Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н.Ельцина», Уральский энергетический институт, кафедра «Электропривод и автоматизация промышленных установок»

На правах рукописи

Мудров Михаил Валентинович

Разработка и исследование

программно-аппаратного комплекса для испытаний и наладки электроприводов

Специальность 05.09.03 – Электротехнические комплексы и системы

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Научный руководитель доктор технических наук, доцент Зюзев Анатолий Михайлович

Екатеринбург – 2019

Оглавление

Введение				
Глава 1.	Анал	из решений для испытаний и наладки электроприводов	15	
1.1.	Испыт	ательные стенды-симуляторы электроприводов	15	
	1.1.1.	Структуры современных испытательных стендов элек-		
		троприводов	17	
	1.1.2.	Симуляторы силовой части (HiL-симуляторы) электро-		
		приводов	18	
	1.1.3.	Силовые симуляторы (PHiL-симуляторы) электроприводов	23	
1.2.	Постан	ювка задачи исследований	28	
Глава 2.	Разра	оботка и исследование HiL-симуляторов электроприводов	29	
2.1.	Матем	атические модели объектов симуляции силовой части элек-		
	тропри	ІВОДОВ	30	
	2.1.1.	Общие положения	30	
	2.1.2.	Математическая модель двигателя постоянного тока с		
		независимым возбуждением	31	
	2.1.3.	Математическая модель асинхронного двигателя	33	
	2.1.4.	Математическая модель широтно-импульсного преобра-		
		зователя постоянного тока	36	
	2.1.5.	Математическая модель тиристорного преобразователя		
		переменного напряжения	37	
	2.1.6.	Математическая модель трёхфазного автономного инвер-		
		тора напряжения	41	
2.2.	Методи	ика создания программного кода для HiL-симуляторов	43	
	2.2.1.	Общие положения	43	

	2.2.2.	Выбор и анализ методов решения дифференциальных		
		уравнений объектов симуляции	44	
	2.2.3.	Выбор разрядности переменных цифровых моделей HiL-		
		симуляторов	48	
	2.2.4.	Особенности создания кода для ПЛИС в среде LabVIEW .	58	
	2.2.5.	Особенности создания кода для ПЛИС в среде Vivado	59	
2.3.	Разработка и верификация HiL-симуляторов электроприводов 6			
	2.3.1.	HiL-симулятор двигателя постоянного тока	61	
	2.3.2.	HiL-симулятор асинхронного двигателя	63	
	2.3.3.	HiL-симулятор электропривода постоянного тока	66	
	2.3.4.	HiL-симулятор электропривода переменного тока	68	
2.4.	4. Экспериментальные исследования HiL-симуляторов электропу			
	водов.		74	
	2.4.1.	Симулятор силовой части электропривода постоянного тока	75	
	2.4.2.	Симулятор силовой части электропривода переменного тока	81	
2.5.	Выводы	и по главе	88	
Глава 3	Pazna	ботка и исследование структур и топологии силовых не-		
пей Р	Hil _cun		90	
анси 1 3 1			00	
3.1.	Разрабо	структур т ппс-симуляторов электроприводов	90	
5.2.	Разработка и исследование топологии силовых ценеи Рпіс-			
			9 4 04	
	5.2.1. 2.2.2	Вазовый элемент силовой структуры F пiL-симуляторов	94	
	5.2.2. 2.2.2	РПС-симулятор электропривода постоянного тока		
2.2	3.2.3.	РН1С-симулятор электропривода переменного тока	10/	
3.3.	Исследование статических режимов РН1L-симуляторов электро-			
	приводо	ов на компьютерных моделях	109	
	3.3.1.	Компьютерная модель базового элемента PHiL-симулятора 1	09	
	3.3.2.	РНіL-симулятор электропривода постоянного тока 1	110	

	3.3.3.	РНіL-симулятор электропривода переменного тока 113	
3.4.	Вывод	ы по главе	
Глава 4.	Разра	оботка и исследование систем управления PHiL-симуляторов	
элект	гропри	водов	
4.1.	Общая	структура системы управления PHiL-симуляторов элек-	
	тропри	водов	
4.2.	Синтез регулятора тока PHiL-симулятора		
4.3.	Исследование систем управления PHiL-симуляторов на компью		
	терных	к моделях	
	4.3.1.	Система управления PHiL-симуляторов электроприводов	
		постоянного тока	
	4.3.2.	Система управления PHiL-симуляторов электроприводов	
		переменного тока	
4.4.	Разработка и исследование систем управления PHiL-симуляторов		
	с блокс	ом компенсации	
	4.4.1.	Система управления PHiL-симуляторов электроприводов	
		постоянного тока	
	4.4.2.	Система управления PHiL-симуляторов электроприводов	
		переменного тока	
4.5.	Экспериментальные исследования PHiL-симуляторов электро-		
	приводов		
	4.5.1.	PHiL-симулятор электропривода постоянного тока 157	
	4.5.2.	РНіL-симулятор электропривода переменного тока 165	
4.6.	Вывод	ы по главе	
Заключе	ение .		
Список	сокраш	сений и условных обозначений	

Список литературы
Приложение 1. Расчёт параметров математической модели двигателя постоянного тока МБП-3Ш-Н 195
Приложение 2. Расчёт параметров математической модели асинхронно- го двигателя 4A200L6У3 в неподвижной трехфазной системе коорди- нат
Приложение 3. Код системы управления для реализации на микрокон- троллере STM32
Приложение 4. Расчёт параметров математической модели асинхронно- го двигателя 4ААМ56В2У3 в неподвижной трехфазной системе коор- динат
Приложение 5. Расчёт параметров математической модели асинхронно- го двигателя МТКF011-6 в неподвижной трехфазной системе коорди- нат
Приложение 6. Параметры реакторов для PHiL-симуляторов электро- приводов постоянного и переменного тока
Приложение 7. Код системы управления PHiL-симулятора электропри- вода постоянного тока для реализации на ПЛИС
Приложение 8. Описание экспериментальной установки 214
Приложение 9. ПЛИС-модель электропривода ТПН-АД
Приложение 10. Синтез регуляторов векторной системы управления для двигателя 4ААМ56В2У3 217

Приложение 11.	ПЛИС-модель электропривода ПЧ-АД 222
Приложение 12.	Преобразование структуры PHiL-симулятора 232
Приложение 13.	Внедрение результатов работы

Введение

Актуальность темы исследования. Как правило, сложное электротехническое оборудование (электрические аппараты, электрические машины, электрические преобразователи и т.д.) подвергается электрическим испытаниям. Главной целью испытаний электротехнического изделия является проверка соответствия требуемым техническим характеристикам, установление отсутствия дефектов, получение исходных данных для последующих профилактических испытаний, изучение работы оборудования. Согласно [34—36], проводимые испытания для электроприводов разделяются по видам:

- Приёмочные испытания проводятся для проверки соответствия выпускаемого изделия всем главным техническим требованиям, при этом каждое изделие подвергается контрольным испытаниям.
- Квалификационные испытания проводятся в объёме программы приёмочных испытаний на образцах из установочной серии (первой промышленной партии) электроприводов.
- Приёмо-сдаточные испытания проводятся после окончания монтажа вновь вводимого в эксплуатацию электропривода для того, чтобы оценить пригодность его к эксплуатации.
- Периодические испытания проводятся для оборудования, находящегося в эксплуатации, в том числе, вышедшего из ремонта. Этот вид испытаний служит для определения исправности оборудования.
- 5. Типовые испытания проводятся для нового электропривода, который отличается от старых образцов обновлённой конструкцией, устройством, чтобы проконтролировать соблюдение всех требований и стандартов, которые предъявляются к данному типу оборудования, либо технических условий.
- Специальные сертификационные испытания проводятся для исследовательских или других целей по специальным программам.

Приёмочные, квалификационные, типовые и специальные испытания электроприводов, проводимые изготовителем, осуществляются либо в условиях лаборатории (если электропривод будет работать в стационарных условиях), либо на специальных испытательных полигонах (если речь идёт об изделиях, работающих с крупными, подвижными объектами, например, с подъёмно-транспортными механизмами). Издержки на проведение испытаний в полевых условиях включают в себя затраты на транспортировку, монтаж оборудования, командировочные расходы, аренду полигона. И чем сложнее испытуемая система, например многодвигательный комплекс (электроприводы подъёмно - транспортных механизмов или электроприводы высокой мощности), тем больше затраты на испытания.

Для сокращения как финансовых, так и временных издержек на проведение испытаний сложного электротехнического оборудования возможно применение специальных систем, имитирующих работу силовой части тестируемого оборудования в реальном времени. Для подобных задач в настоящее время применяются различного вида программно - аппаратные симуляторы для моделирования работы силовой части электротехнического оборудования в реальном времени. Такие симуляторы позволяют принимать аналоговые или цифровые сигналы, обрабатывать их, выполнять решение дифференциальных уравнений и выдавать результат в виде цифровых и аналоговых сигналов. Современные аппаратные средства позволяют выполнять подобные операции с периодом квантования не более 1 микросекунды, что может считаться «реальным временем» для большинства промышленных электроприводов.

Подобные системы применяются там, где невозможно провести физические испытания, например в области электроэнергетики, где может имитироваться работа отдельного участка или всей энергосистемы предприятия, района, области или страны. Такие системы также можно применять при испытаниях сложных, мощных электромеханических комплексов, работа с которыми требует больших финансовых и временных издержек.

Актуальность работы, определяющая цели и задачи исследования, заклю-

чающиеся в разработке симуляторов реального времени электроприводов, обосновывается системным подходом к проектированию, изготовлению и вводом в эксплуатацию оборудования на основе современных цифровых технологий. Это подтверждается интересом к данной теме большого круга специалистов, отражённого в статьях [14, 18, 19] и докладах [4, 8, 11, 12, 16, 20]. Программно-аппаратные симуляторы силовой части электропривода позволяют испытывать и отлаживать работу систем управления и преобразователей различных типов электроприводов, таких как система «Тиристорный преобразователь – двигатель постоянного тока», «Широтно-импульсный преобразователь – двигатель постоянного тока», «Тиристорный преобразователь напряжения – асинхронный двигатель», «Преобразователь частоты – асинхронный двигатель».

Степень разработанности темы исследования. Исследованиями средств для испытаний и наладки систем электроприводов мировое научное сообщество активно начало заниматься в конце 90-х – начале 2000-х годов. На это время приходится расцвет цифровых аппаратных средств, таких как программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС) типа field-programmable gate array и силовых полупроводниковых элементов, например, биполярные транзисторы с изолированным затвором. Первые исследования подтвердили возможность создания испытательных стендов электроприводов без применения электромеханической части. Полученные результаты предыдущих исследований дают возможность сконцентрировать свое внимание на структурах испытательных стендов и на системах управления, которые позволят с достаточной точностью воспроизвести поведение силовой части электропривода в отсутствие нагрузочного агрегата. Современные средства моделирования силовых схем и систем управления позволяют более детально изучить электрические процессы, протекающие в симуляторе, что дает возможность предлагать и анализировать различные решения по построению системы управления испытательного стенда.

Анализ современных тенденций в практике проектирования и наладки электротехнических комплексов и систем и изучение научно-технической информа-

ции в области автоматизированного электропривода позволяет сформулировать **цель диссертационной работы**, заключающуюся в повышении эффективности проектных и пуско-наладочных работ на основе применения программно - аппаратных симуляторов электроприводов.

Для достижения цели, поставленной в работе, сформулированы следующие **задачи**:

- 1. Разработка и исследование структуры программно аппаратных симуляторов силовой части основных систем электроприводов (HiL-симуляторы).
- Обоснование выбора аппаратных средств, на основе которых целесообразно создание программно - аппаратных симуляторов электроприводов, работающих в реальном времени.
- Обоснование выбора метода решения дифференциальных уравнений (ДУ), описывающих поведение имитируемого комплекса электропривода в реальном времени.
- 4. Исследование модели реального времени имитируемых объектов, реализуемых на ПЛИС, и выбор разрядности данных, при которых аппаратные средства HiL-симулятора будут использоваться рационально.
- 5. Разработка и исследование структуры силовых программно аппаратных симуляторов основных систем электроприводов (PHiL-симуляторы).
- Разработка и исследование топологии силовых цепей для программно аппаратных симуляторов основных систем электроприводов.
- Разработка и исследование системы автоматического регулирования силовыми программно - аппаратными симуляторами.

Научная новизна определяется тем, что:

- 1. Обоснован выбор метода решений ДУ для реализации на ПЛИС.
- Установлена зависимость количества разрядов данных ПЛИС-модели от точности решения уравнений двигателя постоянного тока и асинхронной машины.

- Предложена структура силового симулятора для испытаний преобразователей совместно с системами управления.
- Предложены топологии силовых цепей симуляторов массово применяемых электроприводов постоянного и переменного тока.
- Разработан универсальный способ управления силовыми симуляторами, отличающиеся от известных наличием дополнительного математического блока возмущающего воздействия.

Методология и методы диссертационного исследования. В работе использовались методы теории электропривода, теории автоматического управления аналоговыми и цифровыми системами, методы математического моделирования нелинейных динамических систем с применением различных пакетов прикладных программ и численных методов решения, а так же методы экспериментального исследования на стенде для подтверждения теоретически полученных результатов.

Теоретическая и практическая значимость работы для электротехнической отрасли состоит в следующем:

- результаты могут быть использованы при проектировании систем управления сложными электротехническими комплексами.
- обоснована возможность замены реального оборудования электронной нагрузкой для проведения испытаний электроприводов и с имитацией работы технологического оборудования.

Положения, выносимые на защиту:

- Рекомендации по выбору методов решения ДУ математических моделей двигателя постоянного тока и асинхронной машины для реализации на ПЛИС, обеспечивающих требуемую точность вычисления. В зависимости от шага расчёта модели реального времени предлагается семейство методов Адамса-Бэшфорта.
- 2. Результаты вычислительного эксперимента, устанавливающие зависимость

количества разрядов данных ПЛИС-модели от точности решения ДУ двигателя постоянного тока и асинхронной машины.

- Структура силового симулятора для испытаний преобразователей совместно с системой управления, исключающая дополнительные переключения сигналов обратной связи в контроллере испытуемой системы.
- Топологии силовых цепей симуляторов для широко распространённых электроприводов постоянного и переменного тока, построенные на основе однотипных базовых комплектов «транзисторная стойка – реактор».
- 5. Выбор быстродействия системы управления нагрузочного преобразователя PHiL-симулятора для электропривода постоянного и переменного тока.
- Универсальный способ управления силовыми симуляторами с дополнительным математическим блоком компенсации возмущающего воздействия.

Степень достоверности результатов работы определяется:

- применением положений теоретических основ электротехники;
- использованием современных апробированных программ для компьютерного моделирования электротехнических комплексов;
- подтверждением результатов компьютерного моделирования сходимостью с экспериментальными данными;
- метрологическим обеспечением и точностью измерительной аппаратуры для обработки результатов экспериментальных исследований.

Реализация результатов работы. Результаты, представленные в работе, использованы в процессе проектирования и разработки частотных преобразователей в компании «Атерма Экспорт», которые эксплуатируются на объектах агропромышленного комплекса группы компаний «Русагро». Силовые симуляторы применяются при ремонте частотных преобразователей в компании «Актив-Термокуб». Ряд полученных результатов используются в ФГАОУ ВО «Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина» в учебном процессе при подготовке бакалавров и магистров по направлению «Электроэнергетика и электротехника» на кафедре «Электропривод и автоматизация промышленных установок».

Апробация результатов. Основные результаты исследований, изложенные в диссертации, представлены на: 16-ой, 18-ой и 20-ой международных научно-технической конференциях «European Conference on Power Electronics and Applications, EPE-ECCE Europe» в 2014, 2016 и 2018 гг.; Международной научнотехнической конференции «VIII Международная (XIX Всероссийская) конференция по автоматизированному электроприводу АЭП-2014», г. Саранск, 07-09 октября 2014 г.; Международной научно-технической конференции «Электроприводы переменного тока (ЭППТ)», г. Екатеринбург, в 2015 и 2018 гг.; 9-ой и 10ой международной научно-технической конференции «International Conference on Electrical Power Drive Systems», в 2016 и 2018 гг.; Международной научнотехнической конференции «Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)», г. Брашов (Румыния), 25-27 мая 2017 г.; Международной научнотехнической конференции «Environment and Electrical Engineering and 2017 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe)», г. Милан (Италия), 06-09 июня 2017 г.

Публикации. Результаты выполненных исследований отражены в 20 печатных работах, которые включают в себя 11 статей в журналах, рекомендуемых ВАК, 8 из которых индексируются в международной реферативной базе Scopus; 2 тезиса доклада в материалах конференций различного уровня; получен 1 патент РФ на полезную модель, 6 свидетельств о регистрации программ для ЭВМ.

Личный вклад автора заключается в научно-техническом обосновании поставленных целей и задач исследования. Все разработки и научные результаты, выносимые на защиту и изложенные в тексте диссертации, получены самим автором или при его непосредственном участии. Экспериментальные исследования и программная реализация выполнялась автором лично. В целом личный вклад в работах, выполненных в соавторстве, составляет не менее 75%.

Структура и объем диссертации. Диссертация состоит из введения, 4 глав, заключения, списка литературы и 13 приложений. Общий объём диссертации – 235 страниц, в том числе 174 страниц основного текста, 154 рисунков, 7 таблицы, список литературы из 97 наименований.

Глава 1. Анализ решений для испытаний и наладки электроприводов

В главе приведено краткое описание средств для проведения испытаний и наладки систем управления электроприводов. Анализируются структуры стендов для испытаний систем электроприводов, проведён краткий обзор аппаратных средств, на основе которых возможно построение подобных систем.

1.1. Испытательные стенды-симуляторы электроприводов

Создание профессиональных программ и средств, ориентированных на определённые типы преобразовательных устройств и систем электропривода, позволяющих осуществлять анализ рабочих режимов применяемого оборудования, является весьма актуальной задачей.

Для тестирования электроприводов применяются сложные испытательные стенды. Самым распространённым, наиболее очевидным и достоверным вариантом испытания преобразователя является электромеханический стенд. Подобная установка, структурная схема которой изображена на рис. 1.1, состоит из следующих блоков:

- испытуемого преобразователя;
- электрического двигателя (*M1*);
- нагрузочной электромеханической установки (M2);
- нагрузочного преобразователя.



Рис. 1.1. Структура электромеханического симулятора

Нагрузочный преобразователь управляется таким образом, чтобы на валу нагрузочной электромеханической установки формировался момент, с учетом режимов рабочего механизма, передающийся на вал электрического двигателя с помощью соединительной муфты. Благодаря этому в испытуемом преобразователе протекают токи, которые были бы при работе испытуемой системы электропривода с реальным механизмом. Следует отметить, что на таком стенде могут воспроизводиться статические и динамические режимы. Поэтому подобный электромеханический стенд можно назвать электромеханическим симулятором.

На стенде идеально воспроизводятся электрические параметры нагрузки (индуктивности, активные сопротивления, э.д.с.), но возникают сложности с имитацией механических параметров. Зачастую для создания момента сопротивления на валу испытуемого двигателя используется второй двигатель и преобразователь сопоставимой с испытуемым преобразователем мощности. Имитация момента инерции механизма оказывается ещё сложнее, поскольку требует или установки дополнительных инерционных масс, или быстродействующего контура регулирования момента второго двигателя. В качестве второго двигателя удобно использовать двигатель постоянного тока с независимым возбуждением (ДПТ НВ), так как его система управления оказывается наиболее простой и при этом способна обеспечить требуемое качество имитации нагрузки.

Подобные установки, собранные по описанной схеме, могут использоваться для тестирования всей системы электропривода, включая систему управления, преобразователь и электродвигатель. Например, учебные лабораторные установки, выполненные по этой схеме, используются студентами для исследования статических и динамических характеристик электродвигателей и систем управления электроприводами.

1.1.1. Структуры современных испытательных стендов электроприводов

В последнее время в международном научном сообществе сформировалась тенденция к разработке и исследованию цифровых профессиональных средств для проведения испытаний, называемых симуляторами [8, 11, 12, 14, 16, 19—21]. Подобные симуляторы можно разделить на два типа:

- 1. Hardware-in-the-Loop (HiL) симуляторы;
- 2. Power Hardware-in-the-Loop (PHiL) симуляторы.

Первый тип симуляторов (HiL-симуляторы) применяется, в основном, для отладки программной части систем управления электроприводом. Испытуемая система управления подключается к HiL-симулятору, включающему в себя вычислительную платформу, на базе которой проводятся вычисления уравнений модели имитируемой системы. Симулятор обрабатывает полученные сигналы и выдаёт в систему управления цифровые аналоги переменных электропривода (ток, скорость, положение и т.д.) [26, 37—39, 88]. Структура данного типа испытательного стенда продемонстрирована на рис. 1.2.



Рис. 1.2. Структура HiL-симулятора

Второй тип симуляторов (PHiL-симуляторы) применяется для испытаний силовых преобразователей в комплексе с системами управления [22, 23]. В данном случае симулятор имитирует поведение силовой части электропривода. Подобная структура показана на рис. 1.3.



Рис. 1.3. Структура РНіL-симулятора

Главным требованием к реализации симуляторов, описанных выше, является имитация поведения силовой части электропривода в реальном времени. Это означает, что имитация процессов испытуемого комплекса должна выполняться со скоростью физического процесса в реальной системе.

1.1.2. Симуляторы силовой части (HiL-симуляторы) электроприводов

Начиная с середины прошлого столетия моделирование на цифровых аппаратных средствах набирало популярность в сравнении с аналоговым моделированием. Такая тенденция обусловлена тем, что цифровые средства являются гибким инструментом с возможностью относительно быстрого перепрограммирования, в то время как аналоговые не позволяют оперативно изменять структуры и параметры модели.

Симуляция на цифровых аппаратных средствах представляет собой моделирование в дискретном времени, где предполагается, что состояние системы изменяется только в фиксированные моменты, определяемые тактовым генератором. Моделирование в реальном времени на аппаратных платформах включает в себя три задачи: приём сигналов из внешней среды, обработка полученных сигналов (выполнение вычислений, например, решение дифференциальных уравнений (ДУ)) и выдача сигналов во внешнюю среду. Для того, чтобы симулировать поведение испытуемого объекта в реальном времени, все перечисленные операции должны быть завершены за определённый временной такт. Весьма важным для моделирования в реальном времени является выбор численного метода решения ДУ, поскольку именно от этого зависит время их решения.

Полная структура HiL-симулятора показана на рис. 1.4. Здесь имитируется поведение силовой части электропривода (преобразователя, двигателя и механизма), вычисленная информация отсылается в систему управления в виде сигналов обратной связи (OC), а также может быть выведена на компьютер оператора.



Рис. 1.4. Полная структура HiL-симулятора

Следует отметить, что практический интерес к использованию HiLсимуляторов в области электроэнергетики и электротехники обусловлен сложностью проведения экспериментальных исследований и пуско-наладочных работ, их высокой стоимостью и возможными рисками повреждения оборудования при наладке и испытаниях. Данный подход существенно ускоряет испытания, снижая затраты, а также предотвращая возможное повреждение реального оборудования.

Одним из основных параметров симуляции в реальном времени является величина шага расчёта ДУ. Вычислительные возможности аппаратной платформы, на которой реализован HiL-симулятор, и способ реализации программного кода определяют значение шага. Для минимизации ошибок при моделировании временной шаг должен быть достаточно малым. Однако, уменьшение шага увеличивает время расчёта, что может привести к потере возможности выполнять все операции в реальном времени. Поэтому вопрос о выборе шага решения ДУ требует специального обсуждения.

В течение последних десятилетий цифровое моделирование электротехнических комплексов проводилось, в основном, на базе одноядерных процессоров. Главной проблемой такого подхода являлось длительное время выполнения программ. Для сокращения времени моделирования целесообразно использовать параллельную обработку данных, которую можно реализовать на базе многоядерных процессоров, компьютерных кластеров, графических процессоров и программируемых логических интегральных схем (ПЛИС). При параллельной обработке вычислительная нагрузка распределяется по нескольким аппаратным единицам, причём каждая единица обрабатывает независимые наборы данных. Обработка каждого набора данных независима друг от друга. Поэтому модели сложных электротехнических комплексов, например, многодвигательных систем, содержащих множество независимых элементов, пригодны для реализации на перечисленных аппаратных платформах, описание которых приведено далее.

Многоядерный процессор – вычислительный элемент, содержащий в себе определённое количество вычислительных ядер, находящихся в одном корпусе и выполняющих программные операции. Ядра имеют общую память и общий кэш, могут одновременно запускать на обработку несколько операций, что делает их идеальными для параллельного решения. Задача сначала разбивается на независимые части, которые могут выполняться одновременно. Затем на многоядерном процессоре реализуются вычисления параллельно по различным ядрам. Создатели кода могут строить программу таким образом, чтобы разделять различные вычислительные нагрузки на разные ядра. Сегодня популярные программные пакеты, такие как MatLab/Simulink, позволяют реализовать решение задач в реальном времени, используя свои блок-схемы, распределяющие вычислительную нагрузку между ядрами. Простота создания кода для многоядерных процессоров и их относительно низкая стоимость сделали такие процессоры популярными для решения задач моделирования электротехнических комплексов. Подобные системы используются в продуктах таких зарубежных компаний, как Opal-RT, Typhoon HiL и Plexim [70—72].

Основным недостатком многоядерных процессоров является время, затрачиваемое на операции ввода/вывода сигналов, что приводит к увеличению шага расчёта (до 1 мс). Имитация работы, например, транзисторного преобразователя требует высокого быстродействия, поэтому для уменьшения времени, затрачиваемого на ввод/вывод сигналов применяют платы ввода/вывода с ПЛИС на борту.

Компьютерный кластер – система, состоящая из компьютеров, объединённых в единую вычислительную сеть высокоскоростными каналами связи. Компьютерные кластеры позволяют реализовать решение ДУ, которые не могут быть реализованы средствами многоядерного процессора, уменьшить время выполнения вычислений в сравнении с многоядерным процессором, разбивая задание на параллельные ветви и осуществляя обмен данными по сети. Следует отметить, что система компьютерного кластера масштабируема, в зависимости от сложности модели для достижения меньших временных шагов кластер можно расширить, добавив в него вычислительные мощности.

Основной проблемой в системе с компьютерным кластером является наличие временной задержки при передаче данных между компьютерами на каждом шаге симуляции. Для симуляции в режиме реального времени передача данных между компьютерами должна выполняться на каждом временном шаге, соответственно все компьютеры, объединённые в кластер, должны быть синхронизированы. Учитывая характеристики разных компьютеров и наличие асимметричных вычислительных процессов в кластере, симуляция в реальном времени должна позволять самому медленному элементу вычислять решение поставленной ему задачи и передавать данные на другие узлы за время, которое должно быть меньше выбранного шага. Графический процессор – по своей сути является многопараллельным многоядерным процессором. В отличие от многоядерного процессора, графические процессоры разработаны специально для высокоскоростной обработки данных путём выделения огромного количества ресурсов для выполнения простых вычислительных операций, а не для кэширования и управления потоками данных. Стоит отметить, что графический процессор всегда работает совместно с центральным процессором. Процессор может либо служить в качестве сопроцессора, либо управлять потоком данных при моделировании. При работе в качестве сопроцессора последовательные части задачи выполняются на процессоре, а параллельные части – на графическом процессоре.

Способность графических процессоров выполнять простые операции параллельно делает их популярным вариантом при моделировании сложных электротехнических комплексов. Однако, симуляторы, построенные на базе графических процессоров, весьма сложны в реализации и требуют особых навыков программирования. Кроме того, аппаратным средствам на базе графических процессоров сложно достичь временного шага порядка наносекунд из-за относительно низкой скорости передачи данных по каналам связи.

ПЛИС типа Field-Programmable Gate Array (FPGA) – программируемая матрица, которая требует малое время на ввод / вывод цифровых сигналов, поскольку системные входы/выходы напрямую связаны с ПЛИС. Подобная экономия времени позволяет на ПЛИС реализовывать симуляторы реального времени с временными шагами в диапазоне наносекунд. Структура ПЛИС обеспечивает как параллельное, так и последовательное решение поставленных задач. В настоящее время, благодаря гибкости своей структуры, ПЛИС широко используются для моделирования сложных электротехнических систем, таких как силовые преобразователи, электрические машины, электроприводы и электроэнергетические системы.

Главным недостатком ПЛИС является то, что они имеют относительно малые аппаратные ресурсы. Это ограничивает их вычислительную ёмкость при работе с переменными с плавающей точкой. По мере увеличения порядка системы

ДУ этот недостаток становится более выраженным. Для обхода данной проблемы возможно использование нескольких взаимосвязанных ПЛИС, но чаще всего программисты ограничивают количество разрядов, необходимых для каждой из переменных, например, используя тип переменных с фиксированной точкой. Для этого необходимо проводить анализ модели, чтобы определить количество разрядов, необходимых для целой и дробной частей переменных.

На основе проведённого анализа аппаратных средств, для дальнейшего построения и исследования HiL-симулятора были выбраны контроллеры с ПЛИС на борту. ПЛИС способны обеспечить решение ДУ с шагом 1 мкс [61, 69], что позволит, например, для транзисторных преобразователей на одном периоде несущей частоты сигнала с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) 1 кГц иметь 1000 вычисленных точек. Подробный анализ рассматриваемых моделей для реализации на ПЛИС приведён в гл. 2.

1.1.3. Силовые симуляторы (PHiL-симуляторы) электроприводов

Выпускаемые электроприводы, согласно [34—36] должны подвергаться электрическим испытаниям.

Одним из вариантов стенда для проведения испытаний и наладки систем управления и преобразовательных устройств является устройство, называемое «электронной нагрузкой» – прибор, имитирующий режимы работы реальной электрической нагрузки. К электронной нагрузке относятся нагрузочные резисторы и реостаты, реакторы и трансформаторы. Такая нагрузка позволяет имитировать электрическую нагрузку в статических режимах.

При построении стендов для проведения испытаний силовых преобразователей необходимо обратиться к электромеханическому стенду, описанному выше. Эквивалентная электрическая схема электромеханического симулятора электропривода постоянного тока (рис. 1.1) представлена на рис. 1.5. Здесь $E_{\rm MII}$ – э.д.с. испытуемого преобразователя; $R_{\rm MII}$ – внутреннее активное сопротивление испытуемого преобразователя; R_n , L_n – параметры длинных линий, соединяющих преобразователь и двигатель; R_n , L_n – активное сопротивление и индуктивность цепи якоря двигателя; I_n – ток якоря двигателя; E_n – противо-э.д.с. якоря двигателя.



Рис. 1.5. Эквивалентная электрическая схема электромеханического симулятора

Для эквивалентной электрической схемы электромеханического симулятора можно записать уравнение электрического баланса [30, 94]:

$$E_{\rm M\Pi} = E_{\rm A} + (R_{\rm B} + R_{\rm M\Pi} + R_{\rm A})I_{\rm B} + (L_{\rm B} + L_{\rm A})\frac{dI_{\rm B}}{dt}.$$
 (1.1)

Данное уравнение и электрическая схема демонстрируют, что при выполнении условий равенства активных сопротивлений и индуктивностей симулятора и двигателя для проведения электрических испытаний тестируемого преобразователя достаточно имитировать э.д.с. двигателя. При реализации такого подхода исключается необходимость использования электромеханической части стенда. Тогда эквивалентная электрическая схема выгладит следующим образом (рис. 1.6). Здесь $R_{\rm p}$, $L_{\rm p}$ – активное сопротивление и индуктивность реактора; $R_{\rm H\Pi}$ – внутреннее активное сопротивление нагрузочного преобразователя; $I_{\rm p}$ – ток реактора; $E_{\rm H\Pi}$ – э.д.с. нагрузочного преобразователя.



Рис. 1.6. Эквивалентная электрическая схема симулятора э.д.с.

Уравнение электрического баланса электрической схемы PHiL-симулятора э.д.с. можно записать следующим образом [30]:

$$E_{\rm M\Pi} = E_{\rm H\Pi} + (R_{\rm P} + R_{\rm H\Pi} + R_{\rm M\Pi} + R_{\rm n})I_{\rm P} + (L_{\rm P} + L_{\rm n})\frac{dI_{\rm P}}{dt}.$$
 (1.2)

Уравнение электрического баланса демонстрирует возможность создания управляемой электрической нагрузки, то есть PHiL-симулятора электромеханической части электропривода, который можно назвать симулятором э.д.с. Общая структура симулятора э.д.с. изображена на рис. 1.7. Данная установка состоит из:

- испытуемого преобразователя;
- реакторов (с индуктивностью L_{P} и активным сопротивлением R_{P});
- быстродействующего нагрузочного преобразователя имитатора э.д.с.

Основной отличительной чертой симулятора э.д.с. от электромеханического симулятора является отсутствие собственно электромеханической части (электрического двигателя и нагрузочной электромеханической установки).



Рис. 1.7. Структура симулятора э.д.с.

В случае с симулятором э.д.с., если выбранные параметры реактора (индуктивность и активное сопротивление) равны электрическим параметрам двигателя, который планируется использовать в реальном электроприводе, ток нагрузки будет сымитирован автоматически при условии, что нагрузочный преобразователь сможет корректно воспроизвести э.д.с. двигателя. Задание на э.д.с. двигателя в систему управления нагрузочным преобразователем формируется в HiLсимуляторе испытуемого электропривода. Имитация механических параметров нагрузки (момента сопротивления и момента инерции) не вызывает в этом случае сложностей, поскольку они определяются значением э.д.с. нагрузочного преобразователя. Это является преимуществом данного подхода. Из его недостатков следует отметить сложность подбора реакторов, обладающих необходимыми параметрами, и повышенную частоту коммутации ключей нагрузочного преобразователя, которая требуется для обеспечения низкого уровня пульсаций тока.

Следующий вариант стенда для испытания и наладки систем управления и преобразовательных устройств является развитием предыдущего. Испытуемый преобразователь нагружается устройством, состоящим из реакторов и быстродействующего нагрузочного преобразователя. В этом случае форма токов определяется системой управления нагрузочного преобразователя, созданной на основе HiL-симулятора реального времени, что исключает необходимость в точном подборе параметров реакторов.

Эквивалентная электрическая схема PHiL-симулятора, который можно назвать симулятором тока, показана на рис. 1.8. Здесь *J*_{нп} – ток, генерируемый нагрузочным преобразователем, повторяющим ток реального двигателя.



Рис. 1.8. Эквивалентная электрическая схема симулятора тока

В этом случае уравнение электрической цепи можно записать следующим образом [30]:

$$E_{\rm M\Pi} = J_{\rm H\Pi} R_{\rm H\Pi} + (R_{\rm P} + R_{\rm H\Pi} + R_{\rm M\Pi} + R_{\rm n}) I_{\rm P} + (L_{\rm P} + L_{\rm n}) \frac{dI_{\rm P}}{dt}, \qquad (1.3)$$

где $J_{H\Pi}R_{H\Pi}$ – э.д.с. источника тока, в роли которого выступает нагрузочный преобразователь.

В данном случае нагрузочный преобразователь воспроизводит ток, формируя тем самым необходимую э.д.с.. Задание на ток в систему управления нагрузочным преобразователем формируется в HiL-симуляторе испытуемого электропривода. Полученную э.д.с. можно разложить на две составляющие. Первая составляющая повторяет противо-э.д.с. двигателя. Вторая составляющая по своей сути компенсирует несоответствие параметров реактора параметрам двигателя.

Структура описанного выше симулятора тока показана на рис. 1.9.



Рис. 1.9. Структура симулятора тока

Следует отметить, что в симуляторе э.д.с., представленном на рис. 1.7 и в рассмотренном симуляторе тока, переменные «*Задающее воздействие 2*» отличаются физическим смыслом. В первом случае это расчётное значение требуемой э.д.с., во втором – ток двигателя.

1.2. Постановка задачи исследований

Анализ современных тенденций в практике проектирования и наладки электротехнических комплексов и систем и изучение научно-технической информации в области автоматизированного электропривода позволяет сформулировать цель диссертационной работы, заключающуюся в повышении эффективности проектных и пуско-наладочных работ на основе концепции применения программно - аппаратных симуляторов электроприводов. позволяющих проводить исследования, наладку, испытания систем управления и силовых преобразователей в реальном времени без необходимости использования электромеханических элементов электропривода.

Для достижения цели поставлены следующие основные задачи:

- 1. Разработка и исследование структуры программно аппаратных симуляторов силовой части основных систем электроприводов (HiL-симуляторы).
- Обоснование выбора аппаратных средств, на основе которых целесообразно создание программно - аппаратных симуляторов электроприводов, работающих в реальном времени.
- 3. Обоснование выбора метода решения ДУ, описывающих поведение имитируемого комплекса электропривода в реальном времени.
- Исследование модели реального времени имитируемых объектов, реализуемых на ПЛИС, и выбор разрядности данных, при которых аппаратные средства HiL-симулятора будут использоваться рационально.
- 5. Разработка и исследование структуры силовых программно аппаратных симуляторов основных систем электроприводов (PHiL-симуляторы).
- Разработка и исследование топологии силовых цепей для программно аппаратных симуляторов основных систем электроприводов.
- Разработка и исследование системы автоматического регулирования силовыми программно - аппаратными симуляторами.

Глава 2. Разработка и исследование HiL-симуляторов электроприводов

Объекты имитации силовой части электропривода в общем случае включают в себя следующий набор элементов:

- питающая сеть;
- силовой преобразователь;
- электромеханический преобразователь;
- рабочий механизм.

В главе на основе [40, 46, 92] приведено математическое описание распространённых систем электроприводов: ШИП-ДПТ, ТПН-АД, ПЧ-АД. Для выбранных систем представлены математические модели следующих объектов:

- транзисторный широтно-импульсный преобразователь;
- тиристорный преобразователь напряжения;
- транзисторный инвертор напряжения;
- двигатель постоянного тока с независимым возбуждением;
- асинхронный трехфазный двигатель с короткозамкнутым ротором;

В главе также обсуждаются вопросы построения программ реального времени, исполняемых на ПЛИС (ПЛИС-моделей) [80—85], на основе представленного математического описания объектов. Рассматривается вопрос выбора метода решения ДУ для реализации ПЛИС-моделей, проведён анализ выбранного метода. Поскольку ПЛИС способна работать с переменными типа integer, fixed-point и т.д., проведён выбор типа переменных, в которых будут созданы ПЛИС-модели.

Апробация HiL-симуляторов, созданных на основе построенных ПЛИСмоделей, представлена в данной главе для системы ШИП-ДПТ и ТПН-АД. Приведены экспериментальные осциллограммы, полученные в результате работы HiLсимуляторов реальных объектов.

2.1. Математические модели объектов симуляции силовой части электроприводов

2.1.1. Общие положения

Представленные в данной главе математические модели преобразователей и двигателей удовлетворяют общим положениям, которые позволяют с единых позиций подойти к построению ПЛИС-модели реального времени для программноаппаратных симуляторов.

