализа тока на закрывание силового ключа менее 100 нс. Применение автогенератора на ТТЛШ цифровых элементах вместо дискретных транзисторов, применяемых в предыдущих версиях известных разработок автогенератора Ройера, позволило исключить насыщение транзисторов в схеме автогенератора и повысить максимальную частоту с диапазона десятков кГц до десятков мГц.

Применение ИЧПТ в электроприводе позволяет получить:

- повышенное быстродействие (время реакции сотни наносекунд) и может быть применено в преобразователях частоты, в том числе с промежуточным звеном повышенной частоты;
- наличие высокочастотных трансформаторов в ИЧПТ позволяет в 3...5 раз улучшить массогабаритные показатели датчика (по сравнению с трансформаторами тока, работающими на частоте 50 Гц);
- ИЧПТ технологичен, возможен монтаж всех элементов на печатной плате;
- в отличие от трансформаторов тока, работающих на частоте 50 Гц, ИЧПТ позволяет вести контроль токов в диапазоне частот не менее чем 0–100 кГц;
- ИЧПТ хорошо согласуется с микроконтроллером как по цифровому, так и по аналоговому входу. При использовании цифрового выхода позволяет легко пе-

редать цифровой частотный сигнал на удаленный микроконтроллер по двухпроводной или беспроводной линии связи;

- позволяет исключить звено аналого-цифрового преобразования (прямое преобразование ток-код);

- позволяет получить суммарный сигнал для анализа m -фазной системы токов;

- позволяет получить суммарный токовый сигнал по модулю.

7.5. Выводы

1. Разработан вентильный секционированный электропривод со структурным резервом (с коэффициентом избыточности $K_p \geq 2$) и управлением по принципу многофазной широтно-импульсной модуляции обеспечивающий повышенное качество формирования суммарной намагничивающей силы в каждой фазе двигателя в рабочем режиме и свойство живучести электропривода по мере исчерпания структурного резерва.

2. Предложен эффективный алгоритм управления преобразователем m -фазного напряжения для электропривода переменного тока, позволивший в мостовой ячейке демодулятора в звене повышенной частоты расширить динамический диапазон регулирования напряжения в обмотке электродвигателя в 2 раза.

3. Рассмотрено схемное решение асинхронного электропривода с увеличенным нагрузочным резервом практически пропорциональным отношению частоты сети и частоты примененного промежуточного высокочастотного звена, с обеспечивающее повышение КПД за счет исключения промежуточных высокочастотных трансформаторов и однократного преобразования электрической энергии.

4. Использование бесконтактного датчика тока для кранового асинхронного электропривода с микроконтроллерным ограничителем грузоподъемности расширяет возможности отказоустойчивого управления на основе избыточно-

сти информативных параметров. Предложенный датчик тока обеспечивает построение самозащиты силовых ключей преобразователя частоты.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертации разработана методология синтеза способов и алгоритмов отказоустойчивого управления электроприводами переменного тока, используемых в оборудовании опасных производственных объектов. Выполненные научные исследования представлены следующими новыми результатами:

1. Созданы методы отказоустойчивого управления, позволяющие оценить работоспособность аварийных электроприводов переменного тока в реальном времени, и в случае наличия остаточного ресурса преобразователя частоты и исполнительного двигателя реализовать структурную адаптацию силовых цепей ПЧ к последствиям отказов с обеспечением повышенной безопасности и живучести промышленного объекта.

2. Предложены подход и общая методика разработки математических моделей электропривода переменного тока для схем подключения двигателей со связанными или развязанными фазами и работой с круговым, эллиптическим или пульсирующим магнитными полями. Это дает возможность получить количественную оценку мгновенных параметров электропривода в аварийных (неполнофазных) режимах и обеспечить необходимую эффективных алгоритмов восстановления работоспособности электропривода на основе функционального или структурного резервирования.

3. Предложена аналитическая форма записи алгоритмов восстановления работоспособности электроприводов с интегрированными битами матрицы отказов, полученных в результате мониторинга трехфазных асинхронных, вентильных и вентильно-индукторных электроприводов. Это позволяет обеспечить в реальном времени максимально быструю реакцию, соизмеримую с периодом широтно-импульсной модуляции системы управления, структурную адаптацию силовых цепей электропривода и преобразователя частоты, что дает возможность полностью устранить или существенно уменьшить колебания момента и частоты вращения. В трехфазном вентильном электроприводе, выполненном на основе явнополюсной синхронной машины, не менее чем в 8 раз достигается

снижение отклонения электромагнитного момента в момент аварии за счет применения функций самоорганизации управления.

4. Разработаны алгоритмы отказоустойчивого управления на основе функций самоорганизации управления трехфазными асинхронным, вентильным и вентильно-индукторным электроприводами, обеспечивающие полное восстановление работоспособности при одиночных отказах. Для асинхронного электропривода предложены алгоритмы восстановления для частотно-токового и векторного управления с поворотом векторов тока на углы $\pi/3$, π радиан, увеличением частоты формируемых фазных токов и с формированием несинусоидальных токов в аварийном двухфазном режиме. Для векторного управления разработан алгоритм восстановления с поворотом векторов тока на угол $\pi/3$ радиан. Проведена сравнительная количественная оценка влияния единичных отказов на работу отказоустойчивых алгоритмов в аварийном двухфазном режиме. Наилучшие результаты получены для алгоритмов с опережающей фазой и сдвигом вектора тока на угол $\pi/3$, в случае скалярного управления провал по частоте вращения отсутствует, а изменения момента минимальны и не превышают 46 %, в случае векторного управления отклонения частоты вращения и момента практически отсутствуют. При применении отказоустойчивого алгоритма восстановления работоспособности трехфазного вентильного двигателя в аварийном двухфазном режиме достигается минимизация суммарной реактивной мощности в аварийном режиме работы. Трехфазный вентильно-индукторный электропривод в аварийном двухфазном режиме обеспечивает функционирование с ограниченной работоспособностью, проявляя свойство исходной отказоустойчивости с поддержанием частоты вращения на уровне 66%. Применение разработанных алгоритмов отказоустойчивого управления в аварийном двухфазном режиме трехфазного вентильно-индукторного электропривода с увеличением амплитуд фазных токов и изменением угла перекрытия фаз позволяет поддерживать частоту вращения на уровне 89–90% от значения до момента возникновения аварии. Разработаны алгоритмы отказоустойчивого управления для многофазных асинхронных и трехфазных секционированных

вентильно-индукторных электроприводов, обеспечивающие частичное или полное восстановление работоспособности при однократных и множественных отказах с контролем исчерпания остаточного ресурса электропривода вплоть до работы на двух разноименных фазах одной или различных секций.

5. Предложены технические решения, реализующие созданные методы отказоустойчивого управления электроприводами переменного тока с асинхронным, вентильным и вентильно-индукторным двигателями. Разработаны технические решения по мониторингу отказов электроприводов переменного тока, способов отказоустойчивого управления асинхронными и вентильными электроприводами, отказоустойчивых структур асинхронных и вентильных электроприводов, выполненных на мостовых и полумостовых преобразовательных ячейках с защитными элементами блокирования отказа, расположенных в звене постоянного или переменного тока, с подключаемыми резервными полумостоами, для схемных решений со связанными или развязанными фазами двигателя. Предложены схемные решения отказоустойчивого вентильно-индукторного двухсекционного электропривода с повышенной живучестью при одиночных и множественных отказах. Применение схемы с защитными элементами в звене переменного тока позволяет для m -кратно резервированного электропривода уменьшить число коротящих ключей силового преобразователя в m раз.

6. Предложено оригинальное применение асинхронного двигателя в качестве информационного отказоустойчивого датчика для мониторинга параметров в приборах безопасности ответственных механизмов подъема. На основе математической модели и экспериментальных исследований установлена возможность использования текущих значений частоты вращения, активной мощности, токов статора или ротора исполнительного двигателя для определения безопасности применения такого класса промышленного оборудования.

7. Разработана методика оценки в реальном времени остаточного ресурса фундамента электроприводов насосных агрегатов на основе мониторинга показаний датчиков (акселерометров) и компьютерной диагностики. Методика по-

зволяет провести автоматизированную оценку состояния подшипниковых узлов электропривода и создать предпосылки увеличения, примерно на 14 %, рабочего ресурса фундаментов в процессе безопасной эксплуатации насосного агрегата.

8. Применение методики оценки состояния фундаментов электроприводов насосных агрегатов в производственной деятельности предприятия ТНПВСЭП "ТомскСЭП" дает ежегодный экономический эффект в размере 2,6 млн руб. Использование разработанных программных продуктов для анализа аварийных состояний кранов в производственной деятельности предприятия НТЦ "Промбезопасность-ТГАСУ" дает ежегодный экономический эффект на сумму 2,9 млн руб.

ПЕРЕЧЕНЬ ИСПОЛЬЗУЕМЫХ СОКРАЩЕНИЙ

- ОПО – опасный производственный объект.
- ОПБ – объект промышленной безопасности.
- ПФ – повреждающий фактор.
- ТС – техническая система.
- ТО – технический объект.
- АКУ – аппарат конфигурируемый управлением.
- МК – микроконтроллер.
- ИВК – измерительно-вычислительный комплекс.
- АД – асинхронный двигатель.
- АЭП – асинхронный электропривод.
- ЧЭ – частотно-регулируемый электропривод.
- ВД – вентильный двигатель.
- ВЭ – вентильный электропривод.
- ЧЭ – частотно-регулируемый электропривод.
- ВИД – вентильно-индукторный двигатель.
- ВИП – вентильно-индукторный электропривод.
- ЭП – электропривод.
- ЭПТ – электропривод переменного тока.
- ЭМ – электрическая машина.
- СМ – синхронная машина.
- СД – синхронный двигатель.
- ПЧ – преобразователь частоты.
- ПЯ – преобразовательная ячейка.
- ЗУ – защитное устройство.
- ЗЭ – защитный элемент.
- ИН – инвертор напряжения.
- СП – силовой преобразователь.
- РТП – роторный тиристорный преобразователь.

СТП – сетевой тиристорный преобразователь.
УР – узел гальванической развязки.
ТГ – тахогенератор.
ЗЧВ – задатчик частоты вращения.
ДПР – датчик положения ротора.
Р – регулятор.
РТ – регулятор тока.
ТР – трансформатор.
ДТ – датчик тока.
ИЧПТ – измерительный частотный преобразователь тока.
УС – узел сравнения.
К – компаратор.
ДФ – дифференциатор.
ВЧ – высокая частота.
М – модулятор.
ДМ – демодулятор.
БД – блок диагностики.
БС – блок сравнения.
ПЗУ – постоянное запоминающее устройство.
ШИМ – широтно-импульсный модулятор.
ПНЧ – преобразователь напряжение – частота.
ГЛНН – генератор линейно-нарастающего напряжения.
ГЛСН – генератор линейно-спадающего напряжения.
УЦАП – умножающий цифроаналоговый преобразователь.
ФП – функциональный преобразователь.
ФГС – формирователь гармонических сигналов.
ФГФ – формирователь гармонических функций.
ФУ – формирователь импульсов модуляторов.
ФУУ – преобразователь управляющих импульсов.
СЧ – двоичный счетчик.

КИ – преобразователь код-интервал.

МДС – магнитодвижущая сила.

ЭДС – электродвижущая сила.

1 –элемент "ИЛИ".

=1 – элемент "Исключительно ИЛИ".

XУ – умножитель.

МУ – множительное устройство.

F – формирователь.

DC – дешифратор.

MS – мультиплексор.

SM – сумматор.

G – генератор.

Delphi – математический программный пакет.

Matlab – математический программный пакет.

Simulink – графическая среда пакета MATLAB.

ПЕРЕЧЕНЬ ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

- $X = X(\dots)$ – функционал аварийных режимов ЭПТ.
- $T_{\text{ср р}}$ и $T_{\text{ср}}$ – средняя наработка на отказ резервированной и нерезервированной системы ЭП.
- m_p – кратность резервирования.
- $F_{\text{э}1}$ – МДС поля прямой последовательности
- $F_{\text{э}2}$ – МДС поля обратной последовательности
- F_{Am} – МДС обмотки фазы «А».
- F_{Cm} – МДС обмотки фазы «С».
- $k_{\text{э}}$ – коэффициент формы эллипса.
- $\omega_{\text{э max}}$ – максимальная скорость вращения вектора МДС.
- $\omega_{\text{э min}}$ – минимальная скорость вращения вектора МДС.
- ω – синхронная скорость вращения вектора МДС.
- $\vec{\Phi}_y$ – магнитный поток якоря создаваемый фазными обмотками.
- $\vec{\Phi}_B$ – магнитный поток возбуждения создаваемый постоянными магнитами или обмотками возбуждения.
- K – коэффициент пропорциональности, учитывающий конструктивные особенности электродвигателя.
- F_{Am}, F_{Cm} – амплитуды МДС фаз «А» и «С».
- δ_1 – пространственный угол сдвига обмоток ЭМ.
- β – временной угол сдвига токов (и МДС) в обмотках ЭМ.
- z – бит информации определяющий выбор схемы подключения ЭМ со связанными ($z = 1$) и развязанными ($z = 0$) фазами двигателя.
- a, b, c – биты отказов трехфазного ЭПТ (или a – полупериод прямоугольного «синуса»).
- $\bar{a}, \bar{b}, \bar{c}$ – инверсные значения битов отказов трехфазного ЭПТ.
- $a1, b1, c1$ – биты отказов первой секции двухсекционного трехфазного ЭПТ.
- $a2, b2, c2$ – биты отказов второй секции двухсекционного трехфазного ЭПТ.

