

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Сибирский государственный индустриальный университет»

На правах рукописи



Зайцев Никита Сергеевич

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ С
ПЕРЕМЕННОЙ СТРУКТУРОЙ ДЛЯ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМОГО
СИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ

Специальность: 2.4.2 – «Электротехнические комплексы и системы»

Диссертация
на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
кандидат технических наук, доцент
Кубарев Василий Анатольевич

Новокузнецк – 2026

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕ НИЕ.....	7
ГЛАВА 1 СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМОГО СИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПРОКАТНЫХ СТАНОВ.....	16
1.1 Обоснованность применения частотно-регулируемой синхронной машины с электромагнитным возбуждением в качестве приводной установки	16
1.2 Технологические требования к главному электроприводу реверсивного стана горячей прокатки	20
1.3 Обзор типовой функциональной схемы частотно-регулируемого синхронного электропривода главной линии прокатного стана	22
1.4 Обзор преобразователей частоты для синхронного электропривода большой мощности.....	25
1.5 Обзор ключевых элементов слаботочной части автоматизированного синхронного электропривода	28
1.6 Основные способы частотного регулирования скорости синхронного двигателя с электромагнитным возбуждением	31
1.7 Проблематика разработки и эксплуатации автоматизированных синхронных электроприводов главной линии прокатных станов	34
1.7.1 Первая группа проблем. Отечественный опыт разработки автоматизированных синхронных электроприводов прокатных станов	35
1.7.2 Вторая группа проблем. Методология построения автоматизированного синхронного электропривода прокатных станов	36
1.7.3 Третья группа проблем. Особенности эксплуатации автоматизированного синхронного электропривода прокатных станов	41
Выводы по главе 1 и постановка задач диссертационного исследования.....	44
ГЛАВА 2 МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И СИНТЕЗ ОБЪЕКТОВ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО СИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА	46
2.1 Особенности объекта исследования.....	46

2.2	Подход к построению системы автоуправления с переменной структурой .	48
2.3	Методология математического моделирования объекта управления	51
2.3.1	Общие сведения и применяемые в дальнейшем понятия	51
2.3.2	Идеализация модели синхронной машины	53
2.3.3	Математическое описание физических процессов. Трехфазная система координат ABC	55
2.3.4	Пространственные векторы	59
2.3.5	Система координат dq0. Преобразования Blondеля, Парка и Кларк	61
2.3.6	Системы относительных единиц	66
2.4	Математическая модель двигателя с одним контуром на роторе	72
2.4.1	Уравнения Парка-Горева при использовании абсолютных единиц	72
2.4.2	Нормирование величин уравнений Парка-Горева относительно базисных значений	74
2.4.3	Построение математической модели	76
2.5	Математическое моделирование двигателя с демпферной обмоткой	78
2.5.1	Уравнения Парка-Горева при использовании абсолютных значений	78
2.5.2	Нормирование величин уравнений Парка-Горева относительно базисных значений	80
2.5.3	Построение математической модели	83
2.6	Выражение электромагнитного момента в относительных единицах	88
2.7	Анализ законов полеориентированного управления синхронной машиной	88
2.7.1	Установившийся режим работы нерегулируемой машины	89
2.7.2	Векторное управление по магнитному полю статора	98
2.7.3	Векторное управление по магнитному полю рассеяния	100
2.8	Полеориентированное управление с переменным законом регулирования	102
2.8.1	Статические характеристики машины	103
2.8.2	Определение угла между пространственными векторами	106
2.9	Учет насыщения магнитной системы	108
2.9.1	Коэффициент учета влияния насыщения	110

2.9.2 Определение зависимости коэффициента учета влияния насыщения от ЭДС в воздушном зазоре.....	111
2.9.3 Построение математических моделей	114
2.10 Основное уравнение движения электропривода.....	119
2.11 Структурные схемы математических моделей объекта исследования	120
2.12 Синтез системы автоматического управления	125
2.12.1 Функциональная схема системы автоматического управления	126
2.12.2 Преобразователи координат	131
2.12.3 Синтез регуляторов проекций обобщенного вектора тока статора	132
2.12.4 Синтез звеньев компенсации внутренних перекрестных обратных связей в системе автоуправления.....	136
2.12.5 Синтез регулятора потокосцепления обмотки возбуждения	137
2.12.6 Синтез блоков нелинейности	138
2.12.7 Синтез регулятора скорости.....	139
2.12.8 Организация полеориентированного управления в системе автоматического регулирования.....	141
2.12.9 Косвенное измерение момента нагрузки	142
2.12.10 Блок формирования базового потокосцепления	144
2.12.11 Блок формирования угла между изображающими векторами	145
2.12.12 Блок формирования потокосцепления статора	146
2.12.13 Настройка блоков ограничения	147
2.12.14 Контрольно-измерительная система	148
2.13 Разработанные математические модели автоматизированного синхронного электропривода	150
2.14 Методика построения системы автоматического управления с переменной структурой.....	153
Выводы по главе 2	156
ГЛАВА 3 ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО СИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА.....	158

3.1 О задачах имитационного моделирования и подходе к формированию моделей.....	158
3.2 Определение моделируемых режимов работы автоматизированного синхронного электропривода	162
3.3 К определению времени разгона	167
3.4 Расчетная часть имитационной модели	169
3.5 Обзор имитационных моделей	175
3.5.1 Имитационная модель системы автоуправления синхронной машины с демпферной обмоткой.....	179
3.5.2 Имитационная модель системы автоуправления синхронной машины без демпферной обмотки	190
Выводы по главе 3	193
ГЛАВА 4 ИССЛЕДОВАНИЕ В ГРАФИЧЕСКОЙ СРЕДЕ РАЗРАБОТАННОГО АВТОМАТИЗИРОВАННОГО СИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА	195
4.1 Определение постоянной времени фильтра низких частот блока формирования угла между пространственными векторами	195
4.2 Исследование переходных процессов по различным координатам электропривода в установленных режимах работы.....	200
4.2.1 Сравнительный анализ показателей качества	202
4.2.2 Проверка адекватности системы формирования закона управления магнитным полем машины.....	205
4.2.3 Анализ сигналов ЭДС вращения в системах автоуправления	206
4.2.4 Сигналы напряжений в различных системах автоуправления	207
4.2.5 Энергетические характеристики	211
4.3 Подведение промежуточных итогов анализа переходных процессов	213
4.4 Оценка быстродействия обеих систем в области высоких возмущающих воздействий	215
Выводы по главе 4	225
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	228
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ	231

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	234
Приложение А (справочное) Акты о внедрении результатов диссертационного исследования.....	250
Приложение Б (справочное) Справочные, расчетные и опытные данные исследуемого прокатного синхронного двигателя	253
Приложение В (справочное) Параметры, постоянные и коэффициенты моделей синхронной машины и формулы для их определения	258
Приложение Г (справочное) Функциональные зависимости установившегося режима	262
Приложение Д (справочное) Функциональные и структурные схемы	268

ВВЕДЕНИЕ

Частотно-регулируемый (ЧР) электропривод (ЭП), электромеханическую основу которого составляет синхронный электродвигатель (СД) классической конструкции – с обмоткой возбуждения (ОВ) на роторе, начиная с конца XX века получает широкое распространение в качестве приводной силы различных ответственных агрегатов и установок, для которых характерно колоссальное потребление мощности (единицы и десятки МВт). В общем случае можно утверждать, что электромеханические системы (ЭМС) с ЧР синхронной машиной являются одними из наиболее перспективных в плане применения в области ЭП большой мощности, в которой и по сей день в отечественной промышленности зачастую эксплуатируются в некоторой степени морально и технически устаревшие регулируемые ЭП постоянного тока [8, 9, 24, 36, 97, 126, 127]. Указанные обстоятельства в полной мере справедливы в отношении ЭМС главной линии реверсивных и нереверсивных прокатных станов [8, 24, 34, 50, 97, 118, 126].

Перспективность и конкурентоспособность ЧР синхронного ЭП в качестве приводной силы валков крупных прокатных станов объясняется общеизвестными достоинствами, связанными с конструктивными особенностями применяемой машины, которых могут быть лишены асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором (КАД) и двигатели постоянного тока (ДПТ) с независимым возбуждением (НВ) [34, 36, 44, 93, 105, 115, 118]. Несмотря на отмеченное обстоятельство ЧР синхронный ЭП главных линий прокатных станов имеет свои недостатки, одним из которых является сложность построения систем автоматического регулирования (САР), за счет работы которых достигаются показатели качества регулирования, удовлетворяющие требованиям, предъявляемым к главному электроприводу прокатных станов. Трудности построения таких САР могут быть связаны как с моделированием самой синхронной машины с электромагнитным (ЭМ) возбуждением, выступающей в качестве объекта управления (ОУ), так и с относительно низким уровнем проработанности вопросов создания таких САР в общедоступной научно-технической литературе [27, 44, 48, 75, 105, 109, 115]. Сложность математического

моделирования СД с ОВ обусловлена нелинейностью и многомерностью ОУ [27, 105]. В ряде случаев ситуацию также усугубляет необходимость учета эффекта насыщения магнитной системы, влияния вихревых токов в стали машины и т.д. [44, 105, 115]. Помимо этого, сложность модели ОУ напрямую зависит от количества замкнутых контуров, относящихся к ротору СД [17, 40, 41, 53, 72, 86, 87, 115]. Подобными контурами могут являться явные – контур демпферной обмотки (ДО) и реже контур компенсационной обмотки (КО), и неявные – контуры вихревых токов. Наконец, выбор системы относительных единиц (о.е.), которую применяют при рассмотрении электромагнитных процессов, протекающих в различных режимах работы СД, также оказывает прямое влияние на трудность построения модели синхронного ЭП [10, 40, 41, 99]. В настоящий момент можно утверждать, что проблемам разработки и анализа моделей САР ЧР СД с дополнительными контурами на роторе уделяется крайне мало исследовательского внимания.

Большая часть отмеченных выше проблем актуальна для синхронного ЭП вращения валков прокатных станов. Работа с высокими ударными нагрузками, являющимися неотъемлемой частью технологического процесса прокатки металла, приводит к целому ряду негативных моментов: насыщению магнитной системы машины при моментах нагрузки кратно превышающих номинальный, качанию ротора, возникновению колебаний по координатам электромагнитного момента и тока статора, наличию чрезмерного динамического момента и др. [50, 84, 105, 107]. Указанное обстоятельство и те или иные проблемы, характерные для определенного ЭП прокатного стана, приводят к усложнению как самой конструкции синхронной машины, так и системы автоматического управления (САУ). Негативное влияние насыщения магнитной системы на эффективность и работоспособность ЭП может быть нивелировано с помощью определенных законов управления магнитным полем машины [44, 60, 105, 109], колебания различных величин – путем введения в конструкцию СД демпферной обмотки и более сложной настройки регуляторов, входящих в контуры САУ [45, 71, 72, 86, 105, 108, 115, 120]; чрезмерный динамический момент – за счет учета упругих связей, возникающих между приводным двигателем и рабочим механизмом в модели САУ [50, 84, 107].

Выделив основные тезисы введения – перспективность применения и активное внедрение регулируемого СД в привод главной линии прокатных станов; относительно низкий уровень проработки вопросов построения и синтеза САУ синхронного ЭП; сложности, с которыми приходится сталкиваться при разработке и эксплуатации синхронного ЭП вращения валков прокатных станов, можно обосновать **актуальность проведения исследований** в области усовершенствования систем автоматического управления частотно-регулируемой синхронной машины, применяемой в качестве приводной установки валков черновых и чистовых клетей прокатных станов.

Степень научной разработанности темы исследования. Несмотря на ранее отмеченный факт, что проблемам построения САУ синхронного ЭП присущ относительно низкий уровень теоретической проработки, можно отметить положительные тенденции, заключающиеся в том, что за последние два десятилетия наблюдается подъем исследовательского интереса в данной области. При выполнении настоящей работы целесообразно обращаться к научному опыту сразу по четырем направлениям:

- в области создания автоматизированных систем ЭП главных линий станов горячей прокатки;
- в области исследования статических и динамических режимов работы синхронной машины;
- в области управления синхронной машиной, работающей в двигательном режиме;
- в области создания частотно-регулируемого синхронного ЭП главных линий реверсивных прокатных станов.

Разработке автоматизированных систем ЭП прокатных станов посвящено большое количество трудов отечественных ученых. Большой вклад в теоретическую проработку вопросов, связанных с построением САУ главных ЭП прокатных станов, внесли Слежановский О.В. [105, 106], Бычков В.П. [39], Гарнов В.К. [47], Афанасьев В.Д. [31], Фотиев М.М. [123], Островляничик В.Ю. [94] и др.

Ввиду того, что синхронная машина на протяжении большей части истории электрификации служит основным источником электроэнергии, анализу режимов ее работы посвящено огромное количество трудов. В то же время большинство из них ставит своей целью построение математических моделей, которые, в первую очередь, удобны для анализа переходных процессов синхронной машины, работающей в генераторном режиме. При моделировании ЭМ и электромеханических процессов, имеющих место при работе СД, в ходе диссертационного исследования использовались труды Harris M.R. [10], Kundur P. [17], Важнова А.И. [40, 41], Горева А.А. [53], Меркурьева Г.В. [87], Груздева И.А. [99], Шхати Х.В. [132].

Вопросам построения САУ частотно-регулируемого синхронного ЭП посвящен ряд трудов и статей отечественных и зарубежных исследователей. Наиболее полными, можно сказать фундаментальными, являются работы Вейнгера А.М. [44] и Слежановского О.В. [105], однако они датируются 80-ми годами прошлого столетия. Построению САУ с подчиненным принципом регулирования координат ЧР СД с полеориентированным управлением (ПОУ) уделяется внимание в работах Wu B. [24], Абакумова А.М. [27], Виноградова А.Б. [45], Соколовского Г.Г. [108], Полякова В.Н. [96] и Шрейнера Р.Т. [96, 129]. Также можно выделить ряд статей, посвященных отдельным вопросам регулируемого синхронного ЭП за авторством Дацковского Л.Х. и Кузнецова И.С. [134], Шрейнера Р.Т. и Полякова В.Н. [128, 131], Фираго Б.В. и Александровского С.В. [121, 122] и др.

Наконец, непосредственно автоматизированному синхронному ЭП главных линий реверсивных прокатных станов посвящены труды авторов: Гасиярова В.Р. [48, 50, 107], Маклакова А.С. [83, 84], Мигунова Д.В. [88, 89], Мещерякова В.Н. [88] и др.

В зарубежной научно-технической среде проработкой вопросов, связанных с регулируемым синхронным ЭП, как правило, занимаются крупные коммерческие фирмы, к примеру, Siemens (Германия), Toshiba (Япония), ABB (Швеция, Швейцария), General Electric (США) и ряд других компаний [4, 50].

В качестве **объекта исследования** выступает частотно-регулируемый синхронный электропривод с полеориентированным управлением.

Предметом исследования является формирование целесообразного закона управления магнитным полем частотно-регулируемой синхронной машины в зависимости от нагрузки за счет системы автоматического управления.

Целью диссертационной работы улучшение показателей качества переходных процессов синхронных электроприводов главных линий реверсивных прокатных станов в области высоких нагрузок путем построения системы автоматического управления с переменной структурой.

Основными задачами диссертационного исследования, за счет решения которых достигается поставленная цель, являются:

1. Проведение патентно-литературного обзора, позволяющего сформировать представление о современном состоянии систем автоматического управления автоматизированным частотно-регулируемым синхронным электроприводом вращения валков прокатных станов.

2. Описание методики, применяемой при математическом моделировании синхронной машины и ее системы автоматического управления.

3. Математическое моделирование объекта управления – синхронной машины – с учетом различных разного рода его особенностей и системы автоматического управления с переменной структурой.

4. Обоснование предлагаемого переменного закона управления магнитным полем синхронного двигателя в зависимости от прикладываемой нагрузки.

5. Имитационное моделирование типовой и усовершенствованной структур автоматизированного частотно-регулируемого синхронного электропривода.

6. Проведение сравнительного анализа показателей качества регулирования в обеих системах автоуправления на основе полученных имитационных моделей.

Научная новизна исследования определяется следующими положениями:

1. Получены функциональные зависимости, позволяющие связать различные координаты синхронного двигателя с электромагнитным моментом, потокосцеплением статора (рассеяния) и углом между пространственными векторами потокосцепления статора (рассеяния) и током статора при произвольном режиме работы двигателя.

2. Предложен оригинальный способ управления магнитным полем частотно-регулируемого синхронного электродвигателя за счет формирования определенного угла между пространственными векторами потокоцепления и тока статора в зависимости от нагрузки, прикладываемой к валу машины.

3. Разработана математическая модель синхронного двигателя, которая может учитывать такие особенности, как наличие демпферной обмотки, отнесенной к ротору, и учет насыщения магнитной системы, удобная для синтеза с частотно-напряженческой системой автоматического управления.

4. Предложена методика синтеза системы автоуправления с переменной структурой для частотно-регулируемого синхронного двигателя, которая содержит четкие указания о настройке звеньев, отвечающих за организацию полеориентированного управления в данной системе автоматического регулирования – формирователей сигналов и блоков нелинейности.

5. Разработана математическая модель системы автоматического управления с переменной структурой для синхронной машины с полеориентированным управлением и осуществлена ее реализация в виртуальной среде с целью исследования динамических и статических характеристик электропривода при его работе в различных режимах.

Теоретическая значимость работы состоит в следующем:

1. Полученные функциональные зависимости, характеризующие установившейся режим работы нерегулируемого синхронного двигателя, могут быть использованы при рассмотрении электромагнитных процессов, составляющих статический режим работы машины.

2. Разработанная модель объекта управления может быть применена при синтезе с системами автоматического управления различной сложности.

Практическая значимость исследования заключается в том, что его результаты могут быть применены:

1. При разработке или модернизации реальных систем автоматического управления синхронных электроприводов, которые, ввиду специфики области их

применения, испытывают моменты перегрузки, приводящие к насыщению магнитной системы машины.

2. При модернизации, настройке и наладке систем автоуправления находящихся в эксплуатации частотно-регулируемых электроприводов на основе синхронного двигателя классической конструкции, испытывающего в процессе своей работы частые перегрузки ударного характера.

3. В учебном процессе в качестве лекционного материала, а также при проведении практических работ.

Помимо выше представленных пунктов практическая значимость исследования также определяется разработкой модернизированной системы автоматического управления, которая позволяет добиться лучших показателей качества регулирования переходных процессов синхронного электропривода, что подтверждается имитационным моделированием динамических режимов его работы.

Методология научного исследования включает в себя математическое моделирование и теоретическое описание, опирающееся на такие элементы математического анализа, как аналитические и числовые методы решения алгебраических и дифференциальных уравнений (ДУ); преобразования Лапласа и Фурье; операторный метод и понятие комплексного переменного, а также на базовые положения теоретических основ электротехники и теории автоматического регулирования, среди которых стоит выделить понятия о пространственных (обобщенных) векторах, об обобщенной электрической машине, о передаточной функции (ПФ) и операторе Лапласа, теорию электромагнитного поля и методы синтеза регуляторов многосвязных систем управления.

Для проверки адекватности разработанных математических моделей и оценки показателей качества регулирования, характерных для типовой и модернизированной САУ, применяется имитационное моделирование физических процессов, протекающих при работе частотно-регулируемого синхронного электропривода, в среде графического программирования MATLAB Simulink с использованием пакета символьной математики MATLAB.

Основные научные положения диссертационного исследования, выносимые на защиту:

1. Предложен новый способ смены закона управления магнитным полем синхронного двигателя в зависимости от величины возмущающего воздействия, который позволяет изменять структуру системы автоматического управления лишь за счет задания одной переменной – угла между пространственными векторами потока сцепления и тока статора.

2. Разработана методика синтеза частотно-напряженческой системы автоматического управления с переменной структурой для частотно-регулируемого синхронного электропривода с полеориентированным управлением, для электродвигателя которого может быть введен учет насыщения магнитной системы и в конструкции которого может присутствовать демпферная обмотка.

3. Разработанная система автоматического управления обеспечивает работоспособность электропривода в окрестности предельно-допустимых нагрузок в совокупности с обеспечением требуемых динамических и статических показателей качества переходных процессов в отличие от типовой, о чем свидетельствует сохранение темпа разгона и допустимая величина статической ошибки.

4. Разработанная система автоуправления с переменной структурой позволяет добиться лучших показателей качества регулирования (время переходного процесса, перерегулирование) при моментах нагрузки, превышающих номинальный электромагнитный момент в 1,8 и более раз.

Достоверность результатов, полученных в ходе диссертационного исследования, подтверждается имитационным моделированием в среде графического программирования MATLAB Simulink, а также апробацией предлагаемых методик.

Апробация работы. По материалам диссертации были сделаны доклады на VII Всероссийской научно-практической конференции «Высокие технологии, науки и образование: актуальные вопросы, достижения и инновации» (Пенза, 27 июня 2020 г.); IX Всероссийской научно-практической конференции, посвященной 90-летию СибГИУ «Автоматизированный электропривод и промышленная электроника» (Новокузнецк, 25 – 26 ноября 2020 г.); V Международной научно-

практической конференции «Моделирование и наукоемкие информационные технологии в технических и социально-экономических системах» (Новокузнецк, 14 апреля 2021 г.); Всероссийских научно-практических конференциях (с международным участием) «Системы автоматизации (в образовании, науке и производстве) AS'2022» (Новокузнецк, 15 – 16 декабря 2022 г.); AS'2023» (Новокузнецк, 12 – 14 декабря 2023 г.); AS'2024» (Новокузнецк, 10 – 12 декабря 2024 г.).

Личный вклад автора заключается в разработке математических моделей синхронной машины, выступающей в качестве объекта управления, как при отсутствии, так и наличии на ее роторе дополнительных замкнутых контуров; в разработке математической модели машины, в которой учитываются процессы насыщения магнитной системы; в получении зависимостей различных координат нерегулируемого синхронного электродвигателя от ЭМ момента, потокосцепления статора и угла между пространственными векторами потокосцепления и тока статора; в разработке и математическом обосновании способа формирования целесообразного закона управления магнитным полем синхронного двигателя на основе задания определенного угла между пространственными векторами потокосцепления и тока статора в зависимости от нагрузки, прикладываемой к валу машины; в разработке методики синтеза САУ с переменной структурой для частотно-регулируемого СД; в построении и отладке моделей систем автоматического управления с типовой и усовершенствованной (переменной) структурой в виртуальной среде.

Публикации. По материалам диссертационного исследования было опубликовано 10 (десять) работ, в том числе 3 (три) статьи в журналах, входящих в перечень рецензируемых научных изданий (список научных журналов ВАК).

Структура и объем диссертации. Диссертация состоит из введения, четырех глав и заключения, списка использованных источников литературы из 135 наименований, списка сокращений и условных обозначений и 5 приложений. Общий объем диссертации составляет 269 страниц, 33 таблицы, 97 рисунков.

ГЛАВА 1 СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМОГО СИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПРОКАТНЫХ СТАНОВ

1.1 Обоснованность применения частотно-регулируемой синхронной машины с электромагнитным возбуждением в качестве приводной установки

Традиционно в качестве ЭП вращения валков прокатных станов применялись системы, электромеханическую силовую основу которых составлял двигатель постоянного тока с независимым возбуждением [20, 31, 34, 39, 44, 47, 57, 67, 94, 105, 118, 123, 135]. На практике нашел распространение привод постоянного тока, построенный по схемам «Генератор – двигатель», «Управляемый ртутный выпрямитель – двигатель» (в настоящее время не применяется) и «Тиристорный преобразователь – двигатель» [31, 39, 57, 123]. В целом несмотря на продолжающийся повсеместный переход в различных промышленных отраслях от регулируемого ЭП постоянного тока к регулируемому ЭП переменного тока [28, 90, 126], доля ЭМС постоянного тока в прокатном производстве остается до сих пор высокой.

