

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО
ОБРАЗОВАНИЯ
«НОВОСИБИРСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

На правах рукописи

ВДОВИН ВЛАДИМИР ВЛАДИМИРОВИЧ

АДАПТИВНЫЕ АЛГОРИТМЫ ОЦЕНИВАНИЯ КООРДИНАТ
БЕЗДАТЧИКОВЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА
С РАСШИРЕННЫМ ДИАПАЗОНОМ РЕГУЛИРОВАНИЯ

Специальность: 05.09.03 – Электротехнические комплексы и системы

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель –
д. т. н., профессор В.В. Панкратов

Новосибирск – 2014

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

АД – асинхронный двигатель

АДКЗР – асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором

АДФР – асинхронный двигатель с фазным ротором

АНПП – адаптивный НПП

АСЗМ – адаптивная система с задающей (эталонной) моделью

АСМ – асинхронизированная синхронная машина

АЦП – аналого-цифровое преобразование

МДП – машина двойного питания

МЦС – модель цепи статора

НПП – наблюдатель полного порядка

ПК – преобразователь координат

ПЧ – преобразователь частоты

РП – регулятор потокосцепления

РС – регулятор скорости

РТ – регулятор тока

СВУ – система векторного управления

СДПМ – синхронный двигатель с постоянными магнитами

ШИМ – широтно-импульсная модуляция

ЭП – электропривод

EKF – Extended Kalman Filter (расширенный фильтр Калмана)

FOC – Field-Oriented Control (векторное управление)

FOO – Full Order Observer (наблюдатель полного порядка)

AFOO – Adaptive Full Order Observer (адаптивный наблюдатель полного порядка)

IGBT – Insulated-gate bipolar transistor (биполярный транзистор с изолированным затвором)

MRAS – Model Reference Adaptive System (адаптивная система с задающей моделью)

ОГЛАВЛЕНИЕ

	Стр.
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ	2
ВВЕДЕНИЕ	7
ГЛАВА 1. ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ МАШИНАМИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В УСЛОВИЯХ НЕПОЛНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ	20
1.1 Математическое моделирование машин переменного тока	20
1.1.1 Преобразования координат	20
1.1.2 Баланс мощностей и определение электромагнитного момента	26
1.1.3 Математическая модель АДКЗР как объекта управления.....	28
1.1.4 Математическая модель АСМ	31
1.1.5 Математическая модель СДПМ.....	33
1.2 Векторное управление машинами переменного тока на основе идеализированного ПЧ	34
1.2.1 Принцип векторного управления АДКЗР	38
1.2.2 Принцип векторного управления СДПМ	41
1.2.3 Принцип векторного управления АСМ.....	43
1.2.4 Способы автоматической ориентации вращающейся системы координат и вектора управляющих воздействий по магнитному полю двигателя.....	45
1.3 Бездатчиковое векторное управление	47
1.3.1 Методы оперативного оценивания координат состояния	47
1.3.2 Адаптивное управление в бездатчиковых СВУ с оцениванием координат по основным рабочим гармоникам электрических величин .	49
1.4 Выводы.....	51
ГЛАВА 2. СИНТЕЗ И ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМА ВЫЧИСЛЕНИЯ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ И ОПОРНОГО ВЕКТОРА ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЙ АДКЗР, МАЛОЧУВСТВИТЕЛЬНОГО К ДРЕЙФУ АКТИВНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ СТАТОРА	52

2.1 Обзор адаптивных алгоритмов вычисления координат АДКЗР	52
2.1.1 Алгоритмы типа АСЗМ	52
2.1.2 Алгоритм на основе НПП (Кубота)	63
2.1.3 Алгоритм на основе АНПП (Хинкканен)	75
2.1.4 Выводы	79
2.2 Предлагаемый метод структурного синтеза алгоритмов вычисления	80
оценок координат АДКЗР на основе адаптивного наблюдателя состояния .	80
2.2.1 Синтез наблюдателя полного порядка	80
2.2.2 Алгоритм текущей идентификации электрической частоты	
вращения ротора АД	85
2.2.3 Алгоритм текущей идентификации электрической частоты	
вращения ротора АД и активного сопротивления статорной цепи	88
2.2.4 Влияние отклонения сопротивления ротора на процессы	
вычисления частоты вращения и сопротивления статора	94
2.3 Сравнительный анализ предлагаемого алгоритма с известными	96
2.4 Исследование чувствительности предлагаемого алгоритма	
идентификации АДКЗР к отклонениям параметров	102
2.5 Предварительная идентификация параметров АД	105
2.6 Выводы	118
ГЛАВА 3. СИНТЕЗ И ИССЛЕДОВАНИЕ ПОДСИСТЕМЫ ОЦЕНИВАНИЯ	
ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ И УГЛОВОГО ПОЛОЖЕНИЯ СДПМ,	
МАЛОЧУВСТВИТЕЛЬНОЙ К ДРЕЙФУ АКТИВНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ	
СТАТОРА	119
3.1 Обзор алгоритмов оценивания неизмеряемых координат СДПМ	119
3.1.1 Бездатчиковый алгоритм управления СДПМ, использующий	
«расширенную ЭДС»	119
3.2 Структурный синтез алгоритма оценивания координат неявнополюсного	
СДПМ на основе адаптивного наблюдателя состояния	127
3.2.1 Синтез наблюдателя на основе прямого метода Ляпунова	127
3.2.2 Синтез адаптора по частоте вращения	132

3.2.2 Синтез адаптора активного сопротивления статора.....	135
3.3 Исследование чувствительности адаптивного алгоритма оценивания координат СДПМ к отклонениям параметров.....	141
3.4 Предварительная идентификация параметров СДПМ. Определение начального положения ротора. Раскрутка постоянным током.....	146
3.5 Выводы.....	151
ГЛАВА 4. СИНТЕЗ И ИССЛЕДОВАНИЕ ПОДСИСТЕМЫ ОЦЕНИВАНИЯ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ И ОПОРНОГО ВЕКТОРА ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЙ СТАТОРА АСМ. ОБОБЩЕНИЕ МЕТОДИКИ СИНТЕЗА	153
4.1 Обзор алгоритмов оценивания координат АСМ	153
4.1.1 Ориентация вращающейся системы координат при прямом измерении углового положения ротора АСМ	153
4.1.2 Вычисление углового положения вектора потокосцеплений статора и частоты вращения ротора методом АСЗМ	154
4.1.3 Структура АСЗМ без измерения напряжений статора	158
4.1.4 Структура АСЗМ с адаптацией по ЭДС статора	159
4.1.5 Вычисление углового положения вектора потокосцеплений статора и частоты вращения ротора АСМ при измерениях только переменных на выходе ПЧ.....	162
4.2 Синтез и исследование адаптивного наблюдателя координат АСМ.....	164
4.2.1 Синтез адаптивного наблюдателя координат АСМ	164
4.2.2 Исследование чувствительности алгоритма оценивания координат АСМ к отклонениям активных сопротивлений обмоток	173
4.2.3 Выводы.....	175
4.3 Общая методика синтеза алгоритмов оценивания состояния в условиях неполных измерений и неопределенности параметров объекта	176
4.4 Выводы.....	183
ГЛАВА 5. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ АДАПТИВНЫХ АЛГОРИТМОВ БЕЗДАТЧИКОВОГО ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ.....	185
5.1 Исследование алгоритма АСЗМ.....	185

5.1.1 Экспериментальная установка для исследования АСЗМ.....	185
5.1.2 Результаты экспериментального исследования.....	187
5.1.3 Исследование чувствительности алгоритма АСЗМ к отклонениям параметров.....	193
5.2 Исследование алгоритма АНПП.....	199
5.3 Выводы.....	202
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	203
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	205
ПРИЛОЖЕНИЯ.....	212
ПРИЛОЖЕНИЕ А.....	212
ПРИЛОЖЕНИЕ Б.....	223
ПРИЛОЖЕНИЕ В.....	230
ПРИЛОЖЕНИЕ Г.....	234
ПРИЛОЖЕНИЕ Д.....	243

ВВЕДЕНИЕ

Известно, что более 60% всей вырабатываемой в мире электроэнергии потребляется электроприводами (ЭП), причём большинство из них – это электроприводы общепромышленных механизмов (насосов, вентиляторов, компрессоров, транспортеров и т.п.), а также электроприводы различных технологических установок, не требующие глубокого регулирования и высокого быстродействия и изначально оснащенные электродвигателями переменного тока. Применение в них двигателей постоянного тока (ДПТ), обладающих благоприятными регулировочными характеристиками и допускающих относительно простое построение системы управления, как правило, ограничено непропорционально высокими эксплуатационными затратами, низкой надежностью и невозможностью функционирования во взрывоопасных, загрязненных и агрессивных средах.

Возможность регулирования поступающей механической мощности требуется большинством технологических процессов. При нерегулируемом электроприводе оно обычно осуществляется путем управляемого изменения в самом технологическом процессе. В частности, в насосах, компрессорах, вентиляторах – путем открытия и закрытия заслонок, в металл – и деревообрабатывающих станках – применением механических коробок передач. Однако такие технические решения нельзя считать экономически эффективными. Практика показала, что при переходе к регулируемому электроприводу можно сэкономить до (30...60)% потребленной электроэнергии по сравнению с нерегулируемым. Кроме того, уменьшаются пусковые токи и броски момента, что продлевает срок службы механических узлов.

По этим причинам мировое сообщество активно переходит на использование регулируемого по скорости электропривода переменного тока. Это связано, прежде всего, с развитием соответствующей элементной базы: силовой полностью управляемой полупроводниковой техники, микроэлектроники и

микропроцессорной техники, а также становлением теоретических основ – теории векторного управления электроприводами переменного тока, теории автоматического управления многосвязными нелинейными объектами. Все это позволяет осуществить построение высокоэффективных систем управления электроприводами переменного тока.

Основными машинами переменного тока средней и большой мощности, применяемыми в промышленности, являются асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором (АДКЗР), асинхронные двигатели с фазным ротором (АДФР) и синхронные двигатели с постоянными магнитами (СДПМ).

Широкое использование в электроприводах АДКЗР обуславливается их известными преимуществами – простотой конструкции ротора, не содержащего скользящих контактов и постоянных магнитов, вследствие этого – высокой технологичностью, низкой ценой и высокой надежностью, а также минимальной требовательностью к обслуживанию. Кроме того, АДКЗР не требуют организации специальных пусковых мероприятий при прямом питании от сети. Поэтому применяются, в основном, в нерегулируемом ЭП.

Исследования в области действующего электрооборудования отечественных промышленных предприятий показывают широкое применение в мощных (более 300 кВт) механизмах с тяжелыми условиями пуска (ЭП подъемно-транспортных механизмов, ЭП главного движения вращающихся цементных печей и пр.) асинхронных двигателей с фазным ротором. Применение в подобных механизмах ЭП на базе АДФР с резисторными релейно-контакторными системами управления объясняется высокой перегрузочной способностью АДФР (коэффициент перегрузки – 2,5, как у ДПТ), простотой регулирования путем введения в цепь ротора добавочных активных сопротивлений. С теоретической точки зрения для электрического регулирования частоты вращения АДФР возможно замкнуть обмотку ротора и подключить статорную обмотку к преобразователю частоты (ПЧ), получив тем самым хорошо проработанный электропривод на базе асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором. Однако большинство мощных АДФР имеет питание от промышленной сети 6 –

10 кВ, что потребует применения ПЧ с соответствующим выходным линейным напряжением. Текущий уровень развития силовой полупроводниковой техники требует построения такого преобразователя на базе многоуровневого преобразователя частоты, обладающего высокой стоимостью. Более дешевым вариантом является установка ПЧ в роторную цепь, линейное напряжение которой, как правило, составляет 500 – 1000 В. Статорная обмотка при этом питается от промышленной сети 6 – 10 кВ. Такое включение АДФР носит название «асинхронизированная синхронная машина» (АСМ).

СДПМ все чаще находят применение в ЭП, требующих высокого качества регулирования, вытесняя ДПТ. СДПМ обладают высокими удельными энергетическими показателями – высоким КПД, за счет отсутствия потерь в роторе, и высокими массогабаритными показателями. Кроме того, за счет использования постоянных магнитов всегда имеется номинальный магнитный поток, что позволяет исключить из пусковой диаграммы ЭП участок предварительного намагничивания, необходимый для АДКЗР. За счет отсутствия скользящих контактов СДПМ характеризуются малыми эксплуатационными затратами.

Современный ЭП переменного тока, как правило, содержит двухзвенный преобразователь частоты, выпрямитель которого нагружен на автономный инвертор напряжения (АИН), работающий в режиме широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Указанная структура преобразователя частоты позволяет независимо от режимов работы ЭП обеспечить высокий коэффициент мощности силовой цепи. В случае необходимости длительных рекуперативных режимов работы вместо нерегулируемого выпрямителя целесообразно использовать активный выпрямитель напряжения (АВН) работающий в режиме стабилизации звена постоянного тока, который обеспечивает требуемый уровень напряжения звена постоянного тока независимо от просядок питающей сети, обеспечивая тем самым требуемый диапазон регулирования частоты вращения. АВН, а также позволяет формировать синусоидальный ток, потребляемый из сети, с требуемым $\cos\varphi$. Для улучшения формы потребляемых токов на вход АВН устанавливается трехфазный силовой синусный фильтр [1].

В 1971 г. Ф. Блашке предложил новый принцип управления машинами переменного тока [2]. В соответствии с этим принципом электромагнитные процессы рассматриваются не в стационарной (кларковской) системе координат, а во вращающейся ориентированной системе координат Парка-Горева. Ориентация системы координат, как правило, осуществляется по опорному вектору потокосцеплений. Для АДКЗР в качестве опорного вектора, как правило, используется вектор потокосцеплений ротора, для АДФР – вектор потокосцеплений статора, а для СДПМ – вектор потокосцеплений, созданных постоянными магнитами.

Согласно [3] для реализации систем векторного управления необходимо иметь информацию обо всем векторе состояния машины. Соответственно возникает проблема получения информации об опорном векторе потокосцеплений при отсутствии полных измерений. В разное время эту проблему решали путем измерения индукции магнитного поля в расточке статора двигателя – использовали датчики Холла – или же на основании косвенной информации о потоках, получаемой по ЭДС, наводимой в специально уложенной в статор измерительной обмотке. Для измерения угловой скорости ротора использовались тахогенераторы или импульсные датчики. Однако все это требовало замены или доработки огромного парка машин, которые не предназначались для регулирования и не были снабжены этими датчиками.

Нецелесообразность применения датчиков Холла и измерительных обмоток подтверждается тем фактом, что вследствие несинусоидальности распределения магнитного поля по воздушному зазору машины, зубцовых пульсаций магнитного потока и погрешностей установки самих датчиков Холла на геометрических осях фазных обмоток получаемые с их помощью оценки лишь приближенно пропорциональны по мгновенным значениям компонентам интегрального вектора главных потокосцеплений двигателя. Использование же измерительных обмоток основано на интегрировании наведенных в них ЭДС, что связано с известными трудностями и налагает весьма жесткие ограничения на диапазон рабочих частот по статорным переменным. В целом, все описанные

выше способы получения информации о координатах состояния машин переменного тока значительно снижают надежность электропривода.

К началу 80-х годов были достигнуты значительные успехи в области современной теории автоматического управления, что позволило косвенно оценивать неизвестные составляющие вектора состояния машины. Наиболее перспективным способом получения информации о недоступных прямому измерению координатах машин переменного тока является построение быстродействующих алгоритмов или устройств оценивания – наблюдателей.

Наблюдатель – это специальная динамическая подсистема, выходные сигналы которой служат в качестве оценок неизмеряемых координат состояния объекта управления. Наблюдатель должен быть устойчивым по начальным условиям и внешним воздействиям, использовать сигналы датчиков только заранее определенных и доступных непосредственным измерениям физических величин, быть малочувствительным к ошибкам в априорной информации о параметрах объекта управления.

Разработка методов построения систем управления ЭП переменного тока с различными наблюдателями и алгебраическими вычислителями явилась предпосылкой для появления к середине 80-х годов первых ЭП, не оснащенных датчиками магнитного состояния и координат механического движения (скорости, положения ротора). Такие электроприводы получили название «бездатчиковые» (sensorless) и широко распространены в промышленности, однако до сих пор они имеют существенные ограничения по диапазону и режимам регулирования.

Большинство методов бездатчикового управления, описанных как в зарубежной, так и в отечественной литературе, основаны на математических моделях электромагнитных процессов, протекающих в машине переменного тока. Все они совмещают вычисление оценки частоты вращения с вычислением модуля и углового положения опорного вектора потокосцеплений, а отличаются друг от друга точностью вычисления скорости, чувствительностью к дрейфу параметров, входящих в математическую модель наблюдателя, способностью

функционировать в характерных областях на плоскости механических характеристик. Диапазон регулирования скорости в двигательном режиме в практических разработках бездатчиковых электроприводов не превышает 50...100:1, а в режимах генераторного торможения значительно уже.

На сегодняшний день известно большое количество разнообразных алгоритмов оперативного (текущего) оценивания координат машин переменного тока [4]. Их можно разделить на пассивные и активные алгоритмы. Активные алгоритмы предполагают введение в основной спектр напряжения или тока специальных тестовых воздействий для дальнейшего анализа реакции на них электрической машины. Эти воздействия носят высокочастотный характер, например, с частотой 6-ой и более высоких гармоник. Однако, инжектируя тестовые сигналы даже с довольно малой амплитудой, приходится мириться с дополнительными потерями в электрической машине и силовом преобразователе, что, конечно, ухудшает энергоэффективность электромеханической системы в целом и увеличивает установленную мощность силовых элементов.

Системы пассивного оценивания делятся на неадаптивные и адаптивные. Неадаптивные системы используют либо статорную модель электромагнитных процессов либо роторную. Адаптивные же системы используют две модели – эталонную и настраиваемую, что расширяет их функциональные возможности. Для построения таких алгоритмов используется метод функций Ляпунова.

Целью диссертационной работы является построение на единой методической основе и исследование адаптивных алгоритмов вычисления неизмеряемых координат систем векторного управления электроприводами на базе АДКЗР, СДПМ и АДФР, пригодных для их применения четырехквadrантном общепромышленном ЭП переменного тока с расширенным диапазоном регулирования.

Для достижения поставленной цели в диссертации должны быть решены следующие **задачи**.

1. Проанализировать известные математические модели управляемых АДКЗР, СДПМ и АСМ, используемые при построении систем регулируемого

ЭП, определить рациональные формы их представления при оценивании неизмеряемых координат электропривода.

2. Разработать и исследовать адаптивные алгоритмы вычисления опорного вектора потокосцеплений и частоты вращения ротора АДКЗР, СДПМ и АСМ по основным (рабочим) составляющим электрических величин, не требующих инъекции в двигатель специальных тестовых воздействий и формально работоспособные на всей плоскости механических характеристик электропривода.

3. На основе полученных результатов сформулировать обобщенную методику синтеза алгоритмов оценивания координат регулируемых электроприводов переменного тока при измерениях электрических переменных на выходе преобразователя частоты.

Научная новизна основных результатов диссертации заключается в следующем.

1. Сформулирована новая обобщенная методика структурно-параметрического синтеза адаптивных алгоритмов текущего оценивания координат и параметров электрических машин переменного тока в условиях неполных измерений, использующая в структуре вычислителя наблюдатель электромагнитных процессов полного порядка и, в отличие от известных, обеспечивающая устойчивость процессов оценивания во всех режимах работы электропривода благодаря целенаправленному заданию соотношений между элементами матрицы «стабилизирующей добавки» и матрицы весовых коэффициентов функции Ляпунова.

2. Разработаны алгоритмы оценивания опорного вектора потокосцеплений и частоты вращения ротора АДКЗР и неявнополюсного СДПМ по основным рабочим гармоникам электрических величин с возможностью адаптации к изменениям активного сопротивления статора и вычисления его текущего значения. Алгоритмы отличаются от известных работоспособностью во всех четырех квадрантах плоскости механических характеристик ЭП без инъекции в двигатель дополнительных тестовых воздействий. Сформулирована методика

расчета параметров предложенных законов адаптации наблюдателей по частоте вращения и активному сопротивлению статора, учитывающая положение рабочей точки ЭП и обеспечивающая желаемое качество процессов оценивания. Предложен новый высокоэффективный алгоритм активной предварительной идентификации параметров схемы замещения АДКЗР, совмещенный с процессом намагничивания двигателя.

3. На основе структуры наблюдателя электромагнитных процессов полного порядка разработан новый пассивный алгоритм оценивания опорного вектора потокосцеплений статора и частоты вращения ротора АСМ, работоспособный во всех четырех квадрантах плоскости механических характеристик ЭП без формальных ограничений по частоте скольжения.

Теоретическая и практическая значимость работы.

Разработанные алгоритмы оценивания позволяют существенно расширить диапазоны регулирования скорости бездатчиковых электроприводов и относятся к классу пассивных, поскольку не вносят искажений в спектр напряжения, формируемого на выходе ПЧ, и не требуют дополнительных энергетических и капитальных затрат. Оценивание вектора потокосцеплений, частоты вращения ротора, активного сопротивления статора, являющееся результатом работы предложенных алгоритмов, предполагает прямое измерение только электрических величин, фигурирующих в структуре полупроводникового преобразователя частоты, и может быть реализовано на базе типовых измерительно-информационных средств промышленных ПЧ.

Предложенная методика синтеза алгоритмов вычисления координат состояния и параметров двигателей переменного тока может быть использована для построения систем управления другими, схожими по структуре динамическими объектами.

Методы исследования.

Для решения поставленных задач используются методы современной теории автоматического управления, положения теории электропривода, аналитические методы расчета, основанные на применении аппарата дифференци-

альных уравнений и передаточных функций. Проверка работоспособности разработанных алгоритмов осуществляется методами цифрового моделирования в пакете программ Matlab 6.5 – Simulink 5.0 и натурного эксперимента.

На защиту выносятся следующие основные результаты.

1. Алгоритм вычисления вектора потокосцеплений ротора, частоты вращения ротора и активного сопротивления статора АДКЗР. Методика расчета коэффициентов законов адаптации. Алгоритм предварительной идентификации параметров двигателя.

2. Алгоритм вычисления направления вектора потокосцеплений от постоянных магнитов, частоты вращения ротора и активного сопротивления статора неявнополюсного СДПМ. Методика расчета коэффициентов законов адаптации.

3. Алгоритм вычисления вектора потокосцеплений статора и частоты вращения ротора АСМ.

4. Обобщенная методика синтеза алгоритмов текущего оценивания координат и параметров электроприводов переменного тока на основе адаптивной системы с наблюдателем полного порядка.

Реализация результатов работы. Результаты, полученные в диссертационной работе, приняты к внедрению в системах управления асинхронными электроприводами подъемно-транспортных механизмов и синхронных электроприводов специального назначения производства ЗАО «ЭРАСИБ» (г. Новосибирск), а также используются в учебном процессе Новосибирского государственного технического университета (НГТУ).

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации, проект № 7.559.2011, гос. рег. номер НИР 01201255056.

Степень достоверности и апробация работы.

Достоверность изложенных в диссертации результатов и выводов подтверждается цифровым моделированием в пакете программ Matlab – Simulink и результатами натурного эксперимента.

Основные положения диссертационной работы докладывались и обсуждались на конференциях по итогам научной работы за 2009-2010 гг. и 2010-2011 гг. «Дни науки НГТУ – 2010» и «Дни науки НГТУ –2011», Новосибирск, НГТУ, в 2010 г. и 2011 г.; на Всероссийской научной конференции молодых ученых «Наука. Технологии. Инновации», Новосибирск, 2009 г.; Всероссийской научной конференции молодых ученых «Наука. Технологии. Инновации», Новосибирск, 2010 г. (первое место в конкурсе); XVII Международной научно-практической конференции студентов и молодых учёных «Современные техника и технологии», Томск, 2011 г.; V Юбилейной международной научно-технической конференции «Электромеханическое преобразование энергии», Томск, 2011 г.; XV научно-технической Международной конференции «Электроприводы переменного тока», Екатеринбург, 2012 г.; VII Международной (XVIII Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП-2012, Иваново, 2012 г.; V Всероссийской научно-практической конференции «Автоматизированный электропривод и промышленная электроника», Новокузнецк, 2012 г.; работа была представлена на конкурсе молодежных научно-исследовательских работ, проводимом Санкт-Петербургским государственным политехническим университетом в 2013 году; XIV международной конференции молодых специалистов по микро/нанотехнологиям и электронным устройствам EDM-2013, Алтай, 2013 г.

Публикации. По теме диссертационной работы опубликованы 18 печатных работ, 4 из которых – в центральных журналах, рекомендованных списком ВАК, 2 – в сборниках научных трудов, 11 – в материалах и трудах научных конференций.

Личный вклад автора в научные работы, опубликованные в соавторстве с научным руководителем, заключается в постановке частных задач исследования, выполнении расчетов, разработке методик структурно-параметрического синтеза алгоритмов управления и оценивания, исследовании синтезированных алгоритмов методом численного моделирования, анализе полученных результатов. В остальных работах, опубликованных в соавторстве, автором осуществ-

лены постановка задач исследования, выбор методов их решения и анализ результатов.

Структура и объем работы. Диссертационная работа состоит из введения, 5 глав, заключения, списка сокращений и условных обозначений, списка литературы и 5 приложений. Она содержит 211 стр. основного текста, 101 рисунок, 12 таблиц и библиографический список из 64 наименований.

Первая глава диссертационной работы посвящена математическому описанию электромагнитных процессов в машинах переменного тока. Приводится математическая модель АДКЗР, используемая при синтезе законов векторного управления в координатах состояния «токи статора – потокосцепления ротора». Рассматриваются математическая модель СДПМ, используемая при синтезе законов векторного управления в координатах состояния «токи статора – потокосцепления от постоянных магнитов». Приводится математическая модель управляемой по ротору АСМ, используемая при синтезе законов векторного управления в координатах состояния «токи ротора – потокосцепления статора». Сформулированы принципы векторного управления АДКЗР, СДПМ и АДФР, способы ориентирования вектора управляющих воздействий по направлению магнитного поля двигателя. Сделан обзор методов текущего оценивания неизмеряемых координат состояния на примере ЭП с АДКЗР. С учетом значительной степени разделения темпов электромеханических переходных процессов в бездатчиковых ЭП и желаемых алгоритмов оценивания неизмеряемых координат для их построения предложено использовать адаптивные модели динамики электромагнитных переменных двигателя.

Вторая глава посвящена методике структурного синтеза алгоритма оценивания опорного вектора потокосцеплений, частоты вращения ротора и активного сопротивления АДКЗР и анализу известных решений. Предлагаемый алгоритм представляет собой адаптивную систему, где в качестве настраиваемой модели используется наблюдатель полного порядка. Данная структура обладает рядом преимуществ – не содержит «открытых интеграторов», не имеет статической ошибки вычисления скорости, предлагаемый алгоритм работоспособен

во всех точках плоскости механических характеристик электропривода. Предложены методики расчета коэффициентов адапторов предлагаемого алгоритма. Приводятся результаты моделирования бездатчиковой системы ЭП.

Третья глава посвящена синтезу алгоритма вычисления положения, частоты вращения ротора неявнополюсного СДПМ и активного сопротивления статора. Алгоритм использует в своей структуре наблюдатель полного порядка и получен с помощью метода функций Ляпунова. Предложена методика расчета коэффициентов адапторов и определения начального положения ротора двигателя. Представлены результаты цифрового моделирования.

Четвертая глава посвящена методике структурного синтеза алгоритма оценивания опорного вектора потокосцеплений статора и частоты вращения ротора АСМ. Предложены несколько вариантов структурного построения вычислителя. Указаны преимущества и недостатки каждого варианта, даны рекомендации к их применению.

В этой же, четвертой главе сформулирована обобщенная методика структурно-параметрического синтеза глобально устойчивых адаптивных алгоритмов текущего оценивания координат состояния и параметров электрических машин переменного тока в условиях неполных измерений, использующая в структуре вычислителя наблюдатель электромагнитных процессов полного порядка, которая также может быть использована для схожих объектов.

В пятой главе приведены результаты экспериментального исследования бездатчикового асинхронного ЭП с векторным управлением, представлены результаты исследования чувствительности алгоритма оценивания с эталонной моделью к отклонениям параметров машины.

Приложения состоят из пяти разделов. Первый посвящен расчету параметров схемы замещения и номинальных данных АДКЗР, необходимых для цифрового моделирования. Здесь же приводится численный расчет регуляторов системы векторного управления АДКЗР. Во втором разделе представлен синтез системы векторного управления исследуемого СДПМ. Третий раздел посвящен расчету параметров схемы замещения и номинальных данных АДФР, необхо-

димых для цифрового моделирования. Четвертый раздел содержит структурные математические модели в пакете Matlab-Simulink, используемые для цифрового исследования работоспособности разрабатываемых алгоритмов. В пятом разделе приведены акты об использовании результатов диссертационного исследования в производстве и учебном процессе.

ГЛАВА 1. ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ МАШИНАМИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В УСЛОВИЯХ НЕПОЛНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

1.1 Математическое моделирование машин переменного тока

В данном разделе рассматриваются математические модели трехфазных АД, МДП и СДПМ, которые будут использоваться при решении задач синтеза и цифрового моделирования законов управления электроприводами.

1.1.1 Преобразования координат

При записи в соответствии со вторым законом Кирхгофа уравнений электрического равновесия обмоток m -фазной электрической машины двойного питания ($m \geq 2$), а также при последующих фазных преобразованиях, используем следующие общепринятые допущения [3]:

- активные сопротивления фазных обмоток статора R_s одинаковы;
- геометрические оси фаз синусоидально распределенной обмотки статора разнесены на угол $\frac{2\pi}{mp_n}$, где p_n – число пар полюсов; исключение составляет

случай $m = 2$, когда данный угол равен $\frac{\pi}{2p_n}$;

- беличья клетка машины с короткозамкнутым ротором эквивалентирована m -фазной синусоидально распределенной обмоткой;
- все m -фазных обмоток ротора машины имеют одинаковые активные сопротивления R_r и число пар полюсов p_n , а геометрический угол между их осями равен углу между осями фазных обмоток статора;
- все параметры ротора приведены к обмотке статора;
- эффект вытеснения токов в короткозамкнутом роторе АД пренебрежимо мал, поскольку частота токов ротора в современных частотно-

регулируемых электроприводах ограничена рабочим участком механической характеристики двигателя и незначительно сказывается на величине R_r ;

- магнитная система машины линейна.

В соответствии с принятыми допущениями уравнения электрического равновесия обмоток двигателя (в общем случае с фазным ротором) имеют вид

$$u_{sk} = R_s i_{sk} + \frac{d\Psi_{sk}}{dt}, \quad k = \overline{1, m},$$

$$u_{rk} = R_r i_{rk} + \frac{d\Psi_{rk}}{dt}, \quad k = \overline{1, m},$$

где u_{sk} , i_{sk} , Ψ_{sk} , u_{rk} , i_{rk} , Ψ_{rk} – мгновенные значения напряжений, токов и полных потокосцеплений k -х фазных обмоток статора и ротора машины.

В векторно-матричной форме эти уравнения имеют вид

$$[u_{sk}] = R_s [i_{sk}] + \frac{d[\Psi_{sk}]}{dt}, \quad k = \overline{1, m}, \quad (1.1)$$

$$[u_{rk}] = R_r [i_{rk}] + \frac{d[\Psi_{rk}]}{dt}, \quad k = \overline{1, m}, \quad (1.2)$$

где $[x_{sk}] = \text{colon}(x_{sk})_{k=1}^m$, $[x_{rk}] = \text{colon}(x_{rk})_{k=1}^m$ – m -мерные алгебраические векторы-столбцы мгновенных значений фазных напряжений ($x = u$), токов ($x = i$), и потокосцеплений ($x = \Psi$) обмоток статора и ротора машины соответственно.

Значительное упрощение математического описания процессов электро-механического преобразования энергии достигается путем линейных преобразований исходной системы уравнений, при этом осуществляется замена действительных переменных новыми при условии сохранения адекватности математического описания физическому объекту. В теории электрических машин доказано [5], что любая многофазная электрическая машина при условии равенства полных сопротивлений статора (ротора) путем невырожденного линейного преобразования переменных $[x_{sk}]$, $[x_{rk}]$ может быть представлена эквивалентной двухфазной моделью. Это означает, что электромагнитный момент

двигателя будет определяться только двумя компонентами векторов электромагнитных величин с индексами $k=1,2$.

Существует три основных способа преобразования системы координат векторов [5, 6, 7]:

1) Результирующий вектор является суммой векторов мгновенных значений фазных переменных, и направлены они по направлению соответствующих фаз или в обратную сторону (в зависимости от знака). При этом согласующий коэффициент такого преобразования будет иметь значение $k_c = 1$;

2) Проекция изображающего вектора на каждую из осей трехфазной системы координат равны истинным значениям соответствующих фазных переменных. В этом случае энергетические характеристики двухфазной модели отличаются от энергетических характеристик реальной трехфазной машины в $\frac{2}{3}$ раз, отсю-

да $k_c = \frac{2}{3}$;

3) Преобразование, основанное на инвариантности мощностей, потребляемых из сети трехфазным двигателем и его двухфазной моделью. Тогда согласующий коэффициент будет равен $k_c = \sqrt{\frac{2}{3}}$.

В данной главе для преобразования реальных переменных трехфазной машины к реальным переменным эквивалентной двухфазной машины воспользуемся третьим способом преобразования – преобразованием из условия инвариантности потребляемой электромагнитной и электромеханической мощности. Следовательно, для того чтобы непосредственно из уравнения баланса мощностей преобразованной математической модели машины можно было вывести формулу момента, данные преобразования следует выполнять так, чтобы скалярные произведения любых двух векторных переменных не изменялись. Поставленную задачу можно решить с помощью следующих преобразований:

$$\mathbf{X}_s^{\alpha,\beta} = \mathbf{P}[x_{sk}],$$

$$\mathbf{X}_r^{\alpha,\beta} = \mathbf{P}[x_{rk}].$$

С их помощью при математическом описании переходят от трехфазной машины к эквивалентной двухфазной [8]. Результирующий вектор какой-либо переменной может быть представлен как в трехфазной, так и в двухфазной (декартовой) системе координат, рисунок 1.1.

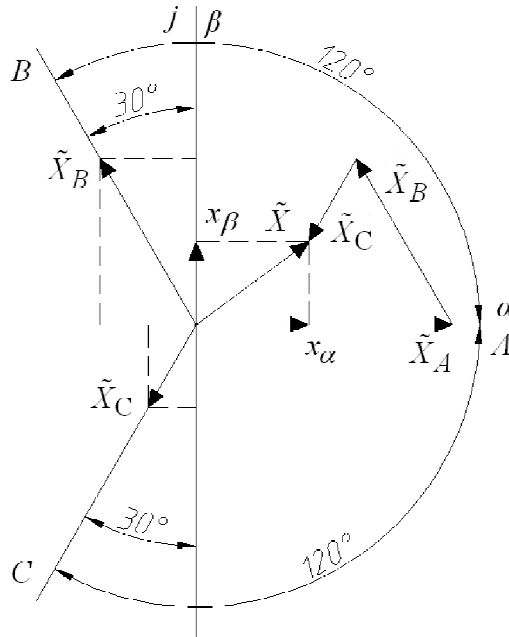


Рисунок 1.1

В трехфазной системе координат

$$\tilde{X} = \tilde{X}_A + \tilde{X}_B + \tilde{X}_C = x_A + x_B e^{j\frac{2\pi}{3}} + x_C e^{j\frac{4\pi}{3}}.$$

В декартовой системе координат

$$\tilde{X} = x_\alpha + jx_\beta.$$

Векторно-матричная форма:

$$\mathbf{X}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}.$$

Проекции вектора в декартовой системе координат связаны с проекциями в трехфазной системе согласно выражениям

$$\begin{cases} x_{\alpha} = k_c \left(x_A - x_B \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) - x_C \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) \right), \\ x_{\beta} = k_c \left(x_B \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) - x_C \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \right). \end{cases}$$

В матричном виде записи

$$\mathbf{X}_{\alpha\beta} = k_c \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} = \mathbf{P}[x_k], \quad (1.3)$$

где $k_c = \sqrt{\frac{2}{3}}$ – коэффициент согласования мощностей, обеспечивающий условие инвариантности мощности;

\mathbf{P} – матрица фазного преобразования:

$$\mathbf{P} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}.$$

Формула обратного перехода

$$[x_k] = \mathbf{P}^{-1} \mathbf{X}_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \mathbf{X}_{\alpha\beta}.$$

В преобразовании (1.3) сохранены все исходные значения мощностных характеристик, а именно:

мгновенная мощность, потребляемая от источника питания цепи статора

$$P_s = [i_{sk}]^T [u_{sk}] = \mathbf{I}_s^T \mathbf{U}_s;$$

мгновенная мощность, потребляемая от источника питания цепи ротора

$$P_r = [i_{rk}]^T [u_{rk}] = \mathbf{I}_r^T \mathbf{U}_r;$$

мощность потерь в меди статора и ротора двигателя

$$\Delta P_s = R_s \| [i_{sk}] \|^2 = R_s \| \mathbf{I}_s \|^2, \quad \Delta P_r = R_r \| [i_{rk}] \|^2 = R_r \| \mathbf{I}_r \|^2,$$

где $\| \cdot \|$ – евклидова норма вектора (корень квадратный из суммы квадратов его элементов);

и полная электромагнитная мощность, одна часть которой «расходуется» на создание магнитного поля, а вторая преобразуется в мощность механического движения (вывод аналитических зависимостей выполнен в подразделе 1.1.2).

Кроме того, при вращении двигателя оси одноименных обмоток фаз статора и ротора смещены в пространстве на электрический угол $\gamma_e = p_n \gamma$, где γ – геометрический угол поворота вала машины относительно его положения, в котором оси одноименных обмоток статора и ротора совпадают. Поэтому для исключения периодичности магнитных связей между обмотками статора и ротора необходимо перейти от физических переменных, определяемых системой координат, жестко связанной со статором (α, β) , к расчетным переменным, соответствующим системе координат $(1, 2)$, вращающейся в пространстве с произвольной угловой скоростью $\omega_k = \frac{d\gamma_k}{dt}$ рисунок 1.2.

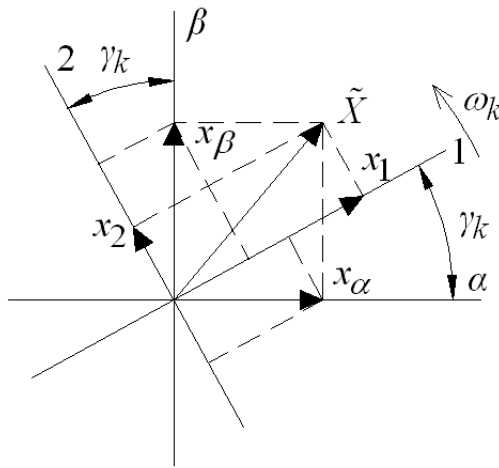


Рисунок 1.2

Формулы перехода от неподвижной системы координат к вращающейся для статорных переменных имеют вид

$$\mathbf{X}_{1,2} = \begin{bmatrix} \cos(\gamma_k) x_\alpha + \sin(\gamma_k) x_\beta \\ -\sin(\gamma_k) x_\alpha + \cos(\gamma_k) x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\gamma_k) & \sin(\gamma_k) \\ -\sin(\gamma_k) & \cos(\gamma_k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{A}(\gamma_k) \mathbf{X}_{\alpha,\beta}.$$

Для роторных переменных:

$$\mathbf{X}_{1,2} = \begin{bmatrix} \cos(\gamma_k - \gamma_e) & \sin(\gamma_k - \gamma_e) \\ -\sin(\gamma_k - \gamma_e) & \cos(\gamma_k - \gamma_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \mathbf{A}(\gamma_k - \gamma_e) \mathbf{X}_{x,y}.$$

Модель машины в новом пространстве переменных получается в результате почленного домножения (1.1) и (1.2) слева на матрицы $\mathbf{A}(\gamma_k)\mathbf{P}$ и $\mathbf{A}(\gamma_k - \gamma_e)\mathbf{P}$ соответственно. Преобразованные уравнения равновесия напряжений принимают вид

$$\mathbf{U}_s = R_s \mathbf{I}_s + \frac{d\mathbf{\Psi}_s}{dt} + \omega_k \mathbf{D} \mathbf{\Psi}_s, \quad (1.4)$$

$$\mathbf{U}_r = R_r \mathbf{I}_r + \frac{d\mathbf{\Psi}_r}{dt} + (\omega_k - \omega_e) \mathbf{D} \mathbf{\Psi}_r, \quad (1.5)$$

где $\omega_e = \frac{d\gamma_e}{dt}$ – электрическая частота вращения ротора, равная произведению геометрической угловой скорости ω на число пар полюсов p_n , то есть $\omega_e = p_n \omega$;

\mathbf{D} – матрица поворота на 90 электрических градусов

$$\mathbf{D} = \mathbf{A}(\Theta) \frac{d\mathbf{A}^T(\Theta)}{d\Theta} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

1.1.2 Баланс мощностей и определение электромагнитного момента

Выведем формулу электромагнитного момента машины двойного питания, используя методику, описанную в [3, 10]. Дополнительно примем следующее допущение:

– пренебрегаем потерями в стали, обусловленными протеканиями вихревых токов (токов Фуко) в магнитопроводе двигателя и его переманчиванием (потерями на гистерезис), ввиду их малого влияния на динамические свойства рассматриваемых в данной работе ЭП.

Для вывода формулы момента уравнения (1.4), (1.5) почленно помножим слева на \mathbf{I}_S^T и \mathbf{I}_r^T соответственно, а затем сложим, тогда получим:

$$\begin{aligned} \mathbf{I}_S^T \mathbf{U}_S + \mathbf{I}_r^T \mathbf{U}_r = R_S \|\mathbf{I}_S\|^2 + R_r \|\mathbf{I}_r\|^2 + \mathbf{I}_S^T \frac{d\Psi_S}{dt} + \mathbf{I}_r^T \frac{d\Psi_r}{dt} + \\ + \omega_k \mathbf{I}_S^T \mathbf{D}\Psi_S + (\omega_k - \omega_e) \mathbf{I}_r^T \mathbf{D}\Psi_r. \end{aligned} \quad (1.6)$$

Равенству (1.6) поставим в соответствие модель баланса мощностей, согласно которой полная мощность, потребляемая по цепям статора и ротора машины, определяется следующим выражением:

$$P_\Sigma = P_S + P_r = \Delta P_S + \Delta P_r + P_{\text{ЭМ}} + P_{\text{Мех}},$$

где мощностям потерь в меди статора ΔP_S и ротора ΔP_r соответствуют два первых слагаемых из правой части (1.6); составляющая электромагнитной мощности $P_{\text{ЭМ}}$, идущая на создание магнитного поля, соответствует третьему и четвертому слагаемым (1.6); а мощность механического движения ротора и жестко связанных с ним маховых масс $P_{\text{Мех}}$, расходуемая на изменение их кинетической энергии и совершение полезной работы по определению момента сопротивления нагрузки, равна двум последним членам правой части (1.6).

Необходимо отметить, что возможность такого выделения механической мощности непосредственно связана с переходом к единой системе координат, в которой все компоненты векторов потокосцеплений не зависят от угла поворота ротора, и в этой связи $P_{\text{ЭМ}}$ не содержит составляющих, создающих электромагнитный момент [3].

В какой бы системе координат, для какой ω_k не производился анализ баланса мощностей, при $\omega \neq 0$ всегда допустимо предположить, что

$$\omega_k = \alpha(\cdot) \omega_e,$$

где $\alpha(\cdot)$ – некоторая действительная функция времени, напряжений, токов и потокосцеплений обмоток двигателя [10].

При этом электромагнитный момент машины выражается в наиболее общей форме как

$$M_e = \frac{P_{\text{мех}}}{\omega} = \frac{\omega_e}{\omega} \left(\alpha \mathbf{I}_S^T \mathbf{D}\Psi_s + (\alpha - 1) \mathbf{I}_r^T \mathbf{D}\Psi_r \right) = p_n \left(\alpha \mathbf{I}_S^T \mathbf{D}\Psi_s + (\alpha - 1) \mathbf{I}_r^T \mathbf{D}\Psi_r \right). \quad (1.7)$$

Так как произведения $\mathbf{I}_S^T \mathbf{D}\Psi_s$ и $\mathbf{I}_r^T \mathbf{D}\Psi_r$ инвариантны к углу поворота вращающейся системы координат, обобщенная формула (1.7) оказывается справедливой при любом значении α , в том числе никак не связанном с частотой вращения ω . Так, например, полагая $\alpha = 1$ (соответствует переходу к вращающейся системе координат, жестко связанной с ротором машины) и $\alpha = 0$ (неподвижная декартова система координат, жестко связанная со статором машины), из (1.9) получаем формулы электромагнитного момента, используемые в большинстве работ по векторному управлению АД, МДП и СДПМ [6,7,11, 12]

$$M_e = c \mathbf{I}_S^T \mathbf{D}\Psi_s, \quad M_e = -c \mathbf{I}_r^T \mathbf{D}\Psi_r,$$

где c – коэффициент, который зависит от способа фазного преобразования системы координат векторов: а) $k_c = 1$, $c = \frac{2}{3} p_n$; б) $k_c = \frac{2}{3}$, $c = \frac{3}{2} p_n$; в) $k_c = \sqrt{\frac{2}{3}}$, $c = p_n$.

1.1.3 Математическая модель АДКЗР как объекта управления

Пренебрежем влиянием нелинейности кривой намагничивания на характер электромагнитных переходных процессов, то есть полагаем коэффициент L_m (главная индуктивность асинхронной машины) постоянным или меняющимся достаточно медленно. Тогда векторы потокосцеплений статора и ротора определяются по формулам [3, 13]:

$$\Psi_s = L_s \mathbf{I}_s + L_m \mathbf{I}_r, \quad (1.8)$$

$$\Psi_r = L_r \mathbf{I}_r + L_m \mathbf{I}_s, \quad (1.9)$$

где L_s , L_r – полные индуктивности обмоток статора и ротора соответственно; L_m – взаимоиндуктивность обмоток статора и ротора.

Для представления математической модели электромагнитных процессов в двигателе в пространстве состояний, образованном компонентами векторов \mathbf{I}_s и Ψ_r , исключим из уравнений (1.8) и (1.9) векторы

$$\mathbf{I}_r = \frac{1}{L_r}(\Psi_r - L_m \mathbf{I}_s),$$

$$\Psi_s = \frac{L_m}{L_r} \Psi_r + L_{\sigma e}^s \mathbf{I}_s,$$

где $L_{\sigma e}^s = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r}$ – эквивалентная индуктивность рассеяния АДКЗР, приведенная к статору.

Для короткозамкнутого асинхронного двигателя $\mathbf{U}_r = \mathbf{0}$ – получим систему уравнений

$$\begin{cases} L_{\sigma e}^s \dot{\mathbf{I}}_s = -R_s \mathbf{I}_s - \frac{L_m}{L_r} \dot{\Psi}_r - \omega_k \mathbf{D} \left(L_{\sigma e}^s \mathbf{I}_s + \frac{L_m}{L_r} \Psi_r \right) + \mathbf{U}_s, \\ \dot{\Psi}_r = \frac{L_m R_r}{L_r} \mathbf{I}_s - (\omega_k - \omega_e) \mathbf{D} \Psi_r - \frac{R_r}{L_r} \Psi_r. \end{cases}$$

Рассмотрим математическую модель двигателя в неподвижной декартовой системе координат (α, β) причем ось α совпадает с осью обмотки A статора, а ось β ортогональна ей и образует с α положительный угол. При использовании системы (α, β) угловая скорость вращающейся системы координат равна нулю ($\omega_k = 0$), и уравнения АДКЗР в векторной форме записи принимают вид

$$\begin{cases} L_{\sigma e}^s \dot{\mathbf{I}}_s = -R_s \mathbf{I}_s - \frac{L_m}{L_r} \dot{\Psi}_r + \mathbf{U}_s, \\ \dot{\Psi}_r = \frac{L_m R_r}{L_r} \mathbf{I}_s + \omega_e \mathbf{D} \Psi_r - \frac{R_r}{L_r} \Psi_r. \end{cases} \quad (1.10)$$

Электромагнитный момент машины

$$M_e = c \frac{L_m}{L_r} \mathbf{I}_s^T \mathbf{D} \Psi_r.$$

Уравнение движения одномассовой системы ЭП

$$M_e = M_c - J \frac{d\omega}{dt},$$

где M_c – приведенный к валу двигателя момент сопротивления;

J – суммарный момент инерции движущихся масс, приведенный к двигателю.

Для формулирования принципов векторного управления математическую модель электромагнитных процессов АДКЗР приводят в плоской декартовой системе координат (d, q) , повернутой относительно неподвижной координатной системы (d, q) на такой угол γ_ψ , чтобы продольная ось d совпадала по направлению с вектором Ψ_r . Поперечная ось q ортогональна оси d и образует с ней положительный угол. При использовании системы (d, q) скорость вращающейся системы координат равна мгновенной скорости вектора потокосцепления ротора $\omega_k = \omega_\psi$, и уравнения АДКЗР в скалярной форме записи принимают вид

$$\left\{ \begin{array}{l} L_{\sigma e}^s \frac{di_{sd}}{dt} = -R_s i_{sd} - \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_r}{dt} + \omega_\psi L_{\sigma e}^s i_{sq} + u_{sd}, \\ L_{\sigma e}^s \frac{di_{sq}}{dt} = -R_s i_{sq} - \omega_\psi \left(L_{\sigma e}^s i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \psi_r \right) + u_{sq}, \\ \frac{d\psi_r}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \psi_r, \\ 0 = \frac{L_m}{T_r} i_{sq} - (\omega_\psi - \omega_e) \psi_r, \\ \frac{d\gamma_\psi}{dt} = \omega_\psi, \\ M_e = c \frac{L_m}{L_r} \psi_r i_{sq}. \end{array} \right. \quad (1.11)$$

где $\psi_r = \|\Psi_r\|$ – евклидова норма (модуль) вектора потокосцеплений ротора;

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$ – постоянная времени цепи ротора АДКЗР.

1.1.4 Математическая модель АСМ

Для получения математической модели АСМ как объекта векторного управления необходимо выбрать пространство состояний, в котором будет осуществляться процесс автоматического управления. Проводя аналогии с наиболее распространенной на сегодня математической моделью системы векторного управления (СВУ) АДКЗР [2], выбираем в качестве первой (векторной) координаты состояния вектор токов ротора \mathbf{I}_r – переменную, находящуюся «на стороне» силовой части ПЧ и легко доступную для непосредственного измерения; в качестве второй координаты выбираем вектор потокосцеплений статора Ψ_s – наиболее «независимую» от управляющих воздействий векторную переменную, находящуюся «далеко» от силовой части ПЧ и, согласно современным тенденциям, «нежелательную» для прямого измерения [14].

С помощью выражений (1.8), (1.9) исключим из моделей статорной и роторной цепей МДП (1.4), (1.5) «лишние» переменные \mathbf{I}_s и Ψ_r :

$$\mathbf{I}_s = \frac{1}{L_s} (\Psi_s - L_m \mathbf{I}_r),$$

$$\Psi_r = k_s \Psi_s + L_{\sigma e}^r \mathbf{I}_r,$$

где $L_{\sigma e}^r = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_s}$ – эквивалентная индуктивность рассеяния машины, приведенная к цепи ротора;

$k_s = \frac{L_m}{L_s}$ – отношение главной индуктивности к индуктивности статора.

Запишем полученную систему уравнений в следующей форме:

$$\begin{cases} L_{\sigma e}^r \dot{\mathbf{I}}_r = -R_r \mathbf{I}_r - k_s \dot{\Psi}_s - (\omega_k - \omega_e) \mathbf{D} (k_s \Psi_s + L_{\sigma e}^r \mathbf{I}_r) + \mathbf{U}_r, \\ \dot{\Psi}_s = \frac{L_m R_s}{L_s} \mathbf{I}_r - \omega_k \mathbf{D} \Psi_s - \frac{R_s}{L_s} \Psi_s + \mathbf{U}_s. \end{cases} \quad (1.12)$$

Система (1.12) должна рассматриваться совместно с формулой момента, которую получим также в координатах состояния \mathbf{I}_r и Ψ_s :

$$\begin{aligned}
M_e &= -c\mathbf{I}_r^T \mathbf{D} \Psi_r = c\mathbf{I}_r^T \mathbf{D}^T \Psi_r = c\Psi_r^T \mathbf{D} \mathbf{I}_r = c(k_s \Psi_s + L_{\sigma e}^r \mathbf{I}_r)^T \mathbf{D} \mathbf{I}_r = \\
&= c(k_s \Psi_s^T \mathbf{D} \mathbf{I}_r + L_{\sigma e}^r \mathbf{I}_r^T \mathbf{D} \mathbf{I}_r) = ck_s \Psi_s^T \mathbf{D} \mathbf{I}_r,
\end{aligned}$$

и уравнением движения привода

$$J \frac{d\omega}{dt} = M_e - M_c,$$

где J – суммарный момент инерции ротора двигателя и жестко связанных с ним маховых масс;

M_c – приведенный к валу двигателя момент сопротивления нагрузки, образует математическую модель управляемой по ротору АСМ, используемая при синтезе законов векторного управления.

Основная задача при построении системы векторного управления АСМ заключается в выборе ориентирующего (опорного) вектора. Самым рациональным способом является ориентация вращающейся системы координат (1, 2) по направлению вектора потокосцеплений статора. Именно такой вариант ориентирования системы координат должен обеспечить автономную линейную зависимость модуля вектора Ψ_s и величины M_e от соответствующих компонент вектора \mathbf{I}_r , чего нельзя сказать о других, имеющих право быть использованными обобщенных системах координат. Указанное выше преимущество позволит в дальнейшем строить СВУ АСМ как двухканальную систему подчиненного регулирования с автономными каналами управления.

Перейдем из неподвижной декартовой системы координат (α, β) во вращающуюся полеориентированную систему координат (d, q) . Для этого подставим $\omega_k = \omega_{\psi(s)}$ в систему уравнений (1.12)

$$\begin{cases}
L_{\sigma e}^r \dot{\mathbf{I}}_r = -R_r \mathbf{I}_r - k_s \dot{\Psi}_s - (\omega_{\psi(s)} - \omega_e) \mathbf{D} (k_s \Psi_s + L_{\sigma e}^r \mathbf{I}_r) + \mathbf{U}_r, \\
\dot{\Psi}_s = \frac{R_s}{L_s} L_m \mathbf{I}_r - \omega_{\psi(s)} \mathbf{D} \Psi_s - \frac{R_s}{L_s} \Psi_s + \mathbf{U}_s,
\end{cases}$$

где $\gamma_{\psi(s)} = \int \omega_{\psi(s)} dt$ – угол поворота вектора потокосцеплений статора.

Окончательно уравнения АСМ в ориентированной по вектору Ψ_s системе координат (d, q) и скалярной форме записи принимают вид [14]

$$\begin{cases} L_{\sigma e}^r \frac{di_{rd}}{dt} = -R_r i_{rd} - k_s \frac{d\psi_s}{dt} + \omega_s L_{\sigma e}^r i_{rq} + u_{rd}, \\ L_{\sigma e}^r \frac{di_{rq}}{dt} = -R_r i_{rq} - \omega_s (k_s \psi_s + L_{\sigma e}^r i_{rd}) + u_{rq}, \\ \frac{d\psi_s}{dt} = \frac{L_m}{T_s} i_{rd} - \frac{1}{T_s} \psi_s + u_{sd}, \\ 0 = \frac{L_m}{T_s} i_{rq} - \omega_{\psi(s)} \psi_s + u_{sq}, \end{cases} \quad (1.13)$$

$$M_e = -ck_s \psi_s i_{rq},$$

где $T_s = \frac{L_s}{R_s}$ – постоянная времени роторной цепи АСМ;

$\psi_s = \|\Psi_s\|$ – евклидова норма (модуль вектора) потокосцеплений статора;

$\omega_s = \omega_{\psi(s)} - \omega_e$ – частота скольжения вращающейся синхронно с полем статора системы координат.

1.1.5 Математическая модель СДПМ

Существенным отличием синхронной машины с постоянными магнитами является отсутствие обмоток на роторе, вместо которых используются постоянные магниты. Конструктивно СДПМ выполняются либо неявнополюсными, в этом случае магнитная проводимость по осям одинакова, либо явнополюсными, в этом случае индуктивность по продольной и поперечной осям различны.

Потокосцепление статора в неподвижной системе координат (α, β) определяется согласно выражению [15]

$$\Psi_s = \begin{bmatrix} \frac{L_d + L_q}{2} + \frac{L_d - L_q}{2} \cos(2\gamma_e) & \frac{L_d - L_q}{2} \sin(2\gamma_e) \\ \frac{L_d - L_q}{2} \sin(2\gamma_e) & \frac{L_d + L_q}{2} - \frac{L_d - L_q}{2} \cos(2\gamma_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} +$$

$$+ \Psi_{\mu} \begin{bmatrix} \cos(\gamma_e) \\ \sin(\gamma_e) \end{bmatrix},$$

где L_d – индуктивность по продольной оси;

L_q – индуктивность по поперечной оси;

Ψ_{μ} – потокосцепление от постоянных магнитов.

Переходя в систему координат (d, q) , вращающуюся по вектору потокосцепления от постоянных магнитов, получим следующую систему уравнений:

$$\mathbf{U}_s = R_s \mathbf{I}_s + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \mathbf{I}_s + \omega_e \mathbf{D} \left(\begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \mathbf{I}_s + \begin{bmatrix} \Psi_{\mu} \\ 0 \end{bmatrix} \right).$$

Уравнение электромагнитного момента

$$M_e = c \mathbf{I}_s^T \mathbf{D} \Psi_s.$$

Окончательно уравнения СДПМ в ориентированной по вектору Ψ_{μ} системе координат (d, q) и скалярной форме записи принимают вид

$$\begin{cases} L_d \frac{di_{sd}}{dt} = -R_s i_{sd} + \omega_e L_q i_{sq} + u_{rd}, \\ L_q \frac{di_{sq}}{dt} = -R_s i_{sq} - \omega_e (L_d i_{sd} + \Psi_{\mu}) + u_{rd}, \end{cases} \quad (1.14)$$

$$M_e = c (\Psi_{\mu} i_{sq} + i_{sq} i_{sd} (L_d - L_q)).$$

1.2 Векторное управление машинами переменного тока на основе идеализированного ПЧ

В настоящее время регулирование частоты вращения машин переменного тока осуществляется, как правило, посредством двухзвенных ПЧ на базе автономных инверторов напряжения с цифровой системой управления, выполненной на цифровых сигнальных процессорах. Для низковольтных машин используются ПЧ с двухуровневым инвертором, состоящие из выпрямителя, звена постоянного тока и трехфазного мостового инвертора напряжения. В высоковольтных ЭП используются многоуровневые инверторы напряжения, чаще все-

го состоящие из нескольких H-мостов, каждый из которых запитан от своего изолированного звена постоянного тока.

Для коммутации в таких преобразователях используются мощные IGBT – транзисторы. Их применение приводит к ряду особенностей с точки зрения управления и ограничения режимов работы инверторов. Прежде всего, это наличие «мертвого времени» – паузы между командой на закрытие находящегося в открытом состоянии транзистора до команды на открытие другого транзистора в стойке. В момент «мертвого времени» напряжение стойки определяется знаком тока, если ток положительный ток выход стойки присоединяется к отрицательному полюсу звена через обратный диод нижнего транзистора. Если ток отрицательный, то выходная клемма присоединяется к положительному полюсу звена через обратный диод верхнего транзистора стойки. При этом выходное напряжение может отличаться от заданного значения. Это обуславливает нелинейность регулировочной характеристики ПЧ в области низких напряжений. Влияние «мертвого времени» пропорционально частоте коммутации и величине «мертвого времени». Частота коммутации определяется, как правило, максимальной выходной частотой ПЧ и требуемым уровнем пульсации тока. Минимальная величина «мертвого времени» определяется параметрами IGBT –транзистора и регламентируется в его технической документации. Для подавления нелинейности регулировочной характеристики необходимо повышать быстродействие контура тока.

Форма фазных токов при моделировании в пакете программ Matlab-Simulink с учетом мертвого времени и без него представлена на рисунке 1.3.

В силу цифровой реализации системы управления имеется дискретизация по времени и по уровню. Современные цифровые сигнальные процессоры в своем составе имеют 16 битные и более высокоразрядные АЦП, что позволяет пренебречь дискретизацией по уровню.

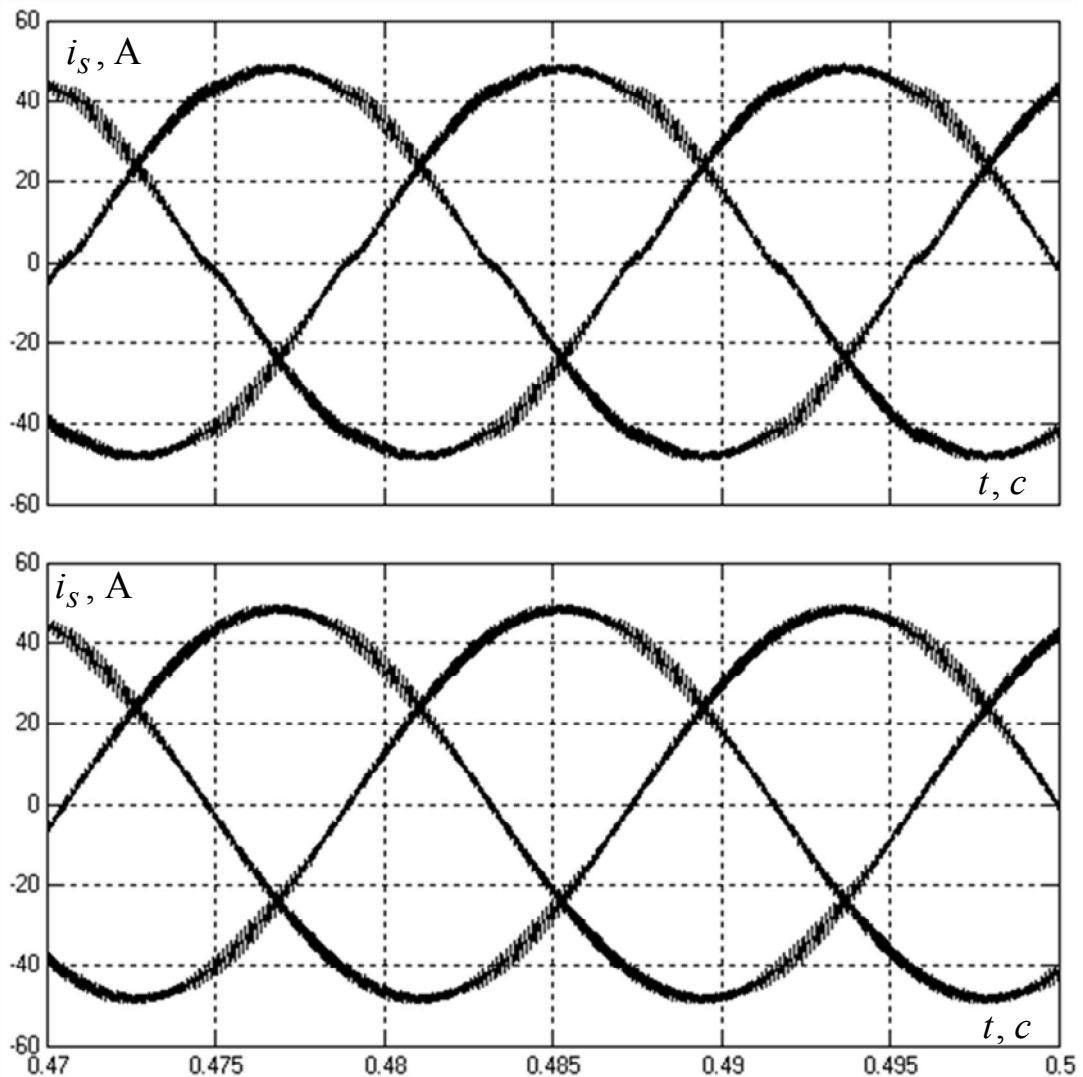


Рисунок 1.3

Работа ШИМ-каналов осуществляется следующим образом. Обновление регистра сравнения (регистр, хранящий значения сигнала сравнения, используя понятия принципов вертикального управления – сигнала задания) происходит два раза за период – при достижении счетного регистра (регистр, в котором хранится значение, накопленное таймером-счетчиком, используя понятия принципов вертикального управления – опорный сигнал). Временная диаграмма работы таймера-счетчика представлена на рисунке 1.4 [16].

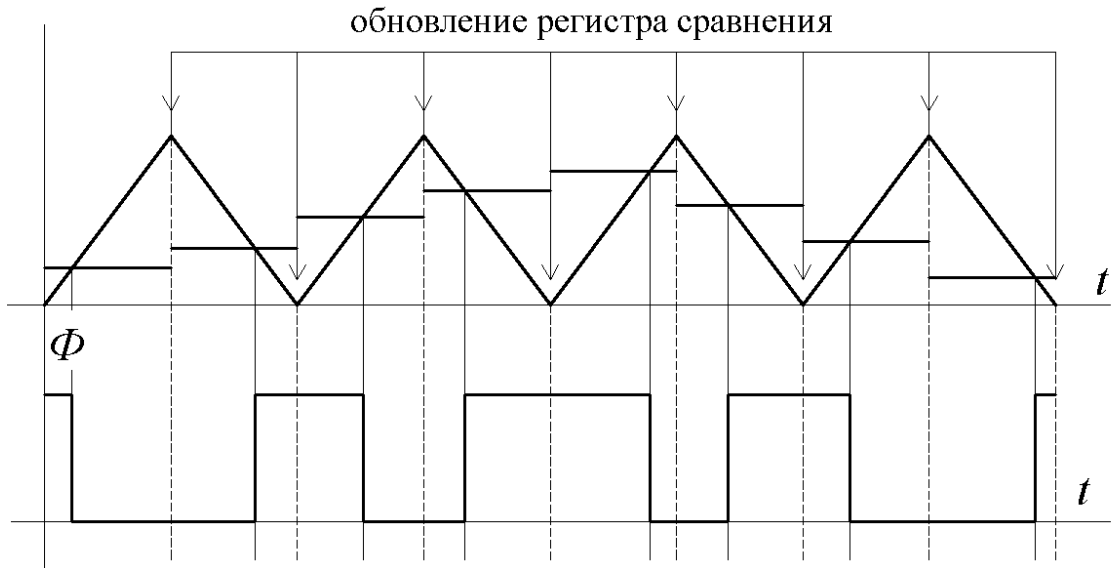


Рисунок 1.4

После формирования задания на компаратор таймер счетчика происходит запуск АЦП. По окончании преобразования начинается расчет новых заданий, естественно, возможности процессора должны обеспечивать окончание расчета до формирования нового задания. Соответствующая временная диаграмма представлена на рисунке 1.5.

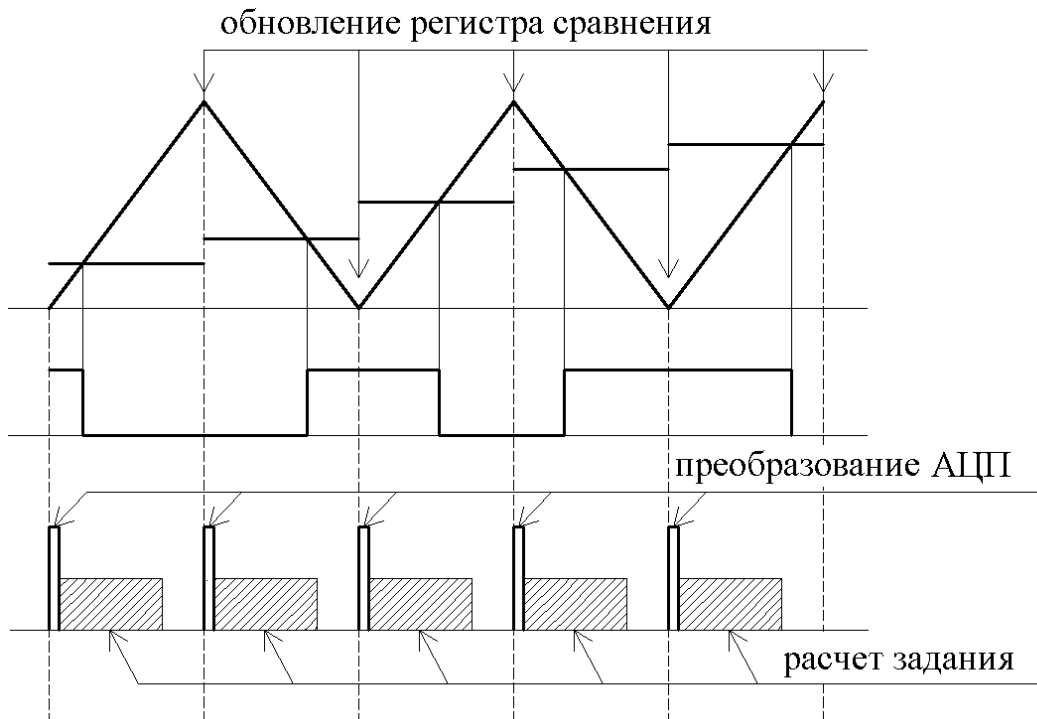


Рисунок 1.5

Таким образом, цифровая реализация системы управления обуславливает дискретизацию по времени и наличие внутренней временной задержки на один такт при формировании новых сигналов заданий на ШИМ.

Однако при синтезе законов и построении систем векторного управления машинами переменного тока часто пренебрегают «неидеальностями» ПЧ как регулируемого источника трехфазных симметричных напряжений. Данное допущение может считаться справедливым, поскольку быстродействие собственно широтно-импульсного преобразователя (ШИП) более чем на порядок превышает быстродействие самого внутреннего контура СВУ (контура регулирования тока). Тогда математическая модель системы регулирования напряжения может быть записана в следующем виде

$$\mathbf{U}_s = k_{\text{ШИП}} \mathbf{U}_s^{\text{ref}}, \quad (1.15)$$

для управляемой по статору асинхронной машины и СДПМ, и

$$\mathbf{U}_r = k_{\text{ШИП}} \mathbf{U}_r^{\text{ref}}, \quad (1.16)$$

для управляемой по ротору асинхронной машины.

В выражениях (1.15), (1.16) приняты следующие обозначения $\mathbf{U}_s^{\text{ref}}$ – сигналы задания компонент вектора напряжения статора; $\mathbf{U}_r^{\text{ref}}$ – сигналы задания компонент вектора напряжения ротора; $k_{\text{ШИП}}$ – коэффициент усиления источника напряжения.

1.2.1 Принцип векторного управления АДКЗР

Поскольку во вращающейся синхронно с магнитным полем машины системе координат все электромагнитные переменные в установившемся режиме постоянны, модель статики легко получить, приравнявая к нулю производные в первых трех уравнениях (1.13) и интегрируя предпоследнее:

$$\begin{cases} R_s i_{sd} - \omega_\psi L_{\sigma e}^s i_{sq} = u_{sd}, \\ R_s i_{sq} + \omega_\psi \left(L_{\sigma e}^s i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \psi_r \right) = u_{sq}, \\ L_m i_{sd} = \psi_r, \\ L_m i_{sq} = \omega_s T_r \psi_r, \\ \gamma_\psi = \gamma_{\psi 0} + \int (\omega_e + \omega_s) dt, \\ M_e = c \frac{L_m}{L_r} \psi_r i_{sq}, \end{cases} \quad (1.17)$$

где $\omega_s = \omega_\psi - \omega_e$ – частота скольжения.

Анализируя последнее уравнение системы (1.17) совместно с третьим уравнением (1.17), делаем вывод, что продольная составляющая вектора токов статора i_{sd} определяет магнитное состояние машины, характеризующееся ψ_r , а поперечный ток i_{sq} , умножаясь на текущее значение потокосцепления, создает электромагнитный момент АД. В этой связи i_{sd} называют намагничивающей составляющей вектора токов статора (намагничивающим током), а i_{sq} – активной, или моментобразующей, составляющей (активным или моментобразующим, током). На основе данного заключения базируется так называемый принцип векторного управления АДКЗР (Field-Oriented Control – FOC [2]), который в интерпретации [3] имеет следующую формулировку.

1. Законы управления частотно-регулируемым электроприводом, построенным на базе АДКЗР, могут быть синтезированы на методической основе, известной из теории ЭП постоянного тока с независимым возбуждением, если управляющие воздействия на регулируемый источник тока или напряжения формировать во вращающейся системе координат, ориентированной по вектору потокосцеплений ротора, а затем преобразовывать их в неподвижную (фазную) систему. При этом АДКЗР должен рассматриваться как двухканальный объект управления.

2. Воздействие на поперечную составляющую вектора токов статора АДКЗР должно использоваться для управления электромагнитным моментом в

канале регулирования координат механического движения электропривода, подобно току якоря в ЭП постоянного тока.

3. Воздействие на продольную составляющую тока статора должно использоваться для управления магнитным состоянием (магнитным потоком) машины с целью обеспечения рациональных режимов электромеханического преобразования энергии, подобно току возбуждения двигателя постоянного тока.

Из первых двух уравнений (1.17) видно, что при питании двигателя от регулируемого источника напряжения поперечная составляющая вектора токов статора должна регулироваться посредством проекции вектора напряжений на ось q . Продольная составляющая тока регулируется проекцией вектора напряжений на ось d .

Согласно принципу векторного управления система регулирования АДКЗР может строиться по принципу подчиненного регулирования координат. Структурная схема бездатчикового векторного ЭП с АДКЗР приведена на рисунке 1.6.

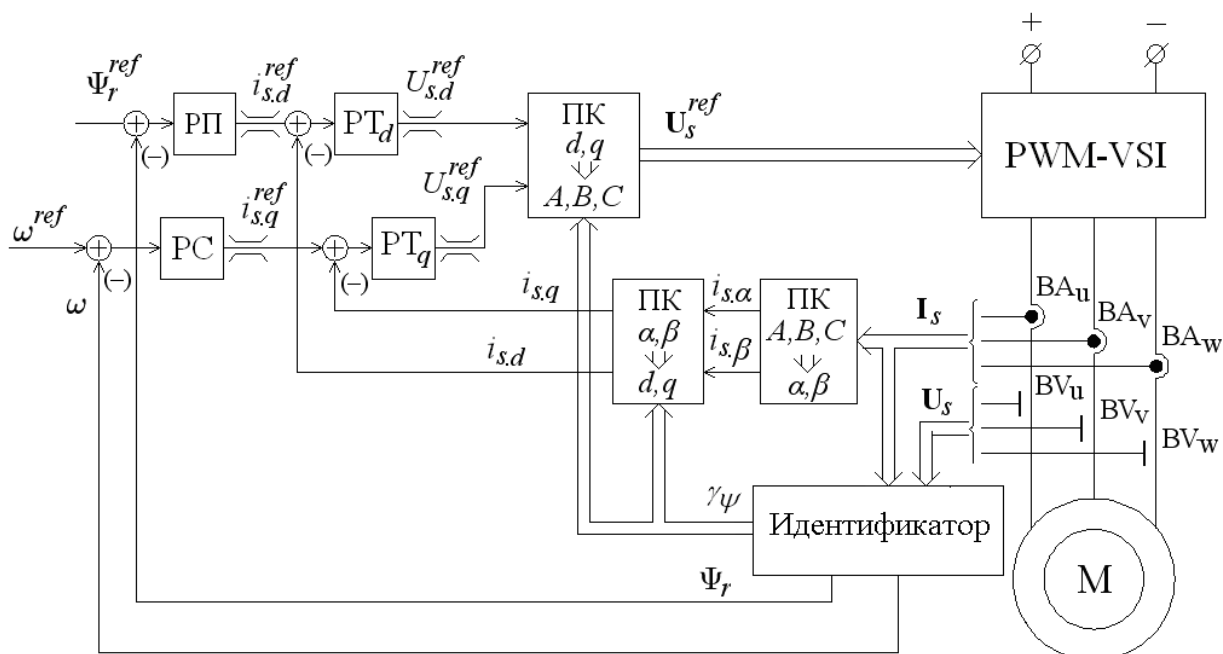


Рисунок 1.6

На рисунке 1.6 приняты следующие обозначения:

М – асинхронный двигатель,

ВА – датчики токов,

PWM-VSI – выходное звено преобразователя частоты, выполненное на автономном инверторе напряжения с широко-импульсной модуляцией,

PT_d, PT_q – регуляторы тока по осям d, q ,

РП – регулятор потокосцепления ротора,

РС – регулятор скорости,

ПК – преобразователи координат, осуществляющие следующие преобразования: преобразование токов статора от трехфазной системы А, В, С к неподвижной декартовой системе координат (α, β) ; преобразование токов статора от осей (α, β) к осям (d, q) с использованием непосредственного полеориентирования; преобразование напряжений от осей (d, q) к осям (α, β) .

Идентификатор предназначается для вычисления всех необходимых для реализации принципа векторного управления величин.

Расчет параметров используемой для цифрового моделирования асинхронной машины с короткозамкнутым ротором и синтез системы векторного управления представлены в Приложении А.

1.2.2 Принцип векторного управления СДПМ

Модель статики СДПМ получим, полагая все производные равными нулю в (1.14):

$$\begin{cases} R_s i_{sd} - \omega_e L_q i_{sq} = u_{rd}, \\ R_s i_{sq} + \omega_e (L_d i_{sd} + \Psi_\mu) = u_{rq}, \\ M_e = c(\Psi_\mu i_{sq} + i_{sq} i_{sd} (L_d - L_q)). \end{cases}$$

На основе этих зависимостей формулируется следующий принцип векторного управления СДПМ.

1. С позиций теории автоматического управления СДПМ является двухканальным объектом управления, характеризующимся наличием перекрестных связей между каналами через ЭДС вращения.

2. Управляющие воздействия на регулируемый источник напряжений статора необходимо формировать во вращающейся системе координат, ориентированной по вектору потокоцеплений от постоянных магнитов, а затем преобразовывать их в неподвижные относительно статора координаты.

3. При этом канал воздействия на поперечную составляющую вектора токов статора i_{sq} следует использовать для управления электромагнитным моментом СДПМ.

4. Путем воздействия на продольную составляющую тока статора i_{sd} для явнополюсных машин возможно изменение магнитного состояния статора и электромагнитного момента двигателя.

Согласно принципу векторного управления система регулирования СДПМ может строиться по принципу подчиненного регулирования координат. Структурная схема бездатчикового векторного ЭП с СДПМ приведена на рисунке 1.7.

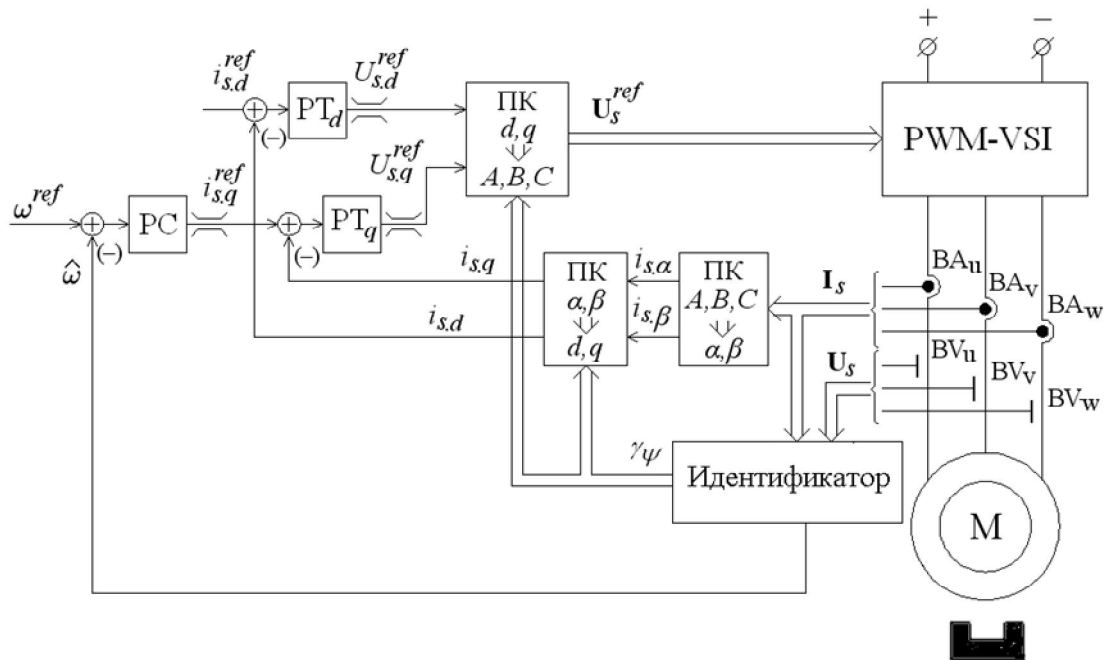


Рисунок 1.7

Параметры используемой для цифрового моделирования СДПМ и синтез системы векторного управления представлены в Приложении Б.

1.2.3 Принцип векторного управления АСМ

Модель статики АСМ получим, полагая все производные равными нулю в (1.13):

$$\left\{ \begin{array}{l} R_r i_{rd} - \omega_s L'_{\sigma e} i_{rq} = u_{rd}, \\ R_r i_{rq} + \omega_s (k_s \psi_s + L'_{\sigma e} i_{rd}) = u_{rq}, \\ T_s \left(\frac{L_m}{T_s} i_{rd} + u_{sd} \right) = \psi_s, \\ L_m i_{rq} = T_s (\omega_{\psi(s)} \psi_s - u_{sq}). \end{array} \right. \quad (1.18)$$

Если пренебречь влиянием активного сопротивления статора, можно сделать вывод о том, что модуль вектора потокосцеплений статора напрямую определяется модулем вектора напряжения и частотой питания статора:

$$\psi_s = \frac{U_s}{\omega_{\psi(s)}}. \quad (1.19)$$

Пренебрежение влиянием активного сопротивления статора здесь обосновано тем, что у машин средней и большой мощности величина активного сопротивления пренебрежимо мала, по сравнению с индуктивным, при питании статора от сети промышленной частоты.