$\overline{a1}, \overline{b1}, \overline{c1}$ – инверсные значения битов отказов первой секции двухсекционного трехфазного ЭПТ.

$\overline{a2}, \overline{b2}, \overline{c2}$ – инверсные значения битов отказов второй секции двухсекционного трехфазного ЭПТ.

d, \overline{d} – прямое и инверсное значение бита отказа в электродвигателе.

$d_{\text{ТП}}$ – бит отказа, вычисляемый по логическому выражению $d_{\text{ТП}} = a \cup b \cup c$ и длительностью равной времени переключения структуры ЭП $T_{\text{П}}$.

$\overline{d_{\text{ТП}}}$ – инверсное значение бита отказа $d_{\text{ТП}}$.

$A_{\text{М}} = A_{\text{М}}(I_A, I_B, I_C, I_{ocA}, I_{ocB}, I_{ocC}, \delta, [M_0])$ – алгоритм мониторинга ЭПТ.

$A_v = A_v(a, b, c, d, I_{\omega}, k_d, k_o, \xi, \left(\frac{2\pi}{3} - \xi\right), \alpha, \theta, \psi_A, \alpha_K)$ – алгоритм отказоустойчивого управления ЭП.

T_d – длительность времени мониторинга отказа ЭПТ.

$T_{\text{П}}$ – время адаптации (переключения) структуры ЭП в процессе купирования отказов.

t_1 – отметка момента времени выявленного отказа.

t_2 – отметка момента времени восстановления кругового вращающегося поля АД, ВД (или отметка момента времени восстановления значения частоты вращения или вращающего момента до отказа ВИП).

t – время (или текущий отсчет меток таймера).

$\vec{F}(M, \omega, U, I, T)$ – вектор параметров ЭПТ.

s_r – коэффициент резерва.

s – скольжение АД.

m – число фаз электродвигателя (или выходные координаты ЭП в аварийном режиме $m = m(\dots)$).

I_1 – ток статора АД.

I_2 – ток ротора АД.

I_{Hm} – ток нагрузки m -фазного электродвигателя.

I_{Mm} – амплитуда фазного тока m -фазного электродвигателя.

I_M – амплитуда фазного тока ($m > 3$).

$I_{m\Sigma}$ – суммарный потребляемый ток преобразователя частоты m -фазного электродвигателя от источника напряжения.

$I_{w\Sigma}$ – суммарный потребляемый ток преобразователя частоты m -фазного электродвигателя от источника напряжения с w отказами.

I_A, I_B, I_C, I_D, I_E – токи 5-ти фазного электродвигателя.

$K_m(t)$ – непрерывные модулирующие функции m -фазного преобразователя частоты.

η – КПД преобразователя частоты.

k – коэффициент увеличения тока в фазах двигателя при наличии w отказов.

P_m – активная мощность работоспособного m -фазного электродвигателя.

P_w – активная мощность m -фазного электродвигателя при наличии w отказов.

n – число секций электродвигателя ВИП (или частота вращения ротора ВД об/мин.).

ω – частота вращения ротора АД, ВД, ВИП (рад/с).

h – число резервных полумостов ПЧ.

w – число допустимых отказов ЭПТ по критерию живучести.

$\Delta I, \Delta M, \Delta \omega$ – отклонения мгновенных значений тока, момента, частоты вращения соответственно.

$\Delta M_s, \Delta \omega_s$ – отклонения статических значений момента, частоты вращения соответственно.

$\Delta \omega_s(M_c, T_{\Pi})$ – зависимость провала частоты вращения от величины нагрузки M_c и времени переключения структуры электропривода T_{Π} .

M_0, ω_0 – установившиеся значения момента, частоты вращения соответственно до отказа.

$I_{\text{отк}}, M_{\text{отк}}, \omega_{\text{отк}}$ – установившиеся значения токов, момента, частоты вращения ЭПТ соответственно до момента времени выявленного отказа.

$I_{\text{ТП}}, M_{\text{ТП}}, \omega_{\text{ТП}}$ – мгновенные максимальные (минимальные) значения тока, момента, частоты вращения соответственно в течение времени T_{Π} от момента времени выявленного отказа.

$\Delta\omega_{\text{огр}}, \Delta M_{\text{огр}}$ – критичные значения изменений частоты вращения, момента соответственно нарушающие функционирование ЭП.

$T_{\text{огр}}$ – критичное время потери работоспособности ТО.

$t_{\text{восст}}$ – время ремонта ЭП.

$t_{\text{огр}}$ – критичное время потери работоспособности ТО.

δA_j – допустимый остаточный ресурс работы по j -параметру.

$A_{j\text{доп}}$ – максимально допустимое значение контролируемого j -параметра.

A_j – значение контролируемого j -параметра.

M_1 – электромагнитный момент прямой последовательности АД, ВД (или момент первой секции ВИП).

M_2 – электромагнитный момент обратной последовательности АД (или момент второй секции ВИП).

M_c – момент сопротивления механической нагрузки.

Ψ_A, Ψ_B, Ψ_C – потокосцепления фаз.

$[i_1], [i_2]$ – матрицы фазных токов статора и ротора прямой (индекс 1) и обратной (индекс 2) последовательностей соответственно (матрицы фазных токов статора первой и второй секций ВИП).

$[i_{1л}], [i_{2л}]$ – матрицы линейных токов статора и ротора прямой (индекс 1) и обратной (индекс 2) последовательностей соответственно.

$[U_1], [U_2]$ – матрицы фазных напряжений статора и ротора прямой (индекс 1) и обратной (индекс 2) последовательностей соответственно (или матрицы фазных напряжений первой и второй секций ВИП).

$[U_{1л}], [U_{2л}]$ – матрицы линейных напряжений статора и ротора прямой (индекс 1) и обратной (индекс 2) последовательностей соответственно.

$[M_0], [M_{0л}]$ – фазная и линейная матрицы отказов ЭП с АД и ВД.

$[M_{01}], [M_{02}]$ – матрицы отказов ВИП 1 и 2 секций соответственно.

$[L_1], [L_2]$ – фазные матрицы индуктивностей статора и ротора соответственно.

$[L_{1л}], [L_{2л}]$ – линейные матрицы индуктивностей статора и ротора соответственно.

$[L_{1л}]^{-1}, [L_1]^{-1}$ – обратные матрицы индуктивностей $[L_{1л}], [L_1]$.

$[R]$, $[R_L]$ – фазная и линейная матрицы сопротивлений до отказа.

$[R_M]$, $[R_{ML}]$ – фазная и линейная матрицы сопротивлений после отказа.

$[1]$ – единичная матрица.

k_∞ – коэффициент, учитывающий введение высокоомного сопротивления в цепь статора модели ЭМ.

J – суммарный момент инерции ЭП.

p – число пар полюсов ЭМ (или операция дифференцирования ($p = d/dt$)).

L_S, L_R – индуктивности обмоток статора и ротора ЭМ.

L_m – взаимная индуктивность между обмотками ротора и статора ЭМ.

\vec{I} – обобщенный вектор тока.

$\vec{I}_A, \vec{I}_B, \vec{I}_C$ – векторы фазных токов A, B, C соответственно.

λ, μ, ν – углы сдвига векторов фазных токов « A », « B », « C » соответственно, относительно вещественной оси координат.

a, b – неподвижная система координат.

x, y – вращающаяся система координат.

Re – вещественная часть вектора.

Im – мнимая часть вектора.

i_0 – ток нулевой последовательности.

P_Σ – суммарная активная мощность ВД.

Q_Σ – суммарная реактивная мощность ВД.

$[\cos]$ – матрица косинусов.

α_m, α – значения механического и электрического углов ДПР.

γ – модифицированный код датчика положения ротора.

θ – угол нагрузки ВД в трехфазном режиме работы.

$(\psi_A + \pi/3)$ – аналог угла нагрузки ВД в аварийном двухфазном режиме работы.

C_M, C_E – конструктивные постоянные момента и противо-ЭДС ВД.

$[L_{d1}], [L_{d1}]^{-1}, [L_{d2}], [L_{d2}]^{-1}$ – прямая и обратная матрицы дифференциальных индуктивностей первой и второй секций ВИП.

$[K_{\omega 1}], [K_{\omega 2}]$ – матрицы коэффициентов противо-ЭДС первой и второй секций ВИП.

$[R_1], [R_2]$ – матрицы сопротивлений первой и второй секций ВИП до отказа.

$[R_{M1}], [R_{M2}]$ – матрицы сопротивлений первой и второй секций ВИП после отказа.

$M_{A_1}(i_{A_1}, \alpha), M_{B_1}(i_{B_1}, \alpha), M_{C_1}(i_{C_1}, \alpha), M_{A_2}(i_{A_2}, \alpha), M_{B_2}(i_{B_2}, \alpha), M_{C_2}(i_{C_2}, \alpha)$ – моменты фаз A, B, C первой и второй секций ВИП соответственно в функции фазных токов и углового положения электрического угла α .

$\varphi(i_{1A}, \alpha), \varphi(i_{1B}, \alpha), \varphi(i_{1C}, \alpha), \varphi(i_{2A}, \alpha), \varphi(i_{2B}, \alpha), \varphi(i_{2C}, \alpha)$ – значения формируемого угла управления для каждой фазы секции в функции фазных токов и угла поворота ротора ВИП.

α_k – угол перекрытия фаз ВИП.

ω_3 – частота вращения поля статора ВИП.

$p_{\text{вип}}$ – число полюсов ротора ВИП.

$k_{\text{вип}}$ – коэффициент режима коммутации ВИП.

$k_{\text{ПЧ}}$ – коэффициента передачи ПЧ.

$T_{\text{ПЧ}}$ – постоянная времени ПЧ.

T_3 – электромагнитная постоянная времени электродвигателя.

$T_{\text{мех}}$ – электромеханическая постоянная времени ЭП.

ω_3 – заданное значение частоты вращения.

$[U_{\text{зад}}]$ – матрица управляющих сигналов.

$[U]$ – напряжение питания электродвигателя.

W_1 – передаточная функция фильтра нижних частот выделения линии тренда электромеханического момента ВИП.

$M_{\text{ном}}$ – мгновенные значения момента ВИП.

$M_{m \text{ ср}}$ – средние значения момента ВИП (линия тренда).

W_2 – передаточная функция фильтра нижних частот выделения линии тренда-фазных токов ВИП.

I_p – значение заданной мгновенной амплитуды формируемого тока резервного полумоста.

- I_A, I_B, I_C – мгновенные значения амплитуд формируемых фазных токов статора.
- I_a, I_b, I_c – мгновенные значения амплитуд формируемых роторных токов (для АД с фазным ротором).
- $I_{ocA}, I_{ocB}, I_{ocC}$ – значения мгновенной амплитуды фазных токов с выходов датчиков токов.
- δ – допустимая динамическая ошибка работы регулятора тока при выявлении отказа.
- I_s – значение амплитуды тока через ЗЭ, обеспечивающего разрыв цепи.
- k_{pm} – кратность тока электродвигателя при пуске.
- k_s – кратность тока ЗЭ.
- I_m – амплитуда тока в статорной обмотке.
- k_o – коэффициент отключения двигателя в аварийном режиме.
- k_d – коэффициент увеличения амплитуды фазных токов в аварийном режиме.
- ξ – значение угла поворота вектора тока.
- f – частота фазных токов.
- k_ω – коэффициент увеличения частоты фазных токов АД.
- P_m – значение активной мощности m -фазного АД.
- P_w – значение активной мощности m -фазного АД после w отказов.
- σ – выходной код ДПР.
- $\text{sign}(x)$ – функция "signum", определяющая знак выражения (x).
- δ_A – величина запаса рабочего ресурса фундамента ЭП.
- $A_{0\text{доп}}$ – допустимое значение амплитуды горизонтальных колебаний фундамента ЭП.
- δ_A – величина запаса рабочего ресурса фундамента ЭП.
- $A_{0i-1}, A_{0i}, A_{0i+1}$ – значения амплитуд горизонтальных колебаний фундамента в ($i-1$), i , ($i+1$) пространственных точках измерения.
- f_0 – частота первой гармоники собственных колебаний тела фундамента ЭП.
- $t_{\text{изм}}$ – время записи измеренных значений.
- $f_{\text{изм}}$ – частота запуска регистрации вибродатчиков.
- K_f – коэффициент кратности частоты запуска регистрации.

f_{km} – максимальная частота диагностики повреждений ЭП с кратностью частот km .

f_r – частота вращения ротора ЭП насосного агрегата.

K_t – коэффициент кратности времени запуска алгоритма мониторинга.

k_u – коэффициент, учитывающий изменение напряжения питающей сети.

k_f – коэффициент, учитывающий изменение частоты питающей сети.

f_c – частота питающей сети равная 50 Гц.

f_T – текущее значение f .

U_ϕ – напряжение питающей сети 220 В.

U_T – текущее значение U_ϕ .

$k_{изм}$ – коэффициент измерения напряжения питающей сети.

$k_{физм}$ – коэффициент измерения частоты питающей сети.

c_1 – жесткость кранового моста.

c_2 – жесткость подъемного каната кранового механизма подъема.

m_1 – масса кранового моста и тележки кранового АЭП.

m_2 – масса груза и крюковой подвески или грейфера кранового АЭП.

v – линейная скорость наматывания каната на барабанкранового АЭП.