Первое положение заключается в том, что для целей исследования динамических свойств электроприводов с полупроводниковыми преобразователями и анализа тепловых режимов двигателя допустимо пренебречь потерями в полупроводниковых элементах (тиристоры и транзисторы) и считать их идеальными ключами. Полупроводниковый элемент можно считать идеальным, если выполняются условия:

- сопротивление в проводящем состоянии равно нулю, а в непроводящем бесконечно;
- в закрытом состоянии нет тока утечки;
- открытие и закрытие происходит мгновенно, то есть время переключения полупроводниковых элементов принимается равным нулю.

Второе положение состоит в следующем: все параметры и переменные состояния как асинхронного двигателя (АД), так и коллекторной машины постоянного тока представляются в относительных единицах. Такое представление при моделировании режимов работы характеризуется рядом положительных моментов [93]:

- все переменные и параметры моделей выражаются в долях от соответствующих базисных величин;
- результаты аналитического исследования и имитационного моделирования, полученные с использованием относительных единиц, имеют большую сте-

пень общности в сравнении с использованием физической (абсолютной) системы единиц. Это обусловлено тем, что при изменении мощности электрических машин относительные значения их параметров и относительные характеристики изменяются в гораздо меньшей степени, чем абсолютные значения параметров и характеристики;

 процедура перехода к относительным единицам вносит элемент рационального масштабирования уравнений модели и приводит их к виду, удобному для моделирования.

В работе для коллекторной машины постоянного тока применяется система общепринятых базисных единиц, представленная в [86, 94].

Для асинхронного двигателя применяется система общепринятых базисных единиц, построенная на амплитудных значениях номинальных токов (I_N), напряжений (U_N) и угловой частоте питающего двигатель напряжения (Ω_6). Данная система предложена А.А. Янко-Триницким в [97] и рассмотрена в [93].

2.1.2. Математическая модель двигателя постоянного тока с независимым возбуждением

Рассмотрим математическую модель коллекторной машины постоянного тока с независимым возбуждением (2.1), где цепь якоря питается независимо от обмотки цепи возбуждения. Такую машину называют двигателем постоянного тока с независимым возбуждением.

Система уравнений математической модели ДПТ НВ примет следующий вид:

$$\begin{cases}
e_{\Pi} = e_{A} + r_{g}i_{g} + r_{g}T_{g}\frac{di_{g}}{dt}, \\
m = i_{g}\varphi, \\
m - m_{c} = T_{j}\frac{d\omega}{dt}, \\
e_{A} = \omega\varphi,
\end{cases}$$
(2.1)

где e_n , e_d – э.д.с. преобразователя и противо-э.д.с. якоря машины; r_g – активное сопротивление цепи якоря; T_g – постоянная времени цепи якоря; i_g – ток якоря; m – электромагнитный момент; m_c – момент сопротивления; φ – электромагнитный поток возбуждения двигателя; ω – угловая скорость ротора машины; T_j – постоянная времени механической части двигателя.

Первое уравнение в (2.1) представляет собой уравнение баланса напряжения на основе общеизвестной схемы замещения цепи якоря машины.

Второе уравнение в (2.1) описывает связь электромагнитной и механической частей двигателя. Третье уравнение представленной математической модели описывает движение механической части машины, четвёртое уравнение демонстрирует взаимосвязь между скоростью и э.д.с. двигателя.

Для демонстрации работы HiL-симулятора достаточно реализовать «однозонную» [86, 94] систему автоматического регулирования скорости двигателя. В этом случае электромагнитный поток возбуждения ДПТ HB принимается $\varphi = const$.

На рис. 2.1 приведена структурная схема ДПТ НВ, соответствующая математической модели (2.1), уравнения которой записаны в операторной форме. Входными переменными модели является э.д.с. преобразователя e_n , приложенная к цепи якоря двигателя, а также момент сопротивления m_c . Выходными переменными модели являются ток якоря (i_g) и угловая скорость ротора двигателя (ω) .



Рис. 2.1. Структурная схема ДПТ НВ

Представленная структура даёт достаточное представление о процессах, протекающих в двигателе при изменении входных переменных. Описанная математическая модель будет использована для реализации ПЛИС-модели ДПТ НВ.

2.1.3. Математическая модель асинхронного двигателя

Для описания электромагнитных переходных процессов АД, как и для любого электромеханического преобразователя энергии, необходимо составить уравнения электрического и механического равновесия, а также уравнения преобразования электромагнитной энергии в механическую. Первые представляют собой уравнения баланса напряжений, записываемые для цепей каждой обмотки машины; второе – уравнение движения электропривода, а третье – устанавливает количественную связь, характеризующую преобразование электромагнитной энергии в механическую или наоборот.

Дифференциальных уравнений асинхронной машины приведены при следующие допущения и положениях [96]:

- не учитываются насыщение магнитопровода, потери в стали, влияние пазов машины;
- принимается, что фазные обмотки выполнены одинаковыми, воздушный зазор между статором и ротором равномерен;
- не учитываются высшие пространственные гармоники магнитного поля, т.е.
 магнитное поле каждой обмотки считается распределённым синусоидально

по окружности расточки статора;

- параметры ротора приведены к цепи статора.

Для описания процессов в АД при работе с симулятором реального времени удобнее использовать математическую модель электропривода, в основу которой положена известная система дифференциальных уравнений АД в переменных «ток статора (i_s) – потокосцепление ротора (Ψ_r)», записанная в нормальной форме Коши в относительных единицах в неподвижной трёхфазной системе координат [15] при общепринятых допущениях [96]. Такая модель удобна тем, что в ней присутствуют фазные токи, которые необходимы для работы с реальной системой управления электроприводом, что для других моделей невозможно без использования преобразователей координат [93]. Следует отметить, что использование тригонометрических функций при реализации блока преобразования координат существенно сказывается на времени обработки задачи на ПЛИС.

Система уравнений, описывающая процессы, протекающие в асинхронном двигателе, с учётом вышеизложенных допущений в переменных, записанных в относительных единицах, выглядит следующим образом:

$$\begin{cases} \frac{di_{sa}}{dt} = \frac{1}{x_s\sigma} \left(u_{sa} - r_s i_{sa} - k_r \frac{d\psi_{ra}}{dt} \right), \\ \frac{di_{sb}}{dt} = \frac{1}{x_s\sigma} \left(u_{sb} - r_s i_{sb} - k_r \frac{d\psi_{rb}}{dt} \right), \\ \frac{di_{sc}}{dt} = \frac{1}{x_s\sigma} \left(u_{sc} - r_s i_{sc} - k_r \frac{d\psi_{rc}}{dt} \right), \\ \frac{d\psi_{ra}}{dt} = \alpha'_r i_{sa} - \alpha_r \psi_{ra} + \frac{\omega}{\sqrt{3}} \left(\psi_{rc} - \psi_{rb} \right), \\ \frac{d\psi_{rb}}{dt} = \alpha'_r i_{sb} - \alpha_r \psi_{rb} + \frac{\omega}{\sqrt{3}} \left(\psi_{ra} - \psi_{rc} \right), \\ \frac{d\psi_{rc}}{dt} = \alpha'_r i_{sc} - \alpha_r \psi_{rc} + \frac{\omega}{\sqrt{3}} \left(\psi_{rb} - \psi_{ra} \right), \\ m = \frac{k_r}{\sqrt{3}} \left[\psi_{ra} \left(i_{sb} - i_{sc} \right) - i_{sa} \left(\psi_{rb} - \psi_{rc} \right) \right], \\ m - m_c = J_{\mathbf{a}} \frac{d\omega}{dt}, \end{cases}$$

$$(2.2)$$

где u_{sa} , u_{sb} , u_{sc} , i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} , ψ_{ra} , ψ_{rb} , ψ_{rc} – фазные напряжения, токи статора и фазные потокосцепления ротора; m_c и J_{d} – момент сопротивления и момент инерции двигателя; ω – угловая скорость ротора двигателя.

В дополнение к вышеописанным параметрам приведём: полный коэффициент рассеяния машины *σ*:

$$\sigma = 1 - \frac{x_m^2}{x_s x_r},\tag{2.3}$$

коэффициент затухания ротора $\alpha_{r}^{'}$ при замкнутом статоре:

$$\alpha_r' = k_r r_r, \tag{2.4}$$

где r_s , r_r , x_s , x_r , x_m – электрические параметры «Т-образной» схемы замещения (активные и реактивные сопротивления) статорных и роторных цепей двигателя, выраженные в относительных единицах; k_r – коэффициент связи ротора.

Результатом решения (2.2) являются фазные токи i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} и момент двигателя *m* при заданном напряжении питания u_{sa} , u_{sb} , u_{sc} и известной угловой скорости ротора ω .

На рис. 2.2 приведена структурная схема электрической части АД, соответствующая модели (2.2), уравнения которой записаны в операторной форме.



Рис. 2.2. Структурная схема АД

Входными переменными модели являются фазные напряжения u_{sa} , u_{sb} , u_{sc} , прикладываемые к обмоткам статора, а также момент сопротивления m_c . Выходными переменными модели являются токи статора i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} и угловая скорость ротора машины ω .

Представленная математическая модель будет использована для реализации ПЛИС-модели.

2.1.4. Математическая модель широтно-импульсного преобразователя постоянного тока

Математическое описание широтно-импульсного преобразователя постоянного тока представлено для ШИП, который может быть применён в электроприводе системы ШИП-ДПТ, показанном на рис. 2.3.



Рис. 2.3. Схема силовой части электропривода ШИП-ДПТ

Для двигательного режима работы электропривода ($I_{s} > 0$), при различных вариантах коммутации транзисторных ключей VT1 и VT2 уравнения математи-
ческой модели выходного напряжения можно записать следующим образом:

$$\begin{cases} U_{\mathfrak{g}} = U_{\mathfrak{n}}, & \operatorname{при} (VT1 = 1) \& (VT2 = 0); \\ U_{\mathfrak{g}} = 0, & \operatorname{при} (VT1 = 0) \& (VT2 = 0); \\ U_{\mathfrak{g}} = 0, & \operatorname{при} (VT1 = 0) \& (VT2 = 1). \end{cases}$$
(2.5)

Для тормозного режима работы электропривода ($I_{g} < 0$) уравнения математической модели выходного напряжения:

$$\begin{cases} U_{\mathfrak{g}} = -U_{\mathfrak{n}}, & \operatorname{при} (VT1 = 1) \& (VT2 = 0); \\ U_{\mathfrak{g}} = -U_{\mathfrak{n}}, & \operatorname{при} (VT1 = 0) \& (VT2 = 0); \\ U_{\mathfrak{g}} = 0, & \operatorname{при} (VT1 = 0) \& (VT2 = 1). \end{cases}$$
(2.6)

Во вторых уравнениях (2.5) и (2.6) учтено влияние мёртвого времени – момент, когда ключи VT1 и VT2 закрыты. В этом случае, если ток нагрузки положительный, то есть протекает от преобразователя в нагрузку, то напряжение, прикладываемое к нагрузке равно 0 (как продемонстрировано в (2.5)). Если же ток нагрузки отрицательный и направлен в преобразователь, напряжение, прикладываемое к нагрузке, равно $-U_{\pi}$ (показано в (2.6)).

На основе представленной математической модели можно описать реверсивный ШИП, созданный на основе схемы из четырёх транзисторных ключей.

2.1.5. Математическая модель тиристорного преобразователя переменного напряжения

При математическом описании тиристорного преобразователя переменного напряжения [31] необходимо учитывать мгновенную несимметрию фазных напряжений, вызванную чередованием проводящих и непроводящих состояний тиристоров. Схема силовых цепей электропривода системы ТПН-АД приведена на рис. 2.4.



Рис. 2.4. Схема силовой части электропривода ТПН-АД

Математическое описание тиристорного преобразователя напряжения (ТПН) получается наиболее простым, если использовать для описания состояния вентилей напряжение на тиристорах [89]. В этом случае уравнения электрического равновесия напряжений фаз статора и, соответственно, структура расчётных выражений остаются неизменными при любом состоянии вентилей. Действительно, дифференциальные уравнения электрического равновесия статорных цепей двигателя в матричной форме можно записать в виде:

$$u_s = r_s i_s + x_s D i_s + e_r, \tag{2.7}$$

где u_s , i_s – матрицы - строки фазных напряжений и токов; $e_r = x_m D i_r$ – матрица - строка э.д.с. взаимоиндукции, наводимой токами ротора i_r в статоре; D – символ дифференцирования по времени.

С учетом (2.7) схему замещения статорных цепей системы ТПН-АД можно представить в виде, показанном на рис. 2.5.



Рис. 2.5. Расчетная схема замещения статорных цепей АД с ТПН

Из схемы замещения следует, что напряжения на фазах двигателя определяются выражением:

$$u_s = u_c - u_t - u_0 E_0, (2.8)$$

где u_c – матрица-строка фазных напряжений питающей сети; u_t – матрица-строка напряжений на тиристорах в фазах двигателя; u_0 - напряжение между нулевыми точками сети и двигателя; $E_0 = |1\ 1\ 1|$ - единичная матрица.

Если ввести матрицу – столбец переключающих функций

$$\Phi = ||\Phi_a \ \Phi_b \ \Phi_c||, \tag{2.9}$$

то выражение для расчета напряжения u_0 можно представить в виде:

$$u_0 = Q\{u_{\rm c} \, \Phi - e_r \, \Phi_u\},\tag{2.10}$$

где $Q = \Phi_3/3 + \Phi_2/2; \Phi_u$ - матрица, получаемая путем инверсии элементов матрицы Φ .

Функциональная схема системы импульсно-фазового управления (СИФУ) для одной фазы [95] показана на рис. 2.6.



Рис. 2.6. Функциональная схема одной фазы СИФУ

СИФУ обеспечивает формирование управляющих импульсов на тиристоры ТПН. В данном случае синхронизация принята по линейному напряжению сети U_n , которое поступает на блок формирователей синхронизирующих импульсов. Синхронизирующие импульсы $f_{Cинхр}$ поступают на блок формирования опорных сигналов U_{On} в виде пилообразного напряжения, откуда, в свою очередь пилообразное напряжение приходит на блок сравнения с управляющим напряжением u_y . Результатом сравнения являются напряжения, которые поступают на блок формирования логических переменных. На данном блоке формируются сигналы Φ – логические переменные, характеризующие признак наличия управляющего импульса, которые, пройдя через блок $\Phi \square$ – формирователь длительности, образуют сигналы f – логические переменные, характеризующие состояние тиристорного ключа и используемые для формирования напряжения на двигателе.

Работу СИФУ при угле управления $\alpha = 60^{\circ}$ на первом полупериоде иллюстрирует временная диаграмма (рис. 2.7), построенная для одного канала управления фазы.



Рис. 2.7. Временная диаграмма сигналов СИФУ, фазных тока и напряжения при угле управления $\alpha = 60^{\circ}$.

2.1.6. Математическая модель трёхфазного автономного инвертора напряжения

Для системы ПЧ-АД в данной работе рассматривается математическая модель трёхфазного автономного инвертора [93].

Для регулирования угловой скорости ротора асинхронного двигателя чаще всего используется преобразователь частоты (ПЧ), который работает в режиме источника напряжения. Такой преобразователь также называется автономным инвертором напряжения (АИН). Схема силовой части системы ПЧ-АД с трёхфазным АИН показана на рис. 2.8.



Рис. 2.8. Схема силовой части системы ПЧ-АД

Коммутацией каждой пары ключей *VT1-VT2, VT3-VT4, VT5-VT6* формируются напряжения на выходе АИН. В (2.11) представлены напряжения фазы *a* при различных комбинациях включённых ключей АИН. Напряжения для других фаз формируются аналогичным образом. Следует отметить, что в математической модели исключено совместное включение ключей, находящихся в одной стойке.

$$\begin{cases} U_a = \frac{U_n}{3}, & \text{при} (VT1 = 1) \& (VT3 = 1) \& (VT6 = 1); \\ U_a = -\frac{U_n}{3}, & \text{при} (VT2 = 1) \& (VT3 = 1) \& (VT6 = 1); \\ U_a = -\frac{U_n}{3}, & \text{при} (VT2 = 1) \& (VT4 = 1) \& (VT5 = 1); \\ U_a = \frac{U_n}{3}, & \text{при} (VT1 = 1) \& (VT4 = 1) \& (VT5 = 1); \\ U_a = -\frac{2U_n}{3}, & \text{при} (VT1 = 1) \& (VT4 = 1) \& (VT6 = 1); \\ U_a = -\frac{2U_n}{3}, & \text{при} (VT2 = 1) \& (VT3 = 1) \& (VT5 = 1). \end{cases}$$
(2.11)

Влияние мёртвого времени на работу АИН учитывается аналогичным образом, что и в модели ШИП. Для этого в модели контролируется направление тока, протекающего в каждой из фаз нагрузки.

2.2. Методика создания программного кода для HiL-симуляторов

2.2.1. Общие положения

Для создания ПЛИС-моделей существует ряд программных пакетов, таких как Vivado, ISE, Quartus, MAX+PLUS, LabVIEW FPGA и др. [73—75]. Каждый программный пакет обладает своим уникальным пользовательским интерфейсом, позволяющим создавать код и проводить отладку написанной программы. Создание кода, чаще всего, ведётся на основных языках программирования ПЛИС – Very high speed integrated circuits Hardware Description Language (VHDL) или Verilog Hardware Description Language (Verilog HDL). Среда LabVIEW FPGA отличается от других тем, что позволяет работать не только с текстовыми языками, перечисленными выше, но и с графическим языком программирования «G», разработанный фирмой National Instruments.

Один из основных типов переменных, с которыми работает ПЛИС – «Std_logic_vector». По своей сути эта переменная является машинным словом, длина которого (в битах) определяется пользователем. Благодаря специальным библиотекам переменная «Std_logic_vector» может быть представлена в виде различных и удобных для работы типов переменных. При работе с ПЛИС-моделями удобнее всего использовать переменные типа Fixed-point (с фиксированной точкой) или Integer (целочисленные). Необходимо заметить, что при сложной обработке информации ПЛИС не используются переменные типа Floating-point (с плавающей точкой). Для реализации ПЛИС-моделей в работе использовались переменные с фиксированной точкой. ПЛИС-модель, построенная в таких переменных, удобна для восприятия, а также не требует дополнительных преобразований значений переменных модели. Основной проблемой при использовании данного типа переменных является рациональный выбор количества разрядов, необходимых для целой и дробной частей каждой из переменных. Следует отметить, что в представленных в данной главе уравнениях математических моделей содержатся операции деления, которые при создании кода для ПЛИС целесообразно заменять операциями умножения, так как реализация операции деления, выполняемая на ПЛИС, так же, как и на любых других контроллерах, занимает значительно больше времени, чем операция умножения.

2.2.2. Выбор и анализ методов решения дифференциальных уравнений объектов симуляции

Рабочий цикл ПЛИС-модели состоит из времени, необходимого для приёма цифровых или аналоговых сигналов от внешних устройств, их обработку и выдачу аналоговых или дискретных сигналов для внешних устройств (рис. 2.9). Поскольку длина рабочего цикла для рассматриваемых в работе симуляторов реального времени выбрана равной 1 мкс (гл. 1), время выполнения одной итерации ПЛИС-модели должно быть менее 1 мкс.



Рабочий временной цикл HiL

Рис. 2.9. Рабочий цикл HiL-симулятора

Существует множество численных методов решения задачи Коши (2.12), к которой сводятся математические описания рассматриваемых в работе объектов, наиболее популярными из них являются семейство методов Рунге-Кутты [7, 47, 91].

$$\begin{cases} y' = f(x, y), \\ y(x_0) = y_0, \end{cases}$$
 (2.12)

где x, y – переменные уравнения; f – функция, разрешённая относительно производной переменной $y; (x_0, y_0)$ – начальное условие.

Самым известным и распространённым методом из данного семейства является одношаговый численный метод решения ДУ Рунге-Кутты 4-го порядка (2.13). Метод хорошо приспособлен для практического применения на цифровых вычислительных средствах и не требует дополнительного вычисления начальных значений:

$$\begin{cases} y_{n+1} = y_n + \frac{h}{6}(k_1 + 2k_2 + 2k_3 + k_4), \\ k_1 = f(x_n, y_n), \\ k_2 = f(x_n + \frac{h}{2}, y_n + \frac{h}{2}k_1), \\ k_3 = f(x_n + \frac{h}{2}, y_n + \frac{h}{2}k_2), \\ k_4 = f(x_n + h, y_n + hk_3), \end{cases}$$
(2.13)

где h – величина шага; $k_1...k_4$ – коэффициенты метода; x_n, y_n – значения переменных на n-ом шаге.

Главным недостатком данного метода, с точки зрения построения ПЛИСмоделей реального времени, является то, что он требует решать уравнения последовательно, используя переменные одного уравнения, полученные на исполняемом такте для решения второго, следующего уравнения [13]. Описанный процесс схематично изображён на рис. 2.10. Данный недостаток таких численных методов решения ДУ не позволяет использовать одно из главных преимуществ ПЛИС – параллельную обработку информации.





Для реализации параллельного решения системы дифференциальных уравнений (СДУ) на ПЛИС необходимо выбрать такой численный метод, который позволит решать все уравнения системы на каждой итерации параллельно, независимо друг от друга, как показано на рис. 2.11. При подобной реализации решения СДУ на ПЛИС переменные, необходимые для решения каждого из ДУ, берутся с предыдущей итерации [13].



Рабочий временной цикл HiL (п)

Рабочий временной цикл HiL (п+1)

Рис. 2.11. Параллельное решение уравнений в HiL-симуляторе

Семейство методов Адамса-Бэшфорта [7, 91] позволяют реализовать решение каждого из уравнений СДУ параллельно. Данное семейство численных методов относится к явным многошаговым методам. Главным недостатком методов Адамса-Бэшфорта k-го порядка является то, что перед началом использования метода необходимо знать решения в первых k точках. Для вычисления начальных значений переменных чаще всего используются одношаговые методы.

Следует заметить, что численный метод Адамса-Бэшфорта 1 порядка не что иное, как общеизвестный метод Эйлера. Таким образом, метод Адамса-Бэшфорта

1-го порядка выглядит следующим образом:

$$y_{n+1} = y_n + hf(t_n, y_n), (2.14)$$

где $t_n = nh$.

Численный метод Адамса-Бэшфорта 2-го (2.15) и 3-го (2.16) порядка записываются так:

$$y_{n+2} = y_{n+1} + h\left(\frac{3}{2}f(t_{n+1}, y_{n+1}) - \frac{1}{2}f(t_n, y_n)\right). \tag{2.15}$$

$$\begin{split} y_{n+3} &= y_{n+2} + h(\frac{23}{12}f(t_{n+2},\;y_{n+2}) - \frac{4}{3}f(t_{n+1},\;y_{n+1}) + \\ &\quad + \frac{5}{12}f(t_n,\;y_n)). \end{split} \tag{2.16}$$

Локальная и глобальная погрешности семейства методов Адамса-Бэшфорта оцениваются как $O(h^{k+1})$ и $O(h^k)$ соответственно, где h – выбранный шаг решения ДУ, k – порядок метода.

Таким образом, самое точное решение из трёх перечисленных численных методов решения ДУ при фиксированном шаге расчёта будет давать метод Адамса-Бэшфорта 3-го порядка (2.16). В данном случае локальная и глобальная погрешности будут равны $O(h^4)$ и $O(h^3)$ соответственно.

Для HiL-симуляторов, созданных на базе ПЛИС и работающих с шагом $h = 10^{-6}$, достаточно будет применять метод Эйлера. Но для HiL-симуляторов, работающих с шагом более 1 мкс, рационально использовать методы Адамса-Бэшфорта более высокого порядка, поскольку они обеспечивают более высокую точность [7]. В этом случае для поиска решений в первых точках возможно использование метода Адамся-Бэшфорта низшего порядка. При использовании метода 3-го порядка первую точку можно вычислить методом Эйлера (методом Адамса-Бэшфорта 1-го порядка), вторую – методом Адамса-Бэшфорта 2-го порядка первых шагах расчёта, но в данном случае при работе с HiL-симуляторами, и в частности, при работе с ПЛИС, такой приём необходим, поскольку вычислить заранее первые

точки СДУ для модели реального времени в HiL-симуляторах не представляется возможным.

2.2.3. Выбор разрядности переменных цифровых моделей HiL-симуляторов

Операции на ПЛИС в HiL-симуляторах, как уже было сказано, удобно реализовывать в переменных, представленных в виде чисел с фиксированной точкой (Fixed Point). Рассматриваемые ПЛИС семейства Xilinx поддерживают переменные «Std_logic_vector». Крупные ПЛИС, такие как Xilinx Virtex-5 [60] или Xilinx Artix-7 [58] позволяют реализовывать ПЛИС-модели с переменными «Std_logic_vector» с размерами вплоть до 64 бит, но если речь идёт о более дешёвых ПЛИС, объём которых не позволяет реализовывать сложные комплексные модели с максимальным количеством разрядов переменных, например ПЛИС семейства Xilinx Spartan-3 [59], то вопрос рационального использования имеющегося пространства становится актуальным.

Поскольку основной задачей HiL-симулятора является максимально точное решение ДУ на ПЛИС, предлагается определить минимальное число разрядов для целой и дробной частей переменных ПЛИС-моделей, необходимых для обеспечения достаточной точности решения ДУ.

Математические модели двигателей (2.1) и (2.2) записаны в переменных, выраженных в относительных единицах, поэтому можно достаточно просто оценить количество разрядов, необходимых для целой части переменных, учитывая их ограничения. Для реализации модели необходимо определить максимально возможную величину из всех переменных ПЛИС-модели, чтобы задать соответствующее количество разрядов для целой части всех переменных ПЛИС-модели.

Для ПЛИС-модели ДПТ НВ, созданной на основе (2.1), значения переменных не превышают 3-4 о.е., поэтому максимальным количеством разрядов для целой части всех переменных ПЛИС-модели будет 3 бита.

Переменные ПЛИС-модели АД, созданной на основе (2.2) изменяются в бо-

лее широком диапазоне, но не превышают 7-8 о.е. Поэтому для ПЛИС-модели АД зададимся максимальным количеством разрядов для целой части всех переменных ПЛИС-модели – 4 бита.

Подобная оценка количества разрядов, необходимых для целой части переменных ПЛИС-моделей дана для случая, в котором все параметры ПЛИС-модели вычисляются в блоке инициализации программы. В противном случае количество разрядов целой части переменных может быть в разы больше. Например, при реализации апериодического звена, входящего в состав ПЛИС-моделей, необходимо параметр $\frac{h}{T_{\rm s}}$ вычислять в блоке инициализации, потому что вычисление в ПЛИСмодели $h \frac{1}{T_{\rm s}}$ будет равносильно умножению шага h на большое целое число, поскольку $T_{\rm s} < 1$, а операция деления заменяется на операцию умножения.

Главной задачей в рассматриваемой постановке является определение достаточного количества разрядов для дробной части переменных. Для реализации общего подхода к решению данной задачи предлагается ограничить количество разрядов, необходимых для дробной части всех переменных. Используя подобный подход возможно уменьшить объём используемого пространства ПЛИС-модели. Если в дальнейшем потребуется более тонкая настройка ПЛИС-модели, можно определить количество разрядов для целых и дробных частей каждой из переменных в отдельности.

Для решения поставленной задачи предлагается дать оценку среднеквадратичному отклонению между токами двигателя, полученными в компьютерной модели, где решение СДУ реализовано методом Рунге-Кутты 4 порядка и ПЛИСмодели при различном количестве разрядов, закладываемых для дробной части переменных.

Рассматриваются критические варианты пуска: для ДПТ НВ – пуск двигателя при ступенчатой подаче на него напряжения, для АД – прямой пуск.

Оценка разрядности переменных ПЛИС-модели ДПТ НВ

Для проведения вычислительного эксперимента с ПЛИС-моделью ДПТ НВ перепишем уравнения (2.1). Введём следующие обозначения переменных и параметров: $e_{n} = 1$; $\varphi(t) = 1$; $x_{1}(t) = i_{s}(t)$; $x_{2}(t) = \omega(t) = e_{d}(t)$; $T_{1} = T_{s}$; $T_{2} = T_{j}r_{s}$.

Э.д.с. преобразователя e_n принимаем равным 1, поскольку это соответствует пуску двигателя при ступенчатой подаче полного напряжения. Подобный запуск машины вызывает большие броски тока якоря. Поэтому дадим оценку достаточного количества разрядов для дробной части переменных модели по переменной x_1 , характеризующей ток якоря.

Основными параметрами двигателя постоянного тока являются электромагнитная и электромеханическая постоянные времени, которым, в данном случае, соответствуют параметры T_1 и T_2 . Комбинации этих параметров определяют ДПТ НВ определённой мощности. Поэтому для того, чтобы охватить широкий диапазон двигателей постоянного тока с независимым возбуждением параметр T_1 , соответствующий постоянной времени якоря, в данном опыте будет изменяться в диапазоне [0,008...0,1], а параметр T_2 , пропорциональный механической постоянной времени, будет изменяться в диапазоне [0,5...2].

Начальными условиями будут: $x_1(0) = 0, x_2(0) = 0.$

Таким образом, система уравнений (2.1) с учётом описанных выше допущений может быть переписана следующим образом:

$$\begin{cases} \frac{dx_1}{dt} = \frac{1 - x_2(t) - x_1(t)}{T_1} = f_1(t), \\ \frac{dx_2}{dt} = \frac{x_1(t)}{T_2} = f_2(t). \end{cases}$$
(2.17)

Преобразованная математическая модель (2.17), записанная методом Адамса-Бэшфорта 1-го порядка (методом Эйлера), выглядит следующим образом:

$$\begin{cases} x_1(nh+h) = x_1(nh) + hf_1(nh), \\ x_2(nh+h) = x_2(nh) + hf_2(nh). \end{cases}$$
(2.18)

Для ПЛИС-модели, определяемой системой уравнений (2.18) при различных комбинациях параметров T_1 и T_2 , как было отмечено выше, количество разрядов, закладываемых на целую часть каждой переменной модели – 3 бита.

На рис. 2.12 демонстрируется семейство зависимостей среднеквадратичных отклонений между массивами переменных $x_{1 \ HiL}$ и $x_{1 \ Mod}$, полученными при имитации разгона двигателей, описываемых уравнениями (2.18), при различных комбинациях T_1 и T_2 . Массив переменной $x_{1 \ HiL}$ вычислен в ПЛИС-модели при различном количестве разрядов дробной части переменных, изменяющихся от 33 до 43 бит. Массив переменной $x_{1 \ Mod}$ вычислен в компьютерной модели в Matlab/Simulink методом Рунге-Кутты 4-го порядка в переменных с плавающей точкой. Шаг расчёта ПЛИС-модели и компьютерной модели выбран $h = 10^{-6}$ с.



Рис. 2.12. Зависимости среднеквадратичного отклонения RMSE переменной x_1 от постоянных времени T_1 и T_2 при различном количестве разрядов дробной части данных ПЛИС-модели

Для рассматриваемого в работе двигателя МБП-ЗШ-Н, параметры которого представлены в Приложении 1, зависимость среднеквадратичного отклонения от количества разрядов дробной части переменных ПЛИС-модели представлена на рис. 2.13. Здесь отклонение, к которому стремится диаграмма, представляет собой ошибку вычисления СДУ методом Эйлера.



Рис. 2.13. Зависимости среднеквадратичного отклонения RMSE переменной x_1 от количества разрядов дробной части данных ПЛИС-модели двигателя МБП-3Ш-Н

Представленные зависимости (рис. 2.12 и 2.13) демонстрируют, что для ПЛИС-модели ДПТ НВ можно определить «граничное число разрядов», не повышающее существенно точность по переменной тока якоря – 35 разрядов для дробной части всех переменных модели. При этом для двигателя МБП-3Ш-Н подобное решение обеспечивает среднеквадратичное отклонение, не превышающее 0, 352373 · 10⁻⁵.

На рис. 2.14 продемонстрирована зависимость среднего значения среднеквадратичных отклонений Mean(RMSE) переменной x_1 от девиации всех параметров двигателя. Девиация параметров реализована с помощью функции распределения Гаусса. Рассматриваемая зависимость показывает, что предложенную разрядность в 35 бит, при которой обеспечивается среднеквадратичное отклонение 0, $352373 \cdot 10^{-5}$, можно признать вполне приемлемой, потому что при таком отклонении девиация параметров двигателя равна 0, 0038%, что существенно ниже девиации параметров, обусловленных неидеальностью производственного процесса двигателя. Следует отметить, что в целях экономии места на ПЛИС, можно выбрать необходимое количество разрядов для дробной части всех переменных исходя из среднеквадратичного отклонения, которое в свою очередь зависит от выбранной пользователем девиации параметров реального двигателя.



Рис. 2.14. Зависимость среднего значения среднеквадратичных отклонений Mean(RMSE) переменной x_1 от девиации параметров двигателя МБП-ЗШ-Н

Для демонстрации полного диапазона изменения среднего значения среднеквадратичных отклонений на рис. 2.15 представлена диаграмма отклонений Mean(RMSE) в зависимости от девиации параметров в диапазоне 5%.



Рис. 2.15. Зависимость среднего значения среднеквадратичных отклонений Mean(RMSE) переменной x_1 от девиации параметров двигателя МБП-3Ш-Н в диапазоне 5%

Оценка разрядности переменных ПЛИС-модели АД

Система уравнений, подготовленная для реализации на ПЛИС, записанная методом Эйлера на основе математической модели (2.2), описывающая процессы в асинхронном двигателе, выглядит следующим образом:

$$\begin{cases} i_{sa(i)} = i_{sa(i-1)} + \frac{h}{x_s\sigma} \left(u_{sa(i-1)} - r_s i_{sa(i-1)} - k_r \Delta \Psi_{rA(i-1)} \right), \\ i_{sb(i)} = i_{sb(i-1)} + \frac{h}{x_s\sigma} \left(u_{sb(i-1)} - r_s i_{sb(i-1)} - k_r \Delta \Psi_{rb(i-1)} \right), \\ i_{sc(i)} = i_{sc(i-1)} + \frac{h}{x_s\sigma} \left(u_{sc(i-1)} - r_s i_{sc(i-1)} - k_r \Delta \Psi_{rc(i-1)} \right), \\ \Delta \Psi_{ra(i)} = \alpha'_r i_{sa(i-1)} - \alpha_r \Psi_{ra(i-1)} + \frac{\omega_{(i-1)}}{\sqrt{3}} \left(\Psi_{rc(i-1)} - \Psi_{rb(i-1)} \right), \\ \Psi_{ra(i)} = \Psi_{ra(i-1)} + \Delta \Psi_{ra(i)} h, \\ \Delta \Psi_{rb(i)} = \alpha'_r i_{sb(i-1)} - \alpha_r \Psi_{rb(i-1)} + \frac{\omega_{(i-1)}}{\sqrt{3}} \left(\Psi_{ra(i-1)} - \Psi_{rc(i-1)} \right), \\ \Psi_{rb(i)} = \Psi_{rb(i-1)} + \Delta \Psi_{rb(i)} h, \\ \Delta \Psi_{rc(i)} = \alpha'_r i_{sc(i-1)} - \alpha_r \Psi_{rc(i-1)} + \frac{\omega_{(i-1)}}{\sqrt{3}} \left(\Psi_{rb(i-1)} - \Psi_{ra(i-1)} \right), \\ \Psi_{rc(i)} = \Psi_{rc(i-1)} + \Delta \Psi_{rc(i)} h, \\ m_{(i)} = \frac{k_r}{\sqrt{3}} \left[\Psi_{ra(i-1)} \left(i_{sb(i-1)} - i_{sc(i-1)} \right) - i_{sa(i-1)} \left(\Psi_{rb(i-1)} - \Psi_{rc(i-1)} \right) \right], \\ \frac{d\omega_{(i)}}{dt} = \omega_{(i-1)} + \frac{m_{(i-1)} - m_c}{J_A}, \end{cases}$$

$$(2.19)$$

где *i* – номер итерации.

На вход модели поданы синусоидальные сигналы u_{sa} , u_{sb} , u_{sc} с амплитудой и частотой 1 о.е., что соответствует прямому пуску двигателя. Подобный запуск машины вызывает большие броски токов статора, которые в свою очередь формируют момент. Поэтому дадим оценку достаточного количества разрядов для дробной части переменных модели по переменной m, характеризующей момент двигателя.

Основными параметрами асинхронного двигателя, по аналогии с ДПТ HB, являются параметры T_1 и T_2 , где $T_1 = \frac{x_s \sigma}{r_s} T_6$; $T_2 = J_{\rm A} T_6$. Комбинации этих параметров определяют АД определённой мощности.

Для проведения вычислительного эксперимента выберем, например, ряд асинхронных двигателей серии 4А с синхронной частотой вращения 1000 об/мин [27]. Параметр T_1 в данном случае будет изменяться в диапазоне [0,004...0,23], а параметр T_2 будет изменяться в диапазоне [0,12...1,5].

Для ПЛИС-модели АД, определяемой системой уравнений (2.19) при различных комбинациях параметров T_1 и T_2 , как было отмечено выше, количество разрядов, закладываемых на целую часть каждой переменной модели равно 4 бита.

На рис. 2.16 демонстрируется семейство зависимостей среднеквадратичных отклонений между массивами переменных m_{HiL} и m_{mod} , полученными при имитации разгона двигателей, описываемых уравнениями (2.19), при различных комбинациях T_1 и T_2 . Массив переменной m_{HiL} вычислен в ПЛИС-модели при различном количестве разрядов дробной части переменных, изменяющихся от 39 до 31 бит. Массив переменной m_{mod} вычислен в компьютерной модели в Мatlab/Simulink методом Рунге-Кутты 4-го порядка в переменных с плавающей точкой. Шаг расчёта ПЛИС-модели и компьютерной модели выбран $h = 10^{-6}$ с.



Рис. 2.16. Зависимости среднеквадратичного отклонения RMSE переменной m от постоянных времени T_1 и T_2 при различном количестве разрядов дробной части данных ПЛИС-модели

Для рассматриваемого двигателя 4A200L6У3, параметры которого представлены в Приложении 2, зависимость среднеквадратичного отклонения от количества разрядов дробной части переменных ПЛИС-модели [24] показана на рис. 2.17.



Рис. 2.17. Зависимости среднеквадратичного отклонения *RMSE* переменной *m* от количества разрядов дробной части данных ПЛИС-модели двигателя 4А200L6У3

Представленные зависимости (рис. 2.16 и 2.17) демонстрируют, что для ПЛИС-модели асинхронного двигателя можно определить «граничное число разрядов», не повышающее существенно точность по переменной тока статора – 32 разрядов для дробной части всех переменных модели. При этом для двигателя 4A200L6У3 подобное решение обеспечивает среднеквадратичное отклонение, не превышающее 0, 58 · 10⁻⁴.