Широкое применение ДПТ с НВ в качестве приводной силы валков прокатных станов объясняется рядом причин, связанных как с особенностями и положительными сторонами самой машины, так и со сложностями, которые возникали при построении мощных преобразователей частоты (ПЧ) для питания двигателей переменного тока на протяжении всего XX и отчасти первого десятилетия XXI века. К достоинствам регулируемых ЭМС постоянного тока в рассматриваемой области и по сей день можно отнести [75, 94, 105, 112, 130]:

- хорошие регулировочные свойства, управляемость, а также статические и динамические показатели качества;
- высокую точность исполнения заданных законов изменения различных координат;
- относительную простоту математической модели машины (объекта управления) по сравнению с двигателями переменного тока, в особенности с СД;

- легкость в построении САУ в соответствии с принципом подчиненного регулирования из-за высокой степени линеаризации ОУ;
- большой опыт в проектировании, создании и эксплуатации подобного рода приводов различной сложности.

Технические сложности создания высокомоощного регулируемого ЭП переменного тока (от единиц до десятков МВт) были связаны с отсутствием до начала 21-го столетия мощных полностью управляемых полупроводниковых приборов, составляющих основу двухзвенных преобразователей частоты (ДПЧ) или преобразователей частоты со звеном постоянного тока (ПЧ с ЗПТ) [44, 51]. С другой стороны, промышленное освоение силовых полууправляемых приборов – тиристоров, ставших позднее основой регулируемого привода постоянного тока, позволило также создать непосредственные преобразователи частоты (НПЧ), которые по своей структуре являются схожими с системой «Выпрямитель – инвертор ведомый сетью» (ВИ) [44, 59, 105]. Система «НПЧ-СД» в качестве привода валков прокатной клетки долгое время не находила своего применения как из-за громоздкости силовой элементной базы и высоких капитальных затрат, так и из-за хорошо зарекомендовавших себя систем постоянного тока, однако уже в 80-х годах прошлого столетия по мере развития слаботочной и силовой электроники ряд зарубежных фирм впервые начали внедрять ее в производство [118].

Эксперименты с применением синхронного электропривода для главной линии прокатного стана показали широкие перспективы его развития по сравнению с теми, что имел привод постоянного тока. Дело в том, что ДПТ имеют ряд недостатков, серьезно ограничивающих их дальнейшее развитие. Большая часть из них возникает из-за наличия в их конструкции ненадежного щеточно-коллекторного узла (ЩКУ) [112, 118, 123]. Так для машин постоянного тока независимо от области их применения характерны [39, 44, 46, 112, 123]:

- высокие экономические и временные затраты, связанные с обслуживанием и ремонтом ЩКУ;

- худшие из всех наиболее распространенных на практике машин массогабаритные показатели и наиболее высокая стоимость, связанная со сложностью конструкции и дороговизной ЩКУ;
- высокий момент инерции двигателя, значительно превышающий момент инерции машин переменного тока, а, следовательно, и худшее быстродействие по сравнению с ними;
- ограничение по предельной мощности, перегрузочной способности и темпу изменения тока якоря.

Первые два недостатка из отмеченных выше обусловили повсеместный переход в области приводов малой (до 100 кВт) и средней мощности (свыше 100 кВт и до 1 МВт) к асинхронному электроприводу при появлении элементной базы для построения ДПЧ. Последние два недостатка ограничивают дальнейшие перспективы развития ЭП постоянного тока большой мощности. В частности, в отсутствии мощных полностью управляемых приборов совершались попытки увеличения предельной мощности ДПТ и снижения момента инерции за счет двух- и трехъякорного исполнения машины, использования многоходовых и (или) сверхпроводящих обмоток, массивной спинки индуктора и т.д. [31, 39, 123]. Однако подобные меры все равно не смогли обеспечить должную конкуренцию перед быстро развивающимся (в плане мощности и управляемости) синхронным ЭП.

В целом, синхронные машины лишены всех вышеперечисленных недостатков: они имеют намного больший, практически неограниченный, порог предельной мощности, ввиду возможности использования высокого (как правило, до 10 кВ) напряжения и менее массивного ротора [73]. Стоит отметить, что конструкция синхронной машины с электромагнитным возбуждением также содержит скользящий контакт (кольца и токосъемники) в ее подвижной части, однако в данном случае электрическая цепь ротора (индуктора) является маломощной по сравнению с цепью статора (мощность цепи ОВ составляет от 2 до 5 процентов от мощности всей машины), поэтому износ данного узла по сравнению с ЩКУ у ДПТ с НВ происходит значительно медленнее, а его ремонт или замена требуют значительно меньших материальных затрат.

Перечисленные выше факты позволяют сделать вывод о том, что регулируемый ЭП переменного тока на сегодняшний день является более перспективным по сравнению с автоматизированными ЭМС постоянного тока. Однако заметим, что перечисленные преимущества СД перед ДПТ также характерны и для ряда других машин переменного тока, более того в настоящее время наибольшее применение на практике получили регулируемые ЭМС с КАД и с синхронными машинами с постоянными магнитами (СМПМ), в то время как ЭП на основе СД с электромагнитным возбуждением имеет весьма ограниченную область применения [8, 16, 30, 50, 90, 126]. В связи с этим возникает закономерный вопрос о целесообразности применения и дальнейшего совершенствования систем автоматического управления синхронной машины с ОВ. Для ответа на данный вопрос проведем краткий сравнительный анализ упомянутых машин с синхронным двигателем классической или типовой конструкции¹.

Асинхронные машины по сравнению с синхронными типовой конструкции обладают рядом преимуществ, особенно заметных в области привода малой и средней мощности: меньший момент инерции, меньшая стоимость и массогабаритные показатели, полное отсутствие скользящих контактов, более простая двухмерная математическая модель и др. СМПМ обладают еще более низкими массогабаритными показателями, меньшей инертностью и лучшими энергетическими показателями в сравнении с КАД, однако, как правило, имеют большую стоимость при одинаковой мощности [22, 69]. Тем не менее, для ответственных электроприводов большой мощности зачастую конструктивные особенности синхронной машины с обмоткой возбуждения позволяют получить ряд преимуществ перед указанными машинами. К преимуществам СД перед КАД при конструировании приводов высокой мощности можно отнести [31, 43, 93]:

а) более высокую надежность, вследствие следующих причин:

1) наличия большего воздушного зазора;

¹ Здесь и далее под синхронной машиной классической или типовой конструкции подразумевается машина с обмоткой возбуждения на роторе.

2) наличия прямо пропорциональной зависимости ЭМ момента от питающего напряжения;

б) более высокий КПД при одной и той же мощности двигателей;

в) более высокий коэффициент мощности, который при определенных законах управления достигает единицы, что является особенно важным в условиях постоянно ужесточающихся требований к энергоэффективности;

г) сравнимая или даже меньшая стоимость при мощности свыше 3 МВт.

Привод, основанный на СМПМ, в настоящее время составляет крупномасштабную конкуренцию регулируемому ЭП на основе КАД чему также способствует посвященный первому огромный исследовательский интерес как в отечественной, так и в зарубежной научно-технической среде. С другой стороны, на текущий момент основной областью применения СМПМ является ЭП малой и средней мощности, поскольку из-за наличия в конструкции двигателя постоянных магнитов вместо классических сердечников с ОВ на них, ее мощность ярко выражено коррелирует с размерами первых. Таким образом, регулируемая СМПМ высокой мощности, даже при возможности ее создания, проигрывает в плане массогабаритных, экономических и регулировочных показателей обыкновенному СД.

Перечисленные выше факты и рассуждения позволяют сделать вывод о том, что на текущий момент в качестве ЭП вращения валков крупных реверсивных прокатных станов наиболее рациональным и перспективным является применение синхронного двигателя с электромагнитным возбуждением.

1.2 Технологические требования к главному электроприводу реверсивного стана горячей прокатки

Технологическим процессом прокатки металла на реверсивных станах задаются довольно серьезные требования к ЭП вращения валков, которые включают в себя [31, 34, 39, 47, 57, 123]:

– работоспособность основных силовых агрегатов в условиях часто возникающих ударных нагрузок;

- широкий диапазон регулирования, составляющий величину $(10 \div 25): 1$;
- минимальное время переходных процессов (ПП) при заданных значениях максимума динамического тока (момента);
- независимость величины углового ускорения ротора машины от прикладываемой к нему нагрузки;
- высокую перегрузочную способность машины;
- низкое перерегулирование и отсутствие колебательности по сигналам скорости, момента и тока;
- точность регулирования по скорости, лежащую в пределах от 1 до 2 процентов;
- возможность регулирования скорости выше основной (двухзонное регулирование).

На основании данных требований к электроприводу можно также обосновать перспективность синхронной машины по сравнению с ДПТ. Первое требование в лучшей мере удовлетворяется СД с электромагнитным возбуждением по сравнению с машиной постоянного тока и с СМПИМ, поскольку компенсация нагрузки, приходящейся на вал машины, может быть осуществлена за счет двух контуров машины: статорного (регулирование величины напряжения в совокупности с его частотой) и роторного (регулирование тока или напряжения возбуждения).

Заданный диапазон регулирования скорости и независимость ускорения от прикладываемой нагрузки на практике легко реализуется как в регулируемых ЭМС постоянного тока, так и в системах переменного тока на основе частотно-регулируемых синхронных машин.

Наилучшее соответствие третьему требованию является одним из основных преимуществ системы «Преобразователь частоты – синхронный двигатель» в сравнении с тиристорным ЭП постоянного тока. Лучшая минимизация времени переходных процессов и, как следствие, большая производительность прокатного стана в совокупности с возможностью получения более высоких значений величины динамического тока объясняется ранее упомянутыми достоинствами СД, в частности,

меньшим моментом инерции ротора и отсутствием механического коммутатора в основной силовой цепи – щеточно-коллекторного узла.

Перегрузочная способность прокатных ДПТ и СД типовой конструкции приблизительно одинакова и находится в диапазоне от двух до трех кратностей номинального крутящего момента [37, 93].

Обеспечение низкого перерегулирования и малой статической ошибки САУ частотно-регулируемым СД является более сложной задачей в сравнении с ЭМС постоянного тока [44, 105].

Добиться малой статической ошибки (ее отсутствия) в САУ, синтезированных по принципу подчиненного регулирования, как правило, возможно за счет создания астатизма системы путем применения настройки внешнего контура системы – контура скорости на симметричный оптимум (СО). При настройке внешнего контура САУ синхронного ЭП на модульный оптимум (МО) в системе наблюдается статическая ошибка, значительно превышающая верхний порог (в соответствии с седьмым требованием) в 2 процента. Для машин постоянного тока настройка САУ на МО вызывает значительно меньший статизм системы в отношении возмущения, поэтому такие системы могут настраиваться как на МО, так и на СО. Большая величина статической ошибки по скорости САУ синхронного ЭП наглядно демонстрируется ПП, полученными для математических и имитационных моделей в работах [74, 84, 92, 105].

1.3 Обзор типовой функциональной схемы частотно-регулируемого синхронного электропривода главной линии прокатного стана

Упрощенная функциональная схема ЭП с ЧР СД приведена на рисунке 1.1. Силовая часть обычно содержит в своем составе элементы коммутационной и защитной высоковольтной и низковольтной аппаратуры – разъединители, выключатели нагрузки, высоковольтные выключатели, автоматические выключатели (на рисунке не показаны), силовые масляные или сухие трансформаторы Т1 и Т2 в электрической цепи обмотки статора (якоря) и обмотки ротора (индуктора)

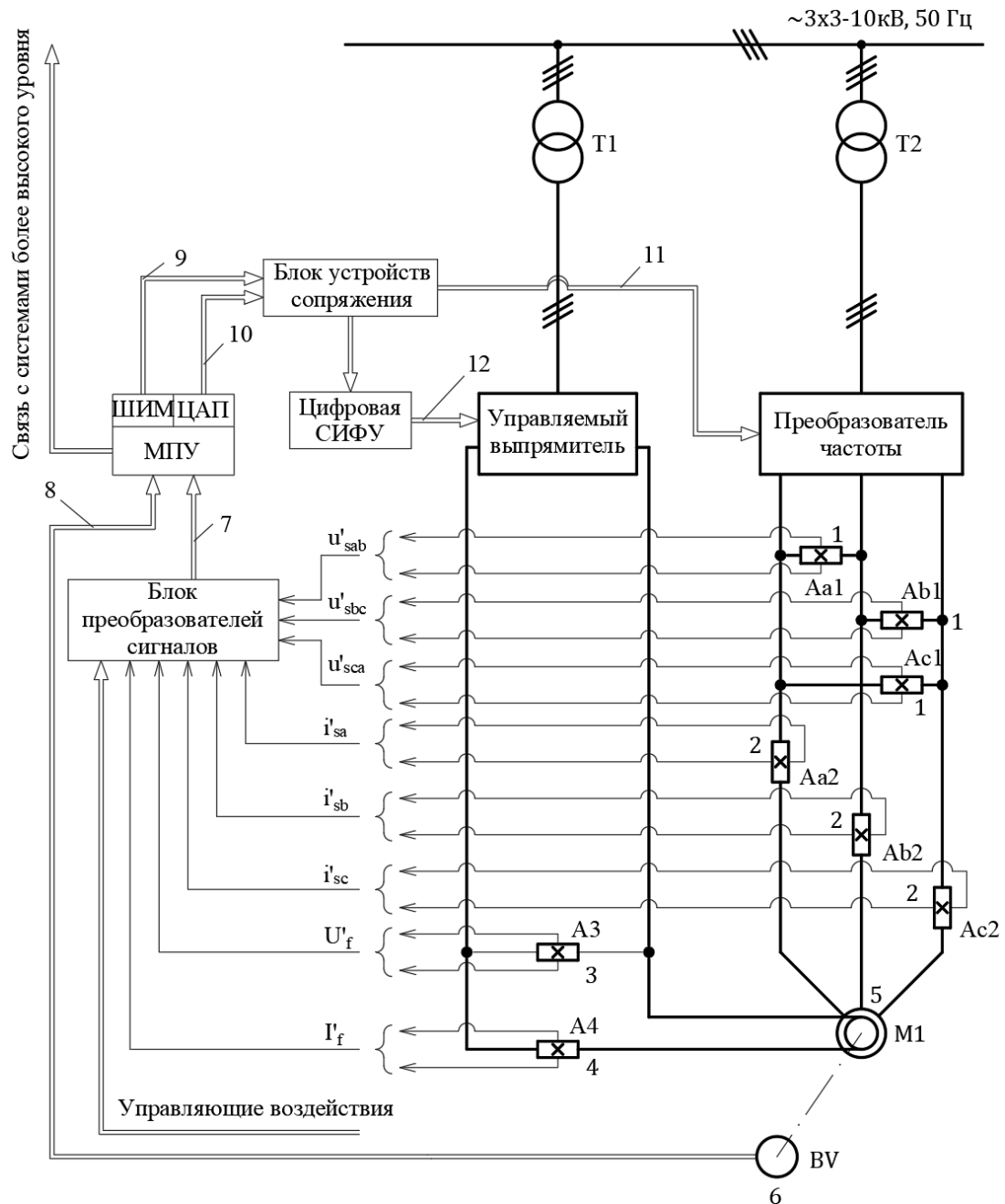
соответственно, преобразователь частоты для обмотки статора, полупроводниковый выпрямитель для обмотки ротора, непосредственно сами обмотки двигателя и датчики, включаемые напрямую в статорную и роторную цепь (трансформаторы тока или катушки Роговского, датчики Холла, реостаты, делительные мосты и др.).

Синхронные двигатели с ОВ на роторе применяются, как правило, в ЭП большой мощности (от 1 МВт и более) и, в связи с этим зачастую выполняются с высоковольтной обмоткой якоря. В промышленности находят применения двигатели с номинальным напряжением статора от 3 до 10 кВ. При соответствии номинального напряжения СД напряжению высоковольтной питающей сети и напряжению ПЧ силовой трансформатор может быть исключен из схемы, однако в таком случае в ней, как правило, должен присутствовать токоограничивающий реактор [110]. В некоторых случаях при определенных конфигурациях выпрямителя, установленного на входе ПЧ, или самого преобразователя частоты могут понадобиться несколько силовых трансформаторов, вторичные обмотки которых сдвинуты друг относительно друга либо один многообмоточный трансформатор [11, 19, 34, 52, 56, 83, 101, 104].

В качестве источника энергии, питающего ОВ, обычно выступает трехфазный тиристорный преобразователь, называемый тиристорным возбудителем (ТВ), строящийся в большинстве случаев по мостовой схеме Ларионова [58, 80].

Последним элементом силовой части схемы, приведенной на рисунке 1.1, является датчик угловой скорости и положения. В настоящее время в качестве датчиков угловой скорости двигателя наиболее часто применяются инкрементальные или абсолютные энкодеры.

Слаботочная часть содержит в своем составе: микропроцессорное устройство (МПУ), на основе которого реализуется цифровая система автоматического управления (ЦСАУ), вторичные цепи контрольно-измерительной аппаратуры, широтно-импульсный модулятор (ШИМ), управляющий ключами в выпрямительной и инверторной части ПЧ, СИФУ, осуществляющую управление полупроводниковыми приборами ТВ, устройства сопряжения, позволяющие согласовать различные сигналы между собой по уровню, фазе, частоте и т.д. и цепи проводной связи между различными устройствами.



1 – датчики напряжения в цепях фазных обмоток статора; 2 – датчики тока в цепях фазных обмоток статора; 3 – датчик напряжения в цепи ОВ; 4 – датчик тока в цепи ОВ; 5 – СД с ОВ; 6 – датчик скорости и положения; 7 – совокупность сигналов обратной связи (ОС) по различным координатам ЭП; 8 – совокупность сигналов обратной связи по положению и скорости вращения ротора; 9 – совокупность сигналов управляющих импульсов, подающихся с ШИМ на ключи преобразователя; 10 – совокупность управляющих сигналов входа системы импульсно-фазового управления (СИФУ); 11 – совокупность управляющих сигналов ключей ПЧ; 12 – совокупность управляющих сигналов ключей управляемого выпрямителя

Рисунок 1.1 – Упрощенная функциональная схема силовой части регулируемого синхронного ЭП

Наиболее важным элементом силовой схемы (помимо самой машины), напрямую определяющим эксплуатационные характеристики синхронного электропривода, является преобразователь частоты [32, 51, 85, 129]. В связи с этим является целесообразным провести краткий обзор современных ПЧ, применяющихся в синхронном ЭП большой мощности, рассмотреть некоторые особенности их построения и используемые способы управления ими.

1.4 Обзор преобразователей частоты для синхронного электропривода большой мощности

В электроприводе с СД наибольшее распространение получили непосредственный преобразователь частоты, также называемый циклонвертором, и двухзвенный преобразователь частоты, состоящий из вставки постоянного тока, фильтра и автономного инвертора напряжения (АИН) [2, 3, 19, 20, 43, 44, 50, 83, 85, 105, 118]. Применение НПЧ было наиболее распространено на ранних этапах становления регулируемого синхронного электропривода, как и ЭП переменного тока в целом [43, 44, 129]. Данное обстоятельство обусловлено тем, что их основным силовым элементом выступает обыкновенный тиристор с естественным запирающим, в то время как ДПЧ должны обязательно содержать полностью управляемые силовые ключи в инверторной части [51, 129]. Запирание обыкновенных тиристоров (принудительная или искусственная коммутация), в особенности при питании ЭП средней и большой мощности, возможно обеспечить лишь за счет сложных, громоздких и дорогостоящих схем искусственной коммутации, что является нецелесообразным [44]. При появлении мощных силовых запираемых ключей, применение НПЧ в регулируемых приводах стало сокращаться, в связи с присущими им существенными недостатками [5, 51, 129]:

- ограничение выходной частоты на уровне $1/3 \dots 2/3$ от частоты питающей сети;

- наличие субгармоник и постоянных составляющих выходных электрических сигналов при неблагоприятных соотношениях частот на входе и выходе преобразователя и, как следствие, низкий коэффициент мощности;
- чрезмерная многоэлементность силовых цепей и цепей управления и др.

К достоинствам циклоконверторов можно отнести однократное преобразование энергии, в связи с чем увеличивается КПД преобразователя, легкость реализации рекуперативного торможения, наличие простой коммутации вентилях, а также возможность получения сколь угодно низких частот, что особенно важно для тихоходного ЭП, поскольку обеспечивается равномерность и плавность хода двигателя на низких оборотах. Однако низкий коэффициент мощности сводит на нет достоинство однократного преобразования энергии [51, 129].

Схемы двухзвенных преобразователей частоты, применяемых в синхронном ЭП, имеют крайне широкое многообразие, начиная с типовой схемы с трехфазным одноуровневым мостовым АИН и заканчивая сложными многоуровневыми или каскадными структурами [7, 21, 81, 85, 108]. В рамках диссертационного исследования рассматриваются ЭП большой мощности, значение которой достигает единиц или даже десятков МВт. В таких случаях применяют более сложные схематические решения, основанные на построении многоуровневых топологий автономных инверторов напряжения, что позволяет существенно улучшить энергетические характеристики преобразователя, а также уменьшить напряжение, прикладываемое к активным полупроводниковым приборам. В настоящее время выделяют три основных топологии многоуровневых АИН, краткие количественные характеристики которых приведены в таблице 1.1 [32, 85].

Таблица 1.1 – Количественные характеристики m-фазных L-уровневых АИН

№ п/п	Наименование топологии	Количество источников питания	Количество конденсаторов в ЗПТ	Количество управляемых ключей	Количество фиксирующих диодов / конденсаторов
1	Neutral Point Clamped (NPC)	1	$L - 1$	$2(L - 1)m$	$(L - 1)(L - 2)m$

Продолжение таблицы 1.1

№ п/п	Наименование топологии	Количество источников питания	Количество конденсаторов в ЗПТ	Количество управляемых ключей	Количество фиксирующих диодов / конденсаторов
2	Flying Capacitor	1	$L - 1$	$2(L - 1)m$	$(L - 1)(L - 2)m$
3	Cascade H- bridge	$\frac{(L-1)m}{2}$	$\frac{(L-1)m}{2}$	$2(L - 1)m$	—

Подробный качественный сравнительный анализ данных топологий представлен во многих работах отечественных и зарубежных авторов, там же рассматриваются более редкие топологии инверторов [1, 5, 6, 21, 32, 81, 85, 100]. В ЭП переменного тока большой мощности наибольшее распространение нашли схемы ДПЧ с трех- или пятиуровневым АИН с NPC, в частности, в настоящее время данные схемы в области синхронного привода разрабатываются и успешно применяются в промышленности фирмой АВВ [2]. Зачастую данные преобразователи строятся на полностью управляемых полупроводниковых ключах, используемых также в выпрямительной части. Применение активных полупроводников в выпрямительной части позволяет осуществлять рекуперацию энергии обратно в сеть при торможении, обеспечивает более благоприятный гармонический состав на стороне переменного тока и высокий коэффициент мощности ПЧ [38, 129].

В некоторых случаях с целью снижения пульсаций на входе АИН используют более сложные схемы управляемого выпрямителя, например, двенадцатипульсную схему с последовательным или параллельным соединением мостов ВИ или, даже, восемнадцатипульсную схему [83]. В таких случаях, как уже было сказано ранее, необходимо использовать многообмоточный трансформатор со сдвинутыми друг относительно друга вторичными обмотками в электрическом пространстве. Пример наиболее распространенной на практике схемы с трехуровневым NPC преобразователем представлен на рисунке 1.2.