$x_1(t)$ – координата движения массы металлоконструкции кранового АЭП.

$x_2(t)$ – координата движения груза кранового механизма подъема АЭП.

$F_1(t)$ – опорная реакция действия крана на фундамент.

$F_2(t)$ – усилие в полиспасте (канате) кранового АЭП.

g – ускорение свободного падения.

$M_F(t)$ – нагрузочный момент сопротивления от механизма подъема для АД.

$M(t)$ – электромагнитный момент двигателя кранового механизма подъема АЭП.

M_T – тормозной момент, развиваемый тормозным устройством кранового АЭП.

$M_{ст}$ – статический момент кранового АЭП.

$f(i)$ – функциональная зависимость для i -го информативного параметра косвенного метода измерения массы груза кранового АЭП.

D_6 – диаметр грузового барабана кранового АЭП.

α – кратность полиспада кранового АЭП.

$\eta_{\text{пол}}$ – КПД полиспада кранового АЭП.

$u_{\text{М}}$ – передаточное число механизма кранового АЭП.

$\eta_{\text{М}}$ – КПД механизма кранового АЭП.

I_0 – ток утечки преобразовательной ячейки.

$I_{\text{потр}}$ и $I_{\text{фазн}}$ – значения токов на выходе прецизионных выпрямителей потребляемого и фазного токов, соответственно.

α_p, β_p – углы регулирования формируемые генераторами ГЛСН и ГЛНН соответственно.

α_p', β_p' – углы регулирования с фазовым сдвигом на четверть периода $a/2$ напряжения промежуточного звена повышенной частоты.

τ_1, τ_2 – временные сдвиги функции прямоугольного «синуса» $f_a(t)$ относительно начала отсчета при сравнении амплитуды напряжений развертки ГЛСН и ГЛНН с управляющим напряжением $U_{\text{вх}}$.

$f_a(t)$ – функция прямоугольный «синус» с полупериодом a определяемая как:

$$f_a(t) = (-1)^{E_1[t/a]}.$$

$f_a(t-\tau)$ – функция прямоугольный «синус» $f_a(t)$ с временным сдвигом τ .

$E_1(t/a)$ – функция «антье», т.е. ближайшее целое, не превышающее значения аргумента.

$f_a(t-\tau_1), f_a(t-\tau_2)$ – функции прямоугольный «синус» с временными сдвигами τ_1, τ_2 .

ШИМ α_p , ШИМ β_p – широтно-модулированные сигналы с углами регулирования α_p, β_p .

КФ(t) – коммутационная функция.

КРФ(t) – коммутационная разрывная функция определяемая как: $\frac{1}{2} [f_a(t-\tau_1) - f_a(t-\tau_2)]$

T – период колебаний входного трехфазного напряжения.

$\Omega_{\text{тг}}$ – напряжение с выхода тахогенератора.

Ω_3 – задание по скорости ЭП.

φ – фазовый сдвиг между вектором магнитной индукции и приложенным напряжением.

B_m – амплитудное значение вектора магнитной индукции.

B – значение результирующей магнитной индукции в воздушном зазоре многофазного АД.

B_x, B_y – значения магнитной индукции формируемые обмотками двухфазного АД в фазах x и y соответственно.

$B_{xa}, B_{xb}, B_{xc}, B_{ya}, B_{yb}, B_{yc}$ – значения магнитной индукции двухфазной ЭМ формируемой высокочастотными преобразователями частоты (ПЧ_а, ПЧ_б, ПЧ_с) для фаз x и y соответственно.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Однокопылов, Г.И. Живучесть частотно-регулируемого асинхронного электропривода / Г.И. Однокопылов, И.Г. Однокопылов // Изв. вузов. Электромеханика. 2006. № 3. С. 41–45.
2. Однокопылов, Г.И. Асинхронный электропривод кранового механизма с микроконтроллерным ограничителем грузоподъемности / Ю.Н. Дементьев, Г.И. Однокопылов, И.Г. Однокопылов // Изв. вузов. Электромеханика. 2006. № 3. С. 49–53.
3. Система защиты мостового крана на основе мониторинга параметров электропривода механизма подъема / Ю.А. Орлов, Ю.Н. Дементьев, Г.И. Однокопылов, Д.Ю. Орлов, И.Г. Однокопылов, Д.П. Столяров // Известия ТПУ. 2008. № 4. С. 119–124.
4. Однокопылов, Г.И. Исследование отказоустойчивого вентильного двигателя / Г.И. Однокопылов, К.В. Образцов // Изв. вузов. Проблемы энергетики. 2008. № 9–10/1. С. 3–10.
5. Однокопылов, Г.И. Математическая модель вентильного двигателя в аварийных и неполнофазных режимах работы / Г.И. Однокопылов, К.В. Образцов // Изв. вузов. Проблемы энергетики. 2008. № 9–10/1. С. 11–19.
6. Однокопылов, Г.И. Исследование частотно-регулируемого асинхронного электропривода со свойством живучести / Ю.Н. Дементьев, Г.И. Однокопылов, И.Г. Однокопылов // Изв. вузов. Проблемы энергетики. 2008. № 9–10/1. С. 142–150.
7. Однокопылов, Г.И. Принципы обеспечения «живучести» электроприводов переменного тока / Г.И. Однокопылов, К.В. Образцов, И.Г. Однокопылов // Электричество. 2009. № 12. С. 51–57.
8. Однокопылов, Г.И. Статические и динамические характеристики трехфазного вентильного двигателя со свойством живучести / Г.И. Однокопылов, К.В. Образцов // Изв. вузов. Электромеханика. 2009. № 6. С. 36–41.

9. Однокопылов, Г.И. Живучесть асинхронных электроприводов вращательного и поступательного движения / И.Г. Однокопылов, Г.И. Однокопылов, Ю.Н. Дементьев, К.В. Образцов, Й. Центнер // *Электричество*. 2012. №6. С.46–51.
10. Однокопылов, Г.И. Восстановление работоспособности трехфазных электроприводов переменного тока при аварии в одной из фаз / Г.И. Однокопылов, В.Г. Букреев // *Ползуновский Вестник*. 2012. № 3/2. С. 121–130.
11. Однокопылов, Г.И. Принципы обеспечения живучести асинхронного электропривода на основе резервных элементов / Г.И. Однокопылов, В.Г. Букреев, А.Д. Брагин // *Известия ТПУ*. 2013. 322. № 4. С. 133–137.
12. Однокопылов, Г.И. Отказоустойчивый многофазный асинхронный электропривод с несинусоидальными токами / Г.И. Однокопылов // *Известия ТПУ*. 2013. 322. № 4. С. 151–154.
13. Однокопылов, Г.И. Математическая модель асинхронного двигателя в неполнофазном режиме работы / Г.И. Однокопылов, А.Д. Брагин // *Известия ТПУ*. 2013. 322. № 10. С. 133–137.
14. Однокопылов, Г.И. Математическое моделирование вентильно-индукторного электропривода в аварийных режимах работы / Г.И. Однокопылов, И.А. Розаев // *Известия ТПУ*. 2013. 322. № 10. С. 138–143.
15. Однокопылов, Г.И. Отказоустойчивый асинхронный электропривод / Г.И. Однокопылов, А.Д. Брагин // *Ползуновский Вестник*. 2013. №3. С. 157–162.
16. Однокопылов, Г.И. Математическая модель асинхронного двигателя в неполнофазном режиме работы с эллиптическим полем / Г.И. Однокопылов, А.Д. Брагин // *Научные проблемы транспорта Сибири и Дальнего Востока*. 2013. №2. С. 320–323.
17. Однокопылов, Г.И. Векторное управление отказоустойчивым асинхронным электроприводом / Г.И. Однокопылов, А.Д. Брагин // *Научные проблемы транспорта Сибири и Дальнего Востока*. 2013. №2. С. 327–330.
18. Однокопылов, Г.И. Математическая модель асинхронного двигателя в аварийном режиме работы / Г.И. Однокопылов, А.Д. Брагин // *Научные проблемы транспорта Сибири и Дальнего Востока*. 2013. №2. С. 330–333.

19. Однокопылов, Г.И. Алгоритмы отказоустойчивого управления асинхронным электроприводом в неполнофазных режимах работы / Г.И. Однокопылов, А.Д. Брагин // Научные проблемы транспорта Сибири и Дальнего Востока. 2014. №4. С. 188–191.

20. Однокопылов, Г.И. Восстановление работоспособности вентильно-индукторного электропривода в аварийных режимах / Г.И. Однокопылов, И.А. Розаев // Научные проблемы транспорта Сибири и Дальнего Востока. 2014. №4. С. 181–184.

21. Odnokopylov, G.I. Fault tolerant vector control of induction motor drive (Article number 012015) / Odnokopylov G.I., Bragin A.D. // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. – 2014 - Vol. 66 – №. 1. – P. 1–6

22. Odnokopylov, G.I. Formation of failure matrix and failure-free control algorithm for multi-sectioned Switched-reluctance drive (Article number 012035) / Odnokopylov G.I., Rozaev I.A. // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. – 2014 – Vol. 66 – №. 1. – P. 1–7

23. Odnokopylov, G.I. Mathematical model of brushless DC motor in phase loss operation mode / Odnokopylov G.I., Bragin A.D. // Applied Mechanics and Materials. – 2015 – Vol. 698. –P. 24–29

24. Odnokopylov, G.I. Algorithms of fault tolerant control of induction motor electric drive in phase loss operate mode / Odnokopylov G.I., Bragin A.D. // 2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON): proceedings, Omsk, May 21–23, 2015. –Новосибирск: IEEE Russia Siberia Section, 2015 – P. 1–5

25. Odnokopylov, G.I. Fault-tolerant control of switched-reluctance drive in emergency modes / Odnokopylov G.I., Rozaev I.A. // 2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON): proceedings, Omsk, May 21-23, 2015. – Новосибирск: IEEE Russia Siberia Section, 2015 – P. 1–6

26. Odnokopylov, G.I. Fault-tolerant control algorithms of switched-reluctance motor drive in open-phase modes / Odnokopylov G.I., Rozaev I.A. // 2016 The 11th International Forum on Strategic Technology (IFOST): proceedings, Novosibirsk, Jun 1–3, 2016. –Новосибирск: IEEE Russia Siberia Section, 2016 – P. 140–144

27. Однокопылов, Г.И. Обеспечение живучести электродвигателей переменного тока: монография / Г.И. Однокопылов, И.Г.Однокопылов. – Томск: Изд-во ТПУ, 2005. – 187 С.

28. Патент на изобретение № 1402949 (SU), G01R19/00. Измерительный частотный преобразователь тока / А.П. Зайцев, Е.Г. Городничев, В.Г. Букреев, Г.И. Однокопылов. – № 4125211/24 – 12; заявл. 16.06.1986 г.; опубл. 15.06.1988 г. Бюл. № 22.

29. Патент на изобретение № 1517701 (SU), H02P6/02, H02K29/06. Вентильный электропривод / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, А.И. Муравьев, Г.И. Однокопылов, О.А. Алейников, М.П. Журавлев. – № 4303351/24-07, № 4302580/24 – 07; заявл. 11.09.1987 г.; опубл. 22.06.1989 г.

30. Патент на изобретение № 1746482 (RU), H02P7/42. Вентильный электропривод / Г.И. Однокопылов, А.П. Зайцев, Г.В. Обрусник, А.В. Петров, В.Н. Софронов –. № 4703840/07; заявл. 12.06.1989 г.; опубл. 07.07.1992г. Бюл. №25.

31. Патент на изобретение № 1821881 (RU), H02M7/12. Преобразователь m-фазного напряжения для вентильного электропривода / Г.И. Однокопылов. – № 4766639/07; заявл. 08. 12. 1989 г.; опубл. 15.06.1993 г. Бюл. № 22.

32. Патент на изобретение № 2014722 (RU), H02P 7/42. Частотно-регулируемый электропривод / А.В. Миллер, Г.Я. Михальченко, Г.И. Однокопылов. – № 4619334/07; заявл. 14.12.1988 г.; опубл. 15.06.1994 г. Бюл. №11.

33. Патент на ПМ №59905 (RU), H02K 29/06, H02P 6/00. Вентильный электропривод со свойством живучести / Г.И. Однокопылов, К.В. Образцов. – № 2006128881; Заявл. 08.08.2006; Опубл. 27.12.2006 г. Бюл. № 36.

34. Патент на ПМ № 61700 (RU), B66C 23 / 90. Ограничитель грузоподъемности электрического крана / Г.И. Однокопылов, Ю.Н. Дементьев, Д.Ю. Орлов, И.Г. Однокопылов. -№ 2006136721; Заявл. 16.10.2006; Опубл.10.03.2007 г. Бюл. № 7.

35. Патент на ПМ №67354 (RU), H02P 5/408. Асинхронный электропривод со свойством живучести / Г.И. Однокопылов, И.Г. Однокопылов. – № 2007114355; Заявл. 16.04.2007; Опубл.10.10.2007 г. Бюл. № 28.

36. Патент на изобретение №2311721 (RU), H02P 6/12, H02P 6/16, H02K 29/06. Способ обеспечения живучести трёхфазного вентильного двигателя / Г.И. Однокопылов, К.В. Образцов, – № 2006128538; заявл. 04.08.2006 г.; опубл. 27.11.2007 г. Бюл. №33.