На рис. 2.14 продемонстрирована зависимость среднего значения среднеквадратичных отклонений Mean(RMSE) переменной m от девиации всех параметров асинхронного двигателя. Девиация параметров, как и в случае с моделью ДПТ НВ, реализована с помощью функции распределения Гаусса. Рассматриваемая зависимость показывает, что предложенную разрядность в 32 бита, при которой обеспечивается среднеквадратичное отклонение 0, $58 \cdot 10^{-4}$, можно признать вполне приемлемой, потому что при таком отклонении девиация параметров двигателя равна 0, 0397%, что существенно ниже девиации параметров, обусловленных неидеальностью производственного процесса двигателя. Следует отметить, что в целях экономии места на ПЛИС, можно выбрать необходимое количество разрядов для дробной части всех переменных исходя из среднеквадратичного отклонения, которое в свою очередь зависит от выбранной пользователем девиации параметров реального двигателя.



Рис. 2.18. Зависимость среднего значения среднеквадратичных отклонений Mean(RMSE) переменной x_1 от девиации параметров двигателя 4A200L6У3

Для демонстрации полного диапазона изменения среднего значения среднеквадратичных отклонений на рис. 2.15 представлена диаграмма отклонений Mean(RMSE) в зависимости от девиации параметров в диапазоне 5%.



Рис. 2.19. Зависимость среднего значения среднеквадратичных отклонений Mean(RMSE) переменной x_1 от девиации параметров двигателя 4A200L6У3 в диапазоне 5%

2.2.4. Особенности создания кода для ПЛИС в среде LabVIEW

Для получения кода, исполняемого ПЛИС с максимальным быстродействием, в среде LabVIEW FPGA используются специальные блоки из раздела «High Throughput Math», показанного на рис. 2.20.



Рис. 2.20. Инструкции раздела «High Throughput Math» в среде LabVIEW FPGA

Блоки из данной библиотеки позволяют работать с переменными с фиксированной точкой. Каждый из блоков можно настроить исходя из поставленных задач. Меню настроек позволяет выбрать количество разрядов для целой и дробной частей входных переменных блока. Также настройки позволяют либо вручную задать параметры выходной переменной, либо автоматически. Окно настроек для блока умножения представлено на рис. 2.21, остальные блоки (сложение, вычитание, деление) настраиваются подобным образом.

-			Execution mode
• Type • Signed Unsigned	Word length 16 bits	Integer word length	Outside single-cycle Timed Loop Inside single-cycle Timed Loop
у Туре			
Signed Oursigned	Word length 16 bits	Integer word length	Pipelining Options Number of pipelining stages
x*v Type			Implementation recourse
Adapt to source			Auto
	Word length	Integer word length	Begisters
🖲 Signed 🛛 🔘 Unsigned	32 bits 🚔	2 bits 🌩	Registers inputs
Include overflow status			Register outputs
Overflow mode	Rounding m	ode	Ontional Terminal
Wrap	▼ Truncate		Operation overflow
peration overflow will occur in th	ne result.		
an use this function only outside	e a single-cycle Timed L	oop. The function takes 1 cycle	e(s) to return a valid result.

Рис. 2.21. Меню настроек блока умножения из раздела «High Throughput Math»

Данная среда обладает хорошей справочной библиотекой, легко и быстро усваивается новыми пользователями, так как не требует знания специальных текстовых команд, удобна программистам, кто привык строить программы в графических системах, например пользователям Matlab/Simulink.

2.2.5. Особенности создания кода для ПЛИС в среде Vivado

Среда программирования Vivado позволяет создавать программы для ПЛИС с помощью VHDL. Для создания ПЛИС-моделей в Vivado существует библио-

тека «ieee_proposed.fixed_pkg». Данная библиотека позволяет представлять переменные типа «Std_logic_vector» в виде переменных с фиксированной точкой. У каждой переменной в разделе инициализации парамеров можно задавать необходимое количество разрядов, требуемых для целой и дробной части переменной.

На рис. 2.22 показан пример рабочего окна и блока инициализации переменных, реализованного в среде Vivado.

🚴 project_1 - [C:/Users/Mikhail/Yande	xDisk/VHDL/HiL/Nexys_29/project_1.xpr] - Vivado 2014.4			a a		- X	
<u>File Edit Flow Tools Window La</u>	Q~ Search commands						
🏂 🖄 in 🕫 🗎 🗶 📚	🕨 🐮 🚳 🐝 🛛 🔀 🧐 🔚 Default Layout 🛛 👻 🎾	K 🔶 🎙	K Q		Synthesis Out-of-date	<u>more info</u>	
Flow Navigator 🛛	Project Manager - project_1					×	
🔍 🔀 🚔	Sources _ 🗆 🗠 ×	Σ Pro	ject Summary ×	modad1_test.vl	thd x	- @ ×	
	이 곳 슬 라 라 제 因	IN C:	/Users/Mikhail/Yan	dexDisk/VHDL/HIL/Nexvs	29/project 1.srcs/sources 1/imports/new/pmodad1 test.vhd		
4 Project Manager			0 signal	Tr	: sfixed(20 downto -20):=to sfixed(0.0002. n1):2*T m		
🚯 Project Settings	Design Sources (1)	10	1 signal	dt reg	: sfixed(20 downto -20):=to sfixed(0.0001 , n1); PWM PERI	IOD	
Add Sources	Constraints (1)	01 7	2 signal	Koc	: sfixed(20 downto -20):=to sfixed(4095 , n1);		
	🔬 🗁 Simulation Sources	- 7	3			=	
			4 signal	ref_1	: sfixed(20 downto -20):=to_sfixed(0.5 , n1);		
- IP Catalog		5 1	'5 signal	feed_back_1	: sfixed(20 downto -20):=to_sfixed(0 , n1);		
4 ID Integrator		-= 1	6 signal	xr_1	: sfixed(20 downto -20):=to_sfixed(0 , n1);		
- In Integration		X	7 signal	y1_1	: sfixed(20 downto -20):=to_sfixed(0 , n1);		
Create block Design		//	o signal	Y2_1	: Sfixed(20 downto -20):=to_Sfixed(0 , hi);		
Open Block Design			9 Signal	vf 1	: sfixed(20 downto -20):=to_sfixed(0 , n1);		
🧠 Generate Block Design			1 signal	sky fix 1	: sfixed(20 downto -20):		
			2 signal	skv 1	: sfixed(20 downto -0);		
 Simulation 		đ 1	3 signal	ref_2	: sfixed(20 downto -20):=to_sfixed(0.5 , n1);		
😚 Simulation Settings	Hierarchy Libraries Compile Order	æ 8	4 signal	feed_back_2	: sfixed(20 downto -20):=to_sfixed(0 , n1);		
🔍 Run Simulation	& Sources 🖓 Templates	ء 🔉	5 signal	xr_2	: sfixed(20 downto -20):=to_sfixed(0 , n1);		
	Course She December		6 signal	¥1_2	: sfixed(20 downto -20):=to_sfixed(0 , n1);		
A RTL Analysis			7 signal	y2_2	: sfixed(20 downto -20):=to_sfixed(0 , n1);		
Open Elaborated Design		T	signal	yr_2	: sfixed(20 downto -20):=to_sfixed(0 , ni);		
	modad1_test.vhd	12 3	9 Signal	yi_i aku fix 2	: sfixed(20 downto =20):		
 Synthesis 			1 signal	sky 2	: sfixed(20 downto -0);		
🚯 Synthesis Settings	Location: C:/Users/Mikhail/YandexDisk/VHDL/HiL/Nexys	9	2 signal	ref 3	: sfixed(20 downto -20):=to sfixed(0.5 , n1);		
📚 Run Synthesis	Type: VHDL	9	3 signal	feed_back_3	: sfixed(20 downto -20):=to_sfixed(0 , n1);		
Open Synthesized Design	Library: xil defaultib	9	4 signal	xr_3	: sfixed(20 downto -20):=to_sfixed(0 , n1);		
	Sizer 20.6 KB	9	5 signal	¥1_3	: sfixed(20 downto -20):=to_sfixed(0 , n1);		
 Implementation 	Madfadu Taday at 16/21/00 PM	9	6 signal	y2_3	: sfixed(20 downto -20):=to_sfixed(0 , n1);		
🚳 Implementation Settings	Contract to Contra		7 signal	yr_3	: sfixed(20 downto -20):=to_sfixed(0 , n1);		
Run Implementation	Copied to: C:/Users/Mikhail/TandexDisk/VHDL/HL/Nexys		signal	yr_o eku fiy 3	: sfixed(20 downto -20):=to_srixed(0 , n1);		
Open Implemented Design	Copied from: C:/Users/Miknaii/YandexDisk/VHUC/PHiL/Proje +	10	0 signal	sky 3	: sfixed(20 downto -0):		
	Conserved Descentional	10	1 airmal	dir counter	+ atd logic motor (20 domto 0) += (others => 101);	Ψ.	
Program and Debug	deneral Properces		4			•	
🚯 Bitstream Settings	Design Runs				_ 0	ı⊵×	
Cenerate Bitstream	Q Name Constraints WNS		WHS THS	TPWS Failed Rout	tes IUT FE BRAM DSP Start Elansed Status		
Open Hardware Manager	Part events 1			in the Function	3 59 0 27 0 00 3 24 1/14/19 4:06 PM 00:00 Synthesis	Out-of-dat	
p go oper hardware hanager	ran ⇒ impl 1 constrs 1				Not starte	ed	
	-						
	41						
	-*						
	mà						
	· · · · · · · · · · · · · · · · · · ·						
🔤 Td Console 🖉 Messages 🗔 Log 🚡 Reports 🗊 Design Runs							
		_					

Рис. 2.22. Рабочее окно среды программирования Vivado

Следует отметить, что программирование в среде Vivado будет удобно тем пользователям, кто привык составлять текстовый код. VHDL напоминает язык «С», так что программистам обычно не составляет особого труда освоить данную среду.

2.3. Разработка и верификация HiL-симуляторов электроприводов

2.3.1. HiL-симулятор двигателя постоянного тока

Компьютерная модель ДПТ НВ на основе структуры рис. 2.1 создана в среде MatLab/Simulink и представлена на рис. 2.23. Параметры компьютерной модели рассчитаны для двигателя МБП-ЗШ-Н и приведены в Приложении 1.



Рис. 2.23. Модель ДПТ НВ в среде Matlab/Simulink

Результатом моделирования служит осциллограмма, показанная на рис. 2.24. На вход модели e_{n} подано значение 1, что соответствует номинальному значению напряжения. Выходными переменными модели являются ω_{mod} и m_{mod} , что соответствует угловой скорости и электромагнитному моменту двигателя.



Рис. 2.24. Диаграмма момента (m_{mod}) и угловой скорости (ω_{mod}) ДПТ НВ, полученные в компьютерной модели

ПЛИС-модель ДПТ НВ [83], построенная в среде LabVIEW FPGA (рис. 2.25) на основе математической модели (2.1) со всеми допущениями, приведёнными выше, при тех же начальных условиях, что и в предыдущем случае, даёт результат, показанный на рис. 2.26.



Рис. 2.25. Модель ДПТ НВ в среде Labview FPGA



Рис. 2.26. Диаграмма момента (m_{HiL}) и угловой скорости (ω_{HiL}) ДПТ НВ, полученные в ПЛИС-модели

Сравнивая полученные результаты для данного двигателя, можно убедиться, что среднеквадратичное отклонение переменной тока якоря, полученного в ПЛИС-модели, от результата, полученного в Matlab/Simulink, не превышает 0, 52373 · 10⁻⁵. ПЛИС-модель двигателя МБП-ЗШ-Н демонстрирует адекватный результат в сравнении с компьютерной моделью, это означает, что представленная ПЛИС-модель готова к проведению экспериментальных исследований HiL-симуляторов электропривода постоянного тока.

2.3.2. HiL-симулятор асинхронного двигателя

Компьютерная модель асинхронного двигателя в неподвижной трёхфазной системе координат построена в среде Matlab/Simulink на основе уравнений математической модели (2.2) для сравнения с результатами, полученными в ПЛИСмодели АД [25, 39]. Matlab/Simulink позволяет разделить модель на части, которые реализуются в блоках «Subsystem». Компьютерная модель в подобной реализации представлена на рис. 2.27.



Рис. 2.27. Модель асинхронного двигателя в среде Matlab/Simulink

Параметры компьютерной модели для асинхронного двигателя МТКF011-6 рассчитаны в Приложении 5.

На вход модели в момент времени t=0 подаются переменные u_a =

 $sin(\Omega t)$, $u_b = sin(\Omega t + 120^\circ)$, $u_c = sin(\Omega t - 120^\circ)$, реализуя тем самым процесс прямого пуска асинхронного двигателя (рис. 2.28). Решение уравнений модели проводится на компьютере в среде Matlab/Simulink с фиксированным шагом 1 мкс. Расчёт ведётся в переменных с плавающей точкой (floating point).



Рис. 2.28. Диаграмма момента ($m_{\rm mod}$) и угловой скорости ($\omega_{\rm mod}$) АД, полученные в компьютерной модели

ПЛИС-модель асинхронного двигателя в неподвижной трёхфазной системе координат построена в среде LabVIEW FPGA на основе математической модели (2.2) [39, 81]. Среда LabVIEW позволяет разделить модель на четыре блока, называемых SubVI. На рис. 2.29 показано наполнение каждого из четырёх блоков.



Рис. 2.29. Модель асинхронного двигателя в среде LabVIEW FPGA

На вход ПЛИС-модели также, как и в компьютерной модели, в момент времени t=0 подаются $u_a = sin(\Omega t)$, $u_b = sin(\Omega t + 120^\circ)$, $u_c = sin(\Omega t - 120^\circ)$, реализуя тем самым процесс прямого пуска асинхронного двигателя (рис. 2.30). Решение уравнений модели проводится на ПЛИС с фиксированным шагом 1 мкс.



Рис. 2.30. Диаграмма момента (m_{HiL}) и угловой скорости (ω_{HiL}) АД, полученные в ПЛИСмодели

Сравнивая результаты решения уравнений математической модели асинхронного двигателя на компьютере и на ПЛИС, можно сделать вывод об их полной идентичности. Это доказывает, что результатам решения уравнений математических моделей на ПЛИС можно полностью доверять.

2.3.3. НіL-симулятор электропривода постоянного тока

ПЛИС-модель системы ШИП-ДПТ [83, 88], созданная в среде LabVIEW FPGA на основе уравнений математических моделей ДПТ НВ (2.1) и ШИП (2.5) и (2.6), показана на рис. 2.31. Здесь блок формирования ШИМ-сигнала реализован в подпрограмме «Controller.vi». ПЛИС-модель широтно-импульсного преобразователя, созданная на основе 2.5 и 2.6, представлена блоком «Converter.vi».



Рис. 2.31. ПЛИС-модель системы ШИП-ДПТ в среде LabVIEW FPGA

Для оценки качества работы HiL-симулятора системы ШИП-ДПТ на рис. 2.32 показаны осциллограммы тока и угловой скорости двигателя МБП-3Ш-Н, параметры которого представлены в Приложении 1, при несущей частоте ШИМ 1 кГц и фиксированной скважности 50 %, полученные на компьютере.

Под определением скважности ШИМ понимается отношение длительности импульса к периоду ШИМ-сигнала.



Рис. 2.32. Диаграмма тока якоря ($i_{\rm я \ мод}$) и угловой скорости ($\omega_{\rm мод}$) ДПТ НВ, полученные в компьютерной модели системы ШИП-ДПТ

Для сравнения на рис. 2.32 приведены результаты решения уравнений математической модели системы ШИП-ДПТ в ПЛИС-модели (рис. 2.33).

67



Рис. 2.33. Диаграмма тока якоря $(i_{\mathfrak{g}\ HiL})$ и угловой скорости (ω_{HiL}) ДПТ НВ, полученные в ПЛИС-модели системы ШИП-ДПТ

Разница между полученными результатами является удовлетворительной, что позволяет использовать построенную ПЛИС-модель для проведения дальнейших испытаний HiL-симуляторов электропривода постоянного тока на реальном объекте.

2.3.4. НіL-симулятор электропривода переменного тока

Для моделирования системы ТПН-АД в среде LabVIEW FPGA написан соответствующий код. На рис. 2.34 показана ПЛИС-модель системы ТПН-АД [39, 81, 84], созданная в данной среде. В модели присутствуют фазные токи, необходимые для управления работой модели ТПН, поэтому не требуется дополнительных преобразователей координат.

68



Рис. 2.34. ПЛИС-модель системы ТПН-АД в LabVIEW FPGA

69

Для удобства работы с программой и последующего её редактирования в LabVIEW присутствует функция подсистем – SubVI [87], с помощью которой можно создать отдельный файл с нужным фрагментом кода программы. На рис. 2.34 показаны такие подсистемы: «ТПН (SubVI).vi» содержит в себе код программы, описывающей работу ТПН; «Фаза A(SubVI).vi», «Фаза B(SubVI).vi», «Фаза C(SubVI).vi», «Mex. часть(SubVI).vi» содержат фрагменты модели АД, в соответствие со структурной схемой на рис. 2.2. Подсистема «Генератор синусоид (SubVI).vi» содержит модель питающего ТПН источника напряжения.

Для иллюстрации работы HiL-симулятора системы ТПН-АД рассмотрены осциллограммы фазного тока и напряжения для неподвижного двигателя при фиксированных значениях угла открытия вентилей преобразователя (рис. 2.35) и для повторного включения двигателя, вращающегося на синхронной скорости с затухшим магнитным полем (рис. 2.36). Полученные осциллограммы приведены в сравнении с результатами решения уравнений математической модели системы ТПН-АД на компьютере. Отсчёт угла открытия ведётся от нуля фазного напряжения.



Рис. 2.35. Осциллограммы тока и напряжения для неподвижного двигателя: (*a*) в компьютерной модели при угле открытия 90 эл. град., (*б*) в HiL-симуляторе при угле открытия 90 эл. град.



Рис. 2.36. Осциллограммы тока и напряжения при пуске двигателя: (*a*) в компьютерной модели при угле открытия 90 эл. град., (*б*) в симуляторе при угле открытия 90 эл. град.

В данном случае среднеквадратичные отклонения фазных токов одного результата от другого составляют 0,2354 и 0,1513 соответственно.

Для сравнения результатов работы HiL-симулятора с реальной системой ТПН-АД, на рис. 2.37 представлена осциллограмма фазного тока и напряжения для неподвижного двигателя при фиксированном угле открытия вентилей преобразователя $\alpha = 102^{\circ}$, полученная в результате решения уравнений математической модели ТПН-АД на ПЛИС.


Рис. 2.37. Осциллограммы тока и напряжения двигателя при угле управления $\alpha = 102^{\circ}$ в ПЛИС-модели ТПН-АД

Представленная осциллограмма с достаточной точностью повторяет реальную осциллограмму тока и напряжения двигателя при угле управления $\alpha = 102^{\circ}$, приведённую на рис. 2.38. Это означает, что ПЛИС-модель системы ТПН-АД готова к проведению экспериментальных исследований HiL-симуляторов электропривода переменного тока.



Рис. 2.38. Экспериментальные осциллограммы тока и напряжения двигателя при угле управления $\alpha = 102^{\circ}$

2.4. Экспериментальные исследования HiL-симуляторов электроприводов

Для проведения испытаний выбраны системы электропривода постоянного и переменного тока – ШИП-ДПТ и ТПН-АД. На примере системы ШИП-ДПТ наглядно демонстрируется работа транзисторных преобразователей с реализацией функции мёртвого времени в HiL-симуляторе. Система ТПН-АД уникальна тем, что для её реализации необходимо в модель реального времени принимать сигнал синхронизации СИФУ с реальной сетью для того, чтобы синхронизировать ПЛИС-модель питающей сети с реальной трёхфазной сетью. Для реализации в HiL-симуляторе выбраны элементарные модели для того, чтобы принципиально продемонстрировать возможность реализации подобных систем.

Для испытаний HiL-симуляторов выбранных электроприводов проведём следующие действия:

- 1. Синтез регуляторов системы управления испытуемого преобразователя;
- 2. Отладка регуляторов на HiL-симуляторе;
- Сравнение результатов, полученных на HiL-симуляторе, с результатами, полученными на реальном объекте.

Предлагается использовать систему управления с подчинённым регулированием в испытуемом электроприводе, поэтому определим требования к каждому из контуров в соответствии с настройками на «технический оптимум» [94].

Основными показателями переходного процесса внутреннего (первого) контура примем перерегулирование – 4,3%; время первого согласования – 4, $7T_{\mu}$; время достижения максимума – 6, $28T_{\mu}$.

Основными показателями переходного процесса внешнего (второго) контура примем перерегулирование – 8%; время первого согласования – 7, $6T_{\mu}$; время достижения максимума – $10T_{\mu}$.

Информация о постоянной времени T_{μ} будет дана далее.

2.4.1. Симулятор силовой части электропривода постоянного тока

Современные системы управления электроприводами постоянного тока чаще всего строятся в виде замкнутых систем подчинённого регулирования. В работе для примера взята двухконтурная система управления угловой скоростью якоря [86, 94], структурная схема которой показана на рис. 2.39.



Рис. 2.39. Структурная схема системы управления электропривода постоянного тока

Здесь $R_i(p)$ и $R_{\omega}(p)$ – передаточные функции регуляторов тока и скорости; преобразователь представлен в виде безынерционного звена k_{n} ; датчики тока и скорости представлены в виде коэффициентов k_{dr} и k_{dc} ; $\frac{1}{T_{\mu}p+1}$ – фильтр с некомпенсированной постоянной времени T_{μ} , определяющий полосу пропускания и быстродействие замкнутого контура тока. Поскольку при синтезе регуляторов используются переменные, записанные в относительных единицах, то k_{n} , k_{dr} , а также k_{dc} принимаются равными 1.

Регулятор тока допускается синтезировать в непрерывном виде, если выполняется следующее соотношение некомпенсируемой постоянной времени (T_{μ}) и периода ШИМ $(T_{\text{ШИМ}})$: $T_{\mu} \ge (3 \div 5)T_{\text{ШИМ}}$ [42]. В данном случае предлагается выбрать $T_{\mu} = 0,01 c$; $T_{\text{ШИМ}} = 0,001 c$.

Система управления построена для двигателя МБП-ЗШ-Н, параметры которого приведены в Приложении 1. Параметры ПИ-регулятора тока: коэффициент пропорциональной части $K_{ni} = 1$, постоянная времени интегратора $T_{ui} = 0,02$ с; П-регулятора скорости – $K_{n\omega} = 12, 5$. Для рассматриваемого двигателя, согласно [28, 94], нет необходимости реализовывать компенсацию э.д.с.

Текст кода, описывающего систему управления ДПТ НВ, написанный для отладочной платы STM32-Discovery с микроконтроллером STM32 на борту [68], представлен в Приложении 3.

Блок-схема HiL-симулятора системы ШИП-ДПТ представлена на рис. 2.40. На схеме:

- 1. Система управления испытуемым преобразователем.
- 2. Плата NI PXI-7854R [55], входящая в состав комплекса NI PXIe-1071 [67].
- 3. Персональный компьютер.



Рис. 2.40. Блок-схема HiL-симулятора системы ШИП-ДПТ

Импульсы управления от контроллера поданы на цифровые входы (DIO) ПЛИС Xlininx Virtex-5. От ПЛИС-модели реального времени в систему управления испытуемым электроприводом выдаются сигналы обратной связи по току якоря и угловой скорости. Оператор имеет возможность параметрировать модель и получать осциллограммы процессов на компьютере с установленной средой LabVIEW и модулями LabVIEW FPGA.

Реакция контура тока якоря ДПТ НВ с ПИ-регулятором тока на входное ступенчатое воздействие представлена на рис. 2.41. В данном случае $i_{\rm bx}$ – входное задающее воздействие для контура тока якоря, $i_{\rm я \ мод}$ – желаемая реакция контура тока якоря, полученная в компьютерной модели, представленной в непрерывном виде, $i_{\rm я \ HiL}$ – реакция контура тока якоря, полученная при работе контроллера с HiL-симулятором. Качество переходного процесса контура тока удовлетворяет заданным требованиям.



Рис. 2.41. Реакция САР тока якоря ДПТ НВ в HiL-симуляторе $i_{s HiL}$ и в компьютерной модели $i_{s MOD}$ на входное ступенчатое воздействие i_{bx}

Реакция контура угловой скорости ротора ДПТ НВ на входное ступенчатое воздействие представлена на рис. 2.42. В данном случае $\omega_{\rm Bx}$ – задающее воздействие для контура скорости, $\omega_{\rm mod}$ – реакция контура скорости, полученная в компьютерной модели, представленной в непрерывном виде, ω_{HiL} – реакция контура скорости, полученная при работе контроллера с HiL-симулятором. Качество переходного процесса контура скорости удовлетворяет заданным требованиям.



Рис. 2.42. Реакция САР скорости ДПТ НВ в HiL-симуляторе ω_{HiL} и в компьютерной модели ω_{mod} на входное ступенчатое воздействие ω_{gx}

Далее система управления, отлаженная на HiL-симуляторе, встроена в экспериментальную установку, функциональная схема которой показана на рис. 2.43. Здесь PC – регулятор скорости; PT – регулятор тока; Ф – фильтр; ШИП – широтноимпульсный преобразователь; ДТ – датчик тока; М – двигатель; ОВ – обмотка возбуждения; ТГ – тахогенератор.



Рис. 2.43. Функциональная схема системы управления ШИП-ДПТ

78

На рис. 2.44 показана реакция система автоматического регулирования (САР) тока якоря двигателя на единичное воздействие входного сигнала в сравнении с результатами, полученными в HiL-симуляторе. В данном случае среднеквадратичное отклонение тока якоря , полученного в HiL-симуляторе, от тока якоря двигателя составляет 0,001 о.е.



Рис. 2.44. Реакция САР тока якоря ДПТ НВ i_{g} и HiL-симулятора $i_{g HiL}$ на входное ступенчатое воздействие i_{gx}

Реакция контура угловой скорости ДПТ НВ, полученная в HiL-симуляторе (ω_{HiL}) , на входное воздействие $\omega_{\text{вх}}$ в сравнении с угловой скоростью ДПТ НВ (ω) представлены на рис. 2.45. Среднеквадратичное отклонение одной величины от другой на интервале разгона составляет 0,000575 о.е.



Рис. 2.45. Реакция САР скорости ДПТ НВ $\omega_{\rm дB}$ и HiL-симулятора ω_{HiL} на входное линейнонарастающее воздействие $\omega_{\rm вx}$

Для демонстрации работы HiL-симулятора электропривода ШИП-ДПТ, работающего под нагрузкой, выбрана механическая нагрузка, обеспечивающая гармоническое изменение момента.

На рис. 2.46 приведены осциллограммы тока якоря ДПТ, работающего под нагрузкой (i_{g}) и полученного в HiL-симуляторе $(i_{g \ HiL})$. Ток двигателя измерен с помощью шунтового датчика тока и отфильтрован, что привело к пульсациям на осциллограмме. Среднеквадратичное отклонение тока якоря от результата, полученного в HiL-симуляторе – 0,0078 о.е.



Рис. 2.46. Осциллограммы тока якоря ДПТ $(i_{\mathfrak{g}})$ и тока якоря в HiL-симуляторе $(i_{\mathfrak{g}}|_{HiL})$ при работе двигателя с гармонической нагрузкой

На рис. 2.47 представлена осциллограмма, демонстрирующая угловую скорость ДПТ (ω) в сравнении с осциллограммой угловой скорости, полученной в HiL-симуляторе (ω_{HiL}) и в компьютерной модели (ω_{mod}). Скорость двигателя измерена с помощью тахогенератора и отфильтрована, чем и обусловлены пульсации на осциллограмме. Среднеквадратичное отклонение угловой скорости двигателя от вычисленной в HiL-симуляторе угловой скорости – 0,0032 о.е.



Рис. 2.47. Осциллограммы угловой скорости ДПТ НВ (ω), угловой скорости, вычисленной в HiLсимуляторе (ω_{HiL}) и в компьютерной модели (ω_{mod}) при работе двигателя с гармонической нагрузкой

2.4.2. Симулятор силовой части электропривода переменного тока

Системы управления электроприводом типа ТПН-АД, применяемые на практике, выполняются в виде системы обеспечения постоянного значения тока при пуске. Именно такой метод управления и дал название системе ТПН-АД как «система плавного пуска» или «soft-start system» [43—45].

Испытание HiL-симулятора системы ТПН-АД проведём с двигателем 4A200L6У3, параметры которого приведены в Приложении 2. В системе реализовано регулирование выпрямленного значения тока (*i*_d).

На рис. 2.48 представлена структурная схема системы автоматического регулирования тока.



Рис. 2.48. Структурная схема САР тока электропривода системы ТПН-АД

Система управления построена для двигателя 4A200L6У3, параметры которого приведены в Приложении 2. Параметры интегрального регулятора тока: постоянная времени интегратора $T_{ui} = 0,696$ с. Все переменные представлены в о.е., поэтому при синтезе регулятора коэффициенты k_{n} и k_{dt} приняты равными 1.

Предлагаемый регулятор синтезирован при условиях, что компенсация внутренних перекрёстных обратных связей объекта отсутствует из-за сложности её реализации. Для уточнённого анализа динамики САР тока статора предлагается продемонстрировать этап наладки системы управления на HiL-симуляторе, позволяющий в случае необходимости скорректировать параметры САР для приближения процессов регулирования тока к требуемым для систем подчинённого регулирования. Для реализации данного подхода регулятор тока выполнен на контроллере реального времени платы Sb-RIO 9632 [57] в среде LabVIEW. Обмен данными между ПЛИС и контроллером осуществлялся с помощью буфера DMA-FIFO.

Структура HiL-симулятора системы ТПН-АД [25, 39] показана на рис. 2.49. На схеме:

- 1. Персональный компьютер с установленной средой LabVIEW и модулями LabVIEW FPGA и LabVIEW Real-Time.
- 2. Плата Single-Board RIO 9632, содержащая микроконтроллер и программируемую логическую интегральную схему Xlininx Spartan-3.
- 3. Система управления преобразователем, силовая часть которого содержит 3 пары тиристоров, включенных встречно-параллельно. Импульсы управления от блока системы импульсно-фазового управления (СИФУ) поданы на входы ПЛИС. Дополнительно из системы управления считывается сигнал синхронизации СИФУ, а из микроконтроллера в САР выдается аналоговый сигнал обратной связи.



Рис. 2.49. Структура HiL-симулятора электропривода ТПН-АД

Особое внимание в ПЛИС-модели ТПН-АД следует уделить блоку синхронизации ПЛИС-модели питающей сети с реальной сетью. Дискретный сигнал синхронизации реальной СИФУ с сетью считывается в ПЛИС-модель ТПН-АД (см. рис. 2.49). Сигнал генерируется на каждом периоде питающего напряжения. В ПЛИС-модели реализован код, начинающий вычисление синусоидального сигнала напряжения на каждом переднем фронте сигнала синхронизации. Благодаря подобному подходу в HiL-симуляторе обеспечивается достаточно точная синхронизация ПЛИС-модели ТПН с реальной СИФУ. Раскрытая ПЛИС-модель ТПН-АД, где реализован данный подход, продемонстрирована в Приложении 9.

Для проверки настройки регулятора на технический оптимум, выполним отключение всех внутренних обратных связей в модели АД, которые не учитывались при синтезе регулятора. На рис. 2.50 показан типовой переходный процесс, полученный на выходе контура тока без учёта внутренних обратных связей. В теории время достижения максимума должно быть $t_{max} = 6,28T_{\mu}$. В данном случае $T_{\mu} = 0,016$ с, тогда $t_{max} = 6,28 \cdot 0,016 = 0,1$ с. Экспериментально подтверждено, что время достижения максимума – 0,1 с, а перерегулирование составляет $\sigma = 5\%$.



Рис. 2.50. Реакция САР тока системы ТПН-АД на входное ступенчатое воздействие

Убедившись, что контур тока настроен на технический оптимум, вернём внутренние обратные связи в ПЛИС-модели АД, отключеные при тестировании регулятора, и проведём моделирование электропривода.

Для имитации электропривода ТПН-АД при работе с САР тока использовался код модели ТПН-АД, написанный в среде LabVIEW FPGA (Приложение 9).

На вход регулятора тока подаётся задание на ток i=2. На рис. 2.51 продемонстрирована диаграмма переходного процесса выпрямленного значения тока i_d на интервале 0,25 с. В роли датчика выступает обычных трёхфазный выпрямитель, отсюда возникают пульсации тока, которые можно наблюдать на осциллограмме.



Рис. 2.51. Диаграмма переходного процесса выпрямленного значения тока на выходе контура управления при настройке на технический оптимум

84

На полученных диаграммах видно, что использование интегрального регулятора тока формирует переходный процесс, который существенно отличается от типового. Можно сделать вывод, что влияние внутренних обратных связей, которые при синтезе регулятора не были учтены, существенно.

Процесс пуска двигателя с регулятором тока проходит довольно медленно. На рис. 2.52 и 2.53 на отрезке времени 1,5 с изображены диаграммы выпрямленного значения тока, момента и скорости при пуске двигателя под отсечку с интегральным регулятором тока. На рис. 2.52 видно, что переходный процесс тока является монотонным, без перерегулирования.



Рис. 2.52. Диаграмма переходного процесса выпрямленного значения тока, при пуске двигателя с регулятором тока, настроенным на технический оптимум



Рис. 2.53. Диаграмма переходного процесса момента (m_{HiL}) , скорость (ω_{HiL}) при пуске двигателя в системе с контуром тока, настроенным на технический оптимум

В ходе проведения экспериментов установлено, что переходный процесс по току при пуске двигателя под отсечку удовлетворяет требованиям, предъявленным к контуру тока, если использовать интегральный регулятор с постоянной времени $T_{\mu i} = 0,45$ с.

На рис. 2.54 представлена диаграмма переходного процесса выпрямленного значения тока на периоде 0,25 с. Переходный процесс протекает быстрее предыдущего и соответствует основным показателям переходного процесса контура тока [86, 94].



Рис. 2.54. Диаграмма переходного процесса по току в контуре с экспериментально полученным регулятором тока

Процесс пуска двигателя с экспериментально полученным регулятором тока проходит также быстрее предыдущего. На рис. 2.55 и 2.56 на отрезке времени 1,5 с представлены диаграммы тока, угла управления, момента и скорости при пуске двигателя под отсечку со скорректированным интегральным регулятором тока.



Рис. 2.55. Диаграмма переходного процесса выпрямленного значения тока в системе с экспериментально полученным регулятором тока



Рис. 2.56. Диаграмма переходного процесса момента (m_{HiL}) и скорости (ω_{HiL}) при пуске двигателя в системе с экспериментально полученным регулятором тока

2.5. Выводы по главе

Исследования для массово применяемых систем электроприводов: ШИП-ДПТ, ТПН-АД, проведённые на основе построенных для HiL-симуляторов ПЛИС-моделях преобразователей и двигателей, на которые получены свидетельства о регистрации программ для ЭВМ, позволили сделать следующие выводы:

- Анализ численных методов позволил выбрать метод, при котором решение ДУ на ПЛИС обеспечивает требуемую точность вычисления. Для задач симуляции в реальном времени с шагом дискретизации 1 мкс достаточно будет применять метод Адамса-Бэшфорта 1 порядка, то есть метод Эйлера. В свою очередь для HiL-симуляторов, работающих с шагом более 1 микросекунды, рациональнее будет пользоваться методами Адамса-Бэшфорта более высокого порядка, поскольку они обеспечивают более высокую точность.
- 2. Приведённые оценки по среднеквадратичным отклонениям переменных моделей двигателя постоянного тока и асинхронного двигателя позволили подойти к рациональному выбору разрядности данных ПЛИС-моделей. Например, для двигателя постоянного тока достаточно принять 35 разрядов для дробной части данных ПЛИС-модели, при котором среднеквадратичное отклонение по переменной момента не будет превышать 0,3523 · 10^{-5} . В свою очередь для ПЛИС-модели асинхронного двигателя достаточно принять 33 разряда для дробной части данных модели, что обеспечит среднеквадратичное отклонение по переменной момента, не превышающее $0,0839 \cdot 10^{-4}$. Полученные отклонения можно признать вполне приемлемыми, потому что при данных отклонениях девиация параметров двигателя постоянного тока и асинхронного двигателя равна 0,0038% и 0,0397% соответственно, что существенно ниже девиации параметров, обусловленных неидеальностью производственного процесса двигателей. Если потребуется более тонкая настройка ПЛИС-модели, можно определить количество разрядов для целых и дробных частей каждой из переменных в отдельности.

3. Экспериментальные исследования подтвердили возможность реализации HiL-симуляторов электроприводов, позволяющих проводить испытание и наладку систем управления электроприводов. В результате создан HiLсимулятор электропривода, выполняющий решение уравнений уравнения математической модели с фиксированным шагом 1 мкс, что позволяет на одном периоде синусоидального сигнала с частотой 50 Гц получить 20 000 точек. Разработанный HiL-симулятор способен вычислять процессы в реальном времени, при этом 1 секунда машинного времени равна 1 секунде реального времени.

Глава 3. Разработка и исследование структур и топологии силовых цепей PHiL-симуляторов электроприводов

В главе проведён анализ различных структур PHiL-симуляторов тока электропривода, показаны достоинства и недостатки каждой из приведённых структур. Предложены топологии силовых цепей PHiL-симуляторов электроприводов постоянного и переменного тока, проведён анализ работы PHiL-симулятора на примере электропривода постоянного тока.

3.1. Анализ структур PHiL-симуляторов электроприводов

В гл. 1 приведено описание распространённых в настоящее время PHiLсимуляторов реального времени для испытаний и наладки систем управления и преобразовательных устройств электроприводов. Симулятор тока, представленный на рис. 1.9, является наиболее универсальным для испытаний электроприводов, поскольку исключает необходимость точного подбора параметров реакторов. Данный тип PHiL-симуляторов можно реализовать несколькими способами. Первый вариант показан на рис. 3.1. Главной особенностью структуры является то, что сигнал выходного напряжения испытуемого преобразователя подаётся в HiL-симулятор, входящий в состав системы управления нагрузочным преобразователем, который в свою очередь формирует цифровой аналог тока двигателя. Вычисленный ток в качестве задания подаётся на вход САР тока нагрузочного преобразователя. PHiL-симулятор при этом воспроизводит ток в реакторах, соответствующий вычисленному в HiL-симуляторе току двигателя. Данный вариант является самым распространённым среди исследователей и разработчиков PHiLсимуляторов благодаря простоте реализации [1, 2, 16, 19, 22, 23].