Следует также подчеркнуть, что при управлении АСМ главную взаимную индуктивность машины можно также с достаточной для практики степенью точности считать величиной постоянной, т.к. магнитное состояние АСМ в основном определяется параметрами питающей обмотки статора электрической сети и не изменяется в столь значительных диапазонах, как магнитный поток АДКЗР в двухзонных или энергосберегающих ЭП.

Анализируя выражения (1.18) и (1.19), можно сформулировать следующие принципы двухканального (векторного) управления АСМ с ориентацией управляющих воздействий по направлению результирующего вектора потокосцеплений статора [17].

1. С позиций теории автоматического управления АСМ является двухканальным объектом управления, характеризующимся наличием перекрестных связей между каналами через ЭДС скольжения.

2. Управляющие воздействия на регулируемый источник напряжений ротора необходимо формировать во вращающейся системе координат, ориентированной по вектору потокосцеплений статора, а затем преобразовывать их в неподвижные относительно ротора (фазные) координаты.

3. При этом канал воздействия на поперечную составляющую вектора токов ротора i_{rq} следует использовать для управления электромагнитным моментом АСМ.

4. Магнитное состояние машины, определяемое в основном напряжением статора, может корректироваться в соответствии с требуемым режимом работы ЭП воздействием на продольную составляющую вектора токов ротора i_{rd} .

Величина последнего должна использоваться для формирования оптимальных режимов электромеханического преобразования энергии в АСМ, критерии оптимизации обсуждаются в работах [18, 19].

Из первых двух уравнений (1.18) видно, что при питании двигателя от управляемого источника напряжений поперечная составляющая вектора токов ротора должна регулироваться посредством проекции вектора напряжений на ось q . Продольная составляющая тока регулируется проекцией вектора напряжений на ось d .

На основании вышеизложенного функциональная схема бездатчиковой СВУ АСМ может быть изображена так, как это сделано на рисунке 1.8 (канал энергетической оптимизации на рисунке не показан) [14].

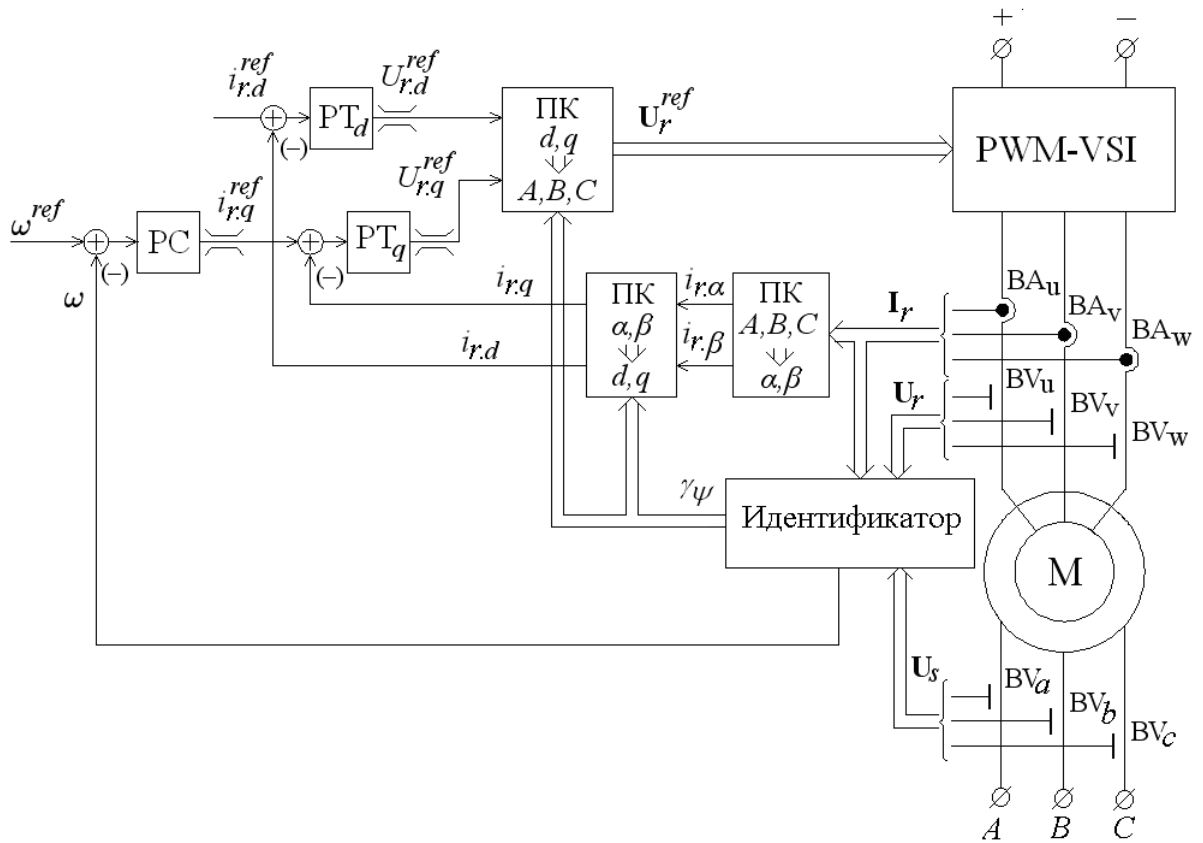


Рисунок 1.8

На рисунке 1.8: PC, PT – регуляторы скорости и токов ротора; ПК – преобразователи координат.

В Приложении В приведен расчет параметров АДФР, используемого в данной работе.

1.2.4 Способы автоматической ориентации вращающейся системы координат и вектора управляющих воздействий по магнитному полю двигателя

При построении систем векторного управления асинхронными ЭП используются два принципиально различных подхода, называемые непосредственным и косвенным ориентированием вектора управляющих воздействий по направлению магнитного поля двигателя (непосредственное и косвенное полеориентирование).

Непосредственное полеориентирование (Direct Field Oriented Control) заключается в следующем. По результатам обработки текущей информации о доступных прямым измерениям переменных (напряжениях, токах, скорости

двигателя) производится оценивание компонент вектора опорного потокосцепления в неподвижной системе координат (α, β) , через которые затем определяются мгновенные значения $\cos \gamma_\psi$ и $\sin \gamma_\psi$, используемые в преобразовании координат вида

$$\begin{bmatrix} u_A^{ref} \\ u_B^{ref} \\ u_C^{ref} \end{bmatrix} = k_c \mathbf{P}^T \mathbf{A}^T(\gamma_\psi) \begin{bmatrix} u_d^{ref} \\ u_q^{ref} \end{bmatrix} = k_c \mathbf{P}^T \begin{bmatrix} \cos \gamma_\psi & -\sin \gamma_\psi \\ \sin \gamma_\psi & \cos \gamma_\psi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d^{ref} \\ u_q^{ref} \end{bmatrix}.$$

Направляющие косинус и синус ориентирующего вектора определяются, например, так:

$$\cos \gamma_\psi = \frac{\psi_\alpha}{\|\Psi\|}, \quad \sin \gamma_\psi = \frac{\psi_\beta}{\|\Psi\|}, \quad \|\Psi\| = \sqrt{\psi_\alpha^2 + \psi_\beta^2}.$$

Структура реализации непосредственным способом ориентации вращающейся системы координат по направлению изображающего вектора магнитного потока изображена на рисунке 1.9.

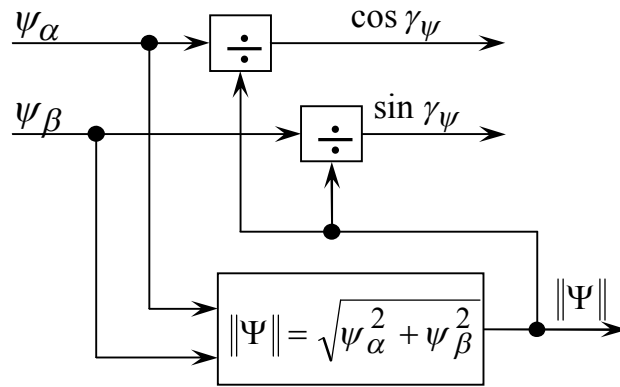


Рисунок 1.9

Косвенное ориентирование по полю (Indirect FOC, Feedforward FOC) производится без обработки информации о мгновенных токах и напряжениях АДКЗР путем вычисления оценки фазы вектора потокосцеплений ротора интегрированием суммы электрической частоты вращения и оценки частоты скольжения или сложением электрического угла поворота ротора с интегралом частоты скольжения

$$\gamma_{\psi} = \int \omega_{\psi} dt = \int (\omega_e + \omega_s) dt = \gamma_e + \int \omega_s dt .$$

Поскольку вектор управляющих воздействий можно формировать как в декартовой, так и в полярной вращающейся системе координат, возможно множество различных структурных решений устройства формирующего сигнала о положении полеориентированной системы координат относительно неподвижной. Зачастую, при косвенном полеориентировании, значения $\cos \gamma_{\psi}$ и $\sin \gamma_{\psi}$ определяются по γ_{ψ} .

Структура реализации косвенным способом ориентации вращающейся системы координат по направлению изображающего вектора магнитного потока изображена на рисунке 1.10.

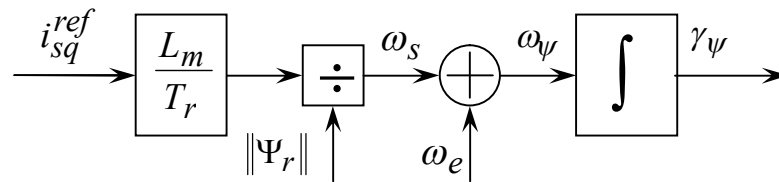


Рисунок 1.10

1.3 Бездатчиковое векторное управление

В данном разделе дается краткое описание доступных как в отечественной, так и зарубежной литературе методов текущей пассивной идентификации неизмеряемых координат и параметров, необходимых для построения систем векторного управления машинами переменного тока. Также производится анализ преимуществ и недостатков этих алгоритмов.

1.3.1 Методы оперативного оценивания координат состояния

Для алгоритма непосредственного полеориентирования необходима информация о направлении опорного вектора потокосцеплений. Использование датчиков Холла и измерительных обмоток ЭДС требует модернизации элек-

трической машины и связано с рядом известных трудностей. Также для построения замкнутой системы регулирования частоты вращения ротора машин переменного тока необходима информация о ее текущей величине. В «датчиковом» варианте ЭП предполагается наличия датчика частоты вращения. Однако при создании новых систем ЭП перед разработчиками все чаще ставится условие отсутствия датчика частоты вращения, что диктуется соображениями повышения надежности, уменьшения стоимости и простоты обслуживания ЭП. При модернизации существующего оборудования установка датчика частоты вращения часто попросту невозможна в силу отсутствия свободного места в действующем оборудовании. В этом случае возникает необходимость построения алгоритмов бездатчикового векторного управления. Данные алгоритмы должны функционировать, используя информацию о доступных прямому измерению координатах ЭП и управляющих воздействиях – токам и напряжениям.

На сегодняшний день имеется большое количество различных алгоритмов оценивания координат АД [4]. Их можно разделить на пассивные и активные алгоритмы. Активные алгоритмы предполагают использование каких-либо дополнительных тестовых воздействий (например, высокочастотного напряжения), которые вызывают дополнительные потери энергии в преобразователе частоты и двигателе, уменьшают перегрузочную способность привода и неизбежно влияют на ход технологического процесса. Алгоритмы пассивного оценивания предполагают использование только «рабочих» сигналов токов и напряжений на выходе инвертора. Пассивные алгоритмы в свою очередь делятся на неадаптивные и адаптивные.

К неадаптивным относятся алгоритмы, использующие статорную либо роторную модели электромагнитных процессов асинхронного двигателя. К ним также относятся системы, построенные с использованием нейронных сетей и вычислители, использующие гармонический анализ рабочих сигналов с целью выделения помех, содержащих информацию о частоте вращения ротора. Данные системы не имеют точного математического обоснования и их массовое применение на данный момент затруднительно. Дадим их краткий обзор.

Нейронные сети и генетические алгоритмы [20, 21] – характеризуются сложностью и неуниверсальностью при переходе ЭП из одного режима в другой, требуют большое время для «обучения» системы. Отсутствуют рекомендации по выбору количества нейронов и активационной функции для применения к существенно нелинейным объектам, какими являются любые электрические машины переменного тока.

Алгоритмы, основанные на аппарате нечеткой логики [22, 23, 24 и др.] – отсутствует аналитическое обоснование применимости. При синтезе законов управления большую роль играет интуитивность и метод подбора.

Алгоритмы с инъекцией различных тестовых воздействий и работой на «паразитных» эффектах электрической машины [25, 26, 27 и др.] – для работы алгоритмов этого типа в основной спектр напряжения или тока вводятся специальные тестовые воздействия. Эти воздействия носят высокочастотный характер, например, с частотой 6-ой и более высоких гармоник. В дальнейшем алгоритм анализирует реакцию электрической машины на эти тестовые сигналы. Инъекция тестовых сигналов приводит к дополнительным потерям в силовых элементах преобразователя и электрической машине, что естественно понижает КПД всей системы и увеличивает установочную мощность ПЧ.

1.3.2 Адаптивное управление в бездатчиковых СВУ с оцениванием координат по основным рабочим гармоникам электрических величин

Адаптивные системы используют две модели – эталонную и настраиваемую. Оценки координат состояния получаются с выхода эталонной модели, а для получения оценок параметров используется тот или иной алгоритм адаптации, например, сводящий к нулю векторное произведение оценок векторов потокосцеплений, полученных из эталонной и настраиваемой модели. Для получения таких алгоритмов используется метод функций Ляпунова. Эти алгоритмы отличаются друг от друга используемыми моделями и законами адаптации. Например, адаптивные модели с задающей моделью (АСЗМ) в качестве эталонной

модели используют модель статора, а в качестве настраиваемой – модель цепи ротора. Главным недостатком алгоритмов типа АСЗМ является наличие в их структуре идеальных звеньев интегрирования или дифференцирования. Алгоритмы вычисления на основе наблюдателя полного порядка в качестве настраиваемой модели используют наблюдатель, а эталонной моделью является сама электрическая машина.

Как известно, главным недостатком алгоритмов текущего оценивания частоты вращения ротора и опорного вектора магнитного потока, построенных по моделям электромагнитных процессов асинхронной машины, является высокая чувствительность к неточности определения параметров входящих в математическую модель наблюдателя.

К примеру, ошибка в определении величины активных сопротивлений приводит к колебаниям координат ЭП «внизу» диапазона регулирования скорости (скольжения для АСМ); ошибка в определении эквивалентной индуктивности рассеяния также приводит к колебаниям координат ЭП, но уже «вверху» диапазона регулирования скорости (скольжения); отклонение постоянной времени ротора (статора) проявляется в возникновении статической ошибки вычисления скорости [28].

Наблюдатели полного порядка (НПП) используют полную модель электромагнитных процессов электрической машины. Что позволяет оценивать большее число параметров машины. Кроме того в структуре НПП все интеграторы охвачены «естественными» отрицательными обратными связями и не нуждаются в коррекции. Впервые алгоритм данного типа был опубликован в совместных работах японских исследователей *Н. Kubota* и *К. Matsuse* [29, 30] и в настоящее время активно ими развивается. Однако результаты исследования предложенного алгоритма методом цифрового моделирования показали его недостатки – неустойчивость алгоритма адаптации при низких частотах вращения и в генераторных режимах.

Таким образом, для реализации алгоритмов вычисления координат состояния и параметров машин переменного тока автором предлагается исполь-

зовать адаптивные системы текущей пассивной идентификации, использующие в своей структуре наблюдатель полного порядка, исключив его недостатки.

1.4 Выводы

1. В первой главе диссертации приведено математическое описание асинхронной машины двойного питания как объекта управления в частотно-регулируемом электроприводе. На его основе составлены математические модели АДКЗР, управляемой по ротору АСМ и СДПМ.

2. На общей методической основе сформулированы принципы векторного управления АДКЗР в координатах ток статора – потокосцепление ротора, АСМ – в координатах ток ротора – потокосцепление статора, а также СДПМ. Определены управляющие воздействия и соответствующие им регулируемые координаты, описаны способы ориентирования вектора управляющих воздействий по направлению магнитного поля двигателя.

3. На примере ЭП с АДКЗР сделан обзор методов вычисления неизмеряемых координат состояния в бездатчиковых системах регулирования скорости. В качестве технически рационального для общепромышленных ЭП выбрана структура алгоритма адаптивного НПП.

ГЛАВА 2. СИНТЕЗ И ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМА ВЫЧИСЛЕНИЯ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ И ОПОРНОГО ВЕКТОРА ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЙ АДКЗР, МАЛОЧУВСТВИТЕЛЬНОГО К ДРЕЙФУ АКТИВНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ СТАТОРА

2.1 Обзор адаптивных алгоритмов вычисления координат АДКЗР

На сегодняшний день наиболее распространенными как в теоретических, так и в инженерных приложениях системами пассивного оценивания частоты вращения ротора АД [31] являются алгоритмы типа MRAS – Model Reference Adaptive System (адаптивная система с задающей или эталонной моделью – АСЗМ), AFOO – Adaptive Full Order Observer (адаптивный наблюдатель полного порядка – АНПП), EKF – Extended Kalman Filter (расширенный фильтр Калмана). Выходными сигналами всех этих алгоритмов являются оценки вектора потокосцеплений и электрической частоты вращения ротора асинхронной машины.

2.1.1 Алгоритмы типа АСЗМ

Идентификаторы типа АСЗМ (MRAS) впервые предложенные *Colin Schauder* содержат в своей структуре две различные модели, которые вычисляют две оценки одной и той же (в общем случае – векторной) переменной состояния, например вектора потокосцеплений ротора. Одна модель, не содержащая неопределённого параметра, является задающей, и вычисленная с её помощью переменная считается эталоном. Другая модель, зависящая от неопределённого параметра, является настраиваемой, причем её адаптация осуществляется путём изменения оценки неопределённой переменной, подлежащей вычислению.

Рассмотрим процедуру синтеза алгоритма MRAS, сводящего к нулю векторное произведение потокосцеплений ротора, полученных из уравнений моде-

ли цепи статора АД, которая принимается эталонной, и модели цепи ротора АД, которая является настраиваемой. Структурная схема алгоритма представлена на рисунке 2.1 [28].

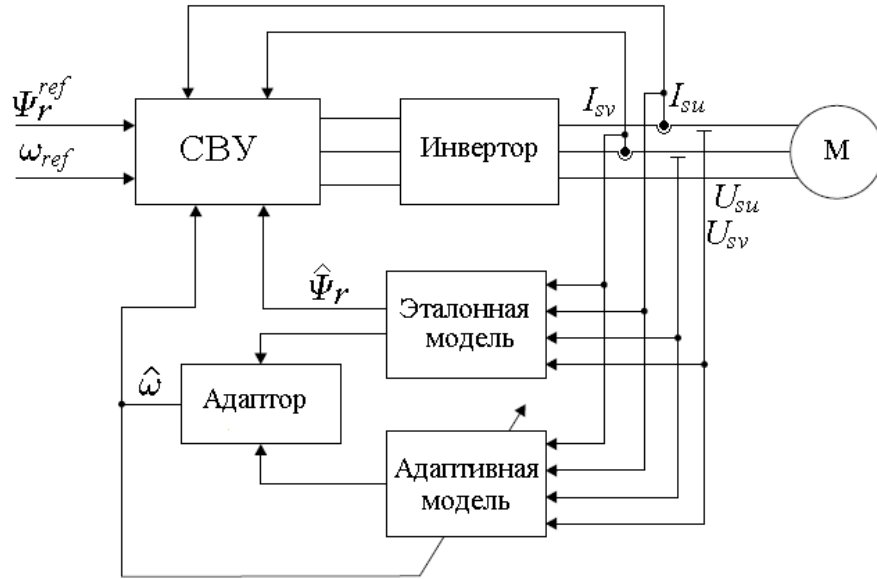


Рисунок 2.1

Для построения идентификатора частоты вращения ротора на основе метода АСЗМ, используется математическая модель АДКЗР в координатах состояния в неподвижной декартовой системе координат α, β , жестко связанной со статором, имеющая вид

$$\begin{cases} L_{\sigma e}^s \dot{\mathbf{I}}_s = -R_s \mathbf{I}_s - \frac{L_m}{L_r} \dot{\Psi}_r + \mathbf{U}_s, \\ \dot{\Psi}_r = \frac{L_m}{T_r} \mathbf{I}_s + \omega_e \mathbf{D} \Psi_r - \frac{1}{T_r} \Psi_r. \end{cases}$$

Так как модель цепи статора содержит только одну неизвестную величину – вектор потокосцеплений ротора, ее можно использовать для его нахождения:

$$\dot{\Psi}_r = \frac{L_r}{L_m} \left(-L_{\sigma e}^s \mathbf{I}_s + \int (\mathbf{U}_s - R_s \mathbf{I}_s) dt \right).$$

Полагая, что имеется точная информация о параметрах двигателя, модель цепи статора принимается в качестве эталонной модели:

$$\dot{\hat{\Psi}}_r^{\text{этал}} = \dot{\Psi}_r = \frac{L_r}{L_m} \left(-L_{\sigma e}^s \mathbf{I}_s + \int (\mathbf{U}_s - R_s \mathbf{I}_s) dt \right).$$

Структурная схема модели цепи статора представлена на рисунке 2.2.

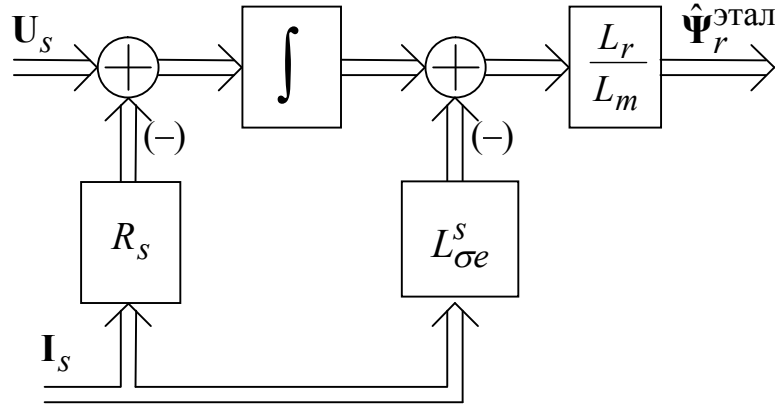


Рисунок 2.2

Модель цепи ротора содержит настраиваемый параметр – электрическую частоту вращения вала машины и является настраиваемой. Рассмотрим совместно математическую модель цепи ротора АДКЗР и настраиваемую модель:

$$\begin{cases} \dot{\Psi}_r = \dot{\Psi}_r^{\text{этал}} = \frac{L_m}{T_r} \mathbf{I}_s + \omega_e \mathbf{D} \Psi_r - \frac{1}{T_r} \Psi_r, \\ \dot{\hat{\Psi}}_r^{\text{H}} = \frac{L_m}{T_r} \mathbf{I}_s + \hat{\omega}_e \mathbf{D} \Psi_r - \frac{1}{T_r} \hat{\Psi}_r^{\text{H}}. \end{cases}$$

Вычитая из уравнений объекта наблюдения (модели цепи ротора АДКЗР) уравнения настраиваемой модели получим уравнения в отклонениях:

$$\dot{\boldsymbol{\varepsilon}}_{\Psi} = \omega_e \mathbf{D} \boldsymbol{\varepsilon}_{\Psi} + \delta \mathbf{D} \hat{\Psi}_r^{\text{H}} - \frac{1}{T_r} \boldsymbol{\varepsilon}_{\Psi}, \quad (2.1)$$

где $\boldsymbol{\varepsilon}_{\Psi} = \hat{\Psi}_r^{\text{H}} - \Psi_r = \hat{\Psi}_r^{\text{H}} - \hat{\Psi}_r^{\text{этал}}$ – ошибка наблюдения потокосцепления ротора;

$\delta = \hat{\omega}_e - \omega_e$ – отклонение оценки скорости (настраиваемый параметр).

Так как адаптивные системы являются нелинейными, для синтеза алгоритмов идентификации применяется прямой метод Ляпунова [32, 33].

Зададимся следующей функцией Ляпунова:

$$V = \boldsymbol{\varepsilon}_{\psi}^T \boldsymbol{\varepsilon}_{\psi} + \frac{\delta^2}{\lambda},$$

где λ – некоторая положительная константа.

Производная функции Ляпунова

$$\dot{V} = \dot{\boldsymbol{\varepsilon}}_{\psi}^T \boldsymbol{\varepsilon}_{\psi} + \boldsymbol{\varepsilon}_{\psi}^T \dot{\boldsymbol{\varepsilon}}_{\psi} + \frac{2\delta\dot{\delta}}{\lambda}$$

в силу уравнений объекта наблюдения (2.1) имеет вид

$$\dot{V} = -\frac{2}{T_r} \boldsymbol{\varepsilon}_{\psi}^T \boldsymbol{\varepsilon}_{\psi} + 2\delta \boldsymbol{\varepsilon}_{\psi}^T \mathbf{D} \hat{\boldsymbol{\Psi}}_r^H + \frac{2\delta\dot{\delta}}{\lambda}.$$

Согласно теореме Ляпунова для устойчивости алгоритма оценивания достаточно обеспечить положительную определенность функции Ляпунова и отрицательную определенность ее производной.

Первое требование обеспечено выбором функции Ляпунова:

$$V = \boldsymbol{\varepsilon}_{\psi}^T \boldsymbol{\varepsilon}_{\psi} + \frac{\delta^2}{\lambda} = \|\boldsymbol{\varepsilon}_{\psi}\|^2 + \frac{\delta^2}{\lambda} \geq 0.$$

Для обеспечения отрицательной определенности ее производной достаточно обнулить два ее последних слагаемых:

$$2\delta \boldsymbol{\varepsilon}_{\psi}^T \mathbf{D} \hat{\boldsymbol{\Psi}}_r^H + \frac{2\delta\dot{\delta}}{\lambda} = 0.$$

Следовательно, алгоритм адаптации принимает вид:

$$\dot{\delta} = -\lambda \boldsymbol{\varepsilon}_{\psi}^T \mathbf{D} \hat{\boldsymbol{\Psi}}_r^H = -\lambda (\hat{\boldsymbol{\Psi}}_r^H - \hat{\boldsymbol{\Psi}}_r^{\text{этал}})^T \mathbf{D} \hat{\boldsymbol{\Psi}}_r^H = \lambda \hat{\boldsymbol{\Psi}}_r^{\text{этал}} \times \hat{\boldsymbol{\Psi}}_r^H. \quad (2.2)$$

При этом производная функции Ляпунова будет отрицательно определенной функцией

$$\dot{V} = -\frac{2}{T_r} \boldsymbol{\varepsilon}_{\psi}^T \boldsymbol{\varepsilon}_{\psi} = -\frac{2}{T_r} \|\boldsymbol{\varepsilon}_{\psi}\|^2 \leq 0.$$

С целью повышения гибкости в выборе показателей качества процессов дополним (2.2) пропорциональной составляющей и получим закон оценивания электрической частоты вращения ротора вида

$$\hat{\omega}_e = k_{\Pi} \hat{\boldsymbol{\Psi}}_r^{\text{этал}} \times \hat{\boldsymbol{\Psi}}_r^H + k_{\text{И}} \int \hat{\boldsymbol{\Psi}}_r^{\text{этал}} \times \hat{\boldsymbol{\Psi}}_r^H dt.$$

Известно, что прямой метод Ляпунова позволяет получить структуру закона адаптации, однако не позволяет найти численные значения коэффициентов регулятора – адаптора. Для их определения предлагается следующий подход.

Рассмотрим векторное произведение векторов

$$\hat{\Psi}_r^{\text{этал}} \times \hat{\Psi}_r^{\text{н}} = \|\hat{\Psi}_r^{\text{этал}}\| \|\hat{\Psi}_r^{\text{н}}\| \sin \gamma_\psi,$$

где $\|\hat{\Psi}_r^{\text{этал}}\|$ – модуль оценки вектора потокосцепления ротора, полученный по эталонной модели;

$\|\hat{\Psi}_r^{\text{н}}\|$ – модуль оценки вектора потокосцепления ротора, полученный по настраиваемой модели;

$\gamma_\psi = \theta_\psi^{\text{этал}} - \theta_\psi^{\text{н}} = \theta_\psi^{\text{этал}} - \int (\hat{\omega}_e + \hat{\omega}_s) dt$ – разница углов между векторами потокосцеплений.

Полагая, что $\|\hat{\Psi}_r^{\text{этал}}\| \approx \|\hat{\Psi}_r^{\text{н}}\| \approx \psi_{r\text{НОМ}}$ и что γ_ψ – малый угол, получим структурную схему, представленную на рисунке 2.3.

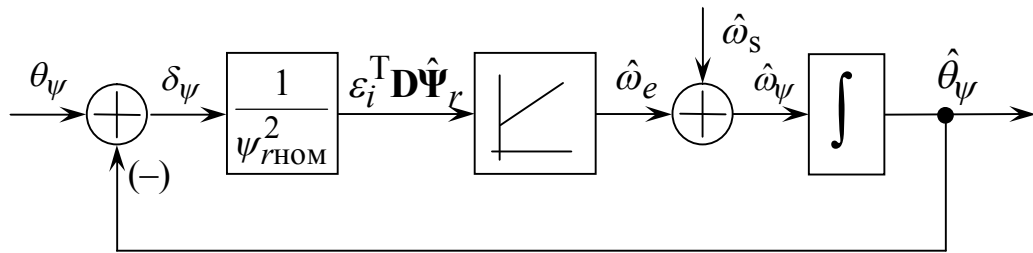


Рисунок 2.3

Настраивая замкнутый контур как звено второго порядка с собственной частотой $\Omega_{\text{АСЗМ}}$ и коэффициентом формы $A_{\text{АСЗМ}}$, получим выражения для коэффициентов регулятора:

$$k_{\text{и}} = \Omega_{\text{АСЗМ}}^2 \frac{1}{\psi_{r\text{НОМ}}^2}, \quad k_{\text{п}} = A_{\text{АСЗМ}} \Omega_{\text{АСЗМ}} \frac{1}{\psi_{r\text{НОМ}}^2}.$$

Известно, что модель цепи статора является нейтрально устойчивой, так как имеющиеся в ее структуре два интегратора, не охваченные обратной свя-

зью, обуславливают нулевой корень характеристического уравнения кратности два. Для того чтобы сделать идентификатор устойчивым асимптотически, необходимо стабилизировать модель цепи статора (МЦС).

Стабилизацию МЦС осуществим охватом интегратора отрицательной обратной связью и введением в нее ПИ-регулятора [31], который обеспечит нечувствительность идентификатора к смещениям нулей сигналов с датчиков тока и напряжения. Соответствующая структурная схема представлена на рисунке 2.4.

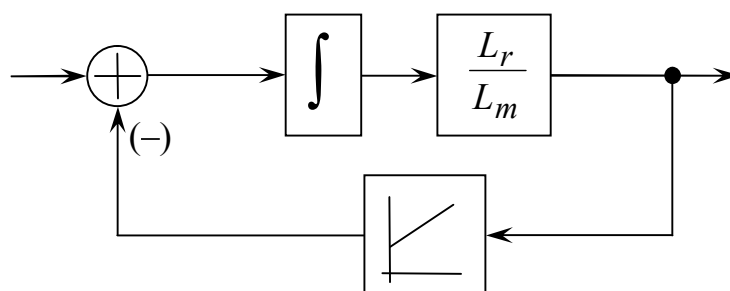


Рисунок 2.4

Передаточная функция контура после стабилизации имеет вид

$$W(p) = \frac{\frac{L_r}{L_m} p}{p^2 + A_{\text{СМЦС}} \Omega_{\text{СМЦС}} p + \Omega_{\text{СМЦС}}^2}.$$

Настраивая знаменатель передаточной функции замкнутого контура на характеристический полином второго порядка с собственной частотой $\Omega_{\text{СМЦС}}$ и коэффициентом формы $A_{\text{СМЦС}}$, получим выражения для коэффициентов регулятора:

$$k_{\text{И}} = \Omega_{\text{СМЦС}}^2 \frac{L_m}{L_r}, \quad k_{\text{П}} = A_{\text{СМЦС}} \Omega_{\text{СМЦС}} \frac{L_m}{L_r}.$$

ЛАЧХ замкнутого контура стабилизации модели цепи статора представлена на рисунке 2.5.

Однако наличие в ЛАЧХ замкнутого контура участка с наклоном +20дБ/дек ограничивает диапазон регулирования скорости. Поэтому собственная частота контура стабилизации должна выбираться из условия:

$$\Omega_{\text{СМЦС}} < \frac{\Omega_{\psi\text{min}}}{6..10}.$$

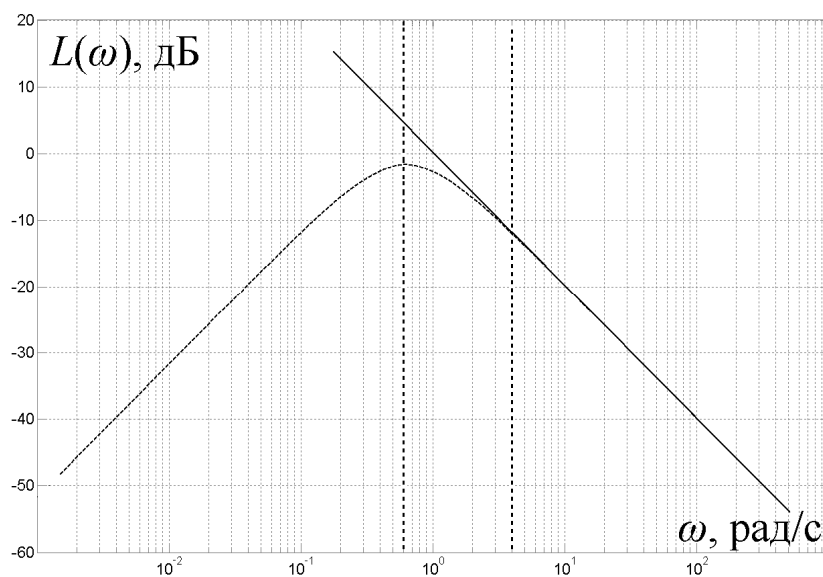


Рисунок 2.5

Таким образом, наличие открытых интеграторов в модели цепи статора вызывает необходимость их охвата обратной связью, что приводит к ограничению диапазона регулирования.

Структурная схема синтезированного алгоритма оценивания опорного вектора потокосцеплений ротора и электрической частоты вращения ротора, основанного на АСЗМ, представлена на рисунке 2.6.

Цифровое моделирование вычислителя типа АСЗМ проводилось в пакете программ MATLAB/Simulink в составе системы векторного управления двигателем 4A225M4У3. Модели алгоритма представлены в Приложении Г.

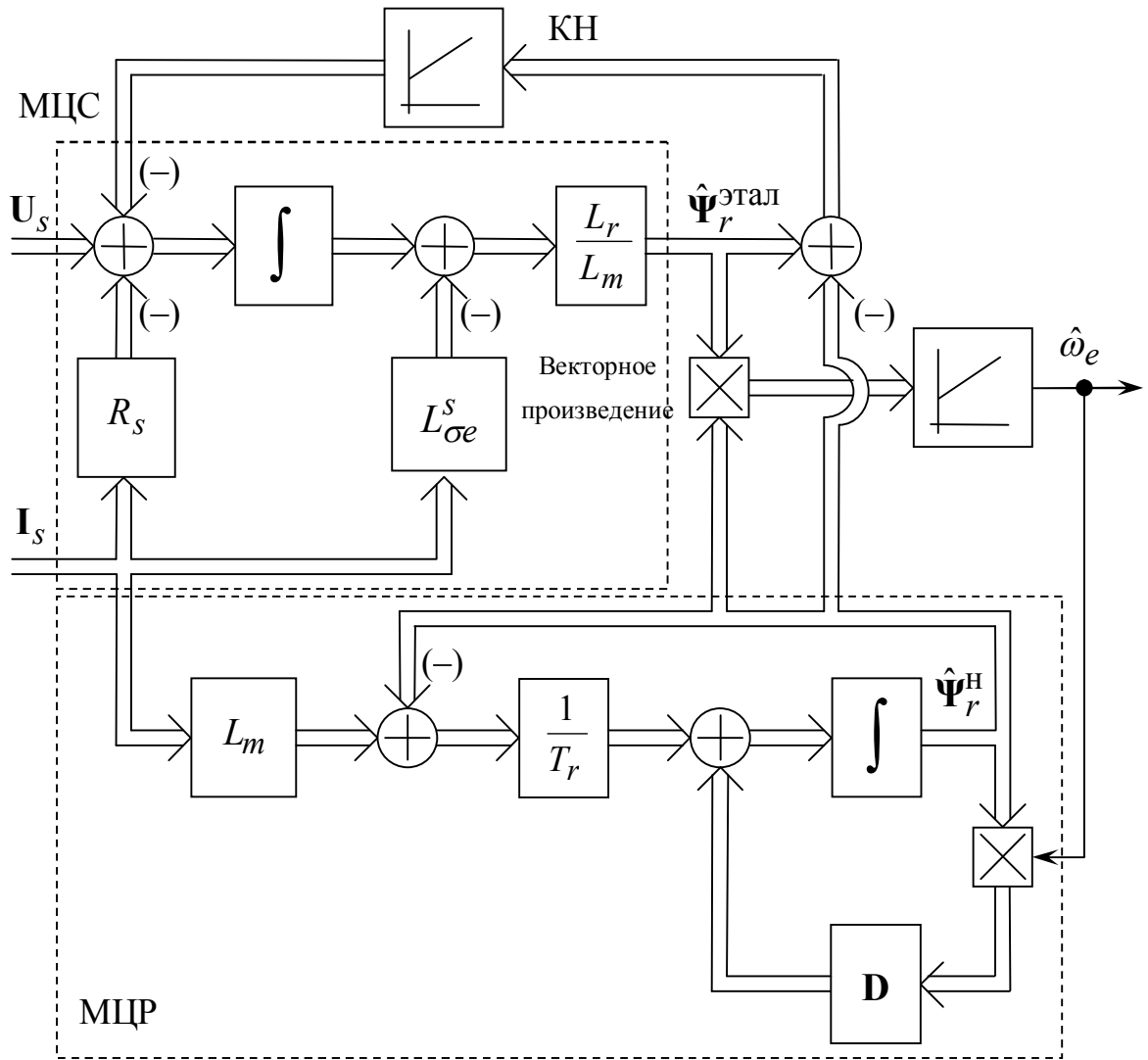


Рисунок 2.6

На рисунке 2.7 представлены графики переходных процессов в системе векторного управления с вычислителем АСЗМ по механической частоте вращения ротора, заданию на токи в системе координат (d, q) , заданиям фазных токов и напряжений при работе в двигательном режиме. Электропривод отрабатывает следующие режимы – намагничивание двигателя, разгон без нагрузки на частоту $3\omega_{ном}/4$, наброс номинальной нагрузки, сброс нагрузки.

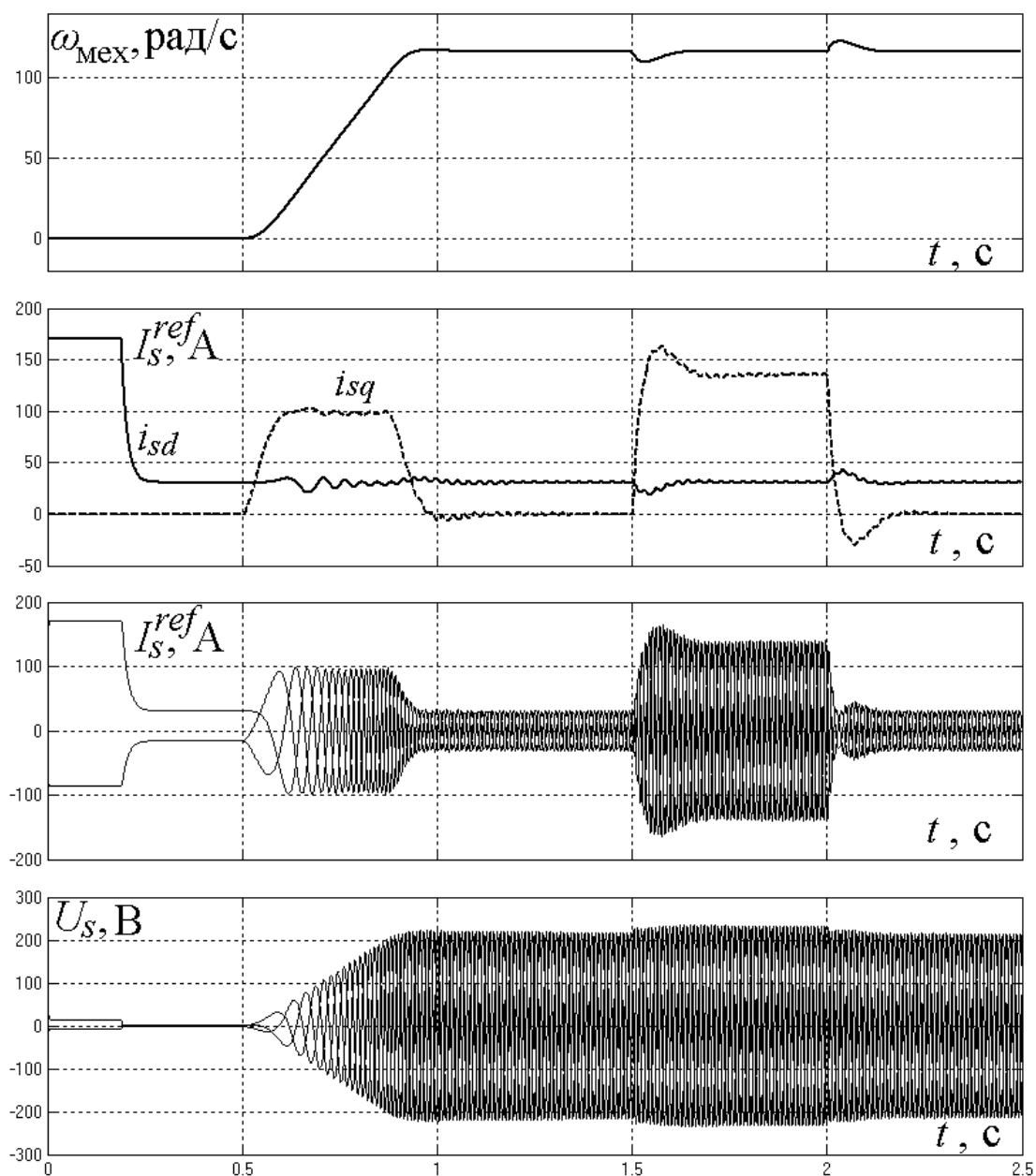


Рисунок 2.7

Известно, что адаптивные алгоритмы (в том числе и MRAS) чувствительны к отклонениям параметров АДКЗР, которыми оперирует вычислитель от их реальных величин. Эти отклонения могут быть связаны как с ошибочной информацией о параметрах, полученной на этапе предварительной их идентификации, так и их дрейфом в процессе работы электропривода, в частности изменением активных сопротивлений статора и ротора в результате нагрева машины. Ошибочная информация о параметрах машины приводит к возникновению ошибок оценивания и может стать причиной неустойчивости СВУ.

Переходный процесс по электрической частоте вращения ротора и ее оценке внизу диапазона регулирования в двигательном режиме под номинальной нагрузкой на частоте $\omega_{\text{НОМ}}/20$ при ступенчатом отклонении сопротивления статора на 20% представлен на рисунке 2.8.

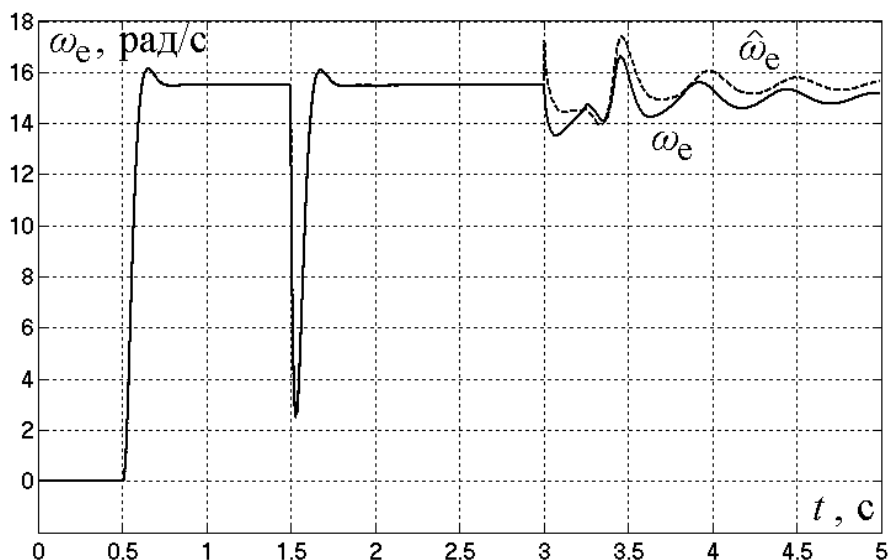


Рисунок 2.8

Аналогичные переходные процессы при работе электропривода в генераторном режиме представлены на рисунке 2.9.

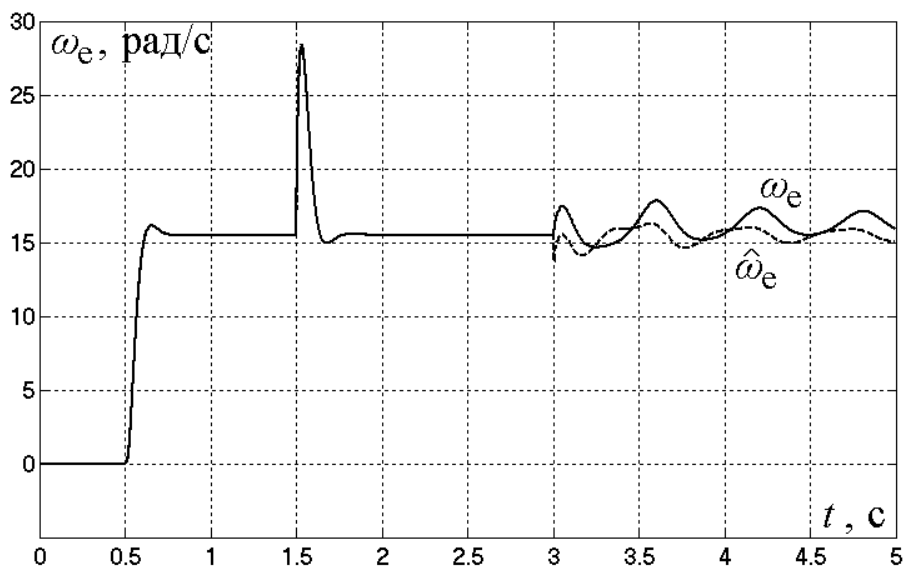


Рисунок 2.9

«Развал» алгоритма оценивания и всей СВУ внизу диапазона на частоте $\omega_{\text{НОМ}}/50$ под номинальной нагрузкой при отклонении активного сопротивления статора на 30% показан на рисунке 2.10.

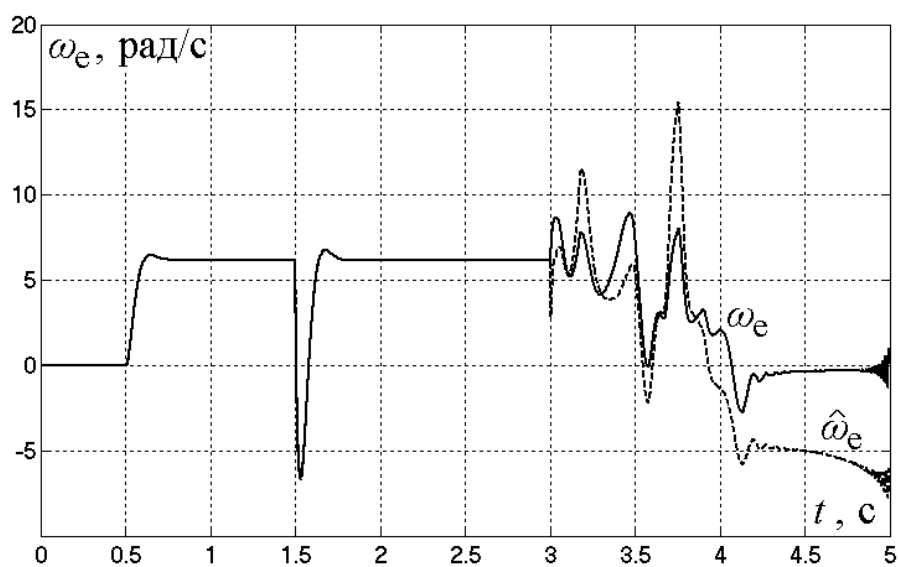


Рисунок 2.10

Влияние отклонения эквивалентной индуктивности на 20% вверх диапазона регулирования представлено на рисунке 2.11.

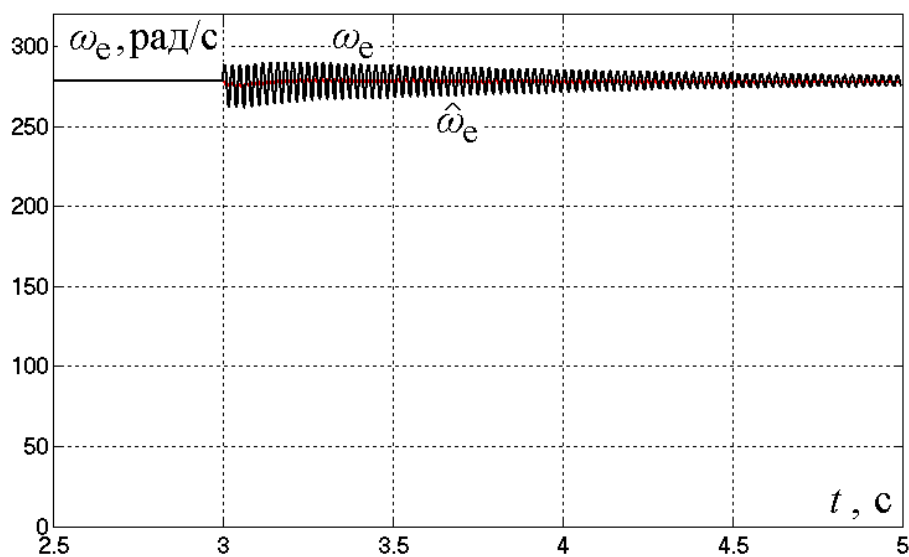


Рисунок 2.11

На рисунке 2.12 представлена реакция алгоритма АСЗМ на отклонение постоянной времени ротора на 20%.

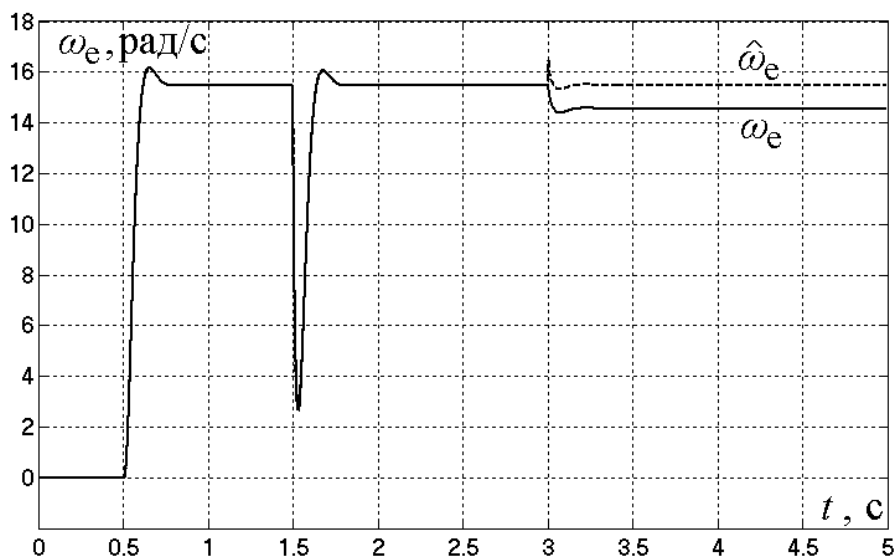


Рисунок 2.12

Таким образом, алгоритм типа АСЗМ имеет область неустойчивой работы на малых частотах питания двигателя, что связано с необходимостью стабилизации модели цепи статора. Также он чувствителен к отклонениям параметров АДКЗР от их реальных величин, особенно к дрейфу активного сопротивления статора. Так как в качестве эталонной модели принята модель статора, а в роторную модель активное сопротивление статора не входит, текущая его пассивная идентификация в рамках рассматриваемого подхода невозможна. Однако следует отметить относительную простоту рассмотренного алгоритма, что обуславливает его широкое применение.

2.1.2 Алгоритм на основе НПП (Кубота)

Рассмотрим процедуру синтеза и недостатки алгоритма, предложенного японским исследователем Hisao Kubota [29, 30]. Данный алгоритм считается наилучшим по ряду показателей [34] и в качестве настраиваемой модели использует полную модель электромагнитных процессов асинхронного двигателя в декартовой неподвижной системе координат (α, β) . В качестве эталонной модели используется сам асинхронный электродвигатель. Выходными координатами модели НПП являются оценки вектора тока статора и потокосцеплений ротора. Далее вычисляется вектор токовой ошибки – разность между оценкой

тока статора, полученной из модели АДКЗР (или просто АД), и реальным (измеренным) током в двигателе. Идея метода заключается в сведении к нулю произведения вектора токовой ошибки на оценку вектора потокосцеплений ротора, посредством интегрального или пропорционально-интегрального регулятора, формирующего оценку электрической частоты вращения ротора. Структурная схема алгоритма представлена на рисунке 2.13.

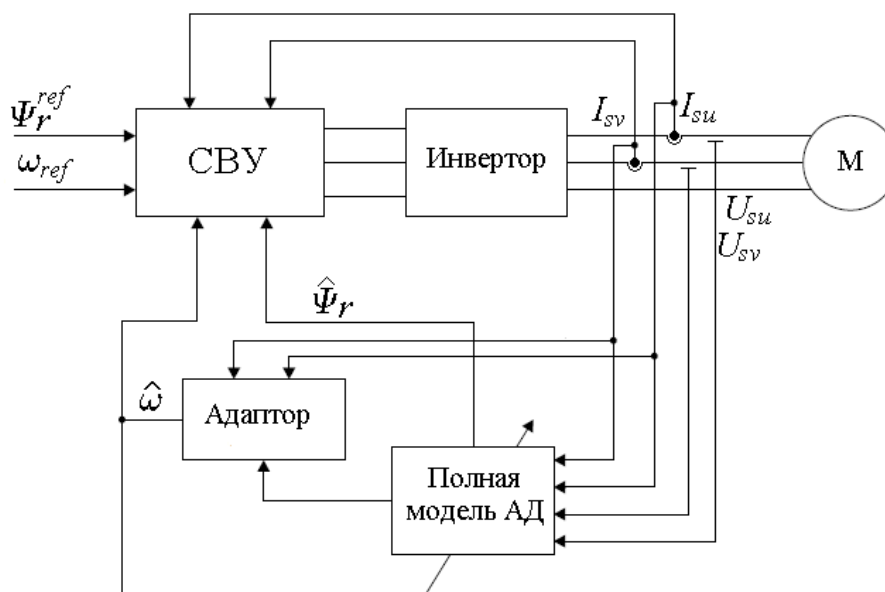


Рисунок 2.13

Математическая модель объекта наблюдения – электромагнитных процессов АД – в неподвижной декартовой системе координат в обозначениях [29] имеет вид

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_s \\ \boldsymbol{\Psi}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{A}_{21} & \mathbf{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_s \\ \boldsymbol{\Psi}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{U}_s, \quad (2.3)$$

где \mathbf{A}_{11} , \mathbf{A}_{12} , \mathbf{A}_{21} , \mathbf{A}_{22} – матрицы вида:

$$\mathbf{A}_{11} = -\frac{R_r k_r^2}{L_{\sigma e}^s} \mathbf{E} - \frac{R_s}{L_{\sigma e}^s} \mathbf{E} = -\frac{1}{T_{\sigma e}} \mathbf{E}, \quad \mathbf{A}_{12} = \frac{k_r}{L_{\sigma e}^s T_r} \mathbf{E} - \frac{k_r}{L_{\sigma e}^s} \omega_e \mathbf{D},$$

$$\mathbf{A}_{21} = \frac{L_m}{T_r} \mathbf{E}, \quad \mathbf{A}_{22} = -\frac{1}{T_r} \mathbf{E} + \omega_e \mathbf{D}, \quad \mathbf{B}_1 = \frac{1}{L_{\sigma e}^s} \mathbf{E}.$$

Данная модель принимается в качестве эталонной.

Модель наблюдателя полного порядка (построенного по структуре наблюдателя Люенбергера):

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{I}}_s \\ \hat{\Psi}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \hat{\mathbf{A}}_{12} \\ \mathbf{A}_{21} & \hat{\mathbf{A}}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{I}}_s \\ \hat{\Psi}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{U}_s + \mathbf{L}(\hat{\mathbf{I}}_s - \mathbf{I}_s), \quad (2.4)$$

где $\hat{}$ – знак оценки соответствующих величин;

\mathbf{L} – матрица «стабилизирующей добавки», $\dim \mathbf{L} = 4 \times 2$,

$$\hat{\mathbf{A}}_{12} = \frac{k_r}{L_{\sigma e}^s T_r} \mathbf{E} - \frac{k_r}{L_{\sigma e}^s} \hat{\omega}_e \mathbf{D}, \quad \hat{\mathbf{A}}_{22} = -\frac{1}{T_r} \mathbf{E} + \hat{\omega}_e \mathbf{D}.$$

Вычитая из уравнения наблюдателя (2.3) уравнение объекта наблюдения (2.4), можно получить уравнения для ошибок:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon}_i \\ \boldsymbol{\varepsilon}_\psi \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{A}_{21} & \mathbf{A}_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{L} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon}_i \\ \boldsymbol{\varepsilon}_\psi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} & -\frac{k_r}{L_{\sigma e}^s} \Delta\omega_e \mathbf{D} \\ \mathbf{0} & \Delta\omega_e \mathbf{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{I}}_s \\ \hat{\Psi}_r \end{bmatrix},$$

где $\boldsymbol{\varepsilon}_i = \hat{\mathbf{I}}_s - \mathbf{I}_s$ – токовая ошибка;

$\boldsymbol{\varepsilon}_\psi = \hat{\Psi}_r - \Psi_r$ – ошибка потокосцепления;

$\Delta\omega_e = \hat{\omega}_e - \omega_e$ – ошибка идентификации электрической частоты вращения ротора.

Авторами [29] предлагается использовать следующую положительно–определенную функцию Ляпунова:

$$V = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon}_i \\ \boldsymbol{\varepsilon}_\psi \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon}_i \\ \boldsymbol{\varepsilon}_\psi \end{bmatrix} + \frac{\Delta\omega_e^2}{\lambda}.$$

При этом ее производная согласно [26] будет иметь вид:

$$\begin{aligned} \dot{V}^* = & \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon}_i \\ \boldsymbol{\varepsilon}_\psi \end{bmatrix}^T \left(\left(\begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{A}_{21} & \mathbf{A}_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{L} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \right) + \left(\begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{A}_{21} & \mathbf{A}_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{L} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \right)^T \right) \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon}_i \\ \boldsymbol{\varepsilon}_\psi \end{bmatrix} + \\ & + \frac{2\Delta\dot{\omega}_e \Delta\omega_e}{\lambda} - 2\Delta\omega_e \frac{k_r}{L_{\sigma e}^s} \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \hat{\Psi}_r. \end{aligned} \quad (2.5)$$

Авторами [29] предлагается использовать нулевую «стабилизирующую» добавку

$$\mathbf{L} = \mathbf{0}.$$

Для обеспечения отрицательной определенности производной функции Ляпунова необходимо обнулить сумму второго и третьего слагаемых (2.5):

$$\frac{2\Delta\dot{\omega}_e\Delta\omega_e}{\lambda} - 2\Delta\omega_e \frac{k_r}{L_{\sigma e}^s} \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \hat{\boldsymbol{\psi}}_r = 0.$$

Тогда закон адаптации электрической частоты вращения имеет вид

$$\Delta\dot{\omega}_e = \lambda \frac{k_r}{L_{\sigma e}^s} \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \hat{\boldsymbol{\psi}}_r. \quad (2.6)$$

Для улучшения динамики наблюдения [29, 30] (2.6) дополняют пропорциональной частью. Следовательно, алгоритм идентификации электрической частоты вращения ротора (как параметра системы (2.3)) имеет вид

$$\hat{\omega}_e = k_{\text{и}} \int \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \hat{\boldsymbol{\psi}}_r dt + k_{\text{п}} \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \hat{\boldsymbol{\psi}}_r.$$

Цифровое моделирование идентификатора AFOO производилось в пакете программ MATLAB/Simulink в составе системы векторного управления двигателем 4A225M4У3, модели идентификатора представлены в Приложении Г.

На рисунке 2.14 представлены графики переходных процессов в системе векторного управления, замкнутой посредством алгоритма НПП при нулевой стабилизирующей добавке $\mathbf{L} = \mathbf{0}$, по механической частоте ротора, заданию на токи в системе координат (d, q) , заданиям фазных токов и напряжений при работе в двигательном режиме. Электропривод обрабатывает следующие режимы – намагничивание двигателя, разгон без нагрузки на частоту $3\omega_{\text{ном}}/4$, наброс номинальной нагрузки, сброс нагрузки.

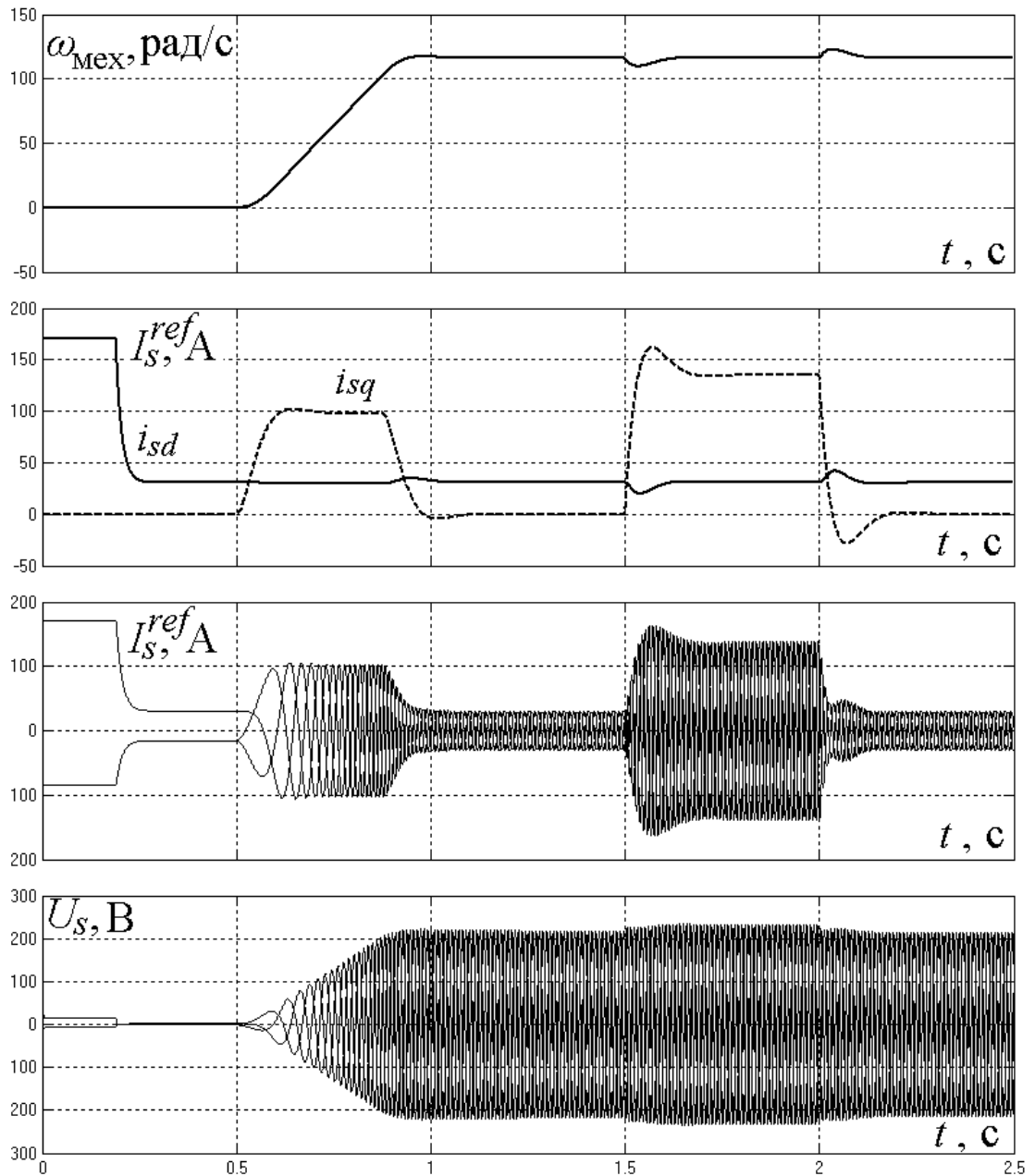


Рисунок 2.14

Однако известно [33], что данный алгоритм обладает областью неустойчивой работы в генераторных режимах на малых скоростях.

«Развал» алгоритма в генераторном режиме на частоте $3\omega_{\text{НОМ}}/100$ представлен на рисунке 2.15.

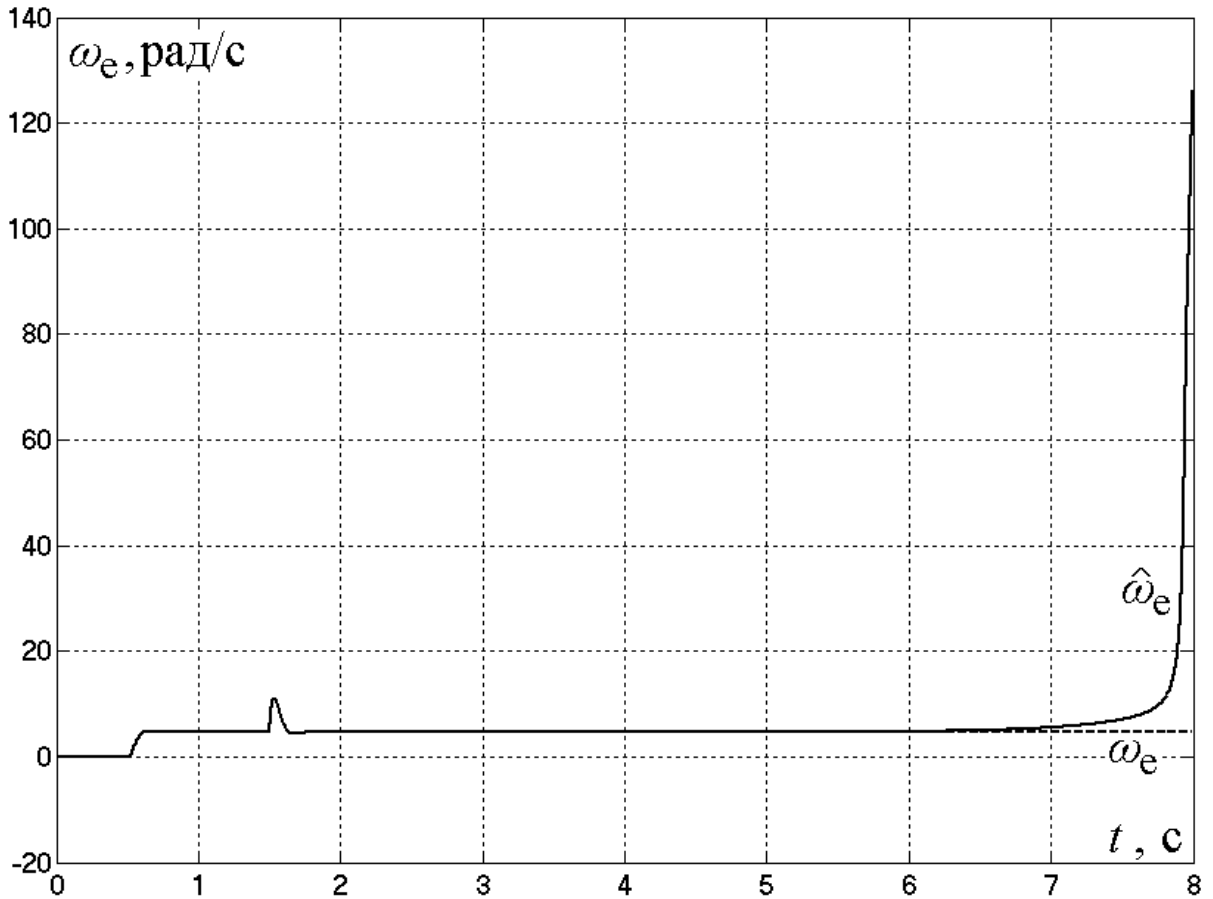


Рисунок 2.15

Для исследования области неустойчивости воспользуемся подходом, предложенным в работе [35].

Рассмотрим математическую модель асинхронного двигателя во вращающейся системе координат, направленной по вектору потокосцепления ротора,

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{I}}_s \\ \dot{\Psi}_r \\ \dot{\omega}_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_{\sigma e}^s} \mathbf{E} - \frac{L_m k_r}{T_r L_{\sigma e}^s} \mathbf{E} - \omega_\psi \mathbf{D} & \frac{k_r}{T_r L_{\sigma e}^s} \mathbf{E} - \frac{k_r}{L_{\sigma e}^s} \omega_e \mathbf{D} & 0 \\ \frac{L_m}{T_r} \mathbf{E} & (\omega_e - \omega_\psi) \mathbf{D} - \frac{1}{T_r} \mathbf{E} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_s \\ \Psi_r \\ \omega_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{\sigma e}^s} \mathbf{E} \\ \mathbf{0} \\ 0 \end{bmatrix} \mathbf{U}_{sdq}.$$

Уравнения наблюдателя в той же системе координат при $\mathbf{L} = \mathbf{0}$ с учетом алгоритма адаптации (2.6) могут быть представлены в виде

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\mathbf{I}}}_s \\ \dot{\hat{\Psi}}_r \\ \dot{\hat{\omega}}_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_{\sigma e}} \mathbf{E} - \frac{L_m k_r}{T_r L_{\sigma e}} \mathbf{E} - \omega_{\psi} \mathbf{D} & \frac{k_r}{T_r L_{\sigma e}} \mathbf{E} - \frac{k_r}{L_{\sigma e}} \omega_e \mathbf{D} & 0 \\ \frac{L_m}{T_r} \mathbf{E} & (\omega_e - \omega_{\psi}) \mathbf{D} - \frac{1}{T_r} \mathbf{E} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{I}}_s \\ \hat{\Psi}_r \\ \hat{\omega}_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{\sigma e}} \mathbf{E} \\ \mathbf{0} \\ 0 \end{bmatrix} \mathbf{U}_{sdq} +$$

$$+ \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} & -\frac{k_r}{L_{\sigma e}} \mathbf{D} \hat{\Psi}_r \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{D} \hat{\Psi}_r \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon}_i \\ \boldsymbol{\varepsilon}_{\psi} \\ \Delta \omega_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ -\hat{\Psi}_r^T \mathbf{D} k_{\omega} \end{bmatrix} [\mathbf{E} \quad \mathbf{0} \quad 0] \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon}_i \\ \boldsymbol{\varepsilon}_{\psi} \\ \Delta \omega_e \end{bmatrix}.$$

Вычитая из уравнения наблюдателя уравнение объекта, получим уравнения для ошибок:

$$\begin{bmatrix} \dot{\boldsymbol{\varepsilon}}_i \\ \dot{\boldsymbol{\varepsilon}}_{\psi} \\ \Delta \dot{\omega}_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_{\sigma e}} \mathbf{E} - \frac{L_m k_r}{T_r L_{\sigma e}} \mathbf{E} - \omega_{\psi} \mathbf{D} & \frac{k_r}{T_r L_{\sigma e}} \mathbf{E} - \frac{k_r}{L_{\sigma e}} \omega_e \mathbf{D} & -\frac{k_r}{L_{\sigma e}} \mathbf{D} \hat{\Psi}_r \\ \frac{L_m}{T_r} \mathbf{E} & (\omega_e - \omega_{\psi}) \mathbf{D} - \frac{1}{T_r} \mathbf{E} & \mathbf{D} \hat{\Psi}_r \\ -\hat{\Psi}_r^T \mathbf{D} k_{\omega} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon}_i \\ \boldsymbol{\varepsilon}_{\psi} \\ \Delta \omega_e \end{bmatrix}.$$

Соответствующий характеристический полином будет иметь вид

$$N(p) = \begin{bmatrix} p\mathbf{E} + \frac{R_s}{L_{\sigma e}} \mathbf{E} + \frac{L_m k_r}{T_r L_{\sigma e}} \mathbf{E} + \omega_{\psi} \mathbf{D} & -\frac{k_r}{T_r L_{\sigma e}} \mathbf{E} + \frac{k_r}{L_{\sigma e}} \omega_e \mathbf{D} & \frac{k_r}{L_{\sigma e}} \mathbf{D} \hat{\Psi}_r \\ -\frac{L_m}{T_r} \mathbf{E} & p\mathbf{E} - (\omega_e - \omega_{\psi}) \mathbf{D} + \frac{1}{T_r} \mathbf{E} & -\mathbf{D} \hat{\Psi}_r \\ \hat{\Psi}_r^T \mathbf{D} k_{\omega} & 0 & p \end{bmatrix} =$$

$$= a_0 p^5 + a_1 p^4 + a_2 p^3 + a_3 p^2 + a_4 p + a_5,$$

где коэффициенты характеристического полинома:

$$a_0 = 1,$$

$$a_1 = \frac{2}{T_{\sigma e}} + \frac{2}{T_r},$$

$$\begin{aligned}
a_2 &= \omega_\psi^2 + (\omega_e - \omega_\psi)^2 + \left(\frac{1}{T_{\sigma e}} + \frac{1}{T_r}\right)^2 + \frac{2}{T_r} \left(\frac{1}{T_{\sigma e}} - \frac{k_r L_m}{L_{\sigma e}^s T_r}\right) + k_\omega \frac{k_r}{L_{\sigma e}^s} \|\hat{\psi}_r\|^2, \\
a_3 &= 2\omega_\psi^2 \left(\frac{1}{T_r} + \frac{k_r L_m}{L_{\sigma e}^s T_r}\right) + 2(\omega_e - \omega_\psi)^2 \left(\frac{1}{T_{\sigma e}} - \frac{k_r L_m}{L_{\sigma e}^s T_r}\right) + \frac{2}{T_r^2} \left(\frac{1}{T_{\sigma e}} - \frac{k_r L_m}{L_{\sigma e}^s T_r}\right) + \\
&\quad + \frac{2}{T_{\sigma e}^2} \left(\frac{1}{T_r} - \frac{k_r L_m}{L_{\sigma e}^s T_r}\right) + \left(\frac{1}{T_{\sigma e}} + \frac{1}{T_r}\right) k_\omega \frac{k_r}{L_{\sigma e}^s} \|\hat{\psi}_r\|^2, \\
a_4 &= \frac{k_r^2 L_m^2}{L_{\sigma e}^s T_r^3} + \frac{1}{T_{\sigma e} T_r^2} \left(\frac{1}{T_{\sigma e}} - \frac{2L_m k_r}{T_r L_{\sigma e}^s}\right) + k_\omega \frac{k_r}{L_{\sigma e}^s} \|\hat{\psi}_r\|^2 \left(\omega_\psi^2 + \frac{1}{T_r} \left(\frac{1}{T_{\sigma e}} - \frac{k_r L_m}{L_{\sigma e}^s T_r}\right)\right) + \\
&\quad + (\omega_e - \omega_\psi)^2 \omega_\psi^2 + \omega_\psi^2 \left(\frac{1}{T_r^2} + \frac{2k_r L_m}{L_{\sigma e}^s T_r^2} + \frac{k_r L_m}{L_{\sigma e}^s T_{\sigma e} T_r}\right) + \omega_e^2 \frac{k_r L_m}{L_{\sigma e}^s T_r} \left(\frac{k_r L_m}{L_{\sigma e}^s T_r} - \frac{1}{T_{\sigma e}}\right), \\
a_5 &= k_\omega \frac{k_r}{L_{\sigma e}^s} \|\hat{\psi}_r\|^2 \left(\left(\frac{k_r L_m}{L_{\sigma e}^s T_r} - \frac{1}{T_{\sigma e}}\right) \omega_e \omega_\psi + \left(\frac{1}{T_{\sigma e}} + \frac{1}{T_r}\right) \omega_\psi^2\right).
\end{aligned}$$

Для анализа устойчивости воспользуемся алгебраическим критерием Гурвица. Матрица Гурвица для характеристического полинома пятого порядка имеет вид [36]

$$\mathbf{\Gamma} = \begin{bmatrix} a_1 & a_3 & a_5 & 0 & 0 \\ a_0 & a_2 & a_4 & 0 & 0 \\ 0 & a_1 & a_3 & a_5 & 0 \\ 0 & a_0 & a_2 & a_4 & 0 \\ 0 & 0 & a_1 & a_3 & a_5 \end{bmatrix}.$$

Определители Гурвица:

$$\Delta_1 = a_1,$$

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 \\ a_0 & a_2 \end{vmatrix},$$

$$\Delta_3 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 & a_5 \\ a_0 & a_2 & a_4 \\ 0 & a_1 & a_3 \end{vmatrix},$$

$$\Delta_4 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 & a_5 & 0 \\ a_0 & a_2 & a_4 & 0 \\ 0 & a_1 & a_3 & a_5 \\ 0 & a_0 & a_2 & a_4 \end{vmatrix},$$

$$\Delta_5 = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 & a_5 & 0 & 0 \\ a_0 & a_2 & a_4 & 0 & 0 \\ 0 & a_1 & a_3 & a_5 & 0 \\ 0 & a_0 & a_2 & a_4 & 0 \\ 0 & 0 & a_1 & a_3 & a_5 \end{vmatrix}.$$

Все определители Гурвица будут положительны и система устойчива в силу выражений для коэффициентов характеристического полинома при условии:

$$a_5 > 0.$$

Найдем границы области, в которой это условие не выполняется, в плоскости механических характеристик ЭП. Для этого необходимо решить уравнение

$$a_5 = k_\omega \frac{k_r}{L_{\sigma e}^s} \|\hat{\psi}_r\|^2 \left(\left(\frac{k_r L_m}{L_{\sigma e}^s T_r} - \frac{1}{T_{\sigma e}} \right) \omega_e \omega_\psi + \left(\frac{1}{T_{\sigma e}} + \frac{1}{T_r} \right) \omega_\psi^2 \right) = 0.$$

Переходя на плоскость механических характеристик и используя равенство

$$\omega_\psi = \omega_e + \frac{2R_r}{3p_n \|\psi_r\|^2} M_e,$$

получим следующее выражение для коэффициента a_5 :

$$a_5 = k_\omega \frac{k_r L_s}{L_{\sigma e}^s T_r} \|\hat{\psi}_r\|^2 (\omega_e - \omega_1(M_e, \|\hat{\psi}_r\|)) (\omega_e - \omega_2(M_e, \|\hat{\psi}_r\|)),$$

где $\omega_1(M_e, \|\hat{\psi}_r\|)$, $\omega_2(M_e, \|\hat{\psi}_r\|)$ – границы области устойчивости системы:

$$\omega_1(M_e, \|\hat{\psi}_r\|) = \frac{2R_r}{3p_n \|\hat{\psi}_r\|^2} |M_e| \left(-\text{sign}(M_e) - \frac{R_s L_r}{2R_r L_s} \text{sign}(M_e) + \frac{R_s L_r}{2R_r L_s} \right),$$

$$\omega_2(M_e, \|\hat{\psi}_r\|) = \frac{2R_r}{3p_n \|\hat{\psi}_r\|^2} |M_e| \left(-\text{sign}(M_e) - \frac{R_s L_r}{2R_r L_s} \text{sign}(M_e) - \frac{R_s L_r}{2R_r L_s} \right).$$

В верхней полуплоскости механических характеристик область неустойчивой работы представлена на рисунке 2.16.

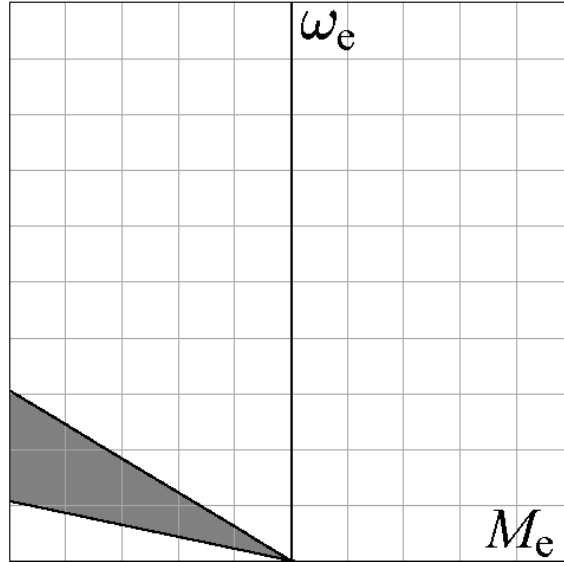


Рисунок 2.16

Соответствующие коэффициенты наклона границ области неустойчивости:

$$\tan \alpha_1 = \frac{2R_r}{3p_n \|\hat{\psi}_r\|^2}, \quad \tan \alpha_2 = \frac{2R_r}{3p_n \|\hat{\psi}_r\|^2} \left(1 + \frac{R_s L_r}{R_r L_s} \right).$$

Таким образом, область неустойчивой работы алгоритма находится в генераторных режимах работы на малых скоростях и граничит с характеристикой динамического торможения двигателя. В работе [35] для обеспечения работы привода в этой области предлагается организовать контур зависимого ослабления поля, тем самым сдвинуть область неустойчивости выше требуемой рабочей точки, как показано на рисунке 2.17.