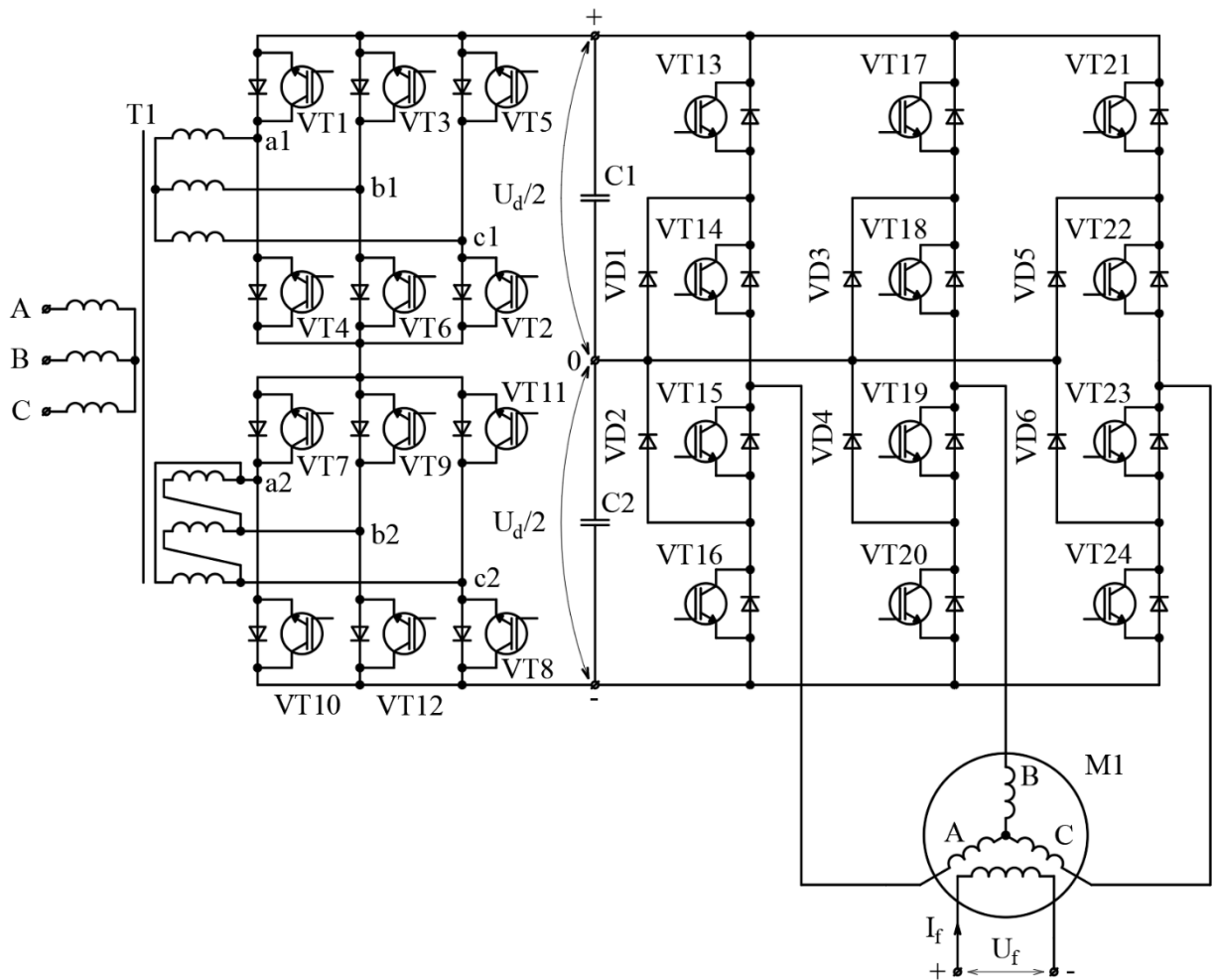


Рисунок 1.2 – Упрощенная принципиальная схема трехуровневого ПЧ с фиксированной нулевой точкой и активным двенадцатипульсным выпрямителем

1.5 Обзор ключевых элементов слаботочной части автоматизированного синхронного электропривода

С начала XXI цифровые и дискретные САУ практически полностью вытеснили непрерывные системы управления в области регулируемого ЭП [64, 65, 94, 117]. Ключевым компонентом любой ЦСАУ является микропроцессорная система управления, состоящая из МПУ со всей необходимой периферией, которая может включать в свой состав аналого-цифровой преобразователь (АЦП), цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), различные устройства для согласования (драйверы, нормализаторы, преобразователи типа «сигнал – код» и т.д.) и фильтрации (электрические фильтры) данных, а также вторичные цепи различных измерительных

устройств [33, 64, 65, 103, 117]. АЦП и ЦАП могут быть изначально встроенными в МПУ. МикроЭВМ реализует некую управляющую программу, в которую в дискретной форме закладываются регуляторы подлежащих к управлению величин. В конечном счете, роль МПУ сводится к выработке управляющих импульсов на соответствующие полупроводниковые ключи ПЧ и СИФУ ТВ, за счет чего формируются определенные величины в силовой части электропривода (напряжение, частота, ток возбуждения и др.) [33]. Одной из важных задач МПУ, таким образом, является реализация методов широтно-импульсной модуляции, используемых для управления напряжением и частотой на выходе ПЧ.

Выбор того или иного метода ШИМ в значительной мере сказывается на энергетических показателях ПЧ и, следовательно, всей системы электропривода, в целом [7, 32, 33, 35, 85, 133]. За последние десятилетия вопросам развития методов ШИМ уделяется крайне много исследовательского внимания [23, 26]. Широкий охват вопросов, связанных с ШИМ АИН, можно встретить в работах как зарубежных, так и отечественных авторов. Описание эволюции методов ШИМ, их детальное сравнение и дальнейшие перспективы развития подробно описаны Баховцевым И.А. в относительно недавней работе «Анализ и синтез энергооптимальных способов управления инверторами с ШИМ» [32]. В начале XXI века иностранными авторами также был выпущен фундаментальный труд, посвященный большинству из существующих методов ШИМ на тот момент времени [11]. Краткая классификация наиболее часто применяемых на практике методов, схематично приведенная на рисунке 1.3, была дана Маклаковым А.С. в диссертационной работе [85].



Рисунок 1.3 – Наиболее часто применяемые методы ШИМ

Опорный сигнал, использующийся в методах на основе несущей частоты, может иметь как линейную, так и нелинейную форму. Из линейных форм зачастую применяют треугольные, прямоугольные, пилообразные и трапецеидальные опорные сигналы, из нелинейных – синусоидальные и экспоненциальные [33].

В ЭП переменного тока высокой мощности наибольшее распространение получила ШИМ с синусоидальным задающим сигналом и с опорным сигналом линейной формы (СШИМ), пространственно-векторная ШИМ (ПВШИМ) и синусоидальная ШИМ с добавлением третьей гармоники, т.н. ШИМ с предмодуляцией третьей гармоники [102]. Также для ПЧ, в состав которых входят многопульсные активные выпрямители, определенный интерес может иметь схема с удалением выделенных гармоник, которая позволяет улучшить энергетические показатели преобразователя и снизить влияние последнего на питающую сеть [49, 82, 85].

СШИМ является наиболее легко реализуемым и в то же время вполне эффективным методом модуляции сигнала, в связи с чем она получила широкое распространение на практике. С другой стороны, данный метод ШИМ обеспечивает достаточно низкий уровень использования входного напряжения – действующее значение линейного напряжения при использовании СШИМ достигает всего лишь 61,5 процентов от средневывпрямленного напряжения вставки постоянного тока. С целью повышения этого показателя используют предмодуляцию третьей гармоники, что позволяет увеличить напряжение на выходе преобразователя на 15,47 процентов. Другим недостатком СШИМ являются искажения, несинусоидальность и наличие низкочастотных шумов, которые теоретически могут быть компенсированы путем увеличения отношения частот опорного и задающего сигналов. К сожалению, на практике данное отношение ограничивается величиной в 10 ... 20 раз, поскольку чрезмерное увеличение частоты опорного сигнала ведет к снижению КПД ПЧ, перегреву ключей и увеличению коммутационных потерь [85].

При использовании ПВШИМ действующее напряжение на выходе преобразователя составляет 70,7 процентов от входного напряжения. Данный метод не требует опорных сигналов, следовательно, исключаются негативные моменты, указанные ранее для СШИМ. Пространственно-векторная ШИМ нашла широкое

применение для мощных ПЧ, в частности, применяющихся для синхронного электропривода. К недостаткам данного метода стоит отнести возникновение синфазных напряжений, высокие пульсации тока и коммутационные потери.

В рамках выполняемой диссертационной работы в дальнейшем может быть выбран как метод СШИМ с предмодуляцией третьей гармоники, так и ПВШИМ, поскольку оба способа зачастую используются при управлении ПЧ крупных синхронных двигателей.

1.6 Основные способы частотного регулирования скорости синхронного двигателя с электромагнитным возбуждением

Выбор того или иного закона частотного регулирования скорости синхронного двигателя может зависеть от желаемых характеристик автоматизированного электропривода (быстродействие, точность и др.), от специфики области его применения и от конструкции используемых машин. Основанием применяемых на практике методов управления является уравнение ЭМ момента [24, 109]. Для СД уравнение электромагнитного момента M может быть выражено следующим образом [5, 24, 44, 53, 105]:

$$M = \frac{3}{2} Z_p (i_{sq} \psi_{sd} - i_{sd} \psi_{sq}) = \frac{3}{2} Z_p [i_{sq} I_f M_{df} + (L_{sd} - L_{sq}) i_{sq} i_{sd}], \quad (1.1)$$

где Z_p – число пар полюсов;

i_{sq} и i_{sd} – проекции пространственного вектора тока, протекающего в обмотке статора, на квадратурную и прямую ось соответственно, А;

ψ_{sd} и ψ_{sq} – проекции пространственного вектора потокосцепления статора на прямую и квадратурную ось соответственно, Вб;

I_f – ток, протекающий в обмотке возбуждения, А;

M_{df} – коэффициент взаимной индукции между обмоткой статора, расположенной на продольной оси, и обмоткой возбуждения, Гн;

L_{sd} и L_{sq} – коэффициенты самоиндукции обмоток статора, расположенных на прямой и квадратурной оси соответственно, Гн.

Уравнение (1.1) справедливо как для синхронных машин с ЭМ возбуждением независимо от конструктивного исполнения ротора (с явными или неявными полюсами), так и для машин с постоянными магнитами. В случае неявнополюсной синхронной машины коэффициенты самоиндукции обмоток, находящихся на поперечной и продольной, ввиду полной симметрии ротора оказываются равными друг другу и уравнение ЭМ момента принимает более простой вид:

$$M = \frac{3}{2} Z_p i_{sq} I_f M_{df}.$$

Привод вращения валков реверсивных прокатных станков, как правило, является тихоходным, следовательно, в рассматриваемой области применяются явнополюсные СД. В связи с этим в дальнейшем в качестве ОУ будет выступать синхронная машина с явно выраженными полюсами. Стоит также отметить, что уравнения, характеризующие физические процессы, происходящие в явнополюсном СД, справедливы также и для неявнополюсного при подстановке в них равенства (1.2), представленного ниже:

$$L_{sd} = L_{sq}. \quad (1.2)$$

Выражение (1.1) в теории синхронной машины обычно получают за счет деления активной ЭМ мощности статора на скорость вращения ротора или за счет дифференцирования уравнения энергии ЭМ полей по угловому перемещению [40, 53]. С другой стороны, уравнение ЭМ момента СД может также рассматриваться как векторное произведение пространственных векторов потокосцепления статора (или рассеяния) и тока, протекающего в фазной обмотке якоря [44]:

$$M = \frac{3}{2} Z_p (\tilde{\Psi}_s \times \tilde{I}_s) = \frac{3}{2} Z_p \Psi_s I_s \sin \alpha, \quad (1.3)$$

$$M = \frac{3}{2} Z_p (\tilde{\Psi}_\delta \times \tilde{I}_s) = \frac{3}{2} Z_p \Psi_\delta I_s \sin \beta, \quad (1.4)$$

где $\tilde{\Psi}_s$ и $\tilde{\Psi}_\delta$ – пространственные векторы потокосцепления статора и рассеяния соответственно;

$\tilde{I}_s$ – пространственный вектор тока, протекающего в фазной обмотке статора;

Ψ_s и Ψ_δ – модули пространственных векторов потокосцепления статора и рассеяния соответственно, Вб;

I_s – модуль пространственного вектора тока статора, А;

α – угол между пространственными векторами потокосцепления и тока статора;
 β – угол между пространственными векторами потокосцепления рассеяния и тока статора.

Уравнения (1.1), (1.3) и (1.4) оказываются справедливы как для установившегося, так и для динамических режимов работы независимо от числа контуров, располагаемых на роторе машины, и от наличия нулевой составляющей трехфазной системы [40, 41, 53, 105].

Для управления скоростью синхронного электродвигателя могут применяться следующие способы частотного регулирования [24]:

- скалярное управление;
- zero direct-axis current control (ZDC);
- maximum torque per ampere control (МТРА);
- полеориентированное управление (field-oriented control);
- прямое управление моментом (ПУМ) или direct torque control.

Скалярное управление является наиболее простым методом частотного регулирования скорости машины и применяется, как правило, для электроприводов, от которых не требуется высокое быстродействие и широкий диапазон регулирования скорости. В связи с этим скалярное управление не находит применения в регулируемом синхронном электроприводе крупных прокатных станов.

Методы ZDC и МТРА применимы как к синхронным машинам с ЭМ возбуждением, так и к СМПМ, однако на практике применяются в основном для последних. В настоящее время данным методам уделяется много исследовательского внимания, прежде всего, в иностранной научно-технической литературе [5, 12 – 14, 18, 24, 25, 113]. С другой стороны, рассматриваемые методы управления не обеспечивают ту производительность, которую можно получить, используя классические законы регулирования – ПОУ и ПУМ [15, 24].

Полеориентированное управление или векторное управление с ориентацией по магнитному полю и ПУМ в настоящее время являются основными способами управления СД, применяемыми в главных ЭП прокатных станов, в частности

технология ПУМ используется в ЭМС фирмы АВВ [98]. В текущей работе делается выбор в пользу ПОУ, поскольку данный метод обеспечивает сходство процессов регулирования скорости синхронной машины с аналогичными процессами, которые характерны для машин постоянного тока [8].

1.7 Проблематика разработки и эксплуатации автоматизированных синхронных электроприводов главной линии прокатных станов

Проблемы, возникающие при разработке, отладке и эксплуатации систем автоматического регулирования синхронного электропривода прокатного стана, могут быть связаны как с существующими методами построения последних, так и с особенностями объекта управления – синхронной машины. Несмотря на то, что синхронная машина с электромагнитным возбуждением на сегодняшний день является наиболее перспективной для применения в качестве ЭП вращения валков крупных реверсивных станов, ее использование зачастую сопровождается рядом эксплуатационных проблем, что особенно характерно для отечественной промышленности, в которой отмечается более низкий уровень проработки теоретических вопросов, связанных с эксплуатацией синхронных приводов. Причины возникновения данных проблем разносторонни и многогранны, поэтому для дальнейшего исследования целесообразно произвести их условную классификацию на три взаимосвязанные друг с другом группы:

- проблемы, связанные с разработкой методик построения САУ и программного обеспечения для управления синхронным ЭП;
- проблемы, связанные с построением, настройкой, отладкой и внедрением систем автоматического управления частотно-регулируемого СД;
- проблемы, возникающие непосредственно при эксплуатации прокатного стана с ЧР синхронным ЭП вращения валков.

На рисунке 1.4 приведена упрощенная структура проблематики применения синхронного ЭП в главной линии реверсивного стана горячей прокатки, на основе которой излагается материал в рамках текущего подраздела.

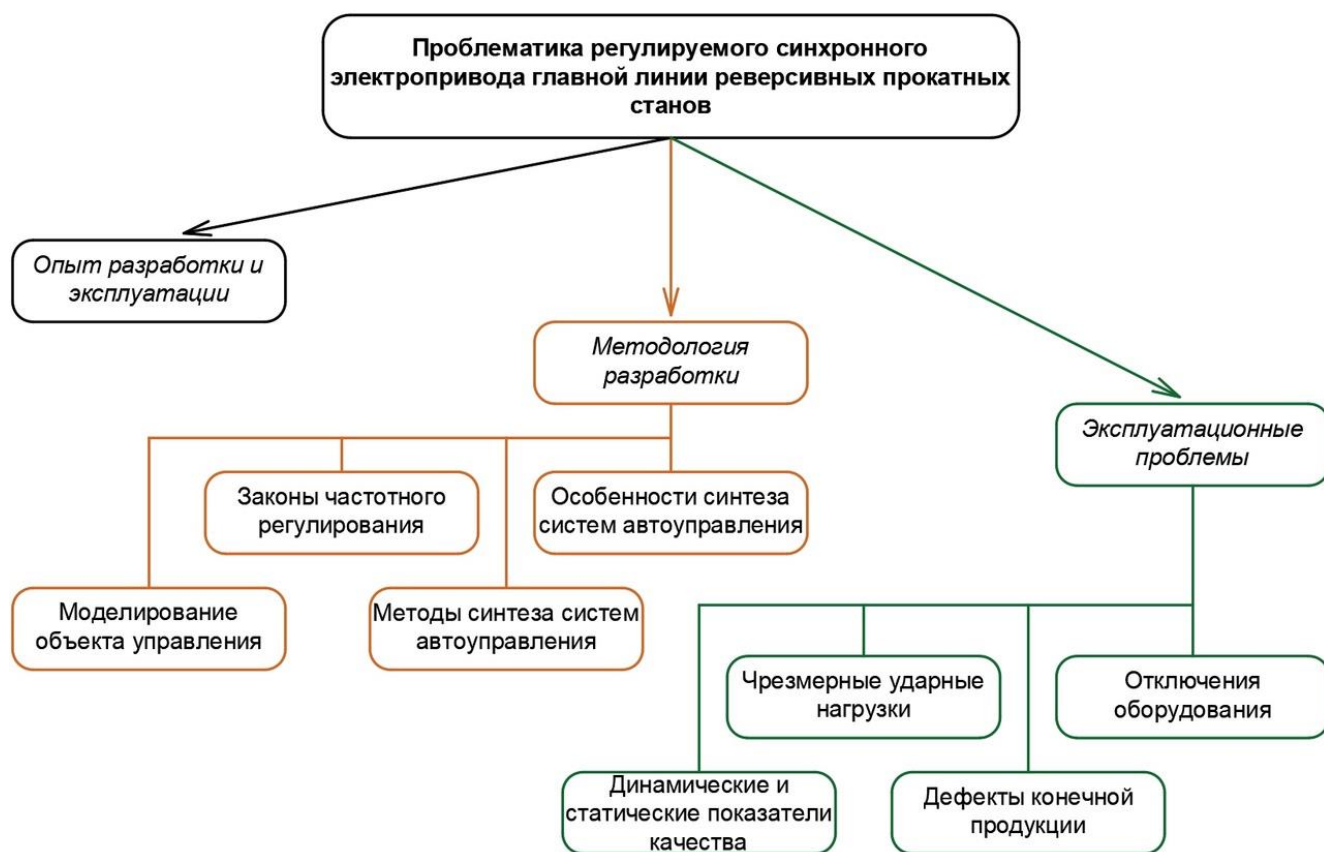


Рисунок 1.4 – Упрощенная систематизация проблематики регулируемого синхронного электропривода прокатного стана

1.7.1 Первая группа проблем. Отечественный опыт разработки автоматизированных синхронных электроприводов прокатных станов

Первая группа проблем в большей мере характерна для отечественной металлургической промышленности, в которой переход от традиционных систем постоянного тока к ЭП переменного тока в прокатном производстве произошел значительно позднее по сравнению с некоторыми другими промышленно развитыми странами [75]. К примеру, в таких странах, как Япония или Германия система ПЧ-СД стала внедряться в привод прокатных клетей еще с начала восьмидесятых годов прошлого столетия, в то время как в России такие ЭМС стали применяться при сооружении новых и реконструкции старых ЭП реверсивных станов лишь с начала XXI века [118]. Запоздалое внедрение синхронного ЭП и малый опыт его эксплуатации не являются единственными проблемами: ситуацию усугубляет тот факт, что

все ЧР синхронные ЭП, применяющиеся на отечественных прокатных станах, разработаны зарубежными фирмами, которые, как правило, не дают подробной информации о принципах функционирования САУ и методах их построения [27, 48].

1.7.2 Вторая группа проблем. Методология построения автоматизированного синхронного электропривода прокатных станов

Проблемы, входящие во вторую группу, являются наиболее обширными и, очевидно, оказывают прямое влияние как на эксплуатационные характеристики синхронного ЭП, так и на эффективность работы прокатного стана.

Проблемы второй группы можно разбить на четыре крупных составляющих:

- проблемы, связанные с математическим моделированием ОУ;
- проблемы, связанные с выбором и реализацией закона ЧР;
- проблемы, связанные с методом синтеза САР;
- проблемы, связанные со спецификой настройки контурных регуляторов.

Первая составляющая второй группы проблем была упомянута во введении текущего диссертационного исследования. Сложности, характерные для математического моделирования синхронной машины, определяются следующими факторами:

- ее конструктивными особенностями;
- необходимостью учета процессов различной физической природы, которыми, как правило, пренебрегают на этапе идеализации модели двигателя;
- системой о.е., применяемой при описании ЭМ и электромеханических процессов, протекающих в различных режимах работы машины.

К конструктивным особенностям синхронной машины, прежде всего, относится количество замкнутых контуров на ее роторе. Современные частотно-регулируемые синхронные двигатели в зависимости от области их применения и от выполняемых ими задач могут иметь как единственный контур – цепь ОВ, так и содержать в своем составе демпферную или/и компенсационную обмотку вдобавок

к ОВ. Демпферная обмотка в составе частотно-регулируемой синхронной машины применяется в целях снижения качаний ротора, возникающих при приложении к ее валу нагрузки (как правило, ударного характера) [72, 86, 115, 120]. Применение КО оправдано в сверхдинамичных тихоходных приводах средней и высокой мощности [44, 105]. Ряд авторов [44, 105] указывают на то, что применение ДО в составе частотно-регулируемого СД нецелесообразно из-за ухудшения показателей качества ПП, что подтверждается результатами их имитационного моделирования [44, 86]. Тем не менее, на практике могут использоваться как машины без ДО, так и при ее наличии в конструкции двигателя, к примеру, прокатный СД фирмы АВВ типа AMZ 0900LT08LSB (смотри таблицу Б.1) [97].

К процессам, требующим учета, зачастую относятся эффект насыщения магнитной системы машины в области сверхнагрузок и возникновение вихревых токов в массивных частях магнитопровода машины. Насыщение по основному магнитному потоку двигателя существенным образом сказывается на его работе в динамических режимах и на его управляемости. Как правило, при разработке регулируемых синхронных ЭП, для которых характерен спокойный характер нагрузки, эффектом насыщения можно пренебречь. Иным образом обстоит ситуация при приложении ударных нагрузок, которые, в том числе, могут значительно превышать номинальный ЭМ момент. Учет насыщения магнитной системы, осуществленный в САР тем или иным образом, позволяет обеспечить адекватность ее работы [105, 115]. Влиянием вихревых токов, замыкающихся в массивных частях магнитной системы, в большинстве случаев пренебрегают, поскольку практически все современные СД имеют шихтованный магнитопровод [105]. Действительно, на практике влияние данных токов на различные режимы работы синхронной машины незначительно за исключением режимов коротких замыканий, моделирование и последующий анализ которых могут потребовать учета первых [53, 115].

Система относительных единиц (о.е.), применяемая при описании процессов, протекающих в синхронной машине, оказывает влияние на громоздкость и количество уравнений данных процессов, а также на сложность понимания их физической сущности [10, 40, 41]. Для одной и той же синхронной машины в зависимости от

задач, поставленных в исследовании, могут использоваться различные системы о.е. Более подробная информация о них дается в рамках второй главы.

Вопросы, связанные со способами частотного регулирования скорости синхронного двигателя, рассматривались ранее в подразделе 1.6.

При синтезе систем автоматического регулирования синхронной машины с ПОУ в основном применяют два наиболее широко распространенных метода – принцип подчиненного регулирования с последовательным включением каскадов и метод модального управления. Принцип подчиненного регулирования является наиболее универсальным, простым и в то же время эффективным методом настройки САУ различного назначения [47, 94, 105, 116, 130]. Данный принцип нашел очень широкое применение как в электроприводах постоянного, так и переменного тока [108, 111]. В то же время его применение для ЭП с машинами переменного тока сопряжено с различными трудностями из-за большей сложности математической модели СД в сравнении с ДПТ.

Применение принципа подчиненного регулирования при организации САУ синхронного ЭП в общем случае дает приемлемые результаты, однако его использование требует предварительной подготовки, заключающейся в поэтапном проведении ряда манипуляций, указанных, к примеру, в источниках литературы [44, 105]. Успешность выполнения задач на каждом этапе напрямую определяет сложность реализации будущей САУ, а также ее показатели качества и устойчивость системы в целом.