Рис. 3.1. Структура PHiL-симулятора тока с сигналом управления по выходному напряжению испытуемого преобразователя

Второй вариант PHiL-симулятора выполнен по несколько иной схеме, отличающейся тем, что HIL-симулятор в составе системы управления нагрузочного преобразователя дополнительно включает в себя модель преобразователя, аналогичного по структуре испытуемому. Сигналами управления виртуальными ключами моделируемого преобразователя являются дискретные сигналы от системы управления испытуемого преобразователя, которые управляют драйверами его ключей [3, 22, 23, 50]. Описанная структура показана на рис. 3.2. Для данной структуры введём обозначение ОСТР – PHiL-симулятор с сигналом ОС в систему управления испытуемого преобразователя по току реактора.



Рис. 3.2. Структура PHiL-симулятора тока с сигналом управления по выходу системы управления испытуемого преобразователя с сигналом ОС в систему управления испытуемого преобразователя от датчика тока реактора

Из плюсов этой схемы можно отметить, что цифровые сигналы не содержат шумы, которые могут содержаться в сигнале датчика напряжения испытуемого преобразователя. Соответственно эти шумы не влияют на результат решения ДУ на ПЛИС и не проходят далее в систему управления нагрузочного преобразователя. Данный тип симулятора активно используют ряд компаний-разработчиков PHiL-симуляторов [70—72].

Недостаток данной структуры заключается в конструктивной сложности получения сигналов управления ключами от системы управления испытуемым преобразователем. Вторым недостатком является то, что сигнал обратной связи по току (для испытуемого преобразователя) передаётся от реального датчика тока (ток I_p реактора, см. рис. 3.2), а это означает, что он содержит в своём составе пульсации, обусловленные действием нагрузочного преобразователя. Наличие подобных пульсаций можно наблюдать на осциллограмме тока реактора в PHiLсимуляторе, представленной в следующем разделе на рис. 3.13.

Для исключения недостатков, перечисленных выше, в работе предлагается третий вариант реализации PHiL-симулятора [5, 9, 17, 22, 90], который является развитием второго. Сигнал обратной связи по току для системы управления испытуемого преобразователя в этой структуре получают от HiL-симулятора, то есть используется вычисленное значение тока (см. рис. 3.3). В данном случае в сигнале обратной связи отсутствуют пульсации, обусловленные действием нагрузочного преобразователя. Следует отметить, что реализация предложенной структуры может потребовать серьёзных вмешательств в схему испытуемого преобразователя. Далее предлагаемую структуру будем обозначать как ОСТС – PHiL-симулятор с сигналом ОС по току в систему управления испытуемого преобразователя, полученный в модели реального времени HiL-симулятора.

92



Рис. 3.3. Структура PHiL-симулятора тока с сигналом управления по выходу системы управления испытуемого преобразователя с сигналом ОС по току в систему управления испытуемого преобразователя от модели реального времени

Последний вариант (рис. 3.3) удобен для поэтапного испытания и наладки системы управления и преобразователя электропривода:

- первый этап тестирование системы управления испытуемого преобразователя вателя. На этом этапе система управления испытуемого преобразователя подключается к HiL-симулятору, входящему в состав системы управления PHiL-симулятором. Поскольку все сигналы обратной связи поступают от HiL-симулятора, появляется возможность выполнить наладку системы управления (СУ) испытуемым преобразователем в составе комплекса без подключения силовых цепей;
- второй этап испытание преобразователя с СУ при пониженном питающем напряжении. Данное испытание целесообразно для проверки коммутации силовых ключей без риска появления сверхтоков при возможных коротких замыканиях в силовых цепях испытуемого преобразователя;
- третий этап комплексное испытание преобразователя с СУ. На преобразователь подаётся полное напряжение. На данном этапе испытывается преобразователь под нагрузкой при работе с СУ.

3.2. Разработка и исследование топологии силовых цепей PHiL-симуляторов электроприводов

3.2.1. Базовый элемент силовой структуры PHiL-симуляторов

Все электроприводы по роду тока можно разделить на две группы: электроприводы постоянного тока и электроприводы переменного тока. К первой группе из рассматриваемых систем (гл. 2) относятся такие электроприводы, как ТП-Д и ШИП-ДПТ, ко второй – ТПН-АД и ПЧ-АД.

Силовые цепи PHiL-симуляторов перечисленных систем электроприводов предлагается строить по следующему общему принципу. Нагрузочный преобразователь компонуется из базовых элементов: реактора с параметрами R_p и L_p с управляемой транзисторной стойкой, состоящей из двух последовательно соединённых транзисторов и обратных диодов, подключённых параллельно транзисторам. Если несущая частота ШИМ нагрузочного преобразователя менее 20 кГц, то можно применять биполярные транзисторы с изолированным затвором (insulated-gate bipolar transistor (IGBT)) [48, 49]. Если частота коммутации ключей превышает 20 кГц, то рекомендуется применять специальные транзисторы, способные работать при высокой частоте коммутации, например, карбид-кремниевые транзисторы [51—53]. Схема одного базового комплекта изображена на рис. 3.4.



Рис. 3.4. Базовый элемент силовой структуры PHiL-симулятора

Для каждой из рассматриваемых систем электроприводов предлагаются свои решения по построению силовых цепей PHiL-симуляторов, которые будут обсуждаться далее.

Следует отметить, что при испытании транзисторных преобразователей со звеном постоянного тока возможны два варианта подключения силовой части симулятора. В первом испытуемый и нагрузочный преобразователи имеют раздельные источники питания (рис. 3.5). В данном варианте система осуществляет передачу энергии от одного источника к другому в зависимости от того, какой режим электропривода имитируется.



Рис. 3.5. Структура PHiL-симулятора для испытаний транзисторных электроприводов с раздельной системой питания испытуемого и нагрузочного преобразователей

Во втором источники питания испытуемого и нагрузочного преобразователей объединены, то есть нагрузочный преобразователь подключается к звену постоянного тока испытуемого преобразователя (рис. 3.6). Данная схема хороша тем, что подобная компоновка позволяет экономить на габаритных размерах симулятора. Безусловно, недостатки у данной схемы имеются, например взаимное влияние преобразователей через звено постоянного тока. Данный эффект требует проведения дополнительных исследований, которые в задачи данной работы не входят.



Рис. 3.6. Структура PHiL-симулятора для испытаний транзисторных электроприводов с общей системой питания испытуемого и нагрузочного преобразователей

Принцип работы PHiL-симулятора тока электропривода можно наглядно продемонстрировать на примере системы ШИП-ДПТ, в которой DC/DC преобразователь построен на основе неполной стойки, состоящей из последовательно соединённых транзистора с обратным диодом (*VT1*) и диода (*VD2*). Схема такой системы ШИП-ДПТ показана на рис. 3.7.



Рис. 3.7. Схема силовых цепей электропривода системы ШИП-ДПТ

Принцип работы PHiL-симулятора разберём на примере системы ШИП-ДПТ с двигателем МБП-ЗШ-Н (Приложение 1). Зададимся несущей частотой ШИМ – 1 кГц, примем скважность ШИМ-сигнала постоянной и равной 50%. В данной системе возможны два варианта протекания тока якоря I_{g} в цепи через транзистор *VT1* и диод *VD2*, которые показаны в Таблице 3.1. Диаграммы протекания тока двигателя с неподвижным якорем, соответствующие двум состояниям ключа, показаны на рис. 3.8.

Таблица 3.1 — Перечень состояний полупроводниковых элементов в системе ШИП-ДПТ по рис. 3.7

№ сост.	Элемент в проводящем	Рисунок	Уравнение электрического
	состоянии		баланса
1	VT1	рис. 3.8а	$U_d = E_{\rm A} + I_{\rm B}R_{\rm B} + L_{\rm B}\frac{dI_{\rm B}}{dt}$
2	VD2	рис. 3.8б	$0 = E_{\rm A} + I_{\rm B}R_{\rm B} + L_{\rm B}\frac{dI_{\rm B}}{dt}$



Рис. 3.8. Диаграммы тока якоря в системе ШИП-ДПТ, соответствующие Таблице 3.1

На рис. 3.9 демонстрируется осциллограмма тока якоря двигателя с неподвижным ротором. Участкам 1 и 2 на осциллограмме соответствуют комбинации состояний полупроводниковых элементов 1 и 2, указанные в Таблице 3.1.



Рис. 3.9. Осциллограмма тока якоря в системе ШИП-ДПТ при несущей частоте ШИМ 1кГц, скважностью 50%, с неподвижным якорем двигателя

Схема силовых цепей PHiL-симулятора рассматриваемого электропривода представлена на рис. 3.10. В данном случае симулятор выполнен по схеме с общим источником питания (рис. 3.6). Выходом испытуемого преобразователя, куда подключается PHiL-симулятор (рис. 3.4), является точка между транзистором *VT1* и диодом *VD2*, обозначенная как точка «*a*» на рис. 3.7. Система управления, на основе которой построено управление PHiL-симулятором, описана в гл. 4. Несущая частота ШИМ для преобразователя-симулятора выбрана равной 10 кГц. Параметры реактора представлены в приложении 6.



Рис. 3.10. Схема силовых цепей PHiL-симулятора системы ШИП-ДПТ

Варианты коммутации силовых ключей PHiL-симулятора с указанием направления тока, протекающего в реакторе, показаны на рис. 3.11. Всего в рассматриваемом PHiL-симуляторе существует 6 комбинаций состояний силовых ключей *VT1*, *VT1s* и *VT2s*, при которых могут также работать диод *VD2* и обратные диоды, подключённые параллельно транзисторам. Возможные комбинации состояния ключей для рассматриваемого PHiL-симулятора представлены в табл. 3.2. В таблице также показаны уравнения электрического баланса для каждой из комбинаций состояний ключей PHiL-симулятора.

Таблица 3.2 — Перечень состояний полупроводниковых элементов в PHiL-симуляторе системы ШИП-ДПТ по рис. 3.10

№ сост.	Элементы в проводя-	Рисунок	Уравнение электрического
	щем состоянии		баланса
1	VT1, VT2s	рис. 3.11а	$U_d = I_{\rm P}R_{\rm P} + L_{\rm P}\frac{dI_{\rm P}}{dt}$
2	<i>VT1</i> , <i>VT1s</i> (обр. диод)	рис. 3.11б	$0 = I_{P}R_{P} + L_{P}\frac{dI_{P}}{dt}$
3	VT1, VT1s	рис. 3.11б	$0 = I_{P}R_{P} + L_{P}\frac{dI_{P}}{dt}$
4	VD2, VT1s	рис. 3.11в	$-U_d = I_{\rm P}R_{\rm P} + L_{\rm P}\frac{dI_{\rm P}}{dt}$
5	<i>VD2</i> , <i>VT1s</i> (обр. диод)	рис. 3.11в	$-U_d = I_{\rm P}R_{\rm P} + L_{\rm P}\frac{dI_{\rm P}}{dt}$
6	VD2, VT2s	рис. 3.11г	$0 = I_{P}R_{P} + L_{P}\frac{dI_{P}}{dt}$



Рис. 3.11. Диаграммы протекания тока якоря в PHiL-симуляторе системы ШИП-ДПТ при различных состояниях проводимости элементов, указанных в Таблице 3.2

Для демонстрации работы PHiL-симулятора показаны экспериментально полученные осциллограммы тока источника, питающего симулятор (рис. 3.12), и тока, протекающего в реакторе (рис. 3.13). Каждому участку 1...6 на осциллограммах соответствуют свои комбинации состояний силовых ключей 1...6, указанные в Таблице 3.2. Для сравнения с результатом, полученным в PHiL-симуляторе, на рис. 3.13 представлена осциллограмма тока якоря двигателя (I_8).

100



Рис. 3.12. Осциллограмма тока источника, питающего PHiL-симулятор



Рис. 3.13. Осциллограмма тока реактора PHiL-симулятора ($I_{\rm P}$) и тока якоря двигателя ($I_{\rm g}$)

3.2.2. PHiL-симулятор электропривода постоянного тока

Для описания силовых структур PHiL-симуляторов электроприводов постоянного тока предлагается пользоваться классификацией электроприводов, разделяя их на две подгруппы: нереверсивные и реверсивные электроприводы независимо от исполнения (тиристорные или транзисторные). Внутри каждой подгруппы схемы силовых цепей PHiL-симуляторов будут иметь одинаковые решения. Соответственно для электроприводов постоянного тока можно предложить два варианта силовых структур симуляторов.

Нереверсивные электроприводы постоянного тока

К нереверсивным электроприводам постоянного тока относятся системы тиристорный преобразователь - двигатель (ТП-Д) и ШИП-ДПТ со специальными схемами силовых преобразовательных устройств. В таких электроприводах ток в двигательном режиме может протекать только в одну сторону, обеспечивая соответственно вращение ротора двигателя в одном направлении без возможности рекуперативного торможения.

Схема силовых цепей электропривода системы ТП-Д с трёхфазным мостовым выпрямителем представлена на рис. 3.14*a*. Для данной системы схема силовых цепей PHiL-симулятора будет выглядеть так, как показано на рис. 3.14*б*. В данном случае представлен вариант, в котором питание PHiL-симулятора организовано от внешнего источника.



Рис. 3.14. Схемы силовых цепей испытуемого электропривода системы ТП-Д с трёхфазным мостовым преобразователем (*a*) и PHiL-симулятора ТП-Д (*б*)

К транзисторным нереверсивным электроприводам постоянного тока относятся системы ШИП-ДПТ, построенные на основе одноключевого (рис. 3.7) или двухключевого широтно-импульсного преобразователя. Схема силовых цепей последнего показана на рис. 3.15*a*. Преимущество этой схемы перед первой заключается в том, что двухключевой ШИП обеспечивает возможность рекуперации электрической энергии в блок питания преобразователя. Схема силовых цепей РНіL-симулятора электропривода системы ШИП-ДПТ, построенная по схеме с общим источником питания (рис. 3.6), представлена на рис. 3.15*б*.



Рис. 3.15. Схемы силовых цепей испытуемого электропривода системы ШИП-ДПТ (*a*) и PHiLсимулятора ШИП-ДПТ (*б*)

Принцип работы PHiL-симулятора тока нереверсивного электропривода можно наглядно продемонстрировать на примере симуляторов электроприводов, построенных на базе транзисторов. В двигательном режиме диаграммы протекания тока якоря не будут отличаться от диаграмм, показанных на рис. 3.11 и перечень состояний полупроводниковых элементов не будет отличаться от списка, предложенного в табл. 3.1. В режиме рекуперативного торможения также существует два варианта состояний транзисторов *VT1* и *VT2*, указанных в табл. 3.3. Для этих состояний на рис. 3.16 продемонстрированы диаграммы протекания токов якоря.

Таблица 3.3 — Перечень состояний полупроводниковых элементов в системе ШИП-ДПТ в режиме рекуперативного торможения

№ сост.	Элемент в проводящем	Рисунок	Уравнение электрического
	состоянии		баланса
1	VT2	рис. 3.8а	$0 = E_{\rm A} - I_{\rm B}R_{\rm B} - L_{\rm B}\frac{dI_{\rm B}}{dt}$
2	VT1	рис. 3.8б	$U_d = E_{\rm A} - I_{\rm B} R_{\rm B} - L_{\rm B} \frac{dI_{\rm B}}{dt}$



Рис. 3.16. Диаграммы протекания тока якоря в системе ШИП-ДПТ в режиме рекуперативного торможения при разных состояниях проводимости элементов *VT1* и *VT2*, указанных в табл. 3.3

Принцип формирования токов в реакторе для PHiL-симулятора ШИП-ДПТ (рис. 3.156) при имитации двигательного режима аналогичен описанному ранее (рис. 3.11). Управляя транзисторами VT1s и VT2s в данной схеме можно либо увеличивать, либо уменьшать ток в реакторе I_p , тем самым воспроизводя на выходе испытуемого преобразователя ток двигателя.

Комплект диаграмм, демонстрирующих пути протекания тока в нагрузке PHiL-симулятора при имитации режима рекуперативного торможения системы ШИП-ДПТ, в зависимости от комбинаций состояний полупроводниковых ключей (табл. 3.4), показан на рис. 3.17.

Таблица 3.4 — Перечень состояний полупроводниковых элементов в PHiL-симуляторе системы ШИП-ДПТ при имитации режима рекуперативного торможения

№ сост.	Элемент в проводящем	Рисунок	Уравнение электрического
	состоянии		баланса
1	VT1s, VT2	рис. 3.17а	$-U_d = -I_{\rm P}R_{\rm P} - L_{\rm P}\frac{dI_{\rm P}}{dt}$
2	VT2s(обр. диод), VT2	рис. 3.17б	$0 = I_{P}R_{P} + L_{P}\frac{dI_{P}}{dt}$
3	VT2s, VT2	рис. 3.17б	$0 = I_{P}R_{P} + L_{P}\frac{dI_{P}}{dt}$

104

4	<i>VT2s</i> , <i>VT1</i> (обр. диод)	рис. 3.17в	$U_d = -I_{\rm P}R_{\rm P} - L_{\rm P}\frac{dI_{\rm P}}{dt}$
5	Обр. диоды <i>VT2s</i> , <i>VT1</i>	рис. 3.17в	$U_d = -I_{\rm P}R_{\rm P} - L_{\rm P}\frac{dI_{\rm P}}{dt}$
6	VT2s, VT1	рис. 3.17в	$U_d = -I_{\rm P}R_{\rm P} - L_{\rm P}\frac{dI_{\rm P}}{dt}$
7	VT2s(обр. диод), VT1	рис. 3.17в	$U_d = -I_{\rm P}R_{\rm P} - L_{\rm P}\frac{dI_{\rm P}}{dt}$
8	<i>VT1s</i> , <i>VT1</i> (обр. диод)	рис. 3.17г	$0 = -I_{\rm P}R_{\rm P} - L_{\rm P}\frac{dI_{\rm P}}{dt}$

Продолжение таблицы 3.4



Рис. 3.17. Диаграммы протекания тока якоря в PHiL-симуляторе системы ШИП-ДПТ, имитирующего режим рекуперативного торможения при разных состояниях проводимости элементов, указанных в Таблице 3.4

Реверсивные электроприводы постоянного тока

В качестве примера системы ТП-Д с реверсивным преобразователем взят электропривод со встречно-параллельным мостовым тиристорным выпрямителем, схема которого показана на рис. 3.18*a*. Структура силовых цепей PHiLсимулятора тока для подобных систем будет выглядеть так, как показано на рис. 3.18*б*.



Рис. 3.18. Схемы силовых цепей электропривода (а) и PHiL-симулятора (б) системы ТП-Д со встречно-параллельным мостовым тиристорным выпрямителем

Схема силовых цепей PHiL-симулятора ШИП-ДПТ с Н-мостовым преобразователем, показанным на рис. 3.19*a*, изображена на рис. 3.19*б*.



Рис. 3.19. Схемы силовых цепей электропривода (а) и PHiL-симулятора (б) системы ШИП-ДПТ с Н-мостовым преобразователем

Принцип работы PHiL-симулятора электропривода постоянного тока с Hмостовым преобразователем показан на серии диаграмм, изображённых на рис. 3.20 для режима работы DC/DC преобразователя, в котором ток нагрузки протекает в одном направлении. При смене направления тока в нагрузке новые диаграммы протекания тока строятся аналогично. В данном случае ток I_p будет складываться из двух токов I_{p1} и I_{p2} , протекающие в реакторах. Эти два тока равны по модулю и противоположны по направлению. Такое решение позволяет испытать преобразователь полностью, обеспечив протекание тока через все ключи.



Рис. 3.20. Диаграммы протекания тока якоря в PHiL-симуляторе системы ШИП-ДПТ с Hмостовым преобразователем при разных состояниях проводимости элементов

Из диаграмм видно, принцип работы PHiL-симулятора электропривода ШИП-ДПТ аналогичен описанному выше (рис. 3.11 и рис. 3.17). Отличие заключается только в количестве базовых элементов силовой структуры PHiLсимулятора, то есть реакторов и транзисторных стоек.

3.2.3. PHiL-симулятор электропривода переменного тока

Схемы силовых цепей PHiL-симуляторов для электроприводов переменного тока ТПН-АД и ПЧ-АД строятся по принципу, описанному ранее. Поскольку в данном случае в электроприводе присутствуют 3 фазы нагрузки, то и PHiLсимулятор в своём составе имеет 3 реактора и, соответственно, 3 транзисторных стойки для регулирования тока каждого из реакторов. Поэтому схемы силовых цепей PHiL-симуляторов тока для двух систем будут одинаковы.

Для системы ТПН-АД, показанной на рис. 3.21*a*, схема силовых цепей PHiLсимулятора приведена на рис. 3.21*б*.



Рис. 3.21. Схемы силовых цепей электропривода (а) и PHiL-симулятора (б) системы ТПН-АД

Схема силовых цепей PHiL-симулятора тока системы ПЧ-АД, показанной на рис. 3.22*a*, приведена на рис. 3.22*б*.



Рис. 3.22. Схемы силовых цепей электропривода (а) и PHiL-симулятора (б) системы ПЧ-АД

Работа PHiL-симуляторов электроприводов переменного тока основана на принципах, описанных выше. Для каждого реактора каждой фазы образуются свои контуры фазных токов в зависимости от комбинации состояний ключей PHiL-симулятора.
3.3. Исследование статических режимов PHiL-симуляторов электроприводов на компьютерных моделях

Для разработки и исследования PHiL-симуляторов тока различных систем электроприводов в MatLab/Simulink созданы два типа компьютерных моделей – в непрерывном и дискретном виде. Для реализации компьютерной модели в непрерывном виде использовалась среда MatLab/Simulink, для создания дискретной модели использована библиотека Simscape Power Systems. Данная библиотека содержит в своём составе модели различных электрических элементов, таких как резистор, индуктивность, ёмкость, полупроводниковые элементы и т.д. Библиотека Simscape Power Systems и т.д. Библиотека Simscap

3.3.1. Компьютерная модель базового элемента PHiL-симулятора

Уравнение математической модели базового элемента PHiL-симулятора записывается следующим образом:

$$u_{\mathsf{H}\mathsf{\Pi}} = i_{\mathsf{P}}R_{\mathsf{P}} + \frac{di_{\mathsf{P}}}{dt}L_{\mathsf{P}},\tag{3.1}$$

где $u_{H\Pi}$ – напряжение, прикладываемое к реактору; i_{P} – ток реактора; R_{P} и L_{P} – активное сопротивление и индуктивность реактора.

Компьютерная модель базового элемента PHiL-симулятора, построенная в среде MatLab/Simulink, показана на рис. 3.23. Элементы из библиотеки Simscape Power Systems имитируют транзисторы VT1 и VT2. Роль звена постоянного тока в данном случае выполняет элемент Ed_Sim, представленный в виде источника постоянного напряжения.



Рис. 3.23. Модель базового элемента PHiL-симулятора в среде MatLab/Simulink

3.3.2. PHiL-симулятор электропривода постоянного тока

На основе математической модели базового элемента PHiL-симулятора (3.1) и математического описания симулятора тока, представленного в гл. 1, создана математическая модель PHiL-симулятора для испытания преобразователя, созданного на основе одной транзисторной стойки:

$$u_{\mathsf{H}\mathsf{\Pi}} - u_{\mathsf{M}\mathsf{\Pi}} = i_{\mathsf{P}}R_{\mathsf{P}} + \frac{di_{\mathsf{P}}}{dt}L_{\mathsf{P}},\tag{3.2}$$

где $u_{\mathsf{N}\mathsf{I}}$ и $u_{\mathsf{H}\mathsf{I}}$ – напряжения, подаваемые на реактор со стороны испытуемого и нагрузочного преобразователей.

Компьютерная модель PHiL-симулятора, созданная на базе математической модели (3.2), показана на рис. 3.24. Здесь $u_{\mathsf{И}\mathsf{\Pi}}$ и $u_{\mathsf{H}\mathsf{\Pi}}$ – напряжения, подаваемые на реактор со стороны испытуемого и нагрузочного преобразователей; R_{P} – активное сопротивление реактора; T_{P} – постоянная времени реактора.



Рис. 3.24. Модель PHiL-симулятора электропривода постоянного тока в среде MatLab/Simulink

Результатом решения уравнения математической модели PHiL-симулятора при $u_{\mathsf{H}\Pi}=18$ В и $u_{\mathsf{H}\Pi}=12$ В, что составляет 75% и 50% от полного напряжения источника, питающего PHiL-симулятор, является диаграмма тока реактора $I_{\mathsf{P}\mathsf{H}}$, представленная на рис. 3.26. Параметры реактора представлены в Приложении 6.

Компьютерная модель PHiL-симулятора, созданная в MatLab/Simulink на основе схемы силовых цепей (см. рис. 3.156), показана на рис. 3.25.



Рис. 3.25. Модель PHiL-симулятора системы ШИП-ДПТ в среде MatLab/Simulink

Для демонстрации работы компьютерной модели на ключи испытуемого преобразователя VT1 и VT2 подавались сигналы ШИМ с частотой 1 кГц и скважностью 75%, а на ключи нагрузочного преобразователя VT1s и VT2s подавались сигналы ШИМ с частотой 10 кГц и скважностью 50%. Мёртвое время в данном случае задано равным 2 мкс. Результатом моделирования является диаграмма тока реактора $I_{\rm P}$, изображённая на рис. 3.26.



Рис. 3.26. Осциллограмма тока реактора в модели PHiL-симулятора системы ШИП-ДПТ в MatLab/Simulink

На рис. 3.27 иллюстрируется участок диаграммы тока реактора (см. рис. 3.26), на временном интервале, равном нескольким периодам ШИМ испытуемого преобразователя. На рис. 3.27 отчётливо видны пульсации тока с частотой 10 кГц, обусловленные работой нагрузочного преобразователя.



Рис. 3.27. Участок осциллограммы тока реактора, демонстрирующий пульсации тока, обусловленные работой испытуемого и нагрузочного преобразователей

Полученные результаты позволяют сделать вывод о том, что компьютерные модели PHiL-симуляторов электроприводов постоянного тока готовы к проведению дальнейшего анализа в динамических режимах с системами управления испытуемым и нагрузочным преобразователями.

3.3.3. PHiL-симулятор электропривода переменного тока

Математическая модель PHiL-симулятора электроприводов переменного тока строится аналогично модели (3.2). В данном случае количество базовых элементов равно количеству фаз испытуемого преобразователя. Каждая транзисторная стойка испытуемого преобразователя рассматривается как отдельный преобразователь. Исходя из этого математическую модель PHiL-симулятора электропривода переменного тока можно записать следующим образом:

$$\begin{cases} u_{\mathsf{H}\Pi a} - u_{\mathsf{M}\Pi a} = i_{\mathsf{P}a}R_{\mathsf{P}a} + \frac{di_{\mathsf{P}a}}{dt}L_{\mathsf{P}a}, \\ u_{\mathsf{H}\Pi b} - u_{\mathsf{M}\Pi b} = i_{\mathsf{P}b}R_{\mathsf{P}b} + \frac{di_{\mathsf{P}b}}{dt}L_{\mathsf{P}b}, \\ u_{\mathsf{H}\Pi c} - u_{\mathsf{M}\Pi c} = i_{\mathsf{P}c}R_{\mathsf{P}c} + \frac{di_{\mathsf{P}c}}{dt}L_{\mathsf{P}c}, \end{cases}$$
(3.3)

где $u_{\mathsf{И}\mathsf{П}a}$, $u_{\mathsf{И}\mathsf{\Pi}b}$ $u_{\mathsf{И}\mathsf{\Pi}c}$ – э.д.с., генерируемые каждой из фазных стоек испытуемого преобразователя; $u_{\mathsf{H}\mathsf{\Pi}a}$, $u_{\mathsf{H}\mathsf{\Pi}b}$, $u_{\mathsf{H}\mathsf{\Pi}c}$ – э.д.с., генерируемые каждой из фазных стоек нагрузочного преобразователя; i_{Pa} , i_{Pb} , i_{Pc} – фазные токи в реакторах; R_{Pa} , R_{Pb} , R_{Pc} – активные сопротивления реакторов; L_{Pa} , L_{Pb} , L_{Pc} – индуктивности реакторов.

На основе математического описания PHiL-симулятора АИН в среде Matlab/Simulink создана его компьютерная модель, представленная на рис. 3.28.



Рис. 3.28. Модель PHiL-симулятора электропривода переменного тока в среде MatLab/Simulink

На модели реакторов (параметры см. в Приложении 6) поданы со стороны испытуемого преобразователя эквиваленты трёх синусоидальных напряжений 165 В/50 Гц, со стороны нагрузочного преобразователя – 55 В/50 Гц. Результатом моделирования являются фазные токи реакторов на рис. 3.29.



Рис. 3.29. Осциллограммы токов реактора в модели PHiL-симулятора электропривода переменного тока в среде MatLab/Simulink

Компьютерная модель, PHiL-симулятора электропривода с АИН, созданная в MatLab/Simulink показана на рис. 3.30.



Рис. 3.30. Модель PHiL-симулятора системы ПЧ-АД в среде MatLab/Simulink

Результатом моделирования при аналогичных условиях являются диаграммы фазных токов реакторов, изображённые на рис. 3.31. Непрерывная составляющая полученных осциллограмм полностью повторяет результаты, полученные в непрерывной компьютерной модели симулятора (см. рис. 3.29), что демонстрирует корректность работы построенной компьютерной модели. Природа пульсаций тока обусловлена совместной работой испытуемого преобразователя с низкой частотой коммутации ключей и нагрузочного преобразователя с высокой частотой коммутации ключей.



Рис. 3.31. Осциллограммы токов реактора в модели РНіL-симулятора ПЧ-АД в среде MatLab/Simulink

На рис. 3.32 иллюстрируется участок диаграммы тока реактора (см. рис. 3.31), на временном интервале, равном нескольким периодам ШИМ испытуемого преобразователя. На рис. 3.32 отчётливо видны пульсации фазных токов с частотой 10 кГц, обусловленные работой нагрузочного преобразователя.



Рис. 3.32. Участок осциллограммы токов реакторов, демонстрирующий пульсации токов, обусловленные работой испытуемого и нагрузочного преобразователей

Полученные результаты позволяют сделать вывод о том, что компьютерные модели PHiL-симуляторов электроприводов переменного тока готовы к проведению дальнейшего анализа в динамических режимах с системами управления испытуемым и нагрузочным преобразователями.

3.4. Выводы по главе

1. Анализ структур PHiL-симуляторов тока показал основные достоинства и недостатки существующих решений. Из положительных качеств предлагаемой структуры можно выделить отсутствие помех и шумов во входном сигнале управления PHiL-симулятора, что позволяет с достаточной точностью выполнять операции в ПЛИС-моделях. Однако следует отметить основной недостаток – сложность получения сигнала обратной связи по току для испытуемого преобразователя, который передаётся от реального датчика тока.

2. На основе проведённого анализа предложена структура симулятора тока с сигналом управления по выходу системы управления испытуемого преобразователя с сигналом ОС в систему управления испытуемого преобразователя от модели реального времени. Предложенная структура исключает пульсации, обусловленные действием нагрузочного преобразователя. Следует отметить, что при пошаговом испытании электроприводов подобная структура удобна тем, что исключает лишние переключения сигналов обратной связи в контроллере испытуемой системы.

3. Для того, чтобы охватить массово используемые системы электроприводов предложены топологии силовых цепей PHiL-симуляторов: ТП-Д, ШИП-ДПТ, ТПН-АД и ПЧ-АД. Анализ работы PHiL-симулятора на примере электропривода ШИП-ДПТ продемонстрировал возможность реализации двигательного и генераторного режимов работы электрической машины.

4. Для проведения исследований, связанных с системами управления нагрузочных преобразователей, предложены и верифицированы компьютерные модели силовых цепей PHiL-симуляторов электроприводов постоянного и переменного тока.

117

Глава 4. Разработка и исследование систем управления PHiL-симуляторов электроприводов

В главе представлен синтез регуляторов тока для PHiL-симуляторов электроприводов постоянного и переменного тока. На примере системы ШИП-ДПТ проведён анализ процессов, полученных в PHiL-симуляторе электропривода с замкнутой системой управления испытуемого преобразователя. Синтезирован блок компенсации возмущающего воздействия на САР тока нагрузочного преобразователя со стороны испытуемого преобразователя. На компьютерных моделях проведены исследования PHiL-симуляторов электроприводов постоянного и переменного тока. Апробация полученных результатов проведена на комплексных компьютерных моделях PHiL-симуляторов электроприводов постоянного и переменного тока, а также на экспериментальном стенде PHiL-симулятора электропривода постоянного тока.

4.1. Общая структура системы управления PHiL-симуляторов электроприводов

В гл. 3 было отмечено, что PHiL-симуляторы электромеханических систем разделяются на симуляторы постоянного и переменного тока. Чтобы определить структуру системы управления нагрузочного преобразователя, необходимо выбрать способ управления PHiL-симуляторами по аналогии с электроприводами. Широко используемые варианты построения систем управления предлагается классифицировать следующим образом (рис. 4.1).





Рис. 4.1. Варианты построения систем управления электроприводов

В предлагаемой классификации системы управления разделяются на два типа: разомкнутые и замкнутые системы управления.

В разомкнутых системах управления для электроприводов постоянного тока реализуются различные законы регулирования напряжения, в комплексах переменного тока – различные законы регулирования частоты и напряжения.

Замкнутые системы управления для комплексов постоянного тока чаще всего строятся по принципу подчинённого регулирования [86, 94]. Для комплексов переменного тока среди замкнутых систем управления можно выделить два способа управления: скалярное и векторное управление.

При реализации скалярного управления широко применяются два закона регулирования. В первом обеспечивается совместное регулирование частоты и амплитуды выходного напряжения, такой способ называется частотным управлением. Во втором случае обеспечивается регулирование частоты и амплитуды тока обмотки статора, и такой способ принято называть частотно-токовым управлением.

Векторное управление также разделяется на два типа: с преобразованием и без преобразования координат. В технике широко применяется первый тип векторного регулирования, который может быть реализован в двух вариантах, называемыми прямым и косвенным векторным управлением. В первом случае реализуется прямое управление моментом, во втором – косвенное управление момен-

том, при котором векторная система управления строится с ориентацией системы координат тока статора по вектору потокосцепления ротора.

После рассмотрения вариантов построения системы управления электроприводами для реализации систем управления PHiL-симуляторами постоянного и переменного тока выбрана структура системы управления, которая строится на принципах последовательной коррекции объекта регулирования, как наиболее широко применимая и методически освоенная система, позволяющая организовать регулирование тока нагрузочного преобразователя.

Систему управления нагрузочным преобразователем в составе PHiLсимулятора предлагается строить по следующему принципу. Для каждого базового элемента PHiL-симулятора (рис. 3.4) создаётся своя САР тока. На вход САР тока в качестве задания поступает цифровой аналог тока, вычисленный средствами HiL-симулятора. Подобное решение удобно тем, что появляется возможность создавать раздельные контуры управления токами каждого реактора в составе PHiL-симулятора, что позволяет при имитации работы электропривода переменного тока, например системы ПЧ-АД, реализовывать аварийные режимы, режимы асимметрии и т.д.

В качестве объекта регулирования в данной системе выступает реактор, передаточная функция которого, полученная на основе математического описания (3.1), выглядит следующим образом:

$$W_{\rm P}(p) = \frac{r_{\rm P}^{-1}}{T_{\rm P}p + 1}.$$
(4.1)

Параметры реакторов для PHiL-симуляторов электроприводов постоянного и переменного тока, используемых в работе, представлены в Приложении 6.

Для синтеза и анализа системы управления нагрузочного преобразователя далее будем рассматривать её как непрерывную, поскольку все условия для этого соблюдены [42]. САР тока для базового элемента PHiL-симулятора построена по методике, изложенной в [86, 94]. Структура САР тока для базового элемента PHiL-симулятора показана на рис. 4.2. Здесь $R_{i \text{ HII}}(p)$ – передаточная функция регулятора тока, $W_{\phi \text{ HII}}(p)$ – передаточная функция, описывающая нагрузочный преобразователь, $K_{\text{ДT}}(p)$ – передаточная функция, описывающая датчик тока.



Рис. 4.2. Структура САР тока базового элемента PHiL-симулятора

4.2. Синтез регулятора тока РНіL-симулятора

Структура САР тока для каждого базового элемента PHiL-симулятора (рис. 3.4), если речь идёт о системах, построенных на основе нескольких базовых элементов, одинакова. Соответственно передаточная функция регулятора останется неизменной для PHiL-симуляторов всех типов электроприводов – переменного и постоянного тока. Следует отметить, что различие между регуляторами тока для PHiL-симуляторов электроприводов переменного и постоянного тока будет заключаться в параметрах регуляторов, поскольку переменные в регуляторах заданы в относительных единицах, а базовые значения параметров электроприводов постоянного и переменного тока разные (см. в гл. 2). Поэтому далее изложена типовая методика синтеза регулятора для САР тока базового элемента PHiLсимулятора.

Нагрузочный преобразователь обладает конечным быстродействием. Частота переключений силовых транзисторов может достигать сотни килогерц. Выбор периода ШИМ нагрузочного преобразователя ($T_{\rm ШИМ \ H\Pi}$) выставляет ограничение на выбор постоянной времени $T_{\mu \ H\Pi}$. Регулятор тока синтезирован в непрерывном виде, поэтому должно выполняться следующее соотношение [42]:

$$T_{\mu \text{ HI}} \geqslant (3 \div 5) T_{\text{ШИМ HII}}. \tag{4.2}$$

В данном случае преобразователь, входящий в состав базового элемента, можно представить в виде безынерционного звена $k_{\rm H\Pi}$. Датчик тока представим как безынерционное звено с коэффициентом 1.

Передаточная функция регулятора, входящего в САР тока, будет следующей:

$$R_{i \text{ H}\Pi}(p) = \frac{1}{2T_{\mu \text{ H}\Pi}p} \frac{T_{\text{P}}p + 1}{k_{\text{H}\Pi}r_{\text{P}}^{-1}}. \tag{4.3}$$

В работе предлагается два варианта выбора $T_{\mu \text{ нп}}$, а соответственно полосы пропускания САР тока нагрузочного преобразователя. Первый вариант – САР тока, способная воспроизводить мгновенные значения тока имитируемого электропривода. Для примера взята система электропривода постоянного тока с транзисторным преобразователем, состоящим из одной неполной стойки (рис. 3.7). В электроприводах с транзисторными преобразователями ток в обмотках двигателя формируется переключением транзисторов с частотой ШИМ. Ток в цепи якоря нарастает и убывает по экспоненциальному закону и зависит от питающего напряжения u, постоянной времени T_{g} и активного сопротивления r_{g} цепи якоря. В общем виде функция изменения тока i_{g} записывается следующим образом (гл. 2):

$$\begin{cases} i_{\mathfrak{g}}(t) = r_{\mathfrak{g}}(u - e^{-\frac{t}{T_{\mathfrak{g}}}}), & \text{при } t \in [-T_{\mathsf{ШИМ}}/2, t_{\mathsf{ШИM}}), \\ i_{\mathfrak{g}}(t) = r_{\mathfrak{g}}e^{-\frac{t}{T_{\mathfrak{g}}}}, & \text{при } t \in [t_{\mathsf{ШИМ}}, T_{\mathsf{ШИM}}/2], \end{cases}$$
(4.4)

где $T_{\text{ШИМ}}$ – период рассматриваемого сигнала, $t_{\text{ШИМ}}$ – время, определяемое значением сигнала управления ШИМ.