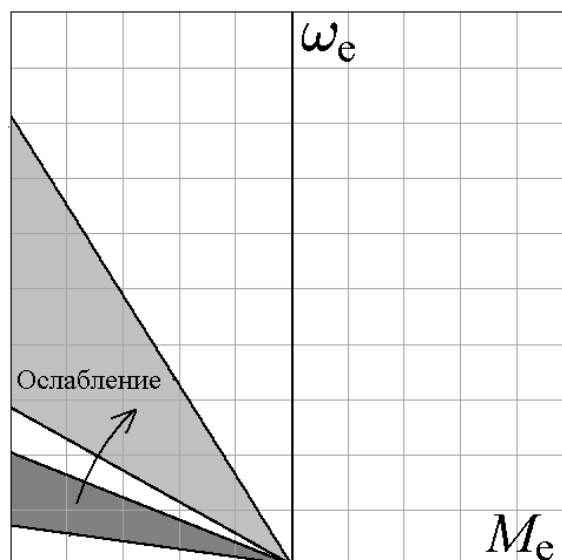


Рисунок 2.17

При этом наибольший коэффициент ослабления поля, для исследуемого двигателя составляет:

$$k_{\text{ослабл}} = \sqrt{1 + \frac{R_s L_r}{R_r L_s}} = \sqrt{1 + \frac{58,1 \cdot 10^{-3} \cdot 30,32 \cdot 10^{-3}}{31,7 \cdot 10^{-3} \cdot 29,97 \cdot 10^{-3}}} = 1,68 \text{ о.е.}$$

Переходные процессы при ослаблении поля в области неустойчивости алгоритма представлены на рисунке 2.18. Электропривод обрабатывает следующие режимы – намагничивание двигателя, разгон без нагрузки на частоту $\omega_{\text{НОМ}}/100$ наброс номинальной генераторной нагрузки, последующий разгон на частоты $\omega_{\text{НОМ}}/50$ и $3\omega_{\text{НОМ}}/100$. Как видно, процессы стали устойчивыми.

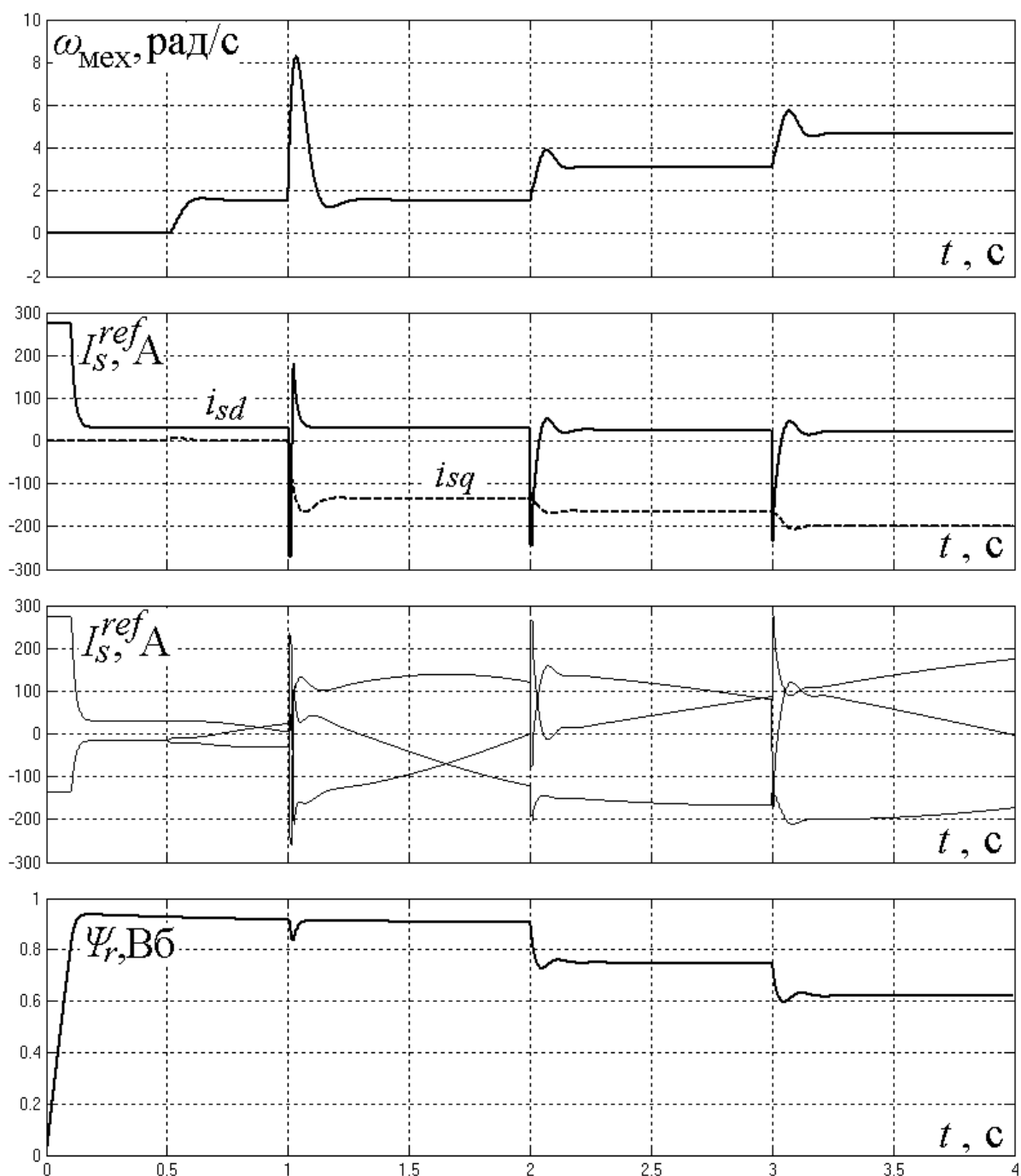


Рисунок 2.18

Как видно, процессы стали устойчивыми. Однако такой подход не всегда приемлем. Во-первых, требуется организация дополнительного контура ослабления поля, который должен формировать задание на поток машины в зависимости от нахождения рабочей точки на плоскости механических характеристик. Во-вторых, ослабление поля приводит к увеличению тока двигателя, а следова-

тельно к уменьшению перегрузочной способности привода и увеличению потерь во всех его силовых элементах.

Наличие области неустойчивой работы данного алгоритма вызвано невыполнением условий отрицательной определенности производной функции Ляпунова. Во-первых, допущена ошибка, либо не учтено одно слагаемое, входящее в производную функции Ляпунова, предложенной в [26], которая реально имеет вид [37]

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \begin{bmatrix} \varepsilon_i \\ \varepsilon_\psi \end{bmatrix}^T \left(\left(\begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{A}_{21} & \mathbf{A}_{22} \end{bmatrix} + [\mathbf{L} \quad \mathbf{0}] \right) + \left(\begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{A}_{21} & \mathbf{A}_{22} \end{bmatrix} + [\mathbf{L} \quad \mathbf{0}] \right)^T \right) \begin{bmatrix} \varepsilon_i \\ \varepsilon_\psi \end{bmatrix} + \\ & + \frac{2\Delta\dot{\omega}_e\Delta\omega_e}{\lambda} - 2\Delta\omega_e \frac{k_r}{L_{\sigma e}^s} \varepsilon_i^T \mathbf{D}\hat{\psi}_r - 2\Delta\omega_e \varepsilon_\psi^T \mathbf{D}\hat{\psi}_r. \end{aligned}$$

Во-вторых, первое слагаемое производной функции Ляпунова не является строго отрицательным при $\mathbf{L} = \mathbf{0}$.

Таким образом, известный алгоритм AFOO имеет область неустойчивой работы на малых частотах питания АД, в генераторных режимах. Кроме того, в доступных публикациях нет методики выбора коэффициентов закона идентификации электрической частоты вращения ротора. Также АНПП чувствителен к отклонениям параметров АД от реальных их величин, особенно к дрейфу активного сопротивления статора. Предлагаемый в [30] алгоритм идентификации активного сопротивления статора не дает рекомендаций по выбору коэффициента регулятора и дополнительно увеличивает область неустойчивой работы в генераторных режимах.

2.1.3 Алгоритм на основе АНПП (Хинкканен)

Рассмотрим алгоритм финского исследователя Marko Hinkkanen [38, 39, 40]. Данный алгоритм отличается от алгоритма Hisao Kubota [29] наличием ненулевой стабилизирующей добавки вида

$$\mathbf{L} = \lambda \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{\sigma e}^s} \mathbf{E} & \frac{-k_r}{L_{\sigma e}^s} \mathbf{E} \\ 0 & \mathbf{E} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{E} + \mathbf{D} \text{sign}(\hat{\omega}_e) \\ -\mathbf{E} + \mathbf{D} \text{sign}(\hat{\omega}_e) \end{bmatrix},$$

где λ – коэффициент, зависящий от текущей частоты вращения согласно формуле

$$\lambda = \begin{cases} \lambda' \frac{|\hat{\omega}_e|}{\omega_\lambda}, & \text{if } |\hat{\omega}_e| < \omega_\lambda, \\ \lambda', & \text{if } |\hat{\omega}_e| \geq \omega_\lambda, \end{cases}$$

где λ' , и ω_λ – некоторые положительные константы.

Для идентификации частоты вращения авторами [40] предлагается использовать следующий алгоритм:

$$\hat{\omega}_e = k_{\text{И}} \int \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \mathbf{A}(\varphi) \hat{\boldsymbol{\psi}}_r dt + k_{\text{П}} \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \mathbf{A}(\varphi) \hat{\boldsymbol{\psi}}_r,$$

где φ – угол стабилизации генераторных режимов внизу диапазона регулирования.

Для стабилизации генераторных режимов рекомендуется следующий алгоритм формирования угла:

$$\varphi = \begin{cases} \varphi_{\max} \text{sign}(\hat{\omega}_\psi) \left(1 - \frac{|\hat{\omega}_\psi|}{\omega_\varphi} \right), & \text{if } \omega_\psi \hat{\omega}_s < 0 \text{ and } |\omega_\psi| < \omega_\varphi, \\ 0, & \text{otherwise,} \end{cases}$$

где φ_{\max} – максимальное значение угла стабилизации;

ω_φ – граничная частота для включения режима стабилизации.

Однако в опубликованных работах [38, 39, 40] авторами не дается методики и рекомендаций по выбору величин λ' , ω_λ , φ_{\max} , ω_φ , а также коэффициентов адаптора частоты $k_{\text{И}}$ и $k_{\text{П}}$. Для используемого в этих работах двигателя мощностью 2,2 кВт авторами предлагаются следующие значения величин [40].

$$\lambda' = 10 \text{ Ом}, \quad \omega_\lambda = \omega_0 = 314 \text{ рад/с}, \quad \varphi_{\max} = 0,44 \pi,$$

$$\omega_\varphi = 0,4 \omega_0 = 0,4 \cdot 314 = 125,7 \text{ рад/с}, \quad k_{\text{И}} = 10000 \text{ с}^{-1}, \quad k_{\text{П}} = 10 \text{ о.е.}$$

Параметры двигателя представлены в таблице 2.1.

Таблица 2.1

Сопротивление статора	3,67 Ом
Сопротивление ротора	2,10 Ом
Главная индуктивность	0,224 Гн
Приведенная индуктивность рассеяния	0,0209 Гн
Номинальная частота вращения	1430 об/мин
Номинальный ток статора	5,0 А
Номинальный момент	14,6 Нм
Суммарный момент инерции	0,0155 кгм ²

Цифровое моделирование алгоритма Hinkkanen проводилось в пакете программ MATLAB/Simulink в составе системы векторного управления, модели идентификатора представлены в Приложении Г.

На рисунке 2.19 представлены графики переходных процессов в системе векторного управления замкнутой по идентификатору Hinkkanen, по механической частоте ротора, заданию на токи в системе координат (d, q) , заданиям фазных токов и напряжений при работе в двигательном режиме. Электропривод обрабатывает следующие режимы – намагничивание двигателя, разгон без нагрузки на частоту $3\omega_{\text{НОМ}}/4$, наброс номинальной нагрузки, сброс нагрузки.

Работа электропривода на частоте $\omega_{\text{НОМ}}/20$ представлена на рисунке 2.20.

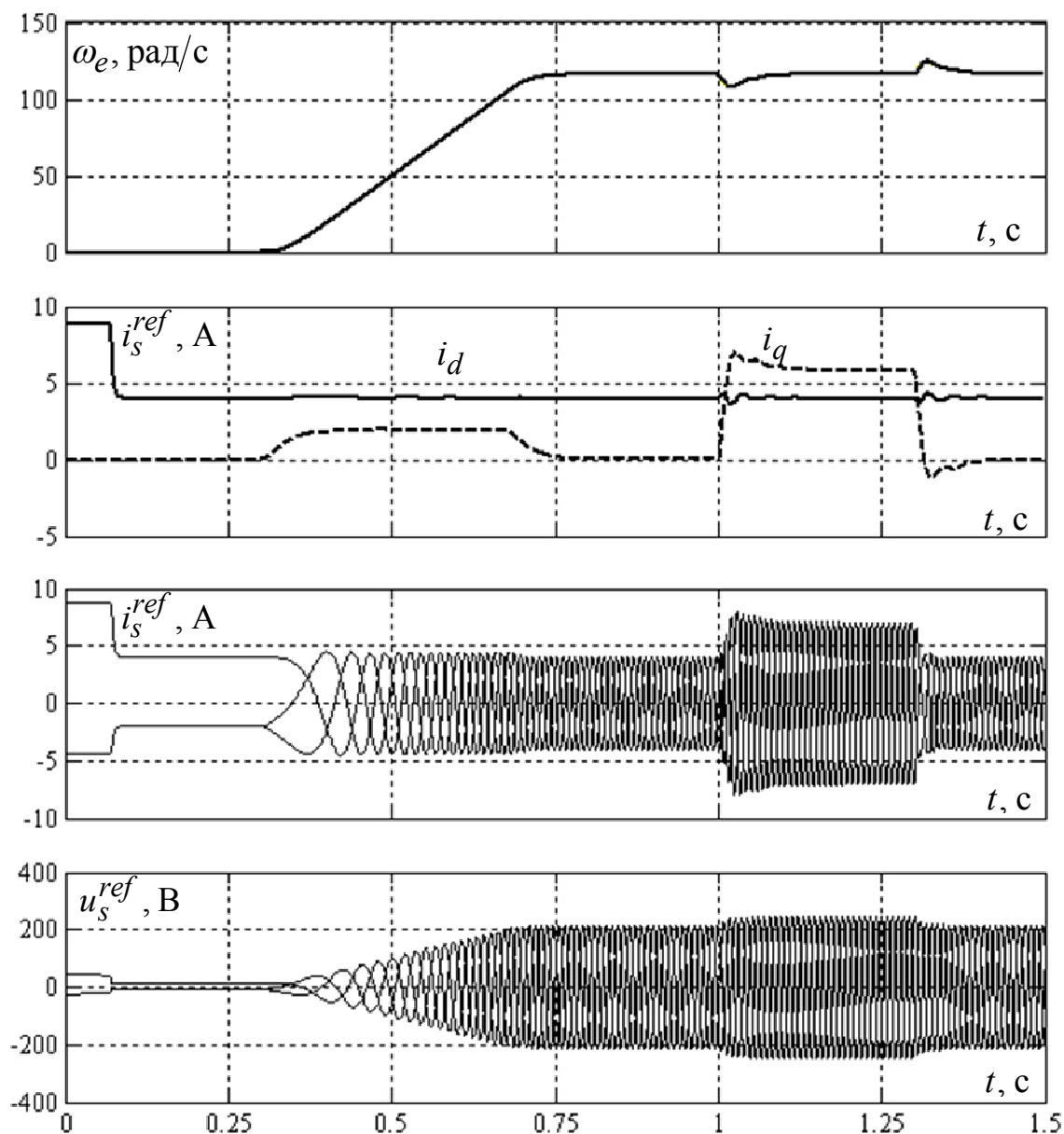


Рисунок 2.19

Как видно электропривод обеспечивает приемлемое качество переходных процессов и астатизм по возмущению.

Попытки же применить приведенные выше параметры к ЭП существенно большей мощности не увенчались успехом: по-прежнему, СВУ была неустойчивой на малых скоростях в режимах генераторного торможения.

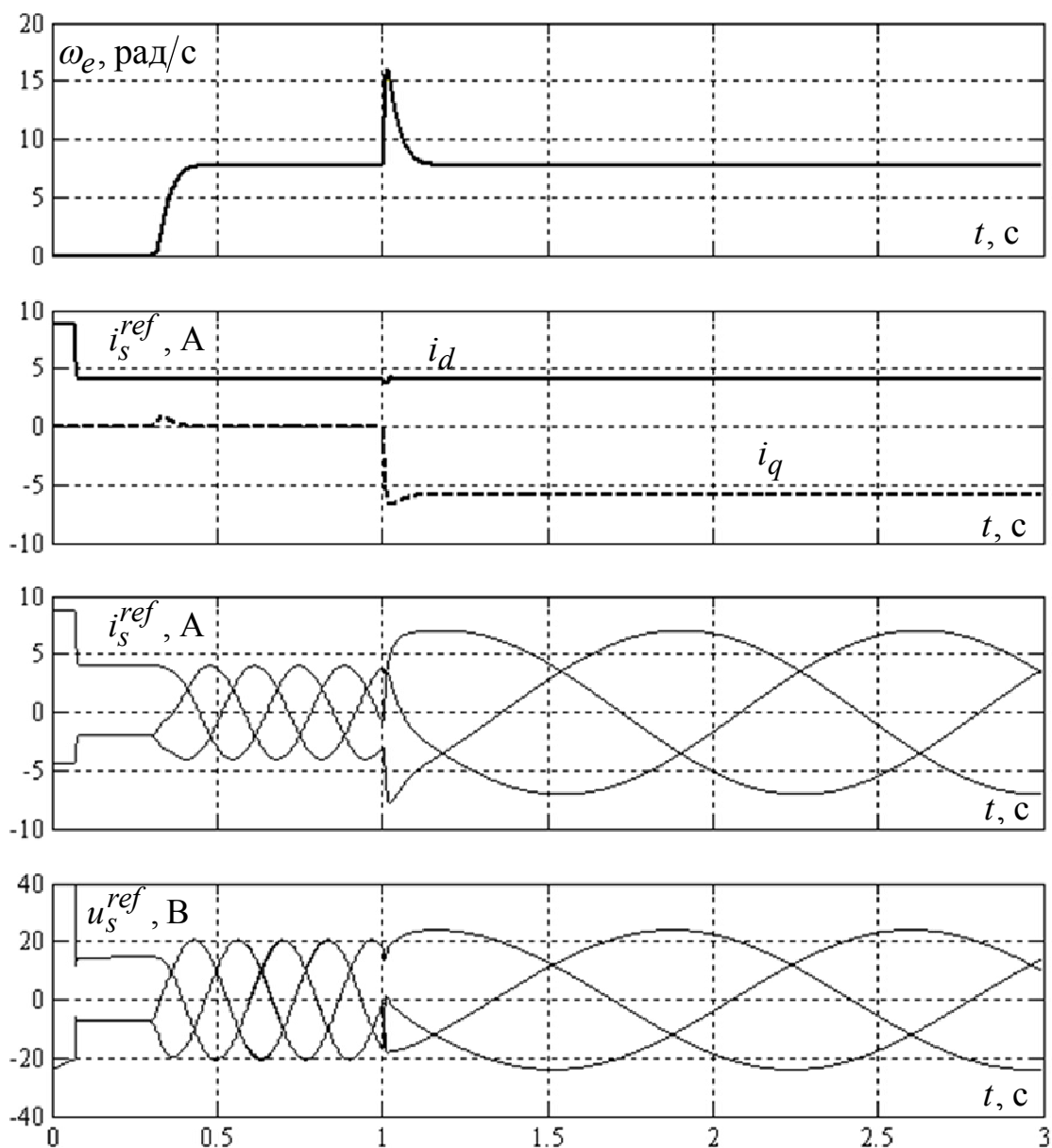


Рисунок 2.20

2.1.4 Выводы

Таким образом, все известные алгоритмы вычисления неизменяемых координат состояния АДКЗР имеют области неустойчивой работы на малых частотах питания при генераторной нагрузке. Также авторами не предлагаются подходы по расчету коэффициентов законов адаптации.

Поэтому в настоящее время актуальна задача синтеза алгоритма вычисления координат состояния АД, устойчивого во всей плоскости механических характеристик.

2.2 Предлагаемый метод структурного синтеза алгоритмов вычисления оценок координат АДКЗР на основе адаптивного наблюдателя состояния

2.2.1 Синтез наблюдателя полного порядка

Электромагнитные процессы в АД могут быть описаны следующими уравнениями [41] (совпадают с (2.3)):

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{BU}_s, \\ \mathbf{y} = \mathbf{Cx}, \end{cases} \quad (2.7)$$

где $\mathbf{x} = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \psi_{r\alpha} \quad \psi_{r\beta}]^T$ – вектор координат состояния объекта;

$\mathbf{U}_s = [u_{s\alpha} \quad u_{s\beta}]^T$ – вектор управляющих воздействий;

$\mathbf{C} = [\mathbf{E} \quad \mathbf{0}]$ – матрица выхода;

$\mathbf{y} = \mathbf{Cx} = \mathbf{I}_s = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta}]^T$ – вектор-столбец доступных для прямого измерения переменных;

\mathbf{A} – собственная матрица объекта,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_r k_r^2}{L_{\sigma e}^s} \mathbf{E} - \frac{R_s}{L_{\sigma e}^s} \mathbf{E} & \frac{R_r k_r}{L_{\sigma e}^s L_r} \mathbf{E} - \frac{k_r}{L_{\sigma e}^s} \omega_e \mathbf{D} \\ k_r R_r \mathbf{E} & -\frac{R_r}{L_r} \mathbf{E} + \omega_e \mathbf{D} \end{bmatrix};$$

$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{\sigma e}^s} \mathbf{E} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}$ – матрица управления;

$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ – единичная матрица;

$R_r, R_s, k_r, L_{\sigma e}^s, T_r, L_m$ – параметры двигателя;

ω_e – электрическая частота вращения ротора двигателя.

Математическая модель НПП в неподвижной системе координат [42]:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}} = \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{U}_s + \mathbf{L}(\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{y}), \\ \hat{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}, \end{cases} \quad (2.8)$$

где $\hat{}$ – знак оценки соответствующих величин;

$\mathbf{L} = [\mathbf{L}_i \quad \mathbf{L}_\psi]^\Gamma$ – матрица «стабилизирующей добавки»;

$\hat{\mathbf{A}}$ – собственная матрица наблюдателя, имеет следующий вид:

$$\hat{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} -\frac{\hat{R}_r k_r^2}{L_{\sigma e}^s} \mathbf{E} - \frac{\hat{R}_s}{L_{\sigma e}^s} \mathbf{E} & \frac{\hat{R}_r k_r}{L_{\sigma e}^s L_r} \mathbf{E} - \frac{k_r}{L_{\sigma e}^s} \hat{\omega}_e \mathbf{D} \\ k_r \hat{R}_r \mathbf{E} & -\frac{\hat{R}_r}{L_r} \mathbf{E} + \hat{\omega}_e \mathbf{D} \end{bmatrix}.$$

Здесь все параметры двигателя, кроме активных сопротивлений статора и ротора, считаются известными достаточно точно по результатам их предварительной идентификации.

Вычитая из уравнений наблюдателя (2.8) уравнения объекта (2.7), получим уравнение динамики в отклонениях:

$$\dot{\boldsymbol{\varepsilon}} = (\mathbf{A} + \mathbf{LC})\boldsymbol{\varepsilon} + \mathbf{A}_\tau \boldsymbol{\tau},$$

где $\boldsymbol{\varepsilon} = \hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}$ – вектор ошибок;

$\boldsymbol{\tau} = [\delta \quad \rho_s \quad \rho_r]^\Gamma$ – вектор отклонений параметров;

$\delta = \hat{\omega}_e - \omega_e$ – отклонение электрической частоты вращения двигателя;

$\rho_s = \hat{R}_s - R_s$ – отклонение активного сопротивления статора;

$\rho_r = \hat{R}_r - R_r$ – отклонение активного сопротивления ротора;

\mathbf{A}_τ – матрица влияния вектора отклонений параметров на вектор ошибок:

$$\mathbf{A}_\tau = \begin{bmatrix} -\frac{k_r}{L_{\sigma e}^s} \mathbf{D} \hat{\Psi}_r & -\frac{1}{L_{\sigma e}^s} \hat{\mathbf{I}}_s & \frac{k_r}{L_{\sigma e}^s} \left(-k_r \hat{\mathbf{I}}_s + \frac{1}{L_r} \hat{\Psi}_r \right) \\ \mathbf{D} \hat{\Psi}_r & \mathbf{0} & k_r \hat{\mathbf{I}}_s - \frac{1}{L_r} \hat{\Psi}_r \end{bmatrix}.$$

Согласно методу Красовского зададимся следующей функцией – кандидатом в функции Ляпунова [32]:

$$V = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon} \\ \boldsymbol{\tau} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{H}_\varepsilon & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{H}_\tau \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon} \\ \boldsymbol{\tau} \end{bmatrix}, \quad (2.9)$$

где \mathbf{H}_ε , \mathbf{H}_τ – симметричные матрицы весовых коэффициентов.

Предлагается использовать матрицы весовых коэффициентов вида

$$\mathbf{H}_\varepsilon = \begin{bmatrix} h_i^2 & 0 & h^2 & 0 \\ 0 & h_i^2 & 0 & h^2 \\ h^2 & 0 & h_\psi^2 & 0 \\ 0 & h^2 & 0 & h_\psi^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_i^2 \mathbf{E} & h^2 \mathbf{E} \\ h^2 \mathbf{E} & h_\psi^2 \mathbf{E} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H}_\tau = \begin{bmatrix} \frac{1}{\lambda_\delta} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\lambda_s} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\lambda_r} \end{bmatrix},$$

где h_i , h , h_ψ , λ_δ , λ_s , λ_r – некоторые положительные константы.

Производная функции Ляпунова:

$$\dot{V} = \begin{bmatrix} \dot{\boldsymbol{\varepsilon}} \\ \dot{\boldsymbol{\tau}} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{H}_\varepsilon & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{H}_\tau \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon} \\ \boldsymbol{\tau} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon} \\ \boldsymbol{\tau} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{H}_\varepsilon & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{H}_\tau \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\boldsymbol{\varepsilon}} \\ \dot{\boldsymbol{\tau}} \end{bmatrix}. \quad (2.10)$$

Алгоритм адаптации сформируем в виде

$$\dot{\boldsymbol{\tau}} = \mathbf{G}\boldsymbol{\varepsilon},$$

где \mathbf{G} – искомая матрица адаптации.

Тогда уравнения динамики НПП в отклонениях записываются как

$$\begin{bmatrix} \dot{\boldsymbol{\varepsilon}} \\ \dot{\boldsymbol{\tau}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} + \mathbf{LC} & \mathbf{A}_\tau \\ \mathbf{G} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon} \\ \boldsymbol{\tau} \end{bmatrix}.$$

Производная функции Ляпунова при подстановке (2.9) в (2.10) примет вид квадратичной формы

$$\dot{V} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon} \\ \boldsymbol{\tau} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{H}_\varepsilon (\mathbf{A} + \mathbf{LC}) + (\mathbf{A} + \mathbf{LC})^T \mathbf{H}_\varepsilon & \mathbf{G}^T \mathbf{H}_\tau + \mathbf{H}_\varepsilon \mathbf{A}_\tau \\ \mathbf{H}_\tau^T \mathbf{G} + \mathbf{A}_\tau^T \mathbf{H}_\varepsilon & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon} \\ \boldsymbol{\tau} \end{bmatrix}.$$

Как известно, для анализа положительной или отрицательной определенности квадратичной формы можно использовать критерий Сильвестра [32]. Согласно ему для обеспечения отрицательной определенности производной

функции Ляпунова при выполнении приведенных ниже дополнительных условий достаточно равенства

$$\mathbf{G} = -\mathbf{H}_\tau^{-1} \mathbf{A}_\tau^T \mathbf{H}_\varepsilon^T,$$

при этом из производной функции Ляпунова будут исключены отклонения параметров:

$$\dot{V} = \boldsymbol{\varepsilon}^T \left(\mathbf{H}_\varepsilon (\mathbf{A} + \mathbf{L}\mathbf{C}) + (\mathbf{A} + \mathbf{L}\mathbf{C})^T \mathbf{H}_\varepsilon^T \right) \boldsymbol{\varepsilon}.$$

Матрица этой квадратичной формы $\left(\mathbf{H}_\varepsilon (\mathbf{A} + \mathbf{L}\mathbf{C}) + (\mathbf{A} + \mathbf{L}\mathbf{C})^T \mathbf{H}_\varepsilon^T \right)$ определяется как

$$\left(\mathbf{H}_\varepsilon (\mathbf{A} + \mathbf{L}\mathbf{C}) + (\mathbf{A} + \mathbf{L}\mathbf{C})^T \mathbf{H}_\varepsilon^T \right) = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{11} & \mathbf{S}_{12} \\ \mathbf{S}_{21} & \mathbf{S}_{22} \end{bmatrix}, \quad (2.11)$$

где \mathbf{S}_{11} , \mathbf{S}_{12} , \mathbf{S}_{21} , \mathbf{S}_{22} – следующие матрицы:

$$\mathbf{S}_{11} = \left(-\frac{2R_r k_r^2}{L_{\sigma e}^s} - \frac{2R_s}{L_{\sigma e}^s} + \mathbf{L}_i + \mathbf{L}_i^T \right) h_i^2 + \left(2k_r R_r + \mathbf{L}_\psi + \mathbf{L}_\psi^T \right) h_\psi^2,$$

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_{12} = & \left(\frac{-k_r^2 R_r}{L_{\sigma e}^s} - \frac{R_s}{L_{\sigma e}^s} - \frac{R_r}{L_r} + \omega_e \mathbf{D} + \mathbf{L}_i^T \right) h^2 + \left(R_r k_r + \mathbf{L}_\psi^T \right) h_\psi^2 + \\ & + \left(\frac{R_r k_r}{L_{\sigma e}^s L_r} - \frac{k_r}{L_{\sigma e}^s} \omega_e \mathbf{D} \right) h_i^2, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_{21} = & \left(\frac{-k_r^2 R_r}{L_{\sigma e}^s} - \frac{R_s}{L_{\sigma e}^s} - \frac{R_r}{L_r} + \omega_e \mathbf{D}^T + \mathbf{L}_i \right) h^2 + \left(R_r k_r + \mathbf{L}_\psi \right) h_\psi^2 + \\ & + \left(\frac{R_r k_r}{L_{\sigma e}^s L_r} - \frac{k_r}{L_{\sigma e}^s} \omega_e \mathbf{D}^T \right) h_i^2, \end{aligned}$$

$$\mathbf{S}_{22} = \frac{2R_r k_r}{L_{\sigma e}^s L_r} h^2 - \frac{2R_r}{L_r} h_\psi^2.$$

Развернуто матрица адаптации имеет вид

$$\mathbf{G} = -\mathbf{H}_\tau^{-1} \mathbf{A}_\tau^T \mathbf{H}_\varepsilon^T =$$

$$= \begin{bmatrix} \lambda_{\delta} \left(\frac{k_r}{L_{\sigma e}^s} h_i^2 - h^2 \right) \hat{\Psi}_r^T \mathbf{D}^T & \lambda_{\delta} \left(\frac{k_r}{L_{\sigma e}^s} h^2 - h_{\psi}^2 \right) \hat{\Psi}_r^T \mathbf{D}^T \\ \lambda_s \frac{h_i^2}{L_{\sigma e}^s} \hat{\mathbf{I}}_s^T & \lambda_s \frac{h^2}{L_{\sigma e}^s} \hat{\mathbf{I}}_s^T \\ \lambda_r \left(\frac{k_r}{L_{\sigma e}^s} h_i^2 - h^2 \right) \left(k_r \hat{\mathbf{I}}_s^T - \frac{1}{L_r} \hat{\Psi}_r^T \right) & \lambda_r \left(\frac{k_r}{L_{\sigma e}^s} h^2 - h_{\psi}^2 \right) \left(k_r \hat{\mathbf{I}}_s^T - \frac{1}{L_r} \hat{\Psi}_r^T \right) \end{bmatrix}.$$

Соответствующие законы адаптации:

$$\dot{\delta} = \lambda_{\delta} \left(\boldsymbol{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \hat{\Psi}_r \left(h_i^2 \frac{k_r}{L_{\sigma e}^s} - h^2 \right) + \boldsymbol{\varepsilon}_{\psi}^T \mathbf{D} \hat{\Psi}_r \left(h^2 \frac{k_r}{L_{\sigma e}^s} - h_{\psi}^2 \right) \right),$$

$$\dot{\rho}_s = \lambda_s \left(\frac{h_i^2}{L_{\sigma e}^s} \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \hat{\mathbf{I}}_s + \frac{h^2}{L_{\sigma e}^s} \boldsymbol{\varepsilon}_{\psi}^T \hat{\mathbf{I}}_s \right),$$

$$\dot{\rho}_r = \lambda_r \left(\left(\frac{k_r}{L_{\sigma e}^s} h_i^2 - h^2 \right) \left(k_r \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \hat{\mathbf{I}}_s - \frac{\boldsymbol{\varepsilon}_i^T \hat{\Psi}_r}{L_r} \right) + \left(\frac{k_r}{L_{\sigma e}^s} h^2 - h_{\psi}^2 \right) \left(k_r \boldsymbol{\varepsilon}_{\psi}^T \hat{\mathbf{I}}_s - \frac{\boldsymbol{\varepsilon}_{\psi}^T \hat{\Psi}_r}{L_r} \right) \right).$$

Таким образом, к весовым коэффициентам функции Ляпунова и матрице «стабилизирующей» добавки будем предъявлять следующие требования.

- 1) Обеспечение положительной определенности функции Ляпунова, то есть положительной определенности квадратичной формы (2.9).
- 2) Весовые коэффициенты и матрицы стабилизирующей добавки должны обеспечить отрицательную определенность производной функции Ляпунова (2.10) и, в частности, квадратичной формы (2.11). Следует подчеркнуть, что использование авторами [29, 43] нулевой «стабилизирующей» матрицы это условие не обеспечивает.
- 3) Выбор соотношений весовых коэффициентов должен обеспечивать реализуемость алгоритмов адаптации в условиях отсутствия датчиков магнитного состояния машины.

2.2.2 Алгоритм текущей идентификации электрической частоты вращения ротора АД

Для исключения из закона адаптации частоты вращения ротора нереализуемых в рамках бездатчикового управления слагаемых, включающих в себя $\boldsymbol{\varepsilon}_\psi^T \mathbf{D} \hat{\boldsymbol{\Psi}}_r$, предлагается принять следующее соотношение:

$$h_\psi^2 = h^2 \frac{k_r}{L_{\sigma e}^s}. \quad (2.12)$$

Кроме того, для отрицательной определенности производной функции Ляпунова (глобальной устойчивости алгоритма адаптации) при принятом соотношении (2.12) автором предлагается принять соотношение

$$h_i^2 = h_\psi^2 \left(\frac{L_{\sigma e}^s}{k_r} \right)^2 \left(1 + \frac{R_s}{R_r} \frac{L_r}{L_{\sigma e}^s} \right), \quad (2.13)$$

и использовать стабилизирующую добавку

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} -\hat{\omega}_e \mathbf{D} \frac{R_s}{R_r} \frac{L_r}{L_{\sigma e}^s} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}.$$

При этом производная функции Ляпунова

$$\dot{V}_\delta = -2h_\psi^2 \left(\frac{R_r}{k_r^2} \left(L_{\sigma e}^s + L_r k_r^2 + L_r \frac{R_s}{R_r} \right) \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \boldsymbol{\varepsilon}_i - \delta \frac{L_r R_s}{k_r R_r} \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \boldsymbol{\varepsilon}_\psi \right)$$

для малых δ является отрицательно определенной функцией.

При принятых соотношениях закон адаптации НПП по электрической частоте вращения ротора имеет вид

$$\dot{\delta} = \lambda_\delta \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \hat{\boldsymbol{\Psi}}_r \left(h_i^2 \frac{k_r}{L_{\sigma e}^s} - h^2 \right) = \lambda_\delta h_\psi^2 \frac{R_s}{R_r} \frac{L_r}{k_r} \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \hat{\boldsymbol{\Psi}}_r. \quad (2.14)$$

Дополняя (2.14) пропорциональной частью, получим пропорционально-интегральный закон формирования оценки электрической частоты вращения двигателя

$$\hat{\omega}_e = k_{\text{И}} \int \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \hat{\Psi}_r dt + k_{\text{П}} \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \hat{\Psi}_r. \quad (2.15)$$

Известно, что прямой метод Ляпунова позволяет получить структуру закона адаптации, однако не позволяет найти численные значения коэффициентов регулятора – адаптора. Предлагается следующий подход по их определению [41].

Рассмотрим векторное произведение векторов, входящее в (2.15):

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \hat{\Psi}_r &= (\hat{\mathbf{I}}_s^T - \mathbf{I}_s^T) \mathbf{D} \hat{\Psi}_r = \|\hat{\mathbf{I}}_s\| \cdot \|\hat{\Psi}_r\| \sin(\alpha) - \|\mathbf{I}_s\| \cdot \|\hat{\Psi}_r\| \sin(\alpha - \delta_i) = \\ &= \|\hat{\mathbf{I}}_s\| \cdot \|\hat{\Psi}_r\| \sin(\alpha) - \|\mathbf{I}_s\| \cdot \|\hat{\Psi}_r\| \sin(\alpha) \cos(\delta_i) + \|\mathbf{I}_s\| \cdot \|\hat{\Psi}_r\| \sin(\delta_i) \cos(\alpha), \end{aligned}$$

где $\|\hat{\mathbf{I}}_s\|$ – модуль вектора оценки тока статора;

$\|\hat{\Psi}_r\|$ – модуль вектора оценки потокосцепления ротора;

$\|\mathbf{I}_s\|$ – модуль вектора токов статора;

α – угол между вектором оценки токов статора и вектором оценки потокосцепления ротора, см. рисунок 2.21;

δ_i – угол между вектором тока статора и вектором его оценки.

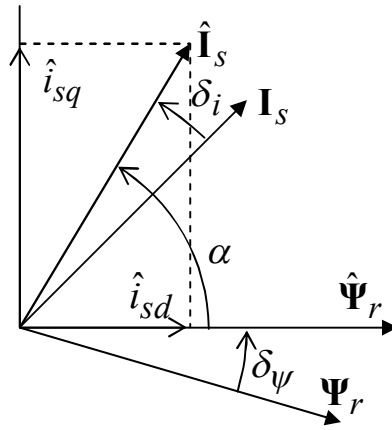


Рисунок 2.21

Принимая допущение $\|\hat{\mathbf{I}}_s\| \approx \|\mathbf{I}_s\|$, и что $\delta_i \approx \delta_\psi$ – малые углы, получим

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \hat{\Psi}_r &\approx \|\hat{\mathbf{I}}_s\| \cdot \|\hat{\Psi}_r\| \sin(\alpha) - \|\hat{\mathbf{I}}_s\| \cdot \|\hat{\Psi}_r\| \sin(\alpha) \cdot 1 + \|\hat{\mathbf{I}}_s\| \cdot \|\hat{\Psi}_r\| \delta_i \cos(\alpha) = \\ &= \|\hat{\mathbf{I}}_s\| \cos(\alpha) \|\hat{\Psi}_r\| \delta_i = \hat{I}_{sd} \|\hat{\Psi}_r\| \delta_i = \frac{1}{L_m} \|\hat{\Psi}_r\|^2 \delta_\psi. \end{aligned}$$

Для электропривода, работающего в первой зоне регулирования, можно принять что $\|\hat{\Psi}_r\| \approx \psi_{r\text{НОМ}}$. В этом случае структурная схема линеаризованного НПП имеет вид, приведенный на рисунке 2.22.

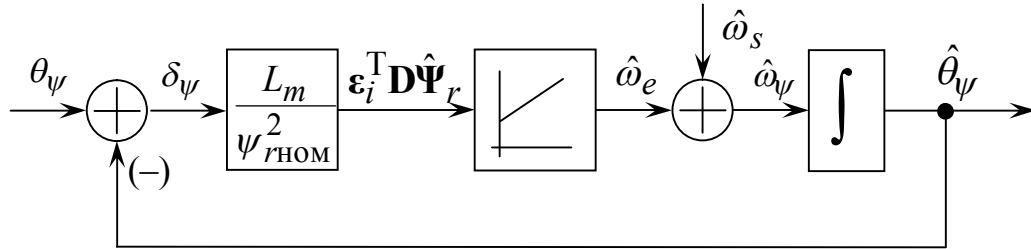


Рисунок 2.22

Настраивая характеристический полином замкнутого контура на нормированный полином второго порядка с собственной частотой $\Omega_{\text{НПП}}$ и коэффициентом формы $A_{\text{НПП}}$, получим выражения для коэффициентов регулятора – адаптора:

$$k_{\text{и}} = \Omega_{\text{НПП}}^2 \frac{L_m}{\psi_{r\text{НОМ}}^2}, \quad k_{\text{п}} = A_{\text{НПП}} \Omega_{\text{НПП}} \frac{L_m}{\psi_{r\text{НОМ}}^2}.$$

Принятые соотношения весовых коэффициентов и матрица стабилизирующей добавки позволяют одновременно с идентификацией частоты вращения ротора осуществлять адаптацию к изменениям активного сопротивления роторной цепи согласно закону

$$\hat{R}_r = k_{\rho} \int \left(k_r \epsilon_i^T \hat{\mathbf{I}}_s - \frac{1}{L_r} \epsilon_i^T \hat{\Psi}_r \right) dt + R_{r0}.$$

Однако одновременная идентификация активного сопротивления ротора и электрической частоты вращения ротора требует инъекции тестового сигнала в задание магнитного потока или в сигнал напряжения по продольной оси. Выбор формы сигнала инъекции является предметом отдельного исследования. Более того, данный подход выходит за рамки пассивного оценивания, так как любой сигнал инъекции будет влиять на ход технологического процесса и вызовет дополнительные потери в силовых элементах ПЧ и АД. По этим причи-

нам одновременная идентификация сопротивления роторной цепи и частоты вращения ротора в данной работе не рассматривается.

2.2.3 Алгоритм текущей идентификации электрической частоты вращения ротора АД и активного сопротивления статорной цепи

На практике наиболее критичным для работоспособности алгоритма идентификации является дрейф активного сопротивления статорной цепи в результате изменений температуры обмоток двигателя и питающего кабеля. Так как целенаправленный выбор соотношений весовых коэффициентов не позволяет одновременно исключить из законов адаптации частоты вращения и сопротивления статора нереализуемые в рамках бездатчиковых ЭП слагаемые, включающие в себя $\boldsymbol{\varepsilon}_{\psi}^T \mathbf{D} \hat{\Psi}_r$ и $\boldsymbol{\varepsilon}_{\psi}^T \hat{\mathbf{I}}_s$, предлагается остановиться на принятых ранее соотношениях и пренебречь соответствующим слагаемым в законе идентификации сопротивления статора, который в данном случае примет вид

$$\hat{R}_s = k_{\rho} \int \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \hat{\mathbf{I}}_s dt + R_{s0}.$$

При этом производная функции Ляпунова

$$\begin{aligned} \dot{V}_{\delta, \rho} = & -2h_{\psi}^2 \left(\frac{R_r}{k_r^2} \left(L_{\sigma e}^s + L_r k_r^2 + L_r \frac{R_s}{R_r} \right) \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \boldsymbol{\varepsilon}_i - \right. \\ & \left. - (\delta R_s + \rho_s \omega_e + \delta \rho_s) \frac{L_r R_s}{k_r R_r} \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \boldsymbol{\varepsilon}_{\psi} - \frac{\rho_s}{k_r} \boldsymbol{\varepsilon}_{\psi}^T \hat{\mathbf{I}}_s \right), \end{aligned}$$

при малых δ и ρ_s по-прежнему является отрицательно определенной функцией.

Важной проблемой является численное определение коэффициента интегрального адаптора НПП по активному сопротивлению статора. Предлагается следующий подход к его определению.

Так как основной причиной дрейфа активного сопротивления статора являются тепловые процессы, а их темп намного ниже темпа электромагнитных и электромеханических процессов в АД, то подсистему идентификации сопро-

тивления статора можно настраивать на гораздо меньшее быстродействие, чем контуры системы векторного управления и адаптор частоты вращения. Это позволяет пренебречь инерционностью последних при синтезе алгоритма идентификации активного сопротивления статора.

Уравнения установившегося режима НПП в системе координат (1, 2), ориентированной по оценке вектора потокосцеплений ротора, с учетом стабилизирующей добавки имеют вид

$$\begin{cases} \hat{R}_s \hat{i}_{s1} - \omega_\psi L_{\sigma e}^s \hat{i}_{s2} - \hat{R}_s T_r (\hat{i}_{s2} - i_{s2}) (\omega_\psi - \hat{\omega}_s) = u_{s1}, \\ \hat{R}_s \hat{i}_{s2} + \omega_\psi (L_{\sigma e}^s \hat{i}_{s1} + k_r \hat{\psi}_r) + \hat{R}_s T_r (\hat{i}_{s1} - i_{s1}) (\omega_\psi - \hat{\omega}_s) = u_{s2}, \\ L_m \hat{i}_{s1} - \hat{\psi}_r = 0, \\ L_m \hat{i}_{s2} - \hat{\omega}_s T_r \psi_r = 0, \end{cases} \quad (2.16)$$

где $\hat{\psi}_r = \Psi_r^{ref}$ – заданное потокосцепление ротора.

Уравнения АД в установившемся режиме в той же в системе координат (1, 2), направленной по оценке вектора потокосцеплений ротора:

$$\begin{cases} R_s i_{s1} - \omega_\psi L_{\sigma e}^s i_{s2} - \omega_\psi k_r \psi_{r2} = u_{s1}, \\ R_s i_{s2} + \omega_\psi (L_{\sigma e}^s i_{s1} + k_r \psi_{r1}) = u_{s2}, \\ L_m i_{s1} + T_r \omega_s \psi_{r2} - \psi_{r1} = 0, \\ L_m i_{s2} - T_r \omega_s \psi_{r1} - \psi_{r2} = 0. \end{cases} \quad (2.17)$$

Так как алгоритм идентификации электрической частоты вращения ротора сводит к нулю векторное произведение токовой ошибки на вектор оценок потокосцеплений ротора, то

$$\boldsymbol{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \hat{\Psi}_r = \varepsilon_{i2} \hat{\psi}_{r1} - \varepsilon_{i1} \hat{\psi}_{r2} = \varepsilon_{i2} \hat{\psi}_{r1} = 0.$$

Следовательно, в установившемся режиме $\varepsilon_{i2} = 0$, и

$$i_{s2} = \hat{i}_{s2}. \quad (2.18)$$

Тогда закон идентификации активного сопротивления статора можно записать как

$$\hat{R}_s = R_{s0} + k_\rho \int \varepsilon_{i1} \hat{i}_{s1} dt.$$

Решая совместно системы уравнений (2.16) и (2.17) с учетом равенства (2.18) относительно частоты скольжения, получим уравнение

$$a\omega_s^2 + b\omega_s + c = 0, \quad (2.19)$$

где a , b , c – коэффициенты, зависящие от параметров АД, положения рабочей точки ЭП и отклонения активного сопротивления статора:

$$\begin{aligned} a(.) &= T_r^2 \left(\omega_\psi \left(k_r L_m (\hat{R}_s - \rho) - L_{\sigma e}^s \rho \right) - T_r \rho \left(\omega_\psi \hat{R}_s - \hat{\omega}_s (2\hat{R}_s - \rho) \right) \right), \\ b(.) &= \omega_\psi k_r L_m T_r \left(\omega_\psi (\hat{R}_s T_r + L_s) \omega_\psi - 2(\hat{R}_s - \rho) T_r \hat{\omega}_s \right), \\ c(.) &= -k_r L_m T_r \omega_\psi \left(\omega_\psi \hat{\omega}_s L_s + \hat{R}_s T_r \hat{\omega}_s (\omega_\psi - \hat{\omega}_s) \right) - \\ &\quad - \rho L_s \omega_\psi - T_r \rho \left(\rho (\omega_\psi - \hat{\omega}_s) - (\hat{R}_s - \rho) (\omega_\psi - 2\hat{\omega}_s) \right), \end{aligned}$$

Решением (2.19) является значение частоты скольжения

$$\omega_s(.) = \frac{-b(.) + \sqrt{b(.)^2 - 4a(.)c(.)}}{2a(.)},$$

при этом подынтегральная величина, входящая в закон адаптации по активному сопротивлению статора, будет иметь вид

$$\varepsilon_{i1}(\cdot) \hat{i}_{s1} = \hat{i}_{s1}^2 \frac{\omega_\psi k_r T_r L_m (\omega_s(\cdot) - \hat{\omega}_s) - \rho (1 + T_r^2 \omega_s^2(\cdot))}{(\hat{R}_s - \rho) (1 + T_r^2 \omega_s^2(\cdot)) + \omega_\psi \omega_s(\cdot) k_r T_r L_m}.$$

Таким образом, выражение $\varepsilon_{i1} \hat{i}_{s1}$ для установившихся режимов является функцией как положения рабочей точки, так и отклонения активного сопротивления статора. Результаты проведенного исследования показывают, что функция $\varepsilon_{i1} \hat{i}_{s1}(\rho)$ в любой рабочей точке ЭП может быть аппроксимирована прямой линией. Предлагается осуществлять линейризацию этой зависимости по формуле

$$\varepsilon_{i1} \hat{i}_{s1}(\hat{R}_s, \omega_\psi, \hat{\omega}_s, \hat{i}_{s1}, \rho) = K(\hat{R}_s, \omega_\psi, \hat{\omega}_s, \hat{i}_{s1}).$$

Соответствующая структурная схема представлена на рисунке 2.23.

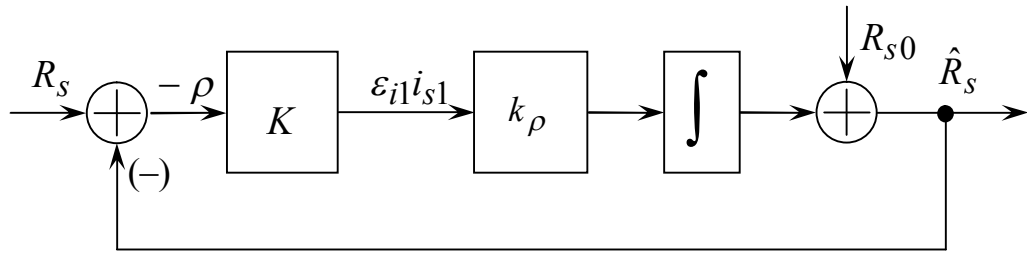


Рисунок 2.23

Настраивая замкнутый контур идентификации R_s на аperiodическое звено с собственной частотой Ω_ρ , получим выражение для коэффициента адаптора по активному сопротивлению статора

$$k_\rho(\hat{R}_s, \omega_\psi, \hat{\omega}_s, \hat{i}_{s1}) = \frac{\Omega_\rho}{K(\hat{R}_s, \omega_\psi, \hat{\omega}_s, \hat{i}_{s1})}.$$

Таким образом, с помощью полученных выражений можно осуществлять непрерывную подстройку идентификатора активного сопротивления статора, что обеспечит требуемое качество процессов вычисления сопротивления статора во всей плоскости механических характеристик ЭП.

Структурная схема алгоритма идентификации электрической частоты вращения ротора и активного сопротивления статорной цепи представлена на рисунке 2.24.

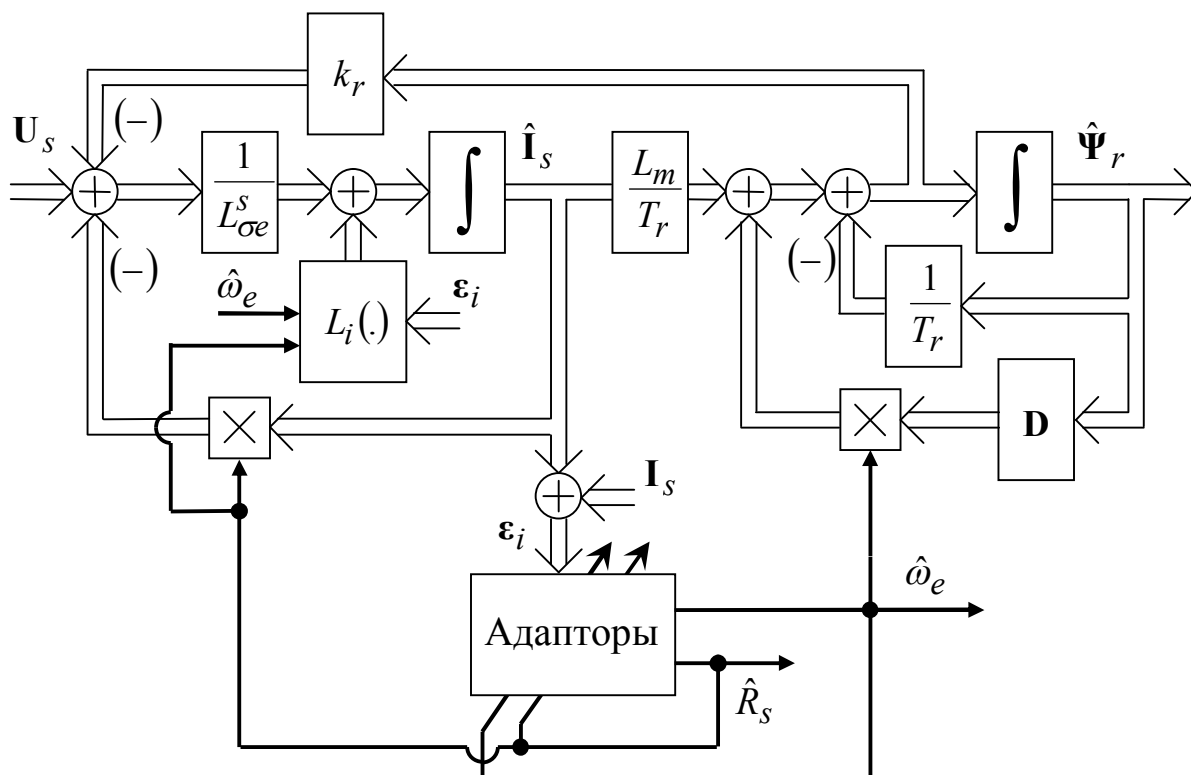


Рисунок 2.24

Цифровое моделирование предлагаемого алгоритма проводилось в пакете программ MATLAB/Simulink в составе системы векторного управления двигателем 4A225M4У3, модели идентификатора представлены в Приложении Г.

На рисунке 2.25 представлены графики переходных процессов предлагаемого алгоритма в составе системы бездатчикового векторного управления по механической частоте вращения ротора, заданию на токи в системе координат (d, q) , заданиям фазных токов и напряжений при работе в двигательном режиме и абсолютно точной информации о параметрах двигателя. Электропривод обрабатывает следующие режимы – намагничивание двигателя, разгон без нагрузки на частоту $3\omega_{\text{НОМ}}/4$, наброс номинальной нагрузки, сброс нагрузки.

Процессы идентификации активного сопротивления статора будут представлены в разделе 2.3.

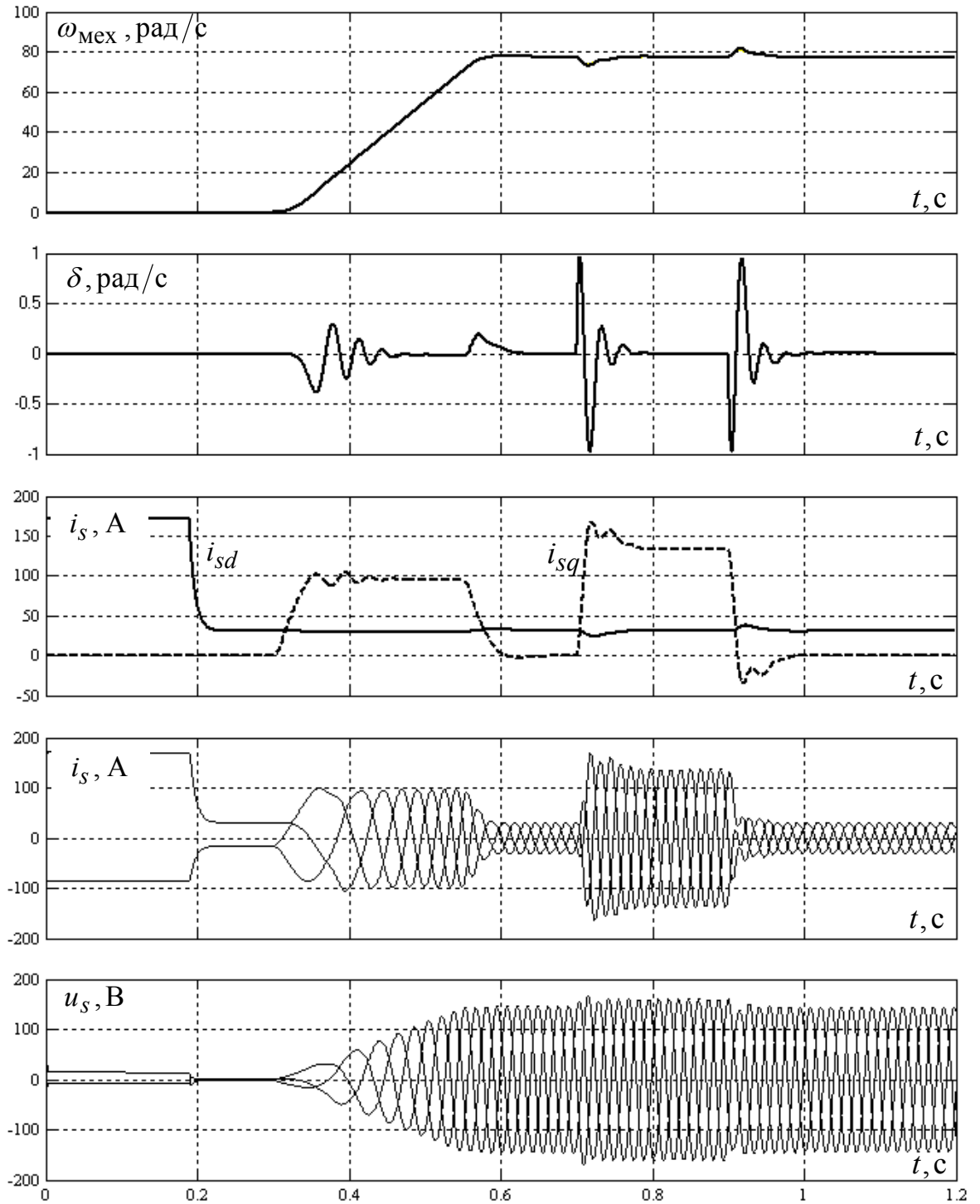


Рисунок 2.25

2.2.4 Влияние отклонения сопротивления ротора на процессы вычисления частоты вращения и сопротивления статора

Уравнения установившегося режима НПП в системе координат (1, 2), ориентированной по оценке вектора потокосцеплений ротора, с учетом стабилизирующей добавки при наличии отклонения активного сопротивления ротора имеют вид

$$\begin{cases} \hat{R}_s \hat{i}_{s1} - \omega_\psi L_{\sigma e}^s \hat{i}_{s2} - \hat{R}_s \hat{T}_r (\hat{i}_{s2} - i_{s2}) (\omega_\psi - \hat{\omega}_s) = u_{s1}, \\ \hat{R}_s \hat{i}_{s2} + \omega_\psi (L_{\sigma e}^s \hat{i}_{s1} + k_r \hat{\psi}_r) + \hat{R}_s \hat{T}_r (\hat{i}_{s1} - i_{s1}) (\omega_\psi - \hat{\omega}_s) = u_{s2}, \\ L_m \hat{i}_{s1} = \hat{\psi}_r, \\ L_m \hat{i}_{s2} - \hat{\omega}_s \hat{T}_r \hat{\psi}_r = 0, \end{cases} \quad (2.20)$$

где $\hat{T}_r = \frac{L_r}{\hat{R}_r}$ – оценка постоянной времени роторной цепи, которой оперирует наблюдатель.

Уравнения АД в установившемся режиме в той же в системе координат (1, 2), направленной по оценке вектора потокосцеплений ротора:

$$\begin{cases} R_s i_{s1} - \omega_\psi L_{\sigma e}^s i_{s2} - \omega_\psi k_r \psi_{r2} = u_{s1}, \\ R_s i_{s2} + \omega_\psi (L_{\sigma e}^s i_{s1} + k_r \psi_{r1}) = u_{s2}, \\ L_m i_{s1} + T_r \omega_s \psi_{r2} - \psi_{r1} = 0, \\ L_m i_{s2} - T_r \omega_s \psi_{r1} - \psi_{r2} = 0. \end{cases} \quad (2.22)$$

Приравнивая уравнения статорных цепей наблюдателя и двигателя и записывая уравнения роторной цепи АД, получим выражения

$$\begin{cases} \hat{R}_s \hat{i}_{s1} - \omega_\psi L_{\sigma e}^s \hat{i}_{s2} - \hat{R}_s \hat{T}_r (\hat{i}_{s2} - i_{s2}) (\omega_\psi - \hat{\omega}_s) = R_s i_{s1} - \omega_\psi L_{\sigma e}^s i_{s2} - \omega_\psi k_r \psi_{r2}, \\ \hat{R}_s \hat{i}_{s2} + \omega_\psi (L_{\sigma e}^s \hat{i}_{s1} + k_r \hat{\psi}_r) + \hat{R}_s \hat{T}_r (\hat{i}_{s1} - i_{s1}) (\omega_\psi - \hat{\omega}_s) = R_s i_{s2} + \omega_\psi (L_{\sigma e}^s i_{s1} + k_r \psi_{r1}), \\ R_r L_m i_{s1} + L_r \omega_s \psi_{r2} - \psi_{r1} = 0, \\ R_r L_m i_{s2} - L_r \omega_s \psi_{r1} - \psi_{r2} = 0. \end{cases}$$

Так как адаптор частоты вращения и адаптор сопротивления статора в установившемся режиме стягивают к нулю токовые ошибки,

$$\hat{i}_{s2} - i_{s2} = 0, \hat{i}_{s1} - i_{s1} = 0.$$

Тогда уравнения установившегося режима при переходе к отклонению активного сопротивления примут следующий вид:

$$\begin{cases} \rho_s \hat{i}_{s1} + \omega_\psi k_r \psi_{r2} = 0, \\ \rho_s \hat{i}_{s2} + \omega_\psi k_r (\hat{\psi}_r - \psi_{r1}) = 0, \\ R_r L_m i_{s1} + L_r \omega_s \psi_{r2} - \psi_{r1} = 0, \\ R_r L_m i_{s2} - L_r \omega_s \psi_{r1} - \psi_{r2} = 0. \end{cases}$$

Решением данной системы является

$$\rho_s = 0, \psi_{r1} = \hat{\psi}_r, \psi_{r2} = 0,$$

то есть отклонение активного сопротивления ротора не приводит в установившемся режиме работы к ошибке идентификации активного сопротивления статора.

Кроме того, из последних уравнений систем уравнений (2.20) и (2.21) получим

$$\begin{cases} \omega_s \hat{\psi}_r = k_r R_r \hat{i}_{s2}, \\ \hat{\omega}_s \hat{\psi}_r = k_r \hat{R}_r \hat{i}_{s2}, \end{cases}$$

следовательно, отклонение активного сопротивления ротора влияет на ошибку в частоте скольжения согласно выражению

$$\hat{\omega}_s = \omega_s \frac{\hat{R}_r}{R_r}. \quad (2.22)$$

Также отклонение активного сопротивления ротора не приводит к изменению потока машины,

$$\psi_{r1} = \hat{\psi}_r = \psi_r^{ref}, \quad (2.23)$$

а частота скольжения определяется только нагрузкой.

Таким образом, ошибка в сопротивлении ротора, приводит к ошибке вычисления частоты скольжения. Аналогичный результат можно получить и для MRAS.

2.3 Сравнительный анализ предлагаемого алгоритма с известными

В данном разделе представлены результаты цифрового моделирования алгоритмов *Kubota* [29], *Hinkkanen* [40] и предлагаемого идентификатора в различных режимах работы.

Графики переходных процессов на малой частоте вращения $\omega_{\text{НОМ}}/25$ и $\omega_{\text{НОМ}}/60$ при номинальной генераторной нагрузке для алгоритма *Kubota* представлены на рисунке 2.26 и рисунке 2.27.

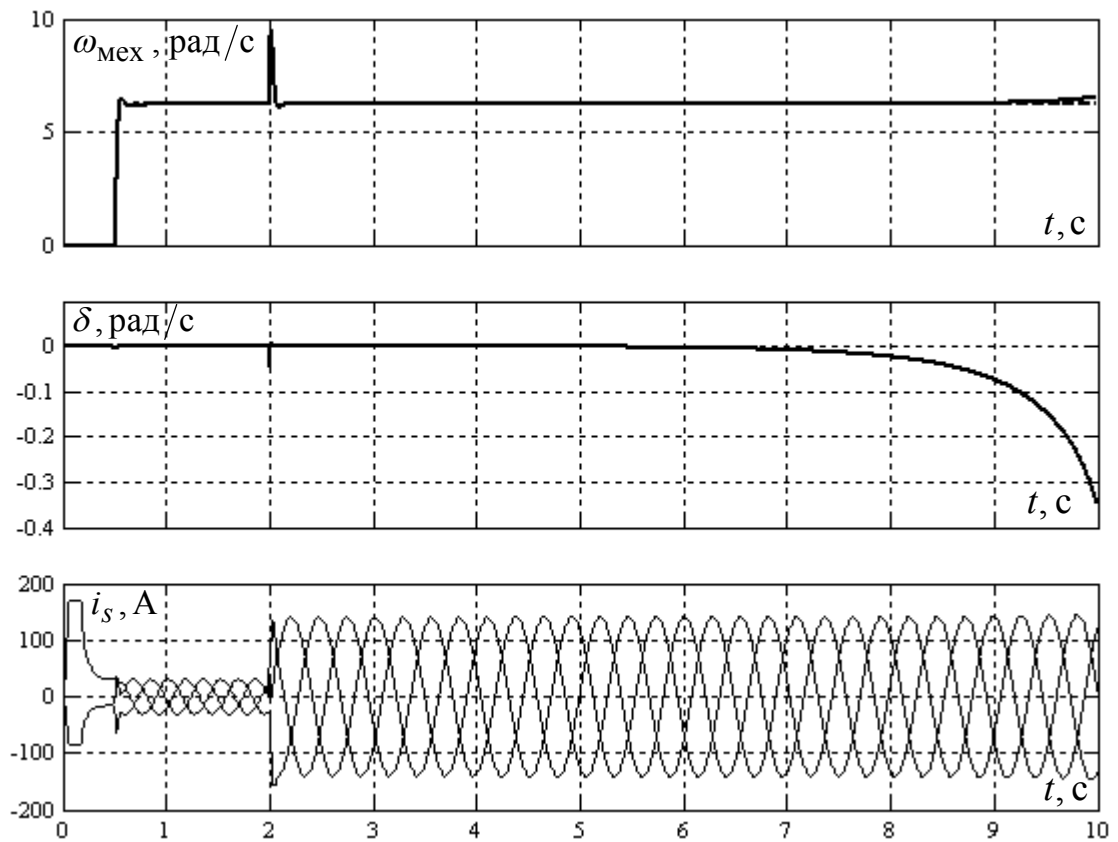


Рисунок 2.26

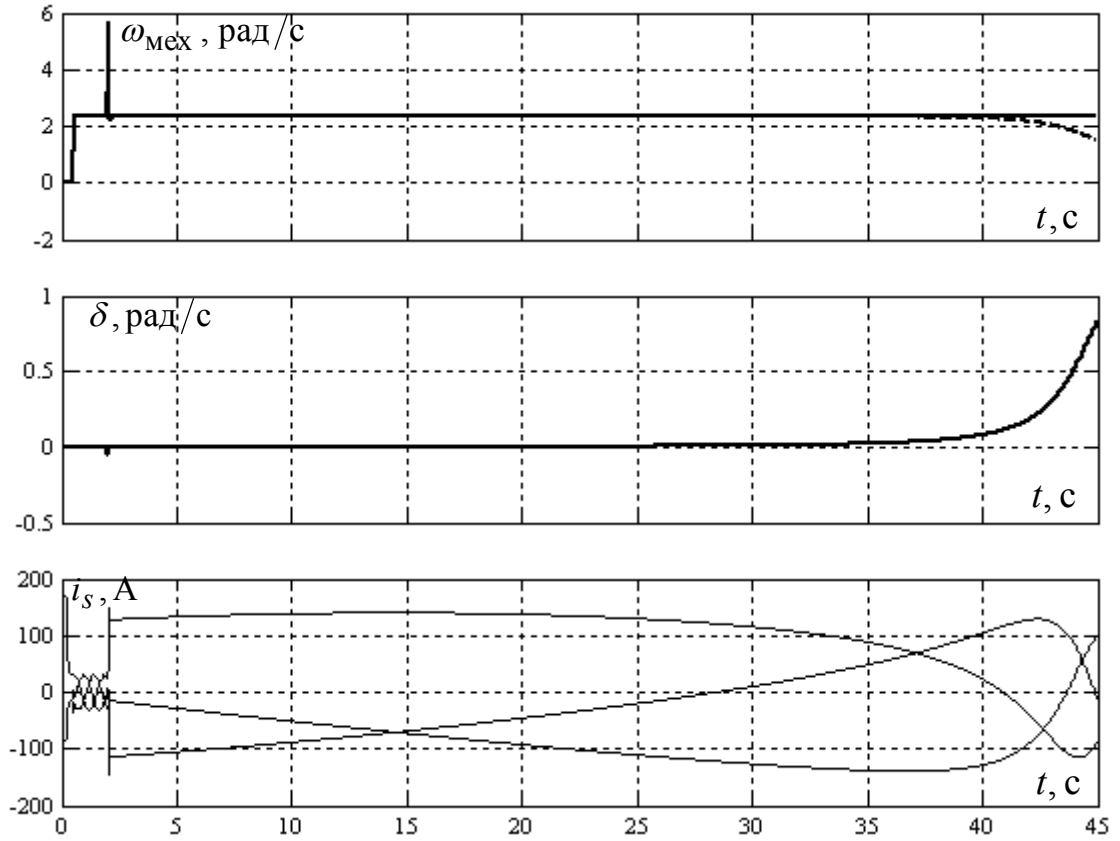


Рисунок 2.27

Как видно, алгоритм *Kubota* неустойчив на низких частотах вращения в генераторном режиме работы.

Работа предлагаемого алгоритма в тех же режимах работы представлена на рисунке 2.28 и рисунке 2.29.

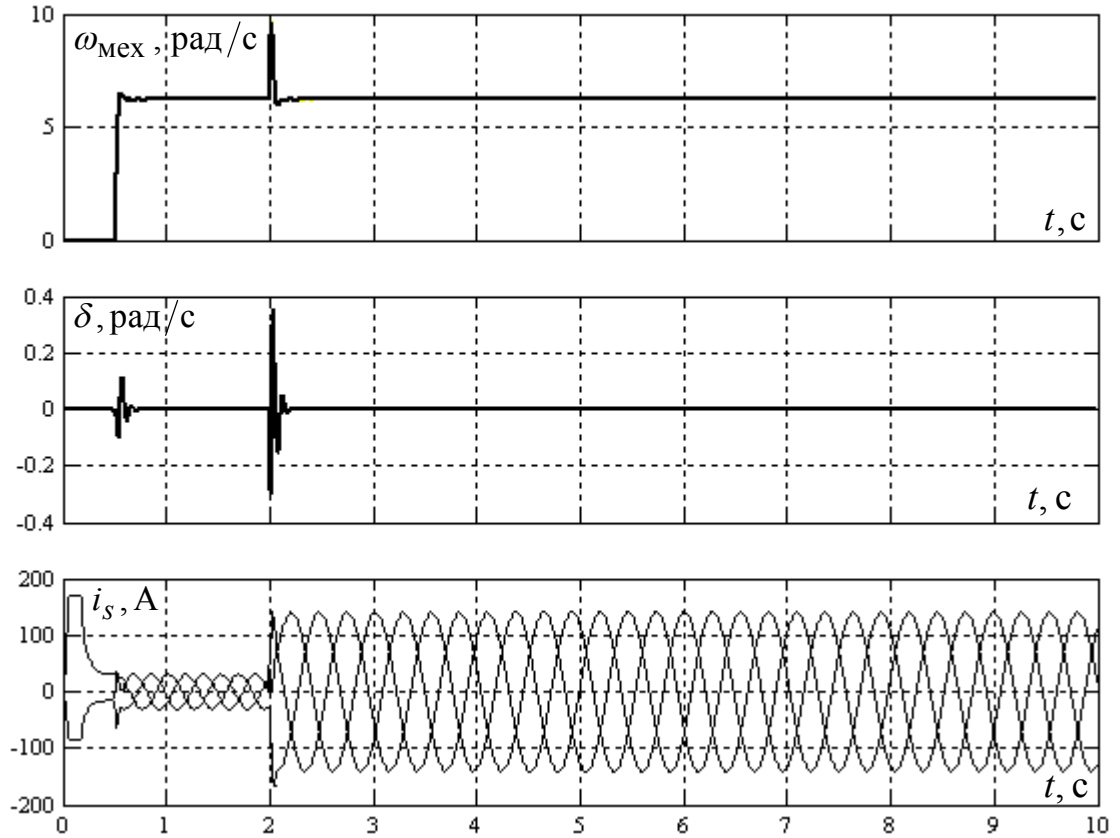


Рисунок 2.28

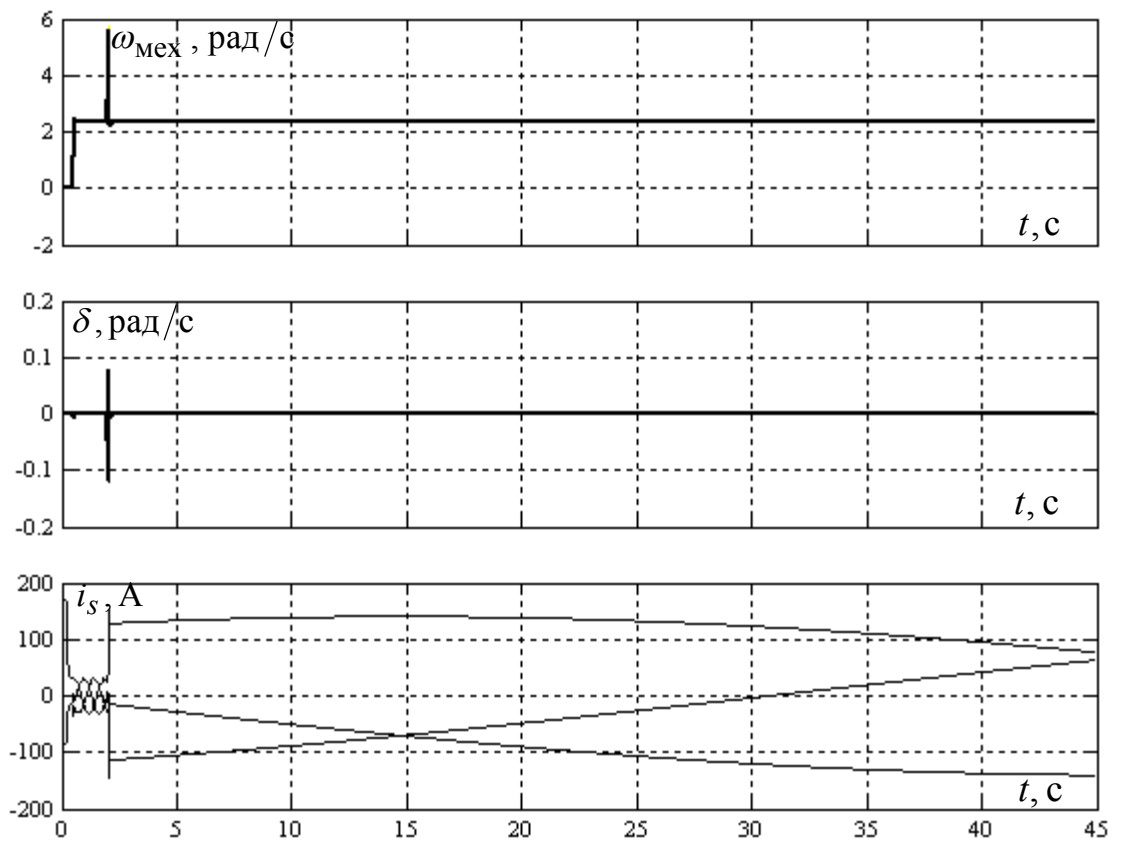


Рисунок 2.29

Таким образом, предлагаемый алгоритм идентификации устойчив в области малых частот в генераторных режимах.

На рисунке 2.30 представлена реакция алгоритма *Hinkkanen* на отклонение активного сопротивления на 10% в большую сторону при работе привода на частоте $\omega_{\text{ном}}/100$ в номинальном двигательном режиме.

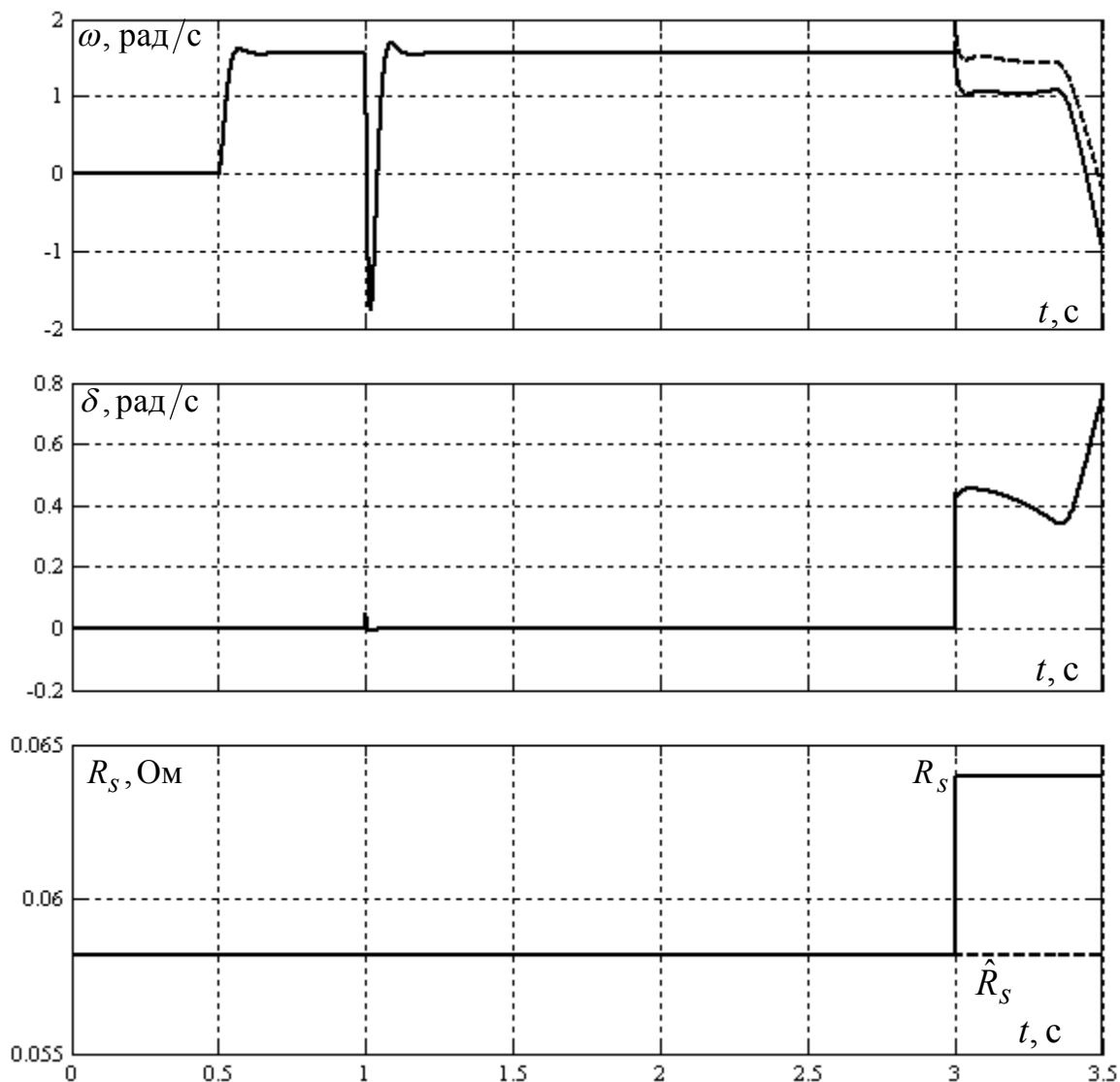


Рисунок 2.30

Результаты моделирования свидетельствуют о неустойчивости алгоритма *Hinkkanen* внизу диапазона регулирования при ошибочной информации о величине активного сопротивления статора.

Аналогичный режим для предлагаемого алгоритма при отключенной адаптации к отклонению активного сопротивления статора представлен на рисунке 2.31.