Организация САУ с помощью принципа подчиненного регулирования имеет, помимо прочего, свои неотъемлемые недостатки [47, 94, 111, 125]:

- унифицированные структуры подчиненного регулирования не всегда обеспечивают полную управляемость систем ЭП;
- при наращивании контуров с каждым разом происходит удвоение малой некомпенсируемой постоянной;
- снижение максимального тока статора по отношению к уставке блока ограничения (БО), что приводит к увеличению времени прокатки и снижению производительности стана.

В настоящее время находит также применение метод модального управления, позволяющий устранить первые два вышеперечисленных недостатка. Однако системы с модальным управлением имеют свои особенности, которые сдерживают их широкое применение в высокоавтоматизированных ответственных приводах [94, 111]. К наиболее серьезным проблемам САУ, выполненным с помощью модального управления, можно отнести:

- обеспечение желаемой динамики лишь «в малом»;
- отсутствие токоограничения;
- необходимость иметь в наличии большое количество датчиков исходя из условия большого количества измеряемых координат;
- жесткие требования к линеаризации ОУ и др.

В текущей исследовательской работе при синтезе САУ применяется принцип подчинённого регулирования координат.

В рамках диссертационной работы, как было оговорено ранее, рассматривается ЧР электропривод с ПОУ, в связи с чем является целесообразным осветить проблемы, связанные с векторным управлением синхронной машиной. На практике ПОУ СД в соответствии с уравнениями ЭМ момента (1.3) и (1.4) может быть осуществлено тремя способами: за счет управления по магнитному полю статора, за счет управления по основному магнитному полю (магнитному полю рассеяния) или же за счет чередования обоих способов в зависимости от прикладываемой нагрузки к валу двигателя. Краткое сравнение достоинств и недостатков того или иного метода управления приводится в таблице 1.2 [105].

При организации ПОУ синхронным ЭП вращения валков прокатного стана наиболее целесообразным является применение третьего способа управления, ввиду наличия интенсивных ударных нагрузок, приходящихся на вал двигателя, особенно при захвате металла в валки при первых пропусках прокатки. Вопросам построения и разработки САУ с переменной структурой уделяется мало внимания. Фактически структурная схема подобной САУ и способ построения приведены в работе [105], а в труде [43] приводятся графики ПП, возникающих при переменном законе управления полем машины. Однако данные источники литературы не

содержат подробной методики разработки данных САУ и анализа их динамических и качественных показателей. Способ, в соответствии с которым в текущей работе будет реализована САР с переменной структурой для синхронного ЭП вращения валков стана горячей прокатки, представлен в работах [60, 61, 71, 109].

Таблица 1.2 – Сравнительные характеристики методов векторного управления синхронным двигателем

№ п/п	Реализация ПОУ	Достоинства	Недостатки
1	По магнитному полю статора	– единичный коэффициент мощности; – наилучшее использование габаритной мощности машины и преобразователя частоты (ПЧ); – наиболее простая структура САУ по сравнению с другими способами.	– возможно перенасыщение магнитной системы машины в области повышенных нагрузок; – требует наличия ТВ с большим коэффициентом кратности форсировки возбуждения по напряжению.
2	По магнитному полю рассеяния	– адекватность работы САУ в области повышенных ударных нагрузок; – наличие возможности форсирования ПП как по цепи якоря, так и по цепи индуктора.	– наихудшие энергетические характеристики в сравнении с иными способами управления; – требует увеличения габаритной мощности ПЧ.
3	С чередованием обоих магнитных полей	– сочетает в себе достоинства двух выше указанных способов управления; – обладает наиболее оптимальными динамическими характеристиками во всем диапазоне нагрузок и скоростей.	– требует построения сложной САУ с переменной структурой; – требует большого количества громоздких вычислений различных координат и переменных; – переменная структура может негативно сказываться на устойчивости системы ЭП.

Проблемы, связанные с синтезом САР, возникают при отыскании наиболее рациональных структур её контуров. При построении системы, как правило, пытаются удовлетворить условие сочетания её быстродействия, точности, устойчивости и т.д. САУ синхронного ЭП, синтезированные в соответствии с принципом подчиненного регулирования, могут содержать как два, так и три регулируемых контура.

Применение ПИ-регулятора в контуре скорости позволяет настроить САУ ЭП на СО и обеспечить ее астатизм по возмущению. Данная настройка целесообразна

для большинства электроприводов, в которых статическая нагрузка может долгое время быть неизменной или темпы её изменения не слишком велики. В области прокатного производства настройка на СО не только оправдана, но и необходима для ЭП реверсивных прокатных станов, для которых задаются довольно строгие условия по статической ошибке. Проблемой настройки на СО является вынужденное ухудшение быстродействия системы автоматического управления, которое вызвано соображением обеспечить малый уровень перерегулирования и отсутствие колебательности. При попытке организовать быстродействующий контур скорости (в данном случае имеется ввиду малая постоянная времени фильтра на входе системы) перерегулирование координатам тока и ЭМ момента может достигать 40-70%, что может являться недопустимым по условиям перегрузки механических узлов и электрических цепей двигателя и иных механизмов. Для реверсивных прокатных станов характерны очень высокие темпы изменения нагрузки (разгон, краткая работа на установившейся скорости, сброс нагрузки, реверс и т.д.). В некоторых случаях (к примеру, для ЭП валков черновых клетей) предпочтение может отдаваться быстродействию системы при смягченных требованиях к точности по скорости, поэтому контур скорости может быть настроен в соответствии с требованиями МО при помощи П-регулятора.

1.7.3 Третья группа проблем. Особенности эксплуатации автоматизированного синхронного электропривода прокатных станов

К проблемам третьей группы относятся особенности, связанные как со спецификой применения ЧР СД в приводе главной линии прокатного стана, так и со спецификой данного ЭП независимо от рода тока. Необходимо также отметить, что большинство проблем, которые будут представлены ниже, являются прямым следствием недостатков типовых САУ, используемых на практике.

В частности, к возникающим проблемам стоит отнести [49, 60, 62, 74 – 76, 83, 84, 91, 92, 97, 122, 131]:

- ухудшение динамических показателей качества ЭП (повышенные значения колебательности и перерегулирования по различным координатам);
- возникновение качаний ротора при приложении ударной нагрузки;
- ухудшение управляемости при использовании индивидуального ЭП в главной линии прокатного стана;
- ограничение перегрузочной способности ЭП;
- недостаточную загрузку ЭП по среднеквадратичному и максимально допустимому току;
- ухудшение качества выпускаемой продукции и увеличение количества её брака (возникновение изгибов, лыжеобразования, серповидности и др.);
- появление высоких ударных нагрузок, которые способны привести к выходу из строя различных механических узлов клетки, влекущего за собой существенные временные и материальные затраты;
- частые случаи непредвиденного отключения оборудования и соответствующие его простои;
- в редких случаях вынужденная работа с нерациональными режимами прокатки.

Ряд данных проблем довольно хорошо компенсируется за счет правильной организации векторной системы управления. Ухудшение динамических показателей может быть как устранимым, так и не устранимым в зависимости от организации типовой системы.

Разработка единых методик построения САУ синхронного ЭП в случаях двухдвигательного привода является довольно актуальным вопросом, затрагиваемым, например, в исследованиях [50, 92, 107]. Особо крупные прокатные станы (блюминги с большим диаметром валков, слябинги и толстолистовые станы с большой длиной бочки), как правило, имеют индивидуальный ЭП [31, 34, 39, 57, 92, 123]. Такая структура имеет явные преимущества перед групповым ЭП в плане производительности, однако требует существенного усложнения системы управления, связанного с необходимостью согласования скоростей валов и выравнивания

нагрузок обоих двигателей. Ввиду особенностей машин переменного тока реализация такого устройства может быть затруднена в сравнении с ЭП постоянного тока, поэтому данная проблема остается открытой. При этом стоит отметить, что плохая реализация согласования скоростей и выравнивания нагрузок может иметь крайне негативное влияние на эксплуатационные характеристики стана, заключающееся в появлении колебательности регулируемых координат обеих машин, в их поочередной недогруженности и др.

Ограничение перегрузочной способности и недогруженность машин может быть связана с применяемым законом регулирования потокосцепления.

Ухудшение качества выпускаемой продукции как, в частности, и выход из строя различных узлов ЭП могут быть связаны с особенностями структуры САУ индивидуального ЭП либо с пренебрежением упругими связями в механической части привода при построении САР. Последнему вопросу много внимания в отечественной литературе уделялось и продолжает уделяться авторами Гасияровым В.Р. и Маклаковым А.С. [48, 50, 84, 107].

Отключение оборудования может иметь связь с плохим качеством энергоснабжения питающей сети [62, 91]. Просадки напряжения в сети, несимметричность питающего напряжения в большей мере сказываются на ухудшении качества работы преобразователя частоты. Вопрос о влиянии качества питающей сети на режим работы частотно-регулируемой синхронной машины также является открытым и крайне актуальным.

Примером нерационального режима работы может выступать прокатка металла на установившейся скорости электропривода [50] вместо традиционной практики захвата заготовки при разгоне. Такие режимы наблюдаются при плохом поведении работы всей системы электропривода (большие ударные нагрузки, плохое быстродействие САУ, высокие значения перерегулирования и колебательности, перегруженность одного из двигателей и др.).

Выводы по главе 1 и постановка задач диссертационного исследования

На основании проведенного выше анализа литературных источников можно сделать следующие выводы, касающиеся автоматизированного синхронного электропривода, использующегося в прокатном производстве:

1. Развитие регулируемого синхронного электропривода в отечественной промышленности имеет запоздалый характер, что одновременно сказывается на разработке подобных систем и их эксплуатации.

2. Автоматизированный синхронный электропривод вращения валков является куда более сложным и нелинейным по сравнению с ранее применявшимся электроприводом постоянного тока, что соответствующим образом сказывается на трудоемкости моделирования и построения его САУ.

3. Имеется крайне малое количество источников, посвященных вопросам разработки и синтеза САУ синхронного ЭП, в особенности построению сложных нетиповых САУ, например, с переменной структурой.

4. Типовые САУ синхронного электропривода, ввиду сложности объекта управления, могут иметь негативные особенности, сдерживающие потенциал первого. К таким особенностям относятся худшие показатели качества в плане перерегулирования и статической ошибки по сравнению с САУ постоянного тока.

Принимая во внимание вышеперечисленные выводы, можно сформулировать следующие задачи исследования:

1. Описание методики, применяемой при математическом моделировании синхронной машины и ее системы автоматического управления.

2. Составление математических моделей синхронной машины с одним и двумя контурами на роторе; с учетом процесса насыщения магнитной системы и с допущением об отсутствии первого; типовой и модернизированной систем автоматического управления.

3. Обоснование предлагаемого целесообразного закона управления магнитным полем синхронного двигателя в зависимости от прикладываемой нагрузки.

4. Имитационное моделирование типовой и усовершенствованной структур частотно-регулируемого синхронного электропривода.
5. Проведение сравнительного анализа показателей качества регулирования в обеих системах автоуправления на основе полученных имитационных моделей.

ГЛАВА 2 МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И СИНТЕЗ ОБЪЕКТОВ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО СИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

2.1 Особенности объекта исследования

Частотно-регулируемый синхронный электропривод вращения валков главных линий прокатных станов в каждом отдельном случае может иметь ряд особенностей, сказывающихся на сложности построения его системы автоматического управления. К последним, в первую очередь, стоит отнести:

- кинематическую схему – индивидуальный или групповой электропривод;
- вид основного уравнения движения – для многомассовой или одномассовой системы;
- конструктивные особенности приводного двигателя – наличие помимо контура ОВ контуров ДО и КО, учет неявных замкнутых контуров, относящихся к ротору.

Выбор кинематической схемы главного ЭП прокатного стана определяется геометрическими размерами рабочего органа – прокатных валков [34]. Индивидуальный электропривод, при котором каждый рабочий орган приводится в движение собственным прокатным двигателем применяется при диаметре валков обжимных прокатных станов от 1100 мм и более или при длине бочки прокатных валков толстолистого стана свыше 2800 мм. Данная кинематическая схема имеет ряд преимуществ перед групповым ЭП, при котором каждый из рабочих валков приводится в движение одним общим двигателем [31, 34, 39, 42, 57, 123]. В то же время при организации индивидуального ЭП появляется задача точного выравнивания нагрузок и согласования скоростей прокатных двигателей, что, в свою очередь, значительным образом сказывается на сложности построения системы автоматического управления. В рамках текущей диссертационной работы делается выбор в пользу группового привода, что продиктовано следующими причинами:

- система автоматического управления разрабатывается на основе реально существующего электропривода главной линии рельсобалочного стана, установленного на площадке железнодорожного проката АО «ЕВРАЗ ЗСМК»;
- индивидуальный электропривод вращения валков используется в особо крупных мощных прокатных станах;
- задача построения САУ синхронного ЭП, в которой реализуется удовлетворительное согласование скоростей и выравнивание нагрузок при организации индивидуального ЭП, является весьма трудоемкой и может быть выделена в качестве цели отдельного исследования.

Учет упругих связей в механической части ЭП может значительно сказываться на динамике ЭП в зависимости от его исполнения. В текущем исследовании принимается что основное уравнение движения соответствует одностепенной системе электропривода, то есть делается допущение о том, что связь между приводной машиной, промежуточными механическими звеньями и рабочими органами является абсолютно жесткой. Данное допущение делается, ввиду следующих соображений:

- вспомогательные механизмы главного электропривода имеют относительно малый момент инерции по отношению к ротору приводного двигателя [34];
- учет упругих связей для ЭП главных линий прокатных станов целесообразно рассматривать для каждого конкретного случая;
- учет упругих связей и оценка их влияния на динамику ЭП может значительно усложнить проведение текущего исследования, в то же время его результаты могут быть непосредственно использованы при построении САУ синхронного ЭП, в котором учитываются первые.

В настоящей диссертационной работе производится математическое моделирование как синхронной машины с одним замкнутым контуром – контуром ОВ, так и синхронной машины с двумя контурами, отнесенными к ротору – контуром ОВ и контуром ДО. Отсутствие КО объясняется тем, что ее применение на практике имеет весьма ограниченный характер. Допущение об отсутствии вихревых токов в

стали машины практически никак не сказывается на динамике и статике ЭП в нормальном режиме работы (при отсутствии межфазных замыканий и межфазных замыканий на землю) [53]. Задача построения модели синхронной машины с ДО и соответствующей ей САУ объясняется следующими факторами:

- частым применением на практике успокоительной обмотки;
- весьма малым количеством литературных источников, посвященных построению математических моделей СД с ДО, удобных для синтеза с САУ;
- применение демпферной обмотки в составе реального двигателя, входящего в состав ЭП вращения валков рельсобалочного стана АО «ЕВРАЗ ЗСМК».

Резюмировав все вышесказанное, можно подытожить, что дальнейшее математическое и имитационное моделирование производится на основе параметров, характерных для реально существующей синхронной прокатной машины типа AMZ 0900LT08LSB, входящей в состав главного ЭП рельсобалочного стана, который имеет групповой привод вращения валков с абсолютно жесткими связями. Паспортные, расчетные и экспериментальные значения различных координат, параметров и постоянных синхронного двигателя приведены в таблице Б.1 и Б.2, унифицированная (типовая) [4] и экспериментально полученная кривая намагничивания – на рисунках Б.1 и Б.2 соответственно.

2.2 Подход к построению системы автоуправления с переменной структурой

Построение САУ с переменной структурой для синхронного двигателя осуществляется за счет последовательного разрешения задач трех следующих этапов:

- выбор системы координат и регулируемых переменных сообразно применяемому методу управления;
- математическое моделирование синхронной машины;
- синтез системы автоматического управления.

Обозначим, что для применения предлагаемой в рамках текущего подраздела методики, должны выполняться два условия:

- регулирование координат СД осуществляется за счет полеориентированного управления;

- синтез системы автоматического управления осуществляется в соответствии с принципом подчиненного регулирования с последовательной коррекцией.

В соответствии с первым условием наиболее удобным оказывается выбор системы координат, вращающейся синхронно с ротором машины – системы координат $dq0$ [5, 24, 95, 108]. Выбор регулируемых координат машины осуществляется таким образом, чтобы минимизировать число перекрестных обратных связей, которыми нельзя пренебречь при построении САУ [105]. Данный выбор также зависит от применяемого вида управления – частотно-напряженческого или частотно-токового. Отличие отмеченных способов управления в том, что в первом случае для частотно-регулируемой синхронной машины задаются непосредственно фазные напряжения, действующие на статоре, а также напряжение на зажимах обмотки возбуждения, тогда как во втором случае задаются соответственно токи, протекающие в фазных обмотках статора и в обмотке индуктора. В частотно-токовых системах автоуправления применяются ПЧ на основе автономных инверторов тока, в связи с чем подобные системы в ЭП переменного тока обладают следующими преимуществами перед частотно-напряженческими системами: более простой реализацией рекуперации энергии в питающую сеть; пониженной крутизной фронтов напряжений на фазных обмотках статора; отсутствием конденсатора в промежуточном звене преобразователя, что упрощает защиту ПЧ [70]. При всех описанных преимуществах, присущих частотно-токовым системам, их применение для тихоходных синхронных ЭП с быстро изменяющимися возмущающими воздействиями ударного характера ограничено, ввиду следующих особенностей [44,105]:

- сложностью компенсации внутренних перекрестных обратных связей (ВПОС) по ЭДС вращения, которые оказывают значительное влияние на динамические режимы работы СД;

- возрастанию интервала неуправляемости по мере снижения скорости синхронной машины.

Частотно-токовые САУ синхронного ЭП имеют более сложную структуру и, как правило, проигрывают частотно-напряженческим с точки зрения регулирования [44]. В связи с этим при разработке САУ высокودинамичных синхронных ЭП предпочтение отдается построению частотно-напряженческих САР.

Математическое моделирование синхронной машины включает в себя последовательное выполнение трех мероприятий:

- выбор системы о.е. и дальнейшее нормирование различных параметров и физических величин относительно их базисных значений, принятых для соответствующей системы;
- решение вопроса о необходимости учета насыщения магнитной системы машины в зависимости от нагрузки, прикладываемой к валу, и описание способа, за счет которого вводится учет насыщения при его наличии;
- составление математической модели синхронной машины, которая будет использована для дальнейшего синтеза с САУ.

Вопрос выбора системы о.е. и подходы, используемые при математическом описании физических процессов, имеющих место при работе машины, подробно рассмотрены в подразделе 2.3. Учет насыщения магнитной системы машины, как уже отмечалось ранее, необходим в том случае, если двигатель в соответствии с условиями его эксплуатации подвержен перегрузкам в том числе ударного характера. Поскольку полагается, что организация переменной структуры САР призвана повысить эффективность электропривода именно в области высоких возмущающих воздействий, вопрос о учете насыщения магнитной системы решается в положительную сторону. Выбор способа учета насыщения магнитопровода СД будет произведен в подразделе 2.9.

Синтез САР с переменной структурой осуществляется за счет выполнения следующих задач:

- организации контрольно-измерительной системы (КИС);
- реализации преобразований координат, за счет которых появляется возможность связать трехфазную симметричную систему АВС и роторную систему координат $dq0$;

- введения в структуру системы автоуправления звеньев, служащих для компенсации ВПОС, которые в значительной мере могут сказаться на динамике ЭП;
- введения в структуру САР звеньев, позволяющих на основе нелинейных стационарных функциональных зависимостей связать между собой различные координаты машины;
- осуществления настройки внутренних и внешнего контуров САР на МО или СО;
- введения в структуру САР ограничителей значений координат;
- организации формирователей задающих сигналов (скорости, потокосцеплений, углов между пространственными векторами и т.д.).

Переменная структура САР будет достигнута за счет взаимосвязанной работы формирователей задающих сигналов и блоков нелинейности (БН), которые определенным образом связывают координаты синхронной машины с величиной электромагнитного момента.

2.3 Методология математического моделирования объекта управления

2.3.1 Общие сведения и применяемые в дальнейшем понятия

Синхронная машина с ЭМ возбуждением² в обычном (необращенном) исполнении состоит из двух основных частей: неподвижного статора (якоря), на окружности которого располагаются фазные обмотки, разнесенные друг относительно друга на 120 градусов, и вращающегося ротора (индуктора), на котором расположена обмотка возбуждения.

Выделяют два класса синхронных машин, отличающихся по конструктивному исполнению ротора: неявнополюсные и явнополюсные. Ротор неявнополюсной машины представляет собой круглый цилиндр, на поверхности которого

² В дальнейшем подразумеваем, что при упоминании синхронной машины имеется в виду именно такая конструкция – с обмоткой возбуждения на роторе.

расположены пазы, в которые укладывается распределенная по ротору обмотка возбуждения. Индуктор таких машин обладает полной или практически полной симметрией относительно оси вращения и, что следует из описания не имеет явно выраженных полюсов, что и определяет название первых. Конструкция ротора явнополюсной машины включает в себя цилиндрический вал с выступающими полюсами. Двухполюсная модель синхронной машины (машина с одной парой полюсов) будет иметь две оси симметрии по продольной и поперечной оси.

В рамках текущей работы основное внимание уделяется явнополюсным машинам. Модель такой машины с одной парой полюсов схематично изображена на рисунке 2.1.

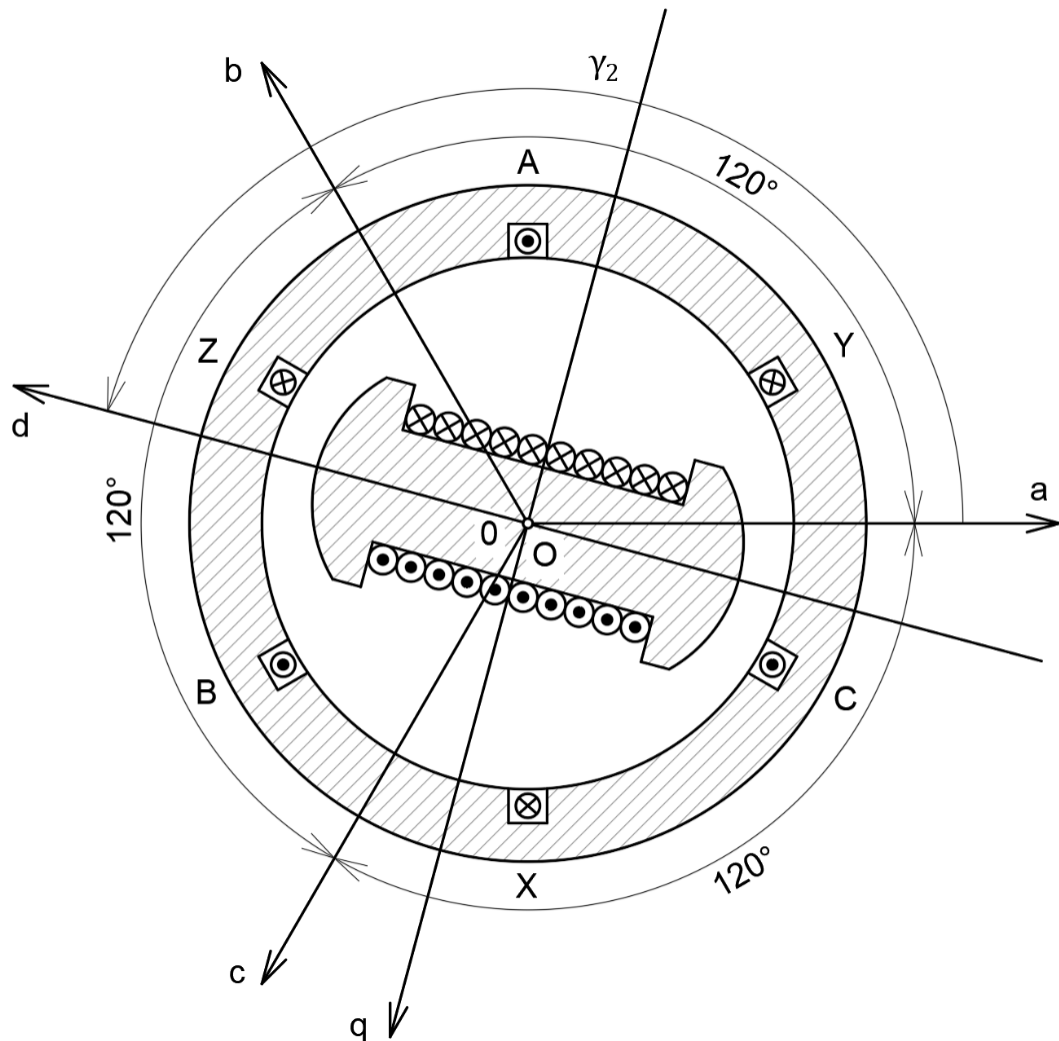


Рисунок 2.1 – Двухполюсная синхронная машина с явными полюсами

На рисунке 2.1 три фазные катушки AX, BY, CZ сдвинуты друг относительно друга на 120 градусов. Токи, протекающие в каждой катушке, создают соответствующие магнитные потоки. В дальнейшем условимся называть направление магнитного потока, созданного фазным током, в центре расточки, магнитной осью соответствующей фазы. Так, в соответствии с рисунком 2.1 для фазных обмоток AX, BY, CZ имеем соответственно три магнитных оси Oa, Ob, Oc.