В общем виде осциллограмма мгновенных значений тока якоря ДПТ с HB, соответствующая закону (4.4), на двух периодах ШИМ испытуемого преобразователя ($T_{\text{шим}}$) в установившемся режиме со скважностью 50% показана на рис. 4.3.



Рис. 4.3. Осциллограмма мгновенных значений тока якоря ДПТ с НВ при скважности ШИМ 50%

Для воспроизведения подобных сигналов в PHiL-симуляторах необходимо выбрать соответствующее быстродействие САР тока нагрузочного преобразователя. Ширина выбранной полосы пропускания должна обеспечить воспроизведение заданного спектра гармонических составляющих сигнала задания, частота которых ниже частоты, определяющей полосу пропускания системы. Поскольку функция (4.4) является периодической, она может быть разложена в ряд Фурье [78]. В общем виде тригонометрический ряд Фурье записан в (4.5):

$$\begin{cases} f(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos nx + b_n \sin nx, \\ a_0 = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) dx, \\ a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \cos nx dx, \\ b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \sin nx dx, \end{cases}$$
(4.5)

где f(x) – периодическая функция, заданная на интервале $[-\pi,\ \pi],\ a_n,\ b_n$ – коэффициенты Фурье функции f(x).

Амплитуды гармонических сигналов, составляющих f(x), равны $A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$, а их частоты – соответственно: $\omega_n = \frac{2\pi}{T}n$, где T – период f(x); n – номер гармоники.

В зависимости от скважности ШИМ, которая определяет время $t_{\text{ШИМ}}$ (4.4),

123

форма тока может меняться, соответственно изменяются и амплитуды каждой из гармонических составляющих сигнала. Осциллограммы тока якоря при значениях скважности ШИМ-сигнала 25% и 75% показаны на рис. 4.4.



Рис. 4.4. Осциллограммы тока якоря при значениях скважности ШИМ 25% (а) и 75% (б)

Для каждой из гармоник исходного сигнала, описанного функцией (4.4), построены зависимости амплитудных значений гармонических составляющих от скважности ШИМ, которая изменяется в диапазоне [0; 1], и постоянных времени $T_{g} \in [0,008;0,1]$ (выбор диапазона T_{g} см. в гл. 2). На рис. 4.5 изображены 3 гармонических составляющих сигнала в одних осях.



Рис. 4.5. Значения амплитуд 1-й, 2-й и 3-й гармонических составляющих сигнала (4.4)

Полученные диаграммы показывают, что амплитуда гармонических составляющих при заданных параметрах объекта зависит в основном от скважности ШИМ сигнала. Для демонстрации этой зависимости в дополнение к предыдущей диаграмме на рис. 4.6 показаны зависимости амплитуд первых трёх гармоник исходного сигнала от скважности ШИМ при вариациях $T_{\rm g}$.



Рис. 4.6. Зависимость амплитуд 1-й, 2-й и 3-й гармонических составляющих сигнала (4.4) от скважности ШИМ сигнала

Анализ гармонических составляющих показал, что основную долю в токе якоря электропривода ШИП-ДПТ составляют 1, 2 и 3 гармоники, по сравнению с более высокими. Для оценки влияния каждой из гармоник в отдельности на рис. 4.7–4.9 показаны диаграммы, демонстрирующие исходный сигнал и восстановленный сигнал из гармонических составляющих при значениях скважности ШИМ 25%, 50% и 75% соответственно. Также под каждым из графиков демонстрируется модуль отклонения между исходным и восстановленным сигналом.



Рис. 4.7. Графики исходных и восстановленных по 1-й гармонике сигналов (а, б, в), модуль значений отклонения между ними (г, д, е) при значениях скважности сигнала ШИМ 25%, 50% и 75%



Рис. 4.8. Графики исходных и восстановленных по 1-й и 2-й гармоникам сигналов (а, б, в), модуль значений отклонения между ними (г, д, е) при значениях скважности сигнала ШИМ 25%, 50% и 75%



Рис. 4.9. Графики исходных и восстановленных по 1-й, 2-й и 3-й гармоникам сигналов (а, б, в), модуль значений отклонения между ними (г, д, е) при значениях скважности сигнала ШИМ 25%, 50% и 75%

В табл. 4.1 приведены значения среднеквадратичного отклонения (RMSE), восстановленного по гармоническим составляющим сигнала от исходного сигнала, описанного в (4.4).

Таблица 4.1 — Среднеквадратичное отклонение восстановленного сигнала от исходного

№ гармоник в	RMSE	(скваж-	RMSE	(скваж-	RMSE	(скваж-
восстановлен-	ность	ШИМ	ность	ШИМ	ность	ШИМ
ном сигнале	25%)		50%)		75%)	
1-я	0,1937		0,1866		0,1931	
1-я и 2-я	0,1374		0,1866		0,1368	
1-я, 2-я и 3-я	0,1281		0,1777		0,1309	

Полученные данные наглядно демонстрируют уменьшение мгновенной ошибки при последовательном введении в восстановленный сигнал гармонических составляющих. Анализ полученных результатов показал, что начиная со 2-й гармоники среднеквадратичное отклонение становится $\approx 6 \div 7\%$ относительно амплитудного значения исходного сигнала. Третья гармоническая составляющая уменьшает величину отклонения до $\approx 3 \div 4\%$.

Как уже отмечалось, ширина полосы пропускания САР тока нагрузочного преобразователя должна быть такой, чтобы контур пропускал сигналы с частотой n-ой гармоники исходного сигнала $nF_{\rm И\Pi\ ШИМ}$, где $F_{\rm И\Pi\ ШИM}$ – несущая частота ШИМ испытуемого преобразователя. Таким образом для выбранной структуры САР тока (рис. 4.2) с шириной полосы пропускания Ω должно выполняться соотношение:

$$\Omega = \frac{1}{2\pi\sqrt{2}T_{\mu \text{ HI}}} > nF_{\text{ИП ШИМ}}.$$
(4.6)

Из соотношения (4.6) можно сделать вывод, что некомпенсируемая постоянная времени $T_{\mu \ H\Pi}$ в САР тока нагрузочного преобразователя может быть выбрана из следующего соотношения:

$$T_{\mu \ \text{H}\Pi} < \frac{1}{2\pi n\sqrt{2}} T_{\text{H}\Pi \ \text{ШИМ}}.$$
 (4.7)

Таким образом, если 3-я гармоническая составляющая исходного сигнала с периодом ШИМ, например, 0.001 с (1 кГц) будет выбрана максимальной полезной гармоникой, должно выполняться соотношение:

$$\begin{split} T_{\mu \ \mathrm{H}\Pi} &< \frac{1}{2\pi 3\sqrt{2}} 0,001, \\ T_{\mu \ \mathrm{H}\Pi} &< 0,0000375 \ c. \end{split} \tag{4.8}$$

Следовательно, величину $T_{\mu \text{ HI}}$ выберем равной $3 \cdot 10^{-5}$ с, соответственно несущая частота ШИМ нагрузочного преобразователя для выбранной структуры САР, согласно (4.2), должна быть 100 кГц. В таком случае логарифмическая амплитудно-частотная характеристика (ЛАЧХ) замкнутой САР тока будет выглядеть так, как показано на рис. 4.10.



Рис. 4.10. ЛАЧХ САР тока испытуемого и нагрузочного преобразователей

С появлением новых силовых карбид-кремниевых транзисторов [51—53] создание силовых преобразователей, способных работать с частотой переключения ключей до 100 кГц, стало возможным. Основным недостатком в данном случае является стоимость такого преобразователя, которая значительно выше общепромышленных преобразователей. В то же время, если речь пойдёт об испытании преобразователей с несущей частотой ШИМ 10 кГц и более, тогда для построения PHiL-симуляторов соответственно потребуются преобразователи, способные работать с несущей частотой ШИМ много большей, чем 100 кГц. Следует отметить, что сегодня силовая электронная техника не достигла такого уровня. Поэтому предлагается применить второй вариант настройки САР тока нагрузочного преобразователя, способной воспроизводить гладкую составляющую тока имитируемого электропривода средствами PHiL-симулятора.

Для того, чтобы определиться с выбором параметров САР тока нагрузочного преобразователя в этом случае, предлагается найти зависимость величины некомпенсированной постоянной времени $T_{\mu \ H\Pi}$ от параметров системы управления испытуемым преобразователем для получения требуемого качества в системе. Полученная система должна обеспечивать отклонение (ошибку) между входным и выходным сигналами заданной величины.

Формула установившейся ошибки при представлении системы в непрерывном виде записывается следующим образом [29]:

$$x_{\rm yct} = c_0 g(t) + c_1 \frac{dg(t)}{dt} + \frac{c_2}{2!} \frac{d^2 g(t)}{dt^2} + \dots, \tag{4.9}$$

где $c_0, c_1, c_2, ...$ – коэффициенты ошибок; g(t) – входное воздействие.

Для выбранной структуры САР тока нагрузочного преобразователя коэффициенты ошибок равны: $c_0 = 0$; $c_1 = 2T_{\mu \text{ HII}}$; $c_2 = -4T_{\mu \text{ HII}}^2$; $c_3 = 0, \dots$ Следовательно, можно сделать вывод о том, что установившаяся ошибка слежения

131

зависит в основном от второго слагаемого $c_1 \frac{dg(t)}{dt}$. Таким образом:

$$x_{\rm yct} \approx 2T_{\mu \rm \ H\Pi} \frac{dg(t)}{dt}.$$
(4.10)

Исходя из всего вышеперечисленного, постоянную времени $T_{\mu \ H\Pi}$ можно определить, задавшись допустимой величиной ошибки и максимальным значением производной входного сигнала $g'_{\rm M}$.

$$T_{\mu \text{ HI}} = \frac{x_{\text{yct}}}{2g'_{\text{M}}}.$$
(4.11)

Выбор быстродействия САР тока нагрузочного преобразователя для PHiL-симуляторов электроприводов постоянного тока

Для систем электроприводов постоянного тока максимальная производная тока испытуемой системы находится следующим образом. Входным сигналом для САР тока нагрузочного преобразователя является ток якоря. Максимальная производная входного сигнала в таком случае возникнет при реакции САР тока испытуемого преобразователя на максимальное ступенчатое воздействие $i_{\rm M}$. Испытуемая система управления обладает своими характеристиками, задаваемыми некомпенсируемой постоянной времени T_{μ} , поэтому максимальное значение производной входного сигнала $g'_{\rm M}$ определяется параметрами испытуемого электропривода, ток которого необходимо воспроизвести. Для того, чтобы вычислить максимальную величину производной $g'_{\rm M}$, запишем передаточную функцию САР тока якоря, которая будет являться колебательным звеном [29]:

$$W(p) = \frac{1}{T^2 p^2 + 2\xi T p + 1},$$
(4.12)

здесь Т, ξ – коэффициенты передаточной функции.

Переходная функция колебательного звена записывается следующим образом [29]:

$$h(t) = \left[1 - e^{-\gamma t} (\cos \lambda t + \frac{\gamma}{\lambda} \sin \lambda t)\right] i_{\rm M}. \tag{4.13}$$

В данном случае коэффициенты передаточной и переходной функций (4.13) равны:

$$T = \sqrt{2}T_{\mu},\tag{4.14}$$

$$\xi = \frac{1}{\sqrt{2}},\tag{4.15}$$

$$\gamma = \frac{\xi}{T} = \frac{1}{2T_{\mu}},\tag{4.16}$$

$$\lambda = \frac{\sqrt{1 - \xi^2}}{T} = \frac{1}{2T_{\mu}}.$$
(4.17)

Для того, чтобы вычислить максимальное значение производной входного сигнала, найдём первую и вторую производную переходной функции (4.13):

$$h'(t) = 2i_{\mathsf{M}}\lambda e^{-\gamma t}\sin\lambda t, \qquad (4.18)$$

$$h''(t) = \frac{i_{\mathsf{M}}}{2T_{\mu}^2} e^{-\gamma t} (\cos \lambda t - \sin \lambda t).$$
(4.19)

Приравняв вторую производную к нулю, найдём время достижения экстремумов первой производной переходной функции, и, соответственно, время достижения её максимума [79]. В данном случае время достижения максимума равно $t_{\rm M} = \sqrt{2}T_{\mu}$. Подставив найденное время в выражение первой производной, найдём максимальное значения первой производной $g'_{\rm M}$:

$$g'_{\rm M} = h'(t_{\rm M}) = i_{\rm M} \frac{1}{T_{\mu}} e^{-\frac{\sqrt{2}}{2}} \sin \frac{\sqrt{2}}{2}. \tag{4.20}$$

Таким образом, некомпенсированная постоянная времени САР тока нагрузочного преобразователя для PHiL-симулятора систем электроприводов постоянного тока в соответствии с (4.11) вычисляется по формуле:

$$T_{\mu \text{ H}\Pi} = T_{\mu} \frac{x_{\text{yct}}}{2i_{\text{m}}e^{-\frac{\sqrt{2}}{2}}\sin\frac{\sqrt{2}}{2}}.$$
(4.21)

Выбор быстродействия САР тока нагрузочного преобразователя для PHiL-симуляторов электроприводов переменного тока

Для систем электроприводов переменного тока предлагается два варианта определения быстродействия САР тока нагрузочного преобразователя.

Первый вариант – настройка САР тока нагрузочного преобразователя таким образом, при которой воспроизводится мгновенный ток. Поскольку испытуемый электропривод включает в себя двигатель и преобразователь частоты, для выбора максимальной производной тока необходимо учитывать перегрузочную способность преобразователя. В современных преобразователях действующее значение тока, как правило, не должно превышать полуторного значения номинального тока двигателя [64—66]. Таким образом, максимальная производная тока находится так:

$$g'_{\rm M} = 1.5\sqrt{2}\sin'(2\pi f_N t) = 3\sqrt{2}\pi f_N \cos(2\pi f_N t). \tag{4.22}$$

Максимальная производная тока $g'_{\sf M}$ при f_N =50 Гц, t=0.0025 с будет равна 471. Тогда некомпенсируемая постоянная времени $T_{\mu \ {\sf H}{\sf \Pi}}$ примет следующие значения:

$$T_{\mu \ \rm H\Pi} = \frac{x_{\rm yct}}{2g'_{\rm M}} = \frac{x_{\rm yct}}{942}. \tag{4.23}$$

В этом случае для значения установившейся ошибки x_{yct} , равной 5%, $T_{\mu \ H\Pi}$ будет равняться 0,00005 с. Здесь так же, как и в случае, описанном выше, для реализации PHiL-симулятора потребуется преобразователь с транзисторами, способными работать с частотой коммутации до 100 кГц.

Второй вариант – настройка САР тока нагрузочного преобразователя, при которой воспроизводится действующее значение тока асинхронного двигателя. В качестве системы управления испытуемым электроприводом типа ПЧ-АД будем рассматривать векторную систему управления [6, 10, 32]. В этом случае максимальная производная $g'_{\rm M}$ определяется реакцией контура активного тока i_y на входное максимальное ступенчатое воздействие, которое определяется перегрузочной способностью испытуемого преобразователя. Намагничивающий ток i_x можно принять постоянным и не влияющим на изменение угла вектора тока статора. Таким образом, настройка САР тока нагрузочного преобразователя PHiLсимулятора ПЧ-АД зависит от быстродействия САР тока испытуемого преобразователя и определяется выражением (4.21).

4.3. Исследование систем управления PHiL-симуляторов на компьютерных моделях

Компьютерное моделирование PHiL-симуляторов электроприводов постоянного и переменного тока проведено в среде Matlab/Simulink, все элементы рассматриваемых систем реализованы в непрерывном виде. В качестве испытуемого электропривода постоянного тока предложена система, функциональная схема которой приведена на рис. 2.43. В качестве испытуемого электропривода переменного тока выбрана система ПЧ-АД с векторной системой управления, описание которой приведено в Приложении 10.

Исследование проведено для PHiL-симуляторов двух структур – PHiLсимулятор с сигналом ОС в систему управления испытуемого преобразователя от датчика тока реактора (ОСТР) и PHiL-симулятор с сигналом ОС по току в систему управления испытуемого преобразователя, полученным в HiL-симуляторе (ОСТС), описанных в гл. 3 и представленных на рис. 3.2 и рис. 3.3.

4.3.1. Система управления PHiL-симуляторов электроприводов постоянного тока

Для электропривода постоянного тока (рис. 2.43) быстродействие САР тока нагрузочного преобразователя выбрано в соответствии с (4.21). Максимальный допустимый ток $i_{\rm M}$ определяется как двойное значение номинального тока, поскольку коллекторная машина постоянного тока способна выдержать данное значение [33]. Величина T_{μ} выбрана равной 0,01 с (см. гл. 2). Вычислим $T_{\mu \ H\Pi}$ для установившейся ошибки $x_{\rm vcr}$, равной 5%, согласно (4.21):

$$T_{\mu \text{ H}\Pi} = 0,01 \frac{0,05}{2 \cdot 2e^{-\frac{\sqrt{2}}{2}} \sin \frac{\sqrt{2}}{2}} = 0,0004 \text{ c.}$$
(4.24)

Структурные схемы PHiL-симуляторов электропривода постоянного тока, соответствующие структурам ОСТР (рис. 3.2) и ОСТС (рис. 3.3), представлены на рис. 4.11 и рис. 4.12 соответственно [9].



Рис. 4.11. Структура PHiL-симулятора электропривода постоянного тока с сигналом задания от системы управления испытуемого преобразователя и ОС по току реактора – ОСТР



Рис. 4.12. Структура PHiL-симулятора электропривода постоянного тока с сигналом задания от системы управления испытуемого преобразователя и ОС от модели реального времени – ОСТС

Реакция САР тока якоря на входное ступенчатое воздействие, которую выберем для воспроизведения в PHiL-симуляторе электропривода постоянного тока, и токи реакторов в структурах PHiL-симуляторов ОСТР ($i_{n_PHiL_1}$) и ОСТС ($i_{n_PHiL_2}$) изображены на рис. 4.13.



Рис. 4.13. Реакция на входное ступенчатое воздействие $(i_{\mathfrak{g}_{BX}})$ контура тока якоря $(i_{\mathfrak{g}_{HiL}})$, токи реактора в структурах PHiL-симуляторов ОСТР $(i_{\mathfrak{g}_{PHiL_1}})$ и ОСТС $(i_{\mathfrak{g}_{PHiL_2}})$ в компьютерной модели PHiL-симулятора электропривода постоянного тока

Осциллограммы ошибок воспроизведения реакции САР тока якоря в реакторах PHiL-симулятора структуры ОСТР (e_{PHiL_1}) и структуры ОСТС (e_{PHiL_2}), показаны на рис. 4.14.



Рис. 4.14. Ошибки воспроизведения реакции САР тока якоря в реакторе PHiL-симуляторов электропривода постоянного тока структуры ОСТР ($e_{PHiL 1}$) и ОСТС ($e_{PHiL 2}$)

В данном случае среднеквадратичное отклонение тока реактора от тока якоря в симуляторе ОСТР равно 0,0011, в симуляторе ОСТС – 0,0016, что можно признать вполне приемлемым для испытаний электроприводов. Различие результатов обусловлено отличием структур PHiL-симуляторов друг от друга. В Приложении 12 приведено структурное преобразование PHiL-симулятора ОСТР к виду ОСТС, которое поясняет различие двух структур, а именно, наличие динамического звена в обратной связи испытуемой системы управления. Таким образом ошибка воспроизведения реакции САР тока в реакторе PHiL-симулятора ОСТР определяется звеном, присутствующего в обратной связи испытуемой системы.

4.3.2. Система управления PHiL-симуляторов электроприводов переменного тока

Для проведения исследований PHiL-симуляторов электроприводов переменного тока в качестве системы управления испытуемого преобразователя выбрана векторная система управления электропривода ПЧ-АД. Структура системы и синтез регуляторов приведён в Приложении 10. В данном случае для векторной системы управления T_{μ} выбрана равной 0,001 с. Вычислим величину $T_{\mu \ H\Pi}$ для значения установившейся ошибки x_{vct} равной 5%:

$$T_{\mu \text{ H}\Pi} = 0,001 \frac{0,05}{2 \cdot 2e^{-\frac{\sqrt{2}}{2}} \sin \frac{\sqrt{2}}{2}} = 0,00004 \text{ c.}$$
(4.25)

Переменная проекции тока статора на ось $y(i_{sy})$, которая является активной составляющей тока статора [6, 10, 32], выбрана для оценки качества воспроизведения PHiL-симулятором системы ПЧ-АД. Реакция САР тока двигателя $i_{sy \text{ мод}}$ на входное единичное ступенчатое воздействие $i_{sy \text{ вх}}$ и токи реакторов PHiL-симуляторов структур ОСТР ($i_{sy \text{ PHiL}_1}$) и ОСТС ($i_{sy \text{ PHiL}_2}$) изображены на рис. 4.15.



Рис. 4.15. Реакция на входное ступенчатое воздействие $(i_{sy \text{ вх}})$ САР активной составляющей тока тока статора (i_{sy}) , токи реактора в структурах PHiL-симуляторов ОСТР $(i_{sy_PHiL_1})$ и ОСТС $(i_{sy_PHiL_2})$ в компьютерной модели PHiL-симулятора электропривода переменного тока

Структурные схемы PHiL-симуляторов электропривода переменного тока ОСТР и ОСТС представлены на рис. 4.16 и рис. 4.17 соответственно.



Рис. 4.16. Структура PHiL-симулятора электропривода переменного тока с сигналом задания от системы управления испытуемого преобразователя и ОС по току реактора – ОСТР



Рис. 4.17. Структура PHiL-симулятора электропривода постоянного тока с сигналом задания от системы управления испытуемого преобразователя и ОС от модели реального времени – ОСТС

Осциллограммы ошибок воспроизведения реакции САР активной составляющей тока статора в реакторах PHiL-симулятора ОСТР (e_{PHiL_1}) и ОСТС (e_{PHiL_2}), показана на рис. 4.18.



Рис. 4.18. Ошибки воспроизведения реакции САР тока активной составляющей тока статора в реакторах PHiL-симуляторов электропривода переменного тока структуры ОСТР (e_{PHiL_1}) и структуры ОСТС (e_{PHiL_2})

Среднеквадратичное отклонение полученной ошибки воспроизведения токов в PHiL-симуляторах ОСТР и ОСТС составляют 0,0013 и 0,0036 соответственно, что можно признать вполне допустимым отклонением для испытаний преобразователей частоты.

140

4.4. Разработка и исследование систем управления PHiL-симуляторов с блоком компенсации

Анализ структур PHiL-симуляторов позволяет рассмотреть ряд решений, существенно увеличивающих качество воспроизведения тока двигателя в реакторах. Первым, очевидным решением является реализация следящей системы управления тока в реакторах [28, 46]. Следующее решение позволяет расширить полосу пропускания контура тока нагрузочного преобразователя, для наглядности вынесенного на рис. 4.19. Для этого предлагается скомпенсировать инерционность замкнутой САР тока. Следует отметить, что на контур, кроме того, действует возмущающее воздействие u^* со стороны испытуемого преобразователя, которое также предлагается компенсировать. В работе предложен блок компенсации сигнала возмущения. Реализация двукратно-интегрирующей САР, позволяющей уменьшить влияние возмущения на контур тока в данной задаче приведёт к увеличению инерции контура, поэтому в работе она не рассмотрена.



Рис. 4.19. Структурная схема САР тока PHiL-симулятора

Реализация следящей САР тока реактора

Согласно [28, 46] следящая система управления, обеспечивающая изменение регулируемой переменной в соответствии с изменяющимся по произвольному закону управляющим воздействием, реализуется следующим образом. В систему

совместно с заданием на ток вводится производная от него так, как показано на рис. 4.20. Постоянную времени фильтра T_{ϕ} в данном случае предлагается задать в 3 раза больше периода ШИМ нагрузочного преобразователя.



Рис. 4.20. Структурная схема следящей САР тока PHiL-симулятора

Для оценки контура слежения на вход контура подано единичное линейное входное воздействие $i_{\rm P \ BX}$. Реакция контура продемонстрирована на рис. 4.21. Результат проведённого эксперимента демонстрирует отработку задающего воздействия без статической ошибки. Для сравнения на том же рисунке приведена реакция замкнутого контура без компенсации – $i_{\rm P}$.



Рис. 4.21. Реакция некомпенсированной (i_p) и следящей $(i_{p cn})$ САР тока PHiL-симулятора на входное линейное воздействие $(i_{p вx})$

Компенсация инерционности САР тока реактора

Компенсация инерционности замкнутого контура реализована следующим образом. Перед контуром предлагается поместить звено, передаточная функция которого будет обратной передаточной функции звена замкнутого контура [9].

Замкнутый контур САР тока реактора, настроенный на технический оптимум, представляется в виде звена с передаточной функцией:

$$\Phi_{i \text{ H}\Pi}(p) = \frac{1}{2T_{\mu}^2 \,_{\text{H}\Pi}p^2 + 2T_{\mu} \,_{\text{H}\Pi}p + 1}.$$
(4.26)

Соответственно, передаточную функцию звена компенсации инерционности можно записать:

$$W_{\rm {\tiny KU}\ идеал}(p) = \Phi_{i\ {\rm H}\Pi}^{-1} = 2T_{\mu\ {\rm H}\Pi}^2 p^2 + 2T_{\mu\ {\rm H}\Pi}p + 1. \tag{4.27}$$

На практике инерционность замкнутого контура тока компенсируется следующим образом. Замкнутый контур представляется апериодическим звеном с постоянной времени $2T_{\mu \text{ H}\Pi}$ и добавляется фильтр с постоянной времени T_{ϕ} , которая задаёт полосу пропускания системы. Таким образом звено компенсации инерционности записывается так:

$$W_{\rm KM}(p) = \frac{2T_{\mu \ \rm H\Pi}p + 1}{T_{\rm ch}p + 1}.$$
(4.28)

Постоянную времени фильтра T_{ϕ} в данном случае предлагается задать в 3 раза больше периода ШИМ нагрузочного преобразователя. Реализовав с учётом вышеизложенных допущений компенсирующее звено (4.28), поместим его на входе замкнутого контура. Осциллограммы на рис. 4.23, полученные в системе с компенсацией инерционности САР тока нагрузочного преобразователя (структурную схему см. на рис. 4.22), иллюстрируют реакцию скомпенсированного контура тока нагрузочного преобразователя в симуляторе электропривода постоянного тока ($i_{P,K}$) на ступенчатое входное воздействие ($i_{P,BX}$). Для сравнения на том же рисунке приведена реакция замкнутого контура без компенсации – i_P .



Рис. 4.22. Структурная схема САР тока PHiL-симулятора с компенсацией инерционности замкнутого контура



Рис. 4.23. Реакция некомпенсированной (i_p) и скомпенсированной $(i_{P \kappa u})$ САР тока PHiLсимулятора на входное ступенчатое воздействие $(i_{P \kappa u})$

Диаграмма, демонстрирующая логарифмическую амплитудно-частотную характеристику (ЛАЧХ) нескомпенсированной и скомпенсированной систем показана на рис. 4.24. Анализ полученных ЛАЧХ демонстрирует, что полоса пропускания скомпенсированной системы увеличилась примерно в 2 раза по отношению к некомпенсированной.


Рис. 4.24. ЛАЧХ некомпенсированной и скомпенсированной САР тока PHiL-симулятора

Для сравнения полученной системы со следящей САР тока на рис. 4.25 приведена реакция САР тока с блоком компенсации инерционности $(i_{P \ KM})$ на входное линейное воздействие $(i_{P \ BX})$, которая, как видно на диаграмме, имеет статическую ошибку. Поэтому для дальнейшей работы выбрана следящая САР тока PHiL-симулятора.



Рис. 4.25. Реакция некомпенсированной (i_p) и скомпенсированной $(i_{p \ ки})$ САР тока PHiLсимулятора на входное линейное воздействие $(i_{p \ вx})$

Компенсация возмущающего воздействия САР тока реактора

Для оценки влияния возмущающего воздействия u^* на выходную величину i_p в среде MatLab была получена ЛАЧХ системы, где входом является возмущающее воздействие, а выходом – ток реактора. Полученная ЛАЧХ показана на рис. 4.26. Анализ приведённой ЛАЧХ показывает, что влияние возмущения на выходную величину не существенно, но данный сигнал также желательно скомпенсировать [9].



Рис. 4.26. ЛАЧХ САР тока PHiL-симулятора с входным сигналом по возмущению

Блок компенсации возмущения синтезируется следующим образом. Перед сумматором, одним из входов которого является сигнал возмущения, устанавливается сумматор, вычитающий данный сигнал. Далее с помощью математических преобразований [29], сумматор выносится за пределы контура. В итоге получаем звено компенсации возмущающего воздействия (4.29). Структурная схема, демонстрирующая компенсацию возмущающего воздействия, показана на рис. 4.27.

$$W_{\rm kb}(p) = K_{\rm M\Pi} \frac{2T_{\mu \ \rm H\Pi} r_{\rm P}^{-1}}{T_{\rm P} p + 1}.$$
(4.29)



Рис. 4.27. Структурная схема САР тока PHiL-симулятора с компенсацией возмущения на замкнутый контура со стороны испытуемого преобразователя

Для того, чтобы оценить действие блока компенсации возмущающего сигнала на исследуемый контур, проведён вычислительный эксперимент, результаты которого показаны на рис. 4.28. На вход контура (рис. 4.27) подано единичное входное ступенчатое воздействие $i_{P BX}$, в момент времени t=0.02c подано ступенчатое возмущающее воздействие u^* . Реакция контура без возмущения изображена как $i_{P 6B}$. Реакция контура без компенсации возмущения – $i_{P B}$, реакция контура с компенсацией влияния возмущающего воздействия – $i_{P KB}$. Результат проведённого эксперимента демонстрирует существенную компенсацию влияния возмущающего воздействия на выходную регулируемую величину.



Рис. 4.28. Реакция САР тока PHiL-симулятора без возмущения (i_{P_B}) , без компенсации возмущения $(i_{P_{GB}})$ и с компенсацией $(i_{P_{KB}})$ возмущения (u^*) на единичное ступенчатое воздействие

4.4.1. Система управления PHiL-симуляторов электроприводов постоянного тока

Структурная схема PHiL-симулятора ОСТР, построенная на основе системы ШИП-ДПТ с применением блока компенсации, синтез которого приведён выше, представлена на рис. 4.29.



Рис. 4.29. Структура PHiL-симулятора электропривода постоянного тока с блоком компенсации с сигналом задания от системы управления испытуемого преобразователя и ОС по току реактора

Структурная схема PHiL-симулятора ОСТС, построенная на базе системы ШИП-ДПТ с применением блока компенсации, представлена на рис. 4.30.



Рис. 4.30. Структура PHiL-симулятора электропривода постоянного тока с блоком компенсации с сигналом задания от системы управления испытуемого преобразователя и ОС от модели реального времени

Реакция САР тока якоря на входное ступенчатое воздействие, которую выберем для воспроизведения в PHiL-симуляторе электропривода постоянного тока с блоком компенсации, и токи реакторов в структурах PHiL-симуляторов ОСТР $(i_{n_PHiL_1\kappa})$ и ОСТС $(i_{n_PHiL_2\kappa})$, изображены на рис. 4.31.

Параметры компьютерной модели PHiL-симуляторов электроприводов постоянного тока представлены в Приложениях 1 и 6.



Рис. 4.31. Реакция на входное ступенчатое воздействие (i_{Bx}) САР тока якоря $(i_{g HiL})$, токи реакторов в структурах PHiL-симуляторов ОСТР $(i_{g_PHiL_1\kappa})$ и ОСТС $(i_{g_PHiL_2\kappa})$ с блоками компенсации в компьютерной модели PHiL-симулятора электропривода постоянного тока

Осциллограммы ошибок воспроизведения реакции САР тока якоря в реакторах PHiL-симулятора ОСТР без блока и с блоком компенсации показаны на рис. 4.32. Обозначено в PHiL-симуляторе без блока компенсации – e_{PHiL_1} , с блоком компенсации – e_{PHiL_1} , с бло-ком компенсации – e_{PHiL_1} , с



Рис. 4.32. Ошибки воспроизведения реакции САР тока якоря в реакторах PHiL-симуляторов электропривода постоянного тока структуры ОСТР без блока (e_{PHiL_1}) и с блоком компенсации ($e_{PHiL_1\kappa}$)

Осциллограммы ошибок воспроизведения реакции САР тока якоря в реакторах PHiL-симулятора ОСТС без блока и с блоком компенсации показаны на рис. 4.33. Обозначено в PHiL-симуляторе без блока компенсации – e_{PHiL_2} , с блоком компенсации – e_{PHiL_2} , с бло-ком компенсации – e_{PHiL_2} к.



Рис. 4.33. Ошибки воспроизведения реакции САР тока якоря в реакторах PHiL-симуляторов электропривода постоянного тока структуры ОСТС без блока (e_{PHiL_2}) и с блоком компенсации ($e_{PHiL_2\kappa}$)

Результаты вычислительного эксперимента демонстрируют существенное уменьшение значения отклонения для обеих структур PHiL-симулятора при использовании блока со следящей САР тока и компенсацией возмущающего воздействия на данный контур тока. Среднеквадратичное отклонение тока PHiL-симулятора от тока якоря с блоком компенсации в симуляторе ОСТР равно 0,00019, ОСТС – 0,00017. Осциллограммы, полученные в двух структурах симуляторов с блоками компенсации представлены на рис. 4.34. Отличие отклонений от нуля обусловлено неидеальностью блока компенсации. По этой же причине существует разница между двумя результатами, которую можно наблюдать на осциллограмме, показанной на рис. 4.34.



Рис. 4.34. Ошибки воспроизведения реакции САР тока якоря в реакторах PHiL-симуляторов электропривода постоянного тока структуры ОСТР ($e_{PHiL_1\kappa}$) и ОСТС ($e_{PHiL_2\kappa}$) с блоком компенсации

4.4.2. Система управления PHiL-симуляторов электроприводов переменного тока

Структурные схемы PHiL-симуляторов электропривода переменного тока ОСТР и ОСТС структур с блоком компенсации представлены на рис. 4.35 и рис. 4.36 соответственно.



Рис. 4.35. Структура PHiL-симулятора электропривода переменного тока с блоком компенсации с сигналом задания от системы управления испытуемого преобразователя и ОС по току реактора



Рис. 4.36. Структура PHiL-симулятора электропривода переменного тока с блоком компенсации с сигналом задания от системы управления испытуемого преобразователя и ОС от модели реального времени

Параметры для компьютерного моделирования PHiL-симулятора представлены в Приложениях 4 и 6.

Реакция САР тока двигателя $i_{sy \text{ мод}}$ на входное единичное ступенчатое воздействие $i_{sy \text{ вх}}$ и токи реакторов PHiL-симуляторов структур ОСТР ($i_{sy \text{ PHiL}_1\kappa}$) и ОСТС ($i_{sy \text{ PHiL}_2\kappa}$) с блоком компенсации изображены на рис. 4.37.



Рис. 4.37. Реакция на входное ступенчатое воздействие $(i_{sy \text{ вх}})$ САР активной составляющей тока статора (i_{sy}) , токи реакторов в структурах PHiL-симуляторов ОСТР $(i_{sy_PHiL_1\kappa})$ и ОСТС $(i_{sy_PHiL_2\kappa})$ с блоками компенсации в компьютерной модели PHiL-симулятора электропривода переменного тока

Осциллограммы ошибок воспроизведения реакции САР активной составляющей тока статора i_{sy} в реакторах PHiL-симулятора электропривода системы ПЧ-АД структуры ОСТР без блока компенсации e_{PHiL_1} и с блоком компенсации $e_{PHiL_1\kappa}$, представлены на рис. 4.38. Среднеквадратичное отклонение переменной $e_{PHiL_1\kappa}$ в данном случае равно 0,0000327.



Рис. 4.38. Ошибки воспроизведения реакции САР активной составляющей тока статора в реакторах PHiL-симуляторов электропривода переменного тока структуры ОСТР без блока (e_{PHiL_1}) и с блоком компенсации ($e_{PHiL_1\kappa}$)

Осциллограммы ошибок воспроизведения реакции САР активной составляющей тока статора $i_{sy \text{ мод}}$ в реакторах PHiL-симулятора электропривода системы ПЧ-АД структуры ОСТС без блока компенсации e_{PHiL_2} и с блоком компенсации $e_{PHiL_2\kappa}$ представлены на рис. 4.39. Среднеквадратичное отклонение переменной $e_{PHiL_{2\kappa}}$ в данном случае равно 0,000033.



Рис. 4.39. Ошибки воспроизведения реакции САР активной составляющей тока статора в реакторах PHiL-симуляторов электропривода переменного тока структуры ОСТС без блока (e_{PHiL_2}) и с блоком компенсации ($e_{PHiL_2\kappa}$)

Как и в случае с PHiL-симуляторами постоянного тока, результаты вычислительного эксперимента демонстрируют уменьшение величины среднеквадратичного отклонения для двух структур PHiL-симулятора при использовании следящей CAP тока и блока компенсации возмущающего воздействия испытуемого преобразователя на контур тока симулятора. Осциллограммы, полученные в двух структурах симуляторов с блоками компенсации представлены на рис. 4.40. При идеальной компенсации инерционности внутреннего контура и возмущения на него результаты должны были бы совпадать. Поскольку компенсация не идеальна, то существует разница между двумя результатами, которую можно наблюдать на полученной осциллограмме (рис. 4.40).