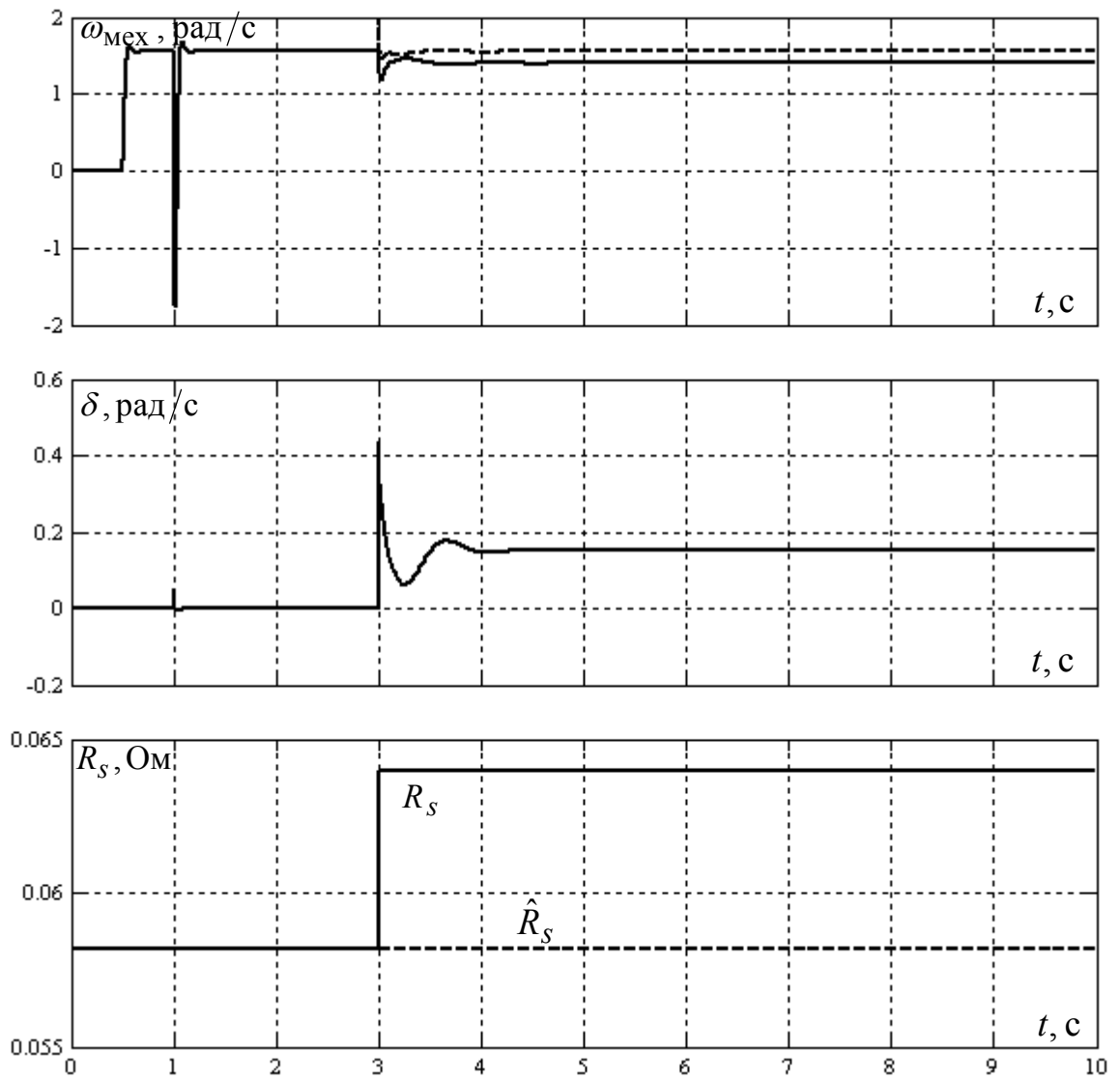


Рисунок 2.31

На рисунке 2.32 представлены переходные процессы ЭП при включенной адаптации к изменению сопротивления статора.

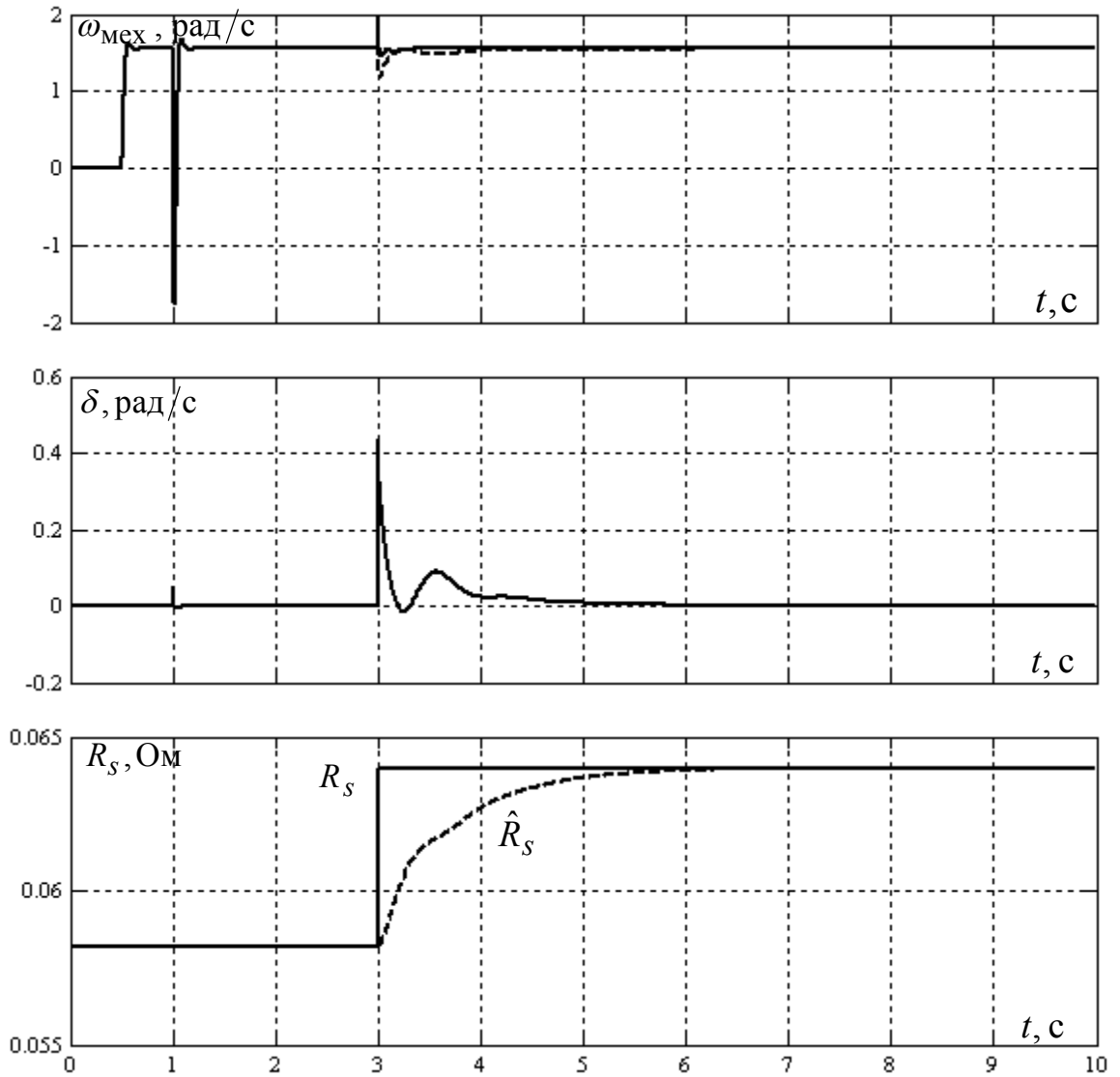


Рисунок 2.32

Реакция предлагаемого алгоритма на отклонение сопротивления статора на 10% в большую и меньшую сторону приведена на рисунке 2.33.

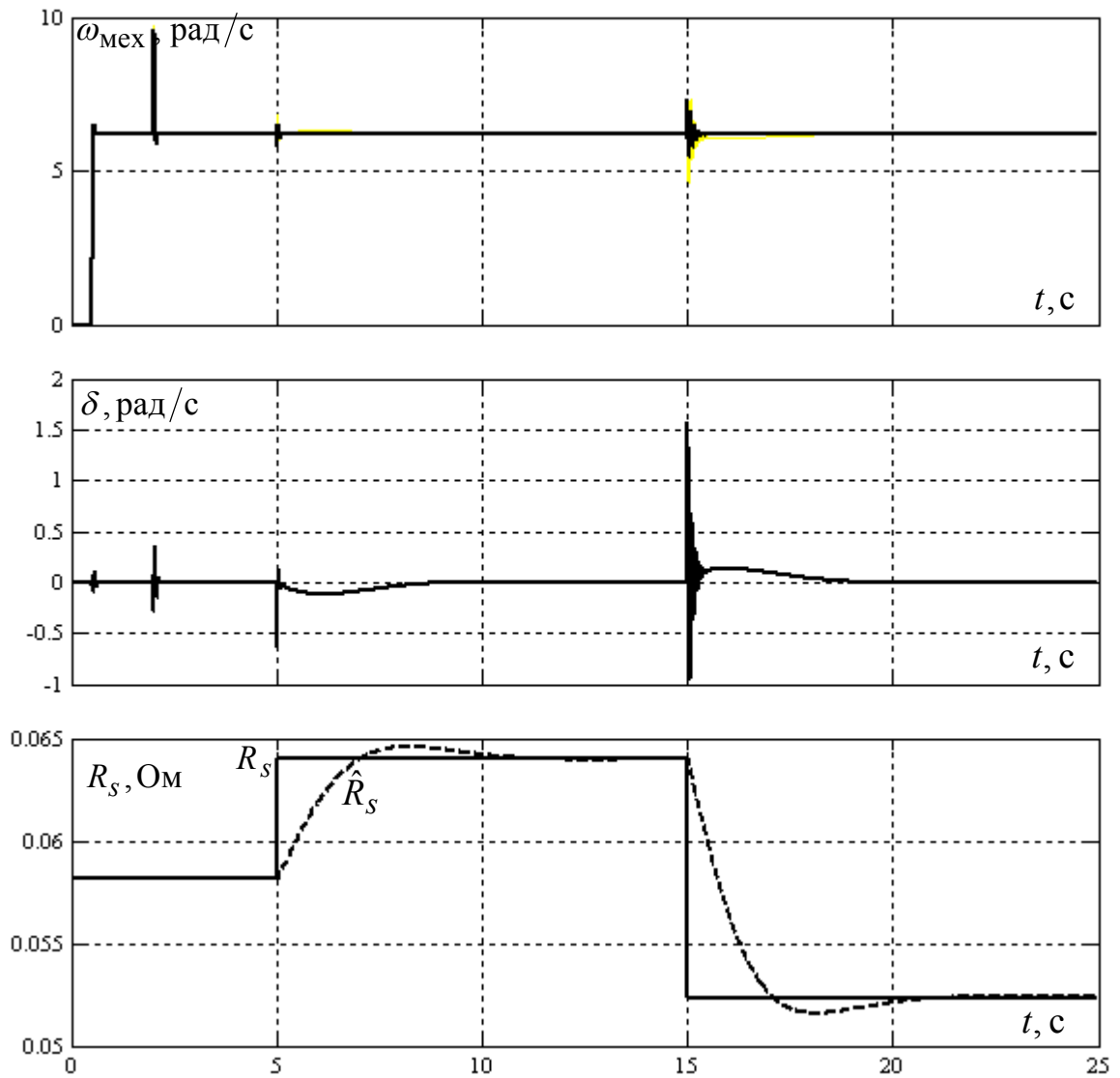


Рисунок 2.33

Анализ переходных процессов показывает, что предлагаемый алгоритм вычисления устойчив, отсутствуют статические ошибки определения частоты вращения и активного сопротивления статора.

2.4 Исследование чувствительности предлагаемого алгоритма идентификации АДКЗР к отклонениям параметров

Важным вопросом является чувствительность алгоритмов вычисления к отклонениям параметров электрической машины. Адаптация алгоритма к от-

клонению активного сопротивления делает его малочувствительным к отклонению сопротивления статора вызываемому нагревом машины и кабеля.

Реакция предлагаемого алгоритма на отклонение постоянной времени ротора на 10% в большую и меньшую сторону представлена на рисунке 2.34.

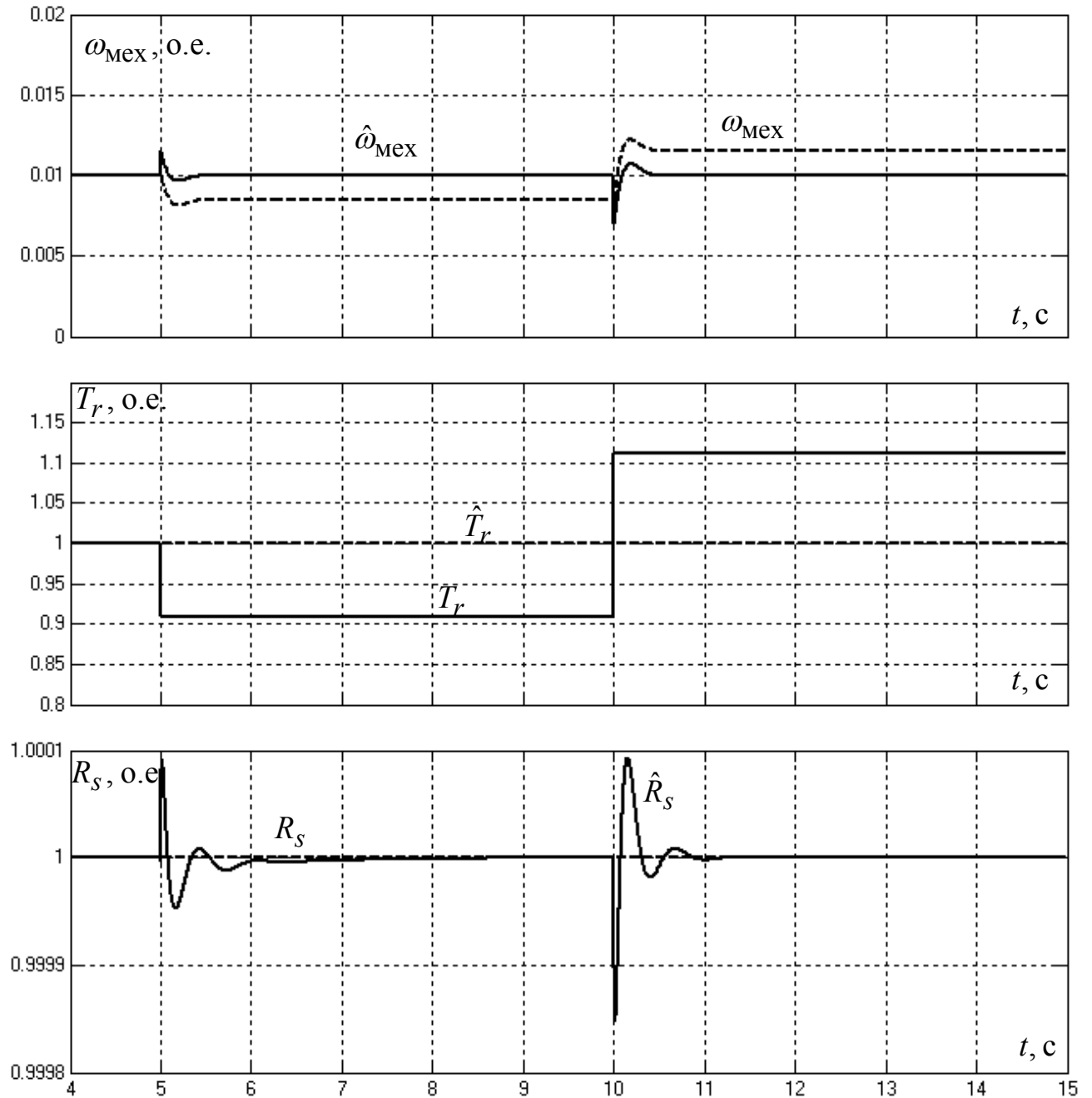


Рисунок 2.34

Результаты моделирования подтверждают, что отклонение постоянной времени ротора не приводит к ошибке идентификации сопротивления статора в

установившихся режимах работы, но приводит к ошибке идентификации частоты вращения ротора.

Реакция предлагаемого алгоритма на отклонение эквивалентной индуктивности статора на 10% в большую и меньшую сторону представлена на рисунке 2.35. Электропривод работает на частоте $\omega_{\text{НОМ}}/5$ в номинальном двигательном режиме.

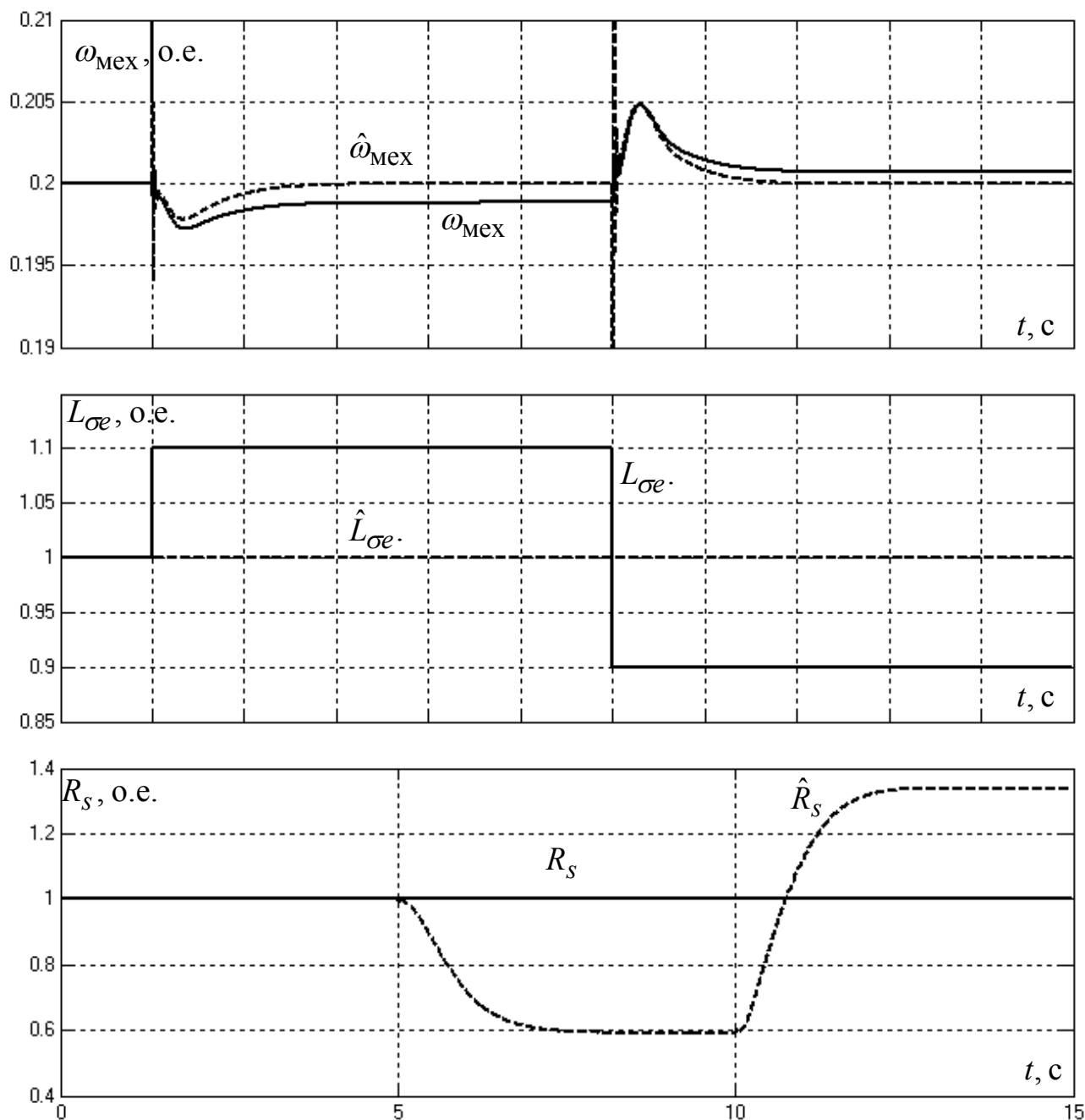


Рисунок 2.35

Как видно из графиков переходных процессов, отклонение эквивалентной индуктивности статора приводит как к ошибке вычисления частоты вращения ротора, так и к ошибке вычисления активного сопротивления статора. Поэтому желательно максимально точное определение этой величины на этапе предварительной идентификации параметров ЭП.

2.5 Предварительная идентификация параметров АД

Для работы алгоритмов текущей идентификации и наблюдения необходима начальная информация о параметрах схемы замещения АДКЗР. Получить их из справочной литературы часто затруднительно. Кроме того в справочниках указываются усредненные данные для машин целой серии, а не для конкретной машины, параметры схемы замещения которой отличаются от усредненных в силу технологических допусков, а также могли быть изменены, например, после перемотки обмоток при ремонте. Поэтому необходима автоматическая процедура определения и уточнения параметров схемы замещения двигателя.

Из теории электрических машин известно, что для определения параметров схемы замещения можно провести опыт холостого хода и короткого замыкания [13]. Однако на практике это, как правило, сложно выполнимо. По этой причине на сегодняшний момент разработано достаточно большое количество алгоритмов предварительной идентификации, например описанные в [44, 45].

Ниже представлен предлагаемый автором алгоритм предварительной идентификации параметров схемы замещения АДКЗР.

Автономный инвертор напряжения обладает внутренними падениями напряжения – падением напряжения на полупроводниковых приборах и падением напряжения на выходе вследствие наличия мертвого времени.

Для обеспечения точности текущей идентификации координат в структуре преобразователя должен иметься датчик фазных напряжений на выходе преобразователя. Поскольку напряжение на выходе ПЧ носит импульсный характер, для его измерения необходимо использовать интеграторы со сбросом. На-

личие датчика фазных напряжений на выходе ПЧ, устраняет необходимость определения падения напряжения в инверторе и его эквивалентного сопротивления.

Рассмотрим математические модели и подходы, лежащие в основе предлагаемого алгоритма.

При неподвижном роторе электромагнитные процессы в АД описываются следующими уравнениями

$$\begin{cases} L_{\sigma e}^s \frac{d}{dt} i_{s\alpha} = u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - k_r \frac{d}{dt} \psi_{r\alpha}, \\ T_r \frac{d}{dt} \psi_{r\alpha} + \psi_{r\alpha} = \frac{1}{L_m} i_{s\alpha}, \end{cases}$$

соответствующие передаточные функции тока статора и потокосцепления ротора имеют вид

$$W_{i_{s\alpha}, u_{s\alpha}}(p) = \frac{1}{R_s} \frac{T_r p + 1}{L_{\sigma e}^s \frac{T_r}{R_s} p^2 + \left(T_r + \frac{L_{\sigma e}^s}{R_s} + \frac{k_r L_m}{R_s} \right) p + 1},$$

$$W_{\psi_{r\alpha}, u_{s\alpha}}(p) = \frac{L_m}{R_s} \frac{1}{L_{\sigma e}^s \frac{T_r}{R_s} p^2 + \left(T_r + \frac{L_{\sigma e}^s}{R_s} + \frac{k_r L_m}{R_s} \right) p + 1}.$$

Их характеристический полином:

$$L_{\sigma e}^s \frac{T_r}{R_s} p^2 + \left(T_r + \frac{L_{\sigma e}^s}{R_s} + \frac{k_r L_m}{R_s} \right) p + 1 = 0.$$

Корни характеристического полинома, определяющие свободную составляющую переходных процессов, рассчитываются согласно выражениям

$$p_1 = \frac{- \left(T_r + \frac{L_{\sigma e}^s}{R_s} + \frac{k_r L_m}{R_s} \right) + \sqrt{\left(T_r + \frac{L_{\sigma e}^s}{R_s} + \frac{k_r L_m}{R_s} \right)^2 - 4 L_{\sigma e}^s \frac{T_r}{R_s}}}{2 L_{\sigma e}^s \frac{T_r}{R_s}}, \quad (2.26)$$

$$p_2 = \frac{-\left(T_r + \frac{L_{\sigma e}^s}{R_s} + \frac{k_r L_m}{R_s}\right) - \sqrt{\left(T_r + \frac{L_{\sigma e}^s}{R_s} + \frac{k_r L_m}{R_s}\right)^2 - 4L_{\sigma e}^s \frac{T_r}{R_s}}}{2L_{\sigma e}^s \frac{T_r}{R_s}}. \quad (2.27)$$

При постоянном уровне напряжения статора переходные процессы описываются следующими функциями:

$$\psi_{r\alpha}(t) = \left(1 - \frac{p_1}{p_1 - p_2} e^{-p_1 t} + \frac{p_2}{p_1 - p_2} e^{-p_2 t}\right) \frac{L_m}{R_s} U_{s\alpha}, \quad (2.28)$$

$$i_{s\alpha}(t) = \left(1 + \frac{T_r p_1 p_2 - p_2}{p_1 - p_2} e^{-p_1 t} + \frac{p_1 - T_r p_1 p_2}{p_1 - p_2} e^{-p_2 t}\right) \frac{1}{R_s} U_{s\alpha}, \quad (2.29)$$

где $U_{s\alpha}$ – постоянный уровень напряжения, подаваемого на статор.

Так как потокосцепление ротора не поддается прямому измерению, то из переходного процесса тока статора при подаче по продольной оси постоянного напряжения $U_{s\alpha}$ возможно определить четыре параметра T_r , R_s , p_1 , p_2 по четырём уравнениям для четырех моментов времени. Еще два уравнения (2.26) и (2.27) дополняют систему уравнений до шести, при семи неизвестных величинах T_r , R_s , p_1 , p_2 , $L_{\sigma e}^s$, k_r , L_m . Таким образом, возможно, определить шесть из семи величин. Наиболее логично, задаваясь параметром k_r , определять остальные, так как он для большинства асинхронных двигателей составляет $k_r \approx 0,96$ о.е..

Однако аналитическое решение нелинейной системы из шести уравнений проблематично. Поэтому для определения параметров машины предлагается следующий алгоритм.

Индуктивность $L_{\sigma e}^s$ определяется по пульсации тока при кратковременном приложении напряжения по продольной оси

$$L_{\sigma e}^s \frac{di_{s\alpha}}{dt} \approx U_{s\alpha}.$$

Для этого кратковременно на промежуток времени $t_1 = \frac{1}{2}T_{\text{ШИМ}}$ без использования алгоритма ШИМ формулируются следующие коммутационные функции

$$\Phi_U = 1, \Phi_V = -1, \Phi_W = -1.$$

В результате чего к двигателю будет приложено напряжение

$$U_{s\alpha 1} = \frac{2}{3}U_{dc}.$$

В момент времени t_1 напряжение снимается и измеряется значение тока. После чего рассчитывается оценка индуктивности

$$\hat{L}_{\sigma e}^s = \frac{2U_{dc}t_1}{3I_{s\alpha}(t_1)}.$$

После определения эквивалентной индуктивности двигателя, приведенной к статору, предлагается использовать замкнутый контур тока по продольной оси, а именно сформировать ток, равный номинальному току намагничивания $I_{s\alpha} = i_{d\text{НОМ}}$, который может быть принят примерно равным току холостого хода. При этом переходный процесс по потокосцеплению ротора будет описываться выражением

$$\psi_{r\alpha 2}(t) = \left(1 - e^{-\frac{t}{T_r}}\right) L_m I_{s\alpha} = \left(1 - e^{-\frac{t}{T_r}}\right) \psi_{r\alpha}(\infty),$$

где $\psi_{r\alpha 2}(\infty) = L_m i_{d\text{НОМ}}$ – потокосцепление ротора в установившемся режиме.

Соответственно оценка главной индуктивности может быть определена как

$$L_m = \frac{\psi_{r\alpha 2}(\infty)}{i_{d\text{НОМ}}}.$$

Потокосцепление в момент времени t_2 вычисляется по формуле

$$\psi_{r\alpha 2}(t_2) = \left(1 - e^{-\frac{t_2}{T_r}} \right) \psi_{r\alpha}(\infty),$$

из которой может быть определена постоянная времени ротора

$$T_r = \frac{-t_2}{\ln \left(1 - \frac{\psi_{r\alpha 2}(t_2)}{\psi_{r\alpha 2}(\infty)} \right)}.$$

В установившемся режиме работы напряжение на клеммах двигателя формируется согласно выражению

$$U_{s\alpha 2}(\infty) = R_s i_{d\text{ном}}.$$

Соответственно, оценка активного сопротивления определяется как

$$R_s = \frac{U_{s\alpha 2}(\infty)}{i_{d\text{ном}}}. \quad (2.30)$$

Таким образом, для идентификации активного сопротивления статора, главной индуктивности и постоянной времени необходимо иметь информацию об уровнях установившихся тока и напряжения статора, а также потокосцепления ротора.

Однако потокосцепление ротора в рамках бездатчикового векторного управления не подлежит прямому измерению. Для получения информации о нем предлагается воспользоваться выражением для его производной согласно формуле

$$\frac{d}{dt} \psi_{r\alpha 2} = \frac{1}{k_r} \left(u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - L_{\sigma e}^s \frac{d}{dt} i_{s\alpha} \right).$$

Интегрируя, получим выражение для потока

$$\psi_{r\alpha 2}(t) = \frac{1}{k_r} \int (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt - L_{\sigma e}^s i_{s\alpha}.$$

Так как на этапе намагничивания оценка активного сопротивления статора не известна, предлагается интегрировать два выражения:

$$F_1(t) = \frac{1}{k_r} \int u_{s\alpha} dt - \hat{L}_{\sigma e}^s i_{s\alpha},$$

$$F_2(t) = \frac{1}{k_r} \int i_{s\alpha} dt.$$

Как известно, любой переходный процесс в линейной системе протекает бесконечно, поэтому необходимо ограничить время расчета t_3 , по достижению которого делается допущение о достижении квазиустановившегося режима.

Затем после расчета активного сопротивления в квазиустановившемся режиме по формуле (2.30)

$$\hat{R}_s = \frac{u_{s\alpha}(t_3)}{i_{d\text{НОМ}}}$$

определяется потокосцепление в квазиустановившемся режиме

$$\hat{\psi}_{r\alpha 3} = F_1(t_3) - \hat{R}_s F_2(t_3).$$

После чего рассчитывается главная индуктивность

$$\hat{L}_m = \frac{\psi_{r\alpha 3}}{i_{d\text{НОМ}}}.$$

Затем может быть получена величина потокосцепления в момент времени t_2

$$\hat{\psi}_{r\alpha 2} = F_1(t_2) - \hat{R}_s F_2(t_2),$$

и оценка постоянной времени ротора

$$\hat{T}_r = \frac{-t_2}{\ln\left(1 - \frac{\hat{\psi}_{r\alpha 2}(t_2)}{\hat{\psi}_{r\alpha 3}}\right)}.$$

Важным вопросом является выбор длительности интервалов времени t_2 и t_3 . Рекомендуется использовать следующее соотношение

$$t_2 = \frac{t_3}{5 \dots 10}.$$

Интервал времени t_3 должен быть не менее пяти номинальных постоянных времени ротора. Для его определения предлагается следующий ориентировочный алгоритм. После окончания процесса формирования тока намагничивания контуром тока определяется предварительная оценка эквивалентного со-

противления АД. Время окончания рассчитывается исходя из желаемого времени регулирования контура тока $t_{\text{рег.крг}}$ (для настройки контура тока с коэффициентом формы $A = \sqrt{2} - t_{\text{рег.крг}} = 4,3 \text{ о.е.}$),

$$\hat{R}_{\sigma e} = \frac{u_{s\alpha}(t_{\text{рег.крг}})}{i_{d\text{ном}}} = \hat{R}_s + k_r^2 \hat{R}_r.$$

Затем рассчитывается предварительная оценка эквивалентной постоянной времени

$$\hat{T}_{\sigma e} = \frac{\hat{L}_{\sigma e}^s}{\hat{R}_{\sigma e}}.$$

Большинство асинхронных двигателей имеют соотношение

$$T_r = (10 \dots 30) T_{\sigma e}.$$

Соответственно, время квазиустановившегося режима может быть определено как

$$t_3 = (50 \dots 150) \hat{T}_{\sigma e}.$$

Таким образом, инженерная методика определения параметров асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором, предложенная автором состоит из следующих операций:

1. На время $t_1 = \frac{1}{2} T_{\text{шим}}$ на ключи инвертора подаются коммутационные функции $\Phi_U = 1$, $\Phi_V = -1$, $\Phi_W = -1$, после чего измеряется ток статора, и рассчитывается оценка эквивалентной индуктивности АД приведенной к статору

$$\hat{L}_{\sigma e}^s = \frac{2U_{dc}t_1}{3I_{s\alpha}(t_1)}.$$

Соответствующий график представлен на рисунке 2.36.

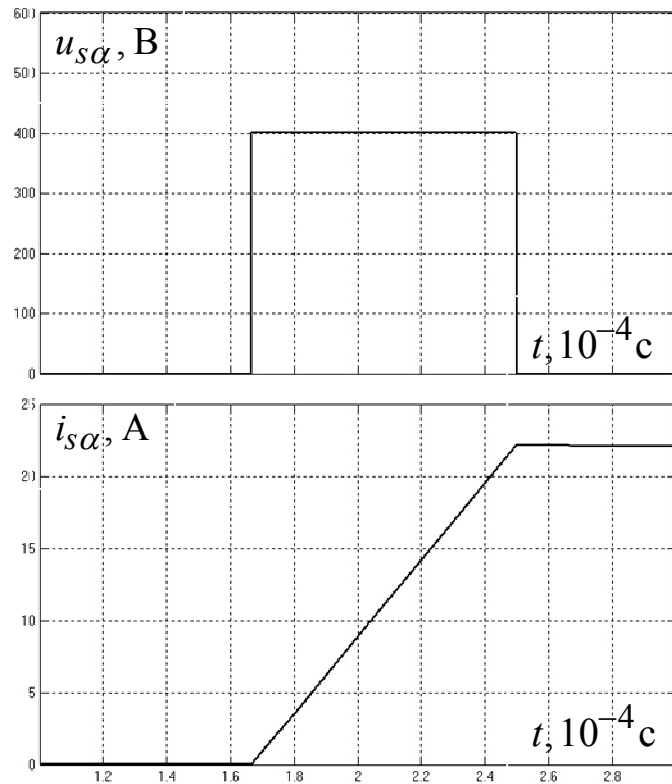


Рисунок 2.36

2. Настраивается контур регулирования тока статора, и формируется ток по продольной оси, равный номинальному току намагничивания (току холостого хода). По истечению расчетного времени регулирования тока (для настройки контура тока с коэффициентом формы $A = \sqrt{2}$ $t_{\text{рег.крт}} = 4,3$ о.е.) измеряется напряжение и ток статора. Рассчитывается время наступления квазиустановившегося режима

$$t_3 = (50 \dots 150) \frac{\hat{L}_{\sigma e}^s i_{\text{дном}}}{u_{s\alpha}(t_{\text{рег.крт}})},$$

и время для измерения постоянной времени ротора

$$t_2 = \frac{t_3}{5 \dots 10}.$$

График соответствующего переходного процесса представлен на рисунке 2.37.

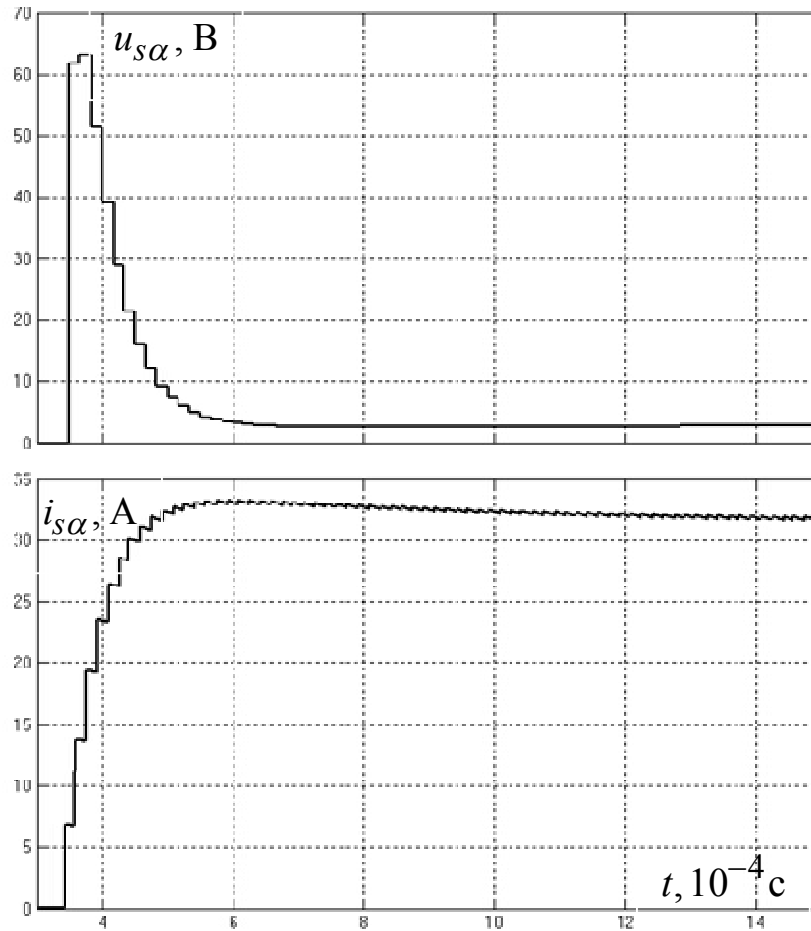


Рисунок 2.37

3. На всем протяжении переходного процесса рассчитываются две величины:

$$F_1(t) = \frac{1}{k_r} \int u_{s\alpha} dt - \hat{L}_{\sigma e}^s i_{s\alpha},$$

$$F_2(t) = \frac{1}{k_r} \int i_{s\alpha} dt,$$

с их фиксацией в момент времени t_2 . По истечению времени t_3 по уровню напряжения и тока определяется оценка активного сопротивления статора

$$\hat{R}_s = \frac{u_{s\alpha}(t_3)}{i_{d\text{ном}}}.$$

4. Определяется потокосцепление в квазиустановившемся режиме

$$\hat{\psi}_{r\alpha 3} = F_1(t_3) - \hat{R}_s F_2(t_3),$$

после чего определяется главная индуктивность

$$\hat{L}_m = \frac{\psi_{r\alpha 3}}{i_{d\text{НОМ}}}$$

График переходного процесса представлен на рисунке 2.38.

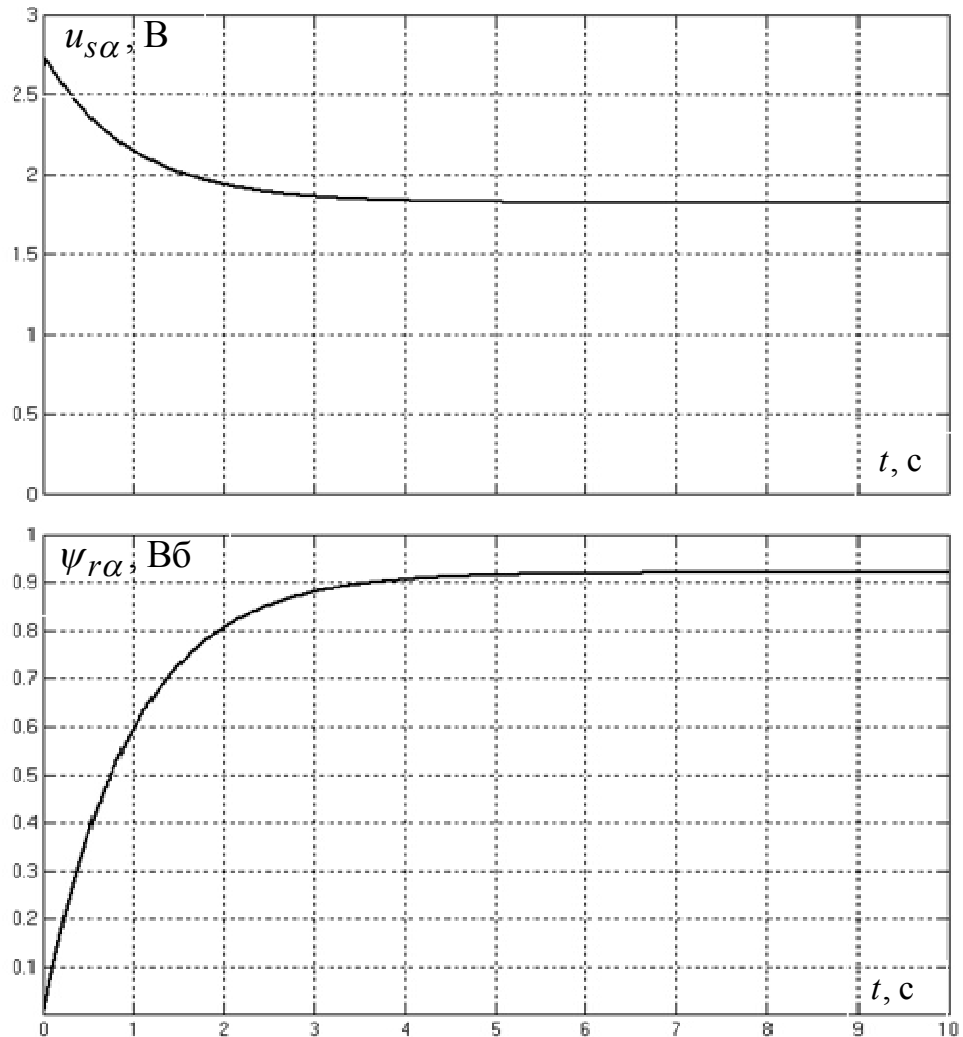


Рисунок 2.38

5. Рассчитывается постоянная времени ротора

$$\hat{T}_r = \frac{-t_2}{\ln\left(1 - \frac{\hat{\psi}_{r\alpha 2}(t_2)}{\hat{\psi}_{r\alpha 3}}\right)}$$

Результаты предварительной идентификации параметров двигателя 4A225M4У3 мощностью 55 кВт с учетом цифровой реализации алгоритма идентификации (с учетом задержки на 1 такт и реализации интеграторов методом Эйлера) при абсолютной достоверной информации о токах и напряжениях:

$$L_{\sigma e}^s = 1,502 \text{ мГн}, \hat{L}_{\sigma e}^s = 1,513 \text{ мГн}, \varepsilon_{L_{\sigma e}^s} = 0,73\%$$

$$R_s = 58,17 \text{ мОм}, \quad \hat{R}_s = 58,17 \text{ мОм}, \quad \varepsilon_{R_s} = 0\%,$$

$$L_m = 29,38 \text{ мГн}, \quad \hat{L}_m = 29,53 \text{ мГн}, \quad \varepsilon_{L_m} = 0,49\%,$$

$$T_r = 0,9571 \text{ с}, \quad \hat{T}_r = 0,9521 \text{ с}, \quad \varepsilon_{T_r} = -0,53\%.$$

Как видно алгоритм обеспечивает погрешность идентификации параметров двигателя менее 1%.

Важным вопросом при практической реализации алгоритмов предварительной идентификации является влияние погрешности измерений токов и напряжений на точность оценки параметров. Погрешность измерения токов и напряжений можно разделить на аддитивную и мультипликативную. Аддитивная погрешность обусловлена, главным образом, смещением нулей операционных усилителей, участвующих в преобразовании уровня измеряемого сигнала с датчиков тока и напряжений.

Для исключения смещения нулей датчиков тока и напряжений необходимо непосредственно перед процедурой предварительной идентификации осуществлять «установку» нулей датчиков. Перед запуском алгоритма идентификации осуществляется оцифровка сигналов с датчиков тока и напряжения, данный уровень затем принимается за нулевой (т.н. offset).

Мультипликативная погрешность обуславливается классом точности применяемых датчиков тока и промежуточных усилителей, осуществляющих приведение измеряемого сигнала к уровню необходимому для АЦП.

Для исследования влияния мультипликативной погрешности на точность предварительной идентификации варьировалась точность датчиков тока и напряжения в пределах $-3 \dots 3\%$. Исследование осуществлялось методом цифрового моделирования. Влияние мультипликативной погрешности на ошибки идентификации эквивалентной индуктивности АД, сопротивления статора, главной индуктивности и постоянной времени ротора представлены в таблицах 2.2, 2.3, 2.4, 2.5 соответственно.

Таблица 2.2

$\varepsilon_{L_{\sigma e}}^s, \%$		Мультипликативная погрешность датчика тока						
		-3	-2	-1	0	1	2	3
Мультипликативная погрешность датчика напряжения	-3	0,73	-0,29	-1,32	-2,34	-3,37	-4,39	-5,41
	-2	1,74	0,73	-0,29	-1,29	-2,31	-3,32	-4,34
	-1	2,73	1,73	0,73	-0,28	-1,27	-2,23	-3,28
	0	3,71	2,72	1,72	0,73	-0,27	-1,26	-2,25
	1	4,66	3,68	2,69	1,71	0,73	-0,26	-1,24
	2	5,6	4,62	3,65	2,68	1,72	0,73	-0,24
	3	6,51	5,55	4,59	3,62	2,67	1,63	0,73

Таблица 2.3

$\varepsilon_{R_s}, \%$		Мультипликативная погрешность датчика тока						
		-3	-2	-1	0	1	2	3
Мультипликативная погрешность датчика напряжения	-3	0	-1,02	-2,02	-2,99	-3,96	-4,9	-5,82
	-2	1,01	0	-1,01	-1,99	-2,97	-3,92	-4,85
	-1	2,1	1,02	0	-0,99	-1,98	-2,94	-3,88
	0	3,1	2,04	1,01	0	-0,98	-1,96	-2,91
	1	4,13	3,03	2,02	1	0	-0,98	-1,94
	2	5,16	4,08	3,03	2	0,99	0	-0,97
	3	6,19	5,11	4,04	3	1,98	0,98	0

Таким образом, для обеспечения 5% погрешности идентификации параметров АД, необходимо использовать тракт измерения токов и напряжений с погрешностью не более 2%. Использование 1% тракта измерения дает погрешность определения параметров в 2-3%. Аналогичные результаты получены при расчетах для большого числа двигателей общепромышленной серии 4А.

2.6 Выводы

Разработана структура адаптивного алгоритма вычисления координат состояния для бездатчикового электропривода на базе асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором, основанная на методе функций Ляпунова. Целенаправленный выбор соотношений весовых коэффициентов функции Ляпунова и матрицы «стабилизирующей добавки» наблюдателя полного порядка позволил получить устойчивый во всей плоскости механических характеристик электропривода алгоритм оценивания неизмеряемых координат, необходимых для построения системы векторного управления АДКЗР – вектора потокосцеплений ротора, частоты вращения ротора двигателя, а также активного сопротивления статора. Алгоритм не содержит в своей структуре «открытых» звеньев интегрирования и использует лишь основные, «рабочие» сигналы токов и напряжений, а также оперирует параметрами схемы замещения двигателя.

Предложены методики расчета коэффициентов адапторов, основанные на линеаризации моделей в окрестности квазиустановившихся режимов работы. Для определения начальных приближений и условно постоянных параметров схемы замещения двигателя предложен активный алгоритм предварительной идентификации, который может быть совмещен с этапом предварительного намагничивания машины.

ГЛАВА 3. СИНТЕЗ И ИССЛЕДОВАНИЕ ПОДСИСТЕМЫ ОЦЕНИВАНИЯ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ И УГЛОВОГО ПОЛОЖЕНИЯ СДПМ, МАЛОЧУВСТВИТЕЛЬНОЙ К ДРЕЙФУ АКТИВНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ СТАТОРА

3.1 Обзор алгоритмов оценивания неизмеряемых координат СДПМ

Методы и алгоритмы бездатчикового управления синхронным двигателем с постоянными магнитами принципиально можно разделить на два вида: активные, использующие тестовые воздействия, и пассивные, использующие только рабочие гармоники токов и напряжений.

Рассмотрим один из представленных в печати пассивных алгоритмов [15], использующий адаптивную модель наблюдения «расширенной ЭДС».

3.1.1 Бездатчиковый алгоритм управления СДПМ, использующий «расширенную ЭДС»

В алгоритме идентификации [15] применяется математическая модель СДПМ с использованием «расширенной ЭДС» во вращающейся системе координат. Векторная диаграмма СДПМ, которая отображает три системы координат, используемые для наблюдения, представлена на рисунке 3.1.

Система координат (α, β) неподвижна относительно статора машины, ось α совпадает с осью фазы U . Система координат (d, q) вращается с синхронной частотой, и ось d направлена по вектору магнитного потока от постоянных магнитов. Система (δ, γ) отстает от системы координат (d, q) на угол ошибки наблюдения.

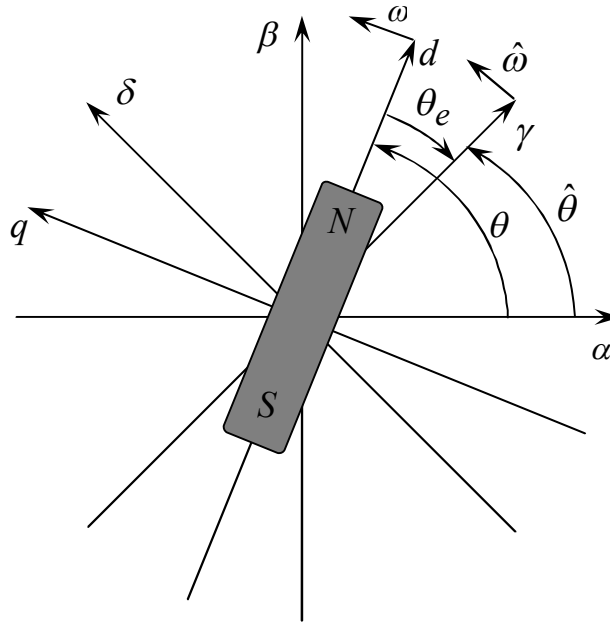


Рисунок 3.1

Математическая модель СДПМ в неподвижной системе координат описывается следующим уравнением [15]:

$$\mathbf{U}_s^{\alpha\beta} = R_s \mathbf{I}_s^{\alpha\beta} + \begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos(2\gamma_e) & L_1 \sin(2\gamma_e) \\ L_1 \sin(2\gamma_e) & L_0 - L_1 \cos(2\gamma_e) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \mathbf{I}_s^{\alpha\beta} + \omega_e \Psi_\mu \begin{bmatrix} \cos \gamma_e \\ \sin \gamma_e \end{bmatrix},$$

где $L_0 = (L_d + L_q)/2$, $L_1 = (L_d - L_q)/2$.

Математическая модель во вращающейся системе координат (d, q)

$$\mathbf{U}_s^{dq} = R_s \mathbf{I}_s^{dq} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \mathbf{I}_s^{dq} + \omega_e \mathbf{D} \left(\begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \mathbf{I}_s^{dq} + \begin{bmatrix} \Psi_\mu \\ 0 \end{bmatrix} \right)$$

может быть записана в виде

$$\mathbf{U}_s^{dq} = R_s \mathbf{I}_s^{dq} + L_d \frac{d}{dt} \mathbf{I}_s^{dq} + \omega_e \mathbf{D} L_q \mathbf{I}_s^{dq} + \begin{bmatrix} 0 \\ E_{ex} \end{bmatrix}, \quad (3.1)$$

где E_{ex} – «расширенная ЭДС», определяемая выражением

$$E_{ex} = \omega_e \left((L_d - L_q) i_{sd} + \Psi_\mu \right) - (L_d - L_q) \frac{d}{dt} i_{sq}. \quad (3.2)$$

Математическая модель СДПМ (3.1) в системе (γ, δ) , отстающей от системы координат (d, q) на угол ошибки наблюдения γ_e :

$$\mathbf{U}_s^{\gamma\delta} = R_s \mathbf{I}_s^{\gamma\delta} + L_d \frac{d}{dt} \mathbf{I}_s^{\gamma\delta} + \omega_e \mathbf{D} L_q \mathbf{I}_s^{\gamma\delta} + \mathbf{E}^{\gamma\delta}, \quad (3.3)$$

где $\mathbf{E}^{\gamma\delta}$ – вектор «расширенной ЭДС» в системе (γ, δ) , определяющийся выражением

$$\mathbf{E}^{\gamma\delta} = \begin{bmatrix} e_\gamma \\ e_\delta \end{bmatrix} = E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin \gamma_\varepsilon \\ \cos \gamma_\varepsilon \end{bmatrix} + (\hat{\omega}_e - \omega_e) L_d \mathbf{D} \begin{bmatrix} i_{s\gamma} \\ i_{s\delta} \end{bmatrix}. \quad (3.4)$$

Таким образом, вектор «расширенной ЭДС» в системе координат (γ, δ) включает в себе информацию об ошибке по углу γ_ε , и может быть использован для оценки положения ротора и частоты вращения.

Из (3.2) можно получить следующее выражение для «расширенной ЭДС»:

$$\mathbf{E}^{\gamma\delta} = \mathbf{U}_{s1}^{\gamma\delta} - R_s \mathbf{I}_s^{\gamma\delta} - L_d \frac{d}{dt} \mathbf{I}_s^{\gamma\delta},$$

где $\mathbf{U}_{s1}^{\gamma\delta} = \mathbf{U}_s^{\gamma\delta} - \omega_e \mathbf{D} L_q \mathbf{I}_s^{\gamma\delta}$ – вектор «расширенного напряжения».

Соответствующий наблюдатель пониженного порядка [15]:

$$T_E \frac{d}{dt} \hat{\mathbf{E}}^{\gamma\delta} + \hat{\mathbf{E}}^{\gamma\delta} = \mathbf{U}_{s1}^{\gamma\delta} - R_s \mathbf{I}_s^{\gamma\delta} - L_d \frac{d}{dt} \mathbf{I}_s^{\gamma\delta},$$

где T_E – постоянная времени наблюдателя ЭДС.

Структурная схема наблюдателя ЭДС пониженного порядка представлена на рисунке 3.2.

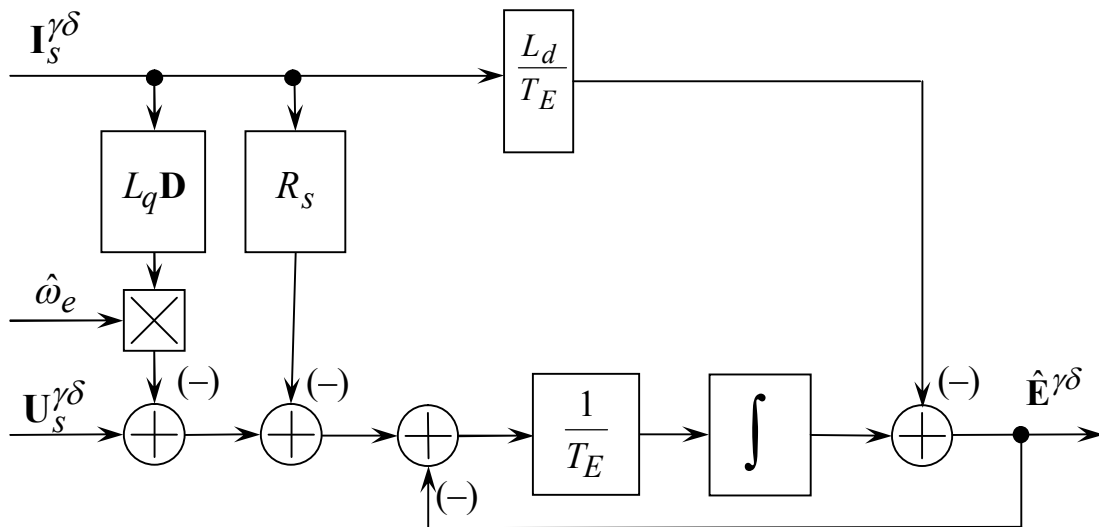


Рисунок 3.2

Предполагая, что в (3.4) ошибка между оценкой $\hat{\omega}$ и фактической частотой вращения ω достаточно мала, «расширенная ЭДС» оценивается следующим образом:

$$\hat{\mathbf{E}}^{\gamma\delta} = \begin{bmatrix} \hat{e}_\gamma \\ \hat{e}_\delta \end{bmatrix} = E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin \hat{\gamma}_\varepsilon \\ \cos \hat{\gamma}_\varepsilon \end{bmatrix}.$$

Следовательно, оценка угла ошибки может быть получена из выражения

$$\hat{\gamma}_\varepsilon = \arctan \left(-\frac{\hat{e}_\gamma}{\hat{e}_\delta} \right).$$

Для правильной идентификации частоты вращения необходимо, чтобы ошибка угла $\hat{\gamma}_\varepsilon$ сводилась к нулю. В статье [15] предлагается структурная схема алгоритма вычисления, представленная на рисунке 3.3.

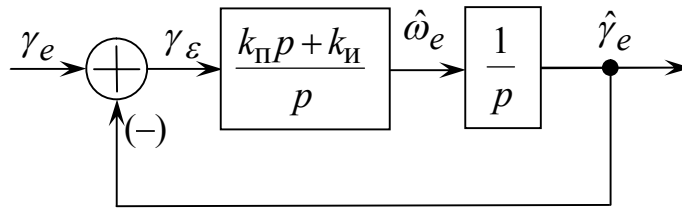


Рисунок 3.3

Оценка электрического положения ротора в операторной форме определяется следующим выражением:

$$\hat{\gamma}_\varepsilon = \frac{k_{\Pi}p + k_{\text{И}}}{p^2 + k_{\Pi}p + k_{\text{И}}} \gamma_\varepsilon,$$

где k_{Π} , $k_{\text{И}}$ – пропорциональный и интегральный коэффициент передачи адаптора.

Настраивая характеристический полином указанной передаточной функции как нормированный полином второго порядка вида

$$N(p) = p^2 + A\Omega p + \Omega^2 = p^2 + k_{\Pi}p + k_{\text{И}},$$

где A – коэффициент формы;

Ω – собственная частота (среднегеометрический корень),

получим следующие выражения:

$$k_{\text{И}} = \Omega^2, \quad k_{\Pi} = A\Omega.$$

Структурная схема алгоритма идентификации [15] представлена на рисунке 3.4.

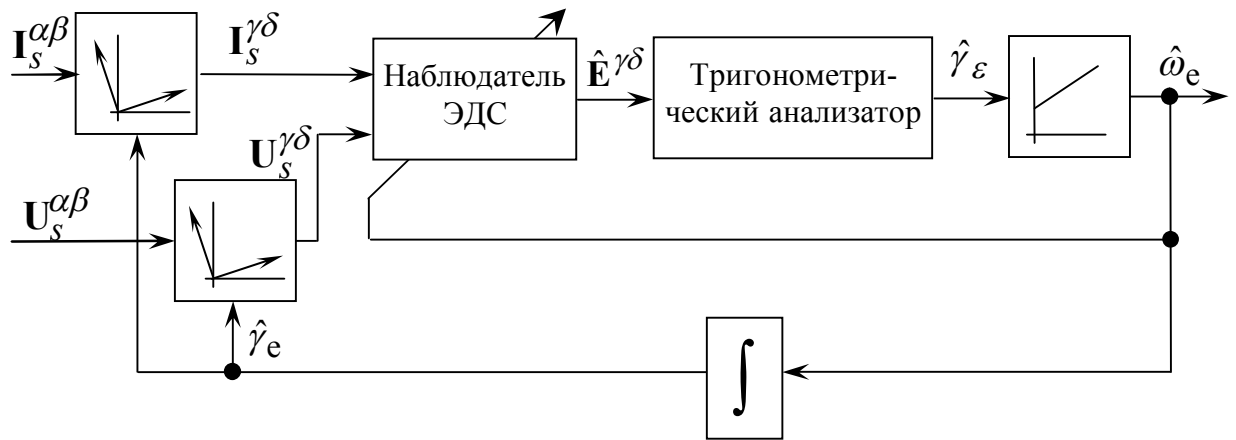


Рисунок 3.4

Цифровое моделирование предлагаемого алгоритма производилось в пакете программ MATLAB/Simulink в составе системы векторного управления СДПМ. Модели алгоритма приведены в Приложении Г.

На рисунке 3.5 изображены графики переходных процессов по механической частоте вращения ротора, ошибке идентификации частоты вращения, заданию на токи в системе координат (d, q) , заданиям фазных напряжений при работе в двигательном режиме. Электропривод отрабатывает следующие режимы – намагничивание двигателя, разгон без нагрузки на частоту $\omega_{\text{НОМ}}/2$, наброс номинальной нагрузки, сброс нагрузки. Все величины представлены в относительных единицах.

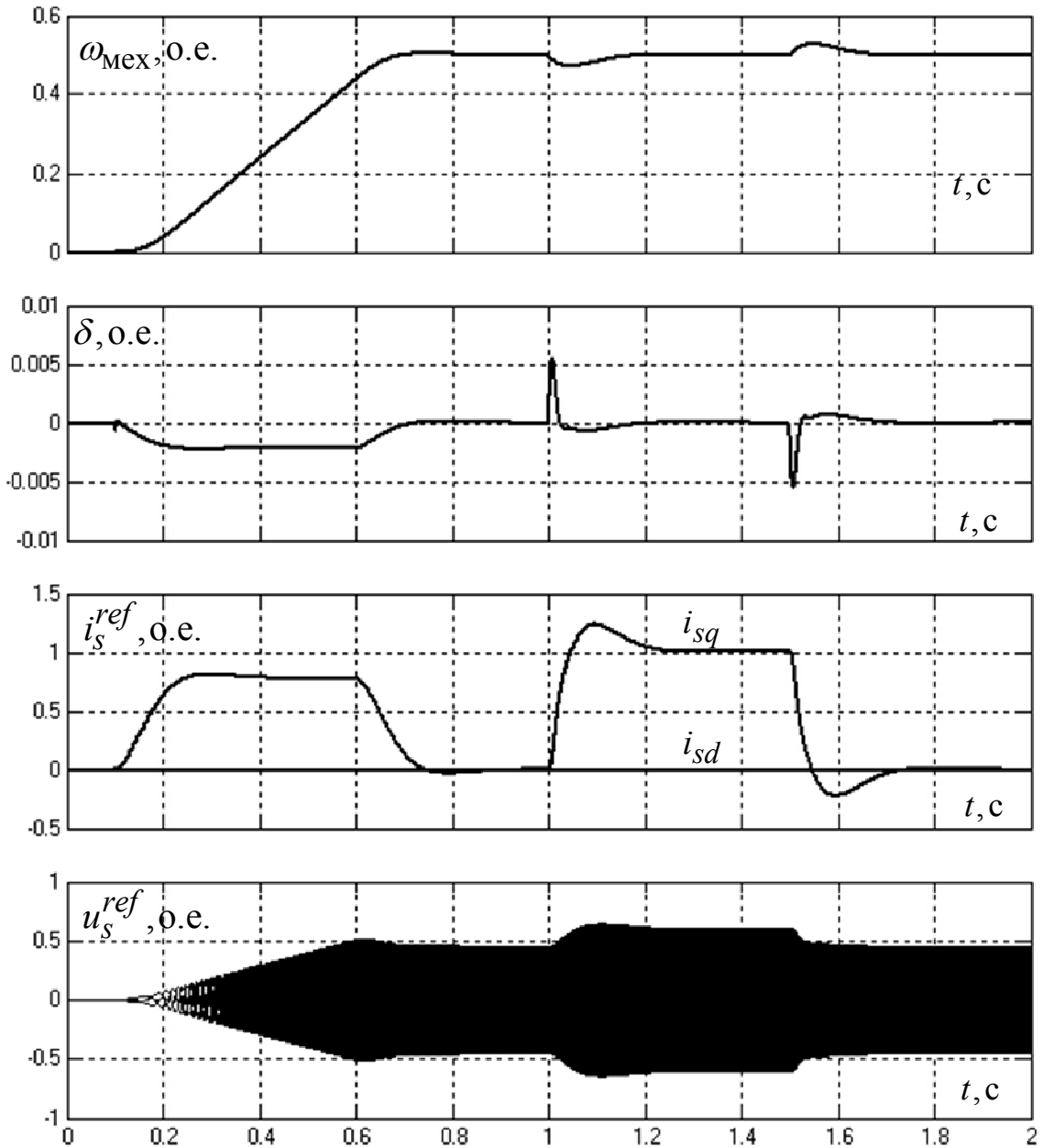


Рисунок 3.5

На рисунке 3.6 изображены графики переходных процессов по механической частоте вращения ротора, ошибке идентификации частоты вращения, заданию на токи в системе координат (d, q) , заданиям фазных напряжений при работе в двигательном режиме. Электропривод обрабатывает следующие режимы – намагничивание двигателя, разгон без нагрузки на частоту $3\omega_{\text{НОМ}}/100$, наброс номинальной нагрузки, сброс нагрузки. Все величины представлены в относительных единицах.

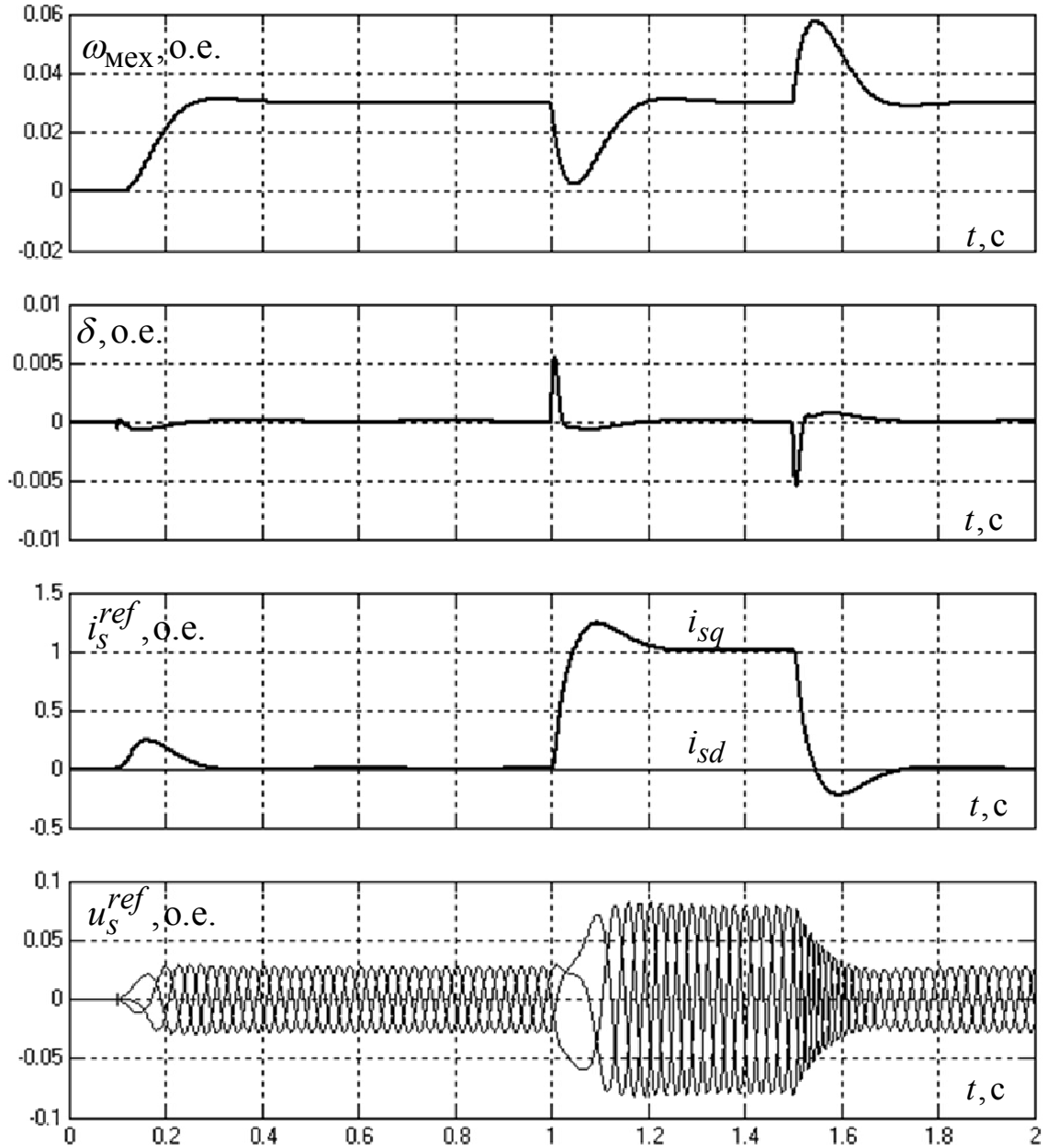


Рисунок 3.6

Существенным недостатком данного алгоритма является невозможность работы на нулевых частотах вращения. Это обуславливается принятым при синтезе алгоритма допущением, что в (3.4), ошибка между оцененной частотой вращения $\hat{\omega}$ и фактической частотой вращения ω достаточно мала. Однако на малых частотах вращения расширенная ЭДС (3.2) будет равна

$$E_{ex}(\omega_e \approx 0) = 0 \cdot ((L_d - L_q)i_{sd} + \Psi_\mu) - (L_d - L_q) \frac{d}{dt} i_{sq} = -(L_d - L_q) \frac{d}{dt} i_{sq}.$$

Соответственно, вектор «расширенной ЭДС» в системе (γ, δ) :

$$\begin{aligned} \mathbf{E}^{\gamma\delta}(\omega_e \approx 0) &= E_{\text{ex}}(\omega_e \approx 0) \begin{bmatrix} -\sin \gamma_\varepsilon \\ \cos \gamma_\varepsilon \end{bmatrix} + (\hat{\omega}_e - \omega_e) L_d \mathbf{D} \begin{bmatrix} i_{s\gamma} \\ i_{s\delta} \end{bmatrix} = \\ &= -(L_d - L_q) \frac{d}{dt} i_{sq} + (\hat{\omega}_e - \omega_e) L_d \mathbf{D} \begin{bmatrix} i_{s\gamma} \\ i_{s\delta} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

на малых частотах не зависит от оценки угла ошибки $\hat{\gamma}_\varepsilon$. График, иллюстрирующий неработоспособность алгоритма в области малых частот вращения, представлен на рисунке 3.7.

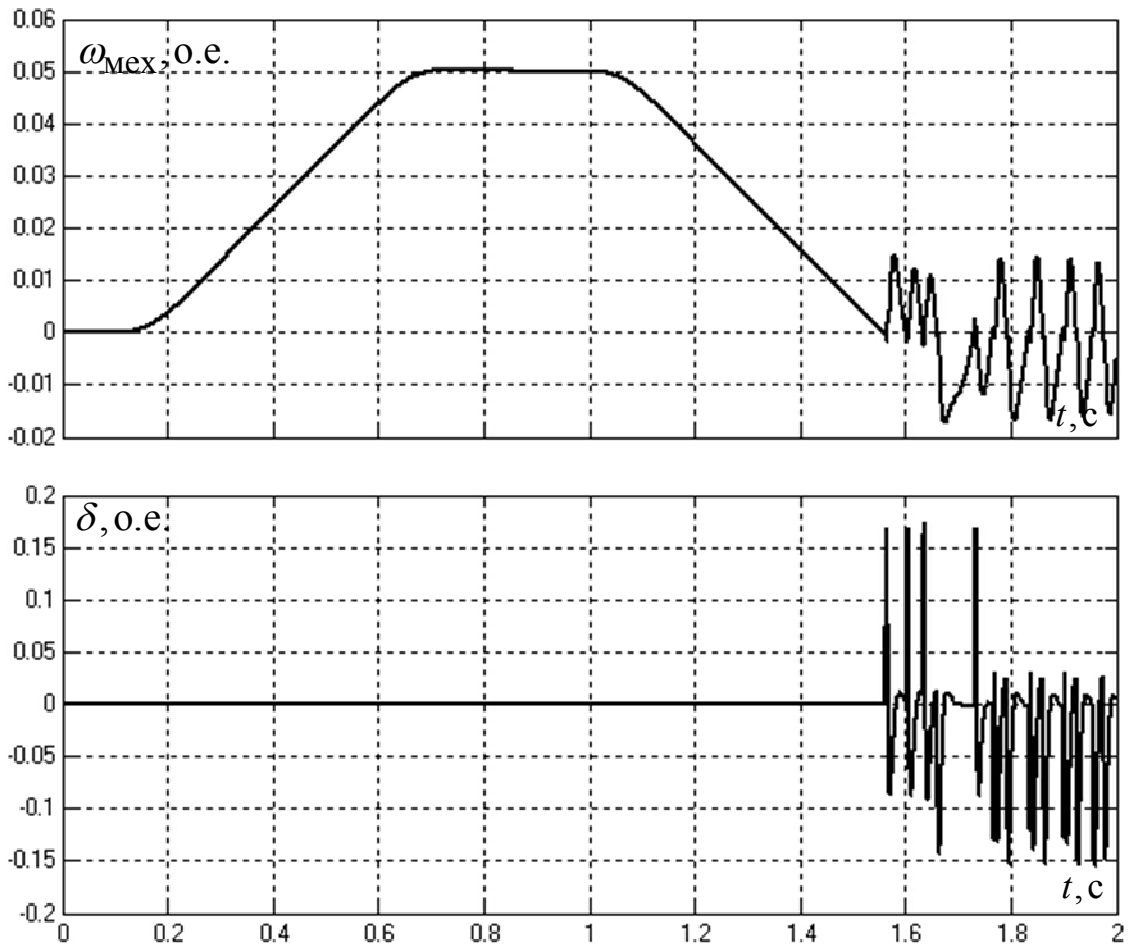


Рисунок 3.7

3.2 Структурный синтез алгоритма оценивания координат неявнополюсного СДПМ на основе адаптивного наблюдателя состояния

3.2.1 Синтез наблюдателя на основе прямого метода Ляпунова

Синхронная машина с возбуждением от постоянных магнитов и одинаковыми синхронными индуктивностями (неявнополюсная) в неподвижной системе координат описывается уравнением

$$\mathbf{U}_s = \frac{d}{dt} \mathbf{\Psi}_s + R_s \mathbf{I}_s,$$

где $\mathbf{U}_s = [u_{s\alpha} \quad u_{s\beta}]^T$ – вектор напряжений;

$\mathbf{I}_s = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta}]^T$ – вектор токов статора;

$\mathbf{\Psi}_s = [\psi_{s\alpha} \quad \psi_{s\beta}]^T$ – вектор полных потокосцеплений;

R_s – активное сопротивление статора;

$\mathbf{\Psi}_s = L_s \mathbf{I}_s + \Psi_\mu \mathbf{z}$ – потокосцепление статора, определяемое индуктивностью обмоток статора и полем от постоянных магнитов;

$L_s = L_d = L_q$ – индуктивность якоря (статора); Ψ_μ – амплитуда потокосцепления от постоянных магнитов;

$\mathbf{z} = [z_d \quad z_q]^T = [\cos \gamma_e \quad \sin \gamma_e]^T$ – опорный вектор вращающейся системы координат, характеризующий направление составляющей магнитного поля машины от постоянных магнитов [46];

$\gamma_e = \int \omega_e dt$ – электрический угол поворота ротора, ω_e – электрическая частота вращения ротора.

При пренебрежении взаимной зависимостью z_d и z_q данная математическая модель СДПМ может быть представлена в виде

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{U}_s, \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x}, \end{cases} \quad (3.5)$$

где $\mathbf{x} = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad z_\alpha \quad z_\beta]^T$ – вектор координат состояния объекта;

$\mathbf{C} = [\mathbf{E} \quad \mathbf{0}]$ – матрица выхода СДПМ;

$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} = \mathbf{I}_s = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta}]^T$ – вектор-столбец доступных для прямого измерения переменных;

\mathbf{A} – собственная матрица СДПМ

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} \mathbf{E} & -\omega_e \frac{\Psi_\mu}{L_s} \mathbf{D} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix};$$

$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} \mathbf{E} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}$ – матрица управления.

Математическая модель наблюдателя полного порядка (НПП) для (3.1):

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}} = \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{U}_s + \mathbf{L}(\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{y}), \\ \hat{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}, \end{cases} \quad (3.6)$$

где $\hat{}$ – знак оценки соответствующих величин;

$\mathbf{L} = [\mathbf{L}_i^T \quad \mathbf{L}_z^T]^T$ – матрица «стабилизирующей добавки»;

$\hat{\mathbf{A}}$ – собственная матрица наблюдателя

$$\hat{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} -\frac{\hat{R}_s}{L_s} \mathbf{E} & -\hat{\omega}_e \frac{\Psi_\mu}{L_s} \mathbf{D} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix}.$$

Вычитая из уравнений наблюдателя (3.6) уравнения объекта (3.5), получим уравнение динамики наблюдения в отклонениях:

$$\dot{\boldsymbol{\varepsilon}} = (\mathbf{A} + \mathbf{LC})\boldsymbol{\varepsilon} + \mathbf{A}_\tau \boldsymbol{\tau},$$

где $\boldsymbol{\varepsilon} = \hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}$ – вектор ошибок;

$\boldsymbol{\tau} = [\delta \quad \rho]^T$ – вектор настраиваемых параметров;

$\delta = \hat{\omega}_e - \omega_e$ – отклонение частоты вращения двигателя;

$\rho = \hat{R}_s - R_s$ – отклонение сопротивления статора;

$$\mathbf{A}_\tau = \begin{bmatrix} -\frac{\Psi_\mu}{L_S} \mathbf{D}\hat{\mathbf{z}} & -\frac{1}{L_S} \hat{\mathbf{I}}_s \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix}.$$

Для синтеза алгоритма адаптации согласно методу Красовского [32] зададимся следующей функцией – кандидатом в функции Ляпунова [47]:

$$V = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon} \\ \boldsymbol{\tau} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{H}_\varepsilon & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{H}_\tau \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon} \\ \boldsymbol{\tau} \end{bmatrix}, \quad (3.7)$$

где \mathbf{H}_ε , \mathbf{H}_τ – симметричные положительно определенные матрицы весовых коэффициентов вида

$$\mathbf{H}_\varepsilon = \begin{bmatrix} h_i^2 & 0 & h^2 & 0 \\ 0 & h_i^2 & 0 & h^2 \\ h^2 & 0 & h_z^2 & 0 \\ 0 & h^2 & 0 & h_z^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_i^2 \mathbf{E} & h^2 \mathbf{E} \\ h^2 \mathbf{E} & h_z^2 \mathbf{E} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H}_\tau = \begin{bmatrix} \frac{1}{\lambda_\delta} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\lambda_\rho} \end{bmatrix},$$

где h_i , h_z , h , λ_δ , λ_ρ – некоторые положительные константы.

Тогда производная функции Ляпунова (3.7)

$$\dot{V} = \begin{bmatrix} \dot{\boldsymbol{\varepsilon}} \\ \dot{\boldsymbol{\tau}} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{H}_\varepsilon & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{H}_\tau \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon} \\ \boldsymbol{\tau} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon} \\ \boldsymbol{\tau} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{H}_\varepsilon & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{H}_\tau \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\boldsymbol{\varepsilon}} \\ \dot{\boldsymbol{\tau}} \end{bmatrix}. \quad (3.8)$$

Алгоритм адаптации НПП (3.2) зададим в виде $\dot{\boldsymbol{\tau}} = \mathbf{G}\boldsymbol{\varepsilon}$, где \mathbf{G} – искомая матрица адаптации, тогда уравнения динамики НПП в отклонениях:

$$\begin{bmatrix} \dot{\boldsymbol{\varepsilon}} \\ \dot{\boldsymbol{\tau}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} + \mathbf{LC} & \mathbf{A}_\tau \\ \mathbf{G} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon} \\ \boldsymbol{\tau} \end{bmatrix}. \quad (3.9)$$

Производная функции Ляпунова (3.7) при подстановке выражения (3.9) в (3.8) примет вид квадратичной формы

$$\dot{V} = \begin{bmatrix} \dot{\boldsymbol{\varepsilon}} \\ \dot{\boldsymbol{\tau}} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{Y} & \mathbf{G}^T \mathbf{H}_\tau + \mathbf{H}_\varepsilon \mathbf{A}_\tau \\ \mathbf{H}_\tau^T \mathbf{G} + \mathbf{A}_\tau^T \mathbf{H}_\varepsilon & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon} \\ \boldsymbol{\tau} \end{bmatrix},$$

где $\mathbf{Y} = \mathbf{H}_\varepsilon (\mathbf{A} + \mathbf{LC}) + (\mathbf{A} + \mathbf{LC})^T \mathbf{H}_\varepsilon$.