Положительным направлением продольной оси симметрии ротора d будем считать такое направление, которое имеет магнитный поток, вызванный протеканием тока в OB, в центре расточки ротора. В дальнейшем принимаем, что поперечная ось симметрии ротора q опережает прямую ось симметрии d на угол $\frac{\pi}{2}$.

При описании физических процессов условимся для различных электрических величин – переменных, параметров и констант, относящихся к статору, использовать индекс «s», а для величин, относящихся к ротору – индекс «r». Мгновенные значения электрических величин будем обозначать строчными буквами.

2.3.2 Идеализация модели синхронной машины

При анализе электромагнитных процессов, имеющих место при работе синхронного двигателя в различных режимах, делается ряд допущений, значительно упрощающих математическое описание первых. Модель синхронной машины, для которой полагаются справедливы следующие допущения, будем в дальнейшем называть идеализированной [40, 41, 44, 78, 87, 108, 115, 124]:

- трехфазная система переменного тока является симметричной из чего вытекает отсутствие составляющих обратной и нулевой последовательности и, как следствие, равенство суммы мгновенных значений фазных токов, напряжений, токосцеплений и иных переменных трехфазной системы нулю;
- токи, протекающие по фазным обмоткам статора, создают магнитодвижущую силу, синусоидально распределенную по окружности воздушного зазора машины;

- магнитопровод и обмотки машины симметричны;
- магнитная система машины не насыщена из чего следует прямо пропорциональная зависимость потокоцеплений фазных обмоток статора от порождающих их токов;
- ротор и статор набраны из изолированных друг от друга листов качественной электротехнической стали, что позволяет пренебречь потерями на гистерезис и от протекания вихревых токов в стали машины;
- демпферная обмотка машины замещается двумя эквивалентными контурами по продольной и поперечной осям с постоянными параметрами.

Первое, второе, третье и шестое допущения являются общепринятыми для явнополюсного синхронного двигателя. Очевидно, что при исправности самой синхронной машины, справедливость первого допущения определяется, в первую очередь, качеством электроэнергии, получаемой от питающей сети. Второе допущение является весьма важным, поскольку оно позволяет исключить влияние гармонических составляющих магнитного поля на электромагнитные процессы, протекающие при работе машины. Близкое соответствие действительности данного допущения, как правило, принимают, ввиду представления об обмотке статора, как о фильтре высоких частот [87]. Третье допущение является прямым следствием второго. При принятии его справедливости все фазные обмотки будут иметь одинаковое количество витков, активное сопротивление и взаимный сдвиг магнитных осей.

Шестое допущение в отличие от первых трех может оказывать значительное влияние на точность моделирования переходных процессов машины. В случае явнополюсного двигателя его принятие как указывается в работе [87] приводит к приемлемым результатам.

Особенности четвертого и пятого допущений, из представленного выше списка, были описаны в рамках первого раздела. В дальнейшем в ходе выполнения исследования мы исключим лишь четвертое допущение, приняв во внимание учет насыщения машины по основному магнитному полю. В таком случае модель машины будем именовать математической моделью синхронного двигателя с учетом насыщения магнитной системы.

2.3.3 Математическое описание физических процессов. Трехфазная система координат ABC

При математическом описании физических процессов, имеющих место при работе СД в трехфазной системе координат ABC, ограничимся рассмотрением синхронной машины с одной лишь ОВ на роторе. Такое рассмотрение вполне оправдано, поскольку как будет показано дальше математическое моделирование машины в трехфазной системе координат весьма затруднительно и на практике в подавляющем большинстве случаев пользуются иными системами координат.

С помощью рисунка 2.2, представленного ниже, получим уравнения для напряжений, действующих на фазных обмотках статора и на зажимах ОВ.

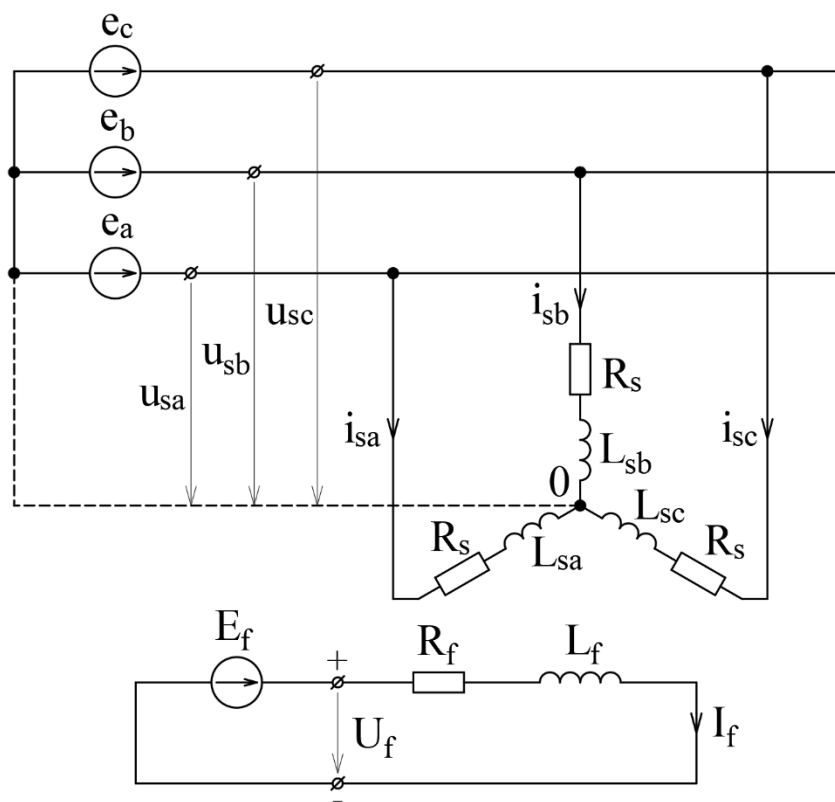


Рисунок 2.2 – Упрощенная электрическая принципиальная схема цепей обмоток синхронного двигателя

В соответствии со вторым законом Кирхгофа для цепей, представленных на рисунке 2.2, получаем следующую систему ДУ:

$$\begin{cases} u_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d\psi_{sa}}{dt}, \\ u_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d\psi_{sb}}{dt}, \\ u_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d\psi_{sc}}{dt}, \\ u_f = R_f i_f + \frac{d\psi_f}{dt}, \end{cases} \quad (2.1)$$

где u_{si} и u_f – мгновенные значения напряжений на i -х фазных обмотках статора и напряжения на зажимах ОВ соответственно, В;

R_s и R_f – активное сопротивление фазной обмотки статора и обмотки возбуждения при 75 °С соответственно, Ом;

i_{si} и i_f – мгновенные значения токов, протекающих в i -ых фазных обмотках статора, и тока, протекающего в обмотке возбуждения, соответственно, А;

ψ_{si} и ψ_f – мгновенные значения потокосцепления i -ых фазных обмоток статора и потокосцепления обмотки возбуждения соответственно, Вб.

В соответствии с рисунком 2.1 потокосцепление каждой фазы статора создается непосредственно током, протекающим в соответствующей фазной обмотке, а также в результате взаимной индукции, возникающей при прохождении токов по остальным фазным обмоткам и обмотке возбуждения. Уравнения фазных потокосцеплений $\psi_{sa}, \psi_{sb}, \psi_{sc}$ и потокосцепления ОВ ψ_f имеют вид:

$$\begin{cases} \psi_{sa} = L_{sa} i_{sa} + M_{ab} i_{sb} + M_{ac} i_{sc} + M_{af} i_f, \\ \psi_{sb} = M_{ba} i_{sa} + L_{sb} i_{sb} + M_{bc} i_{sc} + M_{bf} i_f, \\ \psi_{sc} = M_{ca} i_{sa} + M_{cb} i_{sb} + L_{sc} i_{sc} + M_{cf} i_f, \\ \psi_f = M_{fa} i_{sa} + M_{fb} i_{sb} + M_{fc} i_{sc} + L_f i_f, \end{cases} \quad (2.2)$$

где L_{si} и L_f – коэффициенты самоиндукции i -й фазы статора и обмотки возбуждения соответственно, Гн;

M_{ij} и M_{ji} – коэффициенты взаимной индукции между i -й и j -й и между j -й и i -й фазами статора соответственно, Гн;

M_{fi} и M_{if} – коэффициенты взаимной индукции между ОВ и i -й фазой статора и между i -й фазой статора и ОВ соответственно, Гн.

Для явнополюсной синхронной машины, ввиду несимметричности ротора относительно оси вращения, коэффициенты самоиндукции фаз статора, равно как

и коэффициенты взаимной индукции между его фазами не являются постоянными величинами, а зависят от угла поворота ротора. Заметим, что для коэффициентов взаимной индукции справедливо $M_{ij} = M_{ji}$ и $M_{fi} = M_{if}$ [40, 41, 53].

Коэффициенты самоиндукции являются периодическими функциями угла γ_2 с периодом π , поскольку при повороте ротора на 180 градусов, как следует из рисунка 2.1, его ферромагнитные массы занимают изначальное положение относительно соответствующих катушек. Коэффициенты взаимной индукции между обмотками статора также будут являться периодическими функциями с периодом π . К примеру, для взаимной индуктивности между фазами А и В отсчет угла поворота должен проводиться относительно магнитной оси фазы С (на рисунке Oc'), поскольку она является осью симметрии для данных катушек. Таким образом взаимные индуктивности являются периодическими функциями угла γ'_2 :

$$\gamma'_2 = \gamma_2 - \frac{\pi}{3} = \gamma_2 - \frac{\rho}{2}, \quad (2.3)$$

где ρ – угол фазового сдвига трехфазной симметричной системы: $\rho = \frac{2\pi}{3}$.

Уравнения коэффициентов самоиндукции и взаимной индукции с учетом вышесказанного при помощи разложения в ряд Фурье могут быть записаны в следующем виде:

$$\begin{cases} L_{sa} = l_0 + l_2 \cos(2\gamma_2) + l_4 \cos(4\gamma_2) + \dots, \\ L_{sb} = l_0 + l_2 \cos[2(\gamma_2 - \rho)] + l_4 \cos[4(\gamma_2 - \rho)] + \dots, \\ L_{sc} = l_0 + l_2 \cos[2(\gamma_2 + \rho)] + l_4 \cos[4(\gamma_2 + \rho)] + \dots, \end{cases} \quad (2.4)$$

$$\begin{cases} M_{ab} = m_0 + m_2 \cos\left[2\left(\gamma_2 - \frac{\rho}{2}\right)\right] + m_4 \cos\left[4\left(\gamma_2 - \frac{\rho}{2}\right)\right] + \dots, \\ M_{bc} = m_0 + m_2 \cos\left[2\left(\gamma_2 - \frac{3}{2}\rho\right)\right] + m_4 \cos\left[4\left(\gamma_2 - \frac{3}{2}\rho\right)\right] + \dots, \\ M_{ca} = m_0 + m_2 \cos\left[2\left(\gamma_2 + \frac{\rho}{2}\right)\right] + m_4 \cos\left[4\left(\gamma_2 + \frac{\rho}{2}\right)\right] + \dots, \end{cases} \quad (2.5)$$

где $l_0, l_2, l_4, \dots$ и $m_0, m_2, m_4, \dots$ – постоянные, Гн.

Теперь рассмотрим коэффициенты самоиндукции ОВ и ее взаимной индукции с фазами статора. Статор синхронной машины в сечении представляет собой цилиндр с впадинами, в которые укладываются фазные обмотки. Если пренебречь влиянием впадин, можно сказать, что при вращении ротора не происходит изменение конфигурации ферромагнитных масс статора относительно обмотки

возбуждения и, тем самым коэффициент самоиндукции ОВ есть величина постоянная. Коэффициент взаимной индукции, напротив, будет зависеть от положения ротора, поскольку контуры обмотки возбуждения вращаются относительно неподвижных контуров фазных обмоток. Коэффициенты взаимной индукции между ОВ и фазами статора в рассматриваемом случае представляют собой периодические функции угла поворота ротора γ_2 с периодом 2π . Причем данная функции не зависит от знака данного угла, поскольку при повороте индуктора как по ходу, так и против часовой стрелки относительно магнитных осей фаз потокосцепление фазных контуров будут одинаковыми. Учитывая все вышесказанное, а также то, что, к примеру, при повороте ротора из некоторого положения с углом γ_2 на угол π меняется знак потокосцепления фазы А, но не абсолютная величина, произведем разложение данных периодических функций в ряд Фурье и получим:

$$\begin{cases} M_{af} = m_1 \cos \gamma_2 + m_3 \cos(3\gamma_2) + \dots, \\ M_{bf} = m_1 \cos(\gamma_2 - \rho) + m_3 \cos[3(\gamma_2 - \rho)] + \dots, \\ M_{cf} = m_1 \cos(\gamma_2 + \rho) + m_3 \cos[3(\gamma_2 + \rho)] + \dots, \end{cases} \quad (2.6)$$

где $m_1, m_3, \dots$ – постоянные, Гн.

Гармоники третьего и высших порядков, входящие в выражения систем уравнений (2.4) – (2.6), в соответствии с ранее принятыми допущениями не оказывают существенного влияния на коэффициенты самоиндукций и взаимных индукций и могут быть исключены из дальнейшего рассмотрения [41, 53].

Очевидно, что математический анализ процессов, протекающих при работе СД, с помощью уравнений, входящих в системы (2.1) – (2.6) является весьма затруднительным, в связи с этим находят иные способы описания первых, в частности, при большинстве законов частотного управления двигателем удобнее пользоваться системой координат, синхронно вращающейся вместе с ротором машины [41, 44, 87, 105, 108]. Данную систему называют роторной системой координат d-q или в более полной формулировке direct-quadrature-zero (dq0). При полагании, что трехфазная сеть симметрична имеет место равенство:

$$i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0,$$

и уравнения на нулевую ось не записываются.

Перед описанием математического перехода от трехфазной системы ABC к роторной системе dq0 введем и кратко рассмотрим понятие пространственного вектора трехфазной системы.

2.3.4 Пространственные векторы

Для начала запишем уравнения токов, протекающих в фазах статора, в трехфазной системе координат ABC:

$$\begin{cases} i_{sa} = I_{sma} \cos \gamma, \\ i_{sb} = I_{smb} \cos(\gamma - \rho), \\ i_{sc} = I_{smc} \cos(\gamma + \rho), \end{cases} \quad (2.7)$$

где I_{smi} – модуль тока, протекающего в i -й фазе статора, А;

γ – угол между результирующим вектором тока трехфазной системы и магнитной осью Оа.

В соответствии с допущением о том, что трехфазная система переменного тока симметрична, для модулей фазных токов считаем справедливым: $I_{sma} = I_{smb} = I_{smc} = I_{sm}$. В дальнейшем условимся для обозначения комплексных электрических величин использовать прописные буквы с точкой над ними. К примеру, для комплексной величины N будет использована запись: $\dot{N}$.

Для получения результирующего вектора тока трехфазной системы:

$$\dot{I}_{\Sigma} = \dot{I}_{sa} + \dot{I}_{sb} + \dot{I}_{sc}, \quad (2.8)$$

построим векторную диаграмму для случая: $\gamma = \frac{7\pi}{12}$. Мгновенные значения фазных токов при подстановке γ в систему уравнений (2.7) соответственно равны:

$$\begin{cases} i_{sa} = -0,259 I_{sm}, \\ i_{sb} = 0,966 I_{sm}, \\ i_{sc} = -0,707 I_{sm}. \end{cases}$$

Векторная диаграмма представлена на рисунке 2.3.

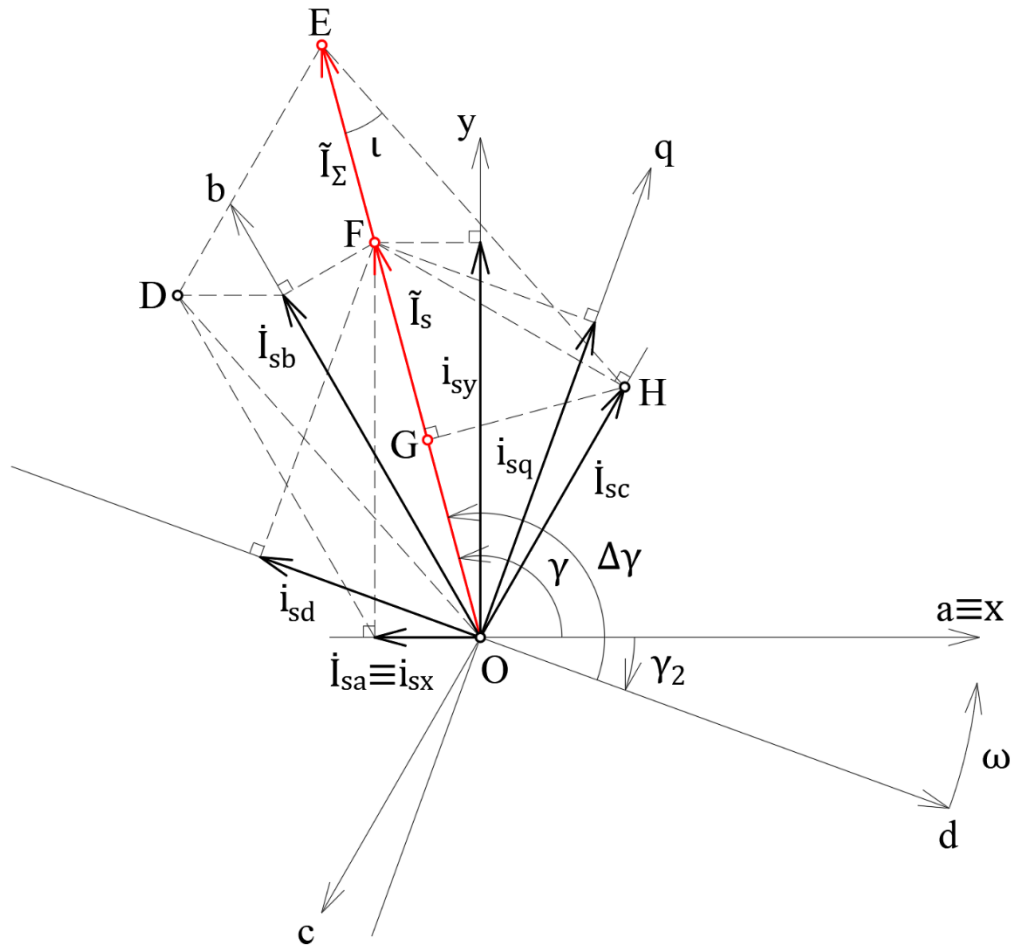


Рисунок 2.3 – Результирующий и изображающий вектор системы координат ABC

На рисунке 2.3 и в дальнейшем используется следующая логика обозначения векторов, проекций и иных величин:

- $\tilde{X}$ – пространственный вектор величины X ;
- $\dot{X}$ – комплексный вектор величины X ;
- x_i – проекция пространственного вектора $\tilde{X}$ на i -ую ось.

Вектор $\tilde{I}_s$ есть пространственный (изображающий или обобщенный) вектор тока статора. Найдём соотношение между результирующим $\tilde{I}_\Sigma$ и пространственным $\tilde{I}_s$ векторами тока.

Определим мгновенное значение вектора $\tilde{I}_\Sigma$ в общем виде из рисунка 2.3:

$$I_\Sigma = OG + GE = -i_{sc} \cos\left(\gamma - \frac{\rho}{2}\right) + OD \cos \iota. \quad (2.9)$$

Отрезок OD может быть найден с помощью векторов $\dot{I}_{sa}$ и $\dot{I}_{sb}$:

$$OD = I_{sm} \sqrt{\frac{3}{4} + \cos^2 \gamma - \sqrt{3} \cos \gamma \sin \gamma}. \quad (2.10)$$

Величина $\cos \iota$ определяется из треугольника ONE:

$$\cos \iota = \frac{1}{OD} \sqrt{OD^2 - i_{sc}^2 \sin^2 \left(\gamma - \frac{\rho}{2} \right)}. \quad (2.11)$$

Подставляя (2.10), (2.11) и третье уравнение системы (2.7) в уравнение (2.9), получаем:

$$I_{\Sigma} = I_{sm} \left[\cos^2(\gamma + \rho) + \sqrt{\frac{3}{4} + \cos^2 \gamma - \sqrt{3} \cos \gamma \sin \gamma - \cos^2(\gamma + \rho) \sin^2 \left(\gamma - \frac{\rho}{2} \right)} \right]. \quad (2.12)$$

Упрощая выражение (2.12), определяем:

$$I_{\Sigma} = \frac{3}{2} I_{sm}. \quad (2.13)$$

Геометрическая сумма (2.8) может быть записана иным образом:

$$\tilde{I}_{\Sigma} = i_{sa} e^{j0} + i_{sb} e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_{sc} e^{j\frac{4\pi}{3}}, \quad (2.14)$$

где j – мнимая единица: $j = \sqrt{-1}$.

Тогда выражение для пространственного вектора тока будет иметь вид:

$$\tilde{I}_s = \frac{2}{3} \left(i_{sa} e^{j0} + i_{sb} e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_{sc} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right). \quad (2.15)$$

Вид уравнения (2.15) справедлив для любого пространственного вектора трехфазной системы.

2.3.5 Система координат dq0. Преобразования Blondеля, Парка и Кларк

Впервые переход от трехфазной системы координат ABC к двухфазной роторной системе dq0 был осуществлен А. Блонделем для описания установившегося режима работы синхронной машины. В дальнейшем ученые Р. Парк и А.А. Горев независимо друг от друга использовали данные преобразования для описания динамических режимов работы машины.

Преобразование Блонделя легко получить за счет анализа рисунка 2.3. Для начала осуществим обратное преобразование Блонделя, то есть выразим величины системы координат ABC через величины системы координат dq0 – через проекции пространственного вектора тока статора на ось d i_{sd} и на ось q i_{sq} :

$$-i_{sa} = -i_{sd} \cos \gamma_2 + i_{sq} \sin \gamma_2$$

или

$$i_{sa} = i_{sd} \cos \gamma_2 - i_{sq} \sin \gamma_2.$$

Проделив аналогичные операции для оставшихся фаз с учетом того, что фаза В отстает от фазы А на угол ρ , а фаза С опережает на тот же угол фазу А, получаем уравнения обратного преобразования Блонделя:

$$\begin{cases} i_{sa} = i_{sd} \cos \gamma_2 - i_{sq} \sin \gamma_2, \\ i_{sb} = i_{sd} \cos(\gamma_2 - \rho) - i_{sq} \sin(\gamma_2 - \rho), \\ i_{sc} = i_{sd} \cos(\gamma_2 + \rho) - i_{sq} \sin(\gamma_2 + \rho), \end{cases} \quad (2.16)$$

где γ_2 – угол между магнитной осью обмотки возбуждения и магнитной осью фазной обмотки статора или угол поворота ротора.