Рис. 4.40. Ошибки воспроизведения реакции САР активной составляющей тока статора в реакторах PHiL-симуляторов электропривода переменного тока структуры ОСТР ($e_{PHiL_1\kappa}$) и ОСТС ($e_{PHiL_2\kappa}$) с блоком компенсации

Результаты компьютерного моделирования PHiL-симуляторов электроприводов постоянного и переменного тока, реализованных согласно структурам ОСТР и ОСТС без блока и с блоком компенсации, сведены в Таблицу 4.2. Подобное представление результатов наглядно демонстрирует изменение среднеквадратичного отклонения при введении в структуру PHiL-симулятора предлагаемого блока компенсации. Таблица 4.2 — Среднеквадратичные отклонения, полученные в компьютерных моделях PHiL-симуляторов

Тип PHiL-симулятора		
	PHiL-симулятор	PHiL-симулятор
	электропривода	электропривода
Структура PHiL-симулятора	постоянного тока	переменного тока
РНіL-симулятор с сигналом ОС	0,0011	0,0013
в систему управления испыту-		
емого преобразователя по току		
реактора – ОСТР		
РНіL-симулятор с сигналом ОС	0,00019	0,0000327
в систему управления испыту-		
емого преобразователя по току		
реактора (ОСТР) с блоком ком-		
пенсации		
РНіL-симулятор с сигналом ОС	0,0016	0,0036
по току в систему управления		
испытуемого преобразователя,		
полученный в модели реального		
времени HiL-симулятора –		
OCTC		
РНіL-симулятор с сигналом ОС	0,00017	0,000033
по току в систему управления		
испытуемого преобразователя,		
полученный в модели реаль-		
ного времени HiL-симулятора		
(ОСТС) с блоком компенсации		

4.5. Экспериментальные исследования PHiL-симуляторов электроприводов

Эксперимент, основная задача которого заключается в подтверждении результатов, полученные в компьютерных моделях, где реализованы предлагаемые решения, проведён с системой ШИП-ДПТ при использовании двигателя МБП-ЗШ-Н. Исследования PHiL-симуляторов электроприводов переменного тока проведено на компьютерной модели PHiL-симулятора системы ПЧ-АД, созданной в среде Matlab/Simulink. Для проведения исследований симуляторов переменного тока выбран двигатель 4AAM56B2Y3.

4.5.1. PHiL-симулятор электропривода постоянного тока

Компьютерные модели PHiL-симуляторов системы ШИП-ДПТ структур ОСТР и ОСТС (рис. 3.2 и 3.3) созданы в среде MatLab/Simulink на основе компьютерной модели силовых цепей PHiL-симулятора электропривода постоянного тока, представленной в гл. 3 и показанной на рис. 3.25. Компьютерное моделирование рассматриваемых систем проведено с параметрами, представленными в Приложениях 1 и 6.

Реакция САР тока якоря испытуемого преобразователя (синтез регуляторов см. в гл. 2) на входное ступенчатое воздействие в системе ШИП-ДПТ, функциональная схема которой показана на рис. 2.43, токи реакторов PHiL-симуляторов структур ОСТР и ОСТС представлены на рис. 4.41.



Рис. 4.41. Реакция на входное ступенчатое воздействие ($i_{вx}$) САР тока якоря ($i_{я мод}$), токи реакторов в структурах PHiL-симуляторов ОСТР ($i_{я_PHiL_1}$) и ОСТС ($i_{я_PHiL_2}$) в компьютерной модели PHiL-симулятора ШИП-ДПТ

Для того, чтобы компьютерная модель показала результат, приближенный к результату, который может быть получен в эксперименте, необходимо учесть мёртвое время, которое должно быть заложено в блоке формирования ШИМ сигнала. В данном случае мёртвое время выбрано равным 2 мкс (см. в Приложении 8). Диаграммы ошибки воспроизведения тока якоря двигателя в реакторах, полученных в моделях PHiL-симуляторов двух структур с учётом мёртвого времени, изображены на рис. 4.42 и рис. 4.43 соответственно.



Рис. 4.42. Ошибка воспроизведения реакции САР тока якоря в реакторе PHiL-симулятора электропривода постоянного тока структуры ОСТР в модели Matlab/simulink



Рис. 4.43. Ошибка воспроизведения реакции САР тока якоря в реакторе PHiL-симулятора электропривода постоянного тока структуры ОСТС в модели Matlab/simulink

Среднеквадратичные отклонения тока якоря от тока реактора PHiLсимулятора ОСТР равно 0,0012, ОСТС – 0,0017.

Блок следящей САР тока и компенсации возмущения со стороны испытуемого преобразователя на контур также реализован в среде Matlab с помощью блока «S-Function» и размещён между выходом HiL-симулятора и входом САР тока в РНіL-симуляторах двух структур, согласно структурным схемам, изображённым на рис. 4.29 и 4.30. Результатом применения синтезированного блока компенсации являются уменьшение ошибки воспроизведения тока якоря двигателя в реакторах РНіL-симуляторов двух структур. Реакция САР тока якоря испытуемого преобразователя (синтез регуляторов см. в гл. 2) на входное ступенчатое воздействие в системе ШИП-ДПТ, функциональная схема которой показана на рис. 2.43, токи реакторов РНіL-симуляторов структур ОСТР и ОСТС с блоками компенсации представлены на рис. 4.44.



Рис. 4.44. Реакция на входное ступенчатое воздействие ($i_{вx}$) САР тока якоря ($i_{я мод}$), токи реакторов в структурах PHiL-симуляторов ОСТР ($i_{я_PHiL_1\kappa}$) и ОСТС ($i_{я_PHiL_2\kappa}$) с блоками компенсации в компьютерной модели PHiL-симулятора ШИП-ДПТ

Осциллограммы ошибок воспроизведения тока якоря в реакторах структур ОСТР и ОСТС с блоками компенсации показаны на рис. 4.45 и рис. 4.46 соответственно. В данном случае среднеквадратичное отклонение тока якоря от тока PHiL-симулятора с блоком компенсации в симуляторе ОСТР равно 0,000681, ОСТС – 0,000679.



Рис. 4.45. Ошибка воспроизведения реакции САР тока якоря в реакторе PHiL-симулятора электропривода постоянного тока структуры ОСТР с блоком компенсации в модели Matlab/simulink



Рис. 4.46. Ошибка воспроизведения реакции САР тока якоря в реакторе PHiL-симулятора электропривода постоянного тока структуры ОСТС с блоком компенсации в модели Matlab/simulink

Полученные в компьютерных моделях осциллограммы демонстрируют возможность реализации PHiL-симуляторов электроприводов постоянного тока с универсальным блоком компенсации, который позволяет уменьшить на 60% среднеквадратичное отклонение тока якоря ДПТ с HB от тока реактора в двух структурах PHiL-симуляторов.

161

Далее представлены результаты, полученные на экспериментальном стенде PHiL-симулятора. Выбранная в гл. 2 система управления испытуемым преобразователем реализована на контроллере STM32 и представлена в Приложении 3. Система управления нагрузочным преобразователем создана в среде LabVIEW FPGA и приведена в Приложении 7. Описание стенда представлено в Приложении 8.

Реакция САР тока якоря испытуемого преобразователя на входное ступенчатое воздействие в системе ШИП-ДПТ, токи реакторов PHiL-симуляторов структур ОСТР и ОСТС с блоками компенсации представлены на рис. 4.47.



Рис. 4.47. Экспериментальные диаграммы реакции на входное ступенчатое воздействие (*i*_{вх}) САР тока якоря (*i*_я), токи реакторов в структурах PHiL-симуляторов ОСТР (*i*_{я_PHiL_1к}) и ОСТС (*i*_{я_PHiL_2к}) с блоками компенсации PHiL-симулятора ШИП-ДПТ

Ошибка воспроизведения реакции САР тока якоря ДПТ с НВ МБП-ЗШ-Н в реакторах PHiL-симулятора ОСТР без блока компенсации (e_{PHiL_1}) и с блоком компенсации ($e_{PHiL_1\kappa}$), продемонстрированы на рис. 4.48.



Рис. 4.48. Экспериментально полученные ошибки воспроизведения реакции САР тока якоря в реакторе PHiL-симулятора электропривода постоянного тока структуры ОСТР без блока (e_{PHiL_1}) и с блоком компенсации ($e_{PHiL_1\kappa}$)

Ошибка воспроизведения реакции САР тока якоря ДПТ с НВ МБП-ЗШ-Н в реакторах PHiL-симулятора ОСТС без блока компенсации (e_{PHiL_2}) и с блоком компенсации ($e_{PHiL_2\kappa}$), продемонстрированы на рис. 4.49.



Рис. 4.49. Экспериментально полученные ошибки воспроизведения реакции САР тока якоря в реакторе PHiL-симулятора электропривода постоянного тока структуры ОСТС без блока (e_{PHiL_2}) и с блоком компенсации ($e_{PHiL_{2K}}$)

Эксперимент подтверждает результаты, полученные в компьютерных моделях. Для PHiL-симуляторов ОСТР без блока компенсации и с блоком компенсации среднеквадратичные отклонения токов, полученных в PHiL-симуляторах от тока якоря двигателя равны 0,0011 и 0,00069 соответственно. Среднеквадратичные отклонения для PHiL-симуляторов ОСТС равны 0,0016 и 0,0007, соответственно. Для симулятора предлагаемой структуры блок компенсации обеспечивает уменьшение среднеквадратичного отклонения на 56.3%.

Для имитации «наброса» нагрузки электропривода постоянного тока на рис. 4.50 демонстрируется реакция вычисленной в HiL-симуляторе угловой скорости ДПТ с HB (ω_{HiL}) в замкнутой САР скорости (рис. 2.39) при разгоне двигателя от задатчика интенсивности (ЗИ) ($\omega_{\text{вх}}$) с последующим ступенчатым набросом и сбросом нагрузки. На приведённой осциллограмме также демонстрируются вычисленный в HiL-симуляторе ток якоря ДПТ с HB ($i_{\text{я HiL}}$) и ток в PHiLсимуляторе ($i_{\text{я PHiL}}$), определяющие момент двигателя.



Рис. 4.50. Диаграмма вычисленных в HiL-симуляторе скорости (ω_{HiL}) и тока якоря ($i_{g HiL}$) ДПТ HB, тока реактора в PHiL-симуляторе ($i_{g PHiL}$) при пуске двигателя от ЗИ (ω_{gx}) с последующим ступенчатым набросом и сбросом нагрузки

Представленные осциллограммы демонстрируют возможность имитирования токов электропривода постоянного тока средствами PHiL-симулятора с достаточной достоверностью. Полученный инструмент позволяет проводить различного рода испытания преобразователей без необходимости обращения к электромеханическим аппаратным средствам.

4.5.2. PHiL-симулятор электропривода переменного тока

Компьютерные модели PHiL-симуляторов системы ПЧ-АД первой и второй структур (рис. 3.2 и 3.3) созданы в среде MatLab/Simulink на основе компьютерной модели силовых цепей PHiL-симулятора электропривода переменного тока, предложенной в гл. 3 и продемонстрированной на рис. 3.30. Компьютерное моделирование рассматриваемых систем проведено с параметрами, представленными в Приложениях 4 и 6.

Реакция САР *у*-составляющей тока статора испытуемого преобразователя i_{sy} (описание векторной системы управления см. в Приложении 10) на входное ступенчатое воздействие $i_{sy \text{ вх}}$ в системе ПЧ-АД представлена на рис. 4.51. Входным сигналом является задание активного тока статора АД $i_{sy \text{ вх}}$, равное 0,1 о.е.



Рис. 4.51. Реакция на входное ступенчатое воздействие $(i_{sy \text{ вх}})$ САР активной составляющей тока статора (i_{sy}) , токи реакторов в структурах PHiL-симуляторов ОСТР $(i_{sy_PHiL_1})$ и ОСТС $(i_{sy_PHiL_2})$ в компьютерной модели PHiL-симулятора ПЧ-АД

Диаграммы ошибки воспроизведения *у*-составляющей тока АД в реакторах, полученных в моделях PHiL-симуляторов ОСТР и ОСТС, изображены на рис. 4.52 и рис. 4.53 соответственно.



Рис. 4.52. Ошибка воспроизведения реакции САР активной составляющей тока статора в реакторах PHiL-симулятора электропривода ПЧ-АД структуры ОСТР в модели Matlab/Simulink



Рис. 4.53. Ошибка воспроизведения реакции САР активной составляющей тока статора в реакторах PHiL-симулятора электропривода ПЧ-АД структуры ОСТС в модели Matlab/Simulink

Реакция САР *у*-составляющей тока статора испытуемого преобразователя i_{sy} (описание векторной системы управления см. в Приложении 10) на входное ступенчатое воздействие $i_{sy \text{ вх}}$ в системе ПЧ-АД представлена на рис. 4.54. Входным сигналом является задание активного тока статора АД $i_{sy \text{ вх}}$, равное 0,1 о.е.



Рис. 4.54. Реакция на входное ступенчатое воздействие $(i_{sy \text{ вх}})$ САР активной составляющей тока статора (i_{sy}) , токи реакторов в структурах PHiL-симуляторов ОСТР $(i_{sy_PHiL_1\kappa})$ и ОСТС $(i_{sy_PHiL_2\kappa})$ с блоками компенсации в компьютерной модели PHiL-симулятора ПЧ-АД

Диаграммы ошибки воспроизведения *у*-составляющей тока АД в реакторах, полученных в моделях PHiL-симуляторов двух структур с предложенным блоком компенсации, изображены на рис. 4.55 и рис. 4.56 соответственно.



Рис. 4.55. Ошибка воспроизведения реакции САР активной составляющей тока статора в реакторах PHiL-симулятора с блоком компенсации электропривода ПЧ-АД структуры ОСТР в модели Matlab/Simulink



Рис. 4.56. Ошибка воспроизведения реакции САР активной составляющей тока статора в реакторах PHiL-симулятора с блоком компенсации электропривода ПЧ-АД структуры ОСТС в модели Matlab/Simulink

Полученные в компьютерной модели результаты подтверждают возможность реализации PHiL-симулятора электропривода переменного тока. Для PHiLсимуляторов OCTP без блока компенсации и с блоком компенсации среднеквадратичные отклонения токов, полученных в PHiL-симуляторе, от тока двигателя равны 0,0015 и 0,0012 соответственно. Среднеквадратичные отклонения для PHiLсимуляторов OCTC равны 0,0037 и 0,0012 соответственно. Для симулятора структуры OCTC блок компенсации обеспечивает уменьшение среднеквадратичного отклонения на 67,6%. Полученные осциллограммы демонстрируют возможность реализации PHiL-симулятора электропривода переменного тока с предлагаемой системой управления, обеспечивающей приемлемое качество воспроизведения токов двигателя.

На рис. 4.57 демонстрируются осциллограммы скорости (ω_{HiL}) и активного тока ($i_{sy\ HiL}$) асинхронного двигателя, вычисленные средствами HiL-симулятора в составе предлагаемого PHIL-симулятора при разгоне двигателя от задатчика интенсивности с последующим ступенчатым набросом и сбросом нагрузки, а также «у»-составляющая тока реактора $i_{sy\ PHiL}$.



Рис. 4.57. Диаграмма вычисленных в HiL-симуляторе скорости (ω_{HiL}) и активной составляющей тока статора ($i_{sy\ HiL}$) АД, тока реакторов в PHiL-симуляторе ($i_{sy\ PHiL}$) при пуске двигателя от ЗИ ($\omega_{\rm Bx}$) с последующим ступенчатым набросом и сбросом нагрузки

Представленные осциллограммы демонстрируют возможность имитирования токов электропривода переменного тока средствами PHiL-симулятора с достаточной достоверностью. Полученный инструмент иллюстрирует возможность проведения различного рода испытания преобразователей без необходимости обращения к электромеханическим аппаратным средствам.

Результаты эксперимента, проведённого на стенде PHiL-симулятора электропривода постоянного тока, и вычислительного эксперимента, проведённого в среде MatLab/Simulink с PHiL-симулятором электропривода переменного тока, реализованных согласно структурам ОСТР и ОСТС без блока и с блоком компенсации, сведены в Таблицу 4.3. Данное представление результатов наглядно демонстрирует изменение среднеквадратичного отклонения при введении в структуру PHiL-симулятора предлагаемого блока компенсации.

Таблица 4.3 — Среднеквадратичные отклонения, полученные на

экспериментальном стенде и в ходе вычислительного эксперимента

Тип PHiL-симулятора		
	PHiL-симулятор	PHiL-симулятор
	электропривода	электропривода
Структура PHiL-симулятора	постоянного тока	переменного тока
РНіL-симулятор с сигналом ОС	0,0011	0,0015
в систему управления испыту-		
емого преобразователя по току		
реактора – ОСТР		
РНіL-симулятор с сигналом ОС	0,00069	0,0012
в систему управления испыту-		
емого преобразователя по току		
реактора (ОСТР) с блоком ком-		
пенсации		
РНіL-симулятор с сигналом ОС	0,0016	0,0037
по току в систему управления		
испытуемого преобразователя,		
полученный в модели реального		
времени HiL-симулятора –		
OCTC		
РНіL-симулятор с сигналом ОС	0,0007	0,0012
по току в систему управления		
испытуемого преобразователя,		
полученный в модели реаль-		
ного времени HiL-симулятора		
(ОСТС) с блоком компенсации		

4.6. Выводы по главе

Исследование предложенной универсальной системы управления током реактора PHiL-симулятора, структура которой выбрана на основе проведённого анализа существующих систем управления электроприводами, позволяет сделать следующие выводы:

- Для улучшения качества воспроизведения токов двигателя в реакторе PHiLсимулятора нужно реализовать следящую САР тока нагрузочного преобразователя и компенсировать возмущающее воздействие на САР тока нагрузочного преобразователя со стороны испытуемого преобразователя.
- 2. Результаты компьютерного моделирования подтверждены экспериментальными данными и демонстрируют уменьшение ошибки воспроизведения тока двигателя в реакторах PHiL-симуляторов при использовании предлагаемого блока со следящей САР тока и компенсацией возмущающего воздействия. В предлагаемой структуре PHiL-симуляторов среднеквадратичное отклонение ошибки воспроизведения тока двигателя в реакторах уменьшилось на 56,3% в сравнении с PHiL-симулятором без блока компенсации.
- 3. Результаты вычислительного эксперимента, демонстрирующие поведение PHiL-симулятора электропривода системы ПЧ-АД, показывают уменьшение среднеквадратичного отклонения ошибки воспроизведения активной составляющей тока статора в реакторах на 67,6% в PHiL-симуляторе предложенной структуры с блоком компенсации в сравнении с симулятором без блока компенсации.

Заключение

Исследования HiL и PHiL-симуляторов для массово применяемых систем электроприводов, проведённые на основе компьютерного моделирования и экспериментальных исследований, позволили сделать следующие выводы:

- Анализ численных методов для параллельного решения ДУ позволил выбрать метод, при котором решение ДУ на ПЛИС обеспечивает требуемую точность вычисления. Для задач симуляции в реальном времени с шагом дискретизации 1 мкс целесообразно использовать метод Адамса-Бэшфорта 1-го порядка, то есть метод Эйлера. В свою очередь для HiL-симуляторов, работающих с шагом более 1 микросекунды, рациональнее пользоваться методами Адамса-Бэшфорта более высокого порядка, поскольку они обеспечивают более высокую точность.
- 2. Приведённые оценки по среднеквадратичным отклонениям переменных моделей двигателя постоянного тока и асинхронного двигателя позволили подойти к рациональному выбору разрядности данных ПЛИС-моделей. Например, для двигателя постоянного тока достаточно принять 35 разрядов для дробной части данных ПЛИС-модели, при котором среднеквадратичное отклонение по переменной момента не будет превышать 0,3523 · 10⁻⁵. В свою очередь для ПЛИС-модели асинхронного двигателя достаточно принять 33 разряда для дробной части данных модели, что обеспечит среднеквадратичное отклонение по переменной момента, не превышающее $0,0839\cdot 10^{-4}$. Полученные отклонения можно признать вполне приемлемыми, потому что при данных отклонениях девиация параметров двигателя постоянного тока и асинхронного двигателя равна 0,0038% и 0,0397% соответственно, что существенно ниже девиации параметров, обусловленных неидеальностью производственного процесса двигателей. Если потребуется более тонкая настройка ПЛИС-модели, можно определить количество разрядов для целых и дробных частей каждой из переменных в отдельности.

- 3. Анализ структур PHiL-симуляторов тока показал основные достоинства и недостатки существующих решений. Предложена структура симулятора тока с сигналом управления по выходу системы управления испытуемого преобразователя с сигналом ОС в систему управления испытуемого преобразователя от модели реального времени. Предложенная структура исключает пульсации, обусловленные действием нагрузочного преобразователя. При пошаговом испытании электроприводов подобная структура удобна тем, что исключает дополнительные переключения сигналов обратной связи в контроллере испытуемой системы.
- 4. Для того, чтобы охватить массово используемые системы электроприводов предложены топологии силовых цепей PHiL-симуляторов на основе однотипных базовых комплектов «транзисторная стойка – реактор»: ТП-Д, ШИП-ДПТ, ТПН-АД и ПЧ-АД. Анализ работы PHiL-симулятора на примере электропривода ШИП-ДПТ продемонстрировал возможность реализации двигательного и генераторного режимов работы электрической машины.
- 5. Анализ существующих систем управления электроприводами позволил выбрать структуру системы управления PHiL-симуляторов электроприводов постоянного и переменного тока. На основе проведённого анализа построенной системы управления получена зависимость быстродействия САР тока нагрузочного преобразователя от быстродействия САР тока испытуемого преобразователя для PHiL-симуляторов электроприводов постоянного и переменного тока. Полученная зависимость позволяет выбрать быстродействие системы управления PHiL-симуляторов электроприводов постоянного и переменного тока. Полученная зависимость позволяет выбрать быстродействие системы управления PHiL-симуляторов электроприводов постоянного и переменного тока.
- 6. Анализ системы управления нагрузочного преобразователя, проведённый на компьютерной модели, показал, что для улучшения качества воспроизведения токов двигателя в реакторе PHiL-симулятора нужно реализовать

следящую САР тока нагрузочного преобразователя и компенсировать возмущающее воздействие на САР тока нагрузочного преобразователя со стороны испытуемого преобразователя. Результаты компьютерного моделирования подтверждены экспериментальными данными и демонстрируют уменьшение ошибки воспроизведения тока двигателя в реакторах PHiLсимуляторов при использовании предлагаемого блока со следящей САР тока и компенсацией возмущающего воздействия. В предлагаемой структуре PHiL-симуляторов электроприводов постоянного и переменного тока среднеквадратичное отклонение ошибки воспроизведения тока двигателя в реакторах уменьшилось на 56,3% и на 67,6% соответственно в сравнении с PHiL-симулятором без блока компенсации.

Перспективы дальнейшей разработки темы исследования связаны с разработкой моделей реального времени комплексных имитируемых объектов; с определением параметров реакторов PHiL-симуляторов электроприводов; с увеличением быстродействия системы управления нагрузочного преобразователя PHiL-симуляторов электроприводов постоянного и переменного тока.

Список сокращений и условных обозначений

Сокращения:

DC — direct current;

- DIO digital input and output;
- FPGA field-programmable gate array;
- HiL Hardware-in-the-Loop;
- IGBT insulated-gate bipolar transistor;
- PHiL Power Hardware-in-the-Loop;
- RMSE root mean square error;
- VHDL very high speed integrated circuits hardware description language;
- АД асинхронный двигатель;
- АИН автономный инвертор напряжения;
- ДПТ HB двигатель постоянного тока с независимым возбуждением;
- ДУ дифференциальное уравнение;
- ЗИ задачтик интенсивности;
- ЛАЧХ логарифмическая амплитудно-частотная характеристика;
- ОС обратная связь;
- ОСТР PHiL-симулятор с сигналом Обратной Связи в систему управления испытуемого преобразователя по Току Реактора;
- OCTC PHiL-симулятор с сигналом Обратной Связи в систему управления испытуемого преобразователя по Току, полученному в модели реального времени HiL-Симулятора;

П-регулятор — пропорциональный регулятор;

ПИ-регулятор — пропорционально-интегральный регулятор;

ПЛИС — программируемая интегральная логическая схема;

- ПЧ преобразователь частоты;
- ПЧ-АД преобразователь частоты асинхронный двигатель;
- САР система автоматического регулирования;

- СДУ система дифференциальных уравнений;
- СИФУ система импульсно-фазового управления;
- СУ система управления;
- ТП-Д тиристорный преобразователь-двигатель;
- ТПН тиристорный преобразователь напряжения;
- ТПН-АД тиристорный преобразователь напряжения асинхронный двигатель;
- ШИМ широтно-импульсная модуляция;
- ШИП широтно-импульсный преобразователь;
- ШИП-ДПТ широтно-импульсный преобразователь двигатель постоянного тока;
- ЭВМ Электронно-вычислительная машина;
- э.д.с. электродвижущая сила.

Условные обозначения:

- α'_r коэффициент затухания ротора при замкнутом статоре, [o.e.];
- α_r коэффициент затухания ротора, [o.e.];

$$\frac{d}{dt}$$
 — символ дифференцирования

- γ, λ коэффициенты переходной функции колебательного звена;
- Ω в зависимости от контекста, частота напряжения сети или ширина полосы пропускания замкнутого контура;

 ω_n — частота n-ой гармоники;

- Ω₆ частота питающего двигатель напряжения, [рад/с];
- $\omega_{\text{вх}}, \omega_{\text{мод}}, \omega_{HiL}, \omega$ входное воздействие, скорость, вычисленная в компьютерной модели и в HiL-симуляторе и скорость двигателя, [o.e.];
- Ф матрица-столбец переключающих функций;
- $\Phi_{i \ H\Pi}(p)$ передаточная функция замкнутого контура САР тока нагрузочного преобразователя;
- $\Psi_{ra}, \Psi_{rb}, \Psi_{rc}$ фазные потокосцепления ротора, [o.e.];
- σ в зависимости от контекста полный коэффициент рассеяния машины или

177

перерегулирование или девиация параметров двигателя;

- φ электромагнитный поток возбуждения ДПТ НВ, [o.e.];
- ξ коэффициент передаточной функции;
- A_n амплитуда *n*-ой гармоники;
- a_n, b_n коэффициенты Фурье;
- *c*₀, *c*₁, *c*₂... коэффициенты ошибок;
- *D* символ дифференцирования по времени;
- *E*₀ единичная матрица;
- *е*_{*PHiL_1*} ошибка воспроизведения тока в реакторе PHiL-симулятора структуры ОСТР, [o.e.];
- *e*_{*PHiL*_1к} ошибка воспроизведения тока в реакторе PHiL-симулятора структуры ОСТР с блоком компенсации, [о.е.];
- *е*_{*PHiL_2*} ошибка воспроизведения тока в реакторе PHiL-симулятора структуры ОСТС, [o.e.];
- *e*_{*PHiL_2к*} ошибка воспроизведения тока в реакторе PHiL-симулятора структуры OCTC с блоком компенсации, [o.e.];
- *Е*_{ИП} э.д.с. испытуемого преобразователя, [В];
- *Е*_{НП} э.д.с. нагрузочного преобразователя, [В];

 $E_{\rm д}, \ e_{\rm d}$ — э.д.с. двигателя;

- *е*_п э.д.с. преобразователя, [о.е.];
- *f* символ функции;
- f_N номинальная частота переменного напряжения, [Гц];

*F*_{ИП ШИМ} — несущая частота ШИМ испытуемого преобразователя;

 $f_{\mathsf{Синхр}}$ — синхронизирующие импульсы;

 f_{c} — частота питающей сети, [Гц];

- $g'_{\rm M}$ максимальное значение производной входного воздействия;
- g(t) входное воздействие;

h — шаг решения ДУ;

h(t) — переходная функция колебательного звена;

i — номер итерации;

I_N — номинальный ток, [А];

 i_r — ток ротора, [o.e.];

 i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} — фазные токи обмоток статора асинхронного двигателя, [o.e.];

i_{sy PHiL_1} — активная составляющая тока статора, воспроизведённая в реакторе PHiL-симулятора структуры ОСТР, [o.e.];

i_{sy PHiL_1к} — активная составляющая тока статора, воспроизведённая в реакторе PHiL-симулятора структуры ОСТР с блоком компенсации, [о.е.];

i_{sy PHiL_2} — активная составляющая тока статора, воспроизведённая в реакторе PHiL-симулятора структуры ОСТС, [o.e.];

- *i_{sy PHiL_2к}* активная составляющая тока статора, воспроизведённая в реакторе PHiL-симулятора структуры ОСТС с блоком компенсации, [o.e.];
- *i_{sy вх}* входное ступенчатое воздействие на САР активной составляющей тока статора, [o.e.];

i_{su} — активная составляющая тока статора, [o.e.];

- *i*_{Р бв} ток реактора, в системе без компенсации возмущения на САР тока нагрузочного преобразователя, [o.e.];
- *i*_{Р вх} входное воздействие на САР тока нагрузочного преобразователя, [o.e.];
- *i*_{Р кв} ток реактора, в системе с блоком компенсации возмущения на САР тока нагрузочного преобразователя, [o.e.];
- *i*_{Р ки} ток реактора, в системе с блоком компенсации инерционности САР тока нагрузочного преобразователя [о.е.];

*i*_{Р*a}</sub>, <i>i*_{Р*b*}, *i*_{Р*c}</sub> — фазные токи реакторов, [А];</sub>*</sub>

 $I_{\rm P}$ — ток реактора, [A];

- *i*_Р ток реактора, [о.е.];
- *i*_{вх}, *i*_{я мод}, *i*_{я *HiL*} входное воздействие, ток якоря, вычисленный в компьютерной модели и в HiL-симуляторе, [o.e.];

*I*_{ист} — ток источника питания PHiL-симулятора, [A];

*i*_м — максимальная производная тока;

- *i*_{я *HiL*} ток якоря, вычисленный в HiL-симуляторе электропривода постоянного тока, [o.e.];
- *i*_{я *PHiL_1*} ток реактора в PHiL-симуляторе ОСТР электропривода постоянного тока, [o.e.];
- *i_{я PHiL_1к}* ток якоря, воспроизведённый в реакторе PHiL-симулятора структуры OCTP с блоком компенсации, [о.е.];
- *i*_{я *PHiL_2} ток реактора в PHiL-симуляторе* ОСТС электропривода постоянного тока, [o.e.];</sub>
- *i*_{я *PHiL_2к* ток якоря, воспроизведённый в реакторе PHiL-симулятора структуры OCTC с блоком компенсации, [о.е.];}
- *i*_{я вх} входное ступенчатое воздействие на САР тока якоря, [o.e.];
- $i_{\rm я \ мод}$ ток якоря, вычисленный в компьютерной модели, [o.e.];

 $I_{\mathfrak{s}}, i_{\mathfrak{s}}$ — ток якоря ДПТ НВ;

*J*_{нп} — ток нагрузочного преобразователя симулятора тока, [A];

*J*_д — момент инерции двигателя, [o.e.];

- *k* порядок метода Адамса-Бэшфорта;
- $k_1...k_4$ коэффициенты метода Рунге-Кутты 4-го порядка;

 k_r — коэффициент связи ротора, [o.e.];

 $K_{\rm H\Pi}, \; k_{\rm H\Pi}$ — коэффициент нагрузочного преобразователя;

*К*_п*ω* — коэффициент П-регулятора скорости;

*К*_{п*i*}, *Т*_{и*i*} — параметры ПИ-регулятора тока;

 $k_{n}, K_{\text{дт}}, k_{\text{дт}}, k_{\text{дс}}$ — коэффициенты преобразователя, датчика тока и датчика скорости;

 L_{Pa}, L_{Pb}, L_{Pc} — индуктивности фазных реакторов, [Гн];

- $L_{\sf P}$ индуктивность реактора, [Гн];
- L_л индуктивность соединительных линий, [Гн];
- L_{s} индуктивность цепи якоря ДПТ НВ, [Гн];
- *т* электромагнитный момент, [о.е.];
- *m_c* момент сопротивления двигателя, [о.е.];

- *р* оператор дифференцирования;
- $R_{i \ H\Pi}(p)$ передаточная функция регулятора тока нагрузочного преобразователя;
- $r_s, \ r_r$ активное сопротивление цепи статора и ротора, [o.e.];
- $R_{\rm M\Pi}$ внутреннее активное сопротивление испытуемого преобразователя, [Ом];
- *R*_{нп} внутреннее активное сопротивление нагрузочного преобразователя,
 [Ом];
- *R*_{Р*a}</sub>, <i>R*_{Р*b*}, *R*_{Р*c*} активные сопротивления фазных реакторов, [Ом];</sub>
- $R_{\rm P}$ активное сопротивление реактора, [Ом];
- $r_{\sf P}$ активное сопротивление реактора, [o.e.];
- *R*_л активное сопротивление соединительных линий, [Ом];
- *R*_я активное сопротивление цепи якоря ДПТ НВ, [Ом];
- r_{s} активное сопротивление цепи якоря ДПТ НВ, [o.e.];
- *Т* период гармонического сигнала или коэффициент передаточной функции в зависимости от контекста, [c];

$$t$$
 — момент времени, [c];

- T_1, T_2 параметры упрощенной модели ДПТ НВ;
- *T_{µ HП}* некомпенсируемая постоянная времени в САР тока нагрузочного преобразователя, [c];
- *T_µ* некомпенсированная постоянная времени, [c];
- T_j постоянная времени механической части ДПТ НВ, [c];
- *t_n* величина времени на n-ом такте;
- T_{P} постоянная времени реактора, [c];
- $T_{\text{ШИМ HII}}$ период ШИМ нагрузочного преобразователя, [c];
- $T_{\text{ШИМ}}$ период ШИМ, [c];
- *T*_{ШИМ} период ШИМ, [c];
- *t*_{ШИМ} время, определяющее скважность ШИМ, [c];
- *T*_б базовое время, [c];
- *t*_м время достижения максимума переходной функции;
- *T*_ф постоянная времени фильтра блока компенсации;
- *T*_я постоянная времени цепи якоря ДПТ НВ, [c];
- *u*^{*} возмущающее воздействие на САР тока нагрузочного преобразователя со стороны испытуемого преобразователя;
- *u*₀ напряжение между нулевыми точками сети и двигателя, [o.e.];
- *u_c* матрица-строка фазных напряжений сети, [o.e.];
- U_d выпрямленное напряжение, [B];
- U_N номинальное напряжение, [B];
- u_{sa}, u_{sb}, u_{sc} фазные напряжения обмоток статора асинхронного двигателя, [o.e.];
- u_s, i_s матрицы-строки фазных напряжений и токов, [o.e.];
- *u_t* матрица-строка напряжений на тиристорах в фазах двигателя, [o.e.];
- *и*_{ИПа}, *и*_{ИПb} *и*_{ИПс} фазные напряжения испытуемого преобразователя, [В];
- *и*_{ИП} напряжение испытуемого преобразователя, [В];
- $u_{H\Pi a}, u_{H\Pi b} u_{H\Pi c}$ фазные напряжения нагрузочного преобразователя, [B];
- *и*_{НП} напряжение нагрузочного преобразователя, [В];
- *U*_{Оп} сигнал опорного напряжения, [В];
- U_а напряжение фазы «а» АД, [В];
- U_{n} линейное напряжение сети, [B];
- U_{n} линейное напряжение, [B];
- *U*_п напряжение преобразователя, [В];
- *U*_я напряжение, питающее цепь якоря, [В];
- *VT*1, *VT*2, *VT*3, *VT*4, *VT*5, *VT*6 коммутационные функции ключей транзисторного преобразователя;
- W(p) передаточная функция колебательного звена;
- $W_{P}(p)$ передаточная функция, описывающая реактор;
- $W_{\rm kb}(p)$ передаточная функция звена компенсации возмущающего воздействия;

- W_{ки идеал}(p) передаточная функция идеального блока-компенсатора инерционности САР тока нагрузочного преобразователя;
- W_{ки}(p) передаточная функция блока-компенсатора инерционности САР тока нагрузочного преобразователя;
- $W_{\Phi \ H\Pi}(p)$ звено фильтра в составе САР тока нагрузочного преобразователя;
- *х*, *у* переменные задачи Коши;
- *x*₀, *y*₀ начальное условие задачи Коши;
- *x*_{1 *HiL*}, *x*_{1 мод} переменная *x*₁, вычисленная в ПЛИС-модели и на компьютере;
- $x_1(t),\;x_2(t)$ переменные упрощенной модели ДПТ НВ;
- x_m реактивное сопротивление взаимоиндукции, [o.e.];
- x_n, y_n значения переменных на n-ом шаге;
- x_s, x_r реактивное сопротивление цепи статора и ротора, [o.e.];
- *x*_{уст} установившаяся ошибка.

Список литературы

- A 50 kW Power Hardware-in-the-Loop Test Bench for Permanent Magnet Synchronous Machines based on a Modular Multilevel Converter / M. Schnarrenberger [et al.] //. — 2018 20th European Conference on Power Electronics, Applications (EPE'18 ECCE Europe), 2018.
- A novel 100 kW power hardware-in-the-loop emulation test bench for permanent magnet synchronous machines with nonlinear magnetics / A. Schmitt [et al.] //. 8th IET International Conference on Power Electronics, Machines, Drives (PEMD 2016), 2016. DOI: 10.1049/cp.2016.0280.
- 3. *Amitkumar K., Thike R., Pillay P.* Linear Amplifier-Based Power-Hardware-in-the-Loop Emulation of a Variable Flux Machine // IEEE Transactions on Industry Applications. — 2019. — Vol. 55, issue 5. — P. 4624–4632.
- An FPGA-based real-time simulator for HIL testing of modular multilevel converter controller / W. Li [и др.] // 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2014. — 2014.
- Asynchronous electric drive Power-Hardware-in-the-Loop system / M. V. Mudrov [et al.] //. — 2018 17th International Ural Conference on AC Electric Drives, ACED 2018, 2018. — P. 1–5.
- Blaschke F. Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlage für die Transvektor-Regelung von Drehfeldmaschinen // Siemens-Z. — 1971. — Vol. 45, issue 10. — P. 757–760.
- Chapra S. C., Canale R. P. Numerical Methods for Engineers. Seventh edition. New York: Published by McGraw-Hill Education, 2015. — 970 p.
- 8. Duman E., Can H., Akin E. FPGA based hardware-in-the-loop (HIL) simulation of induction machine model //. — 16th International Power Elec-

tronics, Motion Control Conference, Exposition, PEMC 2014, 2014. — DOI: 10.1109/EPEPEMC.2014.6980564.

- Electric drives Power-Hardware-in-the-Loop system structures / M. V. Mudrov [et al.] //. 2018 20th European Conference on Power Electronics, Applications, EPE-ECCE Europe 2018, 2018. P. 8515564.
- Flötter W., Ripperger H. Die Transvektor-Regelung für den feldorientierten Betrich einer Asynchronmaschine // Siemens-Z. — 1971. — Vol. 45, issue 10. — P. 761– 764.
- FPGA-based real-time simulation of a dual three-phase induction machine / R. Gregor [et al.] //. — 2014 16th European Conference on Power Electronics, Applications, EPE-ECCE Europe 2014, 2014. — DOI: 10.1109/EPE.2014.6911031.
- FPGA-based real-time simulation of finite-element analysis permanent magnet synchronous machine drives / C. Dufour [et al.] //. — PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, 2007. — P. 909–915. — DOI: 10.1109/PESC.2007.4342109.
- Hardware-in-the-Loop system numerical methods evaluation based on brush DC-motor model / M. V. Mudrov [et al.] //. 2017 International Conference on Op-timization of Electrical & Electronic Equipment, OPTIM 2017 & 2017 Intl Aegean Conference on Electrical Machines & Power Electronics, ACEMP 2017, 2017. P. 428–433.
- Jack A. Real-time emulation for power equipment development. Part 1: Real-time simulation //. Vol. 145. IEE Proceedings: Electric Power Applications, 1998. P. 92–97.
- Kovacs P. K. Transient phenomena in electrical machines / P.K. Kovacs. Budapest: Akadémiai Kiadó, 1984. — 391 p.