Для анализа положительной или отрицательной определенности этой квадратичной формы можно использовать критерий Сильвестра [32]. В частности, для

обеспечения отрицательной определенности производной функции Ляпунова (3.3) нужно, чтобы

$$\mathbf{G} = -\mathbf{H}_\tau^{-1} \mathbf{A}_\tau^T \mathbf{H}_\varepsilon^T,$$

при этом из (3.8) будут исключены отклонения частоты вращения ротора и сопротивления статора:

$$\dot{V} = \boldsymbol{\varepsilon}^T \left(\mathbf{H}_\varepsilon (\mathbf{A} + \mathbf{L}\mathbf{C}) + (\mathbf{A} + \mathbf{L}\mathbf{C})^T \mathbf{H}_\varepsilon^T \right) \boldsymbol{\varepsilon}.$$

Здесь матрица квадратичной формы имеет вид

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}_\varepsilon (\mathbf{A} + \mathbf{L}\mathbf{C}) + (\mathbf{A} + \mathbf{L}\mathbf{C})^T \mathbf{H}_\varepsilon^T = \begin{bmatrix} \mathbf{J}_{11} & \mathbf{J}_{12} \\ \mathbf{J}_{21} & \mathbf{J}_{22} \end{bmatrix},$$

где \mathbf{J}_{11} , \mathbf{J}_{12} , \mathbf{J}_{21} , \mathbf{J}_{22} – следующие матрицы:

$$\mathbf{J}_{11} = h_i^2 \left(-\frac{2R_s}{L_s} + \mathbf{L}_i^T + \mathbf{L}_i \right) + h^2 (\mathbf{L}_z^T + \mathbf{L}_z),$$

$$\mathbf{J}_{12} = -h_i^2 \frac{\Psi_\mu}{L_s} \omega_e \mathbf{D} + h_z^2 \mathbf{L}_z^T + h^2 \mathbf{L}_i^T,$$

$$\mathbf{J}_{21} = -h_i^2 \frac{\Psi_\mu}{L_s} \omega_e \mathbf{D}^T + h_z^2 \mathbf{L}_z + h^2 \mathbf{L}_i,$$

$$\mathbf{J}_{22} = \mathbf{0}.$$

Матрица адаптации в развернутом виде:

$$\mathbf{G} = -\mathbf{H}_\tau^{-1} \mathbf{A}_\tau^T \mathbf{H}_\varepsilon^T = \begin{bmatrix} h_i^2 \frac{\Psi_\mu}{L_s} \hat{\mathbf{z}}^T & h^2 \frac{\Psi_\mu}{L_s} \hat{\mathbf{z}}^T \\ h_i^2 \hat{\mathbf{I}}_s^T \frac{1}{L_s} & h^2 \hat{\mathbf{I}}_s^T \frac{1}{L_s} \end{bmatrix}.$$

Соответствующие ей законы адаптации:

$$\dot{\delta} = \lambda_\delta h_i^2 \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \frac{\Psi_\mu}{L_s} \hat{\mathbf{z}} + \lambda_\delta h^2 \boldsymbol{\varepsilon}_z^T \mathbf{D} \frac{\Psi_\mu}{L_s} \hat{\mathbf{z}},$$

$$\dot{\rho} = \lambda_\rho h_i^2 \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \frac{1}{L_s} \hat{\mathbf{I}}_s + \lambda_\rho h^2 \boldsymbol{\varepsilon}_z^T \mathbf{D} \frac{1}{L_s} \hat{\mathbf{I}}_s.$$

К весовым коэффициентам функции Ляпунова и матрице «стабилизирующей добавки» предъявляются следующие требования:

1. Обеспечение положительной определенности функции Ляпунова, то есть положительной определенности квадратичной формы (3.7) во всем пространстве состояний объекта управления и НПП;
2. Весовые коэффициенты и матрицы «стабилизирующей» добавки должны обеспечить отрицательную определенность производной функции Ляпунова (3.8) и, в частности, квадратичной формы (3.9) также во всем пространстве состояний объекта управления и НПП;
3. Выбор соотношений весовых коэффициентов должен обеспечивать реализуемость алгоритмов адаптации в условиях отсутствия датчиков магнитного состояния машины.

Для обеспечения отрицательной определенности полной производной функции Ляпунова и реализуемости алгоритма адаптации в рамках бездатчикового электропривода предлагается принять следующие матрицы весовых коэффициентов и стабилизирующую добавку:

$$\mathbf{H}_\varepsilon = \begin{bmatrix} h_i^2 \mathbf{E} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & h_z^2 \mathbf{E} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H}_\tau = \begin{bmatrix} \lambda_\delta^{-1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \lambda_\rho^{-1} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{L} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ -\frac{h_i^2}{h_z^2} \frac{\Psi_\mu}{L_s} \hat{\omega}_e \mathbf{D} \end{bmatrix}.$$

При этом не определено соотношение, связывающее коэффициенты h_i и h_z , необходимое для формирования матрицы стабилизирующей добавки. Предлагается принять соотношение

$$\frac{h_i^2}{h_z^2} \rightarrow 0,$$

тогда можно использовать нулевую стабилизирующую добавку $\mathbf{L} = \mathbf{0}$.

При этом производная функции Ляпунова

$$\dot{V} = -h_i^2 \frac{2R_s}{L_s} \boldsymbol{\varepsilon}_i^\top \boldsymbol{\varepsilon}_i + \delta \frac{h_i^2}{h_z^2} \frac{\Psi_\mu}{L_s} \boldsymbol{\varepsilon}_i^\top \mathbf{D} \boldsymbol{\varepsilon}_z \xrightarrow{\delta \rightarrow 0} -h_i^2 \frac{2R_s}{L_s} \boldsymbol{\varepsilon}_i^\top \boldsymbol{\varepsilon}_i$$

является отрицательно определенной.

Принятые выше соотношения порождают следующий закон адаптации

$$\dot{\delta} = h_i^2 \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \frac{\Psi \mu}{L_s} \hat{\mathbf{z}},$$

$$\dot{\rho} = h_i^2 \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \frac{1}{L_s} \hat{\mathbf{I}}_s.$$

Дополняя адаптор по скорости пропорциональной частью, получим пропорционально-интегральный закон формирования оценки электрической частоты вращения двигателя и интегральный – для сопротивления:

$$\hat{\omega}_e = k_{\text{и}} \int \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \hat{\mathbf{z}} dt + k_{\text{п}} \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \hat{\mathbf{z}}, \quad (3.10)$$

$$\hat{R}_s = k_{\rho} \int \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \hat{\mathbf{I}}_s dt + R_{s0}, \quad (3.11)$$

где $k_{\text{и}}$ $k_{\text{п}}$ – коэффициенты передачи пропорциональной и интегральной частей регулятора – формирователя оценки электрической частоты вращения;

R_{s0} – начальное приближение оценки активного сопротивления статора;

k_{ρ} – коэффициент передачи регулятора – вычислителя оценки активного сопротивления статора.

3.2.2 Синтез адаптора по частоте вращения

Известно, что прямой метод Ляпунова позволяет получить структуру закона адаптации, однако не дает четких рекомендаций по нахождению численных значений коэффициентов регулятора – адаптора. Автором предлагается следующий подход к их определению.

Рассмотрим входящее в (3.10) векторное произведение в системе координат (1, 2), направленной по оценке опорного вектора $\hat{\mathbf{z}}$,

$$\boldsymbol{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \hat{\mathbf{z}} = \begin{bmatrix} \varepsilon_{i1} & \varepsilon_{i2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} = \varepsilon_{i2}.$$

Уравнения наблюдателя в системе координат (1, 2) при отсутствии отклонения активного сопротивления статора $R_s = \hat{R}_s$

$$\begin{cases} U_1 = R_s \hat{i}_{s1} + L_s \frac{d}{dt} \hat{i}_{s1} - \hat{\omega}_e L_s \hat{i}_{s2}, \\ U_2 = R_s \hat{i}_{s2} + L_s \frac{d}{dt} \hat{i}_{s2} + \hat{\omega}_e L_s \hat{i}_{s1} + \hat{\omega}_e \Psi_\mu, \end{cases}$$

а также уравнения двигателя в системе координат (1, 2)

$$\begin{cases} U_1 = R_s i_{s1} + L_s \frac{d}{dt} i_{s1} - \omega_e L_s i_{s2} + \omega_e \Psi_\mu \sin(\gamma), \\ U_2 = R_s i_{s2} + L_s \frac{d}{dt} i_{s2} + \omega_e L_s i_{s1} + \omega_e \Psi_\mu \cos(\gamma), \end{cases}$$

где $\gamma = \int \delta dt$ – угол между системами координат (1, 2) и (d , q).

Переходя к ошибкам $\omega_e = \hat{\omega}_e - \delta$, $i_{s1} = \hat{i}_{s1} - \varepsilon_{i1}$, $i_{s2} = \hat{i}_{s2} - \varepsilon_{i2}$, и полагая, что δ , ε_{i1} , ε_{i2} , γ – малые, получим следующую передаточную функцию токовой ошибки к отклонению частоты вращения:

$$\frac{\varepsilon_{i2}(p)}{\delta(p)} = \frac{-1}{p} F(p) = \frac{-1}{p} \frac{\hat{\omega}_e^2 L_s \Psi_\mu}{\hat{\omega}_e^2 L_s^2 + R_s^2} \frac{N(p)+1}{M(p)+1},$$

где $N(p)$, $M(p)$ следующие полиномы:

$$N(p) = \frac{\hat{\Psi}_s}{\Psi_\mu \hat{\omega}_e^2} p^2 + \left(\frac{R_s (\Psi_\mu + L_s \hat{i}_{s1})}{L_s \Psi_\mu \hat{\omega}_e^2} + \frac{L_s \hat{i}_{s2}}{\Psi_\mu \hat{\omega}_e} \right) p,$$

$$M(p) = \frac{L_s^2}{\hat{\omega}_e^2 L_s^2 + R_s^2} p^2 + \frac{2L_s R_s}{\hat{\omega}_e^2 L_s^2 + R_s^2} p.$$

Предлагается осуществить компенсацию звена второго порядка $F(p)$ путем введения в адаптор по частоте вращения звена второго порядка с обратной передаточной функцией $F^{-1}(p)$. Соответствующая структурная схема контура идентификации частоты вращения представлена на рисунке 3.8.

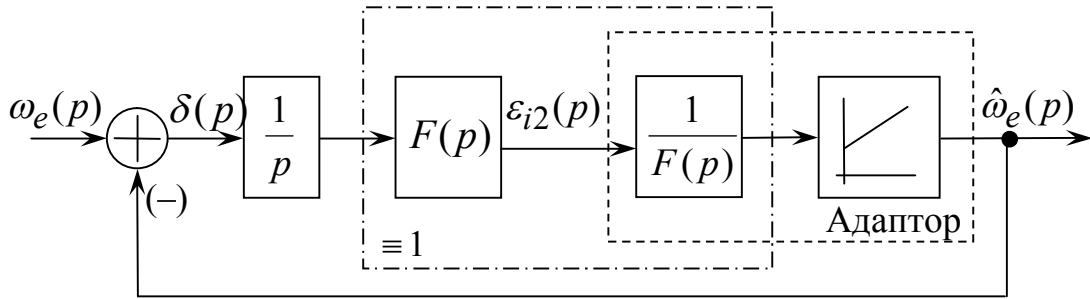


Рисунок 3.8

Настраивая замкнутый контур как звено второго порядка с собственной частотой Ω_ω и коэффициентом формы A_ω , получим выражения для параметров регулятора:

$$k_{\text{И}} = \Omega_\omega^2, \quad k_{\text{П}} = A_\omega \Omega_\omega.$$

Возможен также более простой подход, без компенсации звена $F(p)$, осуществляемый по приближенной передаточной функции, соответствующей низкочастотной асимптоте ЛАЧХ:

$$\frac{\varepsilon_{i2}(p)}{\delta(p)} \approx \frac{1}{p} \frac{\Psi_\mu + L_s i_d^{\text{ref}}}{L_s},$$

где i_d^{ref} – заданное значение тока по продольной оси.

Соответствующая структурная схема представлена на рисунке 3.9.

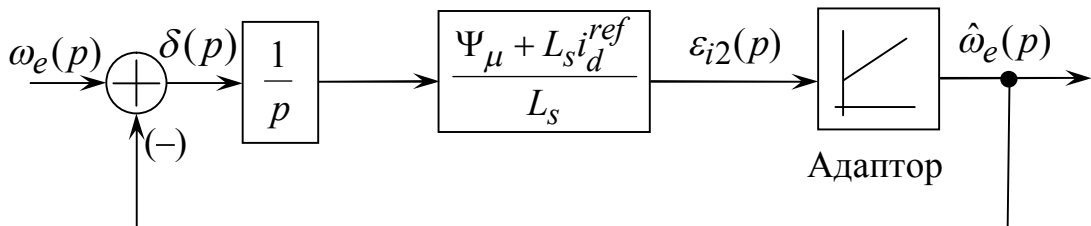


Рисунок 3.9

В этом случае, настраивая замкнутый контур как звено второго порядка с собственной частотой Ω_ω и коэффициентом формы A_ω , получим выражения для параметров регулятора:

$$k_{и1} = \frac{L_s}{\Psi_\mu + L_s i_{sd}^{ref}} \Omega_\omega^2, \quad k_{п1} = \frac{L_s}{\Psi_\mu + L_s i_{sd}^{ref}} A_\omega \Omega_\omega.$$

3.2.2 Синтез адаптора активного сопротивления статора

Важной задачей является определение численного значения коэффициента интегрального адаптора по сопротивлению статора. Основной причиной дрейфа активного сопротивления являются тепловые процессы, темп которых намного ниже темпа электромагнитных и электромеханических процессов. Это позволяет пренебречь инерционностью последних при синтезе алгоритма идентификации активного сопротивления статора.

В установившемся режиме работы даже при наличии ошибки ориентирования системы координат по полю постоянных магнитов, возникающей вследствие отклонения активного сопротивления статора, оценка частоты вращения и частота вращения одинаковы ($\hat{\omega}_e = \omega_e$), что обусловлено синхронным вращением машины. Так как алгоритм идентификации электрической частоты вращения ротора сводит к нулю векторное произведение токовой ошибки и вектора оценок потокоцеплений ротора, то

$$\varepsilon_i^T \mathbf{D} \hat{\Psi}_r = \varepsilon_{i2} \hat{\Psi}_{r1} - \varepsilon_{i1} \hat{\Psi}_{r2} = \varepsilon_{i2} \hat{\Psi}_{r1} = 0.$$

Следовательно, в установившемся режиме $\varepsilon_{i2} = 0$ и $i_{s2} = \hat{i}_{s2}$. Тогда закон идентификации активного сопротивления статора можно записать как

$$\hat{R}_s = R_{s0} + k_s \int \varepsilon_{i1} \hat{i}_{s1} dt. \quad (3.12)$$

Рассматривая системы уравнений установившихся режимов наблюдателя и двигателя в системе координат (1, 2) с учетом (3.12), получим уравнение для токовой ошибки

$$a \varepsilon_{i1}^2 + b \varepsilon_{i1} + c = 0, \quad (3.13)$$

где a , b , c – коэффициенты, зависящие от параметров синхронной машины, положения рабочей точки на плоскости механических характеристик ЭП и отклонения активного сопротивления статора:

$$a(.) = L_s^2 + \frac{(\hat{R}_s - \rho)^2}{\hat{\omega}_e},$$

$$b(.) = 2\Psi_\mu L_s + 2L_s \frac{\rho \hat{i}_{s2}}{\hat{\omega}_e} + 2(\hat{R}_s - \rho) \frac{\rho \hat{i}_{s1}}{\hat{\omega}_e^2},$$

$$c(.) = \frac{\rho^2 \hat{i}_2^2}{\hat{\omega}_e^2} + \frac{\rho^2 \hat{i}_{s1}^2}{\hat{\omega}_e^2} + 2\Psi_\mu \frac{\rho \hat{i}_{s2}}{\hat{\omega}_e}.$$

Следовательно, подынтегральная величина, входящая в (3.12), будет иметь вид

$$\varepsilon_{i1}(\cdot) \hat{i}_{s1} = \hat{i}_{s1} \frac{-b(.) + \sqrt{b(.)^2 - 4a(.)c(.)}}{2a(.)}.$$

Таким образом, значение $\varepsilon_{i1} \hat{i}_{s1}$ для установившихся режимов является функцией положения рабочей точки и отклонения активного сопротивления статора. Результаты проведенного исследования показывают, что функция $\varepsilon_{i1} \hat{i}_{s1}(\rho)$ может быть аппроксимирована прямой линией. Предлагается осуществлять линеаризацию этой зависимости по формуле

$$\varepsilon_{i1} \hat{i}_{s1}(\hat{R}_s, \omega_e, \hat{i}_{s1}, \rho) = K(\hat{R}_s, \omega_e, \hat{i}_{s1}) \rho.$$

Соответствующая структурная схема представлена на рисунке 3.10.

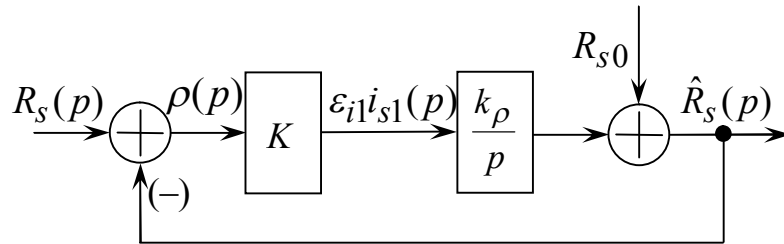


Рисунок 3.10

Настраивая замкнутый контур идентификации R_s на аperiodическое звено с собственной частотой Ω_ρ , получим выражение для коэффициента передачи регулятора – идентификатора активного сопротивления статора:

$$k_\rho(\hat{R}_s, \hat{\omega}_e, \hat{i}_{s1}) = \frac{\Omega_\rho}{K(\hat{R}_s, \hat{\omega}_e, \hat{i}_{s1})}.$$

Таким образом, на основе полученных выражений можно осуществлять непрерывную подстройку идентификатора активного сопротивления статора, что обеспечит требуемое качество процессов вычисления сопротивления во всей плоскости механических характеристик электропривода.

Структурная схема алгоритма оценивания скорости и сопротивления СДПМ представлена на рисунке 3.11.

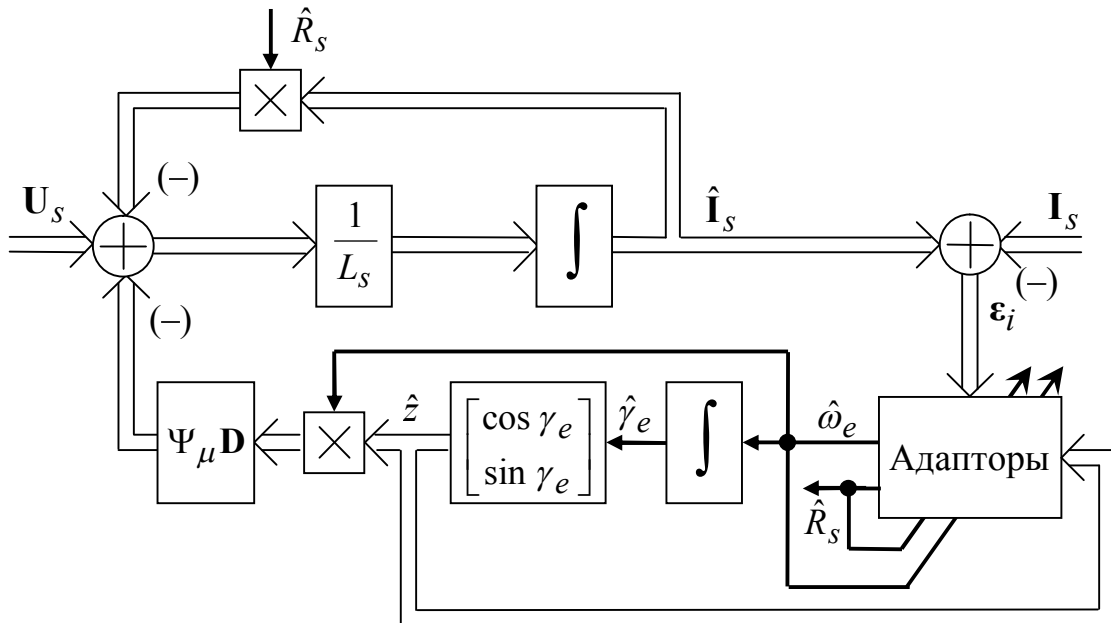


Рисунок 3.11

Цифровое моделирование идентификатора проводилось в пакете программ MATLAB/Simulink в составе системы векторного управления СДПМ. Модели алгоритма приведены в Приложении Г.

На рисунке 3.12 изображены графики переходных процессов в системе векторного управления, замкнутой посредством предлагаемого алгоритма вычисления координат, по механической частоте ротора, ошибке вычисления частоты вращения, токам в системе координат (d, q) , фазным токам. Электропривод обрабатывает следующие режимы – пуск без нагрузки на частоту $\omega_0/2$, наброс номинальной двигательной нагрузки, сброс нагрузки, наброс номинальной генераторной нагрузки.

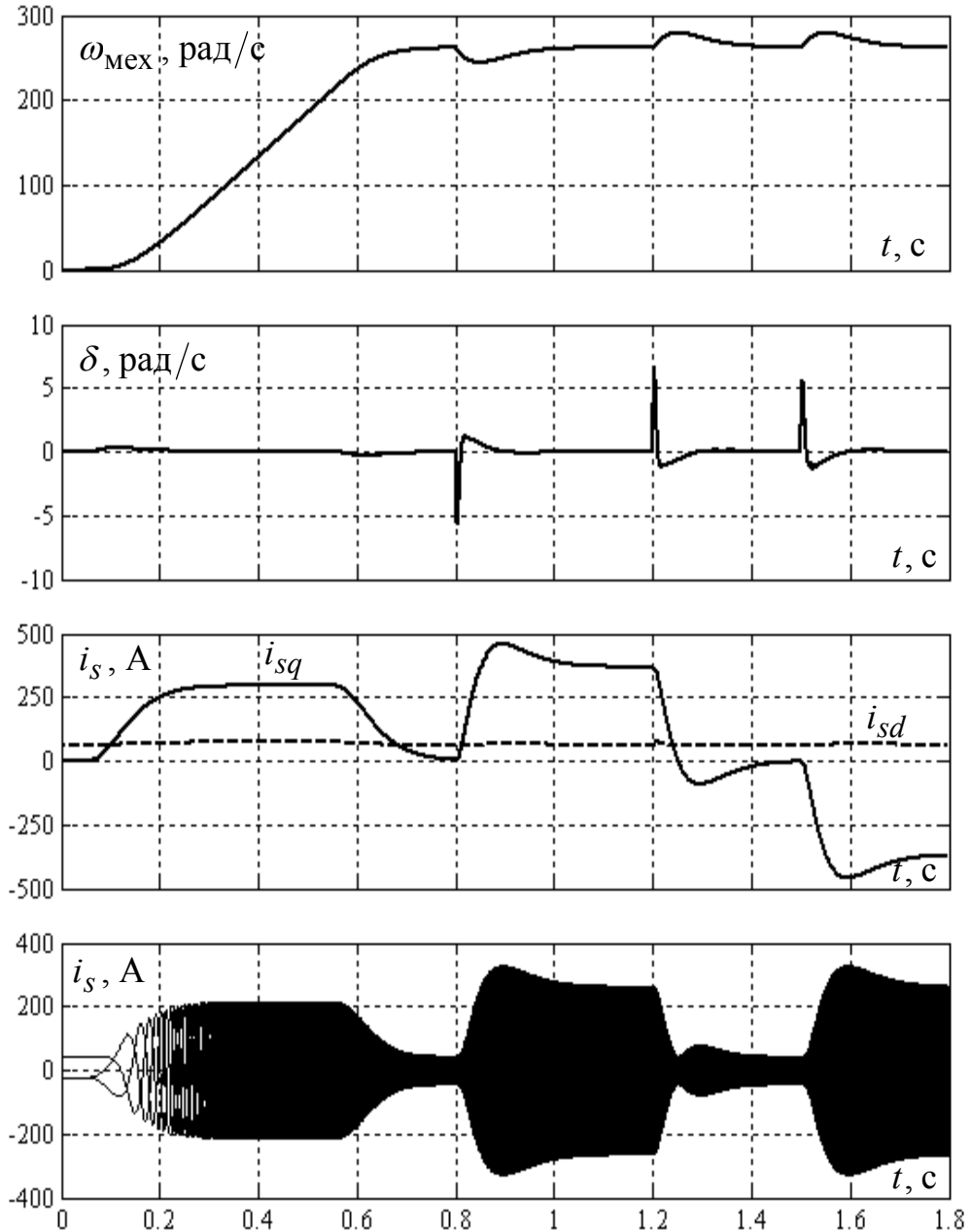


Рисунок 3.12

Как видно, процессы вычисления координат устойчивы, электропривод обеспечивает нулевую статическую ошибку регулирования.

На рисунке 3.13 представлены графики переходных процессов в системе векторного управления с предлагаемым алгоритмом вычисления координат по механической частоте ротора, ошибке вычисления частоты вращения, токам в системе координат (d, q) , фазным токам при работе привода на нулевой частоте вращения. Электропривод обрабатывает следующие режимы: наброс номиналь-

ной двигательной нагрузки, сброс нагрузки, наброс номинальной генераторной нагрузки.

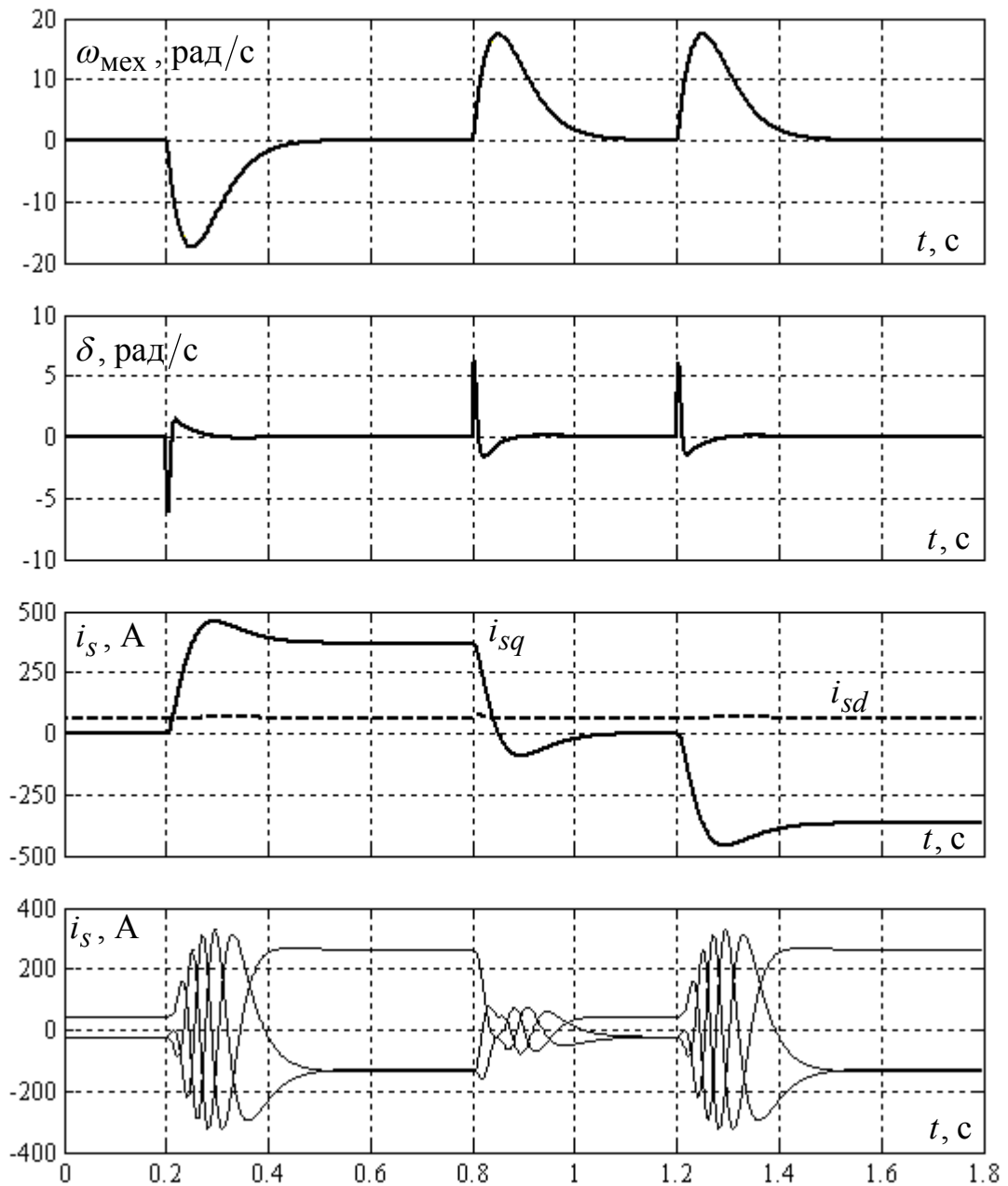


Рисунок 3.13

Идентификация активного сопротивления статора при его отклонении на 10% в большую и меньшую сторону при работе электропривода на частоте $\omega_0/10$ под номинальной двигательной нагрузкой иллюстрируется рисунком 3.14.

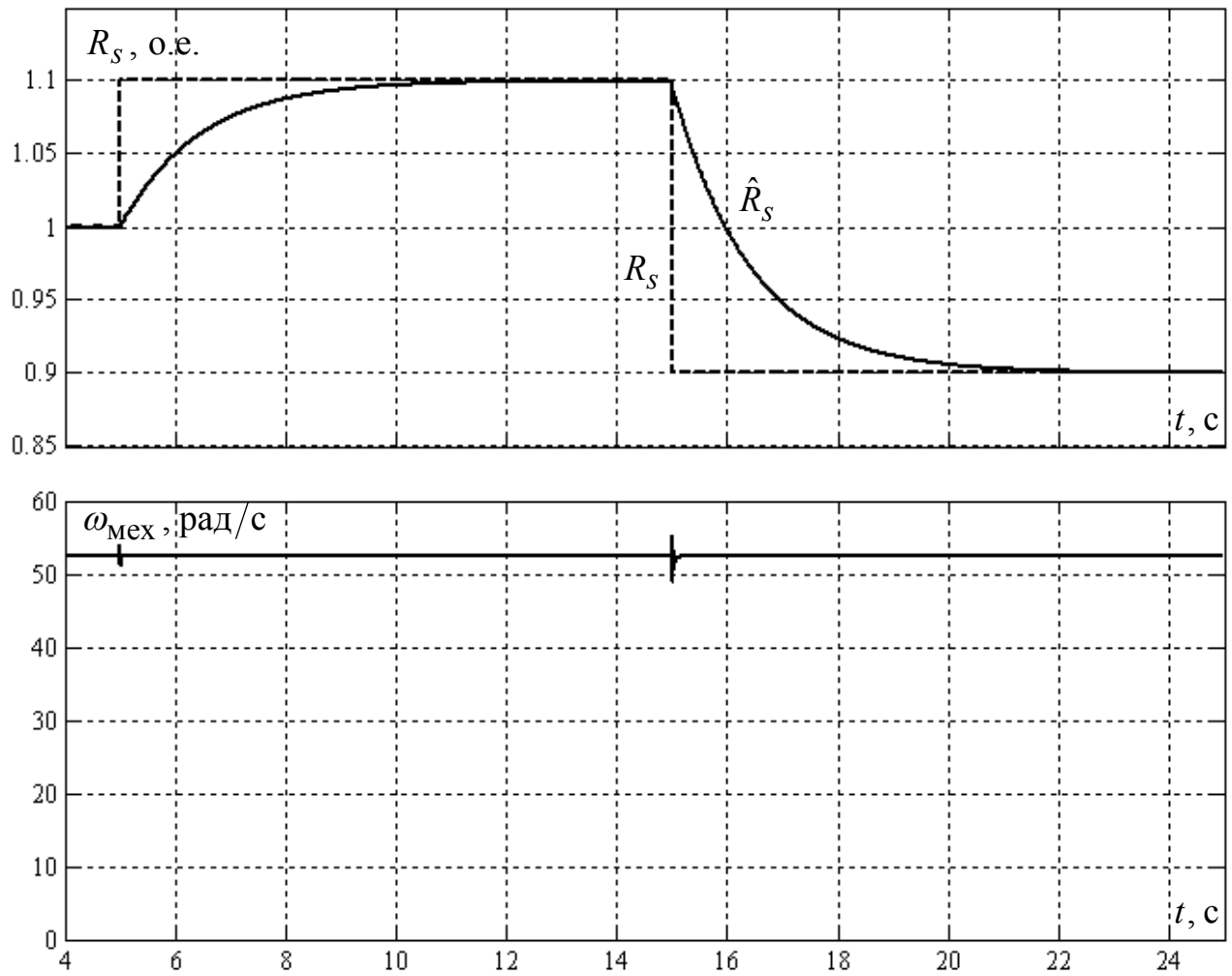


Рисунок 3.14

Идентификация активного сопротивления статора при его отклонении на 10% в большую и меньшую сторону при работе электропривода на частоте $\omega_0/10$ под номинальной генераторной нагрузкой представлена на рисунке 3.15.

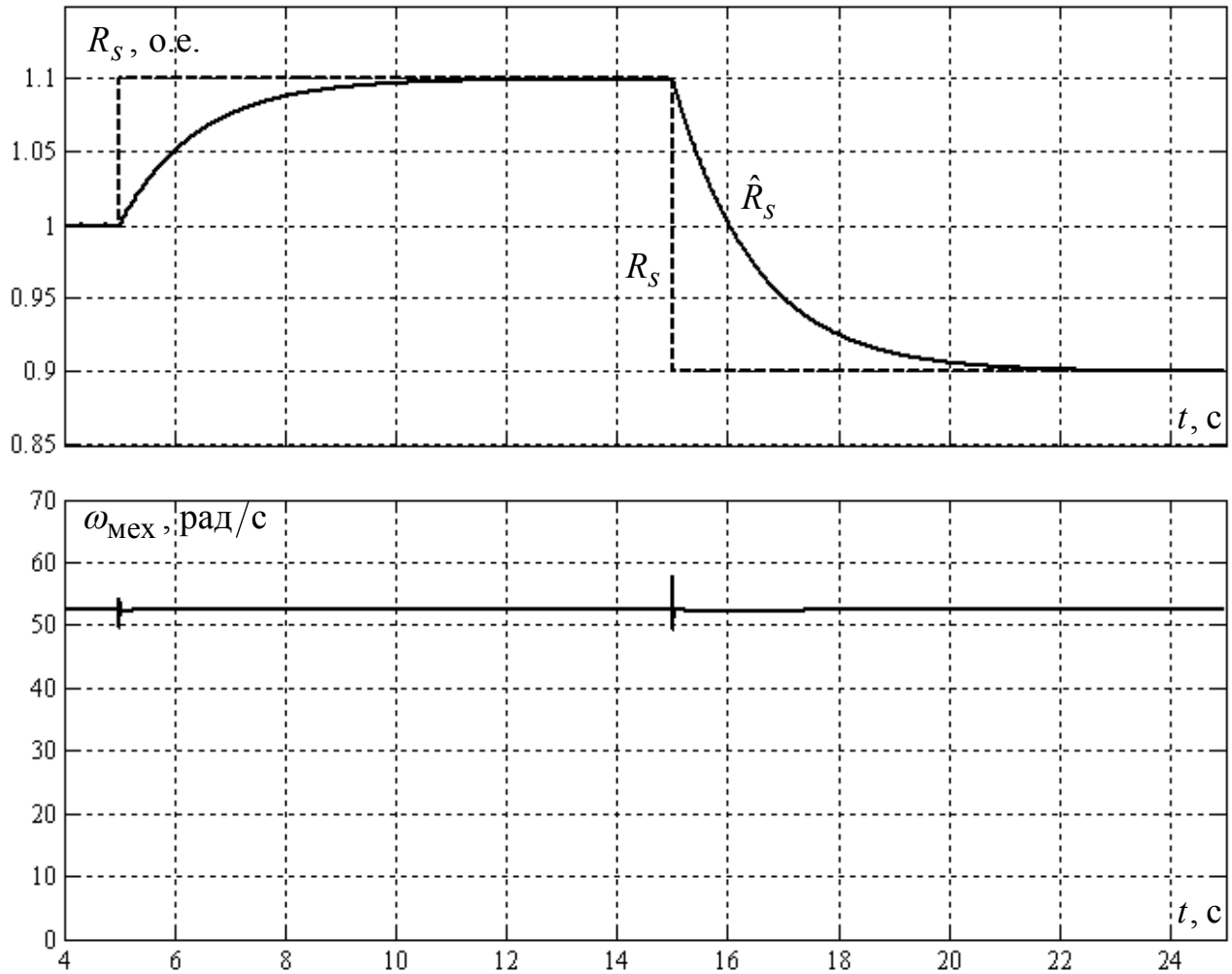


Рисунок 3.15

Таким образом, предлагаемый алгоритм позволяет одновременно идентифицировать частоту вращения и активное сопротивление статора СДПМ.

3.3 Исследование чувствительности адаптивного алгоритма оценивания координат СДПМ к отклонениям параметров

Важным вопросом является чувствительность алгоритмов вычисления к отклонениям параметров электрической машины. Адаптация алгоритма к отклонению активного сопротивления делает его малочувствительным к нагреву обмотки машины и кабеля.

Изменение температуры постоянных магнитов в процессе работы приводит к изменению их магнитных свойств [48], что вызывает изменение потокосцепления от постоянных магнитов.

Реакция электропривода при изменении потокосцепления на 10% в большую и меньшую сторону при работе на частоте $\omega_0/10$ под номинальной двигательной нагрузкой представлена на рисунке 3.16. На рисунке представлены переходные процессы по частоте вращения, потокосцеплению от постоянных магнитов и по модулю вектора токов статора в относительных единицах. Адаптация по сопротивлению статора отключена.

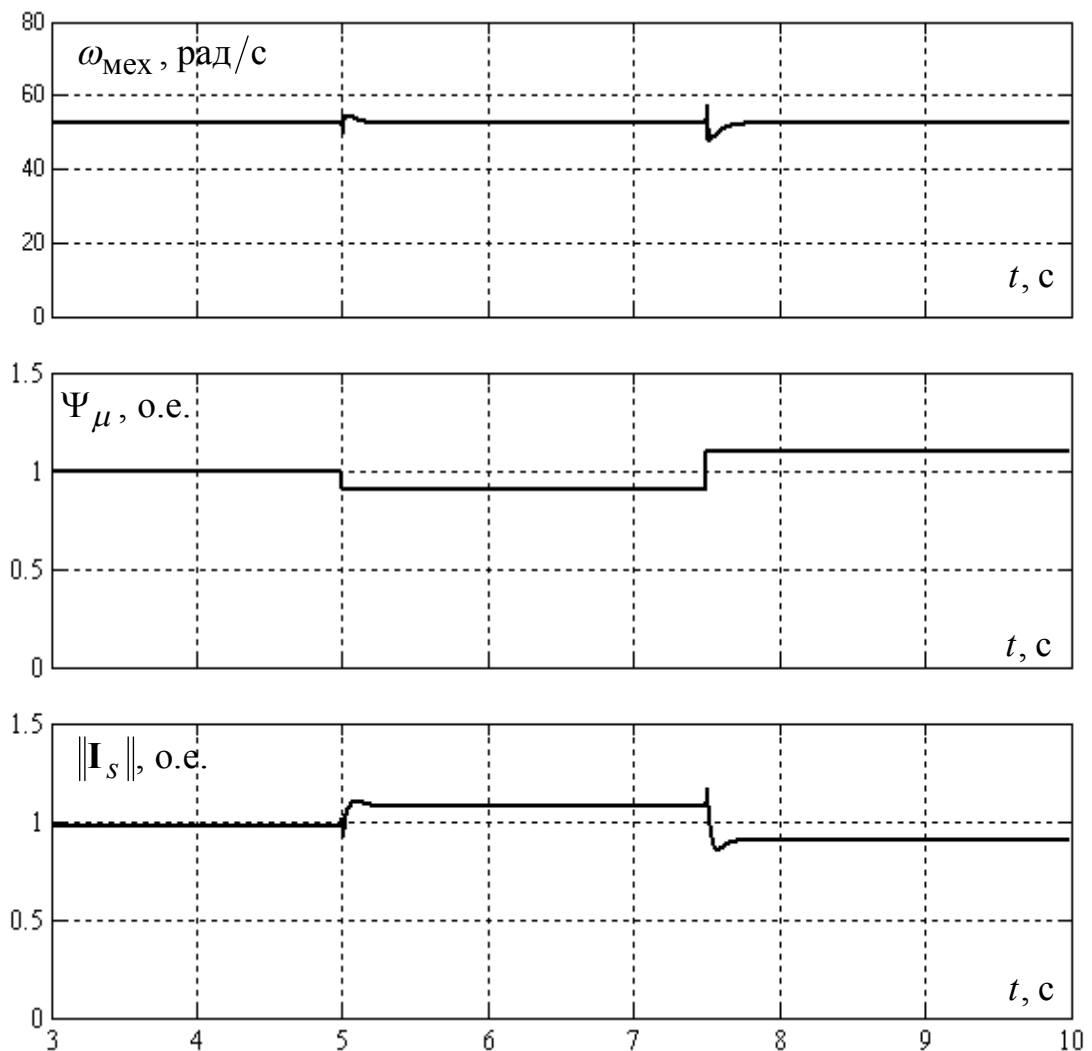


Рисунок 3.16

Анализ переходных процессов показывает, что отклонение потокосцепления постоянных магнитов в меньшую сторону приводит к возрастанию тока ста-

тора не только из-за возрастания активного тока, но и возникающей ошибки полеориентирования.

Аналогичный режим при работе алгоритма идентификации сопротивления статора представлен на рисунке 3.17.

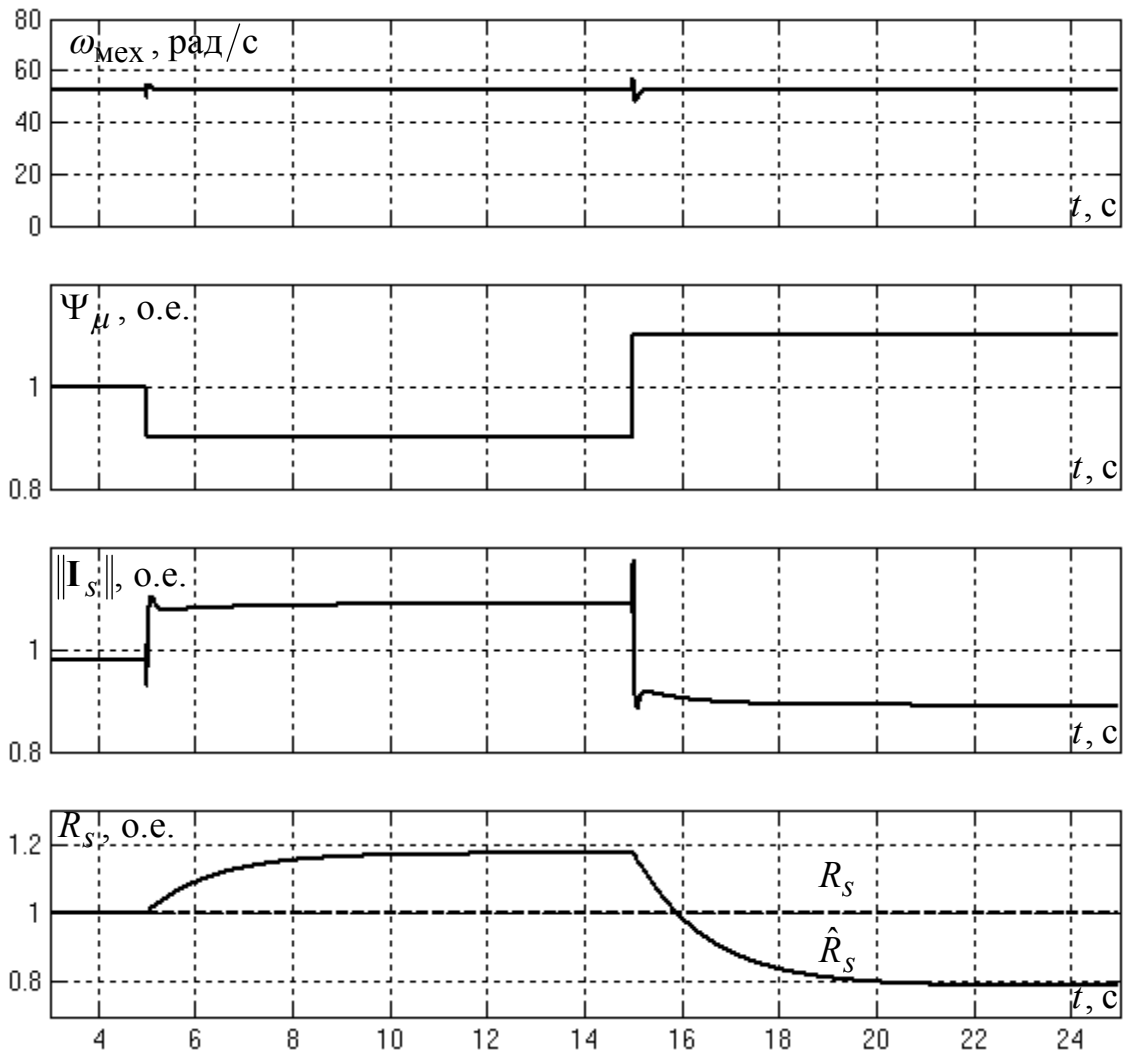


Рисунок 3.17

Таким образом, ошибочная информация о потокосцеплении от постоянных магнитов вызывает ошибку определения сопротивления статора.

Влияние отклонения индуктивности L_s на работу электропривода представлено на рисунке 3.18. Индуктивность изменяется на 20% в большую и меньшую сторону при работе электропривода на частоте $9\omega_0/10$ под номинальной двигательной нагрузкой. Адаптация к изменению сопротивления статора отключена.

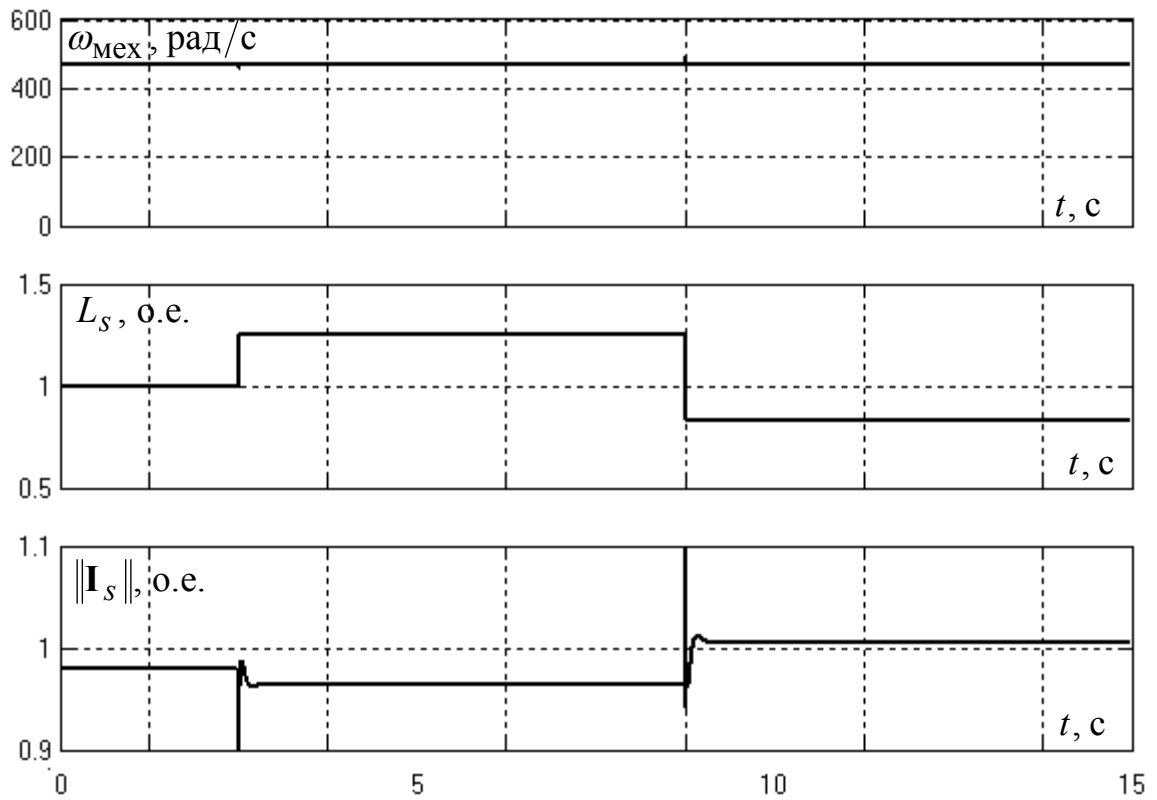


Рисунок 3.18

Аналогичный режим при работе алгоритма идентификации сопротивления статора представлен на рисунке 3.19.

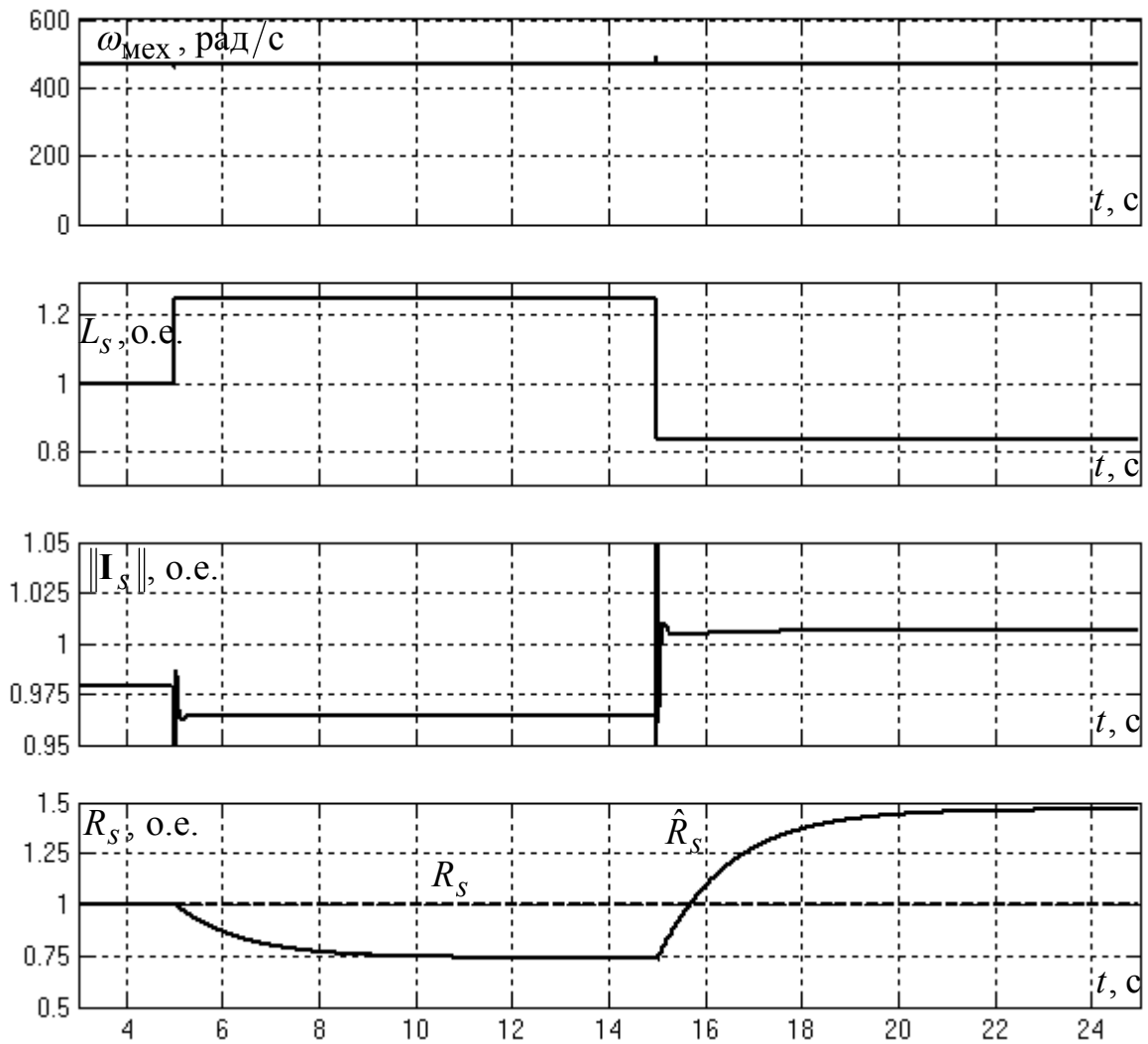


Рисунок 3.19

Как видно из приведенных выше переходных графиков, предлагаемый алгоритм чувствителен к отклонениям потокосцепления от постоянных магнитов и индуктивности статора L_s . Отклонения этих параметров приводят к ошибке полиориентирования и некорректной загрузке током двигателя и преобразователя частоты. Кроме того при работе алгоритма вычисления сопротивления статора ошибка в индуктивности вызывает ошибку в определении сопротивления статора. Поэтому необходимо идентифицировать индуктивность статора перед каждым запуском или при наладке ЭП.

3.4 Предварительная идентификация параметров СДПМ. Определение начального положения ротора. Раскрутка постоянным током

Как показано выше, для построения алгоритмов бездатчикового векторного управления необходима информация о параметрах СДПМ, а именно активном сопротивлении статорной цепи R_s , индуктивности статора по продольной и поперечной оси L_d , потоке от постоянных магнитов Ψ_μ . Кроме того, для правильного запуска бездатчикового СДПМ необходима информация о начальном положении вектора потокосцепления от постоянных магнитов.

В настоящее время синхронные двигатели с постоянными магнитами выпускаются в основном мелкими сериями, с ориентацией на определенное применение. По этой причине в случае отсутствия информации о параметрах машины от производителя найти ее в открытой печати практически невозможно. Кроме того, даже в серии машин возможен разброс параметров. Поэтому необходимо применение алгоритмов предварительной идентификации параметров СДПМ.

В отечественной и зарубежной литературе описан ряд подходов для определения параметров синхронных машин и начального положения ротора [49, 50].

Для идентификации параметров обмотки статора L_d и R_s можно использовать алгоритм, аналогичный алгоритму предварительной идентификации параметров АД, который представлен в разделе 2.2.4 данной диссертации.

Алгоритмы предварительной идентификации положения ротора [50] довольно сложны и дают существенную погрешность. Предлагается более простой подход. Перед процедурой запуска электропривода формируется ток по продольной оси, направление которой выбирается по фазе U двигателя. Условно назовем этот этап этапом «намагничивания». Если направление потокосцепления от постоянных магнитов не совпадает с направлением вектора тока, возникнет электромагнитный момент, величина которого

$$M = \frac{3}{2} p_n \Psi_\mu I_s \sin \delta,$$

где I_s – ток, формируемый ПЧ на этапе намагничивания;

δ – угол между вектором тока и потокосцеплением от постоянных магнитов.

Таким образом, ротор машины будет стремиться занять такое положение, чтобы потокосцепление от постоянных магнитов было направлено строго по вектору тока.

Величину тока на этапе «намагничивания» желательно формировать наибольшей исходя из возможностей силовой части ПЧ, что необходимо для скорейшего поворота ротора СДПМ и преодоления статического момента сопротивления нагрузки. График переходного процесса по току статора, моменту на валу, частоте и угловом положении ротора при начальном отклонении ротора от оси фазы U на 90° электрических градусов и отсутствии статического момента на валу представлен на рисунке 3.20.

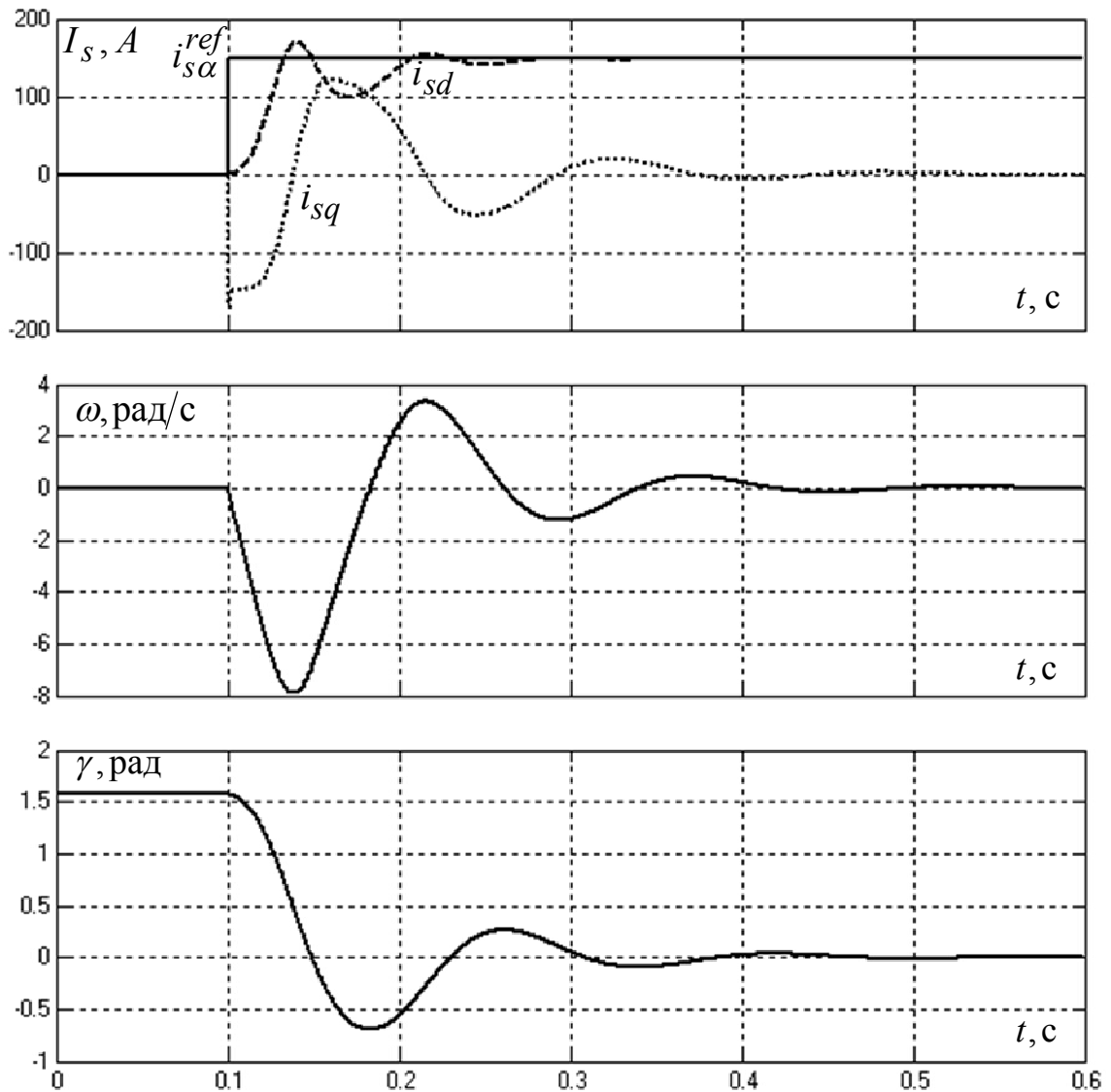


Рисунок 3.20

При наличии на валу момента сухого трения ротор не сможет занять точное положение по вектору тока. Однако при достаточном уровне тока намагничивания, величина которого должна определяться на этапе разработки электропривода и непосредственно на этапе пуско-наладочных работ, ошибка углового положения не будет оказывать существенного влияния на процедуру запуска электропривода.

Кроме того, для ряда механизмов возможно применение специального алгоритма первоначальной раскрутки СДПМ, который делает электропривод малочувствительным к отклонению активного сопротивления статора в области нулевых частот вращения. Для этого в обмотках двигателя формируется вектор тока,

который «раскручивается» в системе координат (α, β) , а затем, при достижении определенной заданной частоты, осуществляется переход на основной бездатчиковый алгоритм. Темп раскрутки и величина тока должны обеспечивать динамический и статический моменты без выпадения машины из синхронизма.

На рисунке 3.21 в качестве иллюстрации работы предлагаемого алгоритма запуска СДПМ представлены графики переходных процессов по частоте вращения, ошибке полеориентации, заданиям на токи статора по продольной и поперечной осям и фазные токи машины. На валу машины присутствует статический момент сопротивления, равный одной трети от номинального, начальное отклонение ротора от условно нулевого направления – 90 электрических градусов.

Электропривод обрабатывает следующие режимы. Сначала – «намагничивание» двигателя. Затем осуществляется токовая «раскрутка» до частоты $\omega_{\text{НОМ}} / 20$. «Намагничивание» и «раскрутка» осуществляются с максимальной форсировкой тока по продольной оси. При достижении задатчиком частоты $\omega_{\text{НОМ}} / 20$ осуществляется переход на основной алгоритм бездатчикового векторного управления. После этого электропривод выходит на частоту $\omega_{\text{НОМ}} / 10$.

В ходе «намагничивания» ротор поворачивается по направлению вектора тока, но из-за наличия статического момента имеется незначительное отклонение. Однако большинство механизмов имеют малый статический момент от сил трения, что позволяет применять предлагаемый алгоритм для подавляющего большинства применений.

В момент перехода на основной алгоритм наблюдается динамическая просадка частоты, связанная с тем, что выход регулятора скорости в момент перехода имеет нулевые начальные условия.

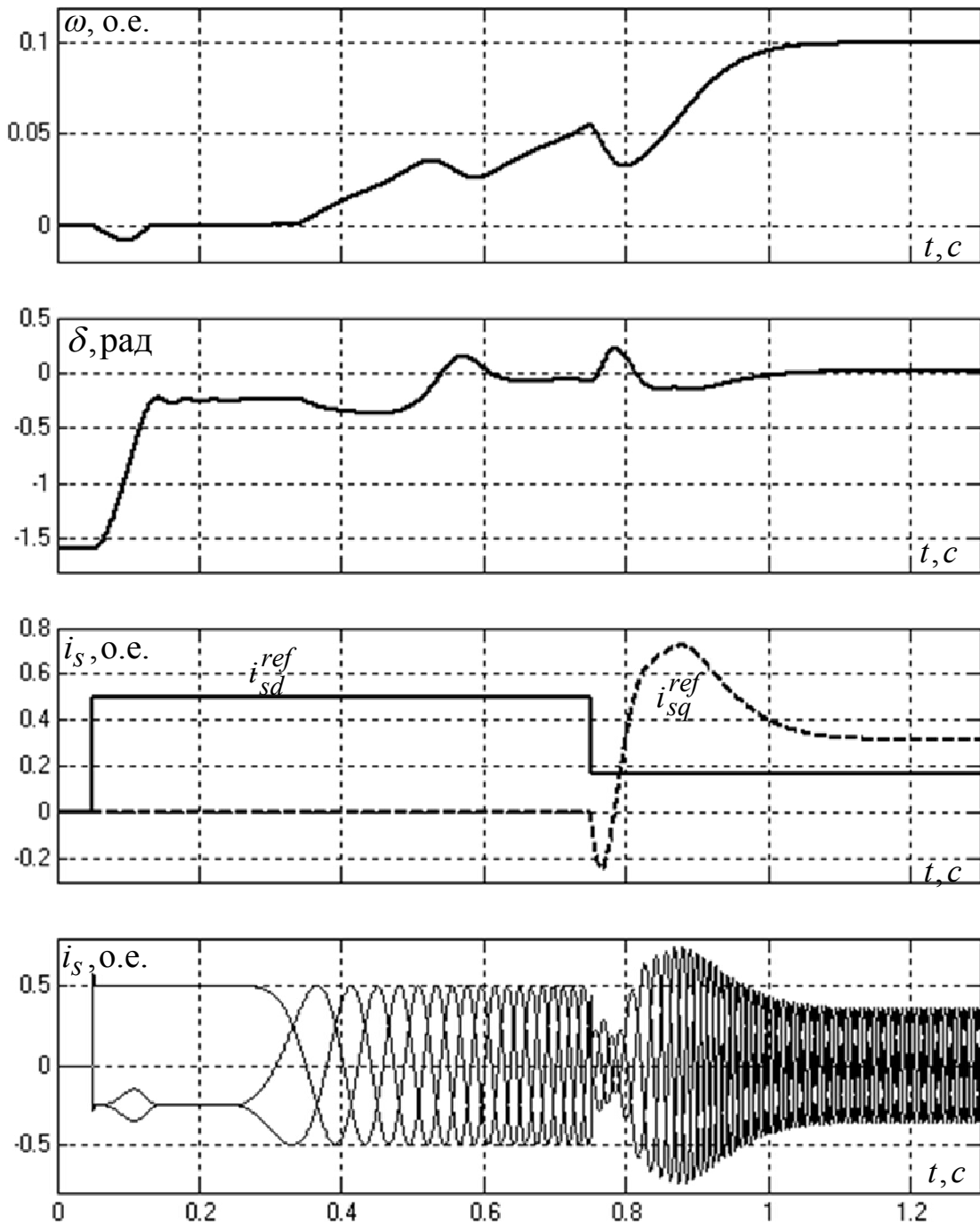


Рисунок 3.21

Для уменьшения динамической просадки частоты вращения при переходе с раскрутки постоянным током на основной алгоритм рекомендуется в момент перехода задавать ненулевое начальное условие по выходу регулятора скорости, равное оценке моментобразующей составляющей тока статора. На рисунке 3.22 представлены графики переходных процессов по механической частоте вращения

ротора и заданиям на активный ток статора. В первом случае выход регулятора тока в момент перехода имеет ненулевое начальное значение, во втором нулевое.

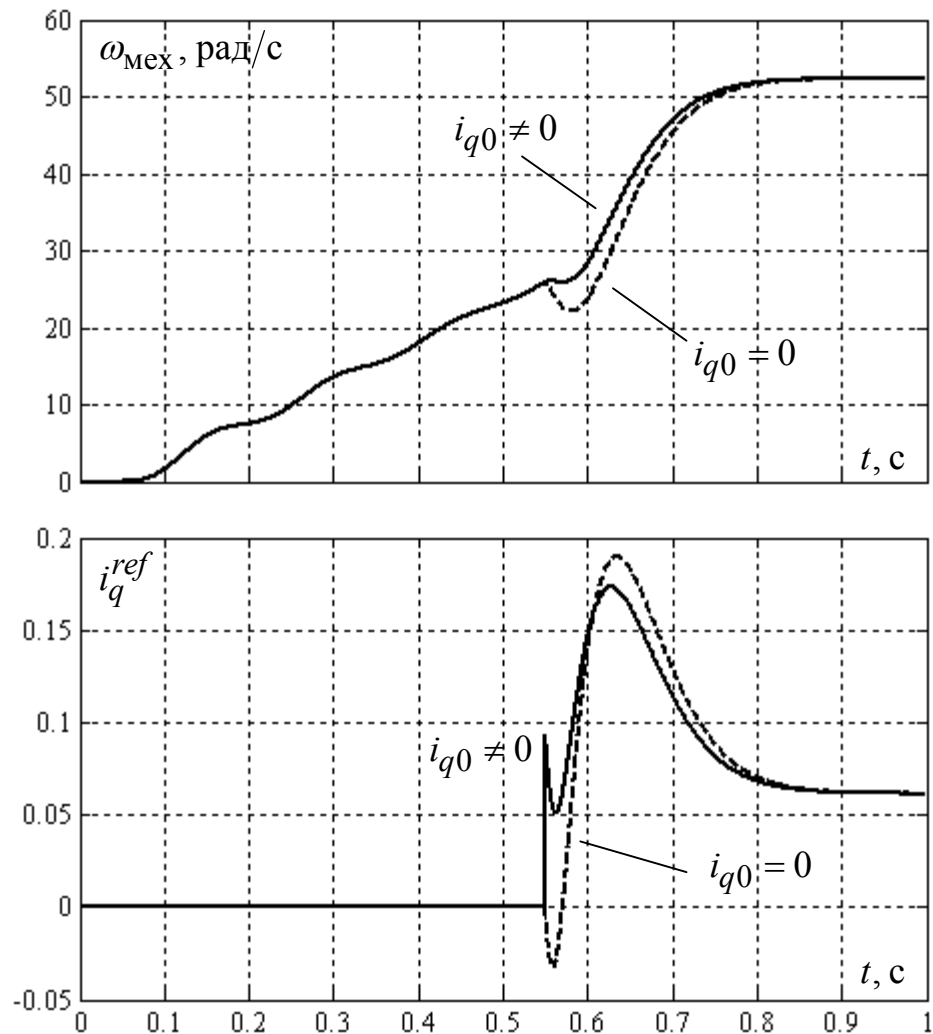


Рисунок 3.22

Как видно, наличие начального задания на выходе регулятора скорости уменьшает динамическую просадку при переходе с токовой раскрутки на основной алгоритм.

3.5 Выводы

Разработан адаптивный алгоритм вычисления координат состояния для бездатчикового векторного управления неявнополюсной синхронной машиной с постоянными магнитами. Предлагаемый алгоритм устойчив во всей плоскости ме-

ханических характеристик электропривода и позволяет вычислять неизмеряемые координаты ЭП, необходимые для построения системы векторного управления СДПМ – направление вектора потокосцепления от постоянных магнитов, частоту вращения ротора двигателя, а также активное сопротивление статора. Алгоритм содержит в своей структуре наблюдатель полного процесса электромагнитных процессов в машине.

Рекомендованы процедуры выбора коэффициентов законов адаптации, полученные из анализа квазиустановившихся режимов работы.

Предлагается отказаться от сложных алгоритмов вычисления начального положения токов, а для фиксации положения ротора перед запуском формировать постоянный вектор тока, направленный по оси фазы А двигателя.

ГЛАВА 4. СИНТЕЗ И ИССЛЕДОВАНИЕ ПОДСИСТЕМЫ ОЦЕНИВАНИЯ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ И ОПОРНОГО ВЕКТОРА ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЙ СТАТОРА АСМ. ОБОБЩЕНИЕ МЕТОДИКИ СИНТЕЗА

4.1 Обзор алгоритмов оценивания координат АСМ

В данном разделе главы приводятся пригодные для практической реализации структурные схемы вычисления опорного вектора потокосцеплений статора и частоты вращения ротора АСМ при непосредственном измерении статорных и роторных переменных электрической машины. Сделаны заключения о преимуществах и недостатках приведенных структур, даны рекомендации к их применению.

4.1.1 Ориентация вращающейся системы координат при прямом измерении углового положения ротора АСМ

При непосредственном измерении абсолютного углового положения вала АСМ для автоматической ориентации опорной системы координат можно применить токовую модель потокосцеплений статора, которая строится в соответствии с уравнением магнитной цепи двигателя (1.8) и (1.9) [51]. При этом фазный ток статора необходимо приводить к ротору (или наоборот), что потребует наличия информации об угле поворота вала машины, т.е. наличия датчика положения. Тогда преобразование статорного тока к новой системе координат должно осуществляться следующим образом:

$$\mathbf{I}_s^{(\alpha_r, \beta_r)} = \mathbf{A}(\gamma_{\psi(s)}) \mathbf{I}_s^{(\alpha, \beta)} = \begin{bmatrix} \cos(\gamma_{\psi(s)}) & \sin(\gamma_{\psi(s)}) \\ -\sin(\gamma_{\psi(s)}) & \cos(\gamma_{\psi(s)}) \end{bmatrix} \mathbf{I}_s^{(\alpha, \beta)}.$$

Здесь приняты следующие обозначения: верхний индекс (α, β) означает, что вектор рассматривается в неподвижной относительно статора декартовой системе координат; верхний индекс (α_r, β_r) означает, что вектор рассматривается в неподвижной относительно ротора декартовой системе координат. Структурная

схема данного вычислителя вектора потокосцеплений статора приведена на рисунке 4.1.

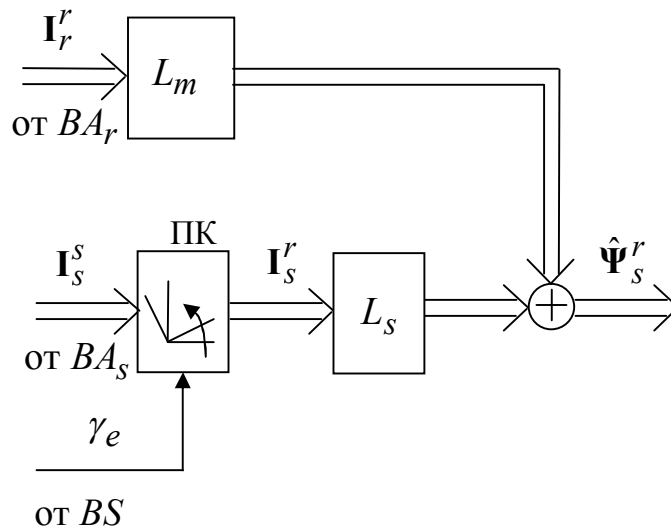


Рисунок 4.1

На первый взгляд, такой подход довольно прост и удобен в реализации – обрабатываются сигналы датчиков фазных токов в цепи статора и ротора, что не может вызывать никаких затруднений. Однако прямое измерение углового положения вала машины часто неприемлемо в ЭП общепромышленных механизмов, требующих от разработчиков системы управления полного отказа от датчиков механического движения (частоты вращения и углового положения) ротора двигателя.

4.1.2 Вычисление углового положения вектора потокосцеплений статора и частоты вращения ротора методом АСЗМ

При возможности непосредственного измерения токов и напряжений статора АСМ для вычисления углового положения опорного вектора потокосцеплений статора в системе координат, неподвижной относительно ротора, и для текущей идентификации частоты вращения ротора можно воспользоваться принципом адаптивной системы с задающей (эталонной) моделью (АСЗМ) [51, 52].

Математическая модель предложенного идентификатора строится по уравнениям роторной цепи – первому уравнению в (1.12) и статорной цепи – уравнению (1.4) АСМ в неподвижных относительно ротора ($\omega_k = \omega_e$) и статора ($\omega_k = 0$) декартовых системах координат:

$$\begin{cases} L_{\sigma e}^r \dot{\mathbf{I}}_r = -R_r \mathbf{I}_r - k_s \dot{\Psi}_s^{rr} + \mathbf{U}_r, \\ \dot{\Psi}_s^S = R_s \mathbf{I}_s + \mathbf{U}_s, \end{cases} \quad (4.1)$$

где Ψ_s^{rr} – вектор потокосцеплений статора в осях ротора;

Ψ_s^S – вектор потокосцеплений статора в координатах статора АСМ.

Как видно из (4.1), алгоритм включает в себя два независимых идентификатора вектора потокосцеплений статора. Перепишем систему (4.1) относительно вектора потокосцеплений статора и перейдем к оценкам соответствующих координат состояния АСМ:

$$\begin{cases} \hat{\Psi}_s^{rr} = \frac{1}{k_s} (\mathbf{U}_r - R_r \mathbf{I}_r - L_{\sigma e}^r \dot{\mathbf{I}}_r), \\ \hat{\Psi}_s^S = R_s \mathbf{I}_s + \mathbf{U}_s. \end{cases} \quad (4.2)$$

Так как измерять производную тока не представляется возможным, проинтегрируем левую и правую части первого уравнения, а также проинтегрируем левую и правую части второго уравнения системы (4.2):

$$\begin{cases} \hat{\Psi}_s^{rr} = \frac{1}{k_s} \left(\int (\mathbf{U}_r - R_r \mathbf{I}_r) dt - R_r \mathbf{I}_r - L_{\sigma e}^r \dot{\mathbf{I}}_r \right), \\ \hat{\Psi}_s^S = \int (R_s \mathbf{I}_s + \mathbf{U}_s) dt. \end{cases} \quad (4.3)$$

Структурная схема алгоритма оценивания углового положения ориентирующего вектора потокосцеплений статора и текущей идентификации частоты вращения ротора, построенного по методике АСЗМ согласно системе уравнений (4.3), приведена на рисунке 4.2.

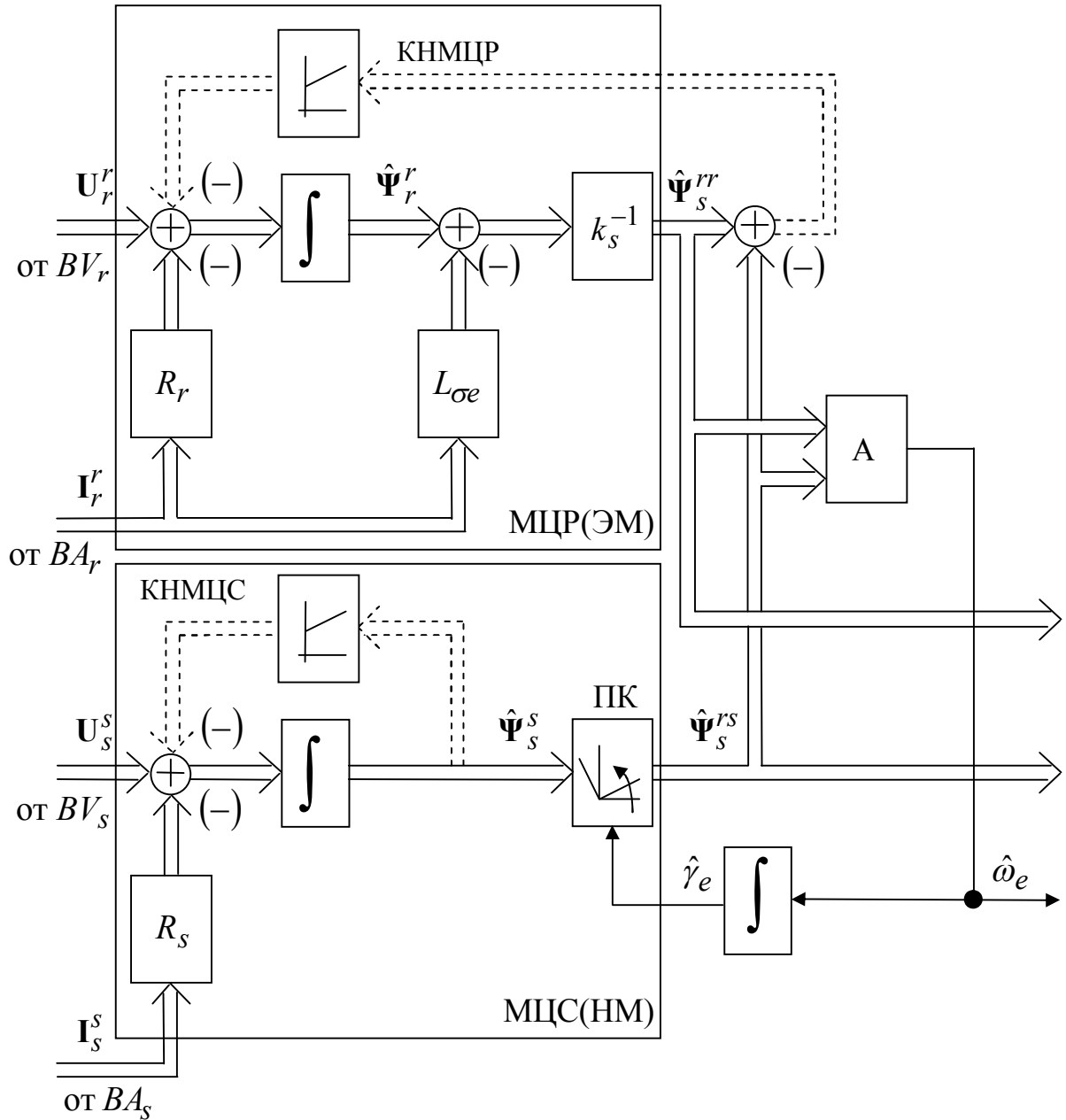


Рисунок 4.2

Как видно из (4.3), первое (модель цепи ротора – МЦР) и второе (модель цепи статора – МЦС) уравнения в этой системе записаны каждое в своей системе координат. Поэтому блок ПК на рисунке 4.2 обеспечивает приведение оценки вектора потокосцеплений статора, вычисленной МЦС, в систему координат, неподвижную относительно ротора двигателя. Поскольку уравнение МЦР не содержит информации о текущем угловом положении опорного вектора потокосцеплений статора, роторную модель будем называть эталонной (задающей), тогда ста-

торную модель, требующую наличия информации о текущем угловом положении вектора потокосцеплений статора, будем называть настраиваемой (адаптивной).

Блок А – адаптор может реализовать, например, следующий алгоритм, известный для СВУ АДКЗР:

$$\hat{\omega}_e = k_{\Pi} (\hat{\Psi}_s^{rr} \times \hat{\Psi}_s^{rs}) + k_{\text{И}} \int (\hat{\Psi}_s^{rr} \times \hat{\Psi}_s^{rs}) dt,$$

где $\hat{\Psi}_s^{rs}$ – оценка вектора потокосцеплений статора, вычисленная по МЦС и приведенная в систему координат неподвижную относительно ротора.

Методика синтеза регулятора АСЗМ подробно описана в главе 2 настоящей диссертации.

Отличительной особенностью данного метода является то, что алгоритм включает в себя два независимых идентификатора вектора потокосцеплений статора. Идея рассматриваемого метода идентификации частоты вращения заключается в сведении к нулю разности фаз между двумя оценками посредством пропорционально-интегрального регулятора, формирующего оценку электрической частоты вращения ротора $\hat{\omega}_e$. Если условие $\arg(\hat{\Psi}_r^{rr}) = \arg(\hat{\Psi}_r^{rs})$ выполняется, и параметры двигателя заданы, верно, то оценка электрической частоты вращения ротора имеет истинное значение. Заметим, что модель представленного идентификатора является векторной, то есть обрабатывает сигналы в плоской декартовой системе координат по обеим осям одновременно.

Недостаток идентификатора скорости, построенного по методике АСЗМ: МЦС и МЦР являются нейтрально устойчивыми подсистемами, так как четыре интегратора, не охваченные обратной связью (ОС), обуславливают нулевой корень характеристического уравнения структуры в целом кратности четыре. Для того чтобы сделать идентификатор устойчивым асимптотически, необходимо стабилизировать МЦС и МЦР.

Стабилизацию МЦС и МЦР предлагается осуществлять охватом интеграторов отрицательными ОС и введением в обратные связи ПИ-регуляторов («корректоров нулей» – КН), способных обеспечить максимальную глубину подавления медленно изменяющихся «смещений нулей», аналогично тому, как это делалось

для алгоритма АСЗМ АДКЗР. Окончательно, математическая модель АСЗМ для АСМ принимает вид

$$\begin{cases} \hat{\Psi}_s^{rr} = k_s^{-1} \left(\int (\mathbf{U}_r - R_r \mathbf{I}_r - k_{\Pi} (\hat{\Psi}_s^{rr} - \hat{\Psi}_s^{rs}) - k_{\text{И}} \int (\hat{\Psi}_s^{rr} - \hat{\Psi}_s^{rs}) dt) dt - L_{\sigma e}^r \mathbf{I}_r \right), \\ \hat{\Psi}_s^s = \int (\mathbf{U}_s - R_s \mathbf{I}_s - k_{\Pi} \hat{\Psi}_s^s - k_{\text{И}} \int \hat{\Psi}_s^s dt) dt, \\ \hat{\omega}_e = k_n (\hat{\Psi}_s^{rr} \times \hat{\Psi}_s^{rs}) + k_u \int (\hat{\Psi}_s^{rr} \times \hat{\Psi}_s^{rs}) dt. \end{cases} \quad (4.4)$$

Особое внимание следует обратить на выбор быстродействия замкнутых контуров стабилизации в (4.4), полоса пропускания частот которых должна быть в три – пять раз меньше минимальной рабочей частоты скольжения. Корректоры нулей ограничивают диапазон регулирования частоты вращения двигателя. В данном случае длительная работа на синхронной и подсинхронных частотах вращения невозможна.