37. Патент на изобретение № 2326480 (RU), H02H 7/09, H02H 7/12. Способ управления и обеспечения живучести трёхфазного асинхронного двигателя / Г.И. Однокопылов, И.Г. Однокопылов, – № 2007112527; заявл. 04.04.2007 г.; опубл. 10.06.2008 г. Бюл. № 16.

38. Патент на ПМ № 73322(RU), B66C 23/90. Устройство защиты крана от перегрузки / Г.И. Однокопылов, И.Г. Однокопылов, Ю.А. Орлов, Д.Ю. Орлов, Д.П. Столяров.–№ 2008100800; Заявл.9.01.2008; Опубл.20.05.2008 г. Бюл. № 14.

39. Патент на ПМ № 74378 (RU), B66C 23/90. Устройство защиты и ограничения грузоподъемности электрического крана / Г.И. Однокопылов, И.Г. Однокопылов, Ю.А. Орлов, Д.Ю. Орлов, Д.П. Столяров. – № 2008101187; Заявл. 09.01.2008; Опубл. 27.06.2008 г. Бюл. № 18.

40. Патент на изобретение № 2331572 (RU) , B66C 23/90, B66C 23/88. Способ ограничения грузоподъемности электрического крана / Г.И. Однокопылов, Ю.Н. Дементьев, Ю.А. Орлов, Д.Ю. Орлов, И.Г. Однокопылов. – № 2006147162; Заявл. 28.12.2006; Опубл. 20.08.2008 г. Бюл. №23.

41. Патент на изобретение № 2354604 (RU) , B66C 23/90, B66C 23/16. Способ ограничения грузоподъемности крана мостового типа / Г.И. Однокопылов, И.Г. Однокопылов, Ю.А. Орлов, Д.Ю. Орлов, Д.П. Столяров. – № 2007141135; Заявл. 06.11.2007; Опубл. 10.05.2009 г. Бюл. №13.

42. Патент на изобретение № 2410813 (RU), H02H 7 / 09, H02P 27/02. Способ обеспечения живучести трёхфазного асинхронного электропривода/ Г.И. Однокопылов, И.Г. Однокопылов, К.В.Образцов – № 2009148840; заявлено 28.12.2009 г.; опубл. 27.01.2011 г. Бюл. № 3.

43. Патент на изобретение № 2435291 (RU), H02P 6/12, H02P 6/16. Способ обеспечения живучести трёхфазного вентильного двигателя на основе явнопо-

люсной синхронной машины / Г.И. Однокопылов, К.В. Образцов, – № 2010135857; заявлено 26.08.2010 г.; опубл. 27.11.2011 г. Бюл. № 33.

44. Патент на изобретение № 2447561 (RU), H02P 7/09. Вентильный электропривод с обеспечением свойства живучести / Г.И.Однокопылов, Ю.Н. Дементьев, И.Г. Однокопылов, К.В. Образцов – № 2011112102; Заявл. 30. 03. 2011; Опубл. 10.04.2012 Бюл. № 10

45. Патент на изобретение № 2460190 (RU), H02H 7/09, H02H 7/12, H02H 7/122. Способ управления и обеспечения живучести трехфазного асинхронного двигателя вращательного или поступательного движения / Г.И.Однокопылов, И.Г. Однокопылов, Ю.Н. Дементьев, Й. Центнер – № 2011113290; Заявл. 06.04.2011; Опубл. 27.08.2012 Бюл. № 24

46. Патент на ПМ № 128409 (RU), H02H 7/09, H02H 7/12, H02P 6/12, H02P 6 / 16. Вентильно-индукторный электропривод со свойством живучести / Г.И. Однокопылов, В.Г. Букреев, И.А. Розаев. – №2012153519; Заявл. 11.12.2012; Опубл. 20.05.2013 Бюл. № 14.

47. Патент на ПМ № 128410 (RU), H02H 7/09, H02H 7/122, H02M 7/5395, H02P 27 / 08. Однофазный полумостовой инвертор для электродвигателя переменного тока с контролем состояния / Г.И. Однокопылов, А.Д.Брагин, И.А.Розаев. -№ 2012153510; Заявл. 11.12.2012; Опубл. 20.05.2013 Бюл. № 14.

48. Патент на ПМ № 128420 (RU), H02H 7/09, H02H 7/10, H02P 25/08. Однотактный импульсный регулятор напряжения для вентильно-индукторного электродвигателя / Однокопылов, И.А. Розаев, А.Д. Брагин. – № 2012153524; Заявл. 11.12.2012; Опубл. 20.05.2013 Бюл. № 14.

49. Патент на ПМ № 128421 (RU), H02H 7/09, H02H 7/12, H02P 6/12, H02P 6 / 16. Асинхронный электропривод со свойством живучести / Г.И. Однокопылов, В.Г. Букреев, А.Д. Брагин. – № 2012153525; Заявл. 11.12.2012; Опубл. 20.05.2013 Бюл. № 14.

50. Патент на ПМ № 133321 (RU), G01R 31/34. Установка для исследований режимов работы электродвигателей переменного тока / Г.И. Однокопылов,

Ю.Н. Дементьев, А.Д. Брагин. – № 2013123896; Заявл. 24.05.2013; Оpubл. 10.10.2013 Бюл. № 28.

51. Патент на ПМ № 133365 (RU), H02H 7/09, H02H 7/12. Устройство обеспечения живучести асинхронного электропривода / Г.И. Однокопылов, Ю.Н. Дементьев, А.Д. Брагин. – № 2013121185; Заявл. 07.05.2013; Оpubл. 10.10.2013 Бюл. № 28.

52. Патент на ПМ № 133366 (RU), H02H 7/09. Асинхронный электропривод со свойством живучести / Г.И. Однокопылов, Ю.Н. Дементьев, А.Д. Брагин. – № 2013121185; Заявл. 07.05.2013; Оpubл. 10.10.2013 Бюл. № 28.

53. Патент на ПМ № 136184 (RU), G01R 31/02. Установка для исследований аварийных режимов работы вентильного двигателя / Г.И. Однокопылов, И.А. Розаев, А.Д. Брагин. – № 2013138092; Заявл. 14.08.2013; Оpubл. 27.12.2013 Бюл. № 36.

54. Патент на ПМ № 136185 (RU), G01R 31/02. Установка для исследований аварийных режимов работы вентильно-индукторного электропривода / Г.И. Однокопылов, И.А. Розаев. – № 2013138859; Заявл. 20.08.2013; Оpubл. 27.12.2013 Бюл. № 36.

55. Патент на ПМ № 136652 (RU), H02H 7/08, H02P 27/06. Трехфазный асинхронный электропривод с повышенной живучестью / Г.И. Однокопылов, В.Г. Букреев, В.В. Толубаев, А.Д. Брагин. – № 2013136166; Заявл. 01. 08. 2013; Оpubл. 10.01.2014 г. Бюл. № 1.

56. Патент на ПМ № 144227 (RU), H02K 35/02. Отказоустойчивый трехмерный электрический генератор подвижного объекта. / Г.И. Однокопылов, И.А. Розаев, А.Д. Брагин. – № 2014102785; Заявл. от 28. 01. 2014; Оpubл. 10.08.2014 г. Бюл. № 22.

57. Патент на изобретение № 2525294 (RU), H02H 7/08, H02H 7/12, H02H 7 / 122, H02P 27 / 05. Устройство управления и обеспечения живучести двигателя двойного питания. / Ю.Н. Дементьев, Г.И. Однокопылов, И.Г. Однокопылов. – № 2013104966; Заявл. от 07.02.2013; Оpubл. 10.08.2014 г. Бюл. № 22.

58. Патент на изобретение № 2474801 (RU), E04G 23/02. Способ мониторинга фундаментов электроприводов насосных агрегатов / Г.И. Однокопылов, В.Г. Букреев, О.Г. Кумпяк, Д.Ю. Ляпунов, И.Г. Однокопылов, А.Ф. Прутик. – № 2011135820; Заявл. 26. 08. 2011; Оpubл. 10.02.2013 г. Бюл. № 4.

59. Патент на изобретение № 2485351(RU), F04B 51/00, G01M 15/12. Способ диагностики фундамента электропривода насосного агрегата / Г.И. Однокопылов, О.Г. Кумпяк, В.Г. Букреев, И.Г. Однокопылов, З.Р. Галяутдинов, О.Р. Пахмурин. – № 2012115888; Заявл. 19.04.2012; Оpubл. 20.06.2013 г. Бюл. № 17.

60. Патент на изобретение № 2441967, E04G 23/00. Способ обеспечения живучести аварийного здания или сооружения и безопасности проведения ремонтно-восстановительных работ / О.Г. Кумпяк, Г.И. Однокопылов, О.Р. Пахмурин, З.Р. Галяутдинов, А.В. Кудяков, Ю.А. Мун - № 2010134127; заявлено 13.08.2010 г.; опубл. 10.02.2012 г. Бюл. № 4.

61. Патент на изобретение № 2547849, E04G 23/00. Способ управления повышением живучести многоэтажного панельного здания после взрывного воздействия и безопасности проведения ремонтно-восстановительных работ / О.Г. Кумпяк, Г.И. Однокопылов, О.Р. Пахмурин, В.С. Самсонов, З.Р. Галяутдинов, А.В. Кудяков – № 2014100217; заявлено 09.01.2014 г.; опубл. 10.04.2015 г. Бюл. № 10.

62. Дементьев, Ю.Н. Программа расчета переходных процессов кранового асинхронного электропривода с ограничителем грузоподъемности: Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ № 2007611078 Российской Федерации / Г.И. Однокопылов, И.Г. Однокопылов. Дата регистрации 14.03.2007 г.

63. Образцов, К.В. Программа расчета переходных процессов вентильного электропривода: Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ № 2007614036 Российской Федерации / К.В. Образцов, Г.И.Однокопылов. Дата регистрации 21.09.2007 г.

64. Дементьев, Ю.Н. Программа расчета переходных процессов асинхронного электропривода в неполнофазных и аварийных режимах работы:

Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ № 2007613578 Российской Федерации / Ю.Н. Дементьев, Г.И. Однокопылов, И.Г. Однокопылов. Дата регистрации 22.08.2007 г.

65. Предотвращение аварий зданий и сооружений: электрон. версия журн. URL: <http://www.pamag.ru/prensa/safety-strategical-buildings> (дата обращения: 28.03.2017).

66. Законы, кодексы и нормативно-правовые акты Российской Федерации: Указ Президента РФ от 12.05.2009 N 537 (ред. от 01.07.2014) "О Стратегии национальной безопасности Российской Федерации до 2020 года". URL: <http://legalacts.ru/doc/ukaz-prezidenta-rf-ot-12052009-n-537/> (дата обращения: 28.03.2017).

67. Безопасность России. – М.: МГОФ «Знание», 1998-2008. Т.1-33.

68. Природные опасности России. – М.: МЧС, 1998-2003. Т.1-6.

69. Махутов Н.А. Прочность, ресурс, живучесть и безопасность машин. – М.: Книжный дом «ЛИБРОКОМ», 2008. – 576 С.

70. Безопасность и живучесть технических систем; III Всероссийская конференция. – Красноярск: ИВМ СО РАН, 2009. – 281 С.

71. Мониторинг и управление рисками в промышленности. Проблемы диагностики и неразрушающего контроля. – М.: РИСКОМ, 2009. – 208 С.

72. ГОСТ 27.002–89. Надежность в технике. – М: Изд-во стандартов, 1990. – 24 с.

73. EOQC Glossary. – Bern: EOQC. 1988. – 24 P.

74. R. Isermann, Fault-Diagnosis Systems, 2005, 475 P.

75. Михалев А.С., Миловзоров В.П. Следящие системы с бесконтактными двигателями постоянного тока. – М.: Энергия, 1979. – 159 С.

76. Автоматизированный электропривод в народном хозяйстве. Т. 1 – 4 / Под ред. М. Г. Чиликина, И. И. Петрова, М. М. Соколова. – М.: Энергия, 1971. (Т. 1. – 368 С. Т. 2. – 320 с. Т. 3. – 228 С. Т. 4. – 280 С.).

77. Автоматизированный электропривод в промышленности / Под ред. М. Г. Чиликина, И.И. Петрова, М.М. Соколова, М.Г. Юнькова. – М.: Энергия, 1974. – 376 С.

78. Автоматизированный электропривод / Под ред. И.И. Петрова, М.М. Соколова, М.Г. Юнькова. – М.: Энергия, 1980. – 408 С.

79. Автоматизированный электропривод / Под ред. Н.Ф. Ильинского, М.Г. Юнькова. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 544 С.

80. Микроэлектронные электросистемы. Применения в радиоэлектронике / Ю.И. Конев, Г.Н. Гулякович, К.П. Полянин и др. Под ред. Ю.И. Конева. – М.: Радио и связь, 1987. – 240 С.

81. Копылов И.П., Фруммин В.Л. Электромеханическое преобразование энергии в вентильных двигателях. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 168 С.

82. Вентильные электродвигатели малой мощности для промышленных роботов / В.Д. Косулин, Г.Б. Михайлов, В.В. Омельченко, В.В. Путников. – Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отд-ние, 1988. – 184 С.

83. Электромеханические системы, управление тяжелыми металлорежущими станками / С.В. Демидов, С.А. Авдушев, А.М. Дубников и др. Под общ.ред. С.В. Демидова. – Л.: Машиностроение, Ленингр. отд-ние, 1986. – 236 С.