- Monti A., D'Arco S., Deshmukh A. A new architecture for low cost Power Hardware in the Loop testing of power electronics equipments //. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2008. P. 2183–2188. DOI: 10.1109/ISIE.2008.4677306.
- Power Electrical drive Power-Hardware-in-the-Loop system / M. V. Mudrov [et al.] //. 2018 10th International Conference on Electrical Power Drive Systems, ICEPDS 2018, 2018. P. 8571801.
- 18. Real-time emulation of a high-speed microturbine permanent-magnet synchronous generator using multiplatform hardware-in-the-loop realization / A. Hasanzadeh [и др.] // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2014. Т. 61, № 6. С. 3109—3118. DOI: 10.1109/TIE.2013.2279128.
- Si G., Cordier J., Kennel R. M. Hardware-in-the-loop emulation of electrical drives using standard voltage source inverters // EPE Journal (European Power Electronics and Drives Journal). — 2014. — Vol. 24, issue 4. — P. 28–37. — DOI: 10.1080/09398368.2014.11755456.
- Slater H., Atkinson D., Jack A. Real-time emulation for power equipment development. Part 2: The virtual machine //. Vol. 145. IEE Proceedings: Electric Power Applications, 1998. P. 153–158.
- The virtual test bench of medium voltage controlled AC drives / E. Ahmadeev [et al.] //. Proceedings of the 15th IASTED International Conference on Applied Simulation, ModellingVolume 2006, 2006. P. 340–345.
- Ziuzev A. M., Mudrov M. V., Nesterov K. E. Electric drive system power simulator //. — 2016 18th European Conference on Power Electronics, Applications, EPE-ECCE Europe 2016, 2016. — P. 7695484.
- Ziuzev A. M., Mudrov M. V., Nesterov K. E. PHIL-system for electric drives application //. 2016 9th International conference on power drives systems, ICPDS 2016, 2016. P. 7756687.

- Ziuzev A. M., Mudrov M. V., Nesterov K. E. FPGA-based Hardware-in-the-Loop system bits capacity evaluation based on induction motor model //. 2017 17th IEEE International conference on environment & engineering & 2017 1st IEEE Industrial & commertial power systems Europe, EEEIC / I & CPS EUROPE 2017, 2017. P. 7977827.
- Ziuzev A. M., Nesterov K. E., Mudrov M. V. The software-hardware simulator of the electric drive //. — 2014 16th European Conference on Power Electronics, Applications, EPE-ECCE Europe 2014, 2014. — P. 6911018.
- 26. Аппаратно-программные симуляторы электротехнических комплексов / А. М. Зюзев [и др.] //. — Труды международной шестнадцатой научнотехнической конференции "Электроприводы переменного тока (ЭППТ 2015)", 2015. — С. 159—162.
- 27. Асинхронные двигатели серии 4А: Справочник / А. Э. Кравчик [и др.]. Москва: Энергоиздат, 1982. 504 с.
- 28. *Башарин А. В., Новиков В. А., Г. С. Г.* Управление электроприводами: учебное пособие для вузов. Л.: Энергоиздат. Ленингр. отд-ние, 1982. 392 с.
- 29. *Бесекерский В. А., Попов Е. П.* Теория автоматического управления. Изд. 4-е, перераб. и доп. Санкт-Петербург: Изд-во «Профессия», 2003. 752 с.
- Бессонов Л. А. Теоретические основы электротехники. Изд. 6-е, перераб. и доп. Учебник для студентов энергетических и электротехнических вузов / Л.А. Бессонов. Москва: Высш. школа, 1973. 752 с.
- Браславский И. Я. Асинхронный полупроводниковый электропривод с параметрическим управлением / И.Я. Браславский. — Москва: Энергоатомиздат, 1988. — 224 с.
- Виноградов А. Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / А.Б. Виноградов. — Иваново: ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина», 2008. — 298 с.

- Вольдек А. И. Электрические машины. Учебник для студентов высш. техн. учебн. заведений. Изд. 2-е, перераб. и доп. / А.И. Вольдек. — Ленинград: «Энергия», 1974. — 840 с.
- ГОСТ 26567-85. Преобразователи электроэнергии полупроводниковые. Методы электрических испытаний. М. : Издательство стандартов, 1986. 58 с.
- ГОСТ 26567-85. Преобразователи частоты полупроводниковые. Общие технические требования. — М. : Издательство стандартов, 1989. — 31 с.
- ГОСТ Р 51137-98. Электроприводы регулируемые асинхронные для объектов энергетики. Общие технические условия. М. : ИПК Издательство стандартов, 1998. 15 с.
- 37. Зюзев А. М., Мудров М. В., Нестеров К. Е. Аппаратно-программные симуляторы электротехнических комплексов // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. — 2016. — № 2. — С. 58—62.
- 38. Зюзев А. М., Нестеров К. Е., Мудров М. В. Опыт разработки экспериментального комплекса для исследования систем электроприводов переменного тока //. — Труды VIII международной (XIX всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП-2014, 2014. — С. 548—551.
- 39. Зюзев А. М., Нестеров К. Е., Мудров М. В. Программно-аппаратный комплекс для моделирования электроприводов в реальном времени // Электротехника. 2014. № 9. С. 56—62.
- 40. Ильинский Н. Ф. Основы электропривода: Учеб. пособие для вузов. 2-е изд., перераб. и доп. / Н.Ф. Ильинский. Москва: Изд-во МЭИ, 2003. 224 с.
- Информация о драйвере HCPL 3120 [Электронный ресурс] / Broadcom,
 Inc. Режим доступа: www.broadcom.com/products/optocouplers/industrial plastic/isolated-gate-drive-optocouplers/gate-drives/hcpl-3120.

- Ишматов З. Ш. Микропроцессорное управление электроприводами и технологическими объектами. Полиномиальные методы / З.Ш. Ишматов. Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 2008. 278 с.
- 43. Каталог систем плавного пуска SIRIUS компании Siemens [Электронный pecypc] / Siemens AG. Режим доступа: www.automation.siemens.com/ce-static/ftp/SIRIUS_IC10A_complete_English_2018_softstarters_3RW.pdf.
- 44. Каталог систем плавного пуска компании ABB [Электронный pecypc] / ABB. Режим доступа: search-ext.abb.com/library/Download.aspx?
 DocumentID=1SFC132012C0201&LanguageCode=en&DocumentPartId=& Action=Launch.
- 45. Каталог систем плавного пуска компании Schneider Electric [Электронный pecypc] / Schneider Electric. — Режим доступа: www.schneiderelectric.com/en/product-subcategory/2940-soft-starters/?filter=business-1industrial-automation-and-control&parent-category-id=2900.
- 46. *Ключев В. И.* Теория электропривода: Учеб. для вузов / В.И. Ключев. Москва: Энергоатомиздат, 2001. 704 с.
- 47. *Мак-Краген Д., Дорн У.* Численные методы и программирование на фортране. Москва: издательство «Мир», 1977. 552 с.
- Официальная информация о IGBT силовых модулях Infineon [Электронный pecypc] / Infineon Technologies AG. Режим доступа: www.infineon.com/cms/ en/product/power/igbt/igbt-modules/.
- Официальная информация о IGBT силовых модулях Mitsubishi Electric [Электронный pecypc] / Mitsubishi Electric Corporation. — Режим доступа: www.mitsubishielectric.com/semiconductors/products/powermod/igbtmod/.
- 50. Официальная информация о PHiL-симуляторах фирмы Opal-RT [Электронный pecypc] / Opal-RT Technologies, Inc. — Режим доступа: www.opalrt.com/wp-content/themes/enfold-opal/pdf/L00161_0439.pdf.

- 51. Официальная информация о карбид-кремниевых силовых модулях Mitsubishi Electric [Электронный pecypc] / Mitsubishi Electric Corporation. Режим доступа: www.mitsubishielectric.com/semiconductors/products/powermod/ sicpowermod/index.html.
- 52. Официальная информация о карбид-кремниевых силовых модулях ROHM [Электронный pecypc]/ROHM Semiconductor. Режим доступа: www.rohm. com/sic/full-sic-power-modules.
- 53. Официальная информация о карбид-кремниевых силовых модулях Semikron [Электронный pecypc] / SEMIKRON. Режим доступа: www.semikron.com/ innovation-technology/silicon-carbide-power-modules.html.
- 54. Официальная информация о модуле PXIe-6363 фирмы National Instruments [Электронный ресурс] / National Instruments Corporation. — Режим доступа: www.ni.com/ru-ru/support/model.pxie-6363.html.
- 55. Официальная информация о платах ввода-вывода R-серии фирмы National Instruments [Электронный ресурс] / National Instruments Corporation. Peжим доступа: www.ni.com/pdf/manuals/370489g.pdf.
- 56. Официальная информация о плате Nexys 4DDR фирмы Digilent [Электронный pecypc] / Digilent, Inc. — Режим доступа: www.xilinx.com/support/ documentation/university/XUP%20Boards/XUPNexys4DDR/documentation/ Nexys4-DDR_rm.pdf.
- 57. Официальная информация о плате Sb-RIO 9632 фирмы National Instruments [Электронный pecypc] / National Instruments Corporation. — Режим доступа: www.ni.com/pdf/manuals/375052c.pdf.
- 58. Официальная информация о ПЛИС 7 серии [Электронный ресурс] / Xilinx Inc. — Режим доступа: www.xilinx.com/support/documentation/data_sheets/ ds180_7Series_Overview.pdf.

- Официальная информация о ПЛИС семейства Spartan-3E [Электронный реcypc] / Xilinx Inc. — Режим доступа: www.xilinx.com/support/documentation/ data_sheets/ds312.pdf.
- Официальная информация о ПЛИС семейства Virtex-5 [Электронный реcypc] / Xilinx Inc. — Режим доступа: www.xilinx.com/support/documentation/ data_sheets/ds100.pdf.
- Официальная информация о симуляторе eFPGASIM [Электронный реcypc] / Opal-RT Technologies, Inc. — Режим доступа: www.opal-rt.com/wpcontent/themes/enfold-opal/pdf/L00161_0267.pdf.
- 62. Официальная информация о среде Vivado [Электронный ресурс] / Xilinx, Inc. Режим доступа: www.xilinx.com/products/design-tools/vivado.html.
- 63. Официальная информация о транзисторах IRF1018EPbF [Электронный реcypc] / Infineon Technologies AG. — Режим доступа: www.infineon.com/ dgdl/irf1018epbf.pdf?fileId=5546d462533600a4015355da854e1891.
- 64. Официальная информация о частотных преобразователях ACS [Электронный ресурс] / ABB. Режим доступа: search-ext.abb.com/library/Download. aspx?DocumentID=3AUA0000062599&LanguageCode=en&DocumentPartId= 1&Action=Launch.
- 65. Официальная информация о частотных преобразователях Altivar [Электронный pecypc] / Schneider Electric. — Режим доступа: www.schneider.ntrt.ru/images/manuals/ATV212_Installation_Manual.pdf.
- 66. Официальная информация о частотных преобразователях SIMOVERT [Электронный pecypc] / Siemens AG. Режим доступа: www.siemens.com.tr/ i/assets/otomasyon/vc31_komp_acac_e.pdf.
- 67. Официальная информация о шасси PXIe-1071 National Instruments [Электронный pecypc] / National Instruments Corporation. — Режим доступа: www.ni.com/pdf/manuals/373011d.pdf.

- 68. Официальная информация об отладочной плате STM32VLDISCOVERY [Электронный pecypc] / STMicroelectronics. — Режим доступа: www.st.com/ content/st_com/en/products/evaluation-tools/product-evaluation-tools/mcu-mpueval-tools/stm32-mcu-mpu-eval-tools/stm32-discovery-kits/ stm32vldiscovery.html#overview.
- 69. Официальный информация о HiL-симуляторе Typhoon [Электронный ресурс] / Typhoon HIL Inc. Режим доступа: www.typhoon-hil.com/applications/ converter-testing?__hssc=85443206.120.1487937743097
 &__hstc=85443206.a8f3c0e5a4ecb21fbafdb85ada9673d4.1481038868847. 1487936417507.1487937743097.113&__hsfp=1372315253&hsCtaTracking= 3b55be6c-7c13-40d0-b64e-64ba10fa9fcd%7Cf25a08f0-3efb-4fb6-806d-72d5fba2146c.
- Официальный сайт компании Opal-RT Technologies [Электронный ресурс] / Opal-RT Technologies, Inc. — Режим доступа: www.opal-rt.com.
- 71. Официальный сайт компании Plexim [Электронный ресурс] / Plexim Inc. Режим доступа: www.plexim.com.
- 72. Официальный сайт компании Typhoon HIL [Электронный ресурс] / Typhoon HIL Inc. Режим доступа: www.typhoon-hil.com.
- 73. Официальный сайт сред программирования компании Xilinx [Электронный pecypc] / Xilinx Inc. Режим доступа: www.xilinx.com/products/design-tools.
- 74. Официальный сайт среды программирования LabVIEW FPGA [Электронный pecypc] / National Instruments Corporation. — Режим доступа: www.ni.com/labview/fpga.
- 75. Официальный сайт среды программирования Quartus [Электронный реcypc] / Intel Corporation. — Режим доступа: https://www.intel.com/content/ www/us/en/programmable/downloads/download-center.

- 76. Официальный сайт фирмы Digilent [Электронный ресурс] / Digilent, Inc. Режим доступа: https://store.digilentinc.com/.
- 77. Официальный сайт фирмы National Instruments [Электронный ресурс] / National Instruments Corporation. Режим доступа: www.ni.com.
- *Пискунов Н. С.* Дифференциальное и интегральное исчисления для втузов.
 Том второй / Н.С. Пискунов. Москва: издательство «Наука», 1964. 312 с.
- Пискунов Н. С. Дифференциальное и интегральное исчисления для втузов.
 Том первый / Н.С. Пискунов. Москва: издательство «Наука», 1965. 543 с.
- 80. ПЛИС модель-симулятор асинхронного электродвигателя в двухфазной системе координат : Св—во о гос. рег. прог. для ЭВМ № 2014661267 / А. М. Зюзев [и др.]; патентообладатель ФГАО ВПО «Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н.Ельцина». № 2014618828; заявл. 03.09.2014; опубл. 28.10.2014.
- 81. ПЛИС модель-симулятор асинхронного электродвигателя в трёхфазной системе координат : Св—во о гос. рег. прог. для ЭВМ № 20146610721 / А. М. Зюзев, К. Е. Нестеров, М. В. Мудров ; патентообладатель ФГАО ВПО «Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н.Ельцина». № 2015618552 ; заявл. 17.09.2015 ; опубл. 18.01.2016.
- 82. ПЛИС модель-симулятор вентильного электродвигателя : Св—во о гос. рег. прог. для ЭВМ № 2014660942 / А. М. Зюзев, К. Е. Нестеров, М. В. Мудров ; патентообладатель ФГАО ВПО «Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н.Ельцина». № 2014618880 ; заявл. 03.09.2014 ; опубл. 20.10.2014.

- ПЛИС модель-симулятор двигателя постоянного тока с независимым возбуждением : Св—во о гос. рег. прог. для ЭВМ № 2014660946 / А. М. Зюзев, К. Е. Нестеров, М. В. Мудров ; патентообладатель ФГАО ВПО «Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н.Ельцина». — № 2014618878 ; заявл. 03.09.2014 ; опубл. 20.10.2014.
- 84. ПЛИС модель-симулятор трёхфазного тиристорного преобразователя напряжения : Св—во о гос. рег. прог. для ЭВМ № 2014660944 / А. М. Зюзев, К. Е. Нестеров, М. В. Мудров ; патентообладатель ФГАО ВПО «Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н.Ельцина». — № 2014618877 ; заявл. 03.09.2014 ; опубл. 20.10.2014.
- 85. ПЛИС модель-симулятор трёхфазного транзисторного инвертора напряжения : Св—во о гос. рег. прог. для ЭВМ № 2014661060 / А. М. Зюзев, К. Е. Нестеров, М. В. Мудров ; патентообладатель ФГАО ВПО «Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н.Ельцина». № 2014618875 ; заявл. 03.09.2014 ; опубл. 22.10.2014.
- 86. Проектирование электроприводов. Справочник / А. М. Вейнгер [и др.]. Свердловск: Средне-Уральское кн. изд-во, 1980. — 160 с.
- 87. Руководство разработчика CompactRIO [Электронный pecypc] / National Instruments Corporation. — Режим доступа: download.ni.com/pub/branches/ russia/compact_rio/CompactRIO.pdf.
- 88. Состояние и перспективы использования аппаратно-программных симуляторов электротехнических комплексов / А. М. Костыгов [и др.] // Электротехника. — 2015. — № 6. — С. 8—12.
- Тиристорные преобразователи напряжения для асинхронного электропривода / Л. П. Петров [и др.]. Москва: Энергоатомиздат, 1986. 200 с.

- 90. Устройство для испытаний полупроводниковых преобразователей энергии : пат. на полезную модель № 169123 Рос. Федерация / А. М. Зюзев, К. Е. Нестеров, М. В. Мудров ; патентообладатель ФГАО ВО «Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н.Ельцина». — № 2016128017 ; заявл. 11.07.2016 ; опубл. 03.03.2017.
- 91. Холл Д., Уатт Д. Современные численные методы решения обыкновенных дифференциальных уравнений. Москва: Издательство Мир, 1979. 312 с.
- 92. Чиликин М. Г., Сандлер А. С. Общий курс электропривода: Учебник для вузов. 6-е изд., и доп. и перераб. Москва: Энергоиздат, 1981. 576 с.
- 93. Шрейнер Р. Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты / Р.Т. Шрейнер. Екатеринбург: УрО РАН, 2000. 654 с.
- 94. Шрейнер Р. Т. Системы подчинённого регулирования электроприводов. Часть 1. Электроприводы постоянного тока с подчинённым регулированием координат: Учеб. пособие для вузов / Р.Т. Шрейнер. — Екатеринбург: Изд-во Урал. гос. проф.-пед. ун-та, 1997. — 279 с.
- 95. *Шубенко В. А., Браславский И. Я.* Тиристорный асинхронный электропривод с фазовым управлением. Москва: Энергия, 1972. 200 с.
- 96. Электромагнитные переходные процессы в асинхронном электроприводе / М. М. Соколов [и др.]. Москва: Энергия, 1967. 200 с.
- 97. Янко-Триницкий А. А. Уравнения переходных электромагнитных процессов асинхронного двигателя и их решения // Электричество. 1951. Вып. 3. С. 18—25.

Приложение 1. Расчёт параметров математической модели двигателя постоянного тока МБП-3Ш-Н

Паспортные данные двигателя МБП-3Ш-Н:

Обозначение	Наименование	Единицы	Значение
		измерения	
P_N	Номинальная мощность	кВт	0.18
U_N	Номинальное напряже-	В	24
	ние		
$I_{\mathfrak{s}N}$	Номинальный ток якоря	А	3
R _я	Активное сопротивле-	Ом	8
	ние цепи якоря		
T _я	Электромагнитная по-	c	0.02
	стоянная времени цепи		
	якоря		
T_j	Механическая по-	c	0.5
	стоянная времени		
	электропривода		

Таблица 1.1 — Паспортные данные двигателя МБП-3Ш-Н.

Базовое напряжение:

$$U_{\rm 6} = U_N = 24 \text{ B} \tag{1.1}$$

Базовый ток:

$$I_6 = I_{sN} = 3 \text{ A}$$
 (1.2)

Базовое сопротивление:

$$R_{\rm 6} = \frac{U_{\rm 6}}{I_{\rm 6}} = \frac{24}{3} = 8 \text{ Om}$$
(1.3)

Активное сопротивление цепи якоря:

$$r_{\mathfrak{g}} = \frac{R_{\mathfrak{g}}}{R_{\mathfrak{f}}} = \frac{8}{8} = 1 \text{ o.e.}$$
 (1.4)

Параметры двигателя МБП-ЗШ-Н, используемые для моделирования двигателя на компьютере и ПЛИС сведены в таблицу табл. 1.2.

Таблица 1.2 — Данные для компьютерного моделирования двигателя МБП-3Ш-Н.

Обозначение	Наименование	Единицы	Значение
		измерения	
r _я	Активное сопротивле-	0.e.	1
	ние цепи якоря		
Тя	Электромагнитная по-	c	0.02
	стоянная времени цепи		
	якоря		
T_{j}	Механическая по-	c	0.5
	стоянная времени		
	электропривода		
U ₆	Базовое напряжение	В	24
I ₆	Базовый ток	A	3

Приложение 2. Расчёт параметров математической модели асинхронного двигателя 4A200L6У3 в неподвижной трехфазной системе координат

Паспортные данные двигателя 4А200L6У3, параметры $x_{\mu r}$, r'_{1r} , x'_{1r} , r''_{2r} , x''_{2r} даны для «Г-образной» схемы замещения [27] и представлены в таблице 2.1.

Параметры двигателя 4A200L6У3, используемые для моделирования двигателя на компьютере и ПЛИС сведены в таблицу 2.2.

Обозначение	Наименование	Единицы	Значение
		измерения	
P_N	Номинальная мощность	кВт	30
	на валу двигателя		
$U_{s \Phi N}$	Номинальное фазное	В	220
	напряжение обмотки		
	статора (действующее		
	значение)		
η	Коэффициент полезного	%	90.5
	действия		
$\cos\phi$	Косинус ϕ	_	0.9
f_N	Номинальная частота	Гц	50
	питающего напряжения		
	сети		
S_N	Номинальное скольже-	%	2.1
	ние		
n_N	Номинальная скорость	об/мин	979
	двигателя		

Таблица 2.1 — Паспортные данные двигателя 4А200L6У3.

J_{A}	Момент инерции двига-	кг \cdot м 2	0.45
	теля		
x_{μ г	Реактивное сопротивле-	0.e.	3.7
	ние взаимоиндукции		
r'_{1r}	Активное сопротивле-	0.e.	0.046
	ния обмоток статора		
x'_{1r}	Индуктивное сопротив-	o.e.	0.12
	ления обмоток статора		
r_{2r}''	Активное сопротивле-	o.e.	0.022
	ния обмоток ротора		
x''_{2r}	Индуктивное сопротив-	0.e.	0.13
	ления обмоток ротора		

Продолжение таблицы 2.1

Номинальный ток обмотки статора (действующее значение):

$$I_{s\Phi N} = \frac{P_N}{m_s \cdot U_{s\Phi N} \cdot \cos \varphi \cdot \eta} = \frac{30\ 000}{3 \cdot 220 \cdot 0.9 \cdot 0.905} = 55.81 \text{ A}, \qquad (2.1)$$

где m_s =3 – число фаз обмотки статора.

Номинальный момент двигателя:

$$M_N = \frac{30 \cdot P_N}{\pi \cdot n_N} = \frac{30 \cdot 30\ 000}{3.14 \cdot 979} = 292.62 \text{ Hm.}$$
(2.2)

Пересчет параметров для «Т-образной» схемы замещения двигателя [33]:

$$c_1 = 1 + \frac{\sqrt{r_{1r}^{\prime 2} + x_{1r}^{\prime 2}}}{x_{\mu r}} = 1 + \frac{\sqrt{0.046^2 + 0.12^2}}{3.7} = 1.0347$$
(2.3)

$$x_{\mu\tau} = x_{\mu\tau} = 3.7 \text{ o.e.}$$
(2.4)

$$r_{s\tau} = \frac{r'_{1r}}{c_1} = \frac{0.046}{1.0347} = 0.0445 \text{ o.e.}$$
 (2.5)

$$x_{s\sigma\tau} = \frac{x_{1r}'}{c_1} = \frac{0.12}{1.0347} = 0.116 \text{ o.e.}$$
(2.6)

$$r_{r\tau} = \frac{r_{2r}''}{c_1^2} = \frac{0.022}{1.0347^2} = 0.0205 \text{ o.e.}$$
(2.7)

$$x_{r\sigma\tau} = \frac{x_{2r}''}{c_1^2} = \frac{0.13}{1.0347^2} = 0.1214 \text{ o.e.}$$
 (2.8)

Перевод параметров «Т-образной» схемы двигателя в абсолютные единицы:

$$R_{\rm 6t} = \frac{U_{s\Phi N}}{I_{s\Phi N}} = \frac{220}{55.81} = 3.94 \,\,{\rm Om} \tag{2.9}$$

$$X_m = x_{\mu\tau} \cdot R_{\rm ft} = 3.7 \cdot 3.94 = 14.6 \,\,{\rm Om} \tag{2.10}$$

$$R_s = r_{st} \cdot R_{\text{bt}} = 0.0445 \cdot 3.94 = 0.18 \text{ Om}$$
(2.11)

$$X_{s\sigma} = x_{s\sigma\tau} \cdot R_{\rm fr} = 0.116 \cdot 3.94 = 0.46 \,\,\mathrm{Om} \tag{2.12}$$

$$R_r = r_{r\tau} \cdot R_{\rm 6t} = 0.0205 \cdot 3.94 = 0.081 \,\,{\rm Om} \tag{2.13}$$

$$X_{r\sigma} = x_{r\sigma\tau} \cdot R_{\rm bt} = 0.1214 \cdot 3.94 = 0.48$$
 Ом (2.14)

Расчёт базовых единиц модели двигателя:

$$\Omega_b = 2 \cdot \pi \cdot f_N = 2 \cdot 3.14 \cdot 50 = 314.15 \text{ рад/с}, \tag{2.15}$$

$$I_{6} = \sqrt{2} \cdot I_{s\Phi N} = \sqrt{2} \cdot 55.81 = 78.92 \text{ A}$$
 (2.16)

$$U_{\rm 6} = \sqrt{2} \cdot U_{s\Phi N} = \sqrt{2} \cdot 220 = 311.13 \text{ B}$$
(2.17)
$$U_{\rm 6} = 311.13 \text{ B}$$

$$Z_6 = \frac{U_6}{I_6} = \frac{311.13}{78.92} = 3.94 \text{ Om}$$
(2.18)

$$\Psi_6 = \frac{U_6}{\Omega_6} = \frac{311.13}{314.15} = 0.99, \text{ B6}$$
(2.19)

$$L_{6} = \frac{\Psi_{6}}{I_{6}} = \frac{0.99}{78.92} = 0.0125, \ \Gamma \text{H} \tag{2.20}$$

$$M_{6} = M_{N} = 292.62, \ \text{Hм}, \tag{2.21}$$

$$M_6 = M_N = 292.62, \text{ Hm},$$
 (2.21)

$$P_{\rm 6} = \frac{M_{\rm 6} \cdot \Omega_{\rm 6}}{p} = \frac{292.62 \cdot 314.15}{3} = 30\ 644,\ {\rm Bt}, \tag{2.22}$$

$$J_{\rm 6} = p \cdot \frac{M_{\rm 6}}{\Omega_b^2} = 3 \cdot \frac{292.62}{314.15^2} = 0.0089 \,\,{\rm kg}\cdot{\rm m}^2. \tag{2.23}$$

Здесь p = 3 – число пар полюсов двигателя.

Активное сопротивление обмотки статора и ротора:

$$r_s = \frac{R_s}{Z_6} = \frac{0.18}{3.94} = 0.0445, \text{ o.e.},$$
 (2.24)

$$r_r = \frac{R_r}{Z_6} = \frac{0.081}{3.94} = 0.0205, \text{ o.e.}.$$
 (2.25)

Реактивные сопротивления обмоток статора и ротора:

$$x_{s} = \frac{X_{m} + X_{s\sigma}}{Z_{6}} = \frac{3.7 + 0.46}{3.94} = 3.816, \text{ o.e.}, \qquad (2.26)$$
$$X_{m} + X_{r\sigma} = 3.7 + 0.48$$

$$x_r = \frac{X_m + X_{r\sigma}}{Z_6} = \frac{3.7 + 0.48}{3.94} = 3.8214, \text{ o.e..}$$
 (2.27)

Реактивное сопротивление взаимоиндукции:

$$x_m = \frac{X_m}{Z_6} = \frac{3.7}{3.94} = 3.7$$
, o.e.. (2.28)

Полный коэффициент рассеяния машины:

$$\sigma = 1 - \frac{x_m^2}{x_s \cdot x_r} = 1 - \frac{3.7^2}{3.816 \cdot 3.8214} = 0.0612, \text{ o.e..}$$
(2.29)

Коэффициент связи ротора:

$$k_r = \frac{x_m}{x_r} = k_r = \frac{3.7}{3.8214} = 0.968$$
, o.e.. (2.30)

Коэффициент затухания ротора:

$$\alpha_r = k_r \cdot \frac{r_r}{x_m} = 0.968 \cdot \frac{0.0205}{3.7} = 0.0054, \text{ o.e..}$$
 (2.31)

Коэффициент затухания ротора при замкнутом статоре:

$$\alpha'_r = k_r \cdot r_r = 0.968 \cdot 0.0205 = 0.0199, \text{ o.e.}.$$
 (2.32)

Момент инерции двигателя:

$$j_{\rm A} = \frac{J_{\rm A}}{J_6} = \frac{0.45}{0.0089} = 50.592$$
, o.e.. (2.33)

Таблица 2.2 — Данные для моделирования двигателя 4A200L6У3.

Обозначение	Наименование	Единицы	Значение
		измерения	
r_s	Активное сопротивление	o.e.	0.0445
	обмотки статора		
x_s	Реактивное сопротивление	o.e.	3.816
	обмотки статора		
σ	Полный коэффициент рас-	o.e.	0.0612
	сеяния машины		
k_r	Коэффициент связи ротора	o.e.	0.968
α_r	Коэффициент затухания ро-	o.e.	0.0054
	тора		
α'_r	Коэффициент затухания ро-	0.e.	0.0199
	тора при замкнутом статоре		
<i>ј</i> д	Момент инерции двигателя	0.e.	50.592

Приложение 3. Код системы управления для

реализации на микроконтроллере STM32

```
if (zadanie <= w kon)</pre>
      {zadanie = zadanie + dt/5;}
2
      else if (zadanie >= w kon)
3
           {zadanie = w kon;}
4
_{\rm 5} Kr = 4 * To / (2 * Tm);
_{6} Tr = 2*Tm;
v = ADC1 -> JDR2;
 xw = zadanie - w/Koc2;
8
 yw = xw* (Tj/(4*Tm));
9
 i = ADC1 -> JDR1;
10
xi = yw - i/Koc1;
_{12} yil = xi * Kr;
13 yi2 = yi2 + xi*dt/Tr;
 yi = yi1 + yi2;
14
  if (yi < 0)
15
  \{yi = 0;\}
16
  if (yi > 1)
17
  {yi = 1;}
18
 xf = yi;
19
 yf = yf + (xf-yf) * dt/Tm;
20
_{21} skv=1000*yf;
```

Приложение 4. Расчёт параметров математической модели асинхронного двигателя 4AAM56B2У3 в неподвижной трехфазной системе координат

Паспортные данные двигателя 4ААМ56В2У3, параметры $x_{\mu r}$, r'_{1r} , x'_{1r} , r''_{2r} , x''_{2r} даны для «Г-образной» схемы замещения [27] и представлены в таблице 4.1.

Параметры двигателя 4ААМ56В2У3, используемые для моделирования двигателя на компьютере и ПЛИС сведены в таблицу 4.2.

Обозначение	Наименование	Единицы	Значение
		измерения	
P_N	Номинальная мощность	кВт	0.18
	на валу двигателя		
$U_{s\Phi N}$	Номинальное фазное	В	220
	напряжение обмотки		
	статора (действующее		
	значение)		
η	Коэффициент полезного	%	57
	действия		
$\cos\phi$	Косинус ϕ	_	0.72
f_N	Номинальная частота	Гц	50
	питающего напряжения		
	сети		
S_N	Номинальное скольже-	%	9.7
	ние		
n_N	Номинальная скорость	об/мин	2760
	двигателя		

Таблица 4.1 — Паспортные данные двигателя 4ААМ56В2У3.

J_{d}	Момент инерции двига-	кг \cdot м 2	0.00047
	теля		
$x_{\mu r}$	Реактивное сопротивле-	o.e.	4.1
	ние взаимоиндукции		
r'_{1r}	Активное сопротивле-	o.e.	0.24
	ния обмоток статора		
x'_{1r}	Индуктивное сопротив-	o.e.	0.094
	ления обмоток статора		
r_{2r}''	Активное сопротивле-	o.e.	0.18
	ния обмоток ротора		
x''_{2r}	Индуктивное сопротив-	0.e.	0.12
	ления обмоток ротора		

Продолжение таблицы 4.1

Номинальный ток обмотки статора (действующее значение):

$$I_{s\Phi N} = \frac{P_N}{m_s \cdot U_{s\Phi N} \cdot \cos \varphi \cdot \eta} = \frac{180}{3 \cdot 220 \cdot 0.72 \cdot 0.57} = 0.66 \text{ A}, \qquad (4.1)$$

где m_s =3 – число фаз обмотки статора.

Номинальный момент двигателя:

$$M_N = \frac{30 \cdot P_N}{\pi \cdot n_N} = \frac{30 \cdot 180}{3.14 \cdot 2760} = 0.62 \text{ Hm.}$$
(4.2)

Пересчет параметров для «Т-образной» схемы замещения двигателя [33]:

$$c_1 = 1 + \frac{\sqrt{r_{1r}^{\prime 2} + x_{1r}^{\prime 2}}}{x_{\mu}} = 1 + \frac{\sqrt{0.24^2 + 0.094^2}}{4.1} = 1.063$$
(4.3)

$$x_{\mu\tau} = x_{\mu\tau} = 4.1 \text{ o.e.}$$
 (4.4)
 $r'_{4} = 0.24$

$$r_{s\tau} = \frac{r'_{1r}}{c_1} = \frac{0.24}{1.063} = 0.226 \text{ o.e.}$$
 (4.5)

$$x_{s\sigma\tau} = \frac{x_{1r}'}{c_1} = \frac{0.094}{1.063} = 0.0884 \text{ o.e.}$$
(4.6)

$$r_{r\tau} = \frac{r_{2r}''}{c_1^2} = \frac{0.18}{1.063^2} = 0.159 \text{ o.e.}$$
(4.7)

$$x_{r\sigma\tau} = \frac{x_{2r}''}{c_1^2} = \frac{0.12}{1.063^2} = 0.106 \text{ o.e.}$$
(4.8)

Перевод параметров «Т-образной» схемы двигателя в абсолютные единицы:

$$R_{\rm 6t} = \frac{U_{s\Phi N}}{I_{s\Phi N}} = \frac{220}{0.66} = 331.06 \,\,{\rm Om} \tag{4.9}$$

$$X_m = x_{\mu\tau} \cdot R_{\rm fr} = 4.1 \cdot 331.06 = 1357 \,\,\mathrm{Om} \tag{4.10}$$

$$R_s = r_{s\tau} \cdot R_{\text{ft}} = 0.226 \cdot 331.06 = 74.75 \text{ Om}$$
(4.11)

$$X_{s\sigma} = x_{s\sigma\tau} \cdot R_{\mathsf{fr}} = 0.0884 \cdot 331.06 = 29.28 \,\,\mathrm{Om} \tag{4.12}$$

$$R_r = r_{r\tau} \cdot R_{\rm bt} = 0.159 \cdot 331.06 = 52.75 \text{ Om}$$
(4.13)

$$X_{r\sigma} = x_{r\sigma\tau} \cdot R_{\rm bt} = 0.106 \cdot 331.06 = 35.17 \text{ Om}$$
(4.14)

Расчёт базовых единиц модели двигателя:

$$\Omega_b = 2 \cdot \pi \cdot f_N = 2 \cdot 3.14 \cdot 50 = 314.15 \text{ рад/с}, \tag{4.15}$$

$$I_{\rm 6} = \sqrt{2} \cdot I_{s\Phi N} = \sqrt{2} \cdot 0.66 = 0.94 \,\,{\rm A} \tag{4.16}$$

$$U_{6} = \sqrt{2} \cdot U_{s\Phi N} = \sqrt{2} \cdot 220 = 311.13 \text{ B}$$
(4.17)

$$Z_6 = \frac{U_6}{I_6} = \frac{311.13}{0.94} = 331.1 \text{ Om}$$
(4.18)

$$\Psi_6 = \frac{U_6}{\Omega_6} = \frac{311.13}{314.15} = 0.99, \text{ B6}$$
(4.19)

$$L_{6} = \frac{\Psi_{6}}{I_{6}} = \frac{0.99}{0.94} = 1.05, \ \Gamma \text{H}$$
(4.20)

 $M_{\rm 6} = M_N = 0.62, \ {\rm Hm}, \tag{4.21}$

$$P_{\mathbf{6}} = \frac{M_{\mathbf{6}} \cdot \Omega_{\mathbf{6}}}{p} = 0.62 \cdot 314.15 = 195.7, \text{ Bt}, \tag{4.22}$$

$$J_{\rm 6} = p \cdot \frac{M_{\rm 6}}{\Omega_b^2} = \frac{0.62}{314.15^2} = 6.3 \cdot 10^{-6} \,\, {\rm kr} \cdot {\rm m}^2. \tag{4.23}$$

Здесь p = 1 – число пар полюсов двигателя.

Активное сопротивление обмотки статора и ротора:

$$r_s = \frac{R_s}{Z_6} = \frac{74.75}{331.1} = 0.23$$
, o.e., (4.24)

$$r_r = \frac{R_r}{Z_6} = \frac{52.75}{331.1} = 0.16$$
, o.e.. (4.25)

Реактивные сопротивления обмоток статора и ротора:

$$x_s = \frac{X_m + X_{s\sigma}}{Z_6} = \frac{1357 + 29.28}{331.1} = 4.19, \text{ o.e.}, \tag{4.26}$$

$$x_r = \frac{X_m + X_{r\sigma}}{Z_6} = \frac{1357 + 35.17}{331.1} = 4.2, \text{ o.e..}$$
(4.27)

Реактивное сопротивление взаимоиндукции:

$$x_m = \frac{X_m}{Z_6} = \frac{1357}{331.1} = 4.1, \text{ o.e.}.$$
 (4.28)

Полный коэффициент рассеяния машины:

$$\sigma = 1 - \frac{x_m^2}{x_s \cdot x_r} = 1 - \frac{4.1^2}{4.19 \cdot 4.2} = 0.046, \text{ o.e..} \tag{4.29}$$

Коэффициент связи ротора:

$$k_r = \frac{x_m}{x_r} = k_r = \frac{4.1}{4.2} = 0.975$$
, o.e.. (4.30)

Коэффициент затухания ротора:

$$\alpha_r = k_r \cdot \frac{r_r}{x_m} = 0.975 \cdot \frac{0.16}{4.1} = 0.379$$
, o.e.. (4.31)

Коэффициент затухания ротора при замкнутом статоре:

$$\alpha'_r = k_r \cdot r_r = 0.975 \cdot 0.16 = 0.155, \text{ o.e.}. \tag{4.32}$$

Момент инерции двигателя:

$$j_{\rm A} = \frac{J_{\rm A}}{J_{\rm 6}} = \frac{0.00047}{6.3 \cdot 10^{-6}} = 74.48, \text{ o.e.}.$$
 (4.33)

Таблица 4.2 — Данные для моделирования двигателя 4ААМ56В2У3.