Теперь умножим первое уравнение системы (2.16) на величину $\cos \gamma_2$, второе – на величину $\cos(\gamma_2 - \rho)$, а третье – на величину $\cos(\gamma_2 + \rho)$ и сложим их:

$$i_{sa} \cos \gamma_2 + i_{sb} \cos(\gamma_2 - \rho) + i_{sc} \cos(\gamma_2 + \rho) = \frac{3}{2} i_{sd}.$$

Проделиваем то же самое, заменив $\cos \gamma_2$, $\cos(\gamma_2 - \rho)$ и $\cos(\gamma_2 + \rho)$ на $\sin \gamma_2$, $\sin(\gamma_2 - \rho)$ и $\sin(\gamma_2 + \rho)$ соответственно:

$$i_{sa} \sin \gamma_2 + i_{sb} \sin(\gamma_2 - \rho) + i_{sc} \sin(\gamma_2 + \rho) = -\frac{3}{2} i_{sq}.$$

Выражая из этих уравнений проекции на прямую и квадратурную ось, получаем уравнения прямого преобразования Блонделя³:

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{2}{3} [i_{sa} \cos \gamma_2 + i_{sb} \cos(\gamma_2 - \rho) + i_{sc} \cos(\gamma_2 + \rho)], \\ i_{sq} = -\frac{2}{3} [i_{sa} \sin \gamma_2 + i_{sb} \sin(\gamma_2 - \rho) + i_{sc} \sin(\gamma_2 + \rho)], \\ i_{s0} = 0. \end{cases} \quad (2.17)$$

³ Случай полностью симметричной нагрузки

Сведение трехфазной системы координат к двухфазной, содержащей продольный (d) и поперечный контур (q), позволяет анализировать процессы, происходящие в машине по данным контурам. Разбиение процессов по поперечному и продольному контурам получило название метода двух реакций.

Тот же результат в несколько иной либо при необходимости в аналогичной форме может быть получен за счет использования преобразований Кларк и Парка. Векторная диаграмма, представленная на рисунке 2.3, содержит сразу три системы координат: трехфазную симметричную систему ABC, вращающуюся синхронно с ротором систему dq0, и систему, жестко связанную с обмоткой статора, xy0. Пространственный вектор $\tilde{I}_s$ может быть спроектирован на любую из указанных систем. При этом пространственный вектор тока относительно системы координат xy0 $\tilde{I}_{sx-y}$, равно как и относительно системы dq0 $\tilde{I}_{sd-q}$ может быть разложен на ось вещественных +1 и мнимых +j координат. Для начала рассмотрим прямое преобразование Кларк и Парка, при которых осуществляется переход от трехфазной системы координат ABC к двухфазной статорной системе xy0 и от двухфазной системы xy0 к роторной системе координат dq0 соответственно.

Для пространственного вектора $\tilde{I}_{sx-y}$ с учетом уравнения (2.14) справедливо:

$$\tilde{I}_{sx-y} = i_{sx} + ji_{sy} = \frac{2}{3} \left(i_{sa} e^{j0} + i_{sb} e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_{sc} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right), \quad (2.18)$$

где i_{sx} и i_{sy} – проекции пространственного вектора тока статора соответственно на ось x и y неподвижной системы xy0, жестко связанной с фазой статора, A.

Используя формулу Эйлера для комплексных чисел, получим:

$$i_{sx} + ji_{sy} = \frac{2}{3} i_{sa} - \frac{1}{3} (i_{sb} + i_{sc}) + \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{sb} - i_{sc}).$$

После ряда преобразований определяем вид уравнений для перехода из системы ABC в систему xy0, которое называют прямым преобразованием Кларк:

$$\begin{cases} i_{sx} = i_{sa}, \\ i_{sy} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{sb} - i_{sc}). \end{cases} \quad (2.19)$$

В свою очередь, пространственный вектор $\tilde{I}_{sd-q}$, вращающийся относительно роторной системы координат, может быть определен как⁴:

$$\tilde{I}_{sd-q} = I_{sm} e^{j(\gamma - \gamma_2)} = I_{sm} e^{j\gamma} e^{-j\gamma_2} = \tilde{I}_{sx-y} e^{-j\gamma_2}. \quad (2.20)$$

Используя формулу Эйлера для уравнения (2.20), получаем:

$$i_{sd} + j i_{sq} = (i_{sx} + j i_{sy})(\cos \gamma_2 - j \sin \gamma_2). \quad (2.21)$$

Из уравнения (2.21) определяем связь проекций роторной системы dq0 с неподвижной статорной системой xy0:

$$\begin{cases} i_{sd} = i_{sx} \cos \gamma_2 + i_{sy} \sin \gamma_2, \\ i_{sq} = -i_{sx} \sin \gamma_2 + i_{sy} \cos \gamma_2. \end{cases} \quad (2.22)$$

Система уравнений (2.22) представляет из себя прямое преобразование Парка. При подстановке в систему (2.22) уравнений системы (2.19) можно непосредственно связать проекции пространственного вектора на прямую и квадратурную ось с трехфазной системой:

$$\begin{cases} i_{sd} = i_{sa} \cos \gamma_2 + \frac{1}{\sqrt{3}} i_{sb} \sin \gamma_2 - \frac{1}{\sqrt{3}} i_{sc} \sin \gamma_2, \\ i_{sq} = -i_{sa} \sin \gamma_2 + \frac{1}{\sqrt{3}} i_{sb} \cos \gamma_2 - \frac{1}{\sqrt{3}} i_{sc} \cos \gamma_2. \end{cases} \quad (2.23)$$

Систему уравнений (2.23) после некоторых тригонометрических преобразований можно привести к ранее полученной системе (2.17):

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{2}{3} \left(i_{sa} \cos \gamma_2 + i_{sb} \sin \rho \sin \gamma_2 - i_{sc} \sin \rho \sin \gamma_2 + \frac{1}{2} i_{sa} \cos \gamma_2 \right), \\ i_{sq} = -\frac{2}{3} \left(i_{sa} \sin \gamma_2 - i_{sb} \sin \rho \cos \gamma_2 + i_{sc} \sin \rho \cos \gamma_2 - \frac{1}{2} i_{sa} \sin \gamma_2 \right), \end{cases} \quad (2.24)$$

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{2}{3} [i_{sa} \cos \gamma_2 + i_{sb} \cos(\gamma_2 - \rho) + i_{sc} \cos(\gamma_2 + \rho)], \\ i_{sq} = -\frac{2}{3} [i_{sa} \sin \gamma_2 + i_{sb} \sin(\gamma_2 - \rho) + i_{sc} \sin(\gamma_2 + \rho)]. \end{cases} \quad (2.25)$$

Теперь рассмотрим обратное преобразования Парка и Кларк соответственно. Уравнение (2.20) можно записать в виде:

$$i_{sx} + j i_{sy} = (i_{sd} + j i_{sq})(\cos \gamma_2 + j \sin \gamma_2). \quad (2.26)$$

⁴ Знак перед углом γ_2 определен исходя из тех соображений, что отсчет угла выбирается по часовой стрелке, то есть имеет отрицательное направление, что проиллюстрировано на рисунке 2.3.

Из уравнения (2.26) получаем формулы перехода из роторной системы координат в систему координат, связанную с фазными обмотками статора:

$$\begin{cases} i_{sx} = i_{sd} \cos \gamma_2 - i_{sq} \sin \gamma_2, \\ i_{sy} = i_{sd} \sin \gamma_2 + i_{sq} \cos \gamma_2. \end{cases} \quad (2.27)$$

Систему уравнений (2.27) называют обратным преобразованием Парка. Для получения обратного преобразования Кларк запишем следующим образом систему уравнений (2.19):

$$\begin{cases} i_{sx} = i_{sa}, \\ i_{sx} = -i_{sb} - i_{sc}, \\ i_{sy} = \frac{1}{\sqrt{3}} i_{sb} - \frac{1}{\sqrt{3}} i_{sc}. \end{cases} \quad (2.28)$$

Решая систему уравнений (2.28) относительно токов i_{sa} , i_{sb} и i_{sc} , получаем:

$$\begin{cases} i_{sa} = i_{sx}, \\ i_{sb} = -\frac{1}{2} i_{sx} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{sy}, \\ i_{sc} = -\frac{1}{2} i_{sx} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{sy}. \end{cases} \quad (2.29)$$

Систему уравнений (2.29) называют обратным преобразованием Кларк. При подстановке в (2.29) уравнений (2.27) получим:

$$\begin{cases} i_{sa} = i_{sd} \cos \gamma_2 - i_{sq} \sin \gamma_2, \\ i_{sb} = -\frac{1}{2} (i_{sd} \cos \gamma_2 - i_{sq} \sin \gamma_2) + \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{sd} \sin \gamma_2 + i_{sq} \cos \gamma_2), \\ i_{sc} = -\frac{1}{2} (i_{sd} \cos \gamma_2 - i_{sq} \sin \gamma_2) - \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{sd} \sin \gamma_2 + i_{sq} \cos \gamma_2). \end{cases} \quad (2.30)$$

После выполнения тригонометрических преобразований получаем:

$$\begin{cases} i_{sa} = i_{sd} \cos \gamma_2 - i_{sq} \sin \gamma_2, \\ i_{sb} = i_{sd} \cos(\gamma_2 - \rho) - i_{sq} \sin(\gamma_2 - \rho), \\ i_{sc} = i_{sd} \cos(\gamma_2 + \rho) - i_{sq} \sin(\gamma_2 + \rho). \end{cases} \quad (2.31)$$

Таким образом, система уравнений (2.29) тождественна ранее полученной системе (2.16). Входящее в уравнения выше угловое перемещение ротора γ_2 может быть определено с помощью уравнения:

$$\gamma_2 = \int_0^{t_1} \omega_{эл}(t) dt = \frac{Z_p \omega(p)}{p}, \quad (2.32)$$

где $[0; t_1]$ – рассматриваемый промежуток времени, с;

$\omega_{эл}$ – скорость вращающегося электромагнитного поля или скорость вращения ротора в электрическом пространстве, $\frac{\text{рад}}{с}$;

ω – скорость ротора в физическом пространстве, $\frac{\text{рад}}{с}$;

p – оператор дифференцирования: $p = \frac{d}{dt}$.

2.3.6 Системы относительных единиц

При описании и моделировании физических процессов, происходящих при работе синхронной машины, обычно вместо величин, выраженных в их абсолютных значениях (вольты, амперы, ватты и др.), используют величины, выраженные в относительных единицах. Относительные значения величин получают путем нормирования абсолютных единиц (а.е.) относительно базисных величин. Применение о.е. является распространенной практикой и обусловлено, в первую очередь, следующими соображениями [41]:

- исключаются из рассмотрения некоторые коэффициенты, что позволяет упростить ряд уравнений;
- переменные выражаются долями единицы;
- появляется возможность наглядного сравнения характеристик машин различной мощности.

Стоит отметить, что для синхронных машин применяются различные системы о.е. Их отличие друг от друга определяется разным подходом к выбору базисных единиц, касающихся контуров ротора [10, 41, 46, 87, 114]. Выбор той или иной системы о.е. не влияет на качественные показатели устойчивого и динамического режимов, а сказывается лишь на удобстве рассмотрения электромагнитных и электромеханических процессов, происходящих в машине с физической и математической точки зрения.

В большинстве случаев независимо от системы единиц, принятой для цепи ротора, в качестве базисных величин, характеризующих цепь статора, выбираются величины, представленные ниже [17, 40, 44, 46, 53, 87, 99, 114].

Базисный ток статора I_{s6} , в качестве которого выступает амплитуда номинального тока, протекающего в фазной обмотке якоря:

$$I_{s6} = I_{shm} = \sqrt{2}I_{снд}, \quad (2.33)$$

где I_{shm} – амплитуда номинального тока, протекающего в фазной обмотке, А;

$I_{снд}$ – действующее значение номинального тока в обмотке статора, А.

Базисное напряжение статора U_{s6} , в качестве которого выступает амплитуда номинального напряжения, приложенного к фазной обмотке якоря:

$$U_{s6} = U_{shm} = \sqrt{2}U_{снд}, \quad (2.34)$$

где U_{shm} – амплитуда номинального напряжения фазы статора, В;

$U_{снд}$ – действующее значение номинального напряжения фазы статора, В.

Базисная полная мощность статора S_{s6} , в качестве которой выступает полная мощность, потребляемая машиной в номинальном режиме работы:

$$S_{s6} = S_{сн} = 3U_{снд}I_{снд} = \frac{3}{2}U_{s6}I_{s6}, \quad (2.35)$$

где $S_{сн}$ – полная ЭМ мощность машины в номинальном режиме работы, ВА.

За активную P_{s6} и реактивную Q_{s6} базисную мощность статорной цепи принимаются такие мощности, которые в номинальном режиме работы полностью соответствуют полной базисной мощности – мощности, наблюдаемой в номинальном режиме при коэффициенте мощности равном единице и нулю соответственно:

$$\begin{cases} P_{s6} = S_{s6} = \frac{3}{2}U_{s6}I_{s6}, \text{ при } \chi_s = \cos \varphi_s = 1, \\ Q_{s6} = S_{s6} = \frac{3}{2}U_{s6}I_{s6}, \text{ при } \chi_s = \cos \varphi_s = 0, \end{cases} \quad (2.36)$$

где χ_s – коэффициент мощности цепи статора;

$\cos \varphi_s$ – косинус сдвига фаз между напряжением и током статора, который в случае полной синусоидальности указанных переменных тождественен коэффициенту мощности χ_s : $\cos \varphi_s = \frac{P_s}{S_s}$;

P_s – электромагнитная активная мощность, Вт;

S_s – электромагнитная полная мощность, ВА;

φ_s – угол сдвига фаз между пространственными векторами напряжения и тока статора.

Базисный импеданс цепи фазной обмотки статора Z_{s6} определяется в соответствии с законом Ома:

$$Z_{s6} = \frac{U_{s6}}{I_{s6}}. \quad (2.37)$$

Подставляя выражение (2.37) в (2.35) и (2.36), получаем:

$$\begin{cases} S_{s6} = \frac{3}{2} I_{s6}^2 Z_{s6}, \\ P_{s6} = \frac{3}{2} I_{s6}^2 Z_{s6} = \frac{3}{2} I_{s6}^2 R_{s6}, \\ Q_{s6} = \frac{3}{2} I_{s6}^2 Z_{s6} = \frac{3}{2} I_{s6}^2 X_{s6}, \end{cases} \quad (2.38)$$

где R_{s6} и X_{s6} – базисное активное и реактивное сопротивление цепи фазной обмотки статора соответственно, Ом.

Из (2.38) заключаем, что:

$$R_{s6} = X_{s6} = Z_{s6}. \quad (2.39)$$

Базисное реактивное сопротивление X_{s6} , в свою очередь, может быть выражено через базисную электрическую угловую частоту $\omega_{эл.6}$ и базисную индуктивность цепи статора L_{s6} :

$$X_{s6} = \omega_{эл.6} L_{s6}. \quad (2.40)$$

Под базисной угловой электрической частотой понимают синхронную угловую скорость машины в электрическом пространстве:

$$\omega_{эл.6} = 2\pi f_H, \quad (2.41)$$

где f_H – частота питающей сети (частота выходного напряжения ПЧ), Гц.

Базисная индуктивность обмотки статора может быть выражена, используя уравнения (2.38), (2.41), (2.42):

$$L_{s6} = \frac{U_{s6}}{\omega_{эл.6} I_{s6}} = \frac{U_{s6}}{2\pi f_H I_{s6}}. \quad (2.42)$$

За базисное потокосцепление статора Ψ_6 принимается такое потокосцепление, которое индуцирует в обмотке статора базисное напряжение при базисной угловой скорости вращающегося электромагнитного поля:

$$\Psi_6 = \frac{U_{s6}}{\omega_{эл.6}} = L_{s6} I_{s6}. \quad (2.43)$$

Базисные величины, относящиеся к роторным цепям (обмотке возбуждения, демпферной обмотке, компенсационной обмотке и т.д.) не являются общепринятыми и, как правило, выбираются исходя из удобства рассмотрения тех или иных вопросов, относящихся к работе СД. На практике из всего многообразия систем о.е. для роторных величин нашли применения так называемые «система А. Рэнкина» («система x_{ad} ») и «система Парка», также именуемая «системой Парка-Горева» [40, 46, 87, 114]. Основой базисных значений для контуров ротора служат базисные величины токов, протекающих в обмотке возбуждения $I_{f\delta}$, в демпферной обмотке $I_{D\delta}$ и компенсационной обмотках $I_{c\delta}$.

При выборе «системы x_{ad} » исходят из того соображения, что ток, протекающий в ОВ ненасыщенного СД, создает такое же магнитное поле первой гармонической составляющей, что и продольная реакция статора при своем базисном токе. При выборе системы о.е. Парка под базисным током обмотки возбуждения, равно как и под базисным током ДО и КО, понимают такой ток, который при холостом ходе (ХХ) машины, ротор которой вращается с базисной угловой скоростью, создает базисное потокосцепление статора, индуцирующее, в свою очередь, в обмотках статора базисное напряжение [40, 41, 105]. В литературных источниках [40, 41, 99, 114] указывается, что выбор данных систем может определяться в зависимости от количества роторных цепей. При наличии лишь одной цепи ОВ предпочтение отдается системе о.е. Парка-Горева, ввиду ее большей простоты, в то время как при увеличении контуров ротора с целью обеспечения физической наглядности и взаимосвязанности цепей статора и ротора более подходящей является «система x_{ad} ». В рамках текущей работы несмотря на наличие двух замкнутых дискретных контуров на роторе остановимся на системе о.е. Парка, что оправдано тем, что большинство частотно-регулируемых СД не имеют демпферных контуров, а при их наличии уравнения для статорных и роторных контуров с относительной простотой также могут быть записаны с помощью выбранной системы единиц. Более того, система о.е. «Горева» не требует знания обмоточных данных машины.

Исходя из определения базисного тока обмотки возбуждения в системе о.е. «Горева» получаем следующее уравнение для базового напряжения статора:

$$U_{s6} = \omega_{эл.6} M_{df} I_{f6}. \quad (2.44)$$

Базисный ток ОВ определяется по спрямленной в начале координат характеристике холостого хода синхронной машины, построенной в абсолютных или относительных единицах. На рисунке 2.4 представлены реальная и спрямленная характеристика ХХ синхронного двигателя в а.е. и о.е. соответственно. Из рисунка 2.4 видно, что базовый ток ОВ I_{f6} будет меньше по сравнению с реальным номинальным током ХХ ротора машины $I_{f_{XX.H}}$.

Определение базисного тока по спрямленной характеристике объясняется принятым ранее допущением о том, что потокосцепления машины линейно зависят от создающих их токов, так как магнитная система двигателя остается ненасыщенной при любых режимах его работы.

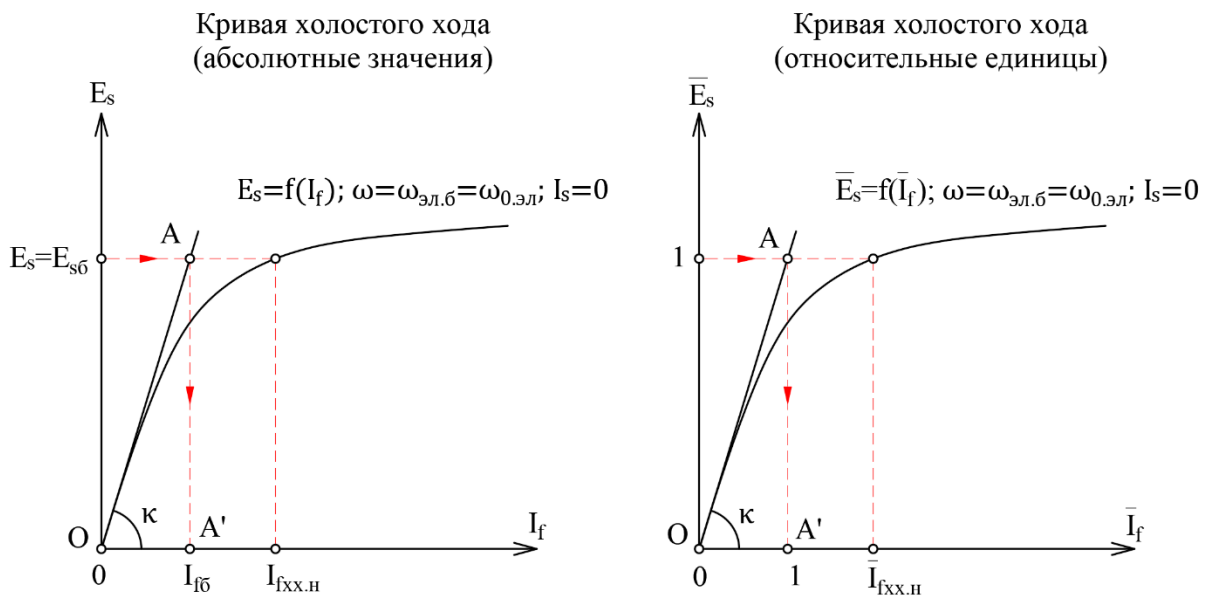


Рисунок 2.4 – К определению базисного тока, протекающего в обмотке возбуждения

Зная базисный ток ОВ, можно определить базисное потокосцепление ротора Ψ_{f6} , создаваемое током холостого хода:

$$\Psi_{f6} = L_f I_{f6}. \quad (2.45)$$

За базисное напряжение U_{f6} , приложенное к зажимам ОВ, принимается такое напряжение, которое при ХХ машины создает в данной обмотке базисный ток:

$$U_{f6} = R_f I_{f6}. \quad (2.46)$$

При определении базисного тока ДО необходимо учитывать, что согласно ранее принятому допущению она замещается двумя эквивалентными контурами, каждый из которых располагается на одной из осей симметрии ротора, в связи с чем при определении базовых токов стоит рассматривать токи, протекающие в ДО, расположенных на прямой I_{D6} и квадратурной I_{Q6} оси. В соответствии с определением базисного тока демпферной обмотки в системе о.е. Парка-Горева получаем следующие выражения:

$$\begin{cases} I_{D6} = \frac{\Psi_6}{M_{dD}} = \frac{M_{df}}{M_{dD}} I_{f6}, \\ I_{Q6} = \frac{\Psi_6}{M_{qQ}} = \frac{M_{df}}{M_{qQ}} I_{f6}, \end{cases} \quad (2.47)$$

где M_{dD} – коэффициент взаимной индукции между обмоткой статора и эквивалентным контуром демпферной обмоткой, который расположен на оси d, Гн;

M_{qQ} – коэффициент взаимной индукции между обмоткой статора и эквивалентным контуром демпферной обмоткой, который расположен на оси q, Гн.

Базисные потокосцепления ДО, разложенной по оси d Ψ_{D6} и q Ψ_{Q6} , определяются соответственно выражениями:

$$\begin{cases} \Psi_{D6} = L_D I_{D6}, \\ \Psi_{Q6} = L_Q I_{Q6}, \end{cases} \quad (2.48)$$

где L_D и L_Q – коэффициенты самоиндукции ДО, отнесенных к прямой и квадратурной оси соответственно, Гн.

Наконец, рассмотрим базисные величины, характеризующие механическую часть машины – скорость вращения ротора ω_6 , механическую мощность P_6 и механический момент на валу ротора M_6 . Базисная скорость вращения ротора определяется базисной угловой электрической частотой деленной на число пар полюсов:

$$\omega_6 = \frac{\omega_{эл.6}}{Z_p}. \quad (2.49)$$

Базисная механическая мощность есть произведение базисной скорости вращения ротора на базисный момент на валу двигателя:

$$P_6 = M_6 \omega_6. \quad (2.50)$$

Базисная механическая мощность P_6 и базисная электромагнитная активная мощность статора P_{s6} равны между собой, что позволяет с помощью формулы (2.50) получить выражение для определения базисного момента на валу:

$$M_6 = \frac{P_6}{\omega_6} = \frac{\frac{3}{2} U_{s6} I_{s6}}{\omega_6} = \frac{3}{2} \frac{Z_p U_{s6} I_{s6}}{\omega_{эл.6}} = \frac{3}{2} Z_p \Psi_6 I_{s6}. \quad (2.51)$$

2.4 Математическая модель двигателя с одним контуром на роторе

Построение математических моделей СД независимо от количества контуров, отнесенных к ротору машины, производится за счет преобразования уравнений Парка-Горева, представленных в операторной форме. Получение окончательных уравнений, составляющих модель машины, которая выступает в качестве ОУ, происходит в следующей последовательности:

- запись уравнений Парка-Горева для машины, имеющей i -ое количество контуров ротора в а.е.;
- нормирование величин, входящих в данные уравнения относительно базисных величин, определяемых выражениями (2.33) – (2.51);
- осуществление математических преобразований уравнений к конечному виду на основе заданных входных и регулируемых координат.