84. Файнштейн В.Г., Файнштейн Э.Г. Микропроцессорные системы управления тиристорными электроприводами / Под ред. О.В. Слежанского. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 240 С.

85. Домрачёв В.Г., Смирнов Ю.С. Цифроаналоговые системы позиционирования (Электромеханотронные преобразователи). – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 240 С.

86. Герман-Галкин С.Г. и др. Цифровые электроприводы с транзисторными преобразователями/С.Г. Герман-Галкин, В.Д. Лебедев, Б.А. Марков, Н.И. Чичерин. – Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отд-ние, 1986. – 248 С.

87. Отчет о проведенной научно-технической работе по исследованию датчиков положения для диагностирования автоматизированного станочного оборудования. № Гос. рег. 01.830047195, Москва, 1985. – 141 С.

88. Кенио Т., Нагамори С. Двигатели постоянного тока с постоянными магнитами: Пер. с англ. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 184 С.

89. Райхман А. Hexsense транзисторы фирмы InternationalRectifier со встроенным датчиком для измерения тока через прибор // Электронные компоненты. – 1996. – № 5–3. – С. 18–19.

90. Иванов В.В., Колпаков А.И. Применение IGBT // Электронные компоненты. – 1996. – № 1. – С. 12–15.

91. Мехатроника: Пер.с япон. / Исии Т., Симояма И., М55 Иноуэ Х. и др. – М.: Мир, 1988. – 318 С.

92. Vom Elektromotor zum Elektronikmotor. Hegner M. «Elektr. – Prakt.», 1984, № 10, P. 328–330.

93. Котеленец Н.Ф., Кузнецов Н.Л. Испытания и надежность электрических машин: Учеб.пособие для вузов по спец. «Электромеханика». – М.: Высш. шк., 1988. – 232 С.

94. Справочник по электрическим машинам: В 2 т. / Под общ. ред. И. П. Копылова и Б. К. Клокова. Т. 1. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 456 С.

95. Итоги развития и проблемы электропривода / Н.Ф. Ильинский, М.Г. Юньков // Автоматизированный электропривод. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – С 4–14.

96. Повышение надежности электроприводов с транзисторными преобразователями частоты / А.В. Холявин, Л.Н. Коноплев, В.Ф. Кубасов. – М.: Автоматизированный электропривод, 1990. – 351–354 С

97. Электропривод переменного тока с несинусоидальными токами / А.И. Шиянов // Автоматизированный электропривод. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – С 22–29.

98. Частотно-токовый электропривод / Муконин А.К., Харченко А.П., Трубецкой В.А. // Автоматизированный электропривод. М.: Энергоатомиздат, 1990. – С. 266–270.

99. Муконин А.К., Шиянов А.И. Частотно-токовый электропривод с управляемой нулевой составляющей тока // Электромеханика. – 1990. – № 4. – С. 84–89.

100. А.с. № 700930 (СССР), МКИ³ Н02Р 6/02. Способ управления вентиляльным электродвигателем с трехсекционной обмоткой якоря / А.И. Зайцев, А.К. Муконин, А.И. Шиянов, И.Я. Юрьев. – Оpubл. в Б.И., 1979, № 44.

101. А.с. № 680115(СССР), МКИ³ Н02Р 6/02. Способ управления вентиляльным двигателем с трехсекционной обмоткой якоря / А.И. Зайцев, А.И. Шиянов, А.К. Муконин, И.Я. Юрьев. – Оpubл. в Б.И., 1979, № 30.

102. А.с. № 1249684 (СССР), МКИ³ Н02Р 6/02. Вентильный электропривод / Ю.М. Беленький, В.Н. Князев, М.М. Минский, В.Б. Никулин. – Оpubл. в Б.И., 1986, № 29.

103. А.с. № 1249684 (СССР), МКИ³ Н 02 Р 6/02. Вентильный электропривод / Ю.М. Беленький, В.Н. Князев, М.М. Минский, В.Б. Никулин. – Оpubл. в Б.И., 1986, № 29.

104. Зайцев А.П., Однокопылов Г.И., Сим А.Б., Софронов В.Н., Петров А.В., Алексеев А.Н. Отчет о научно-исследовательской работе по разработке элементов цифрового электропривода для адаптивных роботов ГПМ. № гос. рег. 01870036816. – Томск, 1989. – 38 С.

105. Application characteristics of permanent magnet synchronous and brushless dc motors for servo drives / Pillay Pragasen, Krishnan Ramu // IEEE Trans. Ind. Appl. – 1991. – 27, № 5. – P. 986–996.

106. Bürstenlose Gleichstomantriebe / Teodorescu Dan // Elek. Masch. – 1992. – 71, № 5. – P. 125–128.

107. Зайцев А.П., Букреев В.Г., Соснин С.К., Однокопылов Г.И., Городничев Е.Г. Отчет о научно-исследовательской работе по разработке системы

управления многокоординатным электроприводом грузочного робота. № гос. рег. 01850049023. – Томск, 1985. – 64 С.

108. Лаппе Р., Фишер Ф. Измерения в энергетической электронике. Пер с нем. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 232 С.

109. Джюджи Л., Пелли Б. Силовые полупроводниковые преобразователи частоты: Теория, характеристики, применение / Пер. с англ. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 400 С.

110. Гречко Э.Н., Тонкаль В.Е. Автономные инверторы модуляционного типа. – Киев: Наукова Думка, 1983. – 304 С.

111. Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 376 С.

112. Глазенко Т.В. Полупроводниковые преобразователи постоянного напряжения в переменное с промежуточным высокочастотным преобразованием. – Л.: Энергия, 1973. – 184 С

113. Карташов Р.П., Кулиш А.К., Чехет Э.М. Тиристорные преобразователи частоты с искусственной коммутацией. – Киев: Техника, 1979. – 152 С.

114. Миловзоров В.П., Мусолин А.К. Дискретные стабилизаторы и формирователи напряжения. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 248 С.

115. Липковский К.А. Трансформаторно-ключевые исполнительные структуры преобразователей переменного напряжения. – Киев: Наукова Думка, 1983. – 216 С.

116. Мыщык Г.С. Преобразование параметров многофазных сигналов на основе принципа квазиоднополосной модуляции // Электричество. –1986. – № 11. – С. 45–55.

117. А.с. № 843134 (СССР), МКИ³ Н 02 М 7/12. Преобразователь частоты с квазиоднополосной модуляцией / Г.С. Мыщык, В.В. Михеев. – Оpubл. в Б.И., 1981, № 24.

118. А.с. № 813621(СССР), МКИ³ Н02М 7/12. Способ квазиоднополосного преобразования и устройство для его осуществления / Г.С. Мыщык. – Оpubл. в Б.И., 1981, № 10.

119. Кобзев А.В. Многозонная импульсная модуляция (Теория и применение в системах преобразования параметров электрической энергии). – Новосибирск: Наука, 1979. – 304 С.

120. А.с. № 692033 (СССР), МКИЗ Н 02 М 5/12. Способ регулирования напряжения / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко. – Оpubл. в Б.И., 1979, № 38.

121. Модуляционные источники питания РЭ / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, Н.М. Музыченко. – Томск: Радио и связь, Томский отдел, 1990. – 336 С.

122. Стабилизаторы переменного напряжения с высокочастотным широтно-импульсным регулированием / А.В. Кобзев, Ю.М. Лебедев, Г.Я. Михальченко и др. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 152 С.

123. Кобзев А.В., Михальченко Г.Я., Однокопылов Г.И. Структура силового цифроаналогового преобразователя для электропривода переменного тока // 1-я Дальневосточная научнопрактическая конференция «Совершенствование электрооборудования и средств автоматизации технологических процессов промышленных предприятий»: Тез.докл. – Комсомольск-на-Амуре, Комсомольский-на-Амуре политехн. ин-т, 1986. – 156 С.

124. W. T. Thomson: «A Review of On-Line Condition Monitoring Techniques for Three-Phase Squirrel-Cage Induction Motors – Past Present and Future» Keynote address at IEEE Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives, Gijon, Spain, Sept. 1999, P. 3-18.

125. Грундулис, А. О. Защита электродвигателей в сельском хозяйстве / А. О. Грундулис. – М. : Колос, 1982. – 140 С

126. Петухов В.С., Соколов В. А. Диагностика состояния электродвигателей. Метод спектрального анализа потребляемого тока // Новости электротехники. – 2005. – № 1(31). С. 50–52.

127. Новости электротехники: электрон. версия журн. 2005. № 1(31). URL: <http://www.news.elteh.ru/arh/2005/31/11.php> (дата обращения: 28.03. 2017).

128. Надежность в технических системах. Справочник / Под ред. И.Н.Ушакова. – М.: Радио и связь, 1985. – 606 С.

129. Гончаров А.С., Поваляев В.А., Миронов С.М. Анализ современного состояния в области создания электроприводов с бездатчиковым управлением и методов построения САР в условиях ограниченной информации о векторе состояния // Современный электропривод, №1, 2008. . – С. 12–16.

130. Панкратов В.В. Вентильный электропривод: от стиральной машины до металлорежущего станка и электровоза. «Электронные компоненты», № 2, 2007. – С. 19–27.

131. Acaruleg P.P., Watson I.F. / Review of position– sensorless operation of brushless permanent – magnet machines // IEEE Trans Ind. Electron. – 2006. – vol. 53, № 2, P. 352-362

132. Глазырин А.С. Бездатчиковое управление асинхронным электроприводом с синергетическим регулятором // Известия ТПУ, Изд-во ТПУ, 2012, № 4, С. 107–111.

133. Веселов Г.Е. Прикладная теория и методы синергетического синтеза иерархических систем управления: дис.... д-ра техн. наук. – Таганрог, 2006. – 332 С.

134. Браммер К., Зиффлинг Г. Фильтр Калмана–Бьюси. Детерминированное наблюдение и стохастическая фильтрация; [пер. с нем.]. М.: Наука. Глав. ред. Физматлит, 1982. 200 С

135. ООО "Шибель Энерго Групп" URL: <http://schiebel-energy.ru/> (дата обращения: 28.03. 2017).

136. Intelligent protection and control of motors / Westerholt Jorg // Eng. and Autom. [Siemens Energ. und Automat.]. – 1997. – 19, № 6. – P. 12–13.

137. Leng Hui-wen, Wang Dong-xing (School of Mechanical Engineering and Automation, Anshan Institute of I. & S. Technology, Anshan 114002, China) Anshan gangtie xueyuan xuebao=J. Anshan Inst. Iron and Steel Technol. – 2000. – 23, № 2. – P. 126–128.

138. Pat. 5675497 (США), Int.Cl.C01P 23/00. Method for monitoring an electric motor and detecting a departure from normal operation / Petsche Thomas, Garrett Charles.– Оpubл. 7.10.97.

139. Nowa jakość w zabezpieczeniach silników trójfazowych // Wiad. elektrotechn. – 1999. – 67, № 11. – P. 581.

140. Inteligente zabezpieczanie i sterowanie silnika / Westerholt J. // Wiad. elektrotechn. – 1999. – 67, № 6 – P. 327.

141. Pat. 5386183 (США), Int.Cl.H02P 3/00. Method and apparatus for sensing a ground fault in a motor control system / Cronvich James T., Farag Samir F., De Cicco Daniel J., Culligan John J. – Опубл. 31.1.95.

142. Pat. 5070290 (США), Int.Cl.H02P 3/26. Alternating current motor control system with emergency control responsive to failure of power supply / Iwasa Masao. – Опубл. 3.12.91.

143. Pat. 19816046 (Германия), Int.Cl.H02H 7/093, H02P 6/00. Sicherheitsvorrichtung für einen Antrieb / Boesche Guenter, Weber Rupert, Kunz Olaf. – Опубл. 28.10.99.

144. Атанов В.А., Бритов Г.С. Система контроля электроприводов // Электротехника. – 1993. – № 9–10. – С. 43–46.

145. Pat. 1299644 (Канада), Int.Cl. H02P 7/28. Apparatus for overload protection / Creelman Gregory S., Trussler Ronald C., Derr Dale. – Опубл. 16.2.89.

146. Pat. 5317244 (США), Int.Cl.H 02P6/02. Motor control unit provided with anti-burning device / Ishikura Takuro. – Опубл. 31.5.94.

147. Zur Entwicklung der Schutz- und Überwachungstechnik / Amft Dietrich // 11. Int. Fachtag. «Ind Autom.- Autom. Antriebe» Chemnitz, 12–14 Febr., 1991. – Chemnitz, 1991. – P. 16/1 – P. 16/5.

148. Diagnostyka układów napędowych wspomagana komputerowo: [Ref.] Ses. Nuk.-techn. «Zastos. inf. przem.», Opole, 1991 / Dzierzanowski Antoni, Hickiewicz Jerzy, Szymaniec Stawomir, Wach Piotr // Zesz. nauk. Elek. / WSI Opolu. – 1991. – № 32. – P. 35–42.

149. Pat. 5030917 (США), Int.Cl.G01K 31/06. Transient rotor fault detection in induction and synchronous motor / Kliman Gerald B. – Опубл. 9.6.91.

150. Pat. 5570256 (США), Int.Cl.H02H 5/04. Induction machine protection device / Schoen Randy, Habetler Thomas G. – Опубл. 29.10.96.