4.1.3 Структура АСЗМ без измерения напряжений статора

Допускается также применение структурной схемы вычислителя частоты вращения ротора и ориентирующего вектора потокосцеплений, представленной на рисунке 4.3 [51, 52]. Ее отличие от структуры на рисунке 4.2 заключается в том, что не используется информация о векторе напряжений статора. Это обуславливает нечувствительность идентификатора к дрейфу величины активного сопротивления статора R_s .

Математическая модель алгоритма идентификации строится по уравнению роторной цепи – первому уравнению (1.17) в неподвижной относительно ротора декартовой системе координат и уравнению магнитных связей (1.9):

$$\begin{cases} \hat{\Psi}_s^{rr} = k_s^{-1} \left(\int (\mathbf{U}_r - R_r \mathbf{I}_r - k_{\Pi} (\hat{\Psi}_s^{rr} - \hat{\Psi}_s^{rs}) - k_{\text{И}} \int (\hat{\Psi}_s^{rr} - \hat{\Psi}_s^{rs}) dt) dt - L_{\sigma e}^r \mathbf{I}_r \right), \\ \hat{\Psi}_s^{rs} = L_s \mathbf{I}_s^r + L_m \mathbf{I}_r^r, \\ \hat{\omega}_e = k_{\Pi} (\hat{\Psi}_s^{rr} \times \hat{\Psi}_s^{rs}) + k_{\text{И}} \int (\hat{\Psi}_s^{rr} \times \hat{\Psi}_s^{rs}) dt, \end{cases} \quad (4.5)$$

где \mathbf{I}_s^r – вектор токов статора, приведенный в систему координат, неподвижную относительно ротора;

\mathbf{I}_r^r – вектор токов ротора в системе координат, неподвижной относительно ротора АСМ.

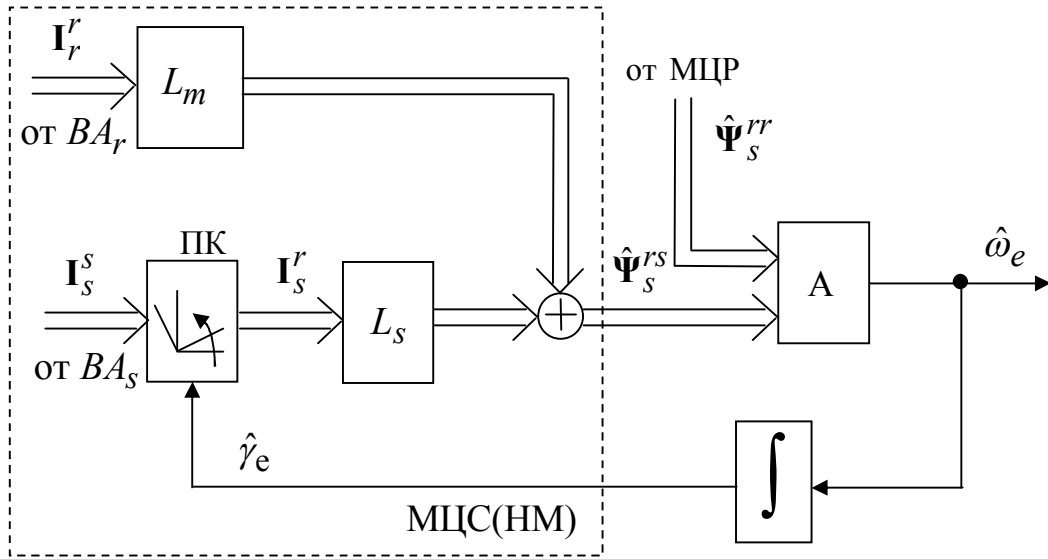


Рисунок 4.3

Здесь МЦП аналогична рисунку 4.2, причем стабилизация МЦП и синтез адаптора осуществляются по методике, описанной выше.

4.1.4 Структура АСЗМ с адаптацией по ЭДС статора

Предлагаемая структура АСЗМ с адаптацией по ЭДС статора отличается от приведенных выше структур, в которых оценивались компоненты вектора потокосцеплений статора, тем, что позволяет исключить проблемы разомкнутых интеграторов по аналогии с работой [53]. В неподвижной системе координат вектор ЭДС – это производная от вектора потокосцеплений статора. Поэтому математическая модель такого идентификатора строится в следующем виде [52, 54]:

$$\begin{cases} L'_{\sigma e} \dot{\mathbf{I}}_r = -R_r \mathbf{I}_r - k_s \mathbf{E}_s^r + \mathbf{U}_r, \\ \mathbf{U}_s = R_s \mathbf{I}_s + \mathbf{E}_s^{SS}, \end{cases} \quad (4.6)$$

где \mathbf{E}_s^r – вектор ЭДС статора в системе координат, неподвижной относительно ротора АСМ;

\mathbf{E}_s^{SS} – вектор ЭДС статора, в системе координат, неподвижной относительно статора АСМ.

Перепишем систему (3.6) относительно вектора ЭДС статора и перейдем к оценкам соответствующих координат состояния:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{E}}_s^r = k_s^{-1} \left(\mathbf{U}_r - R_r \mathbf{I}_r - L_{\sigma e}^r \frac{d\mathbf{I}_r}{dt} \right), \\ \hat{\mathbf{E}}_s^{SS} = (\mathbf{U}_s - R_s \mathbf{I}_s). \end{cases} \quad (4.7)$$

Окончательно математическая модель алгоритма идентификации частоты вращения ротора АСМ с адаптором, синтезированным аналогично описанным выше, принимает следующий вид:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{E}}_s^r = k_s^{-1} \left(\mathbf{U}_r - R_r \mathbf{I}_r - L_{\sigma e}^r \frac{d\mathbf{I}_r}{dt} \right), \\ \hat{\mathbf{E}}_s^{SS} = (\mathbf{U}_s - R_s \mathbf{I}_s), \\ \hat{\omega}_e = k_{\Pi} \left(\hat{\mathbf{E}}_s^{SS} \times \hat{\mathbf{E}}_s^{Sr} \right) + k_{\Pi} \int \left(\hat{\mathbf{E}}_s^{SS} \times \hat{\mathbf{E}}_s^{Sr} \right) dt, \end{cases} \quad (4.8)$$

где $\hat{\mathbf{E}}_s^{Sr}$ – оценка вектора ЭДС статора, вычисленная по МЦР и приведенная в систему координат, неподвижную относительно статора.

Структурная схема идентификатора частоты вращения ротора с вычислением ЭДС статора согласно (4.8) представлена на рисунке 4.4.

Принципиальная особенность данного идентификатора – преобразователь координат находится в МЦР, что в данном случае делает ее настраиваемой моделью, тогда как МЦС является задающей. Такое алгоритмическое решение продиктовано желанием работать с большими сигналами ЭДС.

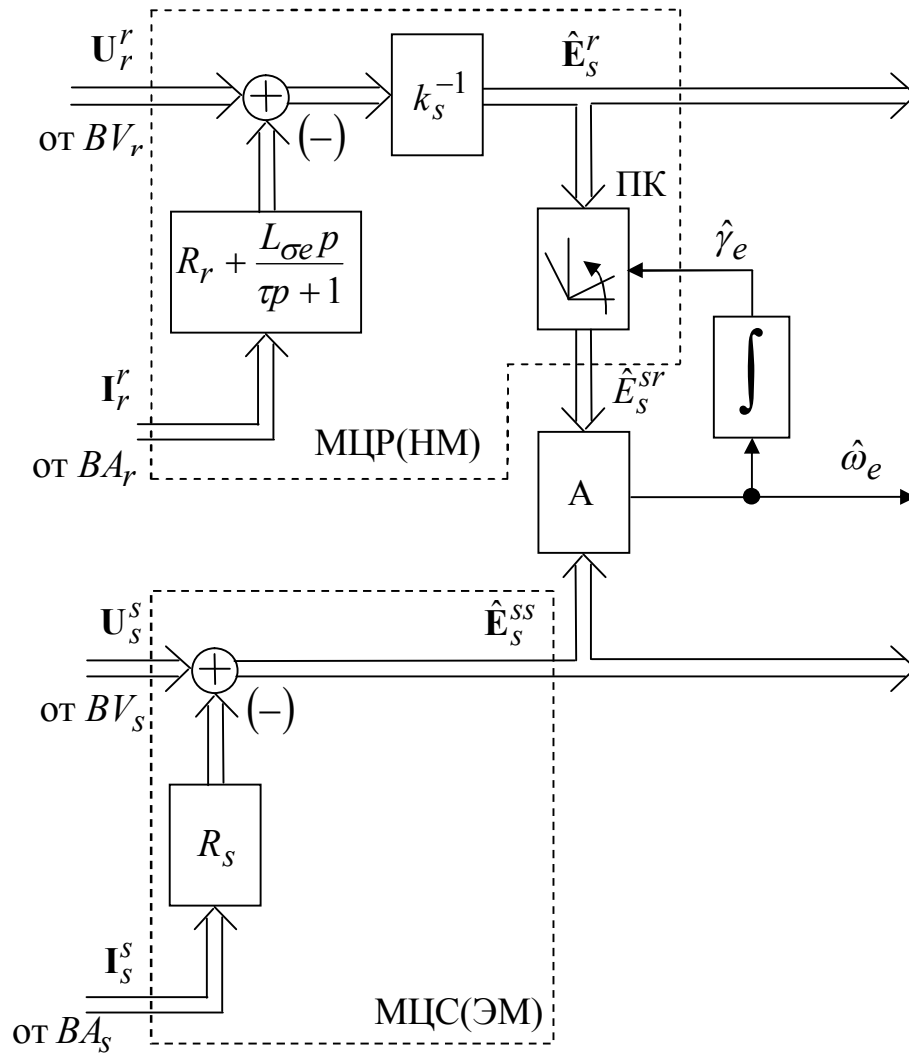


Рисунок 4.4

Для исключения операций идеального дифференцирования в настраиваемую модель введен апериодический фильтр с малой постоянной времени τ . Преобразователь координат ПК на рисунке 4.4 показан условно, т.к. подразумевается, что

$$\hat{E}_s^{sr} = \mathbf{A}^{-1}(\gamma_e) \hat{E}_s^r + \hat{\omega}_e \mathbf{D} (L_s \mathbf{I}_s^s + L_m \mathbf{A}^{-1}(\gamma_e) \mathbf{I}_r^r).$$

Недостатками данного алгоритма являются сложность механизма адаптации, переменный коэффициент передачи контура адаптации, его «размыкание» на синхронной скорости.

4.1.5 Вычисление углового положения вектора потокосцеплений статора и частоты вращения ротора АСМ при измерениях только переменных на выходе ПЧ

В данном разделе главы приводится структура идентификатора опорного вектора потокосцеплений статора и частоты вращения ротора АСМ, не содержащая переменных, находящихся на стороне статора электрической машины [50, 52].

Математическая модель идентификатора с «клеммными» измерениями в неподвижной относительно ротора декартовой системе координат описывается в следующем виде:

$$\begin{cases} \hat{\Psi}_s^{rr} = k_s^{-1} \left(\int \left(U_r - R_r I_r - k_{кор.п} (\hat{\Psi}_s^{rr} - \hat{\Psi}_s^{rs}) - k_{кор.и} \int (\hat{\Psi}_s^{rr} - \hat{\Psi}_s^{rs}) dt \right) dt - L_{\sigma e}^r I_r \right), \\ \hat{\omega}_e = k_{п} (\hat{\Psi}_s^{rr} \times \hat{\Psi}_s^{rs}) + k_{и} \int (\hat{\Psi}_s^{rr} \times \hat{\Psi}_s^{rs}) dt. \end{cases} \quad (4.9)$$

Структурная схема подсистемы идентификации приведена на рисунке 4.5.

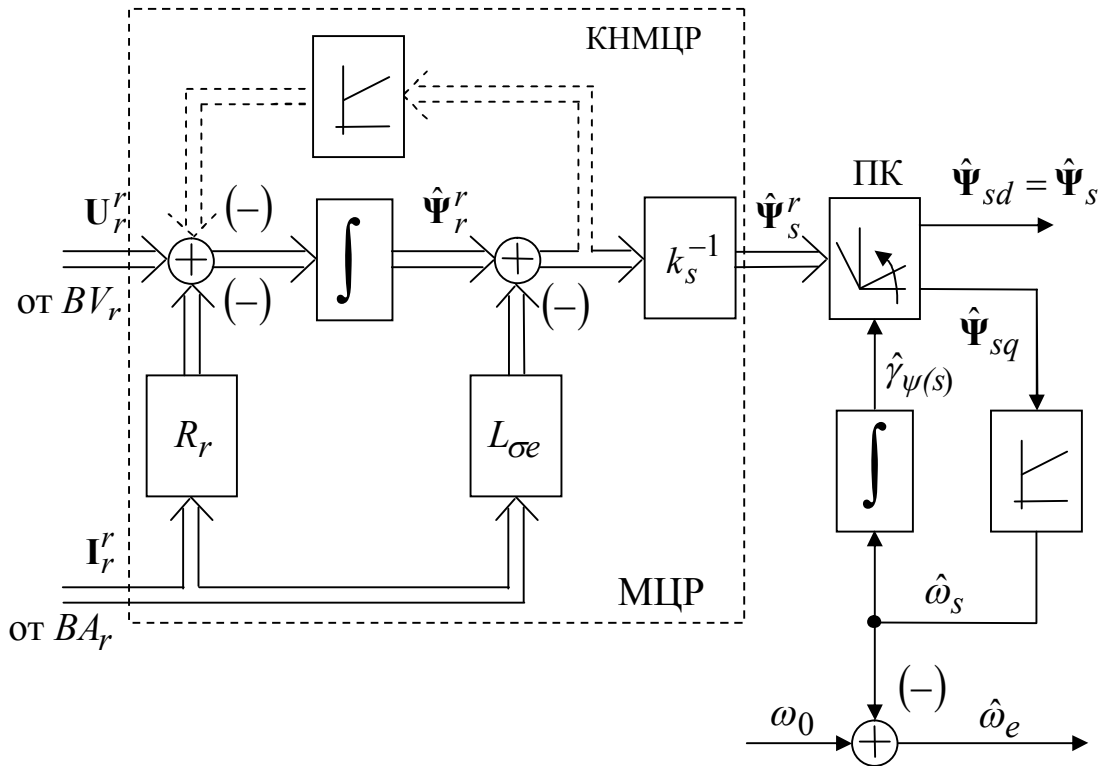


Рисунок 4.5

Стабилизация МЦР осуществляется способом, аналогичным рассмотренным выше. Для вычисления оценки частоты вращения ротора используется следящий тригонометрический анализатор, работающий по следующему принципу [3, 8].

Составляющие вектора Ψ_s^r в декартовой системе координат (α, β) определяются выражениями

$$\begin{cases} \psi_s^\alpha = \psi_s \cos(\gamma_\psi(s)), \\ \psi_s^\beta = \psi_s \sin(\gamma_\psi(s)). \end{cases}$$

После преобразователя координат (ПК – см. рисунок 4.6.) в полеориентированной системе координат имеем

$$\begin{cases} \hat{\psi}_{sd} = \psi_s^\alpha \cos(\hat{\gamma}_\psi(s)) + \psi_s^\beta \sin(\hat{\gamma}_\psi(s)), \\ \hat{\psi}_{sq} = \psi_s^\beta \cos(\hat{\gamma}_\psi(s)) - \psi_s^\alpha \sin(\hat{\gamma}_\psi(s)), \end{cases}$$

где $\hat{\gamma}_\psi(s)$ – текущая оценка величины электрического угла между вектором потокоцепления статора $\hat{\Psi}_s^r$ и осью α декартовой системы координат, в общем случае отличный от реального $\gamma_\psi(s)$.

Принимая во внимание, что в СВУ АСМ при точной ориентации продольной оси d ортогональной системы координат по вектору потокоцеплений статора выполняются равенства

$$\hat{\psi}_{sd} = \psi_s, \quad \hat{\psi}_{sq} = 0,$$

получаем

$$\begin{aligned} \hat{\psi}_{sq} &= \psi_s \sin(\gamma_\psi(s)) \cdot \cos(\hat{\gamma}_\psi(s)) - \psi_s \cos(\gamma_\psi(s)) \cdot \sin(\hat{\gamma}_\psi(s)) = \\ &= \psi_s \sin(\gamma_\psi(s) - \hat{\gamma}_\psi(s)) = 0. \end{aligned}$$

Для малых значений разности $(\gamma_\psi(s) - \hat{\gamma}_\psi(s))$ считаем, что

$$\sin(\gamma_\psi(s) - \hat{\gamma}_\psi(s)) \approx (\gamma_\psi(s) - \hat{\gamma}_\psi(s)),$$

или, при соблюдении условия $(\gamma_\psi(s) - \hat{\gamma}_\psi(s)) = 0$, то есть $\gamma_\psi(s) = \hat{\gamma}_\psi(s)$, продольная ось d ортогональной системы координат направлена по вектору Ψ_s^r .

Структурная схема для расчета параметров ПИ-регулятора, вычисляющего текущее значение электрической частоты скольжения ротора АСМ, представлена на рисунке 4.6.

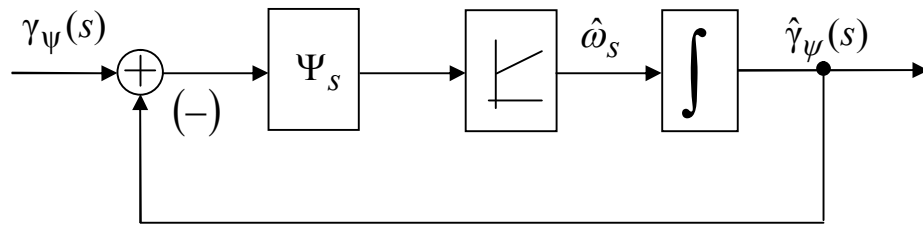


Рисунок 4.6

Электрическая частота вращения ротора АСМ будет определяться следующим образом

$$\hat{\omega}_e = \omega_0 + \hat{\omega}_s.$$

Таким образом, работа ПИ-регулятора заключается в сведении к нулю проекции вектора потокосцеплений статора на поперечную ось вращающейся системы координат (d, q) . Если условие $\hat{\psi}_{sq} = 0$ выполняется, и параметры двигателя заданы верно, то оценка электрической частоты вращения ротора имеет истинное значение.

4.2 Синтез и исследование адаптивного наблюдателя координат АСМ

4.2.1 Синтез адаптивного наблюдателя координат АСМ

Все рассмотренные в разделе 4.1 диссертации алгоритмы оценивания координат АСМ имеют ограниченные области работоспособности, не позволяющие полностью использовать электрическую машину по мощности. В данном разделе предлагается алгоритм, принципиально свободный от этого важного недостатка.

Для построения идентификатора предлагается использовать принцип адаптации с эталонной моделью. В качестве эталонной модели используется сам двигатель. В качестве адаптивной модели предлагается использовать наблюдатель

полного порядка (НПП). НПП содержит модель электромагнитных процессов АСМ в неподвижной относительно статора системе координат (α, β) . При этом токи и напряжения ротора измеряются в системе координат, вращающейся с частотой вращения ротора (1,2). Для перехода от токов и напряжений в системе (1,2) к токам и напряжениям в системе (α, β) необходимо использовать известное преобразование поворота:

$$\mathbf{U}_r^{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos \gamma_e & -\sin \gamma_e \\ \sin \gamma_e & \cos \gamma_e \end{bmatrix} \mathbf{U}_r^{12}, \quad \mathbf{I}_r^{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos \gamma_e & -\sin \gamma_e \\ \sin \gamma_e & \cos \gamma_e \end{bmatrix} \mathbf{I}_r^{12},$$

где $\mathbf{U}_r^{12}, \mathbf{I}_r^{12}$ – векторы напряжений и токов ротора, измеренные на выходе преобразователя частоты.

При синтезе наблюдателя примем допущение о том, что электрический угол поворота ротора известен, то есть имеется абсолютно точная информация о токе и напряжении ротора в системе координат (α, β) .

В этом случае электромагнитные процессы в АСМ могут быть описаны следующими уравнениями:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{U}, \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x}, \end{cases} \quad (4.10)$$

где $\mathbf{x} = [i_{r\alpha} \quad i_{r\beta} \quad \psi_{s\alpha} \quad \psi_{s\beta}]^T$ – вектор координат состояния АСМ;

$\mathbf{U} = [U_{r\alpha} \quad U_{r\beta} \quad U_{s\alpha} \quad U_{s\beta}]^T$ – вектор управляющих воздействий АСМ;

$\mathbf{C} = [\mathbf{E} \quad \mathbf{0}]$ – матрица выхода АСМ;

$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} = \mathbf{I}_r = [i_{r\alpha} \quad i_{r\beta}]^T$ – вектор-столбец доступных для прямого измерения переменных;

\mathbf{A} – собственная матрица АСМ,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_{\sigma e}} \mathbf{E} + \omega_e \mathbf{D} & \frac{R_s k_s}{L'_{\sigma e} L_s} \mathbf{E} + \frac{k_s}{L'_{\sigma e}} \omega_e \mathbf{D} \\ k_s R_s \mathbf{E} & -\frac{R_s}{L_s} \mathbf{E} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L'_{\sigma e}} \mathbf{E} & -\frac{k_s}{L'_{\sigma e}} \mathbf{E} \\ \mathbf{0} & \mathbf{E} \end{bmatrix} - \text{матрица управления};$$

$R_r, R_s, k_s, L'_{\sigma e}, T_r, L_m$ – параметры АСМ;

ω_e – электрическая частота вращения ротора.

Математическую модель НПП также сформируем в неподвижной относительно статора системе координат:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}} = \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{U} + \mathbf{L}(\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{y}), \\ \hat{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}, \end{cases} \quad (4.11)$$

где $\hat{}$ – знак оценки соответствующих величин;

$\mathbf{L} = [\mathbf{L}_i \quad \mathbf{L}_\psi]^\Gamma$ – матрица «стабилизирующей» добавки;

$$\hat{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_{\sigma e}} \mathbf{E} + \hat{\omega}_e \mathbf{D} & \frac{R_s k_s}{L'_{\sigma e} L_s} \mathbf{E} + \frac{k_s}{L'_{\sigma e}} \hat{\omega}_e \mathbf{D} \\ k_s R_s \mathbf{E} & -\frac{R_s}{L_s} \mathbf{E} \end{bmatrix}.$$

Вычитая из уравнений наблюдателя (4.11) уравнения объекта (4.10), получим уравнение динамики НПП в отклонениях:

$$\dot{\boldsymbol{\varepsilon}} = (\mathbf{A} + \mathbf{L}\mathbf{C})\boldsymbol{\varepsilon} + \mathbf{A}_\delta \delta,$$

где $\boldsymbol{\varepsilon} = \hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}$ – вектор ошибок;

$\delta = \hat{\omega}_e - \omega_e$ – отклонение электрической частоты вращения двигателя;

\mathbf{A}_δ – матрица влияния вектора отклонения частоты вращения на вектор ошибок,

$$\mathbf{A}_\delta = \begin{bmatrix} \mathbf{D}\hat{\mathbf{I}}_r + \frac{k_s}{L'_{\sigma e}} \mathbf{D}\hat{\Psi}_s \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L'_{\sigma e}} \mathbf{D}\hat{\Psi}_r \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}.$$

Согласно методу Красовского [32] зададимся следующей функцией – кандидатом в функции Ляпунова [55, 56]:

$$V = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon} \\ \delta \end{bmatrix}^\Gamma \begin{bmatrix} \mathbf{H}_\varepsilon & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{H}_\delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon} \\ \delta \end{bmatrix}, \quad (4.12)$$

где $\mathbf{H}_\varepsilon, \mathbf{H}_\delta$ – симметричные матрицы вещественных весовых коэффициентов.

Предлагается использовать матрицы весовых коэффициентов вида

$$\mathbf{H}_\varepsilon = \begin{bmatrix} h_i^2 & 0 & h^2 & 0 \\ 0 & h_i^2 & 0 & h^2 \\ h^2 & 0 & h_\psi^2 & 0 \\ 0 & h^2 & 0 & h_\psi^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_i^2 \mathbf{E} & h^2 \mathbf{E} \\ h^2 \mathbf{E} & h_\psi^2 \mathbf{E} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H}_\delta = \frac{1}{\lambda_\delta},$$

где h_i , h , h_ψ , λ_δ – некоторые положительные константы.

Тогда производная функции Ляпунова (4.12):

$$\dot{V} = \begin{bmatrix} \dot{\boldsymbol{\varepsilon}} \\ \dot{\delta} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{H}_\varepsilon & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{H}_\delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon} \\ \delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon} \\ \delta \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{H}_\varepsilon & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{H}_\delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\boldsymbol{\varepsilon}} \\ \dot{\delta} \end{bmatrix}. \quad (4.13)$$

Алгоритм адаптации НПП по частоте вращения ротора зададим в виде

$$\dot{\delta} = \mathbf{G}\boldsymbol{\varepsilon},$$

где \mathbf{G} – искомая матрица адаптации.

Тогда уравнения динамики НПП в отклонениях записываются как

$$\begin{bmatrix} \dot{\boldsymbol{\varepsilon}} \\ \dot{\delta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} + \mathbf{LC} & \mathbf{A}_\delta \\ \mathbf{G} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon} \\ \delta \end{bmatrix}.$$

С их учетом производная функции Ляпунова (4.13) примет вид квадратичной формы

$$\dot{V} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon} \\ \delta \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{H}_\varepsilon (\mathbf{A} + \mathbf{LC}) + (\mathbf{A} + \mathbf{LC})^T \mathbf{H}_\varepsilon^T & \mathbf{G}^T \mathbf{H}_\delta + \mathbf{H}_\varepsilon \mathbf{A}_\delta \\ \mathbf{H}_\delta^T \mathbf{G} + \mathbf{A}_\delta^T \mathbf{H}_\varepsilon^T & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon} \\ \delta \end{bmatrix}.$$

Для анализа положительной или отрицательной определенности квадратичных форм снова можно использовать критерий Сильвестра [32]. Из него, в частности, следует, что для обеспечения отрицательной определенности производной функции Ляпунова в нашем случае достаточно выполнения двух условий. Первым из них является выбор искомой матрицы адаптации как

$$\mathbf{G} = -\mathbf{H}_\delta^{-1} \mathbf{A}_\delta^T \mathbf{H}_\varepsilon^T,$$

при этом из производной функции Ляпунова будет исключено отклонение электрической частоты вращения ротора:

$$\dot{V} = \boldsymbol{\varepsilon}^T \left(\mathbf{H}_\varepsilon (\mathbf{A} + \mathbf{LC}) + (\mathbf{A} + \mathbf{LC})^T \mathbf{H}_\varepsilon^T \right) \boldsymbol{\varepsilon}.$$

Вторым условием является отрицательная определенность этой квадратичной формы, которая имеет вид

$$\left(\mathbf{H}_\varepsilon (\mathbf{A} + \mathbf{L}\mathbf{C}) + (\mathbf{A} + \mathbf{L}\mathbf{C})^T \mathbf{H}_\varepsilon^T \right) = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_{11} & \mathbf{Q}_{12} \\ \mathbf{Q}_{21} & \mathbf{Q}_{22} \end{bmatrix}, \quad (4.14)$$

где \mathbf{Q}_{11} , \mathbf{Q}_{12} , \mathbf{Q}_{21} , \mathbf{Q}_{22} – следующие матрицы:

$$\begin{aligned} \mathbf{Q}_{11} &= \left(-\frac{2}{T_{\sigma e}} + \mathbf{L}_i + \mathbf{L}_i^T \right) h_i^2 + \left(2k_s R_s + \mathbf{L}_\psi + \mathbf{L}_\psi^T \right) h_\psi^2, \\ \mathbf{Q}_{12} &= \left(-\frac{1}{T_{\sigma e}} - \frac{R_s}{L_s} + \omega_e \mathbf{D}^T + \mathbf{L}_i^T \right) h^2 + \left(R_s k_s + \mathbf{L}_\psi^T \right) h_\psi^2 + \left(\frac{R_s k_s}{L'_{\sigma e} L_s} + \frac{k_s}{L'_{\sigma e}} \omega_e \mathbf{D}^T \right) h_i^2, \\ \mathbf{Q}_{21} &= \left(-\frac{1}{T_{\sigma e}} - \frac{R_s}{L_s} + \omega_e \mathbf{D} + \mathbf{L}_i \right) h^2 + \left(R_s k_s + \mathbf{L}_\psi \right) h_\psi^2 + \left(\frac{R_s k_s}{L'_{\sigma e} L_s} + \frac{k_s}{L'_{\sigma e}} \omega_e \mathbf{D} \right) h_i^2, \\ \mathbf{Q}_{22} &= \frac{2R_s k_s}{L'_{\sigma e} L_s} h^2 - \frac{2R_s}{L_s} h_\psi^2. \end{aligned}$$

Матрица адаптации будет иметь вид

$$\mathbf{G} = -\mathbf{H}_\delta^{-1} \mathbf{A}_\delta^T \mathbf{H}_\varepsilon^T = \begin{bmatrix} -\lambda_\delta h_i^2 \frac{1}{L'_{\sigma e}} \hat{\Psi}_r^T \mathbf{D}^T & -\lambda_\delta h^2 \frac{1}{L'_{\sigma e}} \hat{\Psi}_r^T \mathbf{D}^T \end{bmatrix}.$$

Соответствующий закон адаптации:

$$\dot{\delta} = -\lambda_\delta \left(L'_{\sigma e} h_i^2 \varepsilon_i^T \mathbf{D} \hat{\Psi}_r + L'_{\sigma e} h^2 \varepsilon_\psi^T \mathbf{D} \hat{\Psi}_r \right). \quad (4.15)$$

Таким образом, к весовым коэффициентам функции Ляпунова и матрице «стабилизирующей» добавки предъявляются следующие требования.

- 1) Обеспечение положительной определенности функции Ляпунова, то есть положительной определенности квадратичной формы (4.12);
- 2) Весовые коэффициенты и матрицы стабилизирующей добавки должны обеспечить отрицательную определенность производной функции Ляпунова (4.13) и, в нашем случае, квадратичной формы (4.14);
- 3) Выбор соотношений весовых коэффициентов должен обеспечивать реализацию алгоритмов адаптации в рамках отсутствия датчиков магнитного состояния машины.

Для исключения из алгоритма адаптации не реализуемого в рамках бездатчикового векторного управления слагаемого (4.15) $\boldsymbol{\varepsilon}_\psi^T \mathbf{D} \hat{\boldsymbol{\Psi}}_r$, необходимо принять весовой коэффициент $h^2 = 0$ равным нулю, в данном случае алгоритм адаптации частоты вращения (4.15) примет вид

$$\dot{\delta} = -\lambda_\delta L'_{\sigma e} h_i^2 \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \hat{\boldsymbol{\Psi}}_r. \quad (4.16)$$

Для обеспечения отрицательной определенности производной функции Ляпунова предлагается принять стабилизирующую добавку вида

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \hat{\omega}_e \mathbf{D} \frac{k_s^3 L_s R_s}{2R_r + R_s k_s^2} \end{bmatrix},$$

и следующее соотношение весовых коэффициентов:

$$h_\psi^2 = h_i^2 \frac{2R_r + R_s k_s^2}{L'_{\sigma e} L_s R_s k_s^2}.$$

При этом производная функции Ляпунова определяется как

$$\dot{V} = -2h_\psi^2 \boldsymbol{\varepsilon}^T \begin{bmatrix} \frac{R_r + R_s k_s^2}{L'_{\sigma e}} & -\frac{R_r + R_s k_s^2}{L'_{\sigma e} L_s k_s} \\ -\frac{R_r + R_s k_s^2}{L'_{\sigma e} L_s k_s} & \frac{R_r + R_s k_s^2}{L'_{\sigma e} L_s^2 k_s^2} \end{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon} + 2h_\psi^2 \delta \frac{L_s R_s k_s^2}{2R_r + R_s k_s^2} \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \boldsymbol{\varepsilon}_\psi,$$

и при малых δ является отрицательно определенной.

Дополняя (4.16) пропорциональной частью, получим пропорционально-интегральный закон формирования оценки электрической частоты вращения двигателя

$$\hat{\omega}_e = -k_{\text{и}} \int \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \hat{\boldsymbol{\Psi}}_r dt - k_{\text{п}} \boldsymbol{\varepsilon}_i^T \mathbf{D} \hat{\boldsymbol{\Psi}}_r,$$

где $k_{\text{и}}$ – интегральный коэффициент адаптора электрической частоты вращения; $k_{\text{п}}$ – пропорциональный коэффициент адаптора электрической частоты вращения.

Структурная схема синтезированного таким образом идентификатора представлена на рисунке 4.7.

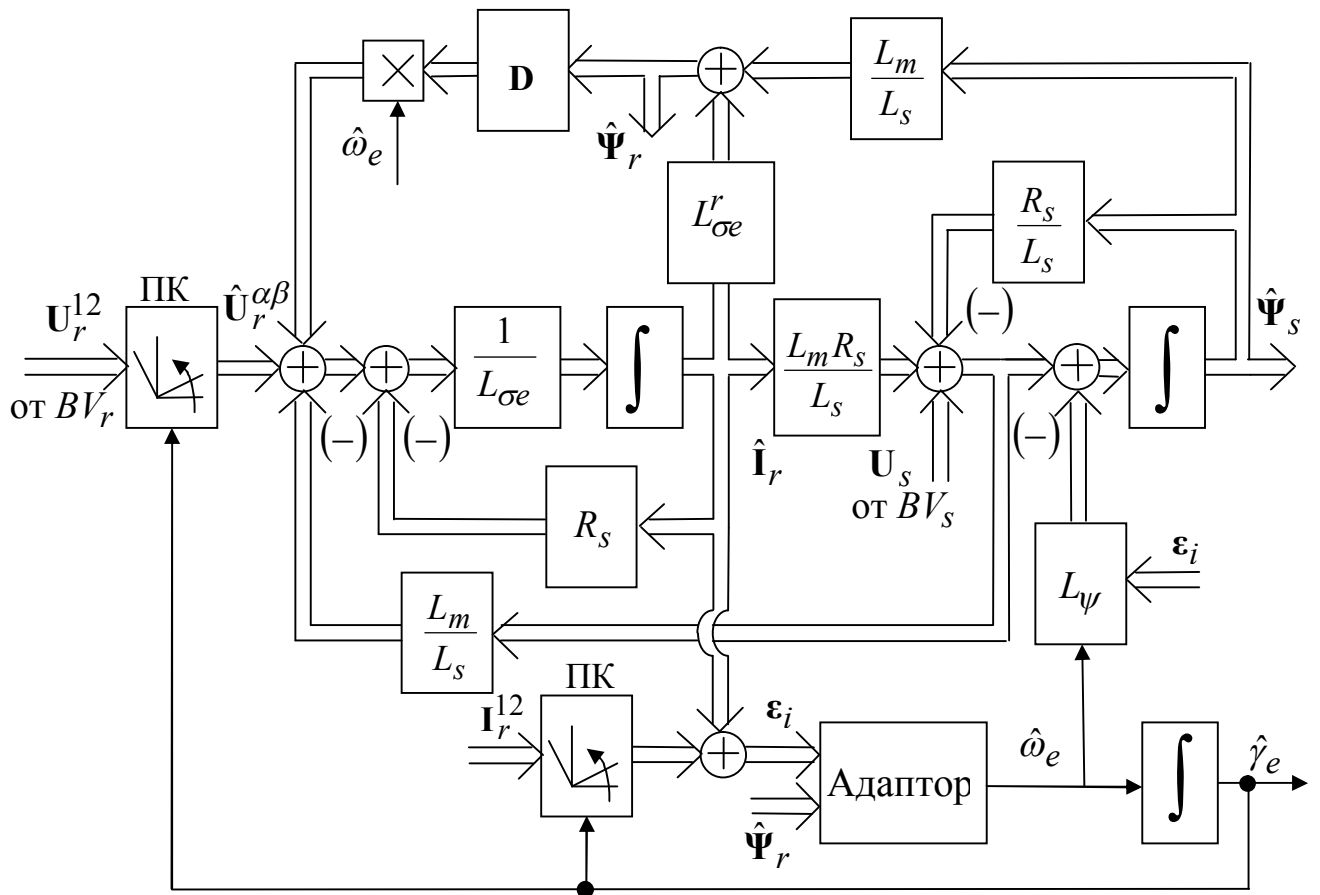


Рисунок 4.7

Для цифрового моделирования электропривода с предлагаемым алгоритмом в пакете программ MATLAB/Simulink использовались данные двигателя 4АНК355М4У3. Цифровые имитационные модели приведены в Приложении Г.

На рисунке 5.8 изображены графики переходных процессов в системе бездатчикового векторного управления АСМ. Представлены переходные процессы по механической частоте вращения ротора, токам ротора, напряжению на роторе и ошибке идентификации частоты вращения. Электропривод осуществляет разгон вхолостую до частоты $\omega_0/2$ с последующим набросом номинальной двигательной нагрузки. Затем осуществляется наброс номинальной генераторной нагрузки.

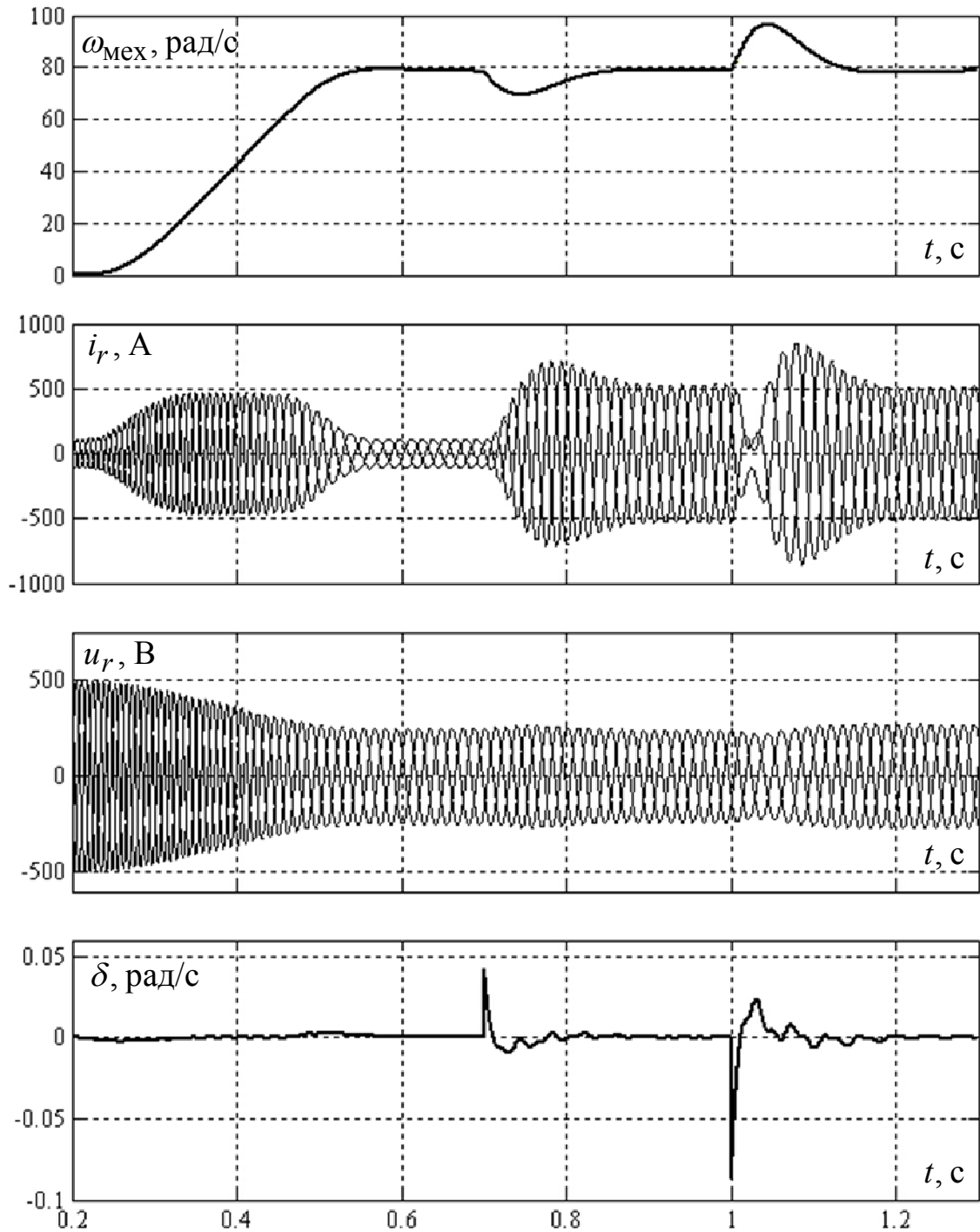


Рисунок 4.8

На рисунке 4.9 представлены графики переходных процессов в системе бездатчикового векторного управления АСМ при работе на синхронной частоте вращения. Электропривод осуществляет разгон холостую до частоты ω_0 с последующим набросом номинальной двигательной нагрузки. Затем осуществляется наброс номинальной генераторной нагрузки.

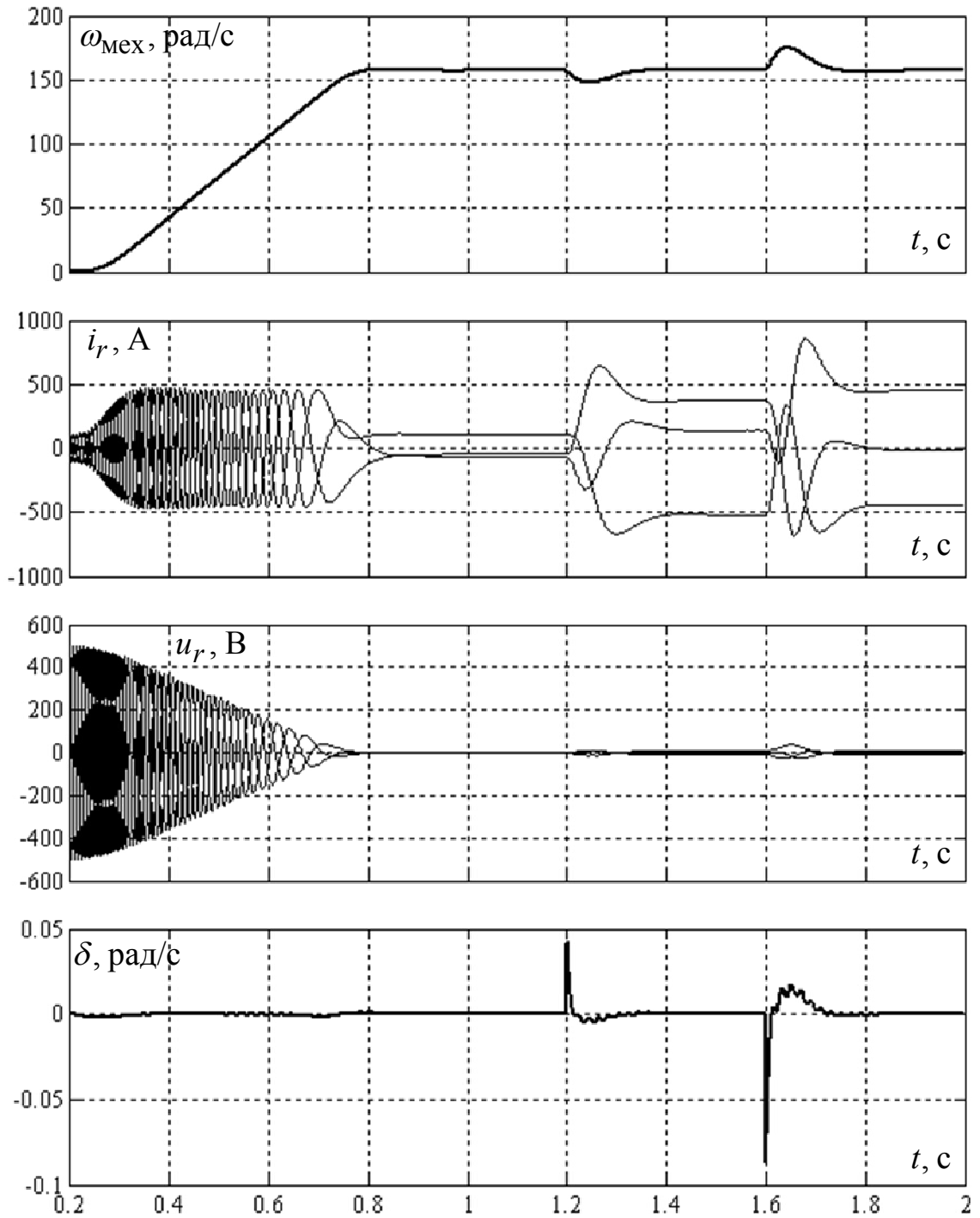


Рисунок 4.9

Результаты моделирования подтверждают работоспособность предлагаемого алгоритма во всей плоскости механических характеристик ЭП и отсутствие статической ошибки вычисления частоты вращения ротора.

4.2.2 Исследование чувствительности алгоритма оценивания координат АСМ к отклонениям активных сопротивлений обмоток

Всем без исключения алгоритмам оценивания присуща чувствительность к отклонениям параметров схемы замещения двигателя. Для предлагаемого алгоритма весьма важными являются отклонения активных сопротивлений статора и ротора вследствие теплового нагрева обмоток машины и кабелей подключения. Эти отклонения наиболее критичны на малых частотах скольжения ротора.

Работа электропривода на частоте вращения $0,99\omega_0$ под номинальной двигательной нагрузкой при отклонении активного сопротивления роторной цепи на 10% в большую сторону иллюстрируется рисунком 4.10.

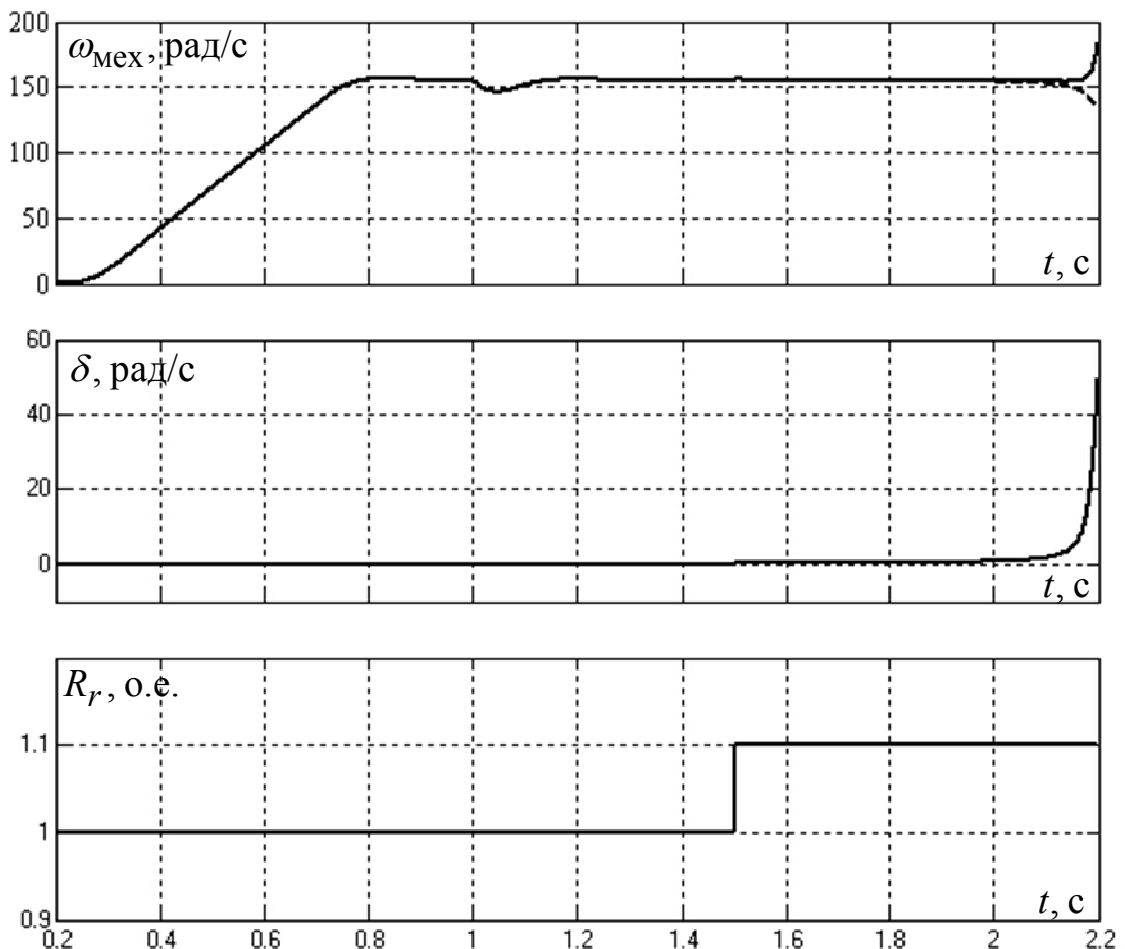


Рисунок 4.10

Работа электропривода на частоте вращения $0,99\omega_0$ под номинальной двигательной нагрузкой при отклонении активного сопротивления статорной цепи на 10% иллюстрируется рисунком 4.11.

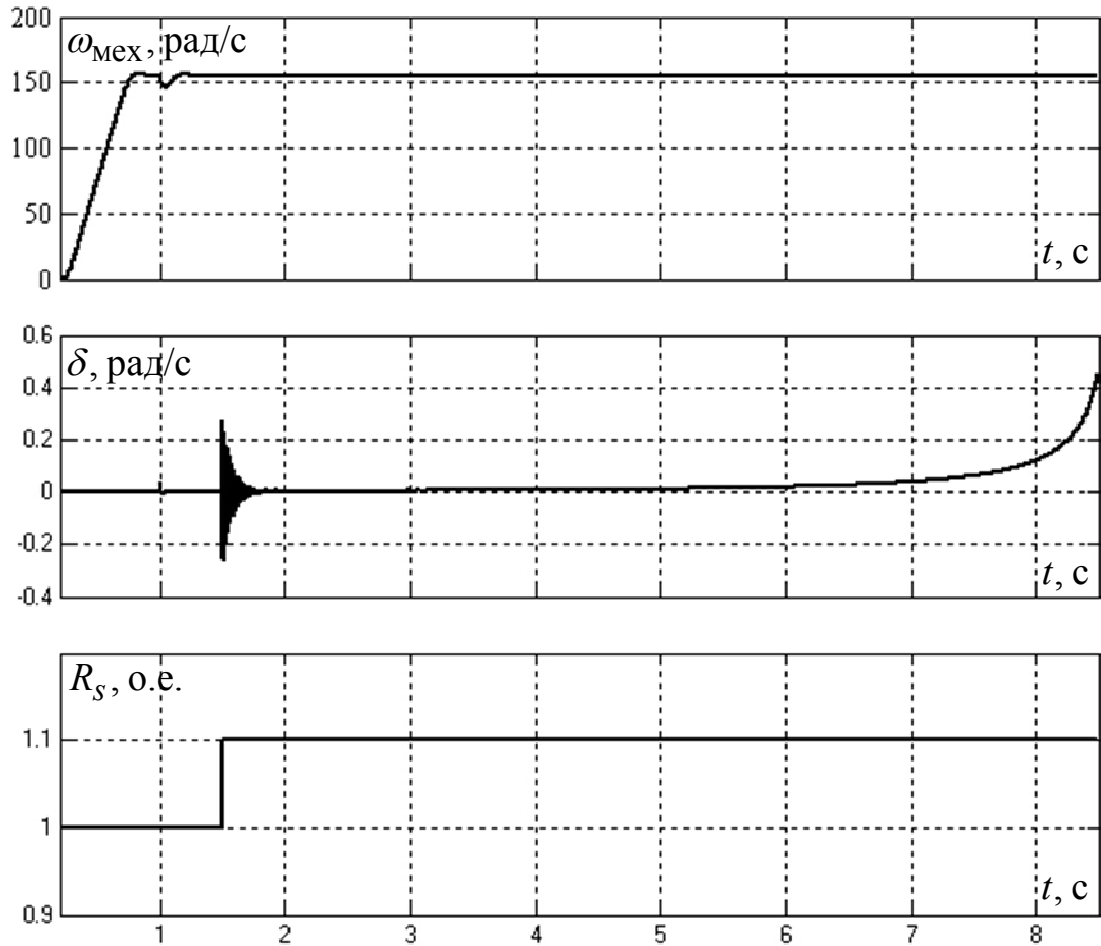


Рисунок 4.11

Таким образом, при работе электропривода на частоте вращения $0,99\omega_0$ под номинальной двигательной нагрузкой отклонения активного сопротивления роторной цепи или обмотки статора на 10% вызывают неустойчивость системы ЭП.

Тем не менее, при работе ЭП на скорости $0,95\omega_0$ аналогичные процессы устойчивы (см. рисунок 4.12 и 4.13), что позволяет эксплуатировать электропривод в ограниченном диапазоне скоростей, в том числе при работе «на упор», то есть при нулевой частоте вращения.

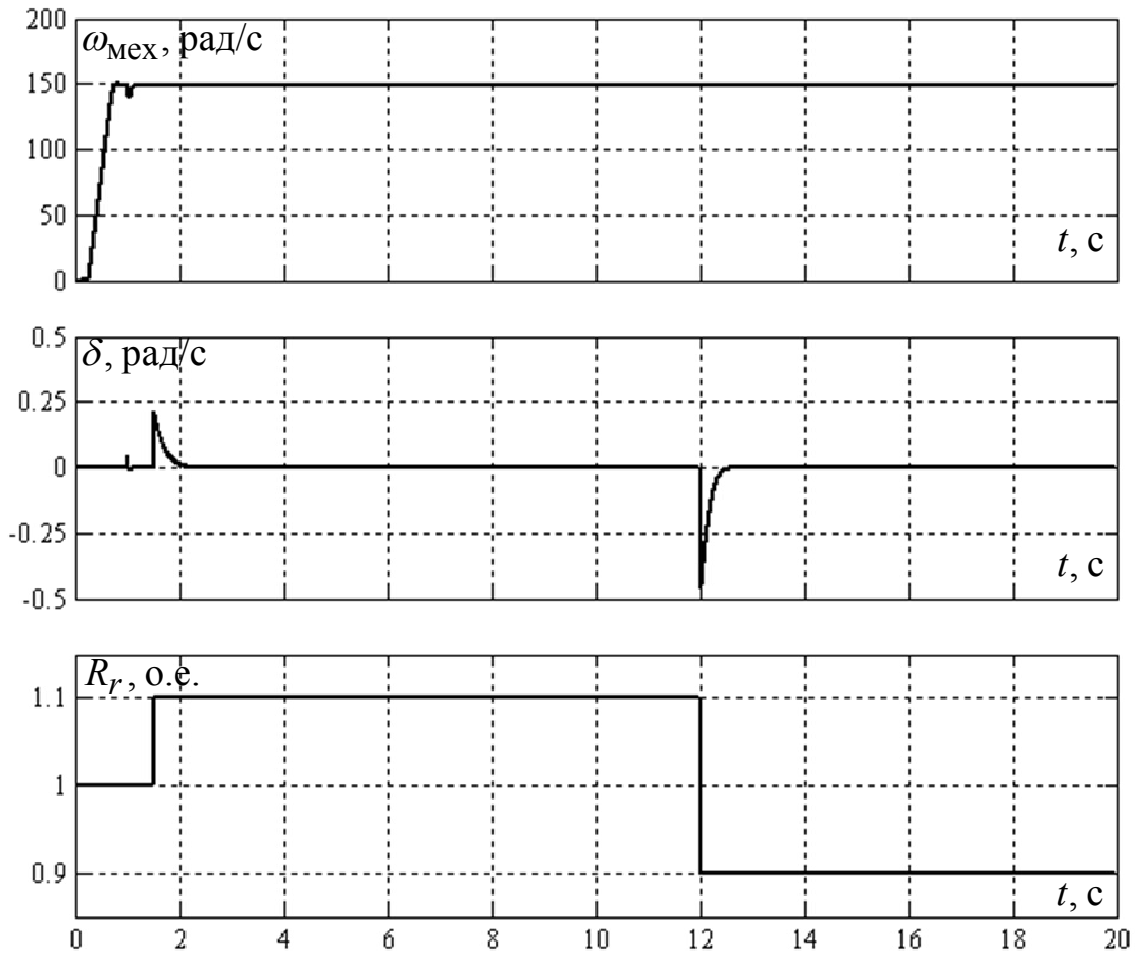


Рисунок 4.12

4.2.3 Выводы

Предложен адаптивный алгоритм вычисления координат состояния для бездатчикового электропривода по схеме асинхронизированной синхронной машины, основанный на прямом методе Ляпунова. Алгоритм устойчив во всей плоскости механических характеристик электропривода. Результат достигнут благодаря целенаправленному выбору соотношений весовых коэффициентов функции Ляпунова и матрицы «стабилизирующей добавки». В структуре эталонной модели присутствуют только «естественные» отрицательные обратные связи, что исключает необходимость коррекции «открытых» интеграторов. Однако алгоритм чувствителен к отклонениям активных сопротивлений ротора и статора в области нулевых частот скольжения.

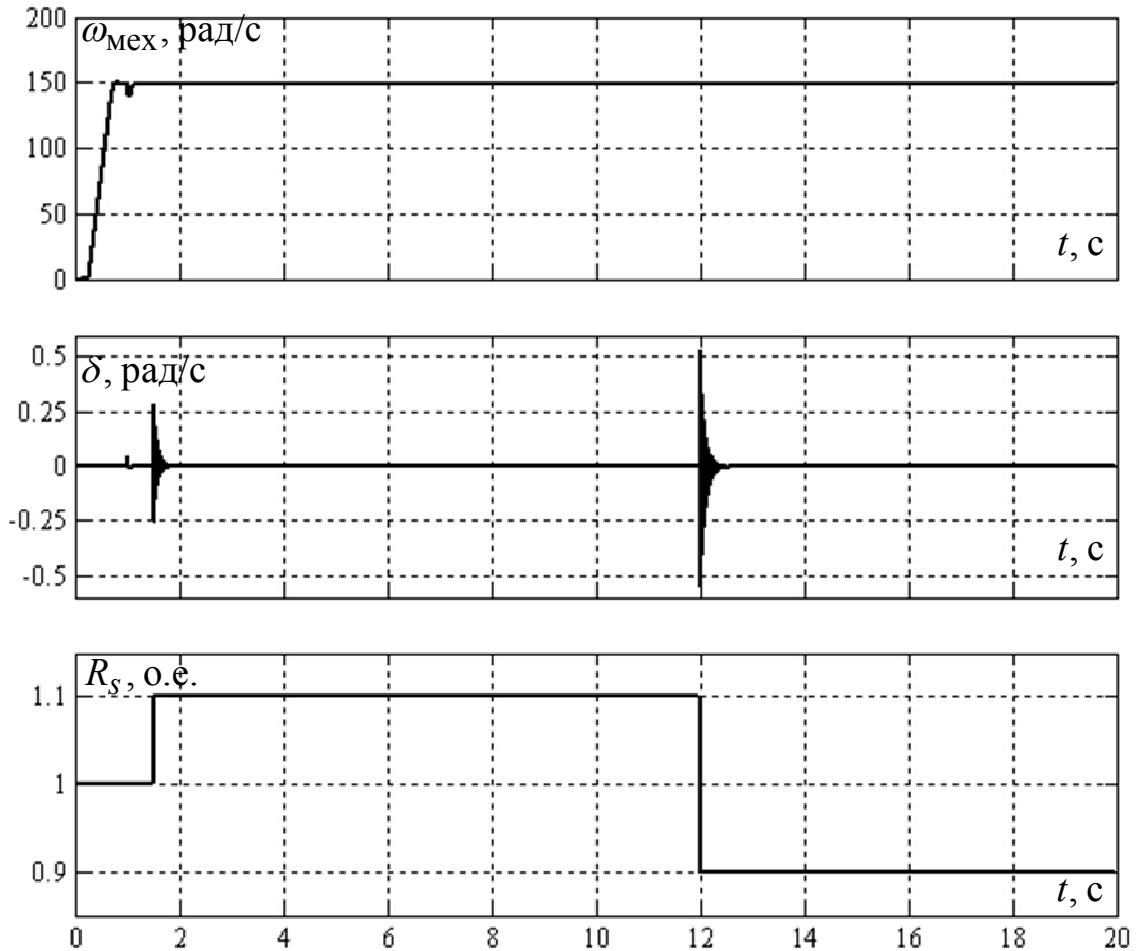


Рисунок 4.13

Разработка эффективных алгоритмов адаптации предложенного наблюдателя к дрейфу активных сопротивлений является задачей дальнейших исследований. Тем не менее, когда такой алгоритм будет создан, и станет доступной достоверная информация о сопротивлениях АСМ, область работоспособности предложенного алгоритма оценивания координат охватит всю плоскость механических характеристик.

4.3 Общая методика синтеза алгоритмов оценивания состояния в условиях неполных измерений и неопределенности параметров объекта

В настоящем разделе представлена общая методика синтеза алгоритмов вычисления неизмеряемых координат состояния и параметров сложных динамиче-

ских объектов, полученная в результате проработки частных случаев синтеза таких алгоритмов для систем бездатчикового векторного управления различными электроприводами переменного тока.

Общий подход заключается в следующем. Необходимо представить математическую модель объекта в виде

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(\mathbf{z})\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}, \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x}, \end{cases} \quad (4.17)$$

где $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$ – n -мерный вектор координат состояния;

$\mathbf{u} = [u_1 \ \dots \ u_m]^T$ – m -мерный вектор измеряемых независимых управляющих воздействий;

$\mathbf{z} = [z_1 \ \dots \ z_r]^T$ – r -мерный вектора неопределенных параметров, изменяющихся достаточно медленно или от процесса к процессу;

\mathbf{y} – k -мерный вектор выходных переменных (координат состояния, доступных для прямых измерений);

\mathbf{A} – гурвицева собственная матрица объекта, $\dim \mathbf{A} = n \times n$;

\mathbf{B} – матрица управления, $\dim \mathbf{B} = n \times m$;

\mathbf{C} – матрица выхода, $\dim \mathbf{C} = k \times n$;

Собственная матрица объекта \mathbf{A} зависит от изменяющихся во времени параметров объекта $\mathbf{z} = [z_1 \ \dots \ z_d]^T$, которые должны входить в нее линейно. Матрица \mathbf{B} должна не зависеть от изменяющихся параметров.

Объект (4.17) предполагается не только устойчивым, но и полностью управляемым и наблюдаемым.

Цель наблюдения неизмеряемых координат состояния объекта и текущей (оперативной) идентификации изменяющихся параметров заключается в вычислении векторов их оценок, удовлетворяющих требованиям

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{x}(t), \quad \lim_{t \rightarrow \infty} \hat{\mathbf{z}}(t) = \mathbf{z}(t).$$

При традиционном подходе для её достижения необходимо решить две задачи:

- 1) построить того или иного вида наблюдатель состояния как настраиваемую модель оцениваемого процесса;
- 2) синтезировать и реализовать алгоритм адаптации наблюдателя состояния к изменениям неопределенных параметров.

Критерием правильности их решения является асимптотическая сходимость невязки наблюдения $\boldsymbol{\varepsilon} = \hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}$ к нулю при ограниченных и адекватных техническому содержанию задачи значениях $\hat{\mathbf{z}}(t)$.

Рассмотрим подход к решению задач оценивания координат и текущей идентификации параметров на основе адаптивного наблюдателя полного порядка.

В качестве настраиваемой модели принимается модель наблюдателя полного порядка вида

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}(\hat{\mathbf{z}})\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{L}(\hat{\mathbf{y}} - \mathbf{y}), \\ \hat{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}, \end{cases} \quad (4.18)$$

где $\hat{}$ – знак оценки соответствующей величины;

\mathbf{L} – искомая матрица «стабилизирующей» добавки, $\dim \mathbf{L} = n \times k$;

$\hat{\mathbf{A}}$ – собственная матрица наблюдателя, оперирующая оценками изменяющихся параметров объекта $\hat{\mathbf{z}}$.

Отметим, что данный наблюдатель построен без применения весьма распространенных в современной теории управления канонизирующих преобразований, то есть в терминах исходной модели объекта, где каждый параметр и каждая переменная имеют четкую физическую интерпретацию.

Вычитая из уравнений наблюдателя (4.18) уравнения объекта (4.17), получим модель динамики ошибок наблюдения координат состояния

$$\dot{\boldsymbol{\varepsilon}} = (\mathbf{A} + \mathbf{LC})\boldsymbol{\varepsilon} + \mathbf{A}_\tau(\hat{\mathbf{x}})\boldsymbol{\tau}, \quad (4.19)$$

где $\boldsymbol{\varepsilon} = \hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}$ – вектор ошибок наблюдения координат состояния;

$\boldsymbol{\tau} = \hat{\mathbf{z}} - \mathbf{z}$ – r -мерный вектор отклонений параметров;

$\mathbf{A}_\tau(\hat{\mathbf{x}})$ – матрица влияния отклонения параметров на ошибку наблюдения координат состояния, зависящая от оценок координат.

Таким образом, отклонения параметров влияют на ошибки наблюдения координат.

Информация об отклонениях параметров должна восстанавливаться по информации об ошибках наблюдения координат, следовательно, закон параметрической адаптации наблюдателя принимается в виде

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{z}}} = \mathbf{G}\boldsymbol{\varepsilon}, \\ \hat{\mathbf{z}} = \mathbf{z}_0 + \tilde{\mathbf{z}}, \end{cases} \quad (4.20)$$

где \mathbf{G} – искомая матрица адаптации, $\dim \mathbf{G} = r \times n$;

\mathbf{z}_0 – начальное приближение (возможно, номинальное значение) вектора неопределенных параметров.

С позиций дуальности задач управления и наблюдения, выражение (4.20) соответствует непрямому адаптивному управлению наблюдателем с целью слежения за состоянием объекта с изменяющимися параметрами.

Так как в темпе рассматриваемых процессов $\mathbf{z} = const$, из (4.20) имеем

$$\dot{\boldsymbol{\tau}} = \mathbf{G}\boldsymbol{\varepsilon}.$$

Соответственно модель динамики ошибок наблюдения координат и параметров объекта имеет вид

$$\begin{bmatrix} \dot{\boldsymbol{\varepsilon}} \\ \dot{\boldsymbol{\tau}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}(\hat{\mathbf{z}}) + \mathbf{LC} & \mathbf{A}_\tau(\hat{\mathbf{x}}) \\ \mathbf{G} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon} \\ \boldsymbol{\tau} \end{bmatrix}. \quad (4.21)$$

Для его синтеза адаптивного наблюдателя используем метод функции Ляпунова [32]. В качестве метода построения функции Ляпунова предлагается использовать метод Красовского. Согласно этому методу функция Ляпунова задается в виде

$$V = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon} \\ \boldsymbol{\tau} \end{bmatrix}^T \mathbf{H} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon} \\ \boldsymbol{\tau} \end{bmatrix},$$

где \mathbf{H} – искомая симметричная квадратная матрица весовых коэффициентов, $\dim \mathbf{H} = (n+r) \times (n+r)$.

Матрицу весовых коэффициентов рекомендуется выбрать в виде

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_\varepsilon & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{H}_\tau \end{bmatrix}, \quad (4.22)$$

где \mathbf{H}_ε – искомая симметричная квадратная матрица весовых коэффициентов ошибок наблюдения координат, $\dim \mathbf{H}_\varepsilon = n \times n$;

\mathbf{H}_τ – искомая симметричная квадратная матрица весовых коэффициентов отклонений параметров $\dim \mathbf{H}_\tau = r \times r$.

Нулевая побочная диагональ матрицы \mathbf{H} обеспечивает при синтезе «развязку» ошибок наблюдения координат и отклонений параметров друг от друга.

Функция Ляпунова должна быть положительно определенной, а так как она является квадратичной формой, то для ее положительной определенности согласно критерию Сильвестра [32], необходимо и достаточно, чтобы квадратная матрица весовых коэффициентов \mathbf{H} была положительно определенной.

Производная функции Ляпунова

$$\dot{V} = \begin{bmatrix} \dot{\boldsymbol{\varepsilon}} \\ \dot{\boldsymbol{\tau}} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{H}_\varepsilon & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{H}_\tau \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon} \\ \boldsymbol{\tau} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon} \\ \boldsymbol{\tau} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{H}_\varepsilon & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{H}_\tau \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\boldsymbol{\varepsilon}} \\ \dot{\boldsymbol{\tau}} \end{bmatrix}.$$

При подстановке модели динамики ошибок (4.21) в производную функции Ляпунова имеем

$$\dot{V} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon} \\ \boldsymbol{\tau} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \mathbf{H}_\varepsilon (\mathbf{A} + \mathbf{LC}) + (\mathbf{A} + \mathbf{LC})^T \mathbf{H}_\varepsilon & \mathbf{G}^T \mathbf{H}_\tau + \mathbf{H}_\varepsilon \mathbf{A}_\tau(\hat{\mathbf{x}}) \\ \mathbf{H}_\tau \mathbf{G} + \mathbf{A}_\tau(\hat{\mathbf{x}})^T \mathbf{H}_\varepsilon & \mathbf{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{\varepsilon} \\ \boldsymbol{\tau} \end{bmatrix}.$$

Для обеспечения отрицательной определенности производной функции Ляпунова (выполнения критерия Сильвестра) потребуем, чтобы

$$\mathbf{H}_\tau \mathbf{G} + \mathbf{A}_\tau(\hat{\mathbf{x}})^T \mathbf{H}_\varepsilon = \mathbf{0}.$$

Соответственно, матрица адаптации должна определяться согласно выражению

$$\mathbf{G} = -\mathbf{H}_\tau^{-1} \mathbf{A}_\tau(\hat{\mathbf{x}})^T \mathbf{H}_\varepsilon.$$

При этом из производной функции Ляпунова будут исключены отклонения параметров:

$$\dot{V} = \boldsymbol{\varepsilon}^T \left(\mathbf{H}_\varepsilon (\mathbf{A} + \mathbf{LC}) + (\mathbf{A} + \mathbf{LC})^T \mathbf{H}_\varepsilon \right) \boldsymbol{\varepsilon}.$$

Производная функции Ляпунова должна быть отрицательно определенной функцией, следовательно, и квадратная матрица $\mathbf{H}_\varepsilon (\mathbf{A} + \mathbf{LC}) + (\mathbf{A} + \mathbf{LC})^T \mathbf{H}_\varepsilon$ должна быть отрицательно определенной.

Закон вычисления отклонения параметров примем как

$$\dot{\boldsymbol{\tau}} = \mathbf{G}\boldsymbol{\varepsilon} = -\mathbf{H}_\tau^{-1} \mathbf{A}_\tau (\hat{\mathbf{x}})^T \mathbf{H}_\varepsilon (\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}). \quad (4.23)$$

Тогда закон адаптации параметров наблюдателя

$$\dot{\hat{\mathbf{z}}} = \int (-\mathbf{H}_\tau^{-1} \mathbf{A}_\tau (\hat{\mathbf{x}})^T \mathbf{H}_\varepsilon (\hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x})) dt + \mathbf{z}_0.$$

Следовательно, алгоритмы адаптации параметров в общем виде зависят от оценок координат состояния и самих координат. Однако для их построения алгоритма доступны только выходные переменные $\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x}$.

Таким образом, весовые коэффициенты и матрица «стабилизирующей» добавки должны одновременно обеспечить выполнение трех условий:

1. Вхождение в закон вычисления оценок (4.23) только выходных переменных, доступных для прямых измерений, $\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x}$;
2. Отрицательную определенность матрицы

$$\mathbf{H}_\varepsilon (\mathbf{A} + \mathbf{LC}) + (\mathbf{A} + \mathbf{LC})^T \mathbf{H}_\varepsilon ;$$

3. Положительную определенность матрицы весовых коэффициентов \mathbf{H} .

Для обеспечения этих трех условий должны быть выбраны матрица стабилизирующей добавки и весовые коэффициенты либо соотношения между ними. Автором рекомендуется следующий порядок действий.

1. Следует задаваться наибольшим количеством элементов матрицы \mathbf{H}_ε — не ограничиваться лишь коэффициентами по главной диагонали.
2. Матрицу \mathbf{H}_τ рекомендуется выбирать строго диагональной — для исключения связи между отклонениями параметров. Однако допускается применение и недиагональных элементов.

3. В общем виде найти законы вычисления оценок и исключить из них неизменяемые переменные путем выбора соотношений между весовыми коэффициентами. При этом могут быть получены соотношения только между несколькими весовыми коэффициентами.

4. При принятых соотношениях весовых коэффициентов проверить положительную определенность матрицы \mathbf{H} . При наличии неопределенных соотношений весовых коэффициентов наложить условия на них из условия положительной определенности матрицы \mathbf{H} .

5. Проанализировать матрицу

$$\mathbf{H}_\varepsilon (\mathbf{A} + \mathbf{C}) + (\mathbf{A} + \mathbf{LC})^T \mathbf{H}_\varepsilon$$

при $\mathbf{L} = \mathbf{0}$ с учетом принятых соотношений между весовыми коэффициентами.

В случае, если она отрицательно не определена, выбрать матрицу «стабилизирующей» добавки и при необходимости соотношения еще не заданных весовых коэффициентов так, чтобы обеспечить отрицательную определенность матрицы $\mathbf{H}_\varepsilon (\mathbf{A} + \mathbf{C}) + (\mathbf{A} + \mathbf{LC})^T \mathbf{H}_\varepsilon$.

6. В матрицу стабилизирующей добавки могут войти изменяющиеся параметры объекта $\mathbf{L}(\mathbf{z})$. В этом случае необходимо перейти к их оценкам, исходя из допущения $\mathbf{z} \approx \hat{\mathbf{z}}$.

7. В результате весовые коэффициенты должны быть связаны между собой некоторыми соотношениями либо четко определены. Должна быть получена матрица «стабилизирующей» добавки. В случае если полученных соотношений недостаточно для однозначного определения соотношений весовых коэффициентов, для их нахождения можно составить дополнительные уравнения, исходя из синтеза классического наблюдателя Люенбергера [57] – настраивая их по характеристическому полиному.

8. Полученные в ходе синтеза законы адаптации являются в общем случае интегральными вида

$$\hat{z}_i = k_{и.i} \int f_i(\hat{\mathbf{x}}, \mathbf{x}) dt + z_{0.i}.$$

В некоторых случаях они могут быть дополнены пропорциональной частью:

$$\hat{z}_i = k_{и.и} \int f_i(\hat{\mathbf{x}}, \mathbf{x}) dt + k_{п.и} f_i(\hat{\mathbf{x}}, \mathbf{x}) + z_{0.i}.$$

9. Если весовые коэффициенты не определены, а определены лишь соотношения между ними, то для получения коэффициентов законов адаптации может быть использован метод линеаризации уравнений динамики объекта с учетом законов адаптации, либо метод проб и ошибок. В общем случае коэффициенты законов адаптации могут зависеть от самих параметров объекта.

Общая структурная схема алгоритма идентификации координат состояния и переменных параметров представлена на рисунке 4.14.

10. Результаты должны быть проверены методом численного моделирования.

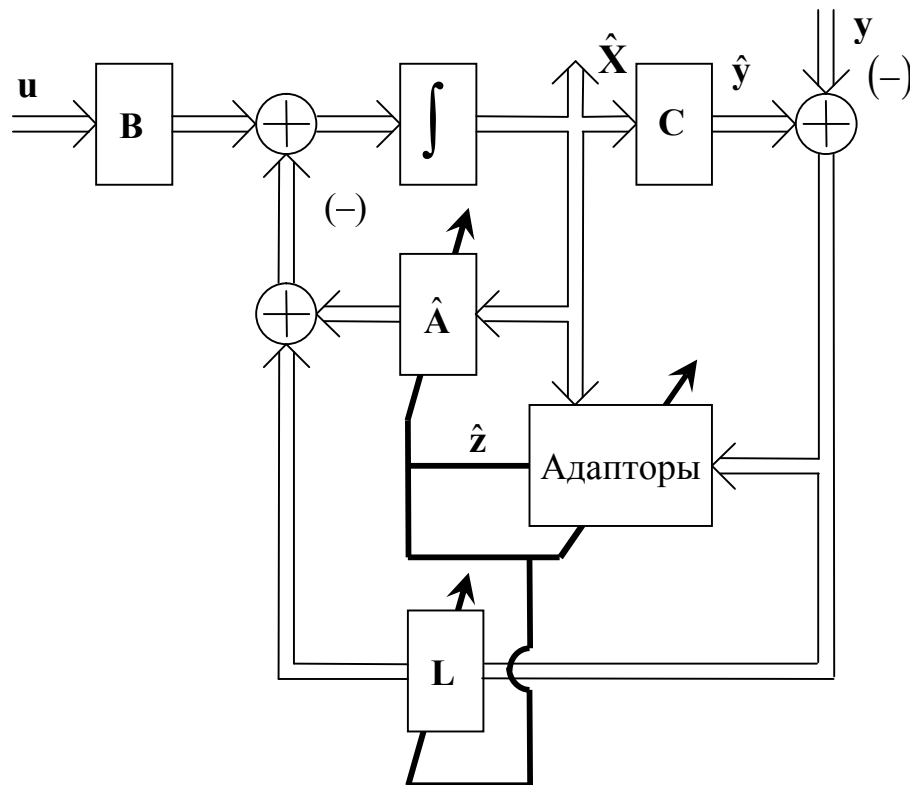


Рисунок 4.14

4.4 Выводы

Разработан адаптивный алгоритм вычисления координат состояния для асинхронизированной синхронной машины. Алгоритм не содержит в своей структуре «открытых» звеньев интегрирования и использует лишь основные, «рабо-

чие» сигналы токов и напряжений, а также оперирует параметрами схемы замещения двигателя. Исследована его чувствительность к отклонениям параметров. Предложена обобщенная методика синтеза адаптивных алгоритмов вычисления координат состояния и параметров объекта управления.

ГЛАВА 5. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ АДАПТИВНЫХ АЛГОРИТМОВ БЕЗДАТЧИКОВОГО ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ

Данный раздел посвящен описанию эксперимента по исследованию адаптивных алгоритмов бездатчикового векторного управления АДКЗР. Исследованы алгоритм, использующий подсистему оценивания типа АСЗМ, наблюдатель нулевого порядка (Н. Kubota) и разработанный АНПП. Исследуемый алгоритм бездатчикового векторного управления АДКЗР в настоящее время принят к реализации в серийных изделиях производства ЗАО «ЭРАСИБ».

5.1 Исследование алгоритма АСЗМ

5.1.1 Экспериментальная установка для исследования АСЗМ

Экспериментальное исследование рассмотренного в диссертационной работе алгоритма бездатчикового векторного управления АСЗМ (MRAS) проводилось в лаборатории «Системы управления электроприводами» кафедры ЭАПУ НГТУ (аудитория П-119), стенд №2. Экспериментальная установка представляет собой электромашинный стенд, где испытуемой и нагрузочной машиной являются АДКЗР серии АИР. При этом испытуемая асинхронная машина питается от ПЧ «ЭРАТОН-М5-5,5-С-2» производства ЗАО «ЭРАСИБ», г. Новосибирск, нагрузочная машина – от преобразователя частоты FR-A740-00170-EC серии A700 (производство фирмы Mitsubishi). Внешний вид лабораторного стенда изображен на рисунке 5.1. Звенья постоянного тока преобразователей объединены для обеспечения работы нагрузочного стенда без необходимости рекуперации энергии в питающую сеть. Для гашения энергии торможения в динамических режимах используются резисторы торможения. В состав стенда входит персональный компьютер и цифровой осциллограф GDS-820S.

Преобразователь частоты «ЭРАТОН-М5-5,5-С-2» работает в режиме стабилизации частоты вращения с бездатчиковым векторным управлением. Преобразователь частоты FR-A740-00170-EC работает в режиме моментного привода с век-

торным управлением. Для измерения частоты вращения на вал испытуемого двигателя установлен тахогенератор ТМГ-30П. Для отладки и снятия показаний «ЭРАТОН-М5-5,5-С-2» подключен к персональному компьютеру по последовательному каналу связи с интерфейсом RS485.



Рисунок 5.1

Номинальные данные ПЧ «ЭРАТОН-М5-5,5-С-2», приведены в таблице 5.1.

Таблица 5.1

Наименование	ПЧ «ЭРАТОН-М5-5,5-С-2»
Номинальная мощность на выходе, кВт	5,5
Номинальное напряжение питания, В	380
Номинальная (наибольшая) выходная частота, Гц	500
Номинальное линейное напряжение на выходе ПЧ, В	380
Номинальный фазный ток статора, А	12
Перегрузочная способность	2

Номинальные данные ПЧ «FR-A740-00170-EC», приведены в таблице 5.2.

Таблица 5.2

Наименование	ПЧ «FR-A740-00170-EC»
Номинальная мощность на выходе, кВт	5,5
Номинальное напряжение питания, В	380
Номинальная (наибольшая) выходная частота, Гц	400
Номинальное линейное напряжение на выходе ПЧ, В	380
Номинальный фазный ток статора, А	17
Перегрузочная способность	2

Номинальные данные двигателя АИР112М4У3 представлены в таблице 5.3.

Таблица 5.3

Наименование	P_{2H} , кВт	$\cos\varphi_H$ о.е.	s_H , %	I_H , А	R_s , Ом	$L_{\sigma e}^s$, мГн	T_r , с	L_m , мГн
АИР112М4У3	5,5	0,81	4,7	11,4	0,978	8,3	0,210	230,1
	ψ_{rH} , В·с		i_{sdH} , А		J , кг·м ²		τ , с	
	0,92		4,0		0,093		0,1	

5.1.2 Результаты экспериментального исследования

График переходного процесса по механической частоте вращения при ступенчатом задании на частоту вращения 32 об/мин представлен на рисунке 5.2. На осциллограмме 1 Вольт соответствует частоте вращения 100 об/мин.