В дальнейшем условимся все переменные и параметры, характеризующие физические процессы, происходящие при работе СД, при выражении их в о.е. обозначать с чертой над ними, к примеру, величина X в о.е., будет иметь вид: $\bar{X}$.

2.4.1 Уравнения Парка-Горева при использовании абсолютных единиц

Уравнения Парка-Горева выводятся путем преобразования уравнений, входящих в системы (2.1) – (2.6), и дальнейшего их рассмотрения с помощью метода двух реакций. Получение данных уравнений, к примеру, подробно представлено в источниках литературы [40, 53, 119].

В настоящем диссертационном исследовании для понимания образования данных уравнений приведем эквивалентную принципиальную электрическую схему синхронной машины, обмотка статора которой разложена по прямой и квадратурной оси. Эквивалентная схема СД без ДО приводится на рисунке 2.5. В дальнейшем условимся все величины, характеризующие цепь статора помимо модулей изображающих векторов обозначать строчными буквами, характеризующие цепь постоянного тока – обмотку возбуждения – прописными.

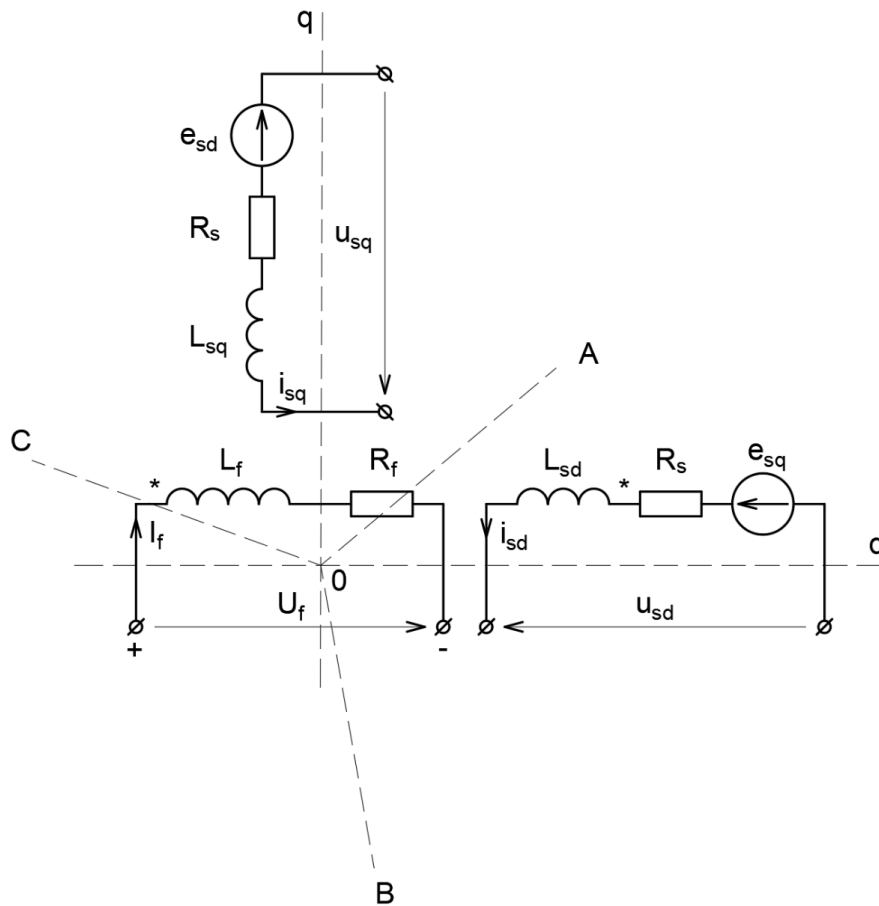


Рисунок 2.5 – Эквивалентная принципиальная схема электрических цепей синхронного двигателя без успокоительной обмотки

Для схемы, представленной на рисунке 2.5, можно записать следующие уравнения для напряжений и потокоцеплений цепей статора и ротора в операторной форме:

$$u_{sd}(p) = R_s i_{sd}(p) + p\psi_{sd}(p) - \omega_{эл}(p)\psi_{sq}(p), \quad (2.52)$$

$$u_{sq}(p) = R_s i_{sq}(p) + p\psi_{sq}(p) + \omega_{эл}(p)\psi_{sd}(p), \quad (2.53)$$

$$U_f(p) = R_f I_f(p) + p \Psi_f(p), \quad (2.54)$$

$$\psi_{sd}(p) = L_{sd} i_{sd}(p) + M_{df} I_f(p), \quad (2.55)$$

$$\psi_{sq}(p) = L_{sq} i_{sq}(p), \quad (2.56)$$

$$\Psi_f(p) = L_f I_f(p) + \frac{3}{2} M_{df} i_{sd}(p), \quad (2.57)$$

где u_{sd}, u_{sq} и U_f – проекции пространственного вектора напряжения на фазной обмотке статора по осям d и q соответственно, а также напряжение на ОВ, В;

Ψ_f – потокосцепление обмотки возбуждения, Вб.

В дальнейшем при математическом анализе физических процессов, характеризующих работу синхронной машины, будет использоваться операторный метод, поэтому в целях упрощения и минимизации формы записи уравнений оператор дифференцирования $p = \frac{d}{dt}$, указываемый в скобках переменных, зависящих от него, если на то нет необходимости, опускаем. В том случае, если вместо изображений величин будут применяться их оригиналы в скобках соответствующих переменных будет указано время t или электрическое время $\gamma = \omega t$.

Из рисунка 2.5 и уравнений (2.52) – (2.57) видно, что в случае присутствия одного контура на роторе машины – контура ОВ, имеется всего лишь две магнитно-связанные цепи – ОВ и обмотки статора, расположенной на оси d. Цепь обмотки статора, расположенной на оси q, не имеет магнитной связи с остальными обмотками, поскольку она располагается ортогонально относительно них.

2.4.2 Нормирование величин уравнений Парка-Горева относительно базисных значений

Перевод уравнений (2.52), (2.53), (2.55) и (2.56) из а.е. в о.е. не вызывает затруднений, в связи с чем подробно не рассматривается. Перевод уравнений (2.54) и (2.57) в о.е. сопровождается появлением новых постоянных, поэтому отдельно рассматривается ниже. В таблице 2.1 приводятся сведения о способе получения уравнений (2.52) – (2.57) в о.е. путем деления на соответствующую базисную величину.

Таблица 2.1 – Перевод уравнений Парка-Горева для синхронной машины без демпферной обмотки из абсолютных единиц в относительные

Порядковый номер уравнения	Делитель
(2.52)	$U_{s6} = R_{s6} I_{s6} = \Psi_6 \omega_{эл.6}$
(2.53)	$U_{s6} = R_{s6} I_{s6} = \Psi_6 \omega_{эл.6}$
(2.54)	$U_{f6} = R_f I_{f6} = \frac{R_f \Psi_{f6}}{L_f}$
(2.55)	$\Psi_6 = L_{s6} I_{s6} = M_{df} I_{f6}$
(2.56)	$\Psi_6 = L_{s6} I_{s6}$
(2.57)	$\Psi_{f6} = L_f I_{f6} = L_f \frac{\Psi_6}{M_{df}} = L_f \frac{L_{s6} I_{s6}}{M_{df}}$

Разделим уравнение (2.54) на выражение для базисного напряжения на ОВ:

$$\frac{U_f}{U_{f6}} = \frac{R_f I_f}{R_f I_{f6}} + p \frac{\Psi_f L_f}{R_f \Psi_{f6}},$$

и приведем получившееся выражение к конечному виду:

$$\bar{U}_f = \bar{I}_f + p T_f \bar{\Psi}_f, \quad (2.58)$$

где T_f – электромагнитная постоянная времени цепи ОВ: $T_f = \frac{L_f}{R_f}$, с.

Разделим уравнение (2.57) на выражение для базисного потокоцепления ОВ:

$$\frac{\Psi_f}{\Psi_{f6}} = \frac{L_f I_f}{L_f I_{f6}} + \frac{3}{2} M_{df} \frac{i_{sd} M_{df}}{L_f I_{s6} L_{s6}} \cdot \frac{L_{sd}}{L_{sd}},$$

и приведем получившееся выражение к конечному виду:

$$\bar{\Psi}_f = \bar{I}_f + \mu_{df} \bar{L}_{sd} \bar{i}_{sd}, \quad (2.59)$$

где μ_{df} – коэффициент магнитной связи между обмоткой статора, расположенной

на оси d, и обмоткой возбуждения: $\mu_{df} = \frac{3}{2} \frac{M_{df}^2}{L_{sd} L_f}$.

Уравнения Парка-Горева для СД с одним замкнутым контуром на роторе в о.е. (2.52) – (2.57) после проведенных преобразований принимают вид:

$$\bar{u}_{sd} = \bar{R}_s \bar{i}_{sd} + p \frac{\bar{\Psi}_{sd}}{\omega_{эл.6}} - \bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_{sq}, \quad (2.60)$$

$$\bar{u}_{sq} = \bar{R}_s \bar{i}_{sq} + p \frac{\bar{\Psi}_{sq}}{\omega_{эл.6}} + \bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_{sd}, \quad (2.61)$$

$$\bar{U}_f = \bar{I}_f + pT_f \bar{\Psi}_f, \quad (2.62)$$

$$\bar{\Psi}_{sd} = \bar{L}_{sd} \bar{i}_{sd} + \bar{I}_f, \quad (2.63)$$

$$\bar{\Psi}_{sq} = \bar{L}_{sq} \bar{i}_{sq}, \quad (2.64)$$

$$\bar{\Psi}_f = \bar{I}_f + \mu_{df} \bar{L}_{sd} \bar{i}_{sd}. \quad (2.65)$$

2.4.3 Построение математической модели

Перед построением математической модели определимся с входными и регулируемыми координатами СД, выбор которых производится из соображений удобства синтеза модели с так называемой частотно-напряженческой САУ [105]:

– входные координаты: проекции пространственного вектора напряжения статора по осям q $\bar{u}_{sq}$ и d $\bar{u}_{sd}$ соответственно; напряжение на зажимах обмотки возбуждения: $\bar{U}_f$;

– регулируемые координаты: проекции пространственного вектора тока, протекающего в обмотках статора, по осям q $\bar{i}_{sq}$ и d $\bar{i}_{sd}$ соответственно; потокосцепление обмотки возбуждения $\bar{\Psi}_f$ и скорость вращения ротора $\bar{\omega}$.

Построение модели СД с одним контуром на роторе производится путем преобразования уравнений (2.60) – (2.65) таким образом, чтобы те или иные координаты машины выражались через заданные входные и регулируемые переменные, а между регулируемыми координатами возникало как можно меньше внутренних перекрестных обратных связей. Последовательность действий при выведении математической модели СД без ДО приведена в таблице 2.2.

Таблица 2.2 – Последовательность преобразований уравнений Парка-Горева, выраженных в о.е., для синхронной машины с одним контуром на роторе

№ п/п	Переменная модели	Последовательность преобразований уравнений*
1	$\bar{i}_{sd}$	$(2.63) \rightarrow (2.60) = (I); (2.65) \rightarrow (2.62) = (II); (II) \rightarrow (I)$
2	$\bar{i}_{sq}$	$(2.64) \rightarrow (2.61)$
3	$\bar{I}_f$	переменная выражается из уравнения (2.65)

Продолжение таблицы 2.2

№ п/п	Переменная модели	Последовательность преобразований уравнений*
4	$\bar{\Psi}_{sd}$	(2.65) → (2.63)
5	$\bar{\Psi}_{sq}$	переменная определяется уравнением (2.64) без изменений
6	$\bar{\Psi}_f$	(2.65) → (2.62)
* Арабские цифры соответствуют порядковому номеру уравнений, римские цифры – результат подстановки данных уравнений друг в друга с последующим преобразованием		

С математической точки зрения наибольшую сложность представляет вывод уравнений для переменных $\bar{i}_{sd}$ и $\bar{\Psi}_f$, в связи с чем рассмотрим процесс их получения отдельно. Подставим уравнение (2.63) в (2.60):

$$\bar{u}_{sd} = \bar{R}_s \bar{i}_{sd} + p \frac{\bar{L}_{sd} \bar{i}_{sd}}{\omega_{эл.б}} + p \frac{\bar{I}_f}{\omega_{эл.б}} - \bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_{sq}. \quad (2.66)$$

Теперь подставим уравнение (2.65) в (2.63):

$$\bar{U}_f = \bar{I}_f + p T_f \bar{I}_f + p T_f \mu_{df} \bar{L}_{sd} \bar{i}_{sd}. \quad (2.67)$$

Выразив из уравнения (2.67) одночлен $p \bar{I}_f$ и подставив его в выражение (2.66), получаем:

$$\begin{aligned} \bar{u}_{sd} &= \bar{R}_s \bar{i}_{sd} + p \frac{\bar{L}_{sd} \bar{i}_{sd}}{\omega_{эл.б}} - p \frac{\mu_{df} \bar{L}_{sd} \bar{i}_{sd}}{\omega_{эл.б}} + \frac{\bar{U}_f - \bar{I}_f}{\omega_{эл.б}} - \bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_{sq}, \\ \bar{u}_{sd} &= \bar{i}_{sd} \bar{R}_s \left[1 + p \frac{\bar{L}_{sd} R_{s6}}{R_s \omega_{эл.б} L_{s6}} (1 - \mu_{df}) \right] + \frac{\bar{U}_f - \bar{I}_f}{T_f \omega_{эл.б}} - \bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_{sq}. \end{aligned}$$

Выразив из последнего получившегося выражения координату проекции тока статора на прямую ось, получаем уравнение $\bar{i}_{sd}(p)$:

$$\bar{i}_{sd} = \frac{1/\bar{R}_s}{T'_{sd} p + 1} \left(\bar{u}_{sd} - \frac{\bar{U}_f - \bar{I}_f}{T_f \omega_{эл.б}} + \bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_{sq} \right), \quad (2.68)$$

где T'_{sd} – электромагнитная постоянная времени цепи обмотки статора по оси d в переходном режиме: $T'_{sd} = \frac{\bar{L}'_{sd}}{\omega_{эл.б} \bar{R}_s}$, с;

$\bar{L}'_{sd}$ – коэффициент самоиндукции обмотки статора по оси d в переходном режиме: $\bar{L}'_{sd} = \bar{L}_{sd} (1 - \mu_{df})$, о.е.

Для получения выражения $\bar{\psi}_{sd}(p)$ подставим уравнение (2.65) в (2.66):

$$\bar{\Psi}_{sd} = \bar{L}_{sd} \bar{i}_{sd} + \bar{\Psi}_f - \mu_{df} \bar{L}_{sd} \bar{i}_{sd}.$$

После проведения некоторых преобразований получаем:

$$\bar{\Psi}_{sd} = \bar{L}'_{sd} \bar{i}_{sd} + \bar{\Psi}_f. \quad (2.69)$$

Конечная математическая модель синхронной машины с одним контуром на роторе после проведения преобразований, приведенных в таблице 2.2, имеет вид:

$$\bar{i}_{sd} = \frac{1/\bar{R}_s}{T'_{sd}p+1} \left(\bar{u}_{sd} - \frac{\bar{U}_f - \bar{I}_f}{T_f \omega_{эл.б}} + \bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_{sq} \right), \quad (2.70)$$

$$\bar{i}_{sq} = \frac{1/\bar{R}_s}{T'_{sq}p+1} \cdot (\bar{u}_{sq} - \bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_{sd}), \quad (2.71)$$

$$\bar{I}_f = \bar{\Psi}_f - \mu_{df} \bar{L}_{sd} \bar{i}_{sd}, \quad (2.72)$$

$$\bar{\Psi}_{sd} = \bar{L}'_{sd} \bar{i}_{sd} + \bar{\Psi}_f, \quad (2.73)$$

$$\bar{\Psi}_{sq} = \bar{L}_{sq} \bar{i}_{sq}, \quad (2.74)$$

$$\bar{\Psi}_f = \frac{1}{T_f p+1} (\bar{U}_f + \mu_{df} \bar{L}_{sd} \bar{i}_{sd}), \quad (2.75)$$

где T'_{sq} – электромагнитная постоянная времени цепи обмотки статора по оси q в

переходном режиме: $T'_{sq} = \frac{\bar{L}'_{sq}}{\omega_{эл.б} \bar{R}_s} = \frac{\bar{L}_{sq}}{\omega_{эл.б} \bar{R}_s} = T_{sq}$, с;

$\bar{L}'_{sq}$ – коэффициент самоиндукции обмотки статора по оси q в переходном режиме: $\bar{L}'_{sq} = \bar{L}_{sq}$, о.е.;

T_{sq} – электромагнитная постоянная времени цепи обмотки статора по оси q, с.

Уравнения для координат скорости вращения ротора $\bar{\omega}(p)$ и электромагнитного момента $\bar{M}(p)$ будут в дальнейшем получены при рассмотрении механической части ЭП.

2.5 Математическое моделирование двигателя с демпферной обмоткой

2.5.1 Уравнения Парка-Горева при использовании абсолютных значений

Эквивалентная принципиальная схема цепей синхронного двигателя с двумя контурами, отнесенными к ротору, приводится на рисунке 2.6. Эквивалентные контуры демпферной обмотки представляются замкнутыми цепями без источника

энергии. Протекание токов по данным цепям вызвано взаимной индукцией между обмоткой ДО на осях d и q и обмоткой статора на соответствующих осях роторной системы координат.

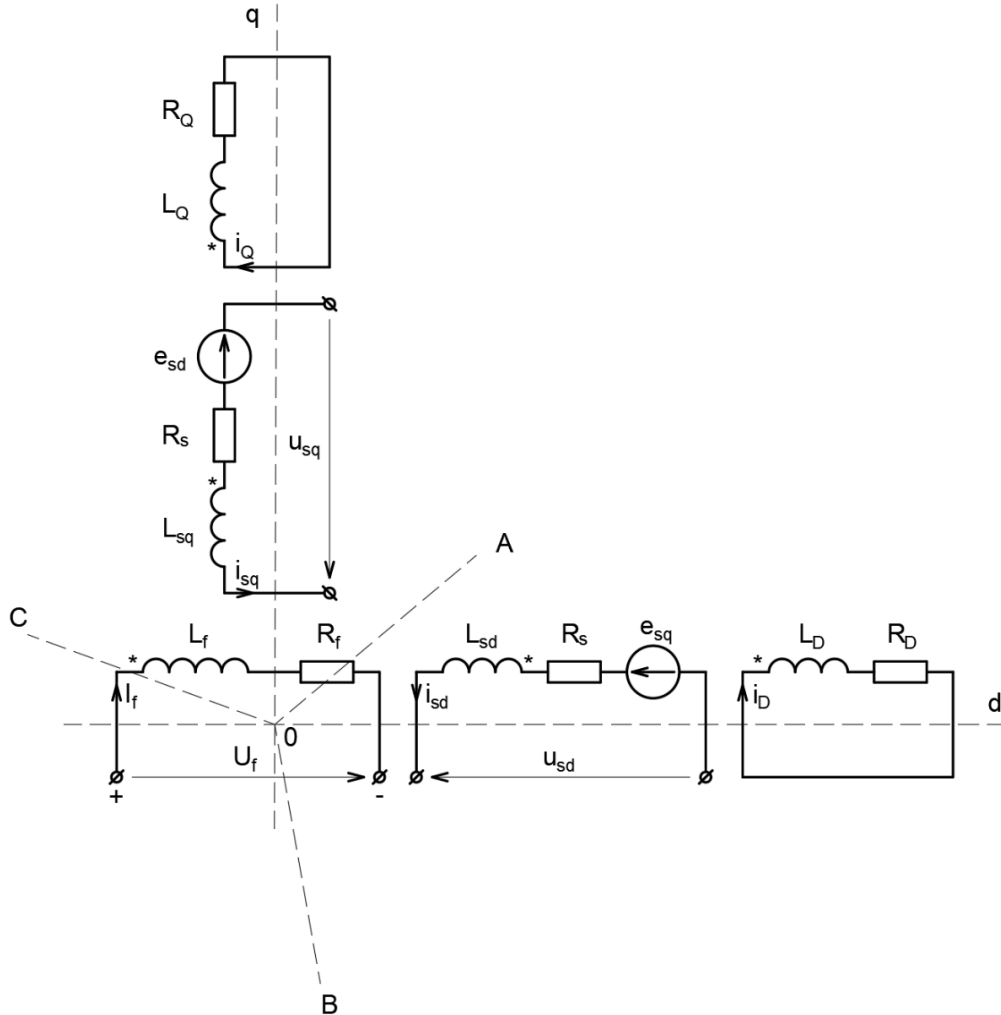


Рисунок 2.6 – Эквивалентная принципиальная схема электрических цепей синхронного двигателя с успокоительной обмоткой

Для схемы, представленной на рисунке 2.6, можно записать следующие уравнения для напряжений и потокосцеплений цепей статора, ротора и ДО в операторной форме:

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + p\psi_{sd} - \omega_{эл}\psi_{sq}, \quad (2.76)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + p\psi_{sq} + \omega_{эл}\psi_{sd}, \quad (2.77)$$

$$U_f = R_f I_f + p\Psi_f, \quad (2.78)$$

$$\psi_{sd} = L_{sd} i_{sd} + M_{df} I_f + M_{dD} i_D, \quad (2.79)$$

$$\psi_{sq} = L_{sq}i_{sq} + M_{qQ}i_Q, \quad (2.80)$$

$$\Psi_f = L_f I_f + \frac{3}{2} M_{df} i_{sd} + M_{fD} i_D, \quad (2.81)$$

$$0 = R_D i_D + p \psi_D, \quad (2.82)$$

$$0 = R_Q i_Q + p \psi_Q, \quad (2.83)$$

$$\psi_D = L_D i_D + \frac{3}{2} M_{dD} i_{sd} + M_{fD} I_f, \quad (2.84)$$

$$\psi_Q = L_Q i_Q + \frac{3}{2} M_{qQ} i_{sq}, \quad (2.85)$$

где i_D и i_Q – токи, протекающие в эквивалентных контурах демпферной обмотки по осям d и q соответственно, А;

M_{fD} – коэффициент взаимной индукции между обмоткой возбуждения и демпферной обмоткой, которые расположены на оси d, Гн;

R_D и R_Q – активные сопротивления эквивалентных контуров демпферной обмотки по осям d и q соответственно, Ом;

ψ_D и ψ_Q – проекции пространственного вектора потокоцепления эквивалентных контуров демпферной обмотки по осям d и q соответственно, Вб.

Из рисунка 2.6 и уравнений (2.76) – (2.85) видно, что при увеличении контуров ротора, резко возрастает число магнитных связей между цепями ротора и статора, в частности, при наличии успокоительной обмотки имеется четыре магнитных связи, возникающие между цепями ДО, ОВ и обмотки статора, разложенной на продольную и поперечную ось. Увеличение магнитных связей усложняет систему уравнений Парка-Горева и в еще большей степени усложняет получение математической модели СД необходимой для его синтеза с САУ.

2.5.2 Нормирование величин уравнений Парка-Горева относительно базисных значений

Перевод уравнений (2.76) – (2.78) в о.е. приводит к точно такому же результату, как и в случае с выражениями (2.52) – (2.54). Перевод уравнений (2.79), (2.80) из абсолютных единиц в относительные не вызывает затруднений, в связи с чем

подробно не рассматривается. Перевод уравнений (2.81) – (2.85) в о.е. сопровождается появлением новых постоянных, поэтому отдельно рассматривается ниже. В таблице 2.3 приводятся сведения о способе получения уравнений (2.76) – (2.85) в о.е. путем деления на соответствующую базисную величину.