151. НПФ "Приборы" Измерительные приборы и испытательное оборудование URL: http://pribory-spb.ru/pribor_SM-4-sistema-monitoringa-tehnicheskogo-sostoyaniya-vrashayushegosya-obodovaniya (дата обращения: 28.03. 2017).

152. А.с. № 1341696 (СССР), МКИ³ H02H 7/09. Устройство для защиты трехфазного электродвигателя от асимметричного режима / А.К. Тищенко, И.П. Белаш, В.И. Мавроди. – Оpubл. в Б.И., 1987, № 36.

153. А.с. № 1557623 (СССР), МКИ³ H02H 7/08. Устройство для защиты трехфазного электродвигателя от аварийных режимов / В.В. Зейбот. – Оpubл. в Б.И., 1990, № 14.

154. А.с. № 1390694 (СССР), МКИ³ H02H 7/09. Устройство для защиты трехфазного асинхронного электродвигателя от исчезновения напряжения в одной из фаз сети питания / В.Н. Фокина. – Оpubл. в Б.И., 1988, № 15.

155. А.с. № 1365231 (СССР), МКИ³ H02H 7/08. Устройство для защиты от исчезновения напряжения в одной из фаз сети питания трехфазного асинхронного электродвигателя / А.И. Игнайкин, В.А. Москалев. – Оpubл. в Б.И., 1988, № 1.

156. А.с. № 1234914 (СССР), МКИ³ H02H 7/09. Устройство для защиты трехфазного электродвигателя от обрыва фазы / А.К. Тищенко, В.М. Зубко. – Оpubл. в Б.И., 1986, № 20.

157. А.с. № 783844 (СССР), МКИ³ H02H 7/09. Устройство для защиты трехфазного электродвигателя от обрыва фазы / А.А. Пястолов, А.А. Большаков, А.Я. Чураков, Н.И. Чернопятов, Р.А. Саидов. – Оpubл. в Б.И., 1980, № 18.

158. Саидов Р.А. Защита погружных электродвигателей от неполнофазных режимов // Электротехника. – 2002. – № 5, – С. 55–59.

159. Three into will go. «Eltk. Rev.» (Gr. Brit), 1980.V206, №3, P. 56.

160. Kastha Debasprasad, Bose Bimal K. Fault mode single-phase operation of a variable frequency induction motor drive and improvement of pulsating torque characteristics // IEEE Trans. Ind. Electron. – 1994. – V. 41. – № 5. – P. 426–433.

161. Глухов Д.М. Моделирование многофазных асинхронных двигателей в аварийных режимах: автореф. дис. ... канд. техн. наук: 05.09.01 / Глухов

Дмитрий Михайлович. – Томск, 2005. – 18 С.

162. Патент на изобретение № 2316109 (RU), H02P 23/14, H02P 25/22, H02P 27 / 04. Частотно-управляемый асинхронный электропривод / А.И. Ивахин, Г.М. Волохов, Е.В. Болтенко. -№ 2006121059; Заявл. 13.06.2006; Опубл. 27.06.2008 Бюл. № 3.

163. L. Lillo, L. Empringham, P.W. Wheeler, S. Khwan-On, C. Gerada, M.N. Othman, X. Huang, "Multiphase Power Converter Drive for Fault-Tolerant Machine Development in Aerospace Applications," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 2, pp. 575-583, 2010.

164. Fu Jen-Ren, Lipo T.A. Disturbance-free operation of a multiphase current-regulated motor drive with an opened phase // IEEE Trans. Ind. Appl. – 1994. – V. 30. – № 5. – P. 1267–1274.

165. Pat. № JP3293289 (Japan), HITACHI LTD, B66B23/02; B66B25/00; B66B27/00; B66B29/00; B66B23/00; B66B25/00; B66B27/00; B66B29/00. Control device for passenger conveyor/ Hirose Masayuki; Takahashi Hideaki; Chiba Hisao. – Publ. 24.12.1991.

166. Colin Huggett, and Gabor Kalman "Fault tolerant variable speed induction motor drive" US patent number 5,568,034. Oct 22, 1996.

167. Welchko B.A., Lipo T.A., Thomas M. J., Schulz S. E. / Fault Tolerant Three-Phase AC Motor Drive Topologies: A Comparison of Features, Cost, and Limitations // IEEE Trans. Power Electron., vol. 19, No. 7, July 2004. pp. 1108 - 1116

168. Tian-Hua Liu, Jen-Ren Fu, and Thomas A.Lipo "A strategy for improving reliability of field-oriented controlled induction motor drives" IEEE Transaction on Industry Applications, Vol.29, No.5, Sept/Oct 1993, P.910-918.

169. T.Elch-Heb, and J.P. Hautier "Remedial strategy for inverter-induction machine system faults using two-phase operation" Power Electronics and Applications 1993, 13-16 Sept 1993, P. 151-156, Vol.5.

170. Ricardo Lúcio de Araujo Ribeiro, Cursino Brandão Jacobina, Edison Roberto Cabral da Silva, and Antonio Marcus Nogueira Lima, "Fault-Tolerant Volt-

age-Fed PWM Inverter AC Motor Drive Systems,” IEEE Transactions On Industrial Electronics, vol. 51, no. 2, pp. 439-446, April 2004.

171. Патент на изобретение № 2540959 (RU), H02H 7/122. Электропривод переменного тока повышенной живучести / А.А. Гельвер, Ф.А. Гельвер, В.А. Хомяк, Н.А. Лазаревский. – № 2013125860; Заявл. 04.06.2013; Опубл. 10.12.2014 г. Бюл. № 4.

172. Fault-tolerant permanent magnet machine drives / Mecrow B.C., Jack A.G., Haylock J.A., Coles J. // IEE Proc. Elec. Power Appl.[IEE Proc. B]. – 1996. V 143, № 6. – P. 437–442.

173. Pat. 4513237 (США), Int.Cl.H02P 7/48. Energy efficient multi-phase dual voltage electric motor. – Опубл. 23.04.85.

174. Pat. 4814964 (США), Int.Cl.H02M 5/45. Variable speed AC drive / Schauder Colin D., Rosa John, Heinrich Theodore M. – Опубл. 21.03.89.

175. Pat. 3525421 (ФРГ), Int.Cl.H02P 7/63. Verfahren und Schaltungsanordnung zur Herabsetzung der Drehmoment-Welligkeit eines Stromrichter-motors im Bereich kleiner Drehzahlen / Voigt Hans-Herbert. – Опубл. 22.01.87.

176. Андрианова Р.А., Воронин С.Г. Оценка вероятности безотказной работы многосекционных вентильных двигателей // Электротехника. – 1989. – № 9. – С. 27–30.

177. Вигриянов П.Г. Энергетические характеристики многофазного вентильного двигателя в нормальных и аварийных режимах // Всесоюзная научно-техническая конференция "Вентильные электромеханические системы с постоянными магнитами": Тез. Докл. – М., 1989. – С. 14.

178. Установившиеся электромагнитные процессы многофазных вентильных двигателей в штатных и аварийных режимах: автореф. дис. ... докт. техн. наук: 05.09.01 / Вигриянов Павел Георгиевич. – Томск, 2013. – 44 С.

179. Резервированные электроприводы на базе вентильных двигателей: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.03 / Сандалов Владимир Михайлович. – Челябинск, 2001. – 197 С.

180. Ryu, Hyung-Min. Synchronous-frame current control of multiphase synchronous motor under asymmetric fault condition due to open phases / Ryu Hyung-Min, Kim Ji-Woong, Sul Seung-Ki // IEEE Trans. Ind. Appl. – . –2006. –Т. 42; № 4.–Р. 1062-1070.

181. Патент РФ на изобретение № 2401500 (RU), H02P 6/12, H02P 6/16. Способ обеспечения живучести многофазного вентильного двигателя / А.Н. Кононов, Н.А. Кононов, И.С. Антонов, С.Г. Воронин, Д.В. Коробатов, П.О. Шабуров, Д.А. Курносов. – № 2009132381; Заявл. 28.08.2009; Оpubл. 10.010.2010 Бюл. № 28.

182. Acaruleg P.P., Watson I.F./ Review of Position– Sensorless Operation of Brushless Permanent– Magnet Machines // IEEE Trans Ind. Electron.– vol. 53, No 2, P. 352-362, Apr. 2006.

183. Интеллектуальный электропривод на основе вентильного двигателя для запорной арматуры: автореф. дис. ... канд. техн. наук: 05.09.03 / Шабуров Павел Олегович. – Челябинск, 2009. – 18 С.

184. Патент на ПМ № 81399 (RU), H02P 6/08. Интеллектуальный мехатронный модуль управления электроприводом запорной арматуры / С.Г. Воронин, П.О. Шабуров, Д.В. Коробатов, А.Н. Кононов, Н.А. Кононов, И.С. Антонов. -№ 2008138680; Заявл. 29.09.2008; Оpubл. 10.03.2009 Бюл. № 7.

185.14 Commande optimisée d'un ensemble convertisseur-machine synchrone autopilotée fonctionnant en mode dégradé biphasé / Fan Yuchao, Hautier J.P. // J. phys. Sec. 3. – 1994. – V 41, № 1. – P. 143–157.

186. А.с. № 1262678 (СССР), МКИ³ H02P 6/02, H02K 29/00. Вентильный электродвигатель / А.А. Иванов, В.К. Лозенко, О.Н. Рублева. – Оpubл. в Б.И., 1986, № 37.

187. А.с. № 1124416 (СССР), МКИ³ H02P 1/04, 6/02// H02K 29/02. Способ аварийного пуска в заданном направлении вентильного электродвигателя / А.А. Иванов, В.К. Лозенко. – Оpubл. в Б.И., 1984, № 42.

188. А.с. № 1277340 (СССР), МКИ³ H02P 6/02. Способ управления вентиляльным электродвигателем/ В.К. Лозенко, О.Н. Рублева. – Опубл. в Б.И., 1986, № 46.

189. Gopalakrishnan, Suresh. Classification and remediation of electrical faults in the switched reluctance drive / Gopalakrishnan Suresh, Omekanda Avoki M., Lequesne Bruno // IEEE Trans. Ind. Appl. – – 2006. – Т. 42; № 2. – P. 479–486.

190. Алямкин Д.И. Разработка и исследование двухфазного вентиляльно – индукторного электропривода насосов горячего водоснабжения: автореф. канд. физ.-мат. наук. – Москва, 2012. – 20 С.

191. Патент РФ на изобретение № 2368059, МПК H02M 5/40, H02K 29/06. Устройство для питания вентиляльно-индукторного электродвигателя/ А.В. Со рокин, А.Н. Ремезов, Ю.И. Кочанов, Ю.А. Крылов, А.Л. Докукин - № 2007115180; заявлено 24.04.2007 г.; опубл. 10.06.2008 г.

192. А.Н. Ремезов. Опыт внедрения вентиляльно-индукторных электропри водов на объектах ОАО «МОЭК» с целью повышения надежности и эффектив ности эксплуатации электрических станций и энергетических систем», 2010 г., МЭИ.

193. Разработка и исследование мощного вентиляльно-индукторного электропривода: автореф. дис. ... канд. техн. наук: 05.09.03 / Корпусов Дмитрий Евгеньевич. – М., 2006. – 20 С.

194. Разработка энергоресурсосберегающих технологий в топливно-энергетическом хозяйстве города на основе современного электропривода: авто реф. дис. ... докт. техн. наук: 05.09.03/Крылов Юрий Алексеевич.– М., 2008.– 40 С.

195. Патент РФ на ПМ № 47147 (RU), H02M 5/40, H02P 1/00. Вентильно-индукторный электропривод / В.Н.Остриков, Д.Е.Корпусов, А.С.Тухикян. – № 2004134464; Заявл.26.11.2004; Опубл.10.08.2005 Бюл. № 22.

196. Развитие теории и методы повышения энергоэффективности одно двигательных тяговых электроприводов автотранспортных средств: автореф. дис. ... докт. техн. наук: 05.09.03 / Нгуен Куанг Тхиеу. – М., 2012. – 40 С.

197. D. Gerling, and A. Schramm. Evaluation and Comparison of Fault Tolerant Switched Reluctance Machines for a Specific Application, in Proc. of the 9 Spanish-Portuguese Congress on Electrical Engineering (9CHLIE), Marbella (Spain), 2005.

198. Козаченко В. Ф., Остриров В. Н., Русаков А. М. Перспективные системы экскаваторного электропривода на базе вентильно-индукторных двигателей с независимым возбуждением // Доклады научно-практического семинара «Электропривод экскаваторов». М.: Издательство МЭИ. 2004. – С. 1–8.

199. Mir, S., Islam, M.S. Sebastian, T. Husain, I. Delphi Corp., Saginaw, MI, USA. Fault-tolerant switched reluctance motor drive using adaptive fuzzy logic controller. IEEE Transactions on Power Electronics (Volume: 19, Issue: 2, pp. 289 - 295, March 2004.

200. Правила устройства и безопасной эксплуатации грузоподъемных кранов (ПБ 10-382-00). – М.: ПИООБТ, 2000. – 268 С.

201. Повышение надежности и безопасности эксплуатации грузоподъемных кранов мостового типа / Д.Ю. Орлов, Г.И. Однокопылов, Ю.А. Орлов // Архитектура и строительство. Наука, образование, технологии, рынок: тез. докл. науч.-техн. конф. Секция «Совершенствование технологий строительного производства, повышение эффективности труда, уровня технической надежности». – Томск: Изд-во ТГАСУ, 2002. – С. 93.