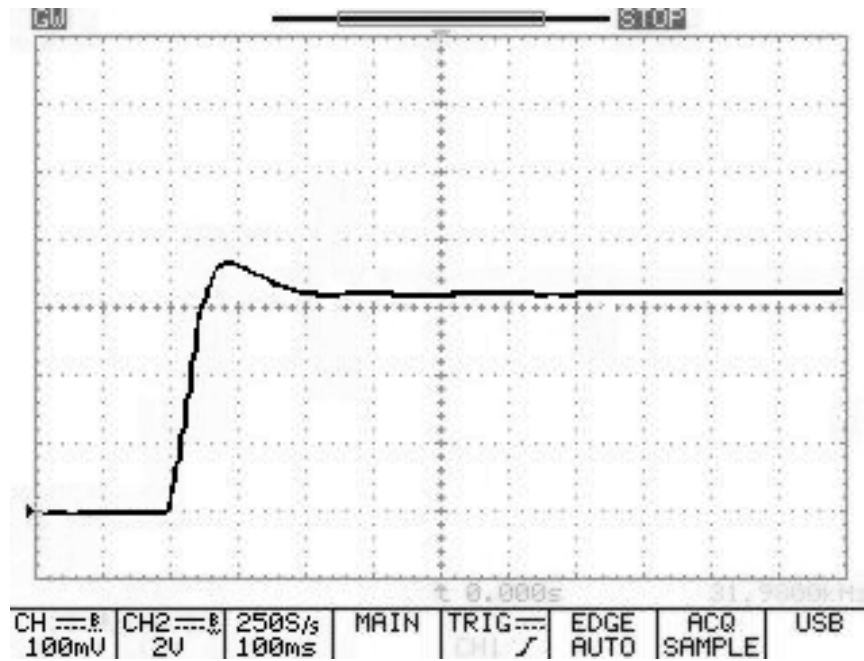


Рисунок 5.2

График переходного процесса по оценке электрической частоты вращения и проекциям токов в осях (d, q) при набросе и сбросе номинальной двигательной нагрузки при частоте вращения 32 об/мин изображен на рисунке 5.3. График скорости при набросе нагрузки представлен на рисунке 5.4.

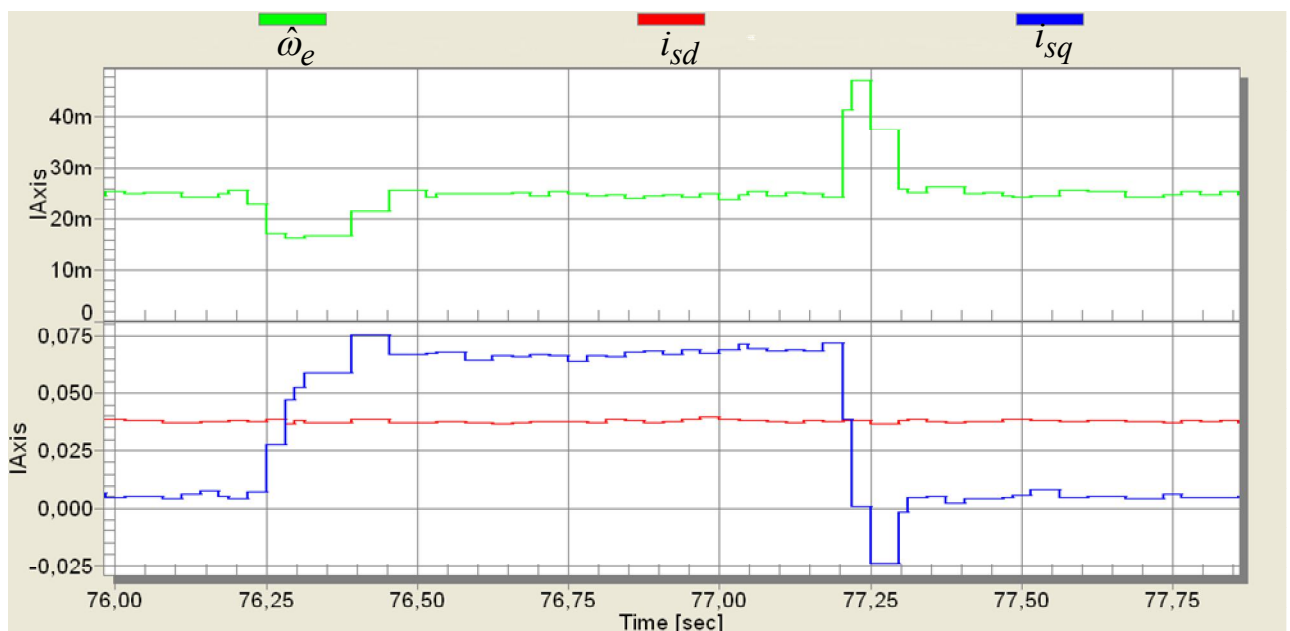


Рисунок 5.3

Переходный процесс зафиксирован с помощью программного обеспечения PC-master, предназначенного для отладки цифровых сигнальных процессоров се-

мейства MC56F8xxx. Максимальный уровень сигнала равен 0,5 о.е., что соответствует частоте 100 Гц или току 75 Ампер (мгновенное значение).

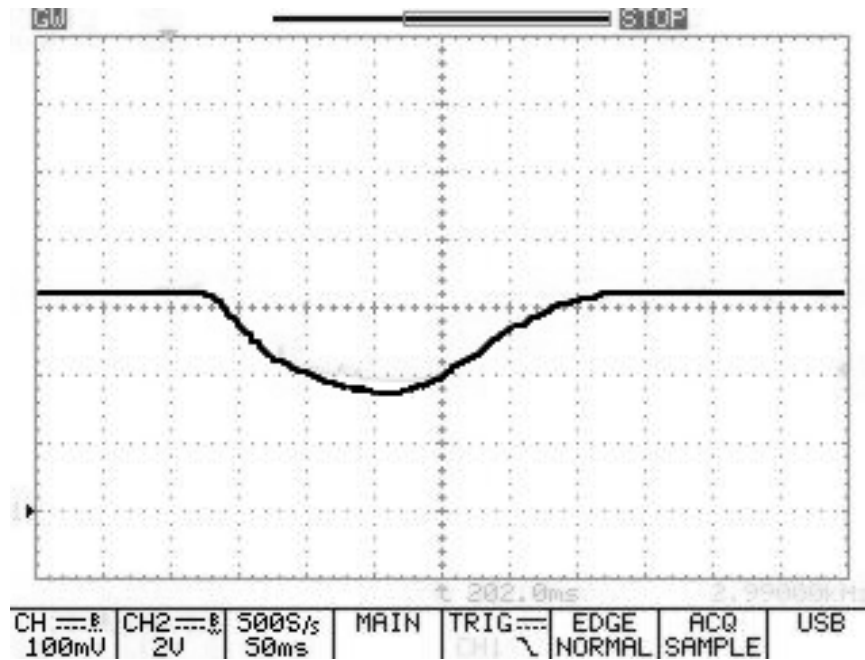


Рисунок 5.4

Форма оцифрованных фазных токов при работе двигателя под номинальной нагрузкой на электрической частоте вращения 40 Гц в двигательном режиме представлена на рисунке 5.5.

«Развал» системы регулирования электропривода при малых частотах вращения в генераторных режимах представлен на рисунке 5.6 и 5.7. На рисунке 5.6 приведен переходной процесс по механической частоте вращения и току фазы U преобразователя (3,3 вольтам соответствует ток 75 ампер). На рисунке 5.7 представлены графики переходных процессов по оценке электрической частоты вращения, частоте питания, токам в осях (d, q) . Электропривод находится под номинальной генераторной нагрузкой и снижает электрическую частоту вращения с 3,3 Гц до 1 Гц. При этом частота питания снижается ниже частоты корректора нулей цепи статора, что сопровождается «развалом» алгоритма.

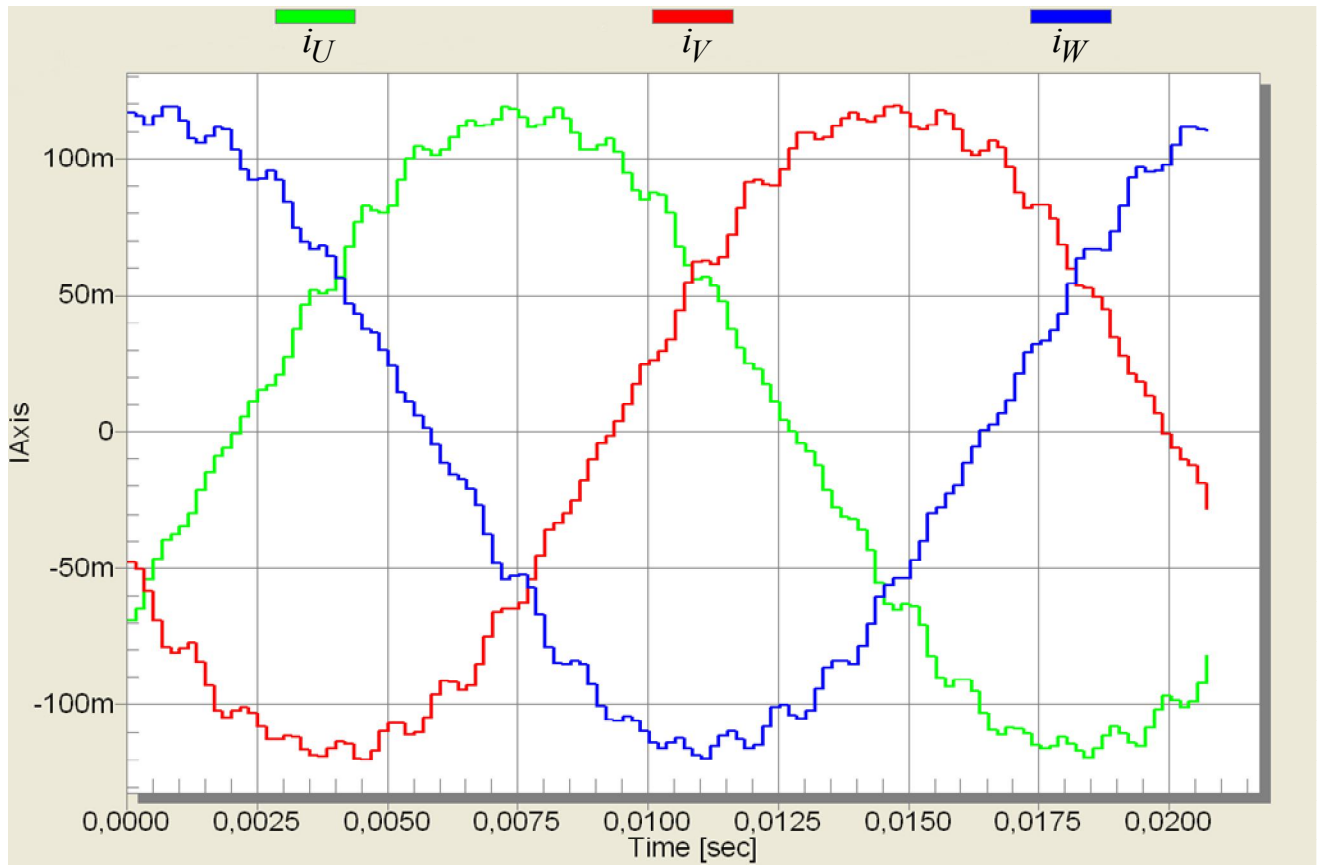


Рисунок 5.5

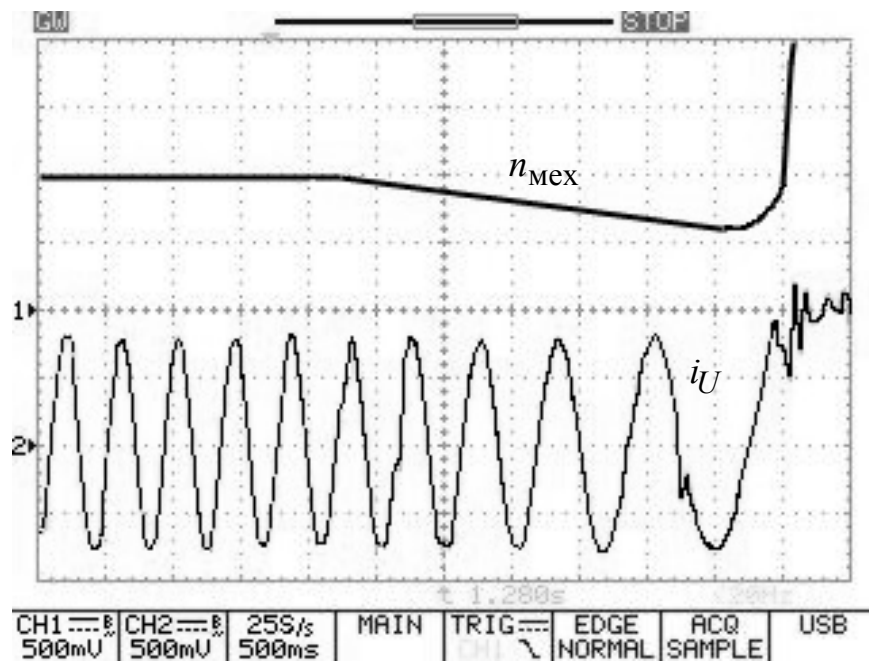


Рисунок 5.6

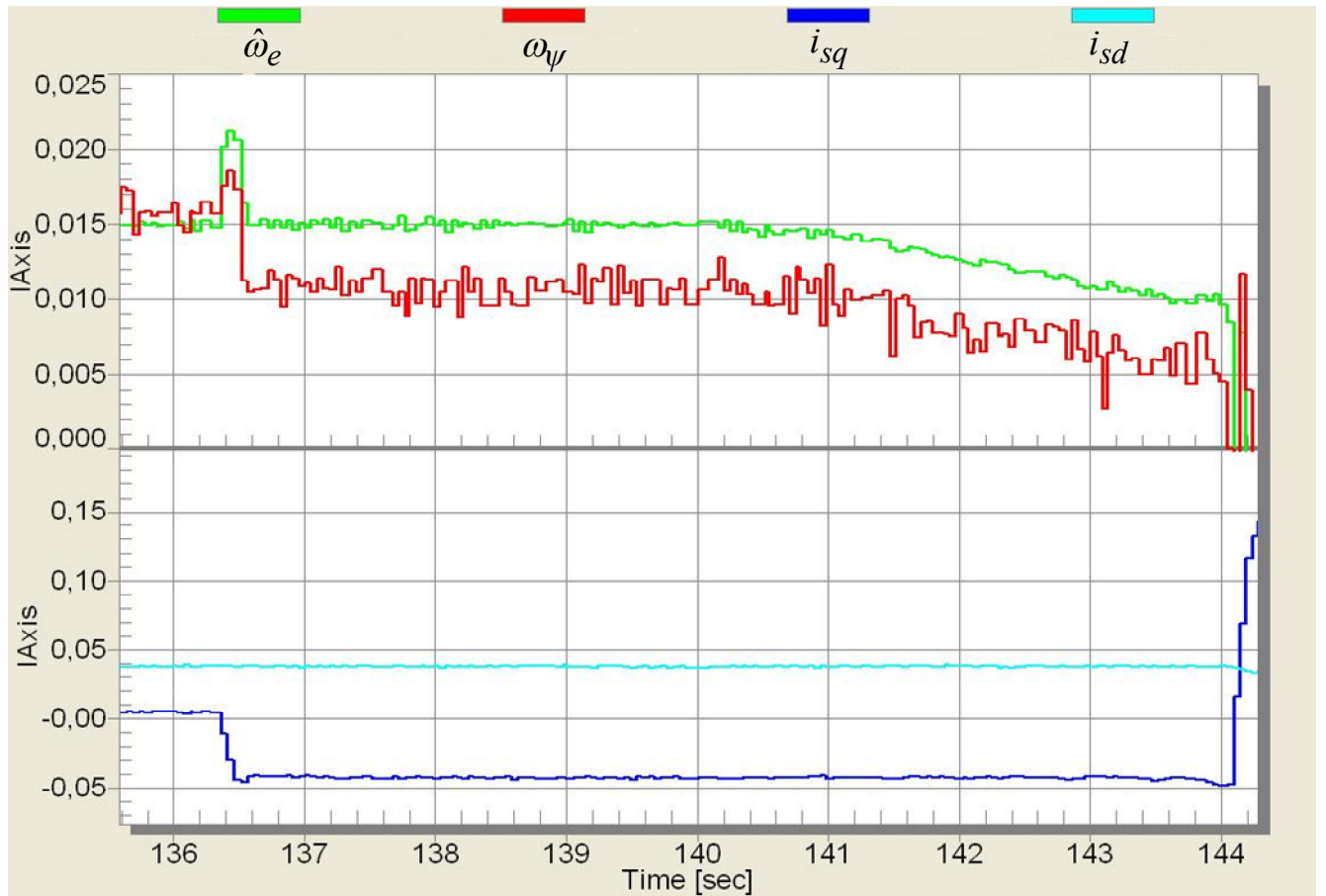


Рисунок 5.7

Аналогичный переходной процесс на холостом ходу представлен на рисунке 5.8. Как видно процесс устойчив.

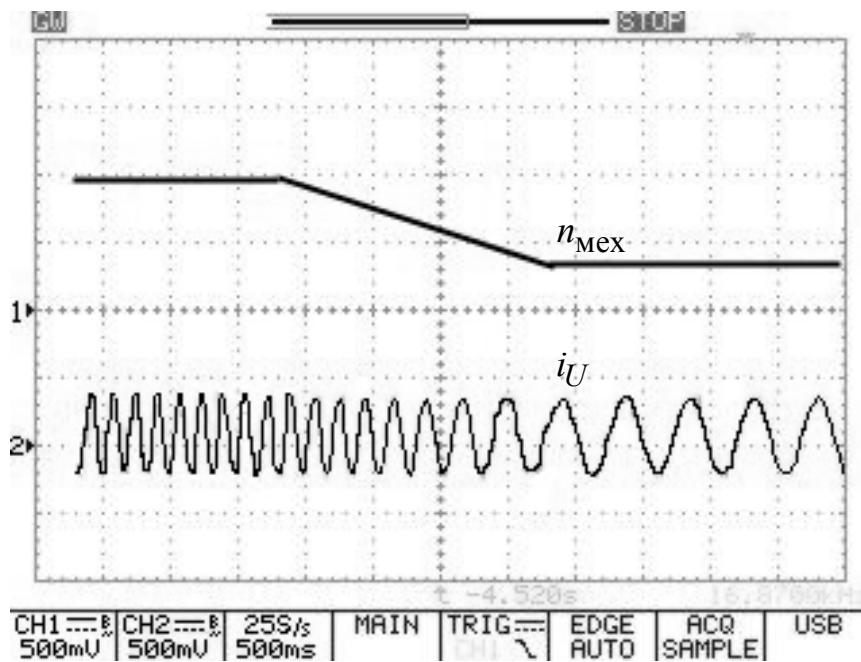


Рисунок 5.8

Проверка работы предлагаемого алгоритма в данном режиме для исследуемого ЭП на базе машины АИР112М4У3 проводилось методом цифрового моделирования. Графики переходных процессов по электрической частоте вращения и частоте питания представлены на рисунке 5.9.

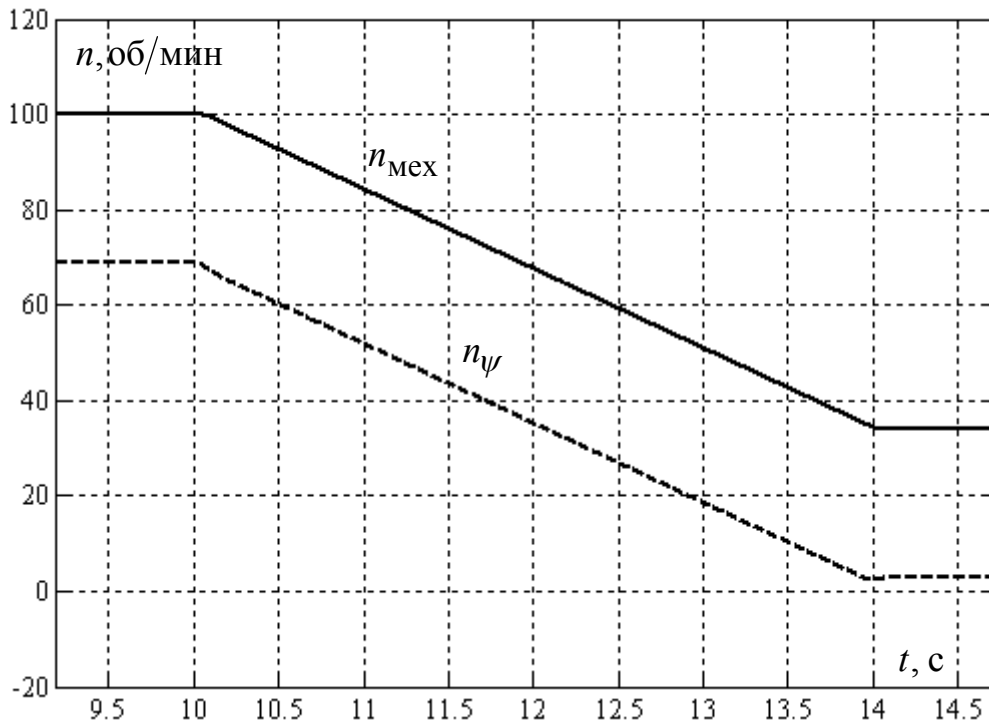


Рисунок 5.9

Как видно из графика, предлагаемый алгоритм, в отличие от алгоритма АСЗМ, устойчив на низких частотах вращения в генераторных режимах.

Из действующих на сегодняшний момент ГОСТов [58] регламентируют требования к электроприводам:

1. ГОСТ Р 51137-98 – Электроприводы регулируемые асинхронные для объектов энергетики. Общие технические условия [59];
2. ГОСТ 27803-91 – Электроприводы регулируемые для металлообрабатывающего оборудования и промышленных роботов. Технические требования [60].

В ГОСТ Р 51137-98 конкретные требования к качеству регулирования асинхронных электроприводов не предъявляются. В качестве требований к качеству регулирования частоты вращения примем требования к приводам главного движения ГОСТ 27803-91. Требования к погрешности поддержания частоты враще-

ния при изменении нагрузки согласно ГОСТ 27803-91 представлены в таблице 5.4.

Таблица 5.4

Скорость, о.е.	Погрешность скорости, %
1	0,5
0,1	2,0
0,01	5,0
0,001	10,0

Зафиксированные в ходе эксперимента статические показатели регулирования электропривода представлены в таблице 5.5.

Таблица 5.5

Диапазон	Момент, о.е.				$\Delta_{0,2-0,6}, \%$	$\Delta_{0,6-1}, \%$	$\max_{\Delta}, \%$
	0	0,2	0,6	1			
100	15	14,85	14,63	14,3	1,50	2,26	2,26
50	30	29,8	29,47	28,91	1,12	1,90	1,90
25	60	59,8	59,4	58,7	0,67	1,18	1,78

Как видно из таблицы, электропривод удовлетворяет требованиям ГОСТ 27803-91 к качеству регулирования при изменении момента на валу для электроприводов главного движения.

5.1.3 Исследование чувствительности алгоритма АСЗМ к отклонениям параметров

Для исследования чувствительности алгоритма АСЗМ к отклонению постоянной времени ротора был проведен ряд экспериментов. Для этого электропривод запускался вхолостую на частоту 31,5 об/мин с отличной от истинной оценкой постоянной времени (отклонена на 35% в большую сторону). Затем электропривод нагружался моментом равным 60% от номинального момента. После этого определялась ошибка вычисления частоты вращения как разница между частотой холостого хода и частотой вращения под нагрузкой.

Возникновение ошибки идентификации частоты вращения и, соответственно, ошибки регулирования при набросе нагрузки с неверной постоянной времени ротора представлено на рисунке 5.10.

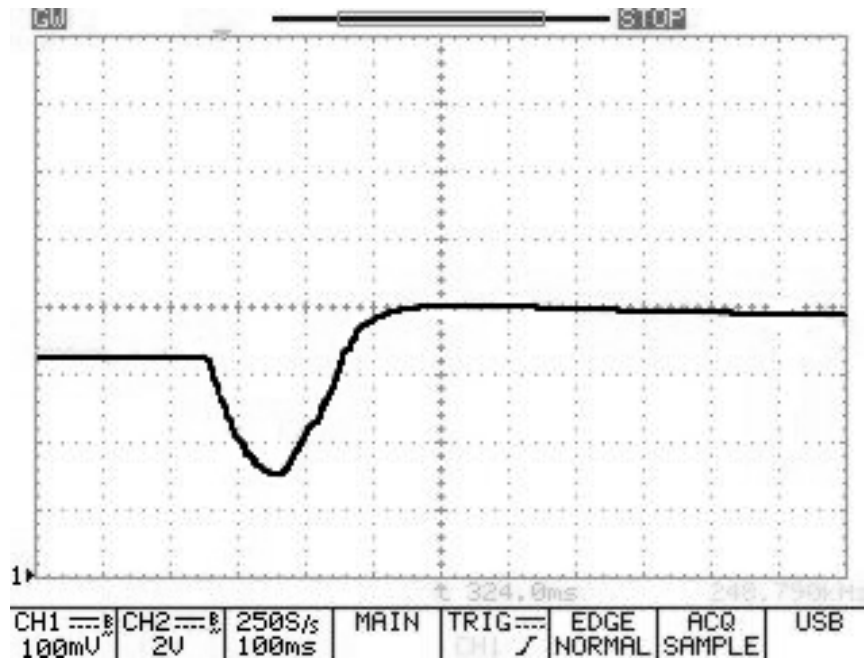


Рисунок 5.10

Результаты моделирования предлагаемого алгоритма в тех же условия представлены на рисунке 5.11.

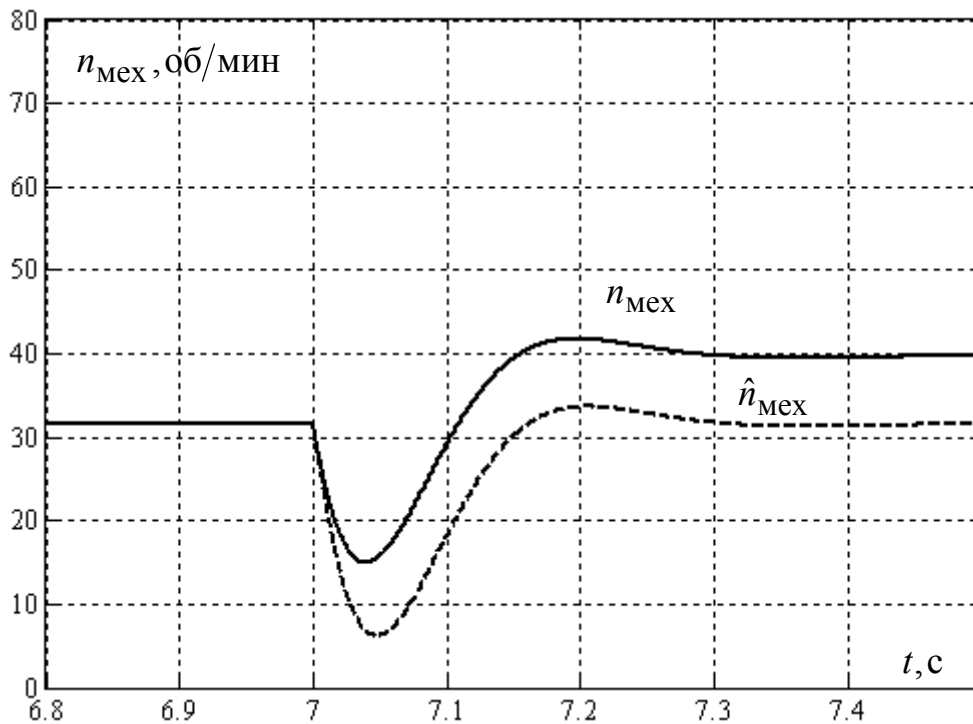


Рисунок 5.11

Анализ процессов в реальной АСЗМ и процессов, полученных при цифровом моделировании для разработанного алгоритма, показывает, что обе системы при ошибочной информации о постоянной времени ротора ведут себя одинаково.

Снятая в ходе эксперимента зависимость ошибки идентификации частоты вращения от отклонения постоянной времени ротора при нагрузке 60% от номинального значения представлена в таблице 5.6.

Таблица 5.6

Величина	Значение						
	0,17	0,20	0,23	0,265	0,30	0,33	0,36
Постоянная времени ротора, с	0,17	0,20	0,23	0,265	0,30	0,33	0,36
Отклонение постоянной в, %	-36	-25	-13	0,00	13	25	36
Ошибка, об/мин	-16,3	-9,8	-4,5	0,0	3,6	5,9	7,9
Теоретическая ошибка, об/мин	-16,77	-9,75	-4,56	0,00	3,5	5,91	7,92
Погрешность, %	-2,88	0,5	1,3	0	2,7	-0,2	-0,25

Формула для расчета теоретической ошибки вычисления частоты вращения вытекает из результатов, полученных в п.2.2.4 данной диссертации. Связь оценки частоты скольжения с истинным ее значением (2.22) определяется как

$$\hat{\omega}_s = \omega_s \frac{\hat{R}_r}{R_r} = \omega_s \frac{T_r}{\hat{T}_r}.$$

Переходя к частотам питания,

$$\omega_\psi - \hat{\omega}_e = (\omega_\psi - \omega_e) \frac{T_r}{\hat{T}_r},$$

а так как магнитное состояние машины неизменно, см. (2.23), то частота скольжения не изменяется в требуемой зависимости

$$\omega_\psi = \omega_e + \omega_s^*.$$

Частота скольжения определяется нагрузкой, неизменна и составляет для 60% номинального момента величину $\omega_s^* = 30$ об/мин. Соответственно, ошибка вычисления частоты вращения

$$\hat{\omega}_e - \omega_e = \omega_s^* \frac{\hat{T}_r - T_r}{\hat{T}_r}.$$

Как видно из таблицы 5.6, результаты эксперимента совпадают с теоретическими данными с погрешностью не более 3%. Отклонение активного сопротивления ротора (постоянной времени ротора) приводит к возникновению ошибки в вычислении частоты скольжения.

Для исследования чувствительности алгоритма АСЗМ к отклонению активного сопротивления статора был проведен следующий эксперимент. Электропривод был запущен на частоту 31,5 об/мин с истинным значением оценки сопротивления статора, после чего электропривод был нагружен моментом, равным 85% от номинального, и изменялась оценка активного сопротивления статора. Результаты представлены в таблице 5.7.

Таблица 5.7

Сопротивление статора, Ом	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,03	1,1	1,2	1,3	1,4
Отклонение сопротивления, %	-0,51	-0,42	-0,32	-0,22	-0,13	0	0,07	0,17	0,26	0,36
Ошибка, об/мин	2,9	2,5	1,9	1,3	0,5	0	-0,7	-1,1	-2,1	-2,3
Ошибка, %	9,2	7,9	6,0	4,1	1,6	0	-2,2	-3,5	-6,7	-7,3

График переходного процесса по оценке электрической частоты вращения, частоте питания, токам статора в системе координат (d, q) при работе двигателя на частоте 10 Гц в генераторном режиме и текущем изменении оценки активного сопротивления статора в диапазоне – от 1,05 Ом вверх до 1,3 Ом, вниз до 0,8 Ом представлен на рисунке 5.12.

Как видно, процесс устойчив и отклонение активного сопротивления в диапазоне $\pm 25\%$ на частоте вращения 10 Гц и генераторном режиме не критично.

Работа привода в том же режиме но при отклонении оценки активного сопротивления ротора до – 50% представлена на рисунке 5.13.

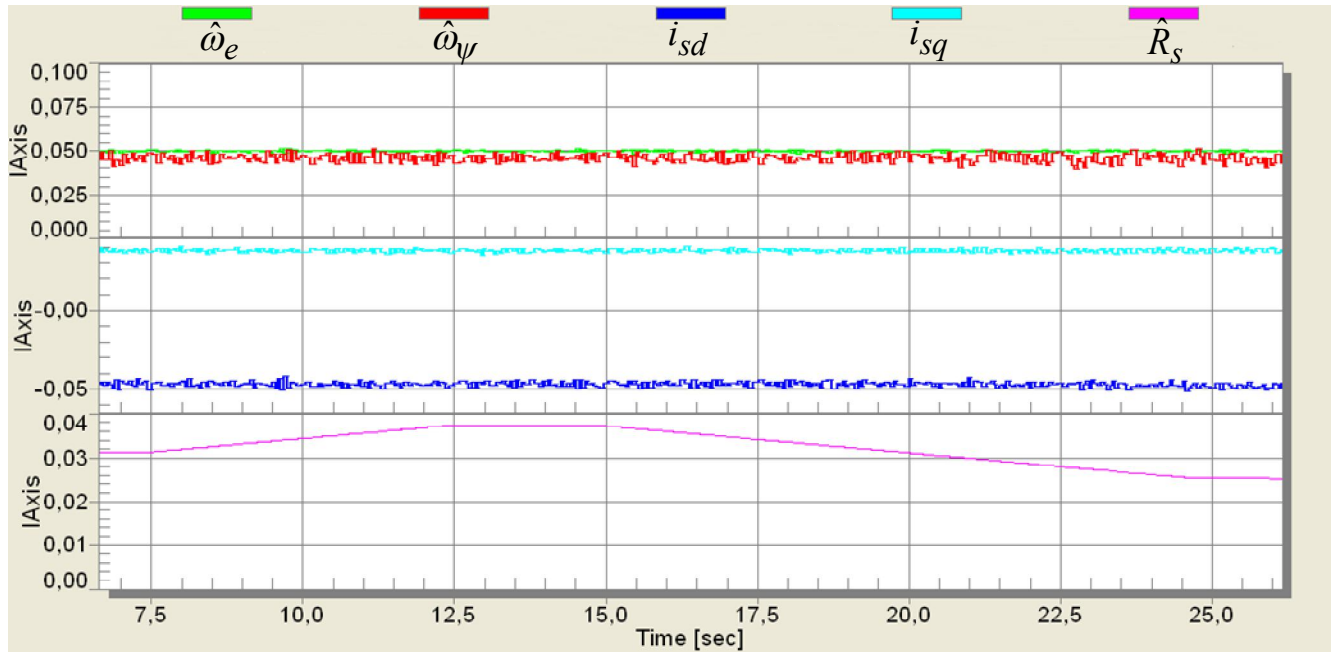


Рисунок 5.12

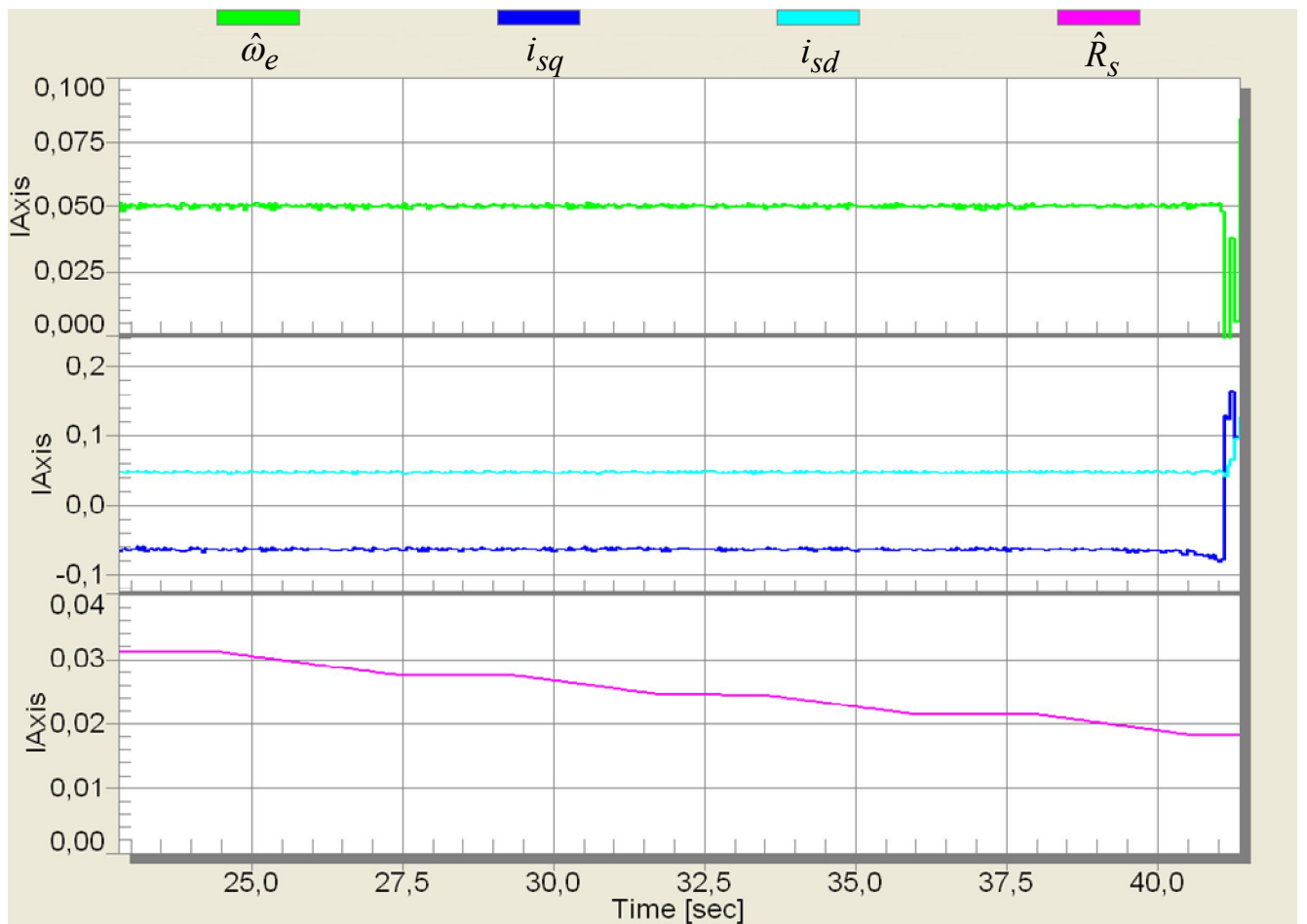


Рисунок 5.13

Таким образом, отклонение активного сопротивления статора приводит к появлению статической ошибки вычисления частоты вращения, что уменьшает

диапазон регулирования частоты вращения, а в генераторных режимах при малых частотах приводит к неустойчивости ЭП.

На рисунке 5.14 представлены переходные процессы полученные при моделировании разработанного алгоритма, при работе в режиме работы, аналогичном рисунку 5.13.

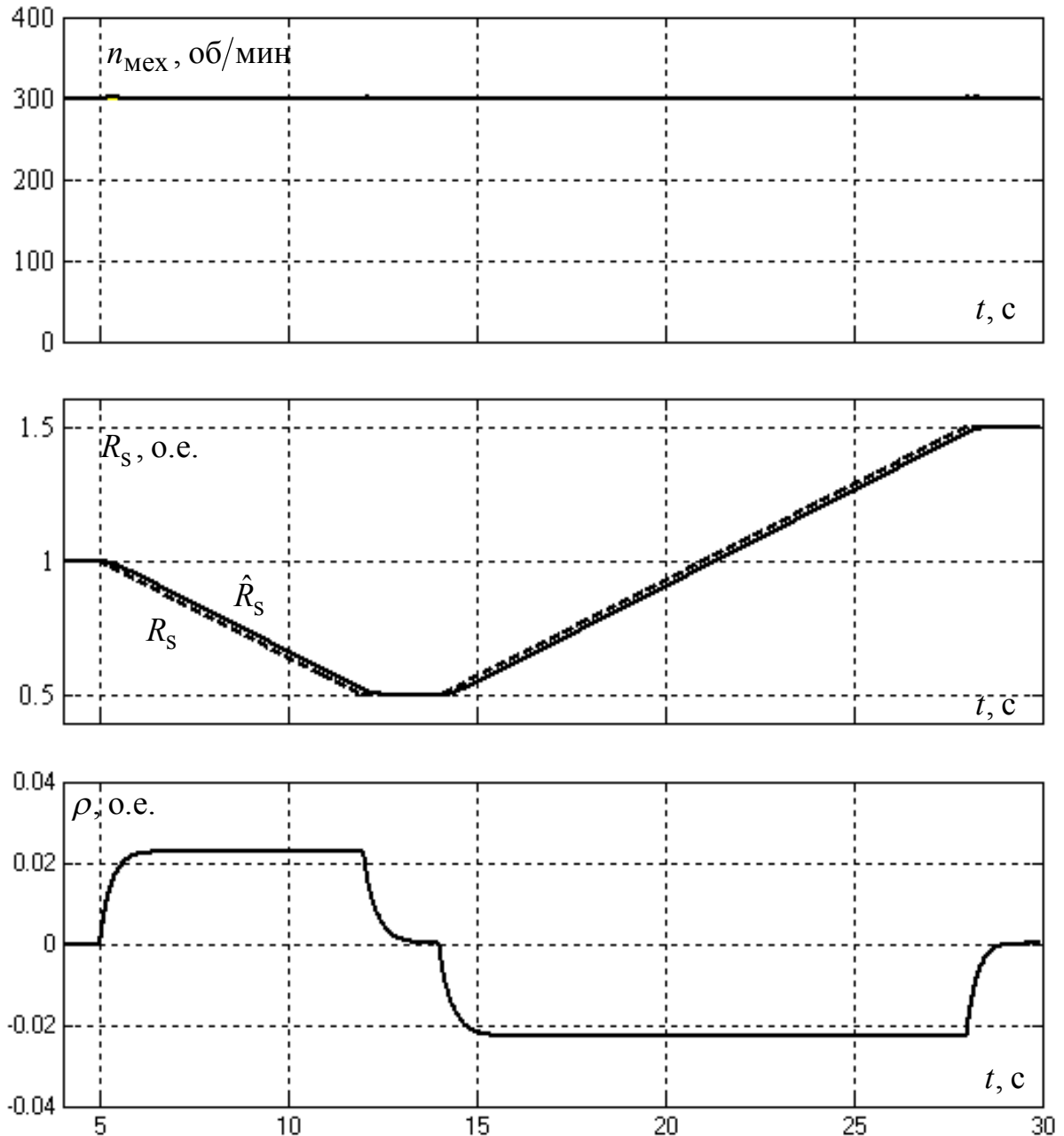


Рисунок 5.14

Анализ процессов показывает, что предлагаемый алгоритм устойчив и обеспечивает отсутствие статических ошибок вычисления частоты вращения и активного сопротивления статора.

Отклонение эквивалентной индуктивности критично на высоких частотах вращения и сказывается в появлении статической ошибки наблюдения частоты вращения и в неправильной ориентации системы координат (d, q) , вследствие чего под нагрузкой магнитное состояние машины изменяется, что может привести к некорректной загрузке двигателя и ПЧ по току. Результаты исследования представлены в таблице 5.8.

Таблица 5.8

Эквивалентная индуктивность, мГн	6	6,5	7	7,6	8,3	9,2	10	10,5	11
Отклонение индуктивности, %	-0,28	-0,22	-0,16	-0,08	0,00	0,11	0,20	0,27	0,33
Ток статора, А	13,79	13,47	13,05	12,83	12,62	11,99	12,20	12,20	12,41
Частота об/мин	1343	1344	1346	1347	1350	1351	1353	1354	1355
Ошибка, %	-0,47	-0,39	-0,24	-0,16	0,00	0,08	0,24	0,32	0,39

Таким образом, если оценка эквивалентной индуктивности выше реальной, то машина размагничивается, и ток в фазах возрастает. В случае если оценка эквивалентной индуктивности меньше реальной то машина намагничивается, и если магнитная система не насыщена то наблюдается уменьшение модуля тока, при этом естественно потери в стали машины возрастают.

5.2 Исследование алгоритма АНПП

Исследование алгоритма АНПП проводилось совместно с аспирантом кафедры ЭАПУ А.А.З. Диабом на установке, состоящей из преобразователя частоты High Voltage Motor Control and PFC Kit и электродвигателя 5K33GN2A мощностью 180 Вт.

Номинальные данные ПЧ, приведены в таблице 5.9.

Таблица 5.9

Наименование	Значение
Номинальная мощность на выходе, кВт	1,5
Номинальное напряжение питания, В	220
Номинальная (наибольшая) выходная частота, Гц	120
Номинальное линейное напряжение на выходе ПЧ, В	220
Номинальный фазный ток статора, А	5
Перегрузочная способность	2

Номинальные данные двигателя 5K33GN2A представлены в таблице 5.10.

Таблица 5.10

Наименование	P_{2H} , Вт	$\cos\varphi_H$ о.е.	s_H , %	I_H , А	R_s , Ом	$L_{\sigma e}^s$, мГн	T_r , с	L_m , мГн
5K33GN2A	180	0,81	4,7	1,4	11,29	50,8	0,052	0,33
	ψ_{rH} , В·с		i_{sdH} , А		J , кг·м ²		τ , с	
	0,23		1,0		0,005		0,1	

Внешний вид электродвигателя 5K33GN2A представлен на рисунке 5.15



Рисунок 5.15

Общая схема стенда представлена на рисунке 5.16.

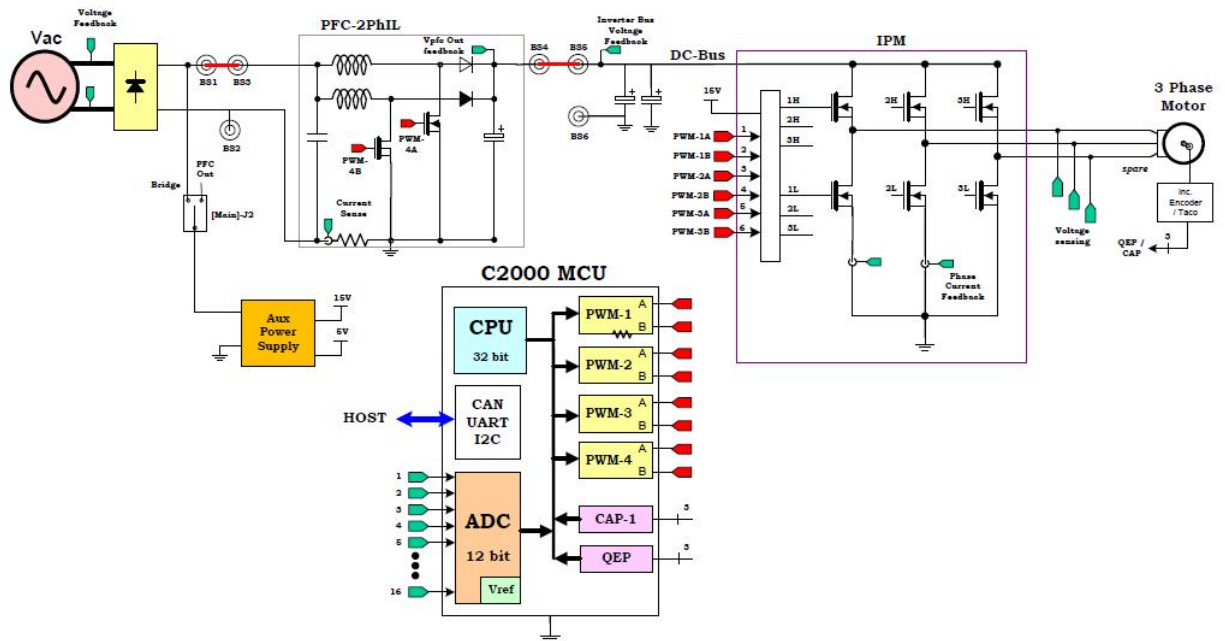
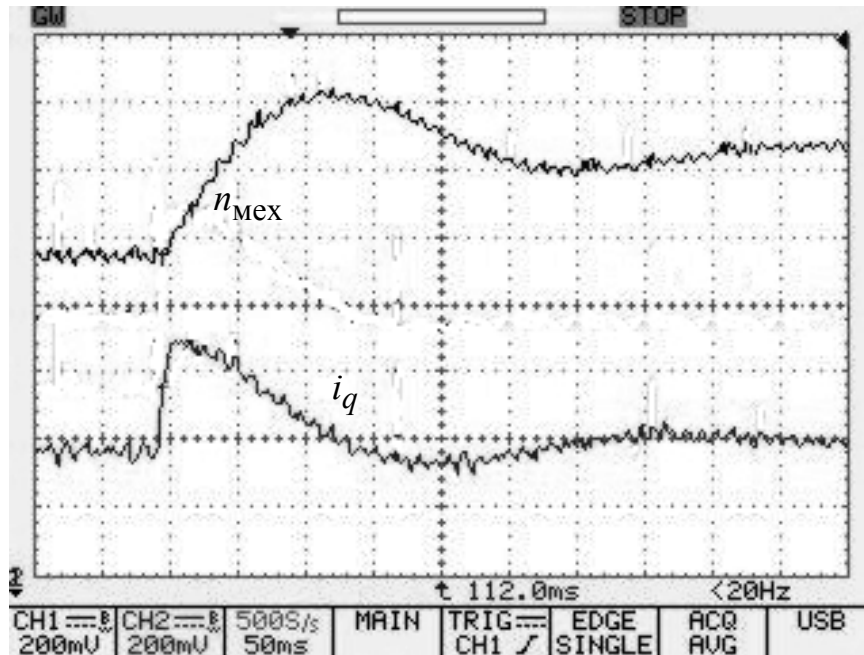


Рисунок 5.16

На стенде исследованы области неустойчивости алгоритма AFOO. Результаты исследований подтверждают результаты п.2.1.2 диссертации. Переходной процесс по частоте вращения и току i_q при ступенчатом изменении задания с 360 об/мин на 1080 об/мин представлен на рисунке 5.17. На осциллограмме 1 Вольт соответствует частоте вращения 2181 об/мин или току 8,57 ампер.



Рисункок 5.17

5.3 Выводы

Экспериментальное исследование алгоритма АСЗМ (MRAS), реализованного в серийных изделиях ЗАО «ЭРАСИБ», показало принципиальное ограничение диапазона регулирования данного алгоритма и его чувствительность к отклонению параметров ЭП, особенно к ошибочной информации об активном сопротивлении статора. Моделирование разработанного алгоритма вычисления координат и параметров АДКЗР показывает его преимущества перед алгоритмом АСЗМ. В настоящее время идет работа по реализации этих алгоритмов в изделиях ЗАО «ЭРАСИБ».

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенные в диссертационной работе исследования позволили получить следующие основные результаты.

1. Разработаны адаптивные алгоритмы текущего оценивания опорного вектора потокосцеплений, частоты вращения и активного сопротивления статора АДКЗР и неявнополюсного СДПМ, формально отличающиеся от известных работоспособностью во всех четырех квадрантах плоскости механических ЭП без инъекции в двигатель дополнительных тестовых воздействий.

2. Разработан аналогичный указанным в п.1 новый глобально устойчивый пассивный алгоритм оценивания вектора потокосцеплений статора и частоты вращения АСМ.

3. Предложены методики расчета параметров разработанных алгоритмов, обеспечивающих требуемое качество процессов адаптации.

4. На основе вышеперечисленных результатов сформулирована обобщенная методика структурно-параметрического синтеза глобально устойчивых адаптивных алгоритмов оперативного оценивания координат и параметров электрических машин переменного тока в условиях измерений только электрических величин на выходных клеммах преобразователя частоты. Определены рациональные формы представления математических моделей электрических машин для решения задач текущего оценивания.

5. Предложен новый высокоэффективный алгоритм автоматической предварительной идентификации параметров АДКЗР в системах частотно-регулируемого электропривода, который может быть совмещен с предварительным намагничиванием двигателя. Предъявлены требования к средствам измерения токов и напряжений, обеспечивающие достаточную точность определения параметров машины.

Разработанные алгоритмы оценивания в качестве настраиваемой модели используют наблюдатели электромагнитных процессов полного порядка и синте-

зированы на основе метода функций Ляпунова. Их главное свойство, заключающееся в теоретической устойчивости во всех режимах работы электропривода, достигнуто благодаря целенаправленному выбору соотношений весовых коэффициентов функции Ляпунова и элементов матриц «стабилизирующих» добавок наблюдателя. Настраиваемые модели не содержат «открытых» интеграторов, что позволяет избежать динамической «коррекции нулей» и формально не ограничивает достижимый диапазон регулирования ЭП. Разработанные алгоритмы позволяют при использовании типовых измерительно-информационных средств общепромышленного ЭП с цифровым управлением добиться значительного расширения диапазона регулирования и рекомендуются к широкому применению в новых разработках. На примере модельного ЭП с АДКЗР мощностью 55 кВт показано, что при применении датчиков тока и напряжения класса точности 0,1 и погрешности их обработки 1,0 % диапазоны регулирования должны составить не менее 100...150:1.

Перспективы дальнейшей разработки темы диссертации заключаются в расширении множества настраиваемых параметров наблюдателя, более полном учете характеристик намагничивания двигателей, распространении предложенного подхода на другие типы электроприводов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Берестов В.М. Инженерная методика расчета синусных фильтров для активных выпрямителей и инверторов напряжения с ШИМ / В.М. Берестов, В.В. Вдовин, С.С. Доманов, В.В. Панкратов, Г.Г. Ситников // Электроприводы переменного тока: Труды международной 15-й конференции. Екатеринбург: УрФУ, 2012. – С. 167 – 170.
2. Blaschke F. Das Prinzip der Feldorientierung die Grundlage für die Transvektor – Regelung von Drehfeldmaschinen // Siemens Zeitschrift, 1971. Bd. 45, – Н. 10. – S. 757 – 760.
3. Панкратов В.В. Векторное управление асинхронными электроприводами: Учеб. пособие. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1999. – 66 с.
4. J. Holtz. Sensorless Control of Induction Motor Drives / Proceedings of the IEEE, August 2002, vol. 90, no.8. Aug. 2002, pp. 1359-1394.
5. Ключев В.И. Теория электропривода. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 560 с.
6. Рудаков В.В. Асинхронные электроприводы с векторным управлением / В.В. Рудаков, И.М. Столяров, В.А. Дартау. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд., 1987. – 136 с.
7. Сабинин Ю.А. Частотно-регулируемые асинхронные электроприводы / Ю.А. Сабинин, В.Л. Грузов. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд., 1985. – 128 с.
8. Берестов В.М. Синтез системы векторного управления асинхронного электропривода типа «ЭРАТОН-М4» / В.М. Берестов, О.В. Нос. // Система управления транзисторного электропривода «ЭРАТОН-М4»: Вопросы теории. – Новоси�. пред. полиграф. и изд-ва. – Новосибирск, 2001. – С. 2 – 28.
9. Оптимальное частотное управление асинхронными электроприводами / Р.Т. Шрейнер, Ю.А. Дмитриенко. – Кишинев: Штиинца, 1982. – 224 с.
10. Панкратов В.В. Электромагнитный момент многофазной асинхронной машины с учетом нелинейности кривой намагничивания // Автоматизированные элект-

тромеханические системы: Новосиб. гос. академия водного транспорта. – Новосибирск, 1998. – С. 25 – 33.

11. Булгаков А.А. Частотное управление асинхронными двигателями. – М.: Энергоиздат, 1982. – 216 с.

12. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями / О.В. Слежановский, Л.Х. Дацковский, И.С. Кузнецов и др. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 256 с.

13. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. – М.: Энергия, 1980. – 928 с.

14. Панкратов В.В. Принципы векторного управления и алгоритмы ориентирования по полю в асинхронизированном синхронном электроприводе / В.В. Панкратов, Д.А. Котин // Мехатроника. Автоматизация. Управление. – 2010. – №4. – С. 46 – 51.

15. S. Morimoto, K. Kawamoto, M. Sanada, Y. Takeda. Sensorless Control Strategy for Salient-Pole PMSM Based on Extended EMF in Rotating Reference Frame // IEEE Trans. Ind. Applicat. – 2002. – Vol. 38. – №4. – P. 1054–1061.

16. Евстифеев А.В. Микроконтролеры AVR семейства MEGA. Руководство пользователя. – М.: Издательский дом «Додэка- XXI», 2007. – 592 с.: ил.

17. Панкратов В.В. Бездатчиковый асинхронизированный синхронный электропривод с векторным управлением / В.В. Панкратов, Д.А. Котин // Электротехника. – 2009. – № 12. – С. 13 – 19.

18. Глазырин М.В. Построение систем векторного управления электроприводов на базе машины двойного питания: Дисс. на соиск. уч. степ. канд. техн. наук.: 05.09.03 / М.В. Глазырин; науч. рук. А.С. Востриков – Новосибирск: НГТУ, 1997. – 148 с.

19. Глазырин М.В. Принцип векторного управления машиной двойного питания / М.В. Глазырин, В.В. Панкратов // Труды Третьей международной научно-техн. конф. «Актуальные проблемы электронного приборостроения» АПЭП-96 (Новосибирск, ноябрь 1996 г.). – Новосибирск: НГТУ, 1996. – т. 8. – С. 9 – 11.

20. Brahim L.B. Identification of Induction Motor Speed Using Neural Networks / L.B. Brahim, R. Kurosawa // IEEE PCC. – Yokohama, 1993. – pp. 689 – 694.
19. Simoes G. Neural Network Based Estimation of Feedback Signals for a Vector Controlled Induction Motor Drive / G. Simoes, B. K. Bose // IEEE Trans. Ind. Applicat. – May/June 1995. – vol. 31, no. 3. – pp. 620 – 629.
22. Da F. Fuzzy Neural Networks for Direct Adaptive Control / F. Da, W. Song // IEEE Trans. Indus. Electr. – June 2003. – vol. 50, no. 3. – pp. 507 – 513.
23. Optimal and Stable Fuzzy Controllers for Nonlinear Systems Based on an Improved Genetic Algorithm / Frank H. F. Leung, H.K. Lam, S. H. Ling, Peter K. S. Tam // IEEE Trans. Indus. Electr. – February 2004. – vol. 51, no. 1. – pp. 172 – 182.
24. Wai R.-J. Adaptive Enhanced Fuzzy Sliding-Mode Control for Electrical Servo Drive / R.-J. Wai, K.-H. Su // IEEE Trans. Indus. Electr. – April 2006. – vol. 53, no. 2. – pp. 569 – 580.
25. Bae B.-H. Improvement of Low Speed Characteristics of Railway Vehicle by Sensorless Control Using High Frequency Injection / B.-H. Bae, G.-B. Kim, S.-K. Sul // IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Rome/Italy, October 2000, on CD-ROM.
26. Briz F. Dynamic Operation of Carrier-Signal-Injection-Based Sensorless Direct Field-Oriented AC Drives / F. Briz, A. Diez, M. W. Degner // IEEE Trans. Ind. Applicat. – September/October 2000. – vol. 36, no. 5. – pp. 1360 – 1368.
27. Ha J.-I. Sensorless Field-Oriented Control of an Induction Machine by High-Frequency Signal-Injection / J.-I. Ha, S.-K. Sul // IEEE Trans. Ind. Applicat. – January/February 1999. – vol. 35, no. 1. – pp. 45 – 51.
28. K. Ohyama. Comparative. Analysis of Experimental Performance and Stability of Sensorless Induction Motor Drives / K. Ohyama, G. Asher, M. Sumner // IEEE Trans. Indus. Electr. – February 2006. – vol. 53, no. 1. – pp. 178 – 186.
29. Kubota H. Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation / H. Kubota, K. Matsuse // IEEE Trans. Ind. Applicat. – September/October 1994. – vol. 30, no. 5. – pp. 1219 – 1224.

30. Kubota H. DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor / H. Kubota, K. Matsuse, T. Nakano // IEEE Trans. Ind. Applicat. – March/April 1993. – vol. 29, no. 2. – pp. 344 – 348.
31. Dierk Schroder. Elektrische. Antriebe – Regelung von Antriebssystemen – Munchen, 2009.
32. Ким Д.П. Теория автоматического управления. Т. 2. Многомерные, нелинейные, оптимальные и адаптивные системы: Учебное пособие. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2004. – 464 с.
33. Барбашин Е.А. Функции Ляпунова, Главная редакция физико-математической литературы изд-ва “Наука”, 1970.
34. K. Ohyama, Greg M. Asher, M. Sumner .Analysis of Experimental Performance and Stability of Sensorless Induction Motor Drives / IEEE Trans. Ind., February 2006, vol. 53, no. 1, pp. 178-186.
35. H. Kubota I. Sato, Y. Tamura, K. Matsuse. Regenerating-Mode Low-Speed Operation of Sensorless Induction Motor Drive With Adaptive Observer / IEEE Trans. Ind. Applicat. July/August 2002, vol. 38, no. 4, pp. 1081-1086.
36. Теория систем автоматического управления / В.А. Бесекерский, Е.П Попов.- Изд. 4-е,перераб. И доп.-СПб, Изд-во «Профессия», 2004. – 752с.
37. Панкратов В.В. Синтез адаптивных алгоритмов вычисления скорости асинхронного электропривода на основе второго метода Ляпунова / В.В. Панкратов, Д.А. Котин // Электричество. – 2007. – № 8. – С. 48 – 53.
38. Hinkkanen M., Luomi J. Parameter Sensitivity of Full-Order Flux Observers for Induction Motors // IEEE Trans. Ind. Applicat. – 2003. – Vol. 39. – № 4. – P. 1127–1135.
39. Hinkkanen M. Analysis and Design of Full-Order Flux Observers for Sensorless Induction Motors// IEEE Trans. Ind. Applicat. – 2004. – Vol. 51. – № 5. – P. 1033–1040.
40. Hinkkanen M., Luomi J. Stabilization of Regenerating-Mode Operation in Sensorless Induction Motor Drives by Full-Order Flux Observer Design // IEEE Trans. Ind. Applicat. – 2004. – Vol. 51. – № 4. – P. 1318–1328.

41. Вдовин В.В., Панкратов В.В. Синтез адаптивного наблюдателя координат бездатчикового асинхронного электропривода // Известия Томского политехнического университета. – 2012. – Т. 320. – № 4. Энергетика. – С. 147 – 153.
42. Панкратов В.В. Глобально устойчивый адаптивный наблюдатель для систем общепромышленного асинхронного электропривода / В.В. Панкратов, В.В. Вдовин, Г.Г. Ситников, С.С. Доманов // Электротехника. – 2011. – № 6. – С. 42 – 47.
43. Tursini M., Petrella R., Parasiliti F. Adaptive Sliding-Mode Observer for Speed Sensorless Control of Induction Motors // IEEE Trans. Ind. Applicat. – 2000. – Vol. 36. – № 5. – P. 1380–1387.
44. Маслов М.О., Панкратов В.В. Один алгоритм предварительной идентификации параметров для асинхронного электропривода с векторным управлением // Труды XIII Международной конференции "Электроприводы переменного тока" (ЭППТ'05, 15 – 18 марта 2005 г., Екатеринбург, Россия). – Екатеринбург, 2005. – С. 99 – 102.
45. Vladimir V. Pankratov, Yelena A. Zima. New off-line identification method of induction motor parameters// Siberian Russian Workshops and Tutorials on Electron Devices and Materials EDM'2002: Workshop Proceedings, 2002. Vol.2. – Novosibirsk, Russia: NSTU, 2002. – pp. 85 – 87.
46. Виноградов А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина». – Иваново, 2008. – 321 с
47. Вдовин В. В. Адаптивный наблюдатель координат для бездатчикового магнитоэлектрического синхронного электропривода / В. В. Вдовин, В. В. Панкратов // Известия вузов. Электромеханика. – 2012. – № 6. – С. 70 – 74.
48. ГОСТ Р 52956-2008. Материалы магнитотвердые спеченные на основе сплава неодим-железо-бор. Классификация. Основные параметры. – М.: Стандартинформ, 2008. – 12 с.
49. M. Tursini, R. Petrella, F. Parasiliti. Initial Rotor Position Estimation Method for PM Motors // IEEE Trans. Ind. Applicat. – 2003. – Vol. 39. – № 6. – P. 1630–1640.

50. P. B. Schmidt, M. L. Gasperi, G. Ray, and A. H. Wijenayake, “Initial rotor angle detection of nonsalient pole permanent magnet synchronous machine,” in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, New Orleans, LA, 1997, pp. 459–463.
51. Котин Д.А. Алгоритмы текущей идентификации координат в асинхронизированном синхронном электроприводе / Д.А. Котин, В.В. Панкратов // Электротехника, электромеханика, электротехнологии ЭЭЭ-2009: Материалы четвертой научно-технической конференции с международным участием. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2009. – С. 100 – 105.
52. Котин Д.А. Синтез алгоритма текущей идентификации координат асинхронизированного синхронного электропривода / Д.А. Котин, В.В. Панкратов // Электромеханические преобразователи энергии: Материалы международной науч.-техн. конф., 13 – 16 октября 2009 г., Томск ТПУ. – Томск: Изд-во Томского политехн. ун-та, 2009. – С. 228 – 232.
53. Peng F.Z. Robust Speed Identification for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motors / F.Z. Peng, T. Fukao // IEEE Trans. Indus. Appli. – September/October 1994. – vol. 30, no. 5. – pp. 1234 – 1240.
54. Панкратов В.В. Бездатчиковый асинхронизированный синхронный электропривод с векторным управлением / В.В. Панкратов, Д.А. Котин // Электротехника. – 2009. – № 12. – С. 13 – 19.
55. Вдовин В.В. Адаптивный наблюдатель координат состояния для бездатчикового векторного управления асинхронизированной синхронной машиной / В.В. Вдовин, В.В. Панкратов // Труды V Всероссийской научно-практической конф. «Автоматизированный электропривод и промышленная электроника» АЭПЭ-2012 (Новокузнецк, 20 – 22 ноября 2012 г.) – Новокузнецк: Изд-во СибГИУ, 2012. – С. 27 – 35.
56. Вдовин В.В. Адаптивный алгоритм вычисления координат для бездатчикового векторного управления машинами двойного питания / В.В. Вдовин, Д.А. Котин, В.В. Панкратов // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. – 2013. – №6. – С. 23 – 27.

57. Luenberger, David G. Observing the State of a Linear System // IEEE Trans. on Military Electronics. Vol. 8, №2. – 1964. – P. 74–80.
58. Федеральное агенство по техническому регулированию и метрологии. Каталог стандартов [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.gost.ru/wps/portal/pages.CatalogOfStandarts>.
59. ГОСТ Р 51137-98 – Электроприводы регулируемые асинхронные для объектов энергетики. Общие технические условия. – М.: ИПК Издательство стандартов, 1998. – 15 с.
60. ГОСТ 27803-91 – Электроприводы регулируемые для металлообрабатывающего оборудования и промышленных роботов. Технические требования. – М.: Издательство стандартов, 1991. – 22 с.
61. Справочник по электрическим машинам: В 2 т. / под общ. Ред. И.П. Копылова и Б.К. Клокова. Т.1. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 456 с.
62. Асинхронные двигатели серии 4А: Справочник / Э.А. Кравчик, М.М. Шлаф, В.И. Афонин, Е.А. Соболенская. – М.: Энергоиздат, 1982. – 504 с.
63. Берестов В.М., Панкратов В.В. Параметрический синтез контура регулирования скорости транзисторного привода по возмущающему воздействию // Электричество. – 2006 . – №12. – С. 32 – 35.
64. Papageorgiou, M. Optimierung. Statische, dynamische, stochastische Verfahren für die Anwendung. Oldenburg Verlag, München, Wien, 1991.

ПРИЛОЖЕНИЯ

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Основные технические характеристики двигателя 4A225M4У3 [61] представлены в таблице А.1.

Таблица А.1

Типоразмер	Мощность, кВт	Скольжение, %	КПД, %	cosφ	λ_K	λ_{II}	λ_{min}	λ_{PI}
4A225M4У3	55	1,4	92,5	0,9	2,5	1,3	1	7

Параметры Г-образной схемы замещения в относительных единицах [62]:

$$X'_{\mu} = 4,2 \text{ о.е.},$$

$$R'_1 = 0,027 \text{ о.е.}, \quad X'_1 = 0,086 \text{ о.е.},$$

$$R''_2 = 0,015 \text{ о.е.}, \quad X''_2 = 0,14 \text{ о.е.},$$

Так как параметры схемы замещения фазы двигателя X'_{μ} , R'_1 , X'_1 , R''_2 , X''_2 – приведены в относительных единицах, необходимо перейти к абсолютным значениям, для этого определим номинальный ток статора,

$$I_{s,ном} = \frac{P_{ном}}{3U_{ном}\eta \cos \phi} = \frac{55 \cdot 10^3}{3 \cdot 220 \cdot 0,925 \cdot 0,9} = 100,1 \text{ А}.$$

Следовательно, полное комплексное сопротивление

$$Z = \frac{U_{ном}}{I_{s,ном}} = \frac{220}{100,1} = 2,198 \text{ Ом}.$$

Тогда параметры Т-образной схемы замещения

$$R_s = \frac{1}{C} R'_1 Z = \frac{1}{1,02} \cdot 0,027 \cdot 2,198 = 58,1 \cdot 10^{-3} \text{ Ом},$$

$$R_r = \frac{1}{C^2} R''_2 Z = \frac{1}{1,02^2} \cdot 0,015 \cdot 2,198 = 31,7 \cdot 10^{-3} \text{ Ом},$$

$$X_s = \frac{1}{C} X'_1 Z = \frac{1}{1,02} \cdot 0,086 \cdot 2,198 = 185,3 \cdot 10^{-3} \text{ Ом},$$

$$X_r = \frac{1}{C^2} X''_2 Z = \frac{1}{1,02^2} \cdot 0,14 \cdot 2,198 = 295,7 \cdot 10^{-3} \text{ Ом},$$

$$X_m = X'_\mu Z = 4,2 \cdot 2,198 = 9,23 \text{ Ом}.$$

где C – коэффициент приведения сопротивлений [62],

$$C = \frac{X'_\mu + \sqrt{X'^2_\mu + 4X'_\mu X'_1}}{2X'_\mu} = \frac{4,2 + \sqrt{4,2^2 + 4 \cdot 4,2 \cdot 0,086}}{2 \cdot 4,2} = 1,02 \text{ о.е.}$$

Индуктивности рассеяния статора и ротора:

$$L_{\sigma s} = \frac{X_s}{\omega_{\text{сети}}} = \frac{185,3 \cdot 10^{-3}}{314,16} = 0,59 \cdot 10^{-3} \text{ Гн},$$

$$L_{\sigma r} = \frac{X_r}{\omega_{\text{сети}}} = \frac{295,7 \cdot 10^{-3}}{314,16} = 0,94 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}.$$

где $\omega_{\text{сети}} = 2\pi f_{\text{сети}} = 2\pi \cdot 50 = 314,16 \text{ рад/с}$ – круговая частота сети.

Главная индуктивность обмоток статора и ротора

$$L_m = \frac{X_m}{\omega_{\text{сети}}} = \frac{9,23}{314,16} = 29,38 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}.$$

Полные индуктивности статора и ротора:

$$L_s = L_{\sigma s} + L_m = 0,59 \cdot 10^{-3} + 29,38 \cdot 10^{-3} = 29,97 \cdot 10^{-3} \text{ Гн},$$

$$L_r = L_{\sigma r} + L_m = 0,94 \cdot 10^{-3} + 29,38 \cdot 10^{-3} = 30,32 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}.$$

Эквивалентная индуктивность рассеяния, приведенная к статору,

$$L_{\sigma e}^s = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} = \frac{29,97 \cdot 10^{-3} \cdot 30,32 \cdot 10^{-3} - (29,38 \cdot 10^{-3})^2}{30,32 \cdot 10^{-3}} = 1,5 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}.$$

Эквивалентное активное сопротивление двигателя, приведенное к обмотке статора,

$$R_{\sigma e} = R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 = 58,1 \cdot 10^{-3} + 31,7 \cdot 10^{-3} \left(\frac{29,38 \cdot 10^{-3}}{30,32 \cdot 10^{-3}} \right)^2 = 87,86 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}.$$

Определим все фазные величины, для номинального режима, используя T-образную схему замещения.

Полное комплексное сопротивление фазы двигателя

$$\begin{aligned}\bar{Z}_{\text{НОМ}} &= j \cdot X_s + R_s + \frac{jX_m \left(\frac{R_r}{s_{\text{НОМ}}} + jX_r \right)}{jX_m + \frac{R_r}{s_{\text{НОМ}}} + jX_r} = \\ &= j \cdot 185,3 \cdot 10^{-3} + 58,1 \cdot 10^{-3} + \frac{j \cdot 9,23 \cdot \left(\frac{31,7 \cdot 10^{-3}}{0,014} + j \cdot 9,23 \right)}{j \cdot 9,23 + \frac{31,7 \cdot 10^{-3}}{0,014} + j \cdot 9,23} = \\ &= 2,07 + 0,95j = 2,27 \cdot e^{j \cdot 24,6^\circ} \text{ Ом}.\end{aligned}$$

Номинальный комплексный ток фазы статора

$$\bar{I}_{s.\text{НОМ}} = \frac{\bar{U}_{s.\text{НОМ}}}{\bar{Z}_{\text{НОМ}}} = \frac{220 \cdot \sqrt{2} \cdot e^{j \cdot 0^\circ}}{2,27 \cdot e^{j \cdot 24,6^\circ}} = 124,2 + 56,9j = 136,7 \cdot e^{j \cdot -24,6^\circ} \text{ А}.$$

Действующее значение тока статора

$$I_{s.\text{н}} = 136,7 \frac{1}{\sqrt{2}} = 96,6 \text{ А}.$$

Номинальный комплексный ток фазы ротора:

$$\begin{aligned}\bar{I}_{r.\text{н}} &= \bar{I}_{s.\text{НОМ}} \frac{jX_m}{jX_m + \frac{R_r}{s_{\text{НОМ}}} + jX_r} = (124,2 + 56,9j) \frac{j \cdot 9,23}{j \cdot 9,23 + \frac{31,7 \cdot 10^{-3}}{0,014} + j \cdot 9,23} = \\ &= -126,32 + 25,2j = 128,8 \cdot e^{j \cdot -11,3^\circ} \text{ А}.\end{aligned}$$

Действующее значение тока ротора

$$I_{r.\text{н}} = 128,8 \frac{1}{\sqrt{2}} = 91,1 \text{ А}.$$

Электромагнитный момент на валу машины, определенный по T-образной схеме замещения,

$$M_{\text{н.эм.Г}} = \frac{3I_{r.\text{н}}^2 R_r}{\omega_0 s_{\text{ном}}} = \frac{3 \cdot 91,1^2 \cdot 31,7 \cdot 10^{-3}}{157,1 \cdot 0,014} = 358,6 \text{ Нм}.$$

Потокосцепление ротора в номинальном режиме

$$\begin{aligned} \bar{\Psi}_{r.\text{ном}} &= L_r \bar{I}_{r.\text{ном}} + L_m \bar{I}_{s.\text{ном}} = 30,32 \cdot 10^{-3} (-126,32 + 25,2j) + \\ &+ 29,38 \cdot 10^{-3} (124,2 + 56,9j) = -0,18 - j \cdot 0,91 = 0,928 \cdot e^{j \cdot 258,7^\circ} \text{ Вб}. \end{aligned}$$

Амплитуда номинального потокосцепления ротора

$$\Psi_{r.\text{н}} = 0,928 \text{ Вб}.$$

Двухканальная система векторного управления АД типа «Transvektor» строится исходя из принципа подчиненного регулирования координат. Внутренними контурами являются контуры регулирования токов по продольной и поперечной оси. Внешними являются контуры регулирования частоты вращения ротора и потокосцепления ротора.

Рассмотрим процедуру синтеза контура регулирования токов АД. При синтезе пренебрежем влиянием отрицательной обратной связи по ЭДС, что возможно, в случае если синтезируемый контур будет «быстрее» внешних контуров. Также пренебрежем нелинейностью и дискретностью преобразователя частоты, заменив его безинерционным звеном с коэффициентом передачи

$$k_{\text{шип}} = \frac{U_{\text{max.шип}}}{Ref_{\text{max}}} = \frac{220 \cdot \sqrt{2}}{0,5} = 622,25 \text{ В},$$

где $U_{\text{max.шип}} = U_{m.\phi} \cdot \sqrt{2} = 220 \cdot \sqrt{2} = 311,27 \text{ В}$ – максимальное напряжение на выходе ПЧ;

$Ref_{\text{max}} = 0,5 \text{ о.е.}$ – максимальный уровень сигнала задания.

Структурная схема контура регулирования токов, при пренебрежении влиянием обратной отрицательной связи по ЭДС, представлена на рисунке А.1.

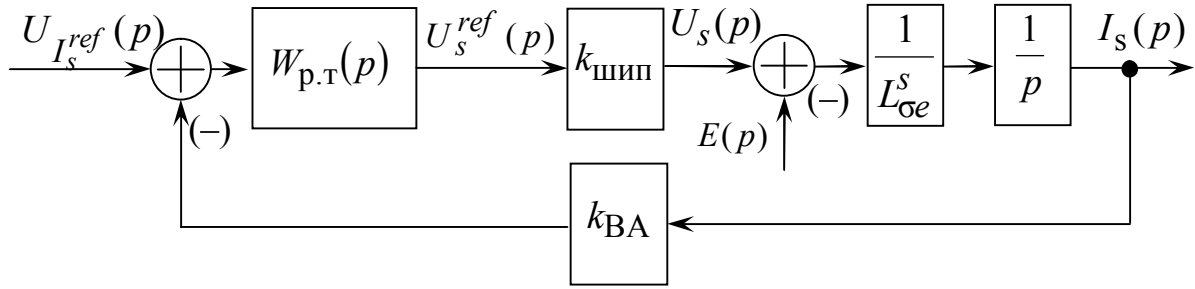


Рисунок А.1

где k_{BA} – коэффициент передачи обратной связи по току,

$$k_{BA} = \frac{Ref_{max}}{I_{s,max}} = \frac{0,5}{212} = 2,36 \cdot 10^{-3} \frac{1}{A},$$

где $I_{s,max} = I_{s,ном} \cdot \sqrt{2} \cdot \lambda_i = 100,1 \cdot \sqrt{2} \cdot 1,5 = 212A$ – максимальный ток статора.

В качестве регулятора тока будем использовать ПИ-регулятор

$$W_{p.t.}(p) = \frac{k_{p.t.п} p + k_{p.t.и}}{p} = k_{p.t.п} + k_{p.t.и} \frac{1}{p},$$

где $k_{p.t.п}$ – коэффициент передачи пропорциональной части регулятора тока;

$k_{p.t.и}$ – коэффициент передачи интегральной части регулятора тока.

При этом передаточная функция замкнутого контура регулирования тока будет иметь вид

$$W_{к.p.t.}(p) = \frac{k_{p.t.и} k_{шип}}{L_{\sigma e}^s} \frac{\frac{k_{p.t.п}}{k_{p.t.и}} p + 1}{p^2 + \frac{k_{BA} k_{шип} k_{p.t.п}}{L_{\sigma e}^s} p + \frac{k_{BA} k_{шип} k_{p.t.и}}{L_{\sigma e}^s}}.$$

Настраивая знаменатель передаточной функции замкнутого контура регулирования тока на характеристический полином второго порядка

$$N_{крт}(p) = p^2 + A_{крт} \Omega_{крт} p + \Omega_{крт}^2,$$

получим следующие формулы для коэффициентов регулятора тока

$$k_{p.t.п} = \frac{A_{крт} \Omega_{крт} L_{\sigma e}^s}{k_{BA} k_{шип}}, \quad k_{p.t.и} = \frac{\Omega_{крт}^2 L_{\sigma e}^s}{k_{BA} k_{шип}}.$$

Выбор собственной частоты синтезируемого контура регулирования тока осуществляется согласно условию разделения частот

$$\Omega_{\text{крт. max}} = \frac{1}{T_{\text{крт}}} \leq \frac{f_{\text{диск}}}{1,5 \cdot 2} = \frac{6000}{1,5} = 4000 \text{ рад/с},$$

где $f_{\text{диск}} = 2f_{\text{ШИМ}} = 2 \cdot 3000 = 6000 \text{ рад/с}$ – частота дискретизации ШИП.

Примем собственную частоту контура регулирования тока равной

$$\Omega_{\text{крт}} = 2\pi \cdot 300 = 1884 \text{ рад/с},$$

и коэффициент формы $A_{\text{крт}} = \sqrt{2}$. Тогда коэффициенты регулятора тока

$$k_{\text{р.т.п}} = \frac{A_{\text{крт}} \Omega_{\text{крт}} L_{\text{ге}}^s}{k_{\text{ВА}} k_{\text{шип}}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 1884 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3}}{622,25 \cdot 2,36 \cdot 10^{-3}} = 2,72 \text{ о.е.},$$

$$k_{\text{р.т.и}} = \frac{\Omega_{\text{крт}}^2 L_{\text{ге}}^s}{k_{\text{ВА}}} = \frac{1884^2 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3}}{622,25 \cdot 2,36 \cdot 10^{-3}} = 3625,6 \frac{1}{\text{с}}.$$

Для регулирования магнитного состояния АД синтезируем замкнутый контур регулирования потокосцепления ротора. Структурная схема контура регулирования потокосцепления ротора представлена на рисунке А.2.