Обозначение	Наименование	Единицы	Значение
		измерения	
r_s	Активное сопротивление	o.e.	0.23
	обмотки статора		
x_s	Реактивное сопротивление	o.e.	4.19
	обмотки статора		
σ	Полный коэффициент рас-	o.e.	0.046
	сеяния машины		
k_r	Коэффициент связи ротора	o.e.	0.975
α_r	Коэффициент затухания ро-	o.e.	0.379
	тора		
α'_r	Коэффициент затухания ро-	o.e.	0.155
	тора при замкнутом статоре		
<i>ј</i> д	Момент инерции двигателя	o.e.	74.48

Приложение 5. Расчёт параметров математической модели асинхронного двигателя МТКF011-6 в неподвижной трехфазной системе координат

Паспортные данные двигателя МТКF011-6, параметры $X_m, R_s, X_{s\sigma}, R_r, X_{r\sigma}$ даны для «Т-образной» схемы замещения приведены в таблице 5.1.

Параметры двигателя МТКF011-6, используемые для моделирования двигателя на компьютере и ПЛИС сведены в таблицу 5.2.

Обозначение	Наименование	Единицы	Значение
		измерения	
P_N	Номинальная мощность	кВт	1.4
	на валу двигателя		
$U_{s\Phi N}$	Номинальное фазное	В	220
	напряжение обмотки		
	статора (действующее		
	значение)		
η	Коэффициент полезного	%	61.5
	действия		
$\cos\phi$	Косинус ϕ	_	0.66
f_N	Номинальная частота	Гц	50
	питающего напряжения		
	сети		
n_N	Номинальная скорость	об/мин	920
	двигателя		
Јд	Момент инерции двига-	кг·м ²	0.02
	теля		

Таблица 5.1 — Паспортные данные двигателя МТКF011-6.

X_m	Реактивное сопротивле-	Ом	52.76
	ние взаимоиндукции		
R_s	Активное сопротивле-	Ом	5.78
	ния обмоток статора		
$X_{s\sigma}$	Индуктивное сопротив-	Ом	3.1
	ления обмоток статора		
R_r	Активное сопротивле-	Ом	7.45
	ния обмоток ротора		
$X_{r\sigma}$	Индуктивное сопротив-	Ом	3.17
	ления обмоток ротора		

Продолжение таблицы 5.1

Номинальный ток обмотки статора (действующее значение):

$$I_{s\Phi N} = \frac{P_N}{m_s \cdot U_{s\Phi N} \cdot \cos \varphi \cdot \eta} = \frac{1400}{3 \cdot 220 \cdot 0.66 \cdot 0.615} = 5.2 \text{ A}, \quad (5.1)$$

где m_s =3 – число фаз обмотки статора.

Номинальный момент двигателя:

$$M_N = \frac{30 \cdot P_N}{\pi \cdot n_N} = \frac{30 \cdot 1400}{3.14 \cdot 920} = 14.54 \text{ Hm.}$$
(5.2)

Расчёт базовых единиц модели двигателя:

$$Ωb = 2 · π · fN = 2 · 3.14 · 50 = 314.15 \text{ рад/с},$$
(5.3)

$$I_{\rm 6} = \sqrt{2} \cdot I_{s\Phi N} = \sqrt{2} \cdot 5.2 = 7.35 \,\,{\rm A} \tag{5.4}$$

$$U_{\rm 6} = \sqrt{2} \cdot U_{s\Phi N} = \sqrt{2} \cdot 220 = 311.13 \text{ B}$$
(5.5)

$$Z_6 = \frac{U_6}{I_6} = \frac{311.13}{7.35} = 42.33 \text{ Om}$$
(5.6)

$$\Psi_6 = \frac{U_6}{\Omega_6} = \frac{311.13}{314.15} = 0.99, \text{ B6}$$
(5.7)

$$L_{6} = \frac{\Psi_{6}}{I_{6}} = \frac{0.99}{7.35} = 7.28, \ \Gamma \text{H}$$
(5.8)

$$M_{\rm 6} = M_N = 14.54, \text{ Hm}, \tag{5.9}$$

$$P_{\rm 6} = \frac{M_{\rm 6} \cdot \Omega_{\rm 6}}{p} = \frac{14.54 \cdot 314.15}{3} = 1522.58, \; {\rm Bt}, \tag{5.10}$$

$$J_{\rm 6} = p \cdot \frac{M_{\rm 6}}{\Omega_b^2} = 3 \cdot \frac{14.54}{314.15^2} = 0.00044 \text{ Kg} \cdot \text{M}^2. \tag{5.11}$$

Здесь p = 3 – число пар полюсов двигателя.

Активное сопротивление обмотки статора и ротора:

$$r_s = \frac{R_s}{Z_6} = \frac{5.78}{42.33} = 0.14$$
, o.e., (5.12)

$$r_r = \frac{R_r}{Z_6} = \frac{7.45}{42.33} = 0.18$$
, o.e.. (5.13)

Реактивные сопротивления обмоток статора и ротора:

$$x_s = \frac{X_m + X_{s\sigma}}{Z_6} = \frac{52.76 + 3.1}{42.33} = 1.32, \text{ o.e.},$$
 (5.14)

$$x_r = \frac{X_m + X_{r\sigma}}{Z_6} = \frac{52.76 + 3.17}{42.33} = 1.321, \text{ o.e..}$$
 (5.15)

Реактивное сопротивление взаимоиндукции:

$$x_m = \frac{X_m}{Z_6} = \frac{52.76}{42.33} = 1.25$$
, o.e.. (5.16)

Полный коэффициент рассеяния машины:

$$\sigma = 1 - \frac{x_m^2}{x_s \cdot x_r} = 1 - \frac{1.25^2}{1.32 \cdot 1.321} = 0.102, \text{ o.e.}. \tag{5.17}$$

Коэффициент связи ротора:

$$k_r = \frac{x_m}{x_r} = k_r = \frac{1.25}{1.321} = 0.95$$
, o.e.. (5.18)

Коэффициент затухания ротора:

$$\alpha_r = k_r \cdot \frac{r_r}{x_m} = 0.95 \cdot \frac{0.18}{1.25} = 0.137$$
, o.e.. (5.19)

Коэффициент затухания ротора при замкнутом статоре:

$$\alpha'_r = k_r \cdot r_r = 0.95 \cdot 0.18 = 0.171, \text{ o.e.}.$$
 (5.20)

Момент инерции двигателя:

$$j_{\rm A} = \frac{J_{\rm A}}{J_{\rm 6}} = \frac{0.02}{0.00044} = 45.45, \text{ o.e.}.$$
 (5.21)

Таблица 5.2 — Данные для моделирования двигателя МТКF011-6.

Обозначение	Наименование	Единицы	Значение
		измерения	
r_s	Активное сопротивление	o.e.	0.14
	обмотки статора		
x_s	Реактивное сопротивление	o.e.	1.32
	обмотки статора		
σ	Полный коэффициент рас-	o.e.	0.102
	сеяния машины		
k_r	Коэффициент связи ротора	o.e.	0.95
α_r	Коэффициент затухания ро-	o.e.	0.137
	тора		
α'_r	Коэффициент затухания ро-	o.e.	0.171
	тора при замкнутом статоре		
Ĵд	Момент инерции двигателя	o.e.	45.45

Приложение 6. Параметры реакторов для PHiL-симуляторов электроприводов постоянного и переменного тока

Таблица 6.1 — Параметры реактора PHiL-симулятора электропривода постоянного тока.

Обозначение	Наименование	Единицы	Значение
		измерения	
R_{P}	Активное сопротивле-	Ом	4
	ние		
L _P	Индуктивность	Гн	0.12
T _P	Электромагнитная	c	0.03
	постоянная времени		

Таблица 6.2 — Параметры реактора РНіL-симулятора электропривода постоянного тока.

Обозначение	Наименование	Единицы	Значение
		измерения	
R _P	Активное сопротивле-	Ом	10
	ние		
L _P	Индуктивность	Гн	0.135
T _P	Электромагнитная	c	0.0135
	постоянная времени		

Приложение 7. Код системы управления PHiL-симулятора электропривода постоянного тока для реализации на ПЛИС



Рис. 7.1. Код системы управления PHiL-симулятора электропривода постоянного тока в среде LabVIEW FPGA

Приложение 8. Описание экспериментальной установки

Все измерения сигналов проводились с использованием измерительных устройств производства фирмы National Instruments [77], встроенных в плату NI-PXIe-6363 [54], которая входит в состав системы PXie-1071 [67].

HiL-симулятор

НіL-симулятор электропривода постоянного тока

НіL-симулятор электропривода постоянного тока реализован на ПЛИС Xilinx Virtex 5 [60], встроенную вплату NI PXI-7854R [55], входящую в состав системы PXie-1071 [67] производства фирмы National Instruments [77]. Код программы написан в среде LabVIEW FPGA [74].

НіL-симулятор электропривода переменного тока

HiL-симулятор системы ТПН-АД реализован на ПЛИС Xilinx Spartan 3E [59], встроенную в плату SB-RIO 9632 [57] производства фирмы National Instruments [77]. Код программы написан в среде LabVIEW FPGA [74].

НіL-симулятор системы ПЧ-АД реализован на ПЛИС Xilinx Artix 7 [58], встроенную в плату Nexys 4DDR [56] производства фирмы Digilent [76]. Код программы написан в среде Vivado [62].

PHiL-симулятор

PHiL-симулятор электропривода постоянного тока

Для реализации силовой части PHiL-симулятора электропривода постоянного тока применялись транзисторы IRF1018EPbF [63], и драйверы HCPL3120 [41]. Мёртвое время в данном случае выбрано равным 2 мкс. Система управления испытуемым преобразователем реализована на отладочной плате STM32 Discovery [68]. Система управления нагрузочным преобразователем реализована на ПЛИС Xilinx Virtex 5 [60], встроенную вплату NI PXI-7854R [55], входящую в состав системы PXie-1071 [67] производства фирмы National Instruments [77].



Рис. 9.1. ПЛИС-модель для HiL-симулятора электропривода системы ТПН-АД
Приложение 10. Синтез регуляторов векторной системы управления для двигателя 4AAM56B2У3

Для синтеза и анализа системы векторного управления выберем имитационную модель асинхронного двигателя в переменных $I_s - \Psi_r$, без учёта насыщения магнитопровода [93]. Уравнения математической модели, описывающие процессы, протекающие в асинхронном двигателе, с учётом описанных в гл. 2 допущений в переменных, записанных в относительных единицах, выглядит следующим образом:

$$\begin{cases} u_{sx} = r_{\mathfrak{s}}(T_{\mathfrak{s}}p+1)i_{sx} - \omega_{\kappa}l_{\mathfrak{s}}i_{sy} - \omega k_{r}\psi_{ry} - \alpha_{r}k_{r}\psi_{rx}, \\ u_{sy} = r_{\mathfrak{s}}(T_{\mathfrak{s}}p+1)i_{sy} + \omega_{\kappa}l_{\mathfrak{s}}i_{sx} + \omega k_{r}\psi_{rx} - \alpha_{r}k_{r}\psi_{ry}, \\ r_{r}k_{r}i_{sx} = \alpha_{r}(T_{r}p+1)\psi_{rx} - (\omega_{\kappa} - \omega)\psi_{ry}, \\ r_{r}k_{r}i_{sy} = \alpha_{r}(T_{r}p+1)\psi_{ry} - (\omega_{\kappa} - \omega)\psi_{rx}, \\ m = k_{r}(\psi_{rx}i_{sy} - \psi_{ry}i_{sx}), \\ m - m_{\mathsf{c}} = T_{j}p\omega. \end{cases}$$
(10.1)

Здесь $u_{sx}, u_{sy}, i_{sx}, i_{sy}, \psi_{rx}, \psi_{ry}$ – проекции напряжений и токов статора и потокосцеплений ротора на оси «*x*» и «*y*»; ω_k – угловая скорость системы координат «*xy*».

Вычислим параметры компьютерной модели. Паспортные данные двигателя 4AAM56B2V3 приведены в табл. 4.1.

Индуктивность рассеяния обмотки фазы статора и ротора:

$$L_{s\sigma} = \frac{X_{s\sigma}}{\Omega_6} = \frac{29.28}{314.15} = 0.093, \ \Gamma \text{H}, \tag{10.2}$$

$$L'_{r\sigma} = \frac{X_{r\sigma}}{\Omega_6} = \frac{35.17}{314.15} = 0.112, \ \Gamma_{\rm H}. \tag{10.3}$$

Индуктивность взаимоиндукции обмоток статора и ротора:

$$L_m = \frac{X_m}{\Omega_6} = \frac{1357}{314.15} = 4.32, \ \Gamma \text{H}. \tag{10.4}$$

Полная индуктивность обмоток статора и ротора:

$$L_s = L_{s\sigma} + L_m = 0.093 + 4.32 = 4.413, \ \Gamma \text{H}, \tag{10.5}$$

$$L_r = L'_{r\sigma} + L_m = 0.112 + 4.32 = 4.432, \ \Gamma \text{H}.$$
 (10.6)

Эквивалентная постоянная времени цепи ротора:

$$T_r = \frac{L_r}{R'_r} = \frac{4.432}{52.75} = 0.084, \text{ c.}$$
 (10.7)

Эквивалентная индуктивность рассеяния фазы двигателя:

$$L_{\mathfrak{s}} = L_{s\sigma} + k_r L_{r\sigma}' = 0.093 + 0.975 \cdot 0.112 = 0.2022, \ \Gamma \mathrm{H}.$$
(10.8)

Эквивалентное активное сопротивление фазы двигателя:

$$R_{\mathfrak{s}} = R_s + k_r^2 R_r' = 74.75 + 0.975 \cdot 52.75 = 126.18,$$
 Ом. (10.9)

Эквивалентная постоянная времени главной цепи двигателя:

$$T_{\mathfrak{z}} = \frac{L_{\mathfrak{z}}}{R_{\mathfrak{z}}} = \frac{0.2022}{126.18} = 0.0016, \ \mathfrak{c}.$$
 (10.10)

Эквивалентная постоянная времени главной цепи двигателя:

$$T_j = J_{\mathsf{A}} \frac{\Omega_{\mathsf{6}}}{p \cdot M_{\mathsf{6}}} = 0.00047 \cdot \frac{314.15}{0.62} = 0.24, \text{ c.}$$
 (10.11)

Переведём вычисленные параметры в относительные единицы. Система базовых величин для 4ААМ56В2У3 рассчитана в Приложении 4.

$$l_{s\sigma} = \frac{L_{s\sigma}}{L_6} = \frac{0.093}{1.05} = 0.089 \text{ [o.e.]}, \tag{10.12}$$

$$l_{r\sigma} = \frac{L'_{r\sigma}}{L_6} = \frac{0.112}{1.05} = 0.1067 \text{ [o.e.]}, \tag{10.13}$$

$$l_m = \frac{L_m}{L_6} = \frac{4.32}{1.05} = 4.1 \text{ [o.e.]}, \tag{10.14}$$

$$l_s = \frac{L_s}{L_6} = \frac{4.413}{1.05} = 4.2 \text{ [o.e.]}, \tag{10.15}$$

$$l_{\mathfrak{s}} = \frac{L_{\mathfrak{s}}}{L_{\mathfrak{s}}} = \frac{0.2022}{1.05} = 0.193 \text{ [o.e.]}, \tag{10.16}$$

$$r_{\mathfrak{s}} = \frac{R_{\mathfrak{s}}}{Z_{\mathfrak{6}}} = \frac{126.18}{331.1} = 0.38 \text{ [o.e.]}.$$
 (10.17)

Функциональная схема векторной системы управления изображена на рис. 10.1.



Рис. 10.1. Функциональная схема векторной системы управления

На схеме: ПЧ – преобразователь частоты; АД – асинхронный двигатель; ДТ и ДС – датчики тока и скорости; ПКН и ПКТ – преобразователи координат напряжения и тока; Ф – фильтр; БК – блок компенсации; РТ – регулятор тока; РПС и РМ – регуляторы потокосцепления и момента; РС – регулятор скорости; ЗИ – задатчик интенсивности.

Блок фильтра в составе САР тока описывается следующим образом:

$$\begin{cases} \Phi_x(p) = \frac{1}{T_\mu p + 1}, \\ \Phi_y(p) = \frac{1}{T_\mu p + 1}. \end{cases}$$
(10.18)

Блок компенсации внутренних перекрёстных обратных связей объекта строится на основе следующих уравнений:

$$\begin{cases} u_{\kappa x} = -\frac{1}{k_{\mathsf{N}\mathsf{I}\mathsf{I}}} (\omega_k l_{\mathfrak{z}} i_{sy} + \alpha_r k_r \psi_r), \\ u_{\kappa y} = \frac{1}{k_{\mathsf{N}\mathsf{I}}} (\omega_k l_{\mathfrak{z}} i_{sx} + \omega k_r \psi_r). \end{cases}$$
(10.19)

Блок регулятора тока, методика синтеза которого продемонстрирована в гл. 2, описывается следующими передаточными функциями:

$$\begin{cases} R_{ix}(p) = \frac{1}{2T_{\mu}p} \frac{T_{\tiny 3}p + 1}{k_{\rm MI} r_{\tiny 9}^{-1}}, \\ R_{iy}(p) = \frac{1}{2T_{\mu}p} \frac{T_{\tiny 3}p + 1}{k_{\rm MI} r_{\tiny 9}^{-1}}. \end{cases}$$
(10.20)

Реакция САР «х»- и «у»-составляющей тока i_{sx} и i_{sy} на входное ступенчатое воздействие $i_{sx \text{ вх}} = 0$ и $i_{sy \text{ вх}} = 0.1$ продемонстрирована на рис. 10.2.



Рис. 10.2. ПЛИС-модель для HiL-симулятора электропривода системы ТПН-АД

Регулятор потокосцепления имеет следующий вид:

$$R_{\psi_r} = \frac{1}{l_m}.$$
(10.21)

Регулятор момента формирует задание на «у»-составляющую тока и скольжение, поэтому состоит из двух частей и описывается следующими уравнениями:

$$\begin{cases} \beta_k = \frac{r_r}{\psi_r^2} \cdot m_{\rm BX}, \\ i_{sy \ \rm BX} = \frac{1}{k_r \psi_r} \cdot m_{\rm BX}. \end{cases}$$
(10.22)

Передаточная функция регулятора скорости выглядит так:

$$R_{\omega} = \frac{T_j}{4T_{\mu}}.$$
(10.23)

Реакция контура скорости ω на входное ступенчатое воздействие $\omega_{\rm BX}$ представлена на рис. 10.3.



Рис. 10.3. ПЛИС-модель для HiL-симулятора электропривода системы ТПН-АД

Приложение 11. ПЛИС-модель электропривода ПЧ-АД

```
RT model: process(CLK100MHZ, RT interrupt, Work Enable)
1
  begin
2
  if rising edge(RT interrupt) then
3
  if (Work Enable = '1') then
4
      Ks6 <= JC(6);
5
      Ks3<=JC(2);
6
      Ks5 \le JC(5);
7
      Ks2<=JC(1);
8
      Ks4 \le JC(4);
9
      Ks1<=JC(0);
10
       if Ks1 = '0' then
11
           if (isa > to sfixed(0, isa)) then
12
                Ks4 <= '1';
13
           end if;
14
       end if;
15
       if Ks2 = '0' then
16
           if (isb > to sfixed(0, isb)) then
17
                Ks5<='1';
18
           end if;
19
       end if;
20
       if Ks3 = '0' then
21
           if (isc > to sfixed(0, isc)) then
22
                Ks6 <= '1';
23
           end if;
24
       end if;
25
```

26	if Ks4 = '0' then
27	<pre>if (isa < to_sfixed(0, isa)) then</pre>
28	Ks1<='1';
29	end if;
30	end if;
31	if Ks5 = '0' then
32	<pre>if (isb < to_sfixed(0, isb)) then</pre>
33	Ks2<='1';
34	end if;
35	end if;
36	if Ks5 = '0' then
37	<pre>if (isc < to_sfixed(0, isc)) then</pre>
38	Ks3<='1';
39	end if;
40	end if;
41	if $Ks1 = '1'$ and $Ks2 = '1'$ and $Ks6 = '1'$ and $Ks3 = '0'$
	\rightarrow and Ks4 = '0' and Ks5 = '0' then
42	usa<=resize(Up*0.33333333, usa);
43	usb<=resize(Up*0.33333333, usb);
44	usc<=resize(-2*Up*0.33333333, usc);
45	elsif Ks2 = '1' and Ks4 = '1' and Ks6 = '1' and Ks1 =
	\rightarrow '0' and Ks3 = '0' and Ks5 = '0' then
46	usa<=resize(-Up*0.33333333, usa);
47	usb<=resize(2*Up*0.33333333, usb);
48	usc<=resize(-Up*0.33333333, usc);
49	
	elsif Ks3 = '1' and Ks4 = '1' and Ks5 = '1' and Ks1 =
	elsif Ks3 = '1' and Ks4 = '1' and Ks5 = '1' and Ks1 = 0° '0' and Ks2 = '0' and Ks6 = '0' then

224 usb<=resize(-Up*0.33333333, usb); usc<=resize(2*Up*0.33333333, usc); elsif Ks1 = '1' and Ks3 = '1' and Ks5 = '1' and Ks2 ='0' and Ks4 = '0' and Ks6 = '0' then usa<=resize(Up*0.33333333, usa); usb<=resize(-2*Up*0.33333333, usb); usc<=resize(Up*0.33333333, usc); elsif Ks5 = '1' and Ks6 = '1' and Ks1 = '1' and Ks2 = '0' and Ks3 = '0' and Ks4 = '0' then 4 usa<=resize(2*Up*0.33333333, usa); usb<=resize(-Up*0.33333333, usb); usc<=resize(-Up*0.33333333, usc); elsif Ks2 = '1' and Ks3 = '1' and Ks4 = '1' and Ks1 ='0' and Ks5 = '0' and Ks6 = '0' then usa<=resize(-2*Up*0.33333333, usa); usb<=resize(Up*0.33333333, usb);

usc<=resize(Up*0.33333333, usc); elsif Ks1 = '1' and Ks2 = '1' and Ks3 = '1' and Ks4 ='0' and Ks5 = '0' and Ks6 = '0' then

	 Ŭ	unu 1		Ŭ		110 0	Ŭ	00		
66	usa<	(=to_s	sfixed	(0,	usa)	;				
67	usb<	<=to_s	fixed	(0,	usb)	;				
68	usc<	<=to_s	fixed	(0,	usc)	;				
69	disa	a<=to_	sfixed	a(0,	mot);				
70	disk	o<=to_	sfixed	a(0,	mot);				
71	disc	c<=to_	sfixed	d(0,	mot);				
72	dfra	a<=to_	sfixed	a(0,	mot);				
73	dfrk	o<=to_	sfixed	d(0,	mot);				

dfrc<=to sfixed(0, mot);</pre>

51

52

53

54

55

56

57

58

59

60

61

62

63

64

65

74

75	<pre>isa<=to_sfixed(0, mot);</pre>
76	<pre>isb<=to_sfixed(0, mot);</pre>
77	<pre>isc<=to_sfixed(0, mot);</pre>
78	<pre>fra<=to_sfixed(0, mot);</pre>
79	<pre>frb<=to_sfixed(0, mot);</pre>
80	<pre>frc<=to_sfixed(0, mot);</pre>
81	<pre>m<=to_sfixed(0, mot);</pre>
82	<=to_sfixed(0, mot);
83	<pre>ea<=to_sfixed(0, mot);</pre>
84	<pre>eb<=to_sfixed(0, mot);</pre>
85	<pre>ec<=to_sfixed(0, mot);</pre>
86	elsif Ks4 = '1' and Ks5 = '1' and Ks6 = '1' and Ks1 =
	\rightarrow '0' and Ks2 = '0' and Ks3 = '0' then
87	<pre>usa<=to_sfixed(0, usa);</pre>
88	usb<=to_sfixed(0, usb);
89	<pre>usc<=to_sfixed(0, usc);</pre>
90	<pre>disa<=to_sfixed(0, mot);</pre>
91	<pre>disb<=to_sfixed(0, mot);</pre>
92	<pre>disc<=to_sfixed(0, mot);</pre>
93	<pre>dfra<=to_sfixed(0, mot);</pre>
94	<pre>dfrb<=to_sfixed(0, mot);</pre>
95	<pre>dfrc<=to_sfixed(0, mot);</pre>
96	<pre>isa<=to_sfixed(0, mot);</pre>
97	<pre>isb<=to_sfixed(0, mot);</pre>
98	<pre>isc<=to_sfixed(0, mot);</pre>
99	<pre>fra<=to_sfixed(0, mot);</pre>
100	<pre>frb<=to_sfixed(0, mot);</pre>
101	<pre>frc<=to_sfixed(0, mot);</pre>

102	<pre>m<=to_sfixed(0, mot);</pre>
103	<pre>w<=to_sfixed(0, mot);</pre>
104	<pre>ea<=to_sfixed(0, mot);</pre>
105	<pre>eb<=to_sfixed(0, mot);</pre>
106	<pre>ec<=to_sfixed(0, mot);</pre>
107 el :	sif $Ks1 = '1'$ and $Ks2 = '1'$ and $Ks3 = '1'$ and $Ks4 =$
¢	'1' and $Ks5 = '1'$ and $Ks6 = '1'$ then
108	<pre>usa<=to_sfixed(0, usa);</pre>
109	usb<=to_sfixed(0, usb);
110	<pre>usc<=to_sfixed(0, usc);</pre>
111	<pre>disa<=to_sfixed(0, mot);</pre>
112	<pre>disb<=to_sfixed(0, mot);</pre>
113	<pre>disc<=to_sfixed(0, mot);</pre>
114	<pre>dfra<=to_sfixed(0, mot);</pre>
115	<pre>dfrb<=to_sfixed(0, mot);</pre>
116	<pre>dfrc<=to_sfixed(0, mot);</pre>
117	<pre>isa<=to_sfixed(0, mot);</pre>
118	<pre>isb<=to_sfixed(0, mot);</pre>
119	<pre>isc<=to_sfixed(0, mot);</pre>
120	<pre>fra<=to_sfixed(0, mot);</pre>
121	<pre>frb<=to_sfixed(0, mot);</pre>
122	<pre>frc<=to_sfixed(0, mot);</pre>
123	<pre>m<=to_sfixed(0, mot);</pre>
124	<pre>w<=to_sfixed(0, mot);</pre>
125	<pre>ea<=to_sfixed(0, mot);</pre>
126	<pre>eb<=to_sfixed(0, mot);</pre>
127	<pre>ec<=to_sfixed(0, mot);</pre>

128	elsif	Ksl =	' 1'	and Ks	s2 =	11	and Ks	s3 = ' 0 '	and	Ks4	=
	ب ′ (' and	Ks5	= ′ 0 ′	and	Ks6	= ′ 0 ′	then			
129	us	sa<=to_	sfix	ed(0,	usa)	;					
130	us	sb<=to_	sfix	ed(0,	usb)	;					
131	us	sc<=res	size(ec, us	sc);						
132	elsif	Ks2 =	11	and Ks	= 58	11	and Ks	s1 = ' 0 '	and	Ks4	=
	ب ′ (' and	Ks5	= ′ 0 ′	and	Ks6	= ′0′	then			
133	us	sa<=res	size(ea, us	sa);						
134	us	sb<=to_	sfix	ed(0,	usb)	;					
135	us	sc<=to_	sfix	ed(0,	usc)	;					
136	elsif	Ksl =	11	and Ks	s3 =	11	and Ks	s2 = ' 0 '	and	Ks4	=
	ب ′ (' and	Ks5	= ′ 0 ′	and	Ks6	= ' 0 '	then			
137	us	sa<=to_	sfix	ed(0,	usa)	;					
138	us	sb<=res	size(eb, us	sb);						
139	us	sc<=to_	sfix	ed(0,	usc)	;					
140	elsif	Ks4 =	11	and Ks	s5 =	11	and Ks	s1 = '0'	and	Ks2	=
	↔ / (' and	Ks3	= ′ 0 ′	and	Ks6	= ′0′	then			
141	us	sa<=to_	sfix	ed(0,	usa)	;					
142	us	sb<=to_	sfix	ed(0,	usb)	;					
143	us	sc<=res	size(ec, us	SC);						
144	elsif	Ks5 =	11	and Ks	s6 =	11	and Ks	s1 = '0'	and	Ks2	=
	↔ / (' and	Ks3	= ′ 0 ′	and	Ks4	= ′0′	then			
145	us	sa<=res	size(ea, us	sa);						
146	us	sb<=to_	sfix	ed(0,	usb)	;					
147	us	sc<=to_	sfix	ed(0,	usc)	;					
148	elsif	Ks4 =	11	and Ks	s6 =	11	and Ks	s1 = '0'	and	Ks2	=
	↔ / (' and	Ks3	= ′0′	and	Ks5	= ′0′	then			
149	us	sa<=to	sfix	ed(0,	usa)	;					

150	usb<=resize(eb, usb);
151	<pre>usc<=to_sfixed(0, usc);</pre>
152	elsif Ks1 = '1' and Ks5 = '1' and Ks2 = '0' and Ks3 =
	\rightarrow '0' and Ks4 = '0' and Ks6 = '0' then
153	usa<=resize(0.5*Up, usa);
154	usb<=resize(-0.5*Up, usb);
155	usc<=resize(ec, usc);
156	elsif Ks1 = '1' and Ks6 = '1' and Ks2 = '0' and Ks3 =
	\rightarrow '0' and Ks4 = '0' and Ks5 = '0' then
157	usa<=resize(0.5*Up, usa);
158	usb<=resize(eb, usb);
159	usc<=resize(-0.5*Up, usc);
160	elsif Ks2 = '1' and Ks4 = '1' and Ks1 = '0' and Ks3 =
	\rightarrow '0' and Ks5 = '0' and Ks6 = '0' then
161	usa<=resize(-0.5*Up, usa);
162	usb<=resize(0.5*Up, usb);
163	usc<=resize(ec, usc);
164	elsif Ks2 = '1' and Ks6 = '1' and Ks1 = '0' and Ks3 =
	\rightarrow '0' and Ks4 = '0' and Ks5 = '0' then
165	usa<=resize(ea, usa);
166	usb<=resize(0.5*Up, usb);
167	usc<=resize(-0.5*Up, usc);
168	elsif Ks3 = '1' and Ks4 = '1' and Ks1 = '0' and Ks2 =
	\rightarrow '0' and Ks5 = '0' and Ks6 = '0' then
169	usa<=resize(-0.5*Up, usa);
170	usb<=resize(eb, usb);
171	<pre>usc<=resize(0.5*Up, usc);</pre>

172	elsif Ks3 = '1' and Ks5 = '1' and Ks1 = '0' and Ks2 =
	\rightarrow '0' and Ks4 = '0' and Ks6 = '0' then
173	usa<=resize(ea, usa);
174	usb<=resize(-0.5*Up, usb);
175	<pre>usc<=resize(0.5*Up, usc);</pre>
176	elsif Ks1 = '0' and Ks2 = '0' and Ks3 = '0' and Ks4 =
	\rightarrow '0' and Ks5 = '0' and Ks6 = '0' then
177	<pre>usa<=to_sfixed(0, usa);</pre>
178	usb<=to_sfixed(0, usb);
179	<pre>usc<=to_sfixed(0, usc);</pre>
180	<pre>disa<=to_sfixed(0, mot);</pre>
181	<pre>disb<=to_sfixed(0, mot);</pre>
182	<pre>disc<=to_sfixed(0, mot);</pre>
183	<pre>dfra<=to_sfixed(0, mot);</pre>
184	<pre>dfrb<=to_sfixed(0, mot);</pre>
185	<pre>dfrc<=to_sfixed(0, mot);</pre>
186	<pre>isa<=to_sfixed(0, mot);</pre>
187	<pre>isb<=to_sfixed(0, mot);</pre>
188	<pre>isc<=to_sfixed(0, mot);</pre>
189	<pre>fra<=to_sfixed(0, mot);</pre>
190	<pre>frb<=to_sfixed(0, mot);</pre>
191	<pre>frc<=to_sfixed(0, mot);</pre>
192	<pre>m<=to_sfixed(0, mot);</pre>
193	<=to_sfixed(0, mot);
194	<pre>ea<=to_sfixed(0, mot);</pre>
195	<pre>eb<=to_sfixed(0, mot);</pre>
196	<pre>ec<=to_sfixed(0, mot);</pre>
197	else

198	<pre>usa<=to_sfixed(0, usa);</pre>
199	usb<=to_sfixed(0, usb);
200	<pre>usc<=to_sfixed(0, usc);</pre>
201	end if;
202	disa<=resize(k_im*(usa-rs*isa-kr_im*dfra), disa);
203	disb<=resize(k_im*(usb-rs*isb-kr_im*dfrb), disb);
204	<pre>disc<=resize(k_im*(usc-rs*isc-kr_im*dfrc), disc);</pre>
205	<pre>dfra<=resize(arl*isa-ar*fra+w*sqrt_3*(frc-frb), dfra);</pre>
206	<pre>dfrb<=resize(arl*isb-ar*frb+w*sqrt_3*(fra-frc), dfrb);</pre>
207	<pre>dfrc<=resize(arl*isc-ar*frc+w*sqrt_3*(frb-fra), dfrc);</pre>
208	<pre>isa<=resize(isa+disa*dt*tb, isa);</pre>
209	<pre>isb<=resize(isb+disb*dt*tb, isb);</pre>
210	<pre>isc<=resize(isc+disc*dt*tb, isc);</pre>
211	<pre>fra<=resize(fra+dfra*dt*tb, fra);</pre>
212	<pre>frb<=resize(frb+dfrb*dt*tb, frb);</pre>
213	<pre>frc<=resize(frc+dfrc*dt*tb, frc);</pre>
214	<pre>m<=resize(kr_im*sqrt_3*(fra*(isb-isc)-isa*(frb-frc)),</pre>
	\rightarrow m);
215	<pre>w<=resize(w + m*tj*dt, w);</pre>
216	<pre>ea<=resize(kr*dfra, ea);</pre>
217	<pre>eb<=resize(kr*dfrb, eb);</pre>
218	<pre>ec<=resize(kr*dfrc, ec);</pre>
219	else
220	<pre>usa<=to_sfixed(0, mot);</pre>
221	<pre>usb<=to_sfixed(0, mot);</pre>
222	<pre>usc<=to_sfixed(0, mot);</pre>
223	<pre>disa<=to_sfixed(0, mot);</pre>
224	<pre>disb<=to_sfixed(0, mot);</pre>

225		<pre>disc<=to_sfixed(0, mot);</pre>
226		<pre>dfra<=to_sfixed(0, mot);</pre>
227		<pre>dfrb<=to_sfixed(0, mot);</pre>
228		<pre>dfrc<=to_sfixed(0, mot);</pre>
229		<pre>isa<=to_sfixed(0, mot);</pre>
230		<pre>isb<=to_sfixed(0, mot);</pre>
231		<pre>isc<=to_sfixed(0, mot);</pre>
232		<pre>fra<=to_sfixed(0, mot);</pre>
233		<pre>frb<=to_sfixed(0, mot);</pre>
234		<pre>frc<=to_sfixed(0, mot);</pre>
235		<pre>m<=to_sfixed(0, mot);</pre>
236		<pre>w<=to_sfixed(0, mot);</pre>
237		<pre>ea<=to_sfixed(0, mot);</pre>
238		<pre>eb<=to_sfixed(0, mot);</pre>
239		<pre>ec<=to_sfixed(0, mot);</pre>
240	end	if;
241	end	if;
242	end	<pre>process RT_model;</pre>

Приложение 12. Преобразование структуры PHiL-симулятора

Структура PHiL-симулятора электропривода постоянного тока с сигналом задания от системы управления испытуемого преобразователя и ОС по току реактора показана на рис. 12.1.



Рис. 12.1. Структура PHiL-симулятора электропривода постоянного тока ОСТР

Для приведения структуры ОСТР PHiL-симулятора электропривода постоянного тока к структуре ОСТС, пренебрежём сигналом возмущения на САР тока нагрузочного преобразователя, поскольку влияние возмущения весьма мало (гл. 4). В этом случае преобразованная структура имеет вид, показанный на рис. 12.2.



Рис. 12.2. Структура PHiL-симулятора электропривода постоянного тока ОСТР, приведённая к структуре ОСТС

Приложение 13. Внедрение результатов работы



Рис. 13.1. Контроллер и съёмная панель управления для электроприводов систем насосов и вентиляции



Рис. 13.2. Рекламные брошюры PHiL-симулятора с выставки Innoprom'18

Атерма Экспорт 620039, г. Екатеринбург, ул. Донбасская, 24 - 4 тел.: + 7 (902) 444 59 90 e-mail: psc@olympus.ru www.termokub.ru



ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

«AM&GO»

СЛУЖАТ ДЛЯ ИЗМЕНЕНИЯ И РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С РАЗЛИЧНОЙ НАГРУЗКОЙ (НАСОСЫ, ПРИВОДЫ АВТОМАТИЧЕСКИХ ДВЕРЕЙ, ВЕНТИЛЯТОРЫ И Т. Д.) МОЩНОСТЬЮ ДО 15КВТ.



Рис. 13.3. Рекламная брошюра преобразователя частоты с выставки Innoprom'18

ООО "Атерма Экспорт"

www.termokub.ru тел. (343) 298-03-43, (902)4445990 E-mail:psc@olympus.ru

АКТ

внедрения результатов диссертации Мудрова Михаила Валентиновича на соискание учёной степени кандидата технических наук по специальности 05.09.03 – Электротехнические комплексы и системы по теме «Разработка и исследование программно-аппаратного комплекса для испытаний и наладки электроприводов»

Под руководством и с непосредственным участием Мудрова М.В. разработана система управления электроприводом системы вентиляции, реализованная на контроллере «AM&GO», созданного на базе микроконтроллера STM32. Разработка прошла полный перечень испытаний по требованиям заказчика и внедрена на одном из предприятий группы компаний «Русагро».

При разработке и наладке микропроцессорной системы управления использовался HiL-симулятор электропривода вентилятора, включающий в себя модель реального времени преобразователя частоты, асинхронного двигателя и элементов систем автоматики. Использование HiL-симулятора позволило сократить длительность этапа наладки электропривода и затраты на ввод его в эксплуатацию.

Ген. Директор Попов Алексей Станиславович

Degepau HUNHOHA поднись)