202. Сушинский В.А. Ассоциация по системам безопасности и автоматике грузоподъемных машин//Подъемно-транспортное дело.–2003. – № 2. – С. 15.

203. Шишков Н.А. Надежность и безопасность грузоподъемных машин.- М.: Недра, 1990. – 252 С.

204. Правила устройства и безопасной эксплуатации грузоподъемных кранов (ПБ 10-382-00). – М.: ПИО ОБТ, 2000. – 268 С.

205. Правила технической эксплуатации электроустановок потребителей. – М.: Энергосервис, 2003. – 420 С.

206. Требования к регистраторам параметров грузоподъемных кранов (РД 10-339-01).– М.: ПИО ОБТ, 2001. – 24 С.

207. Основные требования безопасности к ограничителям грузоподъемности электрических мостовых и козловых кранов (РД 10-118-96).- М.: ПИО ОБТ, 1996. – 28 С.

208. Котельников В.С. Комментарий к Правилам устройства и безопасной эксплуатации грузоподъемных кранов / В.С. Котельников, Н.А. Шишков. – М.: МЦФЭР, 2004.– 720 С.

209. Положения о Федеральном горный и промышленном надзоре России. – М.: НТЦ «Промышленная безопасность», 2002. – С. 51.

210. Правила применения технических устройств на опасных производственных объектах, утв. Постановлением Правительства РФ от 25. 12. 98 № 1540 // СЗ РФ. – 1999. – № 1. – С. 191.

211. Промышленная безопасность при эксплуатации грузоподъемных кранов: Сборник документов. Серия 10. Выпуск 12 / Колл. авт. — 3-е изд., испр. и доп. — М.: Научно-технический центр по безопасности в промышленности, 2008. — 176 с.

212. Федеральный закон от 21.07.97 № 116-ФЗ (ред. от 04.03.2013 с изменениями, вступившими в силу 01.07.2013) «О промышленной безопасности опасных производственных объектов» // СЗ РФ. – 1997. – № 30. – С. 27.,

213. Патент № 41460 на ПМ, МПК В 66 23/90. Ограничитель грузоподъемности электрического крана / Д.Ю. Орлов, Ю.А. Орлов, Ю.Н. Румянцев, А.А. Обголец. – № 2004118956; Заявл. 23.06.2004; Оpubл. 27. 10. 2004, Бюл. № 30.

214. Повышение безопасности эксплуатации кранов мостового типа на основе ограничителя грузоподъемности с расширенными функциональными возможностями: автореф. дис. ... канд. техн. наук: 05.05.02 / Орлов Денис Юрьевич. – Томск, 2004. – 23 С.

215. Сушинский В.А. О концепции развития приборов безопасности грузоподъемных машин // Подъемные сооружения и специальная техника. – 2003. – №7. – С. 34–35.

216. Федосеев В.Н. Приборы и устройства безопасности грузоподъемных машин: Справочник.– М: Машиностроение, 1990. – 320 С.

217. Ю.И. Стекольников. Живучесть систем. – СПб.: Политехника, 2002. – 155 С.
218. И.А. Рябинин. Логико-вероятностный анализ проблем надежности, живучести и безопасности // Новочеркасск, ЛИК, 2009. – 600 С.
219. Рябинин И.А. Надежность и безопасность сложных систем // СПб.: Политехника, 2000. – 248 С.
220. Г.Н. Черкесов. Методы и модели оценки живучести сложных систем. – М.: Знание, 1987. – 32 С.
221. А.Г. Додонов, Д.В. Ландэ. Живучесть информационных систем. – К.: Наук.думка, 2011. – 256 С.
222. А. Г. Додонов, М. Г. Кузнецова, Е. С. Горбачик. Введение в теорию живучести вычислительных систем. Киев: Наук, думка, 1990. – 179 С.
223. Синтез и анализ живучести сетевых систем: монография / Ю.Ю. Громов, В.О. Драчев, К.А. Набатов, О.Г. Иванова. – М.: «Издательство Машиностроение-1», 2007. – 152С.
224. Б. Я. Дудник, В. Ф. Овчаренко, В. К. Орлов и др. Надежность и живучесть систем связи / Под ред. Дудника Б. Я. М.: Радио и связь, 1984. – 216 С.
225. Хорошевский В.Г. Архитектура вычислительных систем: Учеб. пособие. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2008. 520 с.
226. Прочность, ресурс, живучесть и безопасность машин / Отв. ред. Н.А. Махутов – М.: Книжный дом «ЛИБРОКОМ», 2008. – 576 С.
227. Балдин Н. Н., Богачко Ю. Н., Бритвин О. В. и др. Живучесть стареющих тепловых электростанций. Монография / Под ред. Дьякова А.Ф., Израилева Ю.Л. – М.: Изд-во НЦ ЭНАС, 2000. – 559 С.
228. Григорьев М.И., Игнатов В.А., Ровенский В.Б. Анализ спектрального состава эллиптического вращающегося поля электродвигателя переменного тока // Электромеханика. – 1983. – № 10. – С. 35–42.
229. Юферов Ф.М. Электрические машины автоматических устройств. – М.: Высшая школа, 1988. – 479 С.

230. Арменский Е.В., Фалк Г.Б. Электрические микромашины: Учеб.пособие для студ. электротехн. спец. вузов. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1985. – 231 С.

231. Надежность машиностроительной продукции: Практическое руководство по нормированию, подтверждению и обеспечению. – М.: Издательство стандартов, 1990. – 328 С.

232. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. – 3-е изд., перераб. и доп. - М.: Высшая школа, 2001. – 327 С.

233. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. В 2-х т. Том 1: Учебник для вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. - М.: Издательство МЭИ, 2004. – 652 С.

234. Мощинский Ю.А., Петров А.П. Математическая модель несимметричного асинхронного двигателя на основе схем замещения для переходных режимов // Электротехника. – 2003. – № 2. – С. 24–30.

235. Казовский Е.Я. Переходные процессы в электрических машинах переменного тока. – М.: Изд-во АН СССР, 1968. – 526 С.

236. R. Krishnan. Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, analysis, design, and applications. BocaRaton: CRCPress, 2001. pp.204–237.

237. Krishnan R., Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, analysis, design, and applications, The Bradley Department of Electrical and Computer Engineering Fellow, Center for Organizational and Technological Advancement (COTA) Virginia Tech, Blacksburg, Virginia, TK2787 .R35 2001, P. 98.

238. Кузнецов В.А., Кузьмичев В.А. Вентильно-индукторные двигатели - М.: Издательство МЭИ, 2003 – 70 С.

239. Irimia N.D., Simon A., Livadaru L., Vlasceanu S., Dabija O., Mihai A.M., Study of a 3 phase (6/4) switched reluctance motor control. Buletinul AGIR, 2001. pp.129–134.

240. Рябов Е.С. Моделирование тягового безредукторного привода на основе индукторного двигателя с аксиальным магнитным потоком / Е.С. Рябов, Б.Г. Любарский, Д.И. Якунин, Д.Ю. Зюзин. // Вісник Національного технічного

університету «Харківський політехнічний інститут». – 2010. – № 57. – С. 243–251.

241. Любарский Б. Г., Рябов Е.С. Моделирование электроприводов на основе реактивных индукторных двигателей в среде MatLabSimulink. // Проектирование инженерных и научных приложений в среде MatLab: материалы V Международной научно-практической конференции (г. Харьков, 11-13 мая 2011г.) – С. 404–424.

242. Александров М.П. Грузоподъемные машины: Учебник для вузов. – М.: Высшая школа, 2000. – 552 С.

243. Вербицкий Б.В. Электронные крановые весы / Б.В. Вербицкий, А.С. Кукуй, В.Б. Молчанов // Механизация и автоматизация производства. – 1979. – № 6 – С.17–18.

244. Асинхронный электропривод механизма подъема крана мостового типа с повышенной безопасностью и живучестью: автореф. дис. ... канд. техн. наук: 05.09.03 / Однокопылов Иван Георгиевич. – Томск., 2008. – 20 С.

245. Онищенко Г.Б. Электрический привод: учебник для студ. высш. учеб.заведений / Г.Б. Онищенко. – М.: Издательский центр «Академия», 2006. – 288 С.

246. Чиликин. М.Г. Общий курс электропривода: учебное пособие / М. Г. Чиликин, А. С. Сандлер. — 6-е изд., доп. и перераб. — М.: Энергоиздат, 1981. — 576 С.

247. Чернышев А.Ю. Электропривод переменного тока: учебное пособие / А.Ю. Чернышев, Ю.Н. Дементьев, И.А. Чернышев; Томский политехнический университет. – Томск: Изд-во ТПУ, 2011. – 213 С.

248. Усольцев А.А. Частотное управление асинхронными двигателями / Учебное пособие. СПб: СПбГУ ИТМО, 2006, – 94 С.

249. Кузнецов В.А., Кузьмичев В.А. Вентильно-индукторные двигатели. – М.: Изд. МЭИ, 2003. – 70 С.

250. Pat. 5323093 (США), Int.Cl. H02K 23/00. Brushless motor driving device / Kikuchi Atsushi.– Оpubл. 21.6.94.

251. Rechnergestützte Prüf- und Diagnoseverfahren für Vorschubsantriebe / Weselow O., Chrapko P. // 11. Int. Fachtag. «Ind Autom.- Autom. Antriebe» Chemnitz, 12–14 Febr., 1991. – Chemnitz, 1991. – С. P 15/1 – P 15/4.

252. Pat. 5446354 (США), Int.Cl.H01R 39/46. Drive apparatus for brushless dc motor and failure diagnosing method for the same / Hiruma Atsuyuki. – Опубл. 29.8.95.

253. Г.И.Однокопылов., А.Д.Брагин. Экспериментальное исследование неполнофазного режима работы асинхронного двигателя / Альманах современной науки и образования. Тамбов: Изд. Грамота, 2013. № 9, – С. 130–133.

254. Предотвращение аварий зданий и сооружений: электрон. версия журн URL: <http://www.pamag.ru/prensa/gp-parabel-kuzbass> (дата обращения: 28.03.2017).

255. О.Г. Кумпяк, З.Р. Галяутдинов, Г.И. Однокопылов, О.Р. Пахмурин. Диагностика технического состояния строительных конструкций газокompresсорных станций газопровода ПарABELь-Кузбасс / Предотвращение аварий зданий сооружений: Сборник научных трудов, выпуск 9. – Москва, 2010. – 704 С.

256. О.Г. Кумпяк, З.Р. Галяутдинов, Г.И. Однокопылов, О.Р. Пахмурин. Особенности диагностики нагруженных фундаментов электроприводов газокompresсорной станции без остановки технологических процессов // Вестник ТГАСУ, 2017, № 1, С. 114–121.

257. Дементьев Ю.Н., Однокопылов Г.И., Однокопылов И.Г. Ограничитель грузоподъемности электрических кранов на основе косвенных методов измерения массы груза // Сборник трудов V международной (XVI Всероссийской) научной конференции: 18-21 сентября 2007 г. – Санкт Петербург, 2007, С. 519–522.

258. О.Г. Кумпяк, З.Р. Галяутдинов, Г.И. Однокопылов, О.Р. Пахмурин. Научно-технический отчет о техническом состоянии строительных конструкций КС «Володино» газопровода НВ ГПЗ-ПарABELь-Кузбасс.– Томск, 2006. – 293 С.

ПРИЛОЖЕНИЕ



IMAB
 Institut für Elektrische Maschinen,
 Antriebe und Bahnen

Technische Universität Braunschweig | IMAB
 Hans-Sommer-Straße 66 | 38106 Braunschweig | Deutschland

Herrn Georgiy I. Odnokopylov
 Zur Vorlage im Habilitationsausschuss

Technische Universität
 Braunschweig
**Institut für Elektrische Maschinen,
 Antriebe und Bahnen**

Hans-Sommer-Straße 66
 38106 Braunschweig

Prof. Dr.-Ing.
 Johannes Zentner

Tel. +49 (0) 531 391-3901
 Fax +49 (0) 531 391-5767
 j.zentner@tu-bs.de
 www.imab.de

Bestätigung

Datum: 9. Dezember 2010

Im Rahmen ihrer Forschungsarbeit entwickelten Herr Georgiy I. Odnokopylov zusammen mit Herrn Konstantin V. Obratsov eine Methodik zur Gewährleistung von Notlaufeigenschaften dreiphasiger bürstenloser Gleichstrommotore im Falle des Verlustes einer Phase. Die Methodik ist auch in der Patentschrift der Russischen Föderation RU 2311721 vom 4.08.2006 dargestellt. Auf der Basis dieser Methodik wurde auch ein dreiphasiger bürstenloser Gleichstrommotor mit Notlaufeigenschaft entwickelt (Gebrauchsmuster RU 59905 vom 8.08.2006). Des Weiteren entwickelten Herr Georgiy I. Odnokopylov zusammen mit Herrn Ivan G. Odnokopylov eine Methodik zur Gewährleistung von Notlaufeigenschaften dreiphasiger Asynchronmotore im Falle des Verlustes einer Phase. Die Methodik ist auch in der Patentschrift der Russischen Föderation RU 2326480 vom 4.04.2007 dargestellt. Auf der Basis dieser Methodik wurde auch ein dreiphasiger Asynchronmotor mit Notlaufeigenschaft entwickelt (Gebrauchsmuster RU 67354 vom 16.04.2007).