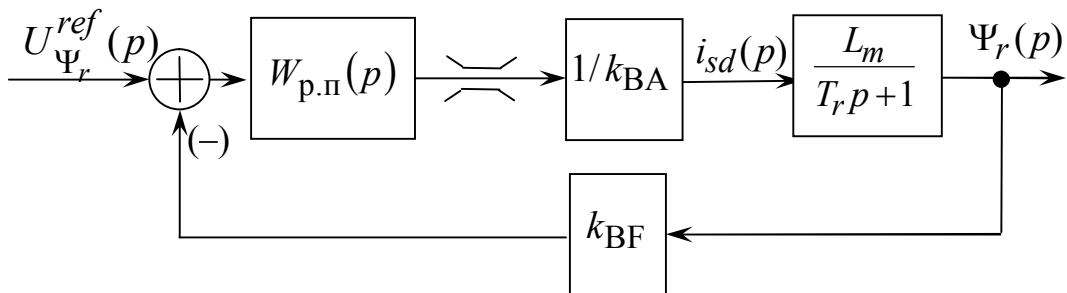


Рисунок А.2

В структурной схеме приняты следующие обозначения:

k_{BF} – коэффициент передачи обратной связи по потокосцеплению,

$$k_{\text{BF}} = \frac{Ref_{\text{max}}}{\Psi_{r.н}} = \frac{0,5}{0,928} = 0,54 \frac{1}{\text{Вб}},$$

где $\Psi_{r.н}$ – номинальное потокосцепление;

T_r – постоянная времени роторной цепи,

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} = \frac{30,32 \cdot 10^{-3}}{31,7 \cdot 10^{-3}} = 0,96 \text{ с.}$$

Настраивая замкнутый контур регулирования потокосцепления ротора как апериодическое звено с собственной частотой пропускания $f_{\text{КРП}} = 10$ Гц, получим пропорционально-интегральный регулятор

$$W_{\text{р.п.}}(p) = k_{\text{р.п.п}} + k_{\text{р.п.и}} \frac{1}{p},$$

где коэффициенты регулятора определяются согласно выражениям

$$k_{\text{р.п.и}} = \frac{2\pi k_{\text{ВА}} f_{\text{КРП}}}{L_m k_{\text{ВФ}}} = \frac{2\pi \cdot 2,36 \cdot 10^{-3} \cdot 10}{29,38 \cdot 10^{-3} \cdot 0,54} = 9,34 \frac{1}{\text{с}},$$

$$k_{\text{р.п.п}} = k_{\text{р.п.и}} T_r = 9,34 \cdot 0,96 = 8,97 \text{ о.е.}$$

Рассмотрим процедуру синтеза контура регулирования частоты вращения АДКЗР. Структурная схема регулирования скорости при номинальном потоке ротора представлена на рисунке А.3.

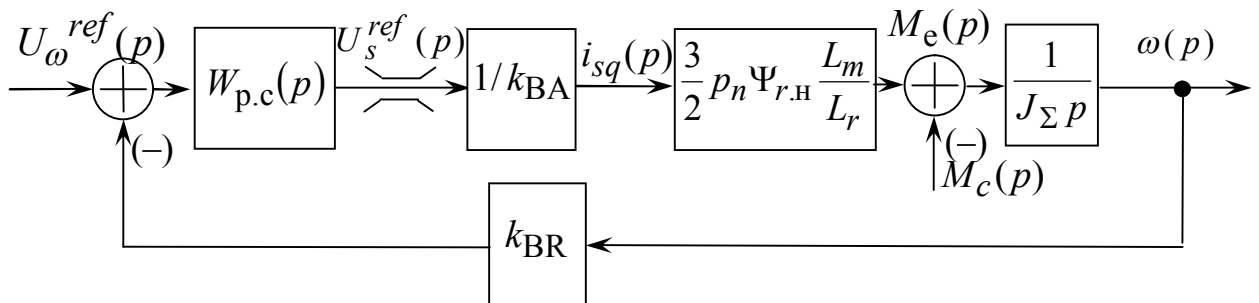


Рисунок А.3

В структурной схеме принято обозначение k_{BR} – коэффициент передачи обратной связи по скорости:

$$k_{\text{BR}} = \frac{\text{Ref}_{\text{max}}}{\omega_{\text{max}}} = \frac{0,5}{154,9} = 3,23 \cdot 10^{-3} \frac{\text{с}}{\text{рад}},$$

Синтез контура регулирования частоты вращения осуществим с помощью метода асимптотических логарифмических амплитуда частотных характеристик.

В качестве желаемой передаточной функции разомкнутого контура регулирования частоты вращения примем следующую передаточную функцию:

$$W_{p.крт.ж}(p) = \frac{\Omega_{крт.л} \Omega_{крт.с} \left(\frac{1}{\Omega_{крт.л}} p + 1 \right)}{p^2 \left(\frac{1}{\Omega_{крт.п}} p + 1 \right)}, \quad (A.1)$$

где $\Omega_{крт.л}$ – левая частота сопряжения желаемой асимптотической желаемой ЛАЧХ разомкнутого контура скорости;

$\Omega_{крт.с}$ – частота среза асимптотической желаемой ЛАЧХ разомкнутого контура скорости, определяющая быстродействия электропривода;

$\Omega_{крт.п}$ – правая частота сопряжения желаемой асимптотической желаемой ЛАЧХ разомкнутого контура скорости, необходима для фильтрации сигнала обратной связи.

Соответствующая асимптотическая ЛАЧХ изображена на рисунке А.4.

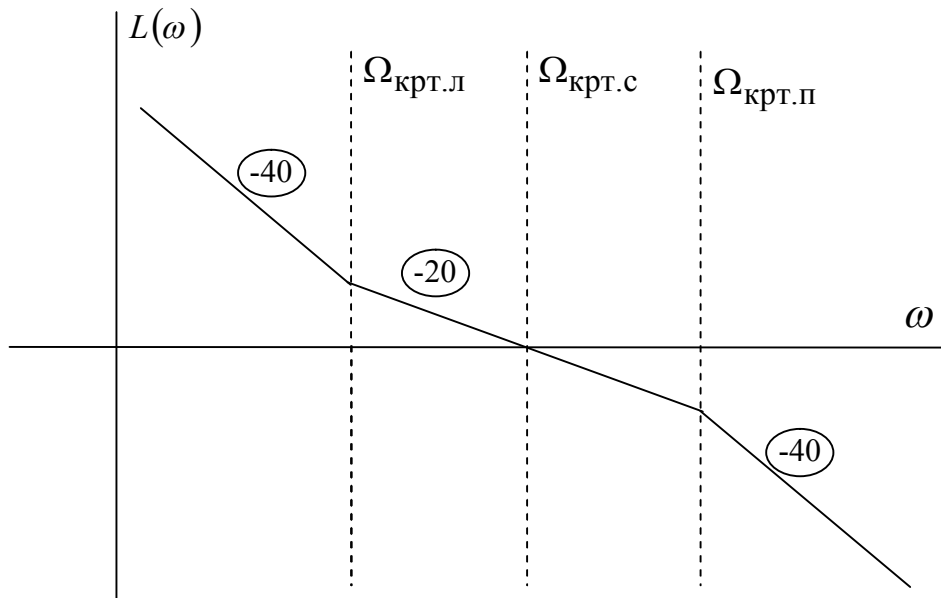


Рисунок А.4

Передаточная функция разомкнутого контура тока имеет вид

$$W_{p.крт.ж}(p) = W_{p.с}(p) \frac{1}{k_{BA}} \frac{3}{2} \Psi_{r.н} k_r \frac{1}{J_{\Sigma}} \frac{1}{p} k_{BR} =$$

$$= \frac{\frac{3}{2} \Psi_{r.н} k_r I_{s.max}}{\omega_{max}} \frac{1}{J_{\Sigma}} \frac{Ref_{max}}{Rel_{max}} \frac{1}{p} W_{p.c}(p) = \frac{M_{max}}{\omega_{max}} \frac{1}{J_{\Sigma}} \frac{Ref_{max}}{Rel_{max}} \frac{1}{p} W_{p.c}(p),$$

где M_{max} – максимальный момент электропривода;

ω_{max} – максимальная частота вращения;

J_{Σ} – суммарный момент инерции электропривода, приведенный к двигателю.

Анализируя уравнение механического движения электропривода

$$J_{\Sigma} \frac{d\omega}{dt} = M - M_c$$

в режиме отсутствия момента сопротивления на валу $M_c = 0$, получим следующее выражение:

$$Tau = \frac{\omega_{max}}{M_{max}} J_{\Sigma},$$

где Tau – параметр, характеризующий инерционность механической части электропривода – время разгона с нуля до максимальной частоты вращения с максимальным динамическим моментом [63].

Тогда передаточная функция разомкнутого контура скорости будет иметь вид

$$W_{p.крт.ж}(p) = W_{p.c}(p) Tau \frac{Ref_{max}}{Rel_{max}} \frac{1}{p}.$$

Приравнивая передаточную функцию разомкнутого контура скорости к желаемой (А.1) получим следующую передаточную функцию регулятора скорости

$$W_{p.c}(p) = \frac{k_{p.c.п} p + k_{p.c.и}}{p} \left(\frac{1}{\Omega_{крт.п}} p + 1 \right),$$

где коэффициенты пропорциональной и интегральной части регулятора определяются согласно следующим выражениям:

$$k_{p.c.п} = Tau \Omega_{крт.с},$$

$$k_{p.c.и} = Tau \Omega_{крт.с} \Omega_{крт.л}.$$

Для уменьшения перерегулирования на вход контура скорости установим фильтр с передаточной функцией:

$$W_{\phi}(p) = \frac{1}{\frac{1}{k_{p.c.и}} p + 1}.$$

Частота среза желаемой ЛАЧХ разомкнутого контура скорости выбирается исходя из требований к быстродействию электропривода по управляющему воздействию. Коэффициент разнесения частоты среза от левой частоты сопряжения $a_{крт.л} = \Omega_{крт.с} / \Omega_{крт.л}$ влияет на перерегулирование по управляющему воздействию и реакцию на возмущение. Чем меньше $a_{крт.л}$, тем больше перерегулирование по управляющему воздействию, но меньше динамическая просадка по возмущению. Коэффициент разнесения правой частоты сопряжения от частоты среза $a_{крт.п} = \Omega_{крт.с} / \Omega_{крт.п}$ также оказывает влияние на качество процессов по управлению и возмущению.

На рисунке А. 5 представлены графики переходных процессов по механической частоте ротора, заданию на токи в системе координат (d, q) , заданиям фазных токов и напряжений при работе в двигательном режиме и абсолютно точной информации о координатах ЭП. Электропривод отрабатывает следующие режимы: намагничивание двигателя, разгон без нагрузки на частоту $3\omega_{ном}/4$, наброс номинальной нагрузки, сброс нагрузки. Все величины представлены в относительных единицах.

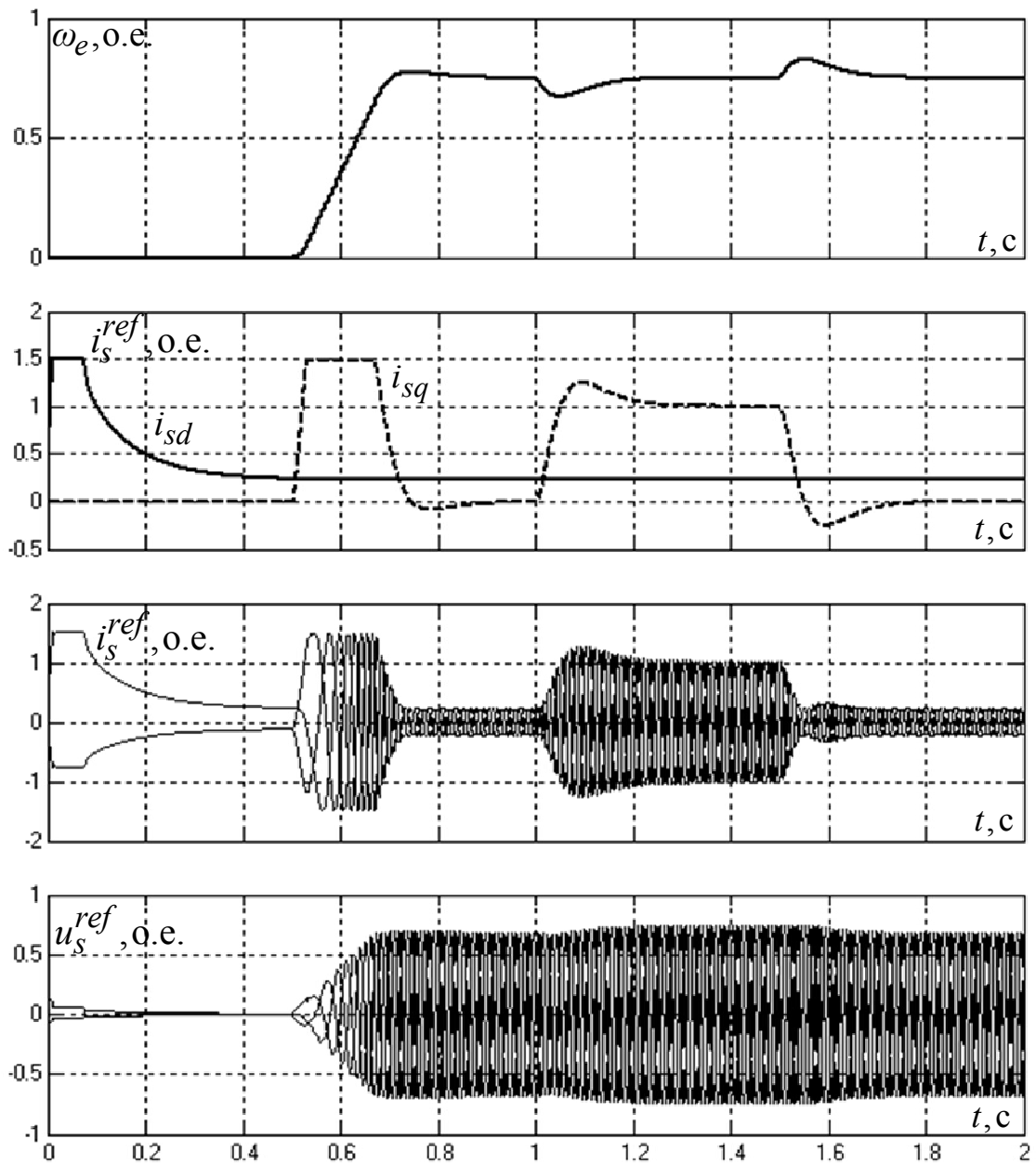


Рисунок А.5

Как видно из графиков переходных процессов, система векторного управления синтезирована верно и обеспечивает требуемые режимы работы ЭП.

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

Параметры СДПМ, используемой для цифрового моделирования:

Номинальное напряжение статора $U_{\text{НОМ}} = 220 \text{ В}$,

Номинальная частота питания $f_{e.\text{НОМ}} = 500 \text{ Гц}$,

Номинальный ток статора $I_{\text{НОМ}} = 270 \text{ А}$,

Потокосцепление от постоянных магнитов $\Psi_{\mu} = 0,091 \text{ Вб}$,

Активное сопротивление статора $R_s = 0,04 \text{ Ом}$,

Индуктивность обмотки статора по продольной и поперечной оси
 $L_d = L_q = 0,11 \text{ мГн}$,

Суммарный момент инерции на валу $J = 0,46 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$.

Система векторного управления СДПМ строится исходя из принципа подчиненного регулирования. Внутренними контурами являются контуры регулирования токов по продольной и поперечной оси. Внешним является контур регулирования частоты вращения ротора.

Рассмотрим процедуру синтеза контура регулирования токов СДПМ. При синтезе пренебрежем влиянием отрицательной обратной связи по ЭДС, что возможно, в случае если синтезируемый контур будет «быстрее» внешних контуров. Также пренебрежем нелинейностью и дискретностью преобразователя частоты, заменив его безинерционным звеном с коэффициентом передачи

$$k_{\text{ШИП}} = \frac{U_{\text{max.шип}}}{\text{Ref}_{\text{max}}} = \frac{220 \cdot \sqrt{2}}{0,5} = 622,25 \text{ В},$$

где $U_{\text{max.шип}} = U_{\text{ф}} \cdot \sqrt{2} = 220 \cdot \sqrt{2} = 311,27 \text{ В}$ – максимальное напряжение на выходе ПЧ;

$\text{Ref}_{\text{max}} = 0,5 \text{ о.е.}$ – максимальный уровень сигнала задания.

Структурная схема контура регулирования токов, при пренебрежении влиянием обратной отрицательной связи по ЭДС, представлена на рисунке Б.1.

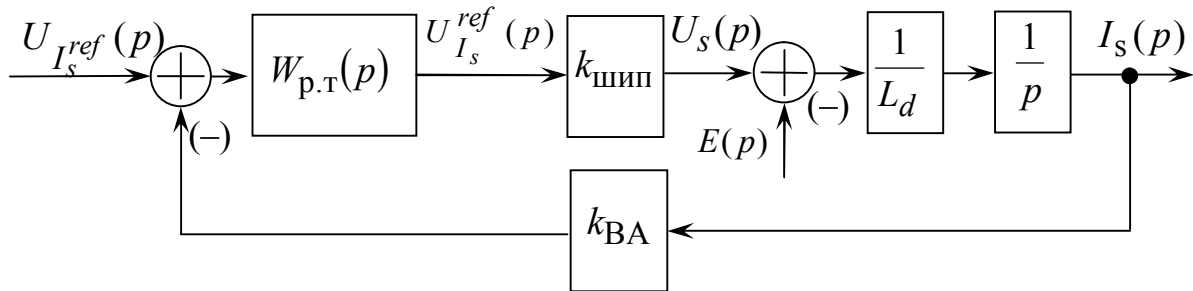


Рисунок Б.1

где k_{BA} – коэффициент передачи обратной связи по току

$$k_{BA} = \frac{Ref_{max}}{I_{s,max}} = \frac{0,5}{572,8} = 0,83 \cdot 10^{-3} \frac{1}{A},$$

где $I_{s,max} = I_{s,ном} \cdot \sqrt{2} \cdot \lambda_i = 270 \cdot \sqrt{2} \cdot 1,5 = 572,8$ А – максимальный ток статора.

В качестве регулятора тока будем использовать ПИ-регулятор

$$W_{p.t.}(p) = \frac{k_{p.t.п} p + k_{p.t.и}}{p} = k_{p.t.п} + k_{p.t.и} \frac{1}{p},$$

$k_{p.t.п}$ – коэффициент передачи пропорциональной части регулятора тока;

$k_{p.t.и}$ – коэффициент передачи интегральной части регулятора тока.

При этом передаточная функция замкнутого контура регулирования тока будет иметь вид

$$W_{к.р.т.}(p) = \frac{k_{p.t.и} k_{шип}}{L_d} \frac{\frac{k_{p.t.п}}{k_{p.t.и}} p + 1}{p^2 + \frac{k_{BA} k_{шип} k_{p.t.п}}{L_d} p + \frac{k_{BA} k_{шип} k_{p.t.и}}{L_d}}.$$

Настраивая знаменатель передаточной функции замкнутого контура регулирования тока на характеристический полином второго порядка

$$N_{крт}(p) = p^2 + A_{крт} \Omega_{крт} p + \Omega_{крт}^2,$$

получим следующие формулы для коэффициентов регулятора тока:

$$k_{p.t.п} = \frac{A_{крт} \Omega_{крт} L_d}{k_{BA} k_{шип}}, \quad k_{p.t.и} = \frac{\Omega_{крт}^2 L_d}{k_{BA} k_{шип}}.$$

Выбор собственной частоты синтезируемого контура регулирования тока осуществляется согласно условию разделения частот

$$\Omega_{крт.мах} = \frac{1}{T_{крт}} \leq \frac{f_{диск}}{1,5..2} = \frac{14000}{1,5} = 9333 \text{ рад/с},$$

где $f_{диск} = 2f_{ШИМ} = 2 \cdot 7500 = 14000$ рад/с – частота дискретизации ШИП.

Примем собственную частоту контура регулирования тока

$$\Omega_{крт} = 2\pi \cdot 300 = 1884 \text{ рад/с},$$

и коэффициент формы $A_{крт} = \sqrt{2}$. Тогда коэффициенты регулятора тока

$$k_{p.t.п} = \frac{A_{крт} \Omega_{крт} L_d}{k_{BA} k_{шип}} = \frac{\sqrt{2} \cdot 1884 \cdot 0,11 \cdot 10^{-3}}{622,25 \cdot 0,83 \cdot 10^{-3}} = 0,568 \text{ о.е.},$$

$$k_{p.t.и} = \frac{\Omega_{крт}^2 L_d}{k_{BA}} = \frac{1884^2 \cdot 0,11 \cdot 10^{-3}}{622,25 \cdot 0,83 \cdot 10^{-3}} = 755,98 \frac{1}{\text{с}}.$$

Рассмотрим процедуру синтеза контура регулирования частоты вращения СДПМ. Структурная схема регулирования скорости представлена на рисунке Б.2.

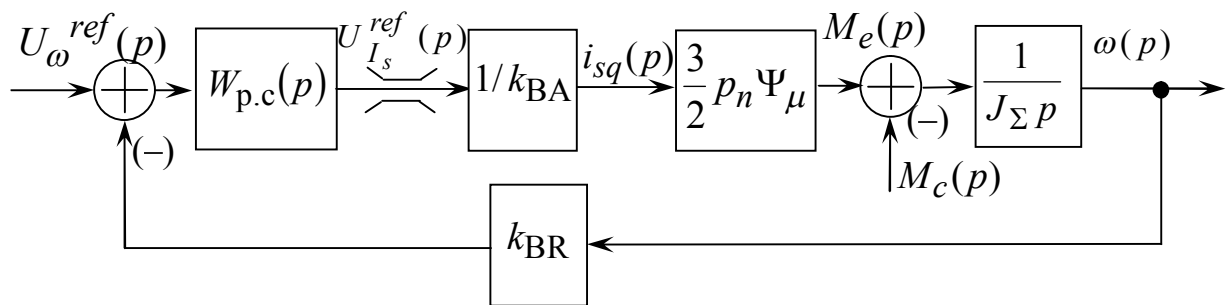


Рисунок Б.2

В структурной схеме k_{BR} – коэффициент передачи обратной связи по скорости:

$$k_{BR} = \frac{Ref_{max}}{\omega_{max}} = \frac{0,5}{154,9} = 3,23 \cdot 10^{-3} \frac{с}{рад},$$

Синтез контура регулирования частоты вращения осуществим аналогично контуру регулирования частоты вращения АД, см. приложение А. Соответственно, коэффициенты передачи регулятора скорости СДПМ

$$k_{p.c.п} = Tау\Omega_{крт.с},$$

$$k_{p.c.и} = Tау\Omega_{крт.с}\Omega_{крт.л}.$$

Для уменьшения перерегулирования на вход контура скорости установим фильтр с передаточной функцией

$$W_{\phi}(p) = \frac{1}{\frac{1}{k_{p.c.и}} p + 1}.$$

Как правило, регулирование неявнополюсных СДПМ осуществляется с нулевым током по продольной оси $i_{sd}^{ref} = 0$. При $L_d \neq L_q$ с помощью регулирования тока по продольной оси может осуществляться оптимизация режимов работы электропривода по различным критериям, например по критерию минимума тока статора или минимума потерь в машине [64].

Для работы во второй зоне регулирования или при нехватке напряжения звена постоянного тока необходимо регулировать ЭДС вращения

$$\begin{cases} e_d = -\omega_e L_q i_{sq}, \\ e_q = \omega_e (L_d i_{sd} + \Psi_{\mu}). \end{cases}$$

Путем формирования отрицательного тока по продольной оси уменьшается потокосцепление статора, и соответственно ЭДС вращения. Проводя аналогию с АД можно говорить об «намагничивающем» и «размагничивающем» токе по продольной оси. Естественно здесь идет речь о регулирование именно поля статора, а не поля от постоянных магнитов. Для зависимого ослабления поля статора при переходе во вторую зону необходимо организовать контур ослабления поля, который ограничивает амплитуду задания на вектор напряжения статора. При не-

хватке напряжения будет осуществляться автоматическое формирование «размагничивающего» тока статора по продольной оси.

Расчетная структурная схема контура зависимого ослабления поля представлена на рисунке Б.3.

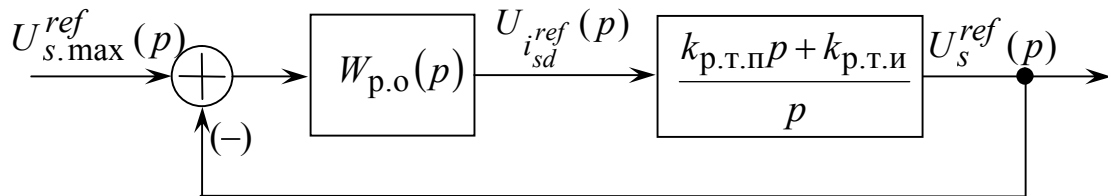


Рисунок Б.3

Передаточную функцию регулятора зависимого ослабления выберем состоящую из ПИ-регулятора и апериодического звена, компенсирующего форсирующий числитель ПИ-регулятора тока:

$$W_{p.o}(p) = \frac{k_{p.o.п} p + k_{p.o.и}}{p} \frac{1}{\frac{k_{p.t.п}}{k_{p.t.и}} p + 1}.$$

В этом случае передаточная функция замкнутого контура зависимого ослабления имеет вид

$$W_{к.о}(p) = \frac{k_{p.o.п} p + k_{p.o.и}}{p^2 + k_{p.t.и} k_{p.o.п} p + k_{p.t.и} k_{p.o.и}}.$$

Настраивая знаменатель передаточной функции на полином второго порядка с частотой пропускания $\Omega_{к.о}$ и коэффициентом формы $A_{к.о}$, получим следующие выражения для коэффициентов регулятора зависимого ослабления поля:

$$k_{p.o.и} = \frac{\Omega_{к.о}^2}{k_{p.t.и}}, \quad k_{p.o.п} = A_{к.о} \Omega_{к.о}^2.$$

Уровень входного сигнала контура зависимого ослабления поля примем равным

$$U_{s.max}^{ref}(p) = 0,95 Ref_{max} = 0,95 \cdot 0,5 = 0,475 \text{ о.е.}$$

На рисунке Б.4 представлены графики переходных процессов по механической частоте ротора, заданию на токи в системе координат (d, q) , заданиям фазных токов и напряжений при работе в двигательном режиме и абсолютно точной информации о координатах ЭП. Электропривод обрабатывает следующие режимы: намагничивание двигателя, разгон без нагрузки на частоту $3\omega_{\text{НОМ}}/4$, наброс номинальной нагрузки, сброс нагрузки, последующий выход на частоту $3\omega_{\text{НОМ}}/2$. Все величины представлены в относительных единицах.

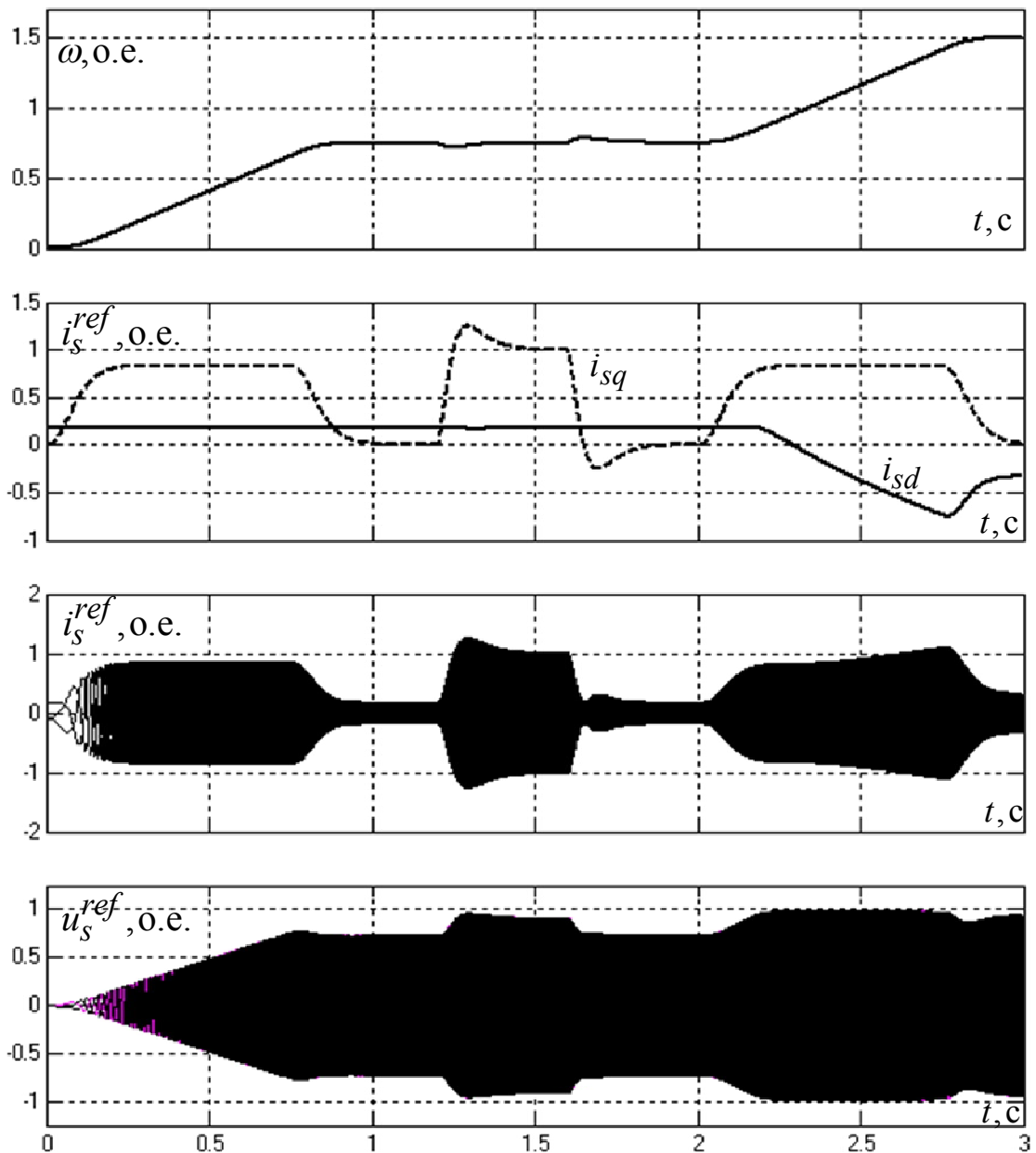


Рисунок Б.4

Как видно из графиков переходных процессов, система векторного управления синтезирована верно и обеспечивает требуемые режимы работы ЭП.

ПРИЛОЖЕНИЕ В

Основные технические характеристики двигателя 4АНК355М4У3 [62] представлены в таблице В.1.

Таблица В.1

Мощность	400 кВт
Синхронная частота вращения	1500 об/мин
Номинальное скольжение	2 %
Номинальный ток статора	415 А
Номинальное линейное напряжение статора	380 В
Номинальный ток ротора	404 А
Номинальная линейная ЭДС ротора	505 В
Момент инерции	7 кгм ²

Параметры Г-образной схемы замещения в относительных единицах [62]:

$$X'_{\mu} = 4,8 \text{ о.е.},$$

$$R'_1 = 0,019 \text{ о.е.}, \quad X'_1 = 0,12 \text{ о.е.},$$

$$R''_2 = 0,02 \text{ о.е.}, \quad X''_2 = 0,14 \text{ о.е.},$$

Так как параметры схемы замещения фазы двигателя X'_{μ} , R'_1 , X'_1 , R''_2 , X''_2 – приведены в относительных единицах, необходимо перейти к их абсолютным значениям, для этого определим номинальный ток статора

$$I_{S.\text{НОМ}} = \frac{P_{\text{НОМ}}}{3U_{\text{НОМ}} \eta \cos \phi} = \frac{440 \cdot 10^3}{3 \cdot 280 \cdot 0,94 \cdot 0,9} = 414,7 \text{ А}.$$

Следовательно, полное комплексное сопротивление двигателя

$$Z = \frac{U_{\text{НОМ}}}{I_{S.\text{НОМ}}} = \frac{380}{414,7} = 0,92 \text{ Ом}.$$

Тогда параметры Т-образной схемы замещения определяется как

$$R_s = \frac{1}{C} R_1' Z = \frac{1}{1,02} \cdot 0,019 \cdot 0,92 = 16,9 \cdot 10^{-3} \text{ Ом},$$

$$R_r = \frac{1}{C^2} R_2' Z = \frac{1}{1,02^2} \cdot 0,02 \cdot 0,92 = 17,5 \cdot 10^{-3} \text{ Ом},$$

$$X_s = \frac{1}{C} X_1' Z = \frac{1}{1,02} \cdot 0,12 \cdot 0,92 = 107,3 \cdot 10^{-3} \text{ Ом},$$

$$X_r = \frac{1}{C^2} X_2'' Z = \frac{1}{1,02^2} \cdot 0,14 \cdot 0,92 = 122,2 \cdot 10^{-3} \text{ Ом},$$

$$X_m = X_\mu' Z = 4,8 \cdot 0,92 = 4,39 \text{ Ом},$$

где C – коэффициент приведения сопротивлений

$$C = \frac{X_\mu' + \sqrt{X_\mu'^2 + 4X_\mu' X_1'}}{2X_\mu'} = \frac{4,8 + \sqrt{4,8^2 + 4 \cdot 4,8 \cdot 0,12}}{2 \cdot 4,8} = 1,02 \text{ о.е.}$$

Индуктивности рассеяния статора и ротора

$$L_{\sigma s} = \frac{X_s}{\omega_{\text{сети}}} = \frac{103,7 \cdot 10^{-3}}{314,16} = 0,34 \cdot 10^{-3} \text{ Гн},$$

$$L_{\sigma r} = \frac{X_r}{\omega_{\text{сети}}} = \frac{122,2 \cdot 10^{-3}}{314,16} = 0,38 \cdot 10^{-3} \text{ Гн},$$

где $\omega_{\text{сети}} = 2\pi f_{\text{сети}} = 2\pi \cdot 50 = 314,16 \text{ рад/с}$ – круговая частота сети.

Взаимная индуктивность обмоток статора и ротора

$$L_m = \frac{X_m}{\omega_{\text{сети}}} = \frac{4,39}{314,16} = 13,99 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}.$$

Полные индуктивности статора и ротора

$$L_s = L_{\sigma s} + L_m = 0,34 \cdot 10^{-3} + 13,99 \cdot 10^{-3} = 14,34 \cdot 10^{-3} \text{ Гн},$$

$$L_r = L_{\sigma r} + L_m = 0,38 \cdot 10^{-3} + 13,99 \cdot 10^{-3} = 14,38 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}.$$

Эквивалентная индуктивность рассеяния, приведенная к статору,

$$L_{\sigma e}^s = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} = \frac{14,38 \cdot 10^{-3} \cdot 14,34 \cdot 10^{-3} - (13,99 \cdot 10^{-3})^2}{14,38 \cdot 10^{-3}} = 720 \cdot 10^{-6} \text{ Гн.}$$

Эквивалентная индуктивность рассеяния, приведенная к ротору,

$$L_{\sigma e}^r = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_s} = \frac{14,38 \cdot 10^{-3} \cdot 14,34 \cdot 10^{-3} - (13,99 \cdot 10^{-3})^2}{14,34 \cdot 10^{-3}} = 723 \cdot 10^{-6} \text{ Гн.}$$

Определим все фазные величины, для номинального режима, используя T-образную схему замещения.

Полное комплексное сопротивление фазы двигателя

$$\begin{aligned} \bar{Z}_{\text{НОМ}} &= j \cdot X_s + R_s + \frac{jX_m \left(\frac{R_r}{s_{\text{НОМ}}} + jX_r \right)}{jX_m + \frac{R_r}{s_{\text{НОМ}}} + jX_r} = \\ &= j \cdot 117,1 \cdot 10^{-3} + 16,9 \cdot 10^{-3} + \frac{j \cdot 4,39 \cdot \left(\frac{17,5 \cdot 10^{-3}}{0,02} + j \cdot 4,39 \right)}{j \cdot 4,39 + \frac{17,5 \cdot 10^{-3}}{0,02} + j \cdot 4,39} = \\ &= 0,81 + 0,38j = 0,89 \cdot e^{j \cdot 25,1^\circ} \text{ Ом.} \end{aligned}$$

Номинальный комплексный ток фазы статора

$$\bar{I}_{s.\text{НОМ}} = \frac{\bar{U}_{s.\text{НОМ}}}{\bar{Z}_{\text{НОМ}}} = \frac{380 \cdot \sqrt{2} \cdot e^{j \cdot 0^\circ}}{0,89 \cdot e^{j \cdot 25,1^\circ}} = 542,1 - 253,3j = 598,3 \cdot e^{j \cdot -22,1^\circ} \text{ А.}$$

Действующее значение тока статора

$$I_{s.\text{н}} = 598,3 \frac{1}{\sqrt{2}} = 423,1 \text{ А.}$$

Номинальный комплексный ток фазы ротора

$$\begin{aligned} \bar{I}_{r.\text{н}} &= \bar{I}_{s.\text{НОМ}} \frac{jX_m}{jX_m + \frac{R_r}{s_{\text{НОМ}}} + jX_r} = (542,1 - 253,3j) \frac{4,39j}{4,39j + \frac{17,5 \cdot 10^{-3}}{0,02} + 4,39j} = \\ &= -554,32 + 139,3j = 571,8 \cdot e^{j \cdot -14,1^\circ} \text{ А.} \end{aligned}$$

Действующее значение тока ротора

$$I_{r.H} = 517,8 \frac{1}{\sqrt{2}} = 404,2 \text{ А.}$$

Электромагнитный момент на валу машины, определенный по Т-образной схеме замещения

$$M_{H.ЭМ.Т} = \frac{3I_{r.H}^2 R_r}{\omega_0 s_{НОМ}} = \frac{3 \cdot 40,4^2 \cdot 17,5 \cdot 10^{-3}}{157,1 \cdot 0,02} = 2669,3 \text{ Нм.}$$

ПРИЛОЖЕНИЕ Г

Модель электропривода АДКЗР при полных измерениях координат в среде MATLAB/Simulink представлена на рисунке Г.1.

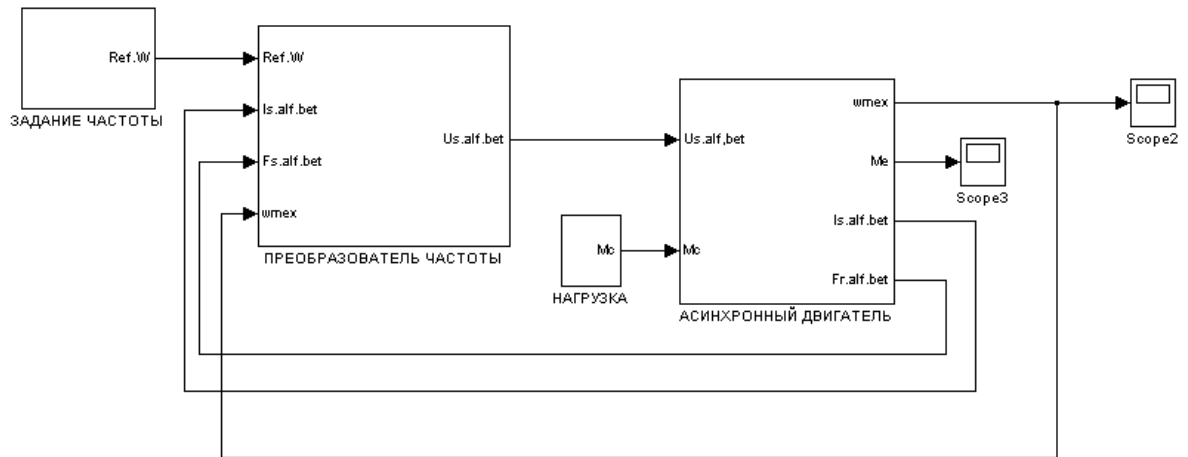


Рисунок Г.1

Используемая модель алгоритмы управления при полных измерениях представлена на рисунке Г.2.

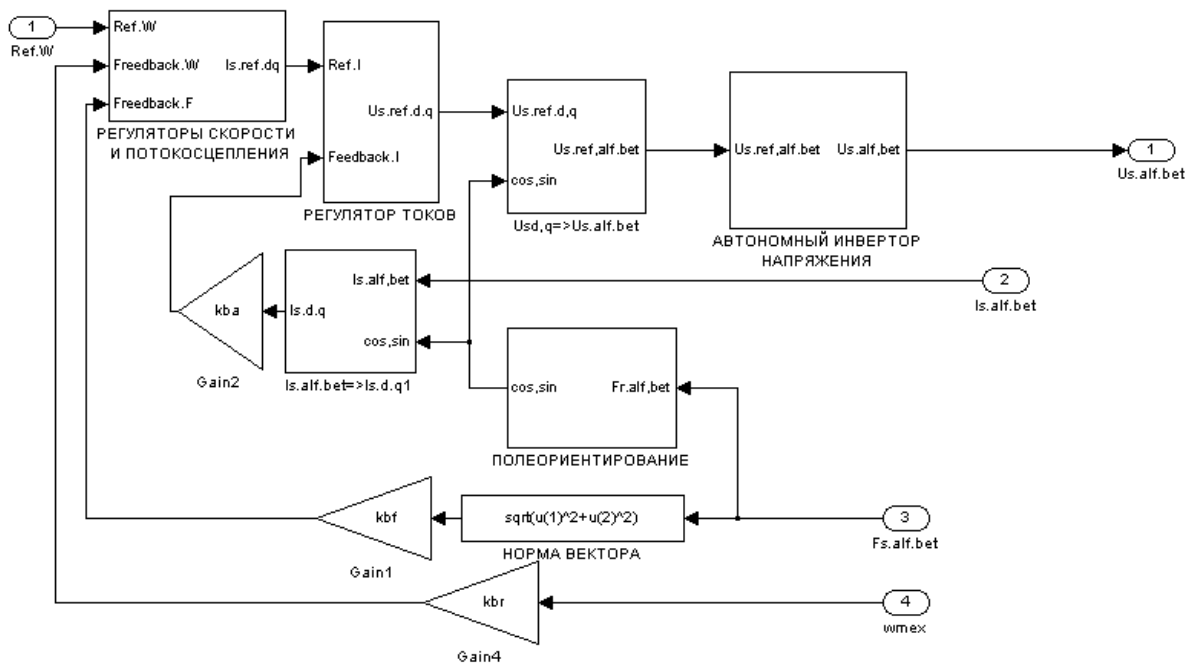


Рисунок Г.2

Структурная схема асинхронного электродвигателя с короткозамкнутым ротором в системе координат (α, β) представлена на рисунке Г.3.

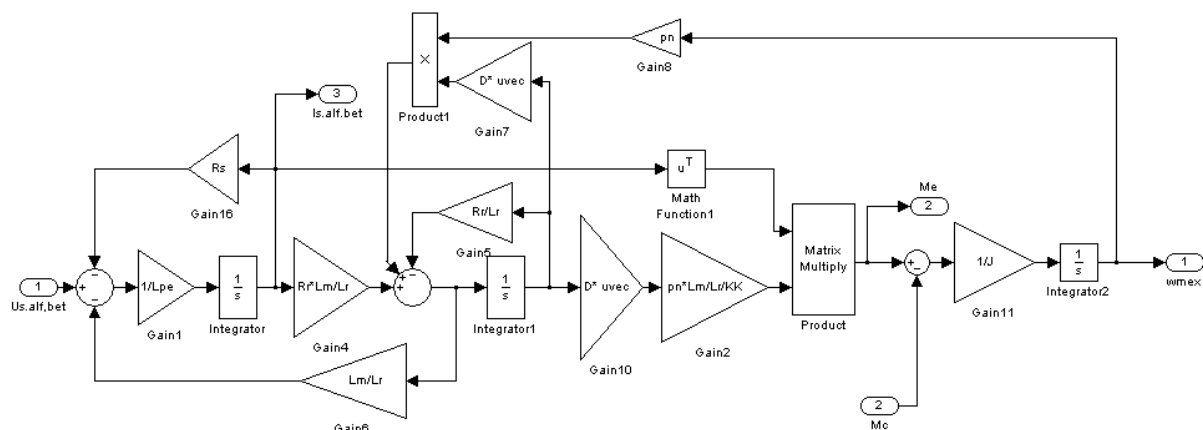


Рисунок Г.3

Модель регуляторов скорости и потокосцепления ротора в среде MATLAB/Simulink представлена на рисунке Г.4.

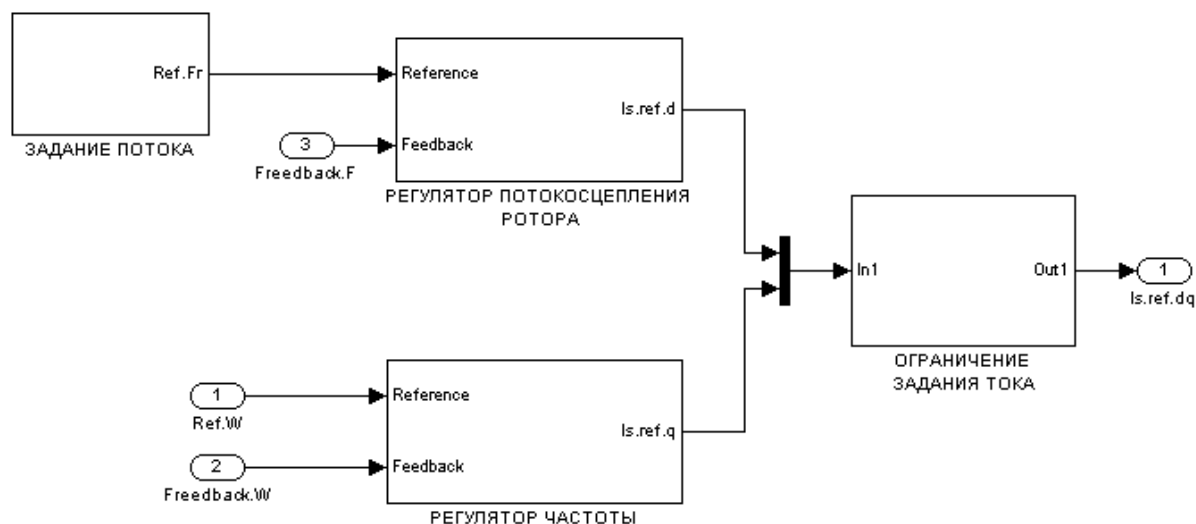


Рисунок Г.4

На рисунке Г.5 изображена структурная схема регуляторов тока.

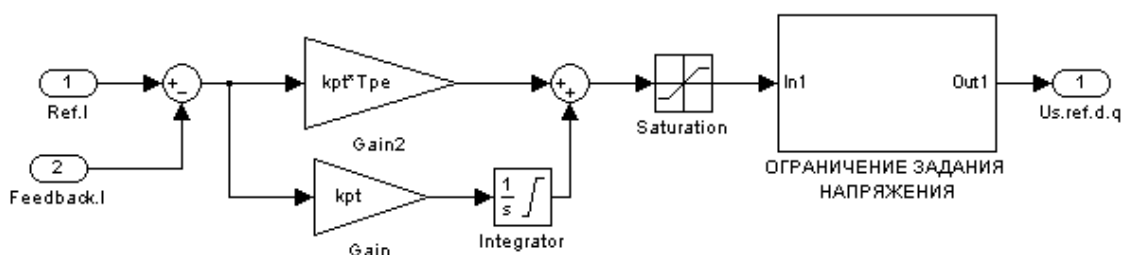


Рисунок Г.5

Бездатчиковый вариант ЭП с АДКЗР используемый при моделировании представлен на рисунке Г.6.

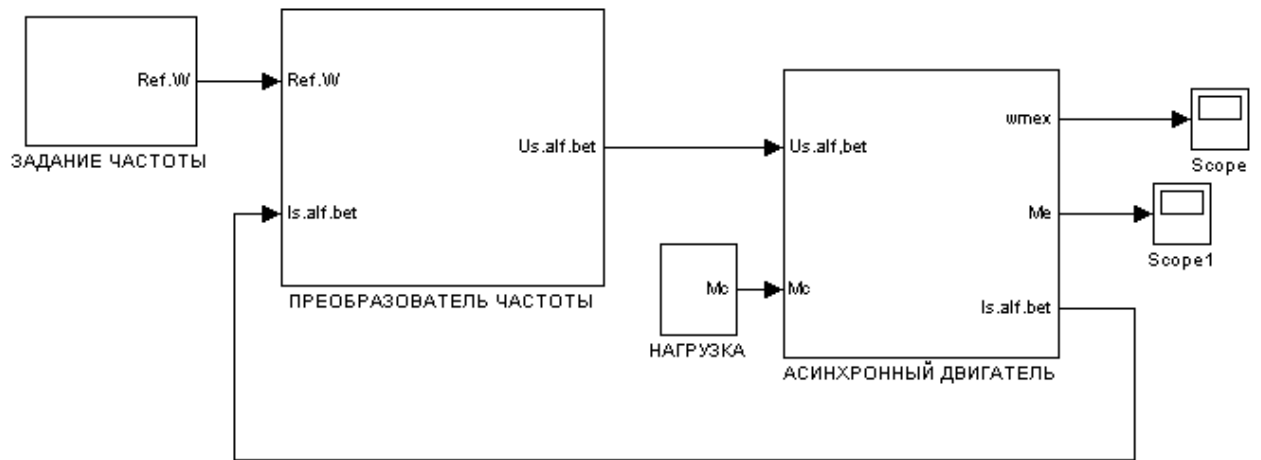


Рисунок Г.6

Модель «бездатчикового» алгоритма векторного управления в среде MATLAB/Simulink представлена на рисунке Г.7.

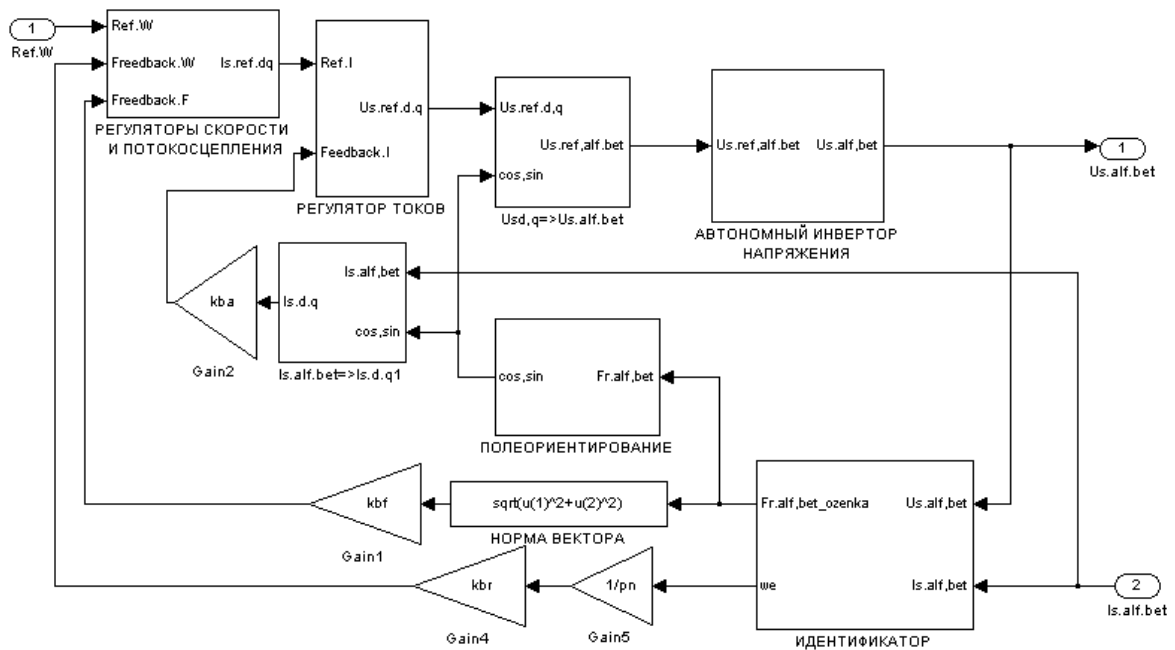


Рисунок Г.7

На рисунке Г.8 изображена модель алгоритма MRAS.

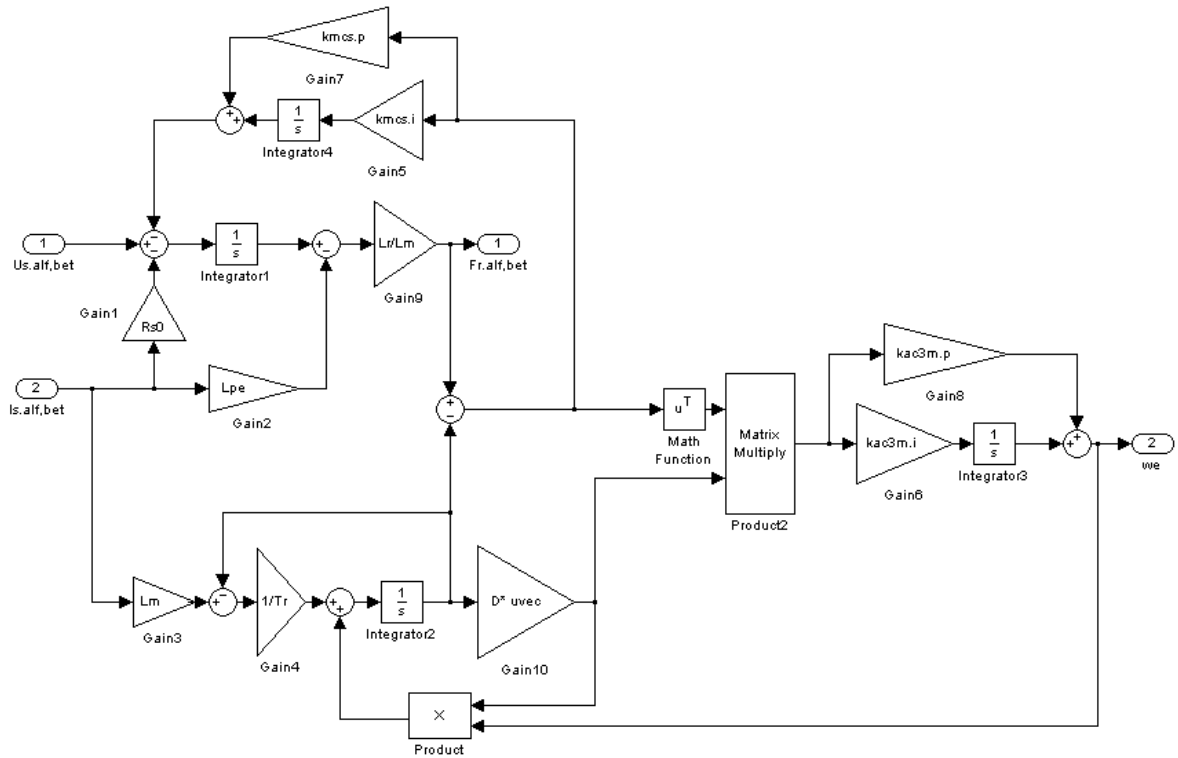


Рисунок Г.8

Модель адаптивной системы с НПП представлена на рисунке Г.9.

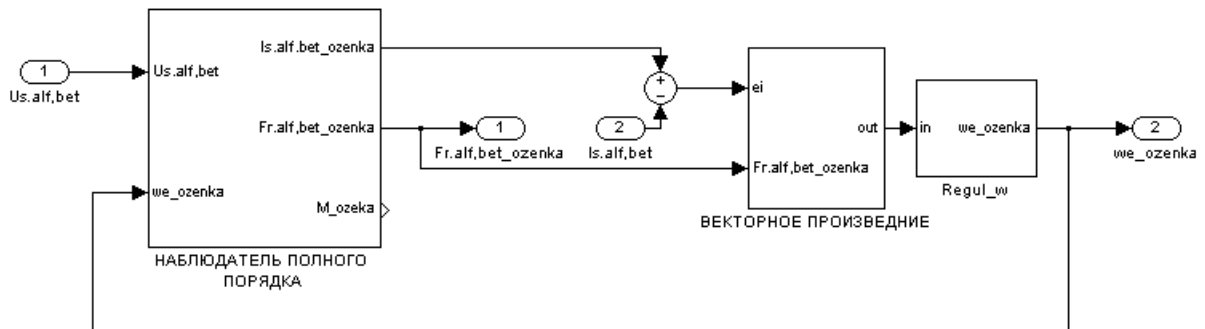


Рисунок Г.9

Наблюдателя полного порядка АДКЗР при нулевой «стабилизирующей» добавке изображена на рисунке Г.10.

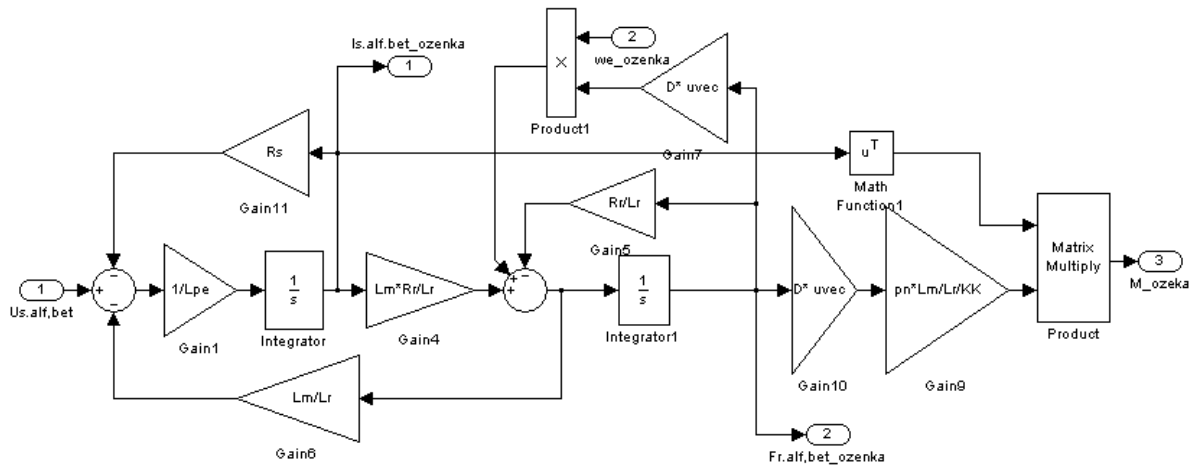


Рисунок Г.10

На рисунке Г.11 изображена модель предлагаемого идентификатора среде MATLAB/Simulink, построенного на базе наблюдателя полного порядка.

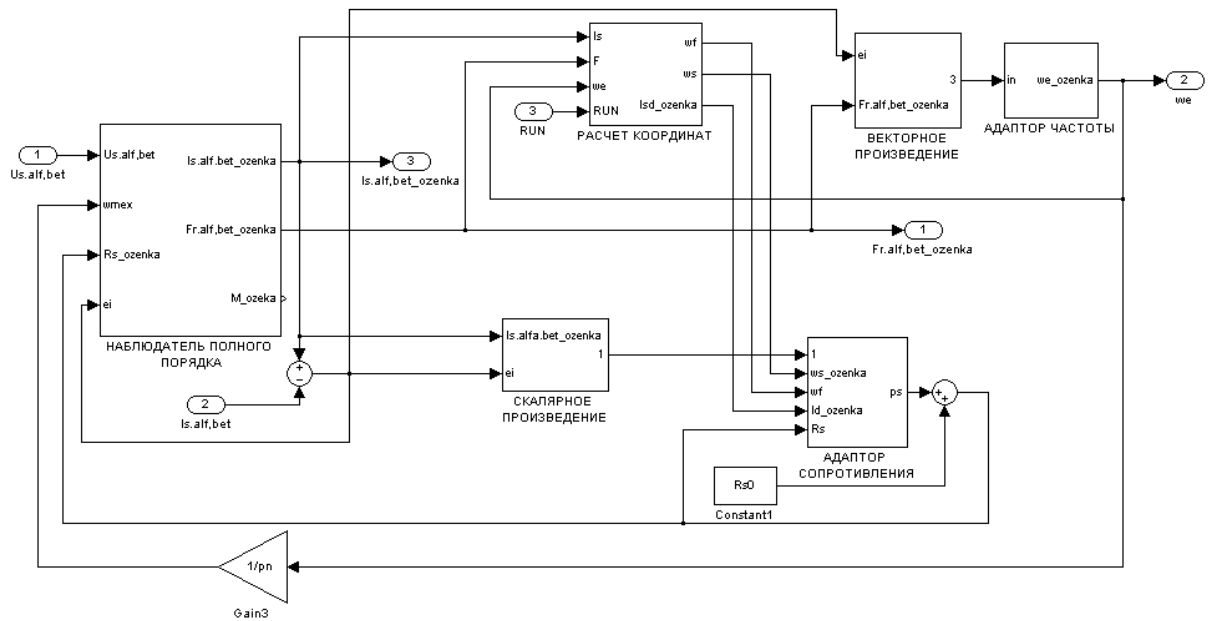


Рисунок Г.11

Модель наблюдателя полного порядка с предлагаемой «стабилизирующей» добавкой (3.10), представлена на рисунке Г.12.

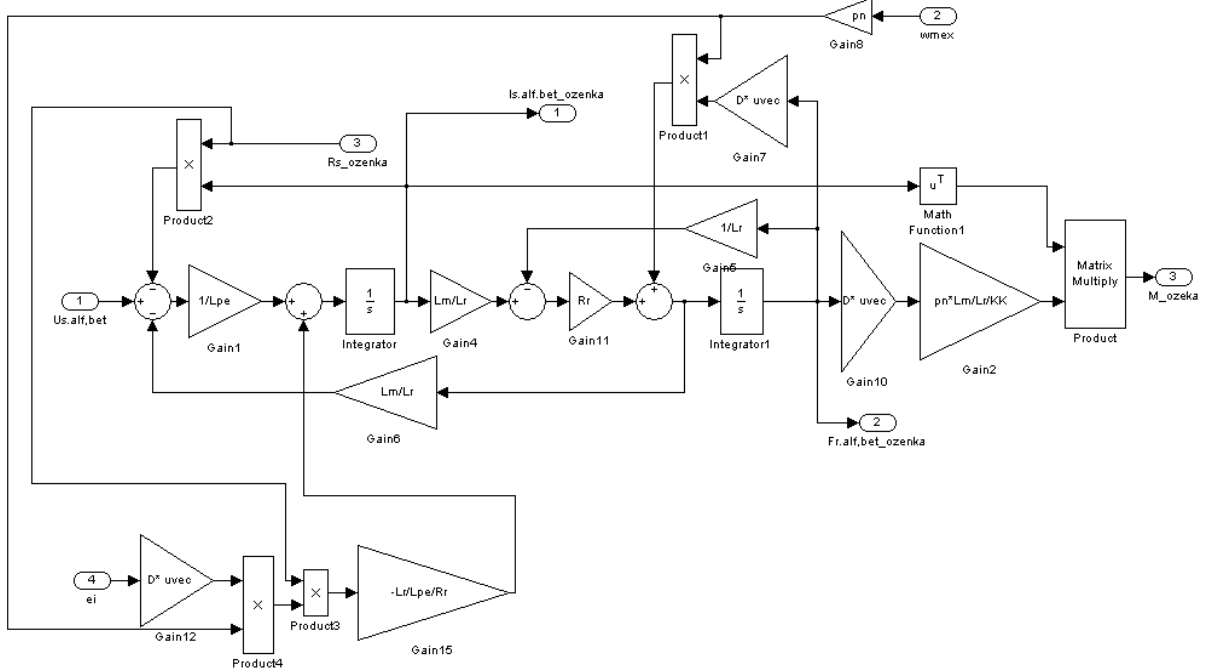


Рисунок Г.12

Блок линеаризации зависимости $\varepsilon_{i1} \hat{i}_{s1}(\rho)$ изображен на рисунке Г.13.

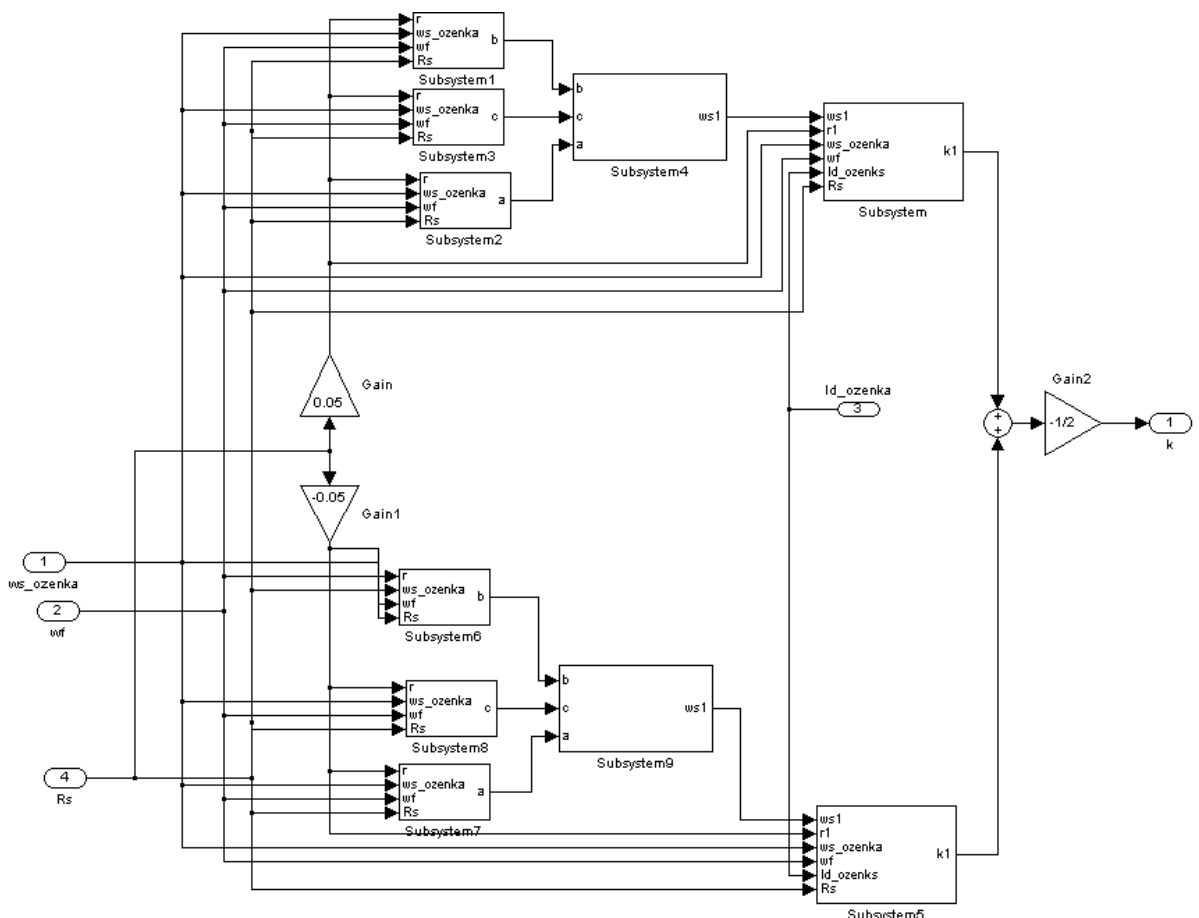


Рисунок Г.13

Датчиковый электропривод с СДПМ представлен на рисунке Г.14.

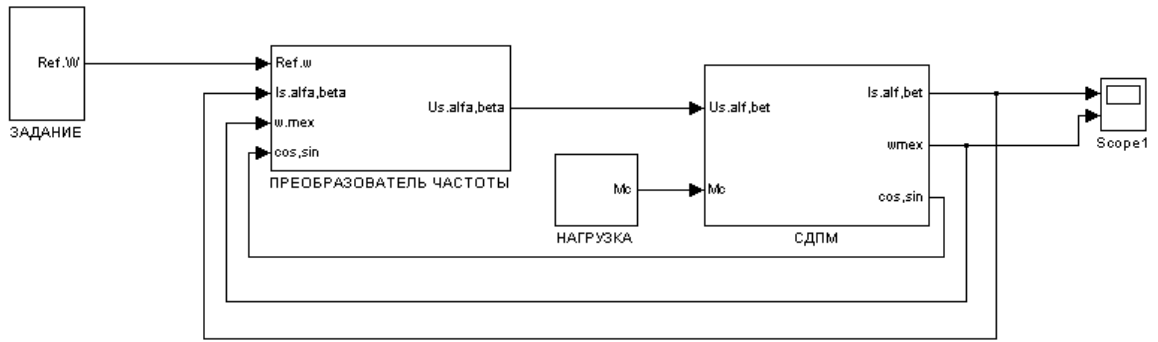


Рисунок Г.14

Модель алгоритма управления СДПМ при полных измерениях в среде изображена на рисунке Г.15.

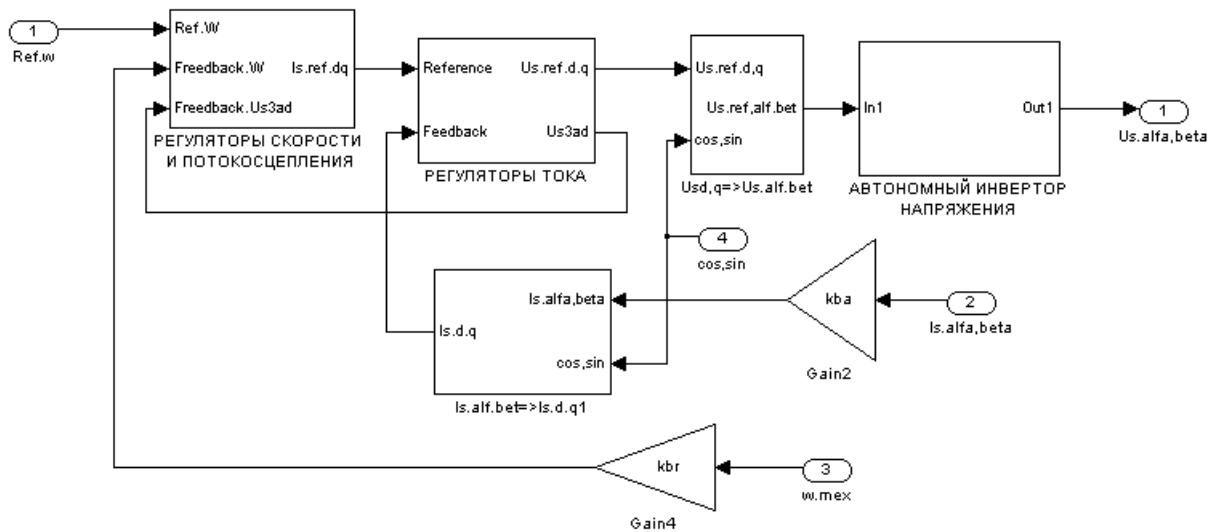


Рисунок Г.15

На рисунке Г.16 представлен алгоритм формирования заданий токов по продольной и поперечным осям СДПМ при зависимом ослаблении поля.

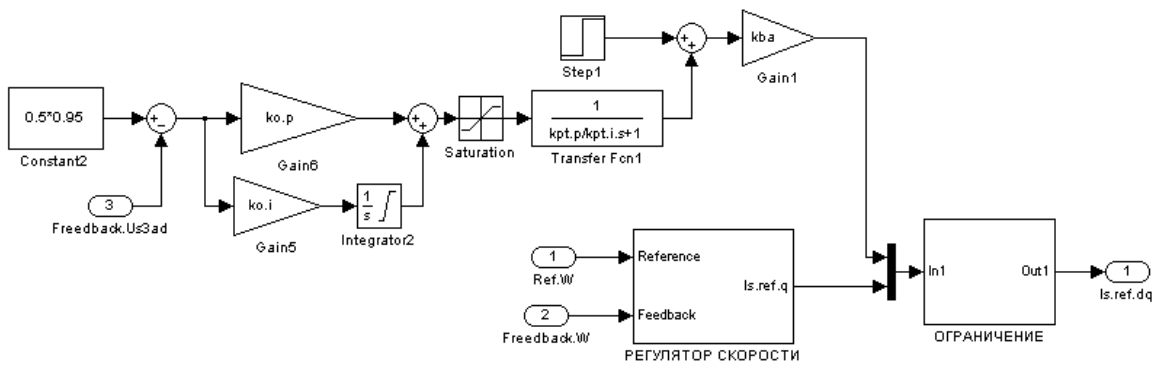


Рисунок Г.16

Модель СДПМ в неподвижной системе координат в среде изображена на рисунке Г.17.

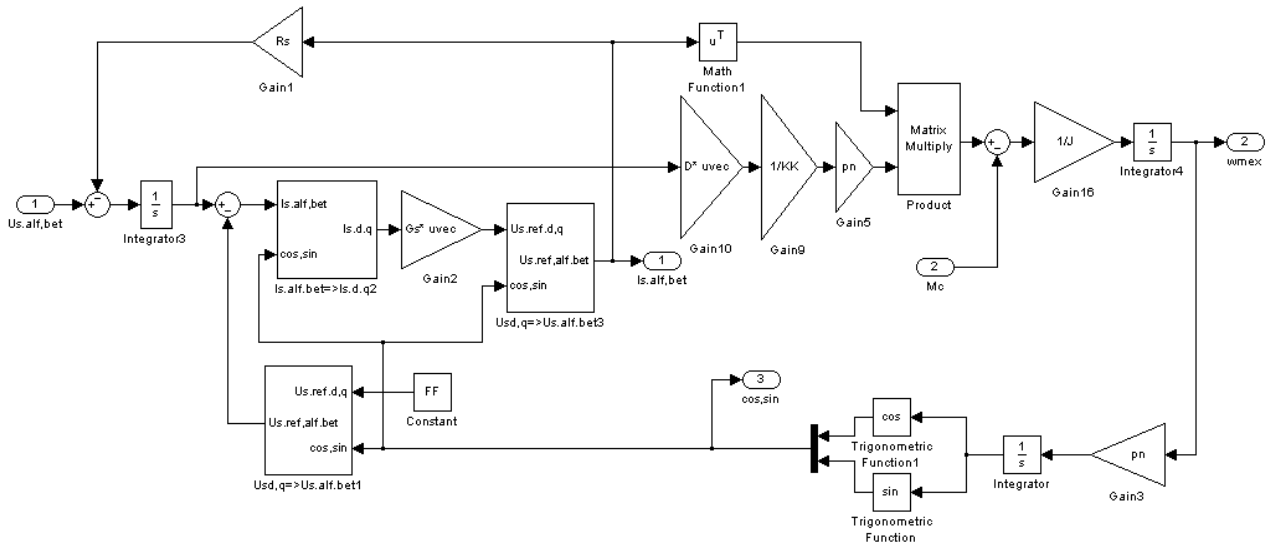


Рисунок Г.17

Датчиковый электропривод с СДПМ представлен на рисунке Г.18.

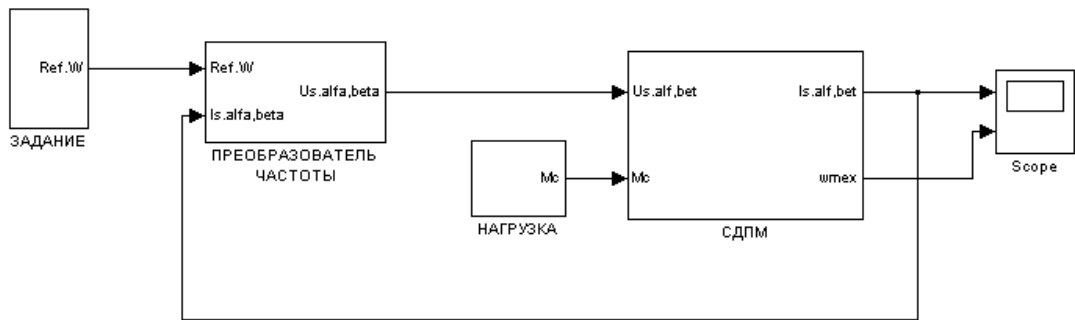


Рисунок Г.18

Алгоритм бездатчикового управления СДПМ приведен на рисунке Г. 19.

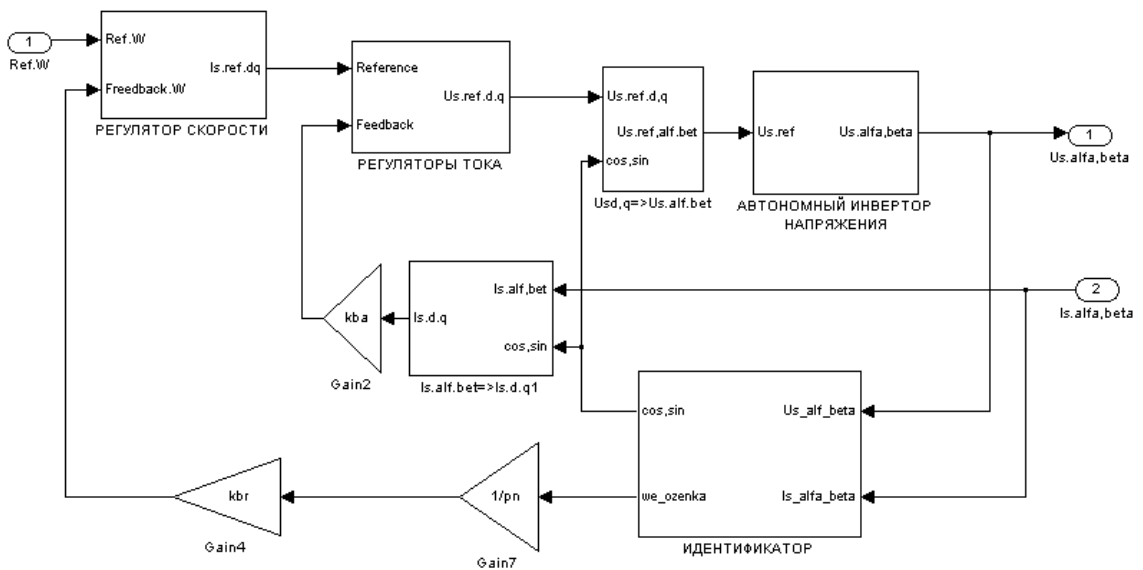


Рисунок Г. 19

Алгоритм идентификации для СДПМ с «расширенной ЭДС» представлена на рисунке Г. 20.

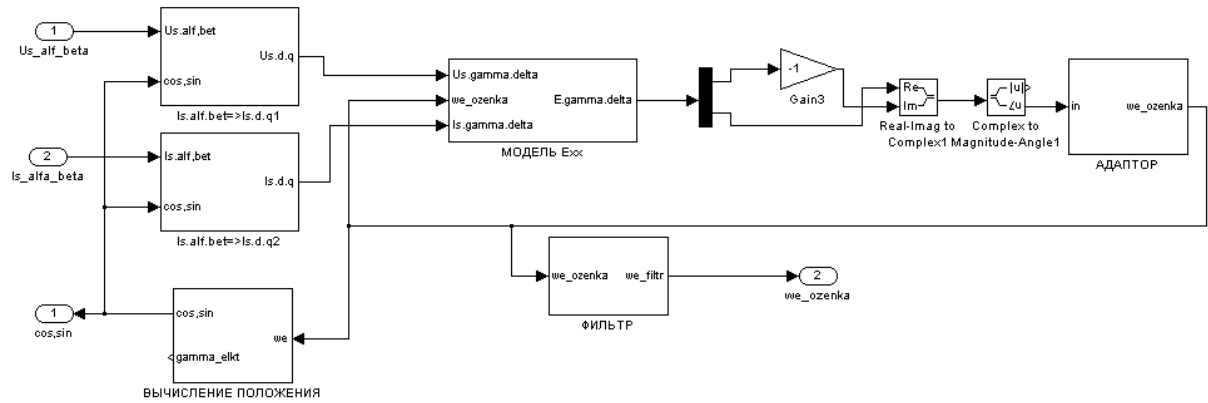


Рисунок Г. 20

ПРИЛОЖЕНИЕ Д

“УТВЕРЖДАЮ”

Проректор НГТУ по учебной
работе, д. т. н., профессор_____
“ ” 2013 г.

СПРАВКА

об использовании результатов диссертационной работы Вдовина В.В.
“Адаптивные алгоритмы оценивания координат бездатчиковых электроприводов переменного тока с расширенным диапазоном регулирования”

Настоящая справка подтверждает, что основные результаты диссертационной работы аспиранта кафедры электропривода и автоматизации промышленных установок (ЭАПУ) Новосибирского государственного технического университета Вдовина Владимира Владимировича, в том числе методики структурно-параметрического синтеза алгоритмов оперативного оценивания координат и параметров электроприводов переменного тока, используются в учебном процессе кафедры ЭАПУ НГТУ:

- 1) при проведении лекционных и практических занятий по специальным разделам теории автоматического управления для магистрантов факультета мехатроники и автоматизации, обучающихся по направлению 140400 – “Электроэнергетика и электротехника” и профилю подготовки “Электропривод и автоматика промышленных установок и технологических комплексов”;
- 2) в студенческих и магистрантских научно-исследовательских работах.

Декан ФМА НГТУ,

д. т. н., профессор

Н.И. Щуров

Заведующий кафедрой ЭАПУ,

д. т. н., доцент

В.Н. Аносов

УТВЕРЖДАЮ:

Генеральный директор

ЗАО «ЭРАСИБ»



В.А. Отченаш

ноября 2013 г.

АКТ

об использовании результатов диссертационной работы Вдовина В.В.
«Адаптивные алгоритмы оценивания координат бездатчиковых электроприводов
переменного тока с расширенным диапазоном регулирования»

Настоящим актом подтверждается, что основные результаты диссертационного исследования, выполненного Вдовиным Владимиром Владимировичем в ФГБОУ ВПО «Новосибирский государственный технический университет», используются ЗАО «ЭРАСИБ» (ранее – Специальное конструкторско-технологическое бюро автоматизации тяжелого металлорежущего оборудования СКТБ АТМО, г. Новосибирск) при модернизации цифровых систем управления общепромышленных частотно-регулируемых асинхронных электроприводов на базе преобразователей частоты «ЭРАТОН-М5» и электроприводов шахтных подъемных машин на базе преобразователей частоты «ЭРАТОН-ФР».

В частности, ЗАО «ЭРАСИБ» приняты к внедрению:

- структура адаптивного наблюдателя частоты вращения и опорного вектора потокосцеплений асинхронного двигателя с коррекцией к изменениям активного сопротивления обмотки статора;
- алгоритм автоматической предварительной идентификации параметров асинхронного двигателя в системах частотно-регулируемого электропривода;
- подсистема оценивания частоты вращения и опорного вектора потокосцеплений асинхронизированного синхронного электропривода.

Применение вышеперечисленных результатов позволит обеспечить расширение диапазонов регулирования скорости и динамические характеристики электроприводов на базе асинхронных машин с короткозамкнутым и фазным ротором, соответствующие требованиям к электроприводам общепромышленных и подъемно-транспортных механизмов.

Ведущий конструктор

К.А. Столяров