Ihr Zeichen:
 Ihre Nachricht vom:
 Unser Zeichen:
 Unsere Nachricht vom:

Hiermit wird bestätigt, dass am Institut für Elektrische Maschinen, Antriebe und Bahnen der Technischen Universität Braunschweig Interesse an der Anwendung dieser Methodiken für Forschungszwecke besteht.

Hochachtungsvoll

 Professor Dr.-Ing. J. Zentner

Зам. генерального директора
по гражданской продукции
ОАО «Новосибирский
завод им. Коминтерна»


22 апреля 2003г.



Акт

внедрения результатов диссертационной работы Однокопылова Г.И.

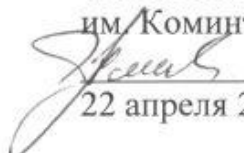
Настоящий акт составлен в том, что Однокопыловым Г.И. разработана и внедрена на предприятии ОАО «Новосибирский завод им. Коминтерна» методика повышения надежности вентильного электропривода, обеспечивающая работу в аварийном двухфазном режиме трехфазного синхронного электродвигателя с позиционной модуляцией.

В основу разработанной методики положены следующие научные положения диссертационной работы:

- сохранение кругового вращающегося поля при снижении потребляемой реактивной мощности в случае аварийного отключения одной из фаз трехфазного преобразователя частоты;
- использование алгоритма функционирования трехфазного электродвигателя с позиционной модуляцией в двухфазном режиме в управляющей программе электропривода.

Разработанный электропривод построен на основе А.С.1746482 («Вентильный электропривод»).

Гл. инженер КТЦ ОАО
«Новосибирский завод
им. Коминтерна»


Ю.Н. Румянцев
22 апреля 2003г.

Исполнитель работы


Однокопылов Г.И.
22 апреля 2003г.

«УТВЕРЖДАЮ»

Директор ООО «Тепромес»,
 к.т.н., профессор, член-корреспондент
 Академии Проблем Качества
 Ф.Ф.Кириллов



_____ 2010 г.

АКТ О ВНЕДРЕНИИ

Выдан Г.И.Однокопылову для представления в диссертационный совет, свидетельствующий о том, что результаты проведенных исследований в виде разработанного программного обеспечения: «Программа расчета переходных процессов кранового асинхронного электропривода с ограничителем грузоподъемности», свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ № 2007611078, «Программа расчета переходных процессов асинхронного электропривода в неполнофазных и аварийных режимах работы», свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ № 2007613578 нашли применение в научно-исследовательской и производственной работе предприятия ООО«Тепромес».

Исполнитель работы
 зав. лаб. автоматизации экспериментов ТГАСУ

 к.т.н. Г.И. Однокопылов

“ 3 ” 12 2010 г.

Начальник отдела приборов безопасности
 ООО «Тепромес», к.т.н., доцент

 Ю.А. Орлов

“ 3 ” 12 2010 г.

НТЦ "Промбезопасность - ТГАСУ",
 ООО зарегистрирована по адресу:
 г.Томск, пл.Соляная, д.2, к.4, 634003.
 тел: +7 906 948-42-52

Для предоставления
 в диссертационный совет
 Д212.269.11
 при ГОУ ВПО НИТПУ

Акт внедрения результатов диссертационной работы

Настоящий акт составлен в том, что предприятием ООО НТЦ "Промбезопасность - ТГАСУ", в процессе выполнения производственной деятельности применяются программы разработанные при выполнении диссертационного исследования Однокопылова Георгия Ивановича:

- «Программа расчета переходных процессов кранового асинхронного электропривода с ограничителем грузоподъемности» [Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ № 2007611078],
- «Программа расчета переходных процессов асинхронного электропривода в неполнофазных и аварийных режимах работы» [Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ № 2007614036].

Результат применения программ дает ежегодный экономический эффект 2,9 млн. рублей.

Директор НТЦ
 "Промбезопасность-ТГАСУ"
 д,т,н., профессор



Ананин Владимир Григорьевич

26.12.2016.



**Энергетический
институт**

ТОМСКИЙ ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

«Утверждаю»

Директор «Энергетического
института» д.т.н., доцент
В.М. Завьялов

«07»

12

2016г.



АКТ О ВНЕДРЕНИИ

Выдан Г.И. Однокопылову для представления в диссертационный совет, свидетельствующий о том, что результаты проведенных исследований в виде разработанного программного обеспечения:

«Программа расчета переходных процессов кранового асинхронного электропривода с ограничителем грузоподъемности», свидетельство об официальной регистрации для ЭВМ № 2007611078 Российской Федерации;

«Программа расчета переходных процессов асинхронного электропривода в неполнофазных и аварийных режимах работы», свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ № 2007613578 Российской Федерации,

нашли применение в учебном процессе и научно-исследовательской работе кафедры «Электропривода и электрооборудования».

Зав. кафедрой «Электропривода и электрооборудования»

ЭНИН ТПУ к.т.н., доцент  Ю.Н. Дементьев

«07» 12. 2016г.



Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования
"Томский государственный архитектурно-строительный университет"

пл. Соляная, 2, г. Томск, 634003, телефон (3822) 65-32-61, факс (3822) 65-24-22, e-mail: canc@tsuab.ru
ОКПО 02069295, ОГРН 1027000882886 ИНН/КПП 7020000080/701701001

09.01.17 № 01-05-13/6

На _____ от _____

«УТВЕРЖДАЮ»

Проректор ТГАСУ по НР

д.т.н., профессор

В.А. Клименов

2017 г.



АКТ

внедрения результатов докторской диссертационной работы
Однокопылова Георгия Ивановича

Настоящий акт составлен в том, что разработанный под руководством доцента кафедры электропривода и электрооборудования энергетического института ТПУ, к.т.н. Однокопылова Г.И. программное обеспечение: «Программа расчета переходных процессов асинхронного электропривода в неполнофазных и аварийных режимах работы», свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ № 2007613578 Российской Федерации и «Программа расчета переходных процессов вентильного электропривода», свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ № 2007614036 Российской Федерации используются в учебном процессе и научно-исследовательской деятельности кафедры «Общая электротехника и автоматика».

Разработанное программное обеспечение позволяет рассчитать и оценить переходные и установившиеся процессы в асинхронных и вентильных электроприводах для заданного значения времени адаптации структуры электропривода к последствиям отказов электропривода и заданных характеристик двигателя и нагрузки. Его использование позволяет провести более точное исследование аварийного процесса в электроприводе и повысить точность расчетов не менее чем на 30%.

Зав. кафедрой «Общая электротехника и автоматика»

ТГАСУ д.т.н., с.н.с. 10 П.В. Бурков

" 09 " 01 2017 г.



Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования
"Томский государственный архитектурно-строительный университет"

пл. Соляная, 2, г. Томск, 634003, телефон (3822) 65-32-61, факс (3822) 65-24-22, e-mail: canc@tsuab.ru
ОКПО 02069295, ОГРН 1027000882886 ИНН/КПП 7020000080/701701001

09.01.17 № 02-05-13/3
На _____ от _____

«УТВЕРЖДАЮ»

Проректор ТГАСУ по ИР

д.т.н., профессор

В.А. Клименов

" 09 " 01 2017 г.



АКТ
внедрения результатов докторской диссертационной работы
Однокопылова Георгия Ивановича

Настоящий акт составлен в том, что разработанный под руководством доцента кафедры электропривода и электрооборудования энергетического института ТПУ, к.т.н. Однокопылова Г.И. программное обеспечение: «Программа расчета переходных процессов кранового асинхронного электропривода с ограничителем грузоподъемности», свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ № 2007611078 Российской Федерации используются в учебном процессе и научно-исследовательской деятельности кафедры «Строительные и дорожные машины».

Разработанное программное обеспечение позволяет рассчитать и оценить переходные и установившиеся процессы нагружения мостового или козлового крана, в частности позволяет оценить усилие в канате и рассчитать режимы работы приводного асинхронного двигателя. Оценить информативные параметры ограничителя грузоподъемности, использующего приводной двигатель в качестве датчика ограничителя грузоподъемности. Разработанное программное обеспечение позволяет провести более точное исследование процесса нагружения при несимметрии фаз питающей сети до 15% и повысить точность определения информативных параметров не менее чем на 50% со снижением трудозатрат при проведении расчетов.

Зав. кафедрой «Строительные и дорожные машины»
ТГАСУ д.т.н., профессор _____ В.Г. Ананин
" 09 " 01 2017 г.



ТОМСКОЕ НАУЧНО-ПРОИЗВОДСТВЕННОЕ ВНЕДРЕНЧЕСКОЕ
СТРОИТЕЛЬНО-ЭКСПЕРТНОЕ ПРЕДПРИЯТИЕ
«ТомскСЭП»

634003, г.Томск
ул. Кузнечный взвоз, 14
ИНН 7017307339
Тел./факс 8(3822)65-03-37, 65-03-36
e-mail: tomsksep@mail.ru

от «10» сентября 2015 № 10/09-15
на _____ от «_» _____ 2015 г.

Для предоставления в
Диссертационный совет
Д212.269.11
при ФГБОУ ВПО НИТПУ

**Акт
внедрения результатов диссертационной работы**

Настоящий акт составлен в том, что предприятием ТНПВСЭП «ТомскСЭП» в процессе выполнения производственной деятельности применяется методика оценки фундаментов электроприводов на основе способов компьютерной диагностики и мониторинга, разработанных при выполнении диссертационного исследования Однокопылова Георгия Ивановича:

- «Способ диагностики фундамента электропривода насосного агрегата» [патент RU № 2485351],

- «Способ мониторинга фундаментов электроприводов насосных агрегатов» [патент RU № 2474801].

Результат применения методики дает ежегодный экономический эффект до 2,6 млн. (Двух миллионов шестисот тысяч) рублей.

Директор ТНПВСЭП «ТомскСЭП»
д.т.н., профессор



Плевков Василий Сергеевич



СПРАВКА

о внедрении результатов диссертационной работы
сотрудника Томского государственного архитектурно-строительного университета
Однокопылова Г.И.

Результаты диссертационной работы Однокопылова Г.И. внедрены в НИИ автоматизации и электромеханики в виде опытной серии из 3 комплектов блоков вентильного электропривода, созданных при его непосредственном участии в период с 1985 по 1988 гг. Разработка блоков вентильного электропривода осуществлялась в рамках выполнения договоров по х/д: 122/85 Б «Разработка системы управления многокоординатным электроприводом грузочного робота» (№ гос. регистрации 01850049023) и х/д: 121/87 «Разработка элементов цифрового электропривода для адаптивных роботов ГПМ» (№ гос. регистрации 01870036816) между 12 отделом НИИ АЭМ и п/я Ю-9192(г. Томск) в период с 15.12.1986 г. по 25.12.1988 г. Однокопылов Г.И. являлся исполнителем х/д 122/85 Б и ответственным исполнителем х/д 121/87.

В разработанном вентильном электроприводе использовались следующие новые научно-технические решения, защищенные авторскими свидетельствами № 1402949, № 1746482:

1. Схема преобразователя частоты выполнена на преобразовательных ячейках с отдельным протеканием фазных токов двигателя и в случае отказа в одной из фаз обеспечивается частичное восстановление работоспособности при работе с эллиптическим вращающимся полем.
2. Обеспечивается отказоустойчивость вентильного электропривода на основе выявления бита отказа в реальном времени с восстановлением кругового вращающегося поля на основе сдвига векторов тока в двух работоспособных фазах двигателя на угол $\pi/3$ радиан с одновременным изменением угла нагрузки с угла $\theta = \pi/2$ (определяемого между обратным вектором ЭДС и вектором напряжения фазы двигателя) на угол $\psi_A = \pi/6$ (определяемого между обратным вектором ЭДС и вектором тока одной из работоспособных фаз двигателя).
3. Используются самозащищенные силовые ключи с бесконтактным датчиком тока и алгоритмом увеличения частоты автогенератора при возрастании измеряемого постоянного или переменного тока, что позволило получить время анализа тока на закрывание силового ключа менее 100 нс. Применение автогенератора на ТТЛШ цифровых элементах вместо дискретных транзисторов, применяемых ранее, позволило исключить насыщение транзисторов в схеме автогенератора и повысить частоту на порядок с диапазона десятков кГц до десятков мГц.

Эффективность, достигнутая в результате разработки:

- использование преобразователя напряжения с синусоидальной формой тока позволило обеспечить инфранизкочастотный режим отказоустойчивого вентильного электропривода с повышенной надежностью за счет применением самозащищенных силовых ключей;
- применение цифрового бесконтактного датчика тока (точность измерения тока не менее 10 двоичных разрядов с частотой чтения кода тока не менее 150 кГц) позволило реализовать программно-управляемый контур тока на базе микропроцессорной техники с ограниченным вычислительным ресурсом;
- цифровой совмещенный датчик положения и скорости (диапазон измерения кода скорости не менее 30000 с частотой чтения кода скорости не менее 500 Гц) позволил реализовать инфранизкочастотный режим работы вентильного электропривода с измерением положения и скорости;
- вентильный электропривод имеет элементы самонастройки каналов регулирования, что позволяет исключить ручные операции в процессе проведения приемо-сдаточных работ.

Зам. директора НИИ АЭМ

по научной работе, к.т.н.

И.В. Целебровский

"16"  2017 г.