Таблица 2.3 – Перевод уравнений Парка-Горева для синхронной машины с демпферной обмотки из абсолютных единиц в относительные

Порядковый номер уравнения	Делитель	Примечание
(2.76)	$U_{s6} = R_{s6}I_{s6} = \Psi_6\omega_{эл.6}$	Конечное выражение соответствует уравнению (2.60)
(2.77)	$U_{s6} = R_{s6}I_{s6} = \Psi_6\omega_{эл.6}$	Конечное выражение соответствует уравнению (2.61)
(2.78)	$U_{f6} = R_f I_{f6} = \frac{R_f \Psi_{f6}}{L_f}$	Конечное выражение соответствует уравнению (2.62)
(2.79)	$\Psi_6 = L_{s6}I_{s6} = M_{df}I_{f6} = M_{dD}I_{D6}$	–
(2.80)	$\Psi_6 = L_{s6}I_{s6} = M_{qQ}I_{Q6}$	–
(2.81)	$\Psi_{f6} = L_f I_{f6} = L_f \frac{\Psi_6}{M_{df}} = L_f \frac{L_{s6}I_{s6}}{M_{df}} = L_f \frac{M_{dD}I_{D6}}{M_{df}}$	–
(2.82)	$\Psi_{D6} = L_D I_{D6}$	–
(2.83)	$\Psi_{Q6} = L_Q I_{Q6}$	–
(2.84)	$\Psi_{D6} = L_D I_{D6} = L_D \frac{\Psi_6}{M_{dD}} = L_D \frac{L_{s6}I_{s6}}{M_{dD}} = L_D \frac{M_{df}I_{f6}}{M_{dD}}$	–
(2.85)	$\Psi_{Q6} = L_Q I_{D6} = L_Q \frac{\Psi_6}{M_{qQ}} = L_Q \frac{L_{s6}I_{s6}}{M_{qQ}}$	–

Разделим уравнение (2.81) на выражение для базисного потокоцепления ОВ:

$$\frac{\Psi_f}{\Psi_{f6}} = \frac{L_f I_f}{L_f I_{f6}} + \frac{3}{2} M_{df} \frac{i_{sd} M_{df}}{L_f I_{s6} L_{s6}} \cdot \frac{L_{sd}}{L_{sd}} + \frac{M_{fD} i_D}{\frac{L_f}{M_{df}} M_{dD} I_{D6}},$$

и приведем получившееся выражение к конечному виду:

$$\bar{\Psi}_f = \bar{I}_f + \mu_{df} \bar{L}_{sd} \bar{i}_{sd} + m_f \bar{i}_D, \quad (2.86)$$

где m_f – постоянная: $m_f = \frac{M_{fD} M_{df}}{L_f M_{dD}}$.

Разделим уравнение (2.82) на выражение для базисного потокосцепления демпферной обмотки по оси d:

$$0 = \frac{R_D i_D}{L_D I_{D6}} + \frac{p \psi_D}{\psi_{D6}},$$

и приведем получившееся выражение к конечному виду:

$$0 = \frac{\bar{i}_D}{T_D} + p \bar{\psi}_D, \quad (2.87)$$

где T_D – электромагнитная постоянная времени цепи ДО по оси d в переходном режиме: $T_D = \frac{L_D}{R_D}$, с.

Разделим уравнение (2.83) на выражение для базисного потокосцепления демпферной обмотки по оси q:

$$0 = \frac{R_Q i_Q}{L_Q I_{Q6}} + \frac{p \psi_Q}{\psi_{Q6}},$$

и приведем получившееся выражение к конечному виду:

$$0 = \frac{\bar{i}_Q}{T_Q} + p \bar{\psi}_Q, \quad (2.88)$$

где T_Q – электромагнитная постоянная времени цепи ДО по оси q в переходном режиме: $T_Q = \frac{L_Q}{R_Q}$, с.

Разделим уравнение (2.84) на выражение для базисного потокосцепления демпферной обмотки по оси d:

$$\frac{\psi_D}{\psi_{D6}} = \frac{L_D i_D}{L_D I_{D6}} + \frac{3}{2} M_{dD} \frac{i_{sd} M_{dD}}{L_D I_{s6} L_{s6}} \cdot \frac{L_{sd}}{L_{sd}} + \frac{M_{fD} I_f}{\frac{L_D}{M_{dD}} M_{df} I_{f6}},$$

и приведем получившееся выражение к конечному виду:

$$\bar{\psi}_D = \bar{i}_D + \mu_{dD} \bar{L}_{sd} \bar{i}_{sd} + m_D \bar{I}_f, \quad (2.89)$$

где μ_{dD} – коэффициент магнитной связи между обмоткой статора и демпферной обмоткой, которые расположены на продольной оси: $\mu_{dD} = \frac{3}{2} \frac{M_{dD}^2}{L_D L_{sd}}$;

$$m_D – \text{постоянная: } m_D = \frac{M_{fD} M_{dD}}{L_D M_{df}}.$$

Разделим уравнение (2.85) на выражение для базисного потокосцепления демпферной обмотки по оси q:

$$\frac{\psi_Q}{\Psi_{Q6}} = \frac{L_Q i_Q}{L_Q I_{Q6}} + \frac{3}{2} M_{qQ} \frac{i_{sq} M_{qQ}}{L_Q I_{s6} L_{s6}} \cdot \frac{L_{sq}}{L_{sq}},$$

и приведем получившееся выражение к конечному виду:

$$\bar{\Psi}_Q = \bar{i}_Q + \mu_{qQ} \bar{L}_{sq} \bar{i}_{sq}, \quad (2.90)$$

где μ_{qQ} – коэффициент магнитной связи между обмоткой статора и демпферной обмоткой, которые расположены на поперечной оси: $\mu_{qQ} = \frac{3}{2} \frac{M_{qQ}^2}{L_Q L_{sq}}$.

Уравнения Парка-Горева для синхронного двигателя с двумя замкнутыми контурами на роторе в о.е. (2.76) – (2.85) после проведенных преобразований принимают вид:

$$\bar{u}_{sd} = \bar{R}_s \bar{i}_{sd} + p \frac{\bar{\Psi}_{sd}}{\omega_{эл.6}} - \bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_{sq}, \quad (2.91)$$

$$\bar{u}_{sq} = \bar{R}_s \bar{i}_{sq} + p \frac{\bar{\Psi}_{sq}}{\omega_{эл.6}} + \bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_{sd}, \quad (2.92)$$

$$\bar{U}_f = \bar{I}_f + p T_f \bar{\Psi}_f, \quad (2.93)$$

$$\bar{\Psi}_{sd} = \bar{L}_{sd} \bar{i}_{sd} + \bar{I}_f + \bar{i}_D, \quad (2.94)$$

$$\bar{\Psi}_{sq} = \bar{L}_{sq} \bar{i}_{sq} + \bar{i}_Q, \quad (2.95)$$

$$\bar{\Psi}_f = \bar{I}_f + \mu_{df} \bar{L}_{sd} \bar{i}_{sd} + m_f \bar{i}_D, \quad (2.96)$$

$$0 = \frac{\bar{i}_D}{T_D} + p \bar{\Psi}_D, \quad (2.97)$$

$$0 = \frac{\bar{i}_Q}{T_Q} + p \bar{\Psi}_Q, \quad (2.98)$$

$$\bar{\Psi}_D = \bar{i}_D + \mu_{dD} \bar{L}_{sd} \bar{i}_{sd} + m_D \bar{I}_f, \quad (2.99)$$

$$\bar{\Psi}_Q = \bar{i}_Q + \mu_{qQ} \bar{L}_{sq} \bar{i}_{sq}. \quad (2.100)$$

2.5.3 Построение математической модели

Выбор входных и регулируемых координат модели синхронной машины с демпферной обмоткой, выступающей в качестве объекта управления, полностью идентичен ранее выбранным координатам для модели синхронного двигателя без демпферной обмотки. Последовательность действий при выведении

математической модели синхронной машины с двумя контурами, отнесенными к ротору, приводится в таблице 2.4.

Таблица 2.4 – Последовательность преобразований уравнений Парка-Горева, выраженных в о.е., для синхронной машины с одним контуром на роторе

№ п/п	Переменная модели	Последовательность преобразований уравнений*
1	$\bar{i}_{sd}$	(2.94) → (2.91) = (I); (2.96) → (2.93) = (II); (2.99) → (2.97) = (III); (II) · $\frac{1}{T_f}$ → (I) = (IV); (II) · $\frac{m_D}{T_f}$ → (III) = (V); (V) → (IV)
2	$\bar{i}_{sq}$	(2.95) → (2.92) = (I); (2.100) → (2.98) = (II); (II) → (I)
3	$\bar{I}_f$	переменная выражается из уравнения (2.96)
4	$\bar{\Psi}_{sd}$	(2.96) → (2.94) = (I); (2.96) → (2.99) = (II); (II) → (I)
5	$\bar{\Psi}_{sq}$	(2.100) → (2.95)
6	$\bar{\Psi}_f$	(2.93) → (2.96)
7	$\bar{i}_D$	(2.99) → (2.97) = (I); (2.96) → (I)
8	$\bar{i}_Q$	(2.100) → (2.98)
9	$\bar{\Psi}_D$	(2.96) · m_D → (2.99)
10	$\bar{\Psi}_Q$	соответствует уравнению (2.100)
* Арабские цифры соответствуют порядковому номеру уравнений, римские цифры – результат подстановки данных уравнений друг в друга с последующим преобразованием		

С математической точки зрения наибольшую сложность представляет вывод уравнений для переменных $\bar{i}_{sd}$, $\bar{i}_{sq}$, $\bar{\Psi}_{sd}$, $\bar{i}_D$, $\bar{i}_Q$, $\bar{\Psi}_D$, в связи с чем рассмотрим процесс их получения отдельно. Подставим уравнения (2.94), (2.96) и (2.99) в выражения (2.91), (2.93) и (2.97) соответственно:

$$\begin{cases} \bar{u}_{sd} = \bar{R}_s \bar{i}_{sd} + p \frac{\bar{L}_{sd} \bar{i}_{sd}}{\omega_{эл.б}} + p \frac{\bar{I}_f}{\omega_{эл.б}} + p \frac{\bar{i}_D}{\omega_{эл.б}} - \bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_{sq}, \\ \bar{U}_f = \bar{I}_f + p T_f \mu_{df} \bar{L}_{sd} \bar{i}_{sd} + p T_f \bar{I}_f + p T_f m_f \bar{i}_D, \\ 0 = \frac{\bar{i}_D}{T_D} + p \mu_{dD} \bar{L}_{sd} \bar{i}_{sd} + p m_D \bar{I}_f + p \bar{i}_D. \end{cases} \quad (2.101)$$

Умножим второе уравнение системы (2.101) сначала на величину $\frac{1}{T_f}$ и подставим его в первое уравнение, а затем на величину $\frac{m_D}{T_f}$ и подставим в третье уравнение. В результате получим:

$$\bar{u}_{sd} = \bar{l}_{sd} \left(\bar{R}_s + p \frac{\bar{L}'_{sd}}{\omega_{эл.б}} \right) + p \frac{\bar{l}_D}{\omega_{эл.б}} (1 - m_f) + \frac{\bar{U}_f - \bar{I}_f}{T_f \omega_{эл.б}} - \bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_{sq}, \quad (2.102)$$

$$p \bar{l}_D = - \frac{1-m_f}{1-\mu_{fD}} p \bar{L}_{sd} \bar{l}_{sd} - \frac{\bar{l}_D}{T_D(1-\mu_{fD})} - \frac{m_D(\bar{U}_f - \bar{I}_f)}{T_f(1-\mu_{fD})}, \quad (2.103)$$

где μ_{fD} – коэффициент магнитной связи между обмоткой возбуждения и демпферной обмоткой, расположенными на прямой оси: $\mu_{fD} = \frac{M_{fD}^2}{L_f L_D}$.

При выводе уравнения (2.104) используются следующие соотношения, действующие между постоянными и коэффициентами магнитной связи:

$$\mu_{fD} = m_f m_D, \quad (2.104)$$

$$m_f = \mu_{df} m_D. \quad (2.105)$$

Подставляя уравнение (2.103) в (2.104) и проводя некоторые преобразования получаем выражение для проекции изображающего вектора тока статора на ось d:

$$\bar{l}_{sd} = \frac{1/\bar{R}_s}{T_{sd}'' p + 1} \left[\bar{u}_{sd} - \frac{\rho_D}{T_f \omega_{эл.б}} (\bar{U}_f - \bar{I}_f) - \frac{\rho_f}{T_D \omega_{эл.б}} \bar{l}_D + \bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_{sq} \right], \quad (2.106)$$

где T_{sd}'' – электромагнитная постоянная времени цепи обмотки статора по оси d в сверхпереходном режиме: $T_{sd}'' = \frac{\bar{L}_{sd}''}{\omega_{эл.б} \bar{R}_s}$, с;

$\bar{L}_{sd}''$ – коэффициент самоиндукции обмотки статора по оси d в сверхпереходном режиме: $\bar{L}_{sd}'' = \bar{L}'_{sd} \left[1 - \frac{3}{2} \frac{(M_{dD} L_f - M_{fD} M_{df})^2}{L_f^2 L_D L'_{sd}} \right]$, о.е.;

L'_D – коэффициент самоиндукции демпферной обмотки по оси d в сверхпереходном режиме: $L'_D = L_D (1 - \mu_{fD})$, Гн;

ρ_D и ρ_f – постоянные: $\rho_D = \frac{1-m_D}{1-\mu_{fD}}$ и $\rho_f = \frac{1-m_f}{1-\mu_{fD}}$.

Подставим уравнения (2.95) и (2.100) в выражения (2.92) и (2.98) соответственно:

$$\begin{cases} \bar{u}_{sq} = \bar{R}_s \bar{i}_{sq} + p \frac{\bar{L}_{sq} \bar{i}_{sq}}{\omega_{эл.б}} + p \frac{\bar{i}_Q}{\omega_{эл.б}} + \bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_{sd}, \\ 0 = \frac{\bar{i}_Q}{T_Q} + p \bar{i}_Q + p \mu_{qQ} \bar{L}_{sq} \bar{i}_{sq}. \end{cases} \quad (2.107)$$

Выразим из второго уравнения системы (2.107) величину $p \bar{i}_Q$ и подставим ее в первое уравнение. После некоторых преобразований получаем выражение для проекции пространственного вектора тока статора на ось q:

$$\bar{i}_{sq} = \frac{1/\bar{R}_s}{T_{sq}'' p + 1} \left(\bar{u}_{sq} + \frac{\bar{i}_Q}{\omega_{эл.б} T_Q} - \bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_{sd} \right), \quad (2.108)$$

где T_{sq}'' – электромагнитная постоянная времени цепи обмотки статора по оси q в сверхпереходном режиме: $T_{sq}'' = \frac{\bar{L}_{sq}''}{\omega_{эл.б} \bar{R}_s}$, с;

$\bar{L}_{sq}''$ – коэффициент самоиндукции обмотки статора по оси q в сверхпереходном режиме: $\bar{L}_{sq}'' = \bar{L}_{sq}'(1 - \mu_{qQ})$, о.е.

Подставим уравнение (2.96) в выражения (2.94) и (2.99) соответственно:

$$\begin{cases} \bar{\Psi}_{sd} = \bar{L}_{sd} \bar{i}_{sd} + \bar{\Psi}_f - \mu_{df} \bar{L}_{sd} \bar{i}_{sd} + (1 - m_f) \bar{i}_D, \\ \bar{\Psi}_D = (\mu_{dD} - \mu_{df} m_D) \bar{L}_{sd} \bar{i}_{sd} + m_D \bar{\Psi}_f + (1 - \mu_{fD}) \bar{i}_D. \end{cases} \quad (2.109)$$

Выразив из второго уравнения системы (2.109) величину $\bar{i}_D$ и подставив ее в первое, получаем:

$$\bar{\Psi}_{sd} = \bar{L}_{sd}'' \bar{i}_{sd} + \rho_D \bar{\Psi}_f + \rho_f \bar{\Psi}_D, \quad (2.110)$$

Подставим уравнение (2.99) в выражение (2.97):

$$0 = \frac{\bar{i}_D}{T_D} + p \bar{i}_D + p \mu_{dD} \bar{L}_{sd} \bar{i}_{sd} + p m_D \bar{i}_f. \quad (2.111)$$

Конечное выражение для координаты $\bar{i}_D$ получается путем разрешения уравнения (2.96) относительно переменной $\bar{i}_f$ и подстановки его в уравнение (2.111):

$$\bar{i}_D = -\frac{T_D' p}{T_D' p + 1} \left(\mu_{dD} \rho_f \bar{L}_{sd} \bar{i}_{sd} + \frac{m_D}{1 - \mu_{fD}} \bar{\Psi}_f \right), \quad (2.112)$$

где T_D' – электромагнитная постоянная времени демпферной обмотки по оси d в сверхпереходном режиме: $T_D' = \frac{L_D'}{R_D}$, с.

Вывод тока, протекающего в эквивалентном контуре демпферной обмотки, расположенном на квадратурной оси, осуществляется за счет подстановки уравнения (2.100) в выражение (2.98):

$$\bar{i}_Q = -\frac{T'_Q p}{T'_{Qp+1}} \mu_{qQ} \bar{L}_{sq} \bar{i}_{sq}, \quad (2.113)$$

где T'_Q – электромагнитная постоянная времени демпферной обмотки по оси d в сверхпереходном режиме: $T'_Q = \frac{L'_Q}{R_Q}$, с;

L'_Q – коэффициент самоиндукции демпферной обмотки по оси q в сверхпереходном режиме: $L'_Q = L_Q$, Гн.

Вывод потокосцепления, пронизывающего ДО, расположенную на прямой оси, осуществляется за счет подстановки уравнения (2.97) в выражение (2.99):

$$\bar{\Psi}_D = \mu_{dD} \bar{L}_{sd} \bar{i}_{sd} + m_D \bar{\Psi}_f + (1 - \mu_{fD}) \bar{i}_D. \quad (2.114)$$

Конечная математическая модель синхронной машины с двумя контурами на роторе после проведения преобразований, приведенных в таблице 2.4, имеет вид:

$$\bar{i}_{sd} = \frac{1/\bar{R}_s}{T''_{sdp+1}} \left[\bar{u}_{sd} - \frac{\rho_D}{T_f \omega_{эл.б}} (\bar{U}_f - \bar{I}_f) + \frac{\rho_f}{T_D \omega_{эл.б}} \bar{i}_D + \bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_{sq} \right], \quad (2.115)$$

$$\bar{i}_{sq} = \frac{1/\bar{R}_s}{T''_{sqp+1}} \left(\bar{u}_{sq} + \frac{\bar{i}_Q}{\omega_{эл.б} T_Q} - \bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_{sd} \right), \quad (2.116)$$

$$\bar{I}_f = \bar{\Psi}_f - \mu_{df} \bar{L}_{sd} \bar{i}_{sd} - m_f \bar{i}_D, \quad (2.117)$$

$$\bar{\Psi}_{sd} = \bar{L}''_{sd} \bar{i}_{sd} + \rho_D \bar{\Psi}_f + \rho_f \bar{\Psi}_D, \quad (2.118)$$

$$\bar{\Psi}_{sq} = \bar{L}''_{sq} \bar{i}_{sq} + \bar{\Psi}_Q, \quad (2.119)$$

$$\bar{\Psi}_f = \frac{1}{T_{fp+1}} (\bar{U}_f + \mu_{df} \bar{L}_{sd} \bar{i}_{sd} + m_f \bar{i}_D), \quad (2.120)$$

$$\bar{i}_D = -\frac{T'_D p}{T'_{Dp+1}} \left(\mu_{dD} \rho_f \bar{L}_{sd} \bar{i}_{sd} + \frac{m_D}{1 - \mu_{fD}} \bar{\Psi}_f \right), \quad (2.121)$$

$$\bar{i}_Q = -\frac{T'_Q p}{T'_{Qp+1}} \mu_{qQ} \bar{L}_{sq} \bar{i}_{sq}, \quad (2.122)$$

$$\bar{\Psi}_D = (1 - \mu_{fD}) \bar{i}_D + \mu_{dD} \rho_f (1 - \mu_{fD}) \bar{L}_{sd} \bar{i}_{sd} + m_D \bar{\Psi}_f, \quad (2.123)$$

$$\bar{\Psi}_Q = \bar{i}_Q + \mu_{qQ} \bar{L}_{sq} \bar{i}_{sq}. \quad (2.124)$$

С целью удобства все параметры, коэффициенты и постоянные, обозначенные при выводе математических моделей СД без ДО и при ее наличии, а также формулы для их вычисления, сведены в таблицы В.1 и В.2 соответственно.

2.6 Выражение электромагнитного момента в относительных единицах

Уравнения ЭМ момента, выраженного в о.е., получаются за счет деления соотношений (1.1), (1.3) и (1.4) на выражение базисного момента (2.51):

$$\bar{M} = \frac{\frac{3}{2}Z_p \Psi_s I_s \sin \alpha}{\frac{3}{2}Z_p \Psi_6 I_{s6}} = \frac{\frac{3}{2}Z_p (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd})}{\frac{3}{2}Z_p \Psi_6 I_{s6}} = \bar{\Psi}_{sd} \bar{i}_{sq} - \bar{\Psi}_{sq} \bar{i}_{sd} = \bar{\Psi}_s \bar{I}_s \sin \alpha, \quad (2.125)$$

$$\bar{M} = \frac{\frac{3}{2}Z_p \Psi_\delta I_s \sin \beta}{\frac{3}{2}Z_p \Psi_6 I_{s6}} = \frac{\frac{3}{2}Z_p (\psi_{\delta d} i_{sq} - \psi_{\delta q} i_{sd})}{\frac{3}{2}Z_p \Psi_6 I_{s6}} = \bar{\Psi}_{\delta d} \bar{i}_{sq} - \bar{\Psi}_{\delta q} \bar{i}_{sd} = \bar{\Psi}_\delta \bar{I}_s \sin \beta, \quad (2.126)$$

где $\psi_{\delta d}$ и $\psi_{\delta q}$ – проекции пространственного вектора потокосцепления рассеяния на прямую и квадратурную ось соответственно, Вб;

$\bar{\Psi}_{\delta d}$ и $\bar{\Psi}_{\delta q}$ – проекции пространственного вектора потокосцепления рассеяния на прямую и квадратурную ось соответственно, о.е.

2.7 Анализ законов полеориентированного управления синхронной машиной

Идея ПОУ двигателем переменного тока основывается на создании такой САУ, которая обеспечивала бы сходные процессы регулирования координат машины переменного тока с теми, что наблюдались при управлении координатами ДПТ с НВ [3]. Иными словами, целью ПОУ является обеспечение независимого (раздельного) управления ЭМ моментом машины и ее потокосцеплением. Как и для ДПТ в машинах переменного тока возможна работа в двух зонах – первой с постоянным магнитным полем машины, когда обеспечивается прямая пропорциональность между током и ЭМ моментом и во второй, когда обеспечивается работа ЭП со скоростью выше основной при ослаблении поля и постоянстве мощности. Все вышесказанное становится отчетливо ясным при рассмотрении уравнений (2.125) и (2.126), из которых можно заключить, что если поддерживать одно из

потокосцеплений на постоянном уровне и соответствующий ему угол равным $\frac{\pi}{2}$ для обеспечения максимального электромагнитного момента, получаем векторное управление двигателем, при котором ЭМ момент при работе в первой зоне всегда прямо пропорционален лишь току, протекающему в фазной обмотке статора:

$$\begin{cases} \bar{M} = \bar{\Psi}_s \bar{I}_s = c_{ms} \cdot \bar{I}_s, \text{ при } \bar{\Psi}_s = 1 = const \text{ и } \alpha = \frac{\pi}{2}, \\ \bar{M} = \bar{\Psi}_\delta \bar{I}_s = c_{m\delta} \cdot \bar{I}_s, \text{ при } \bar{\Psi}_\delta = 1 = const \text{ и } \beta = \frac{\pi}{2}, \end{cases} \quad (2.127)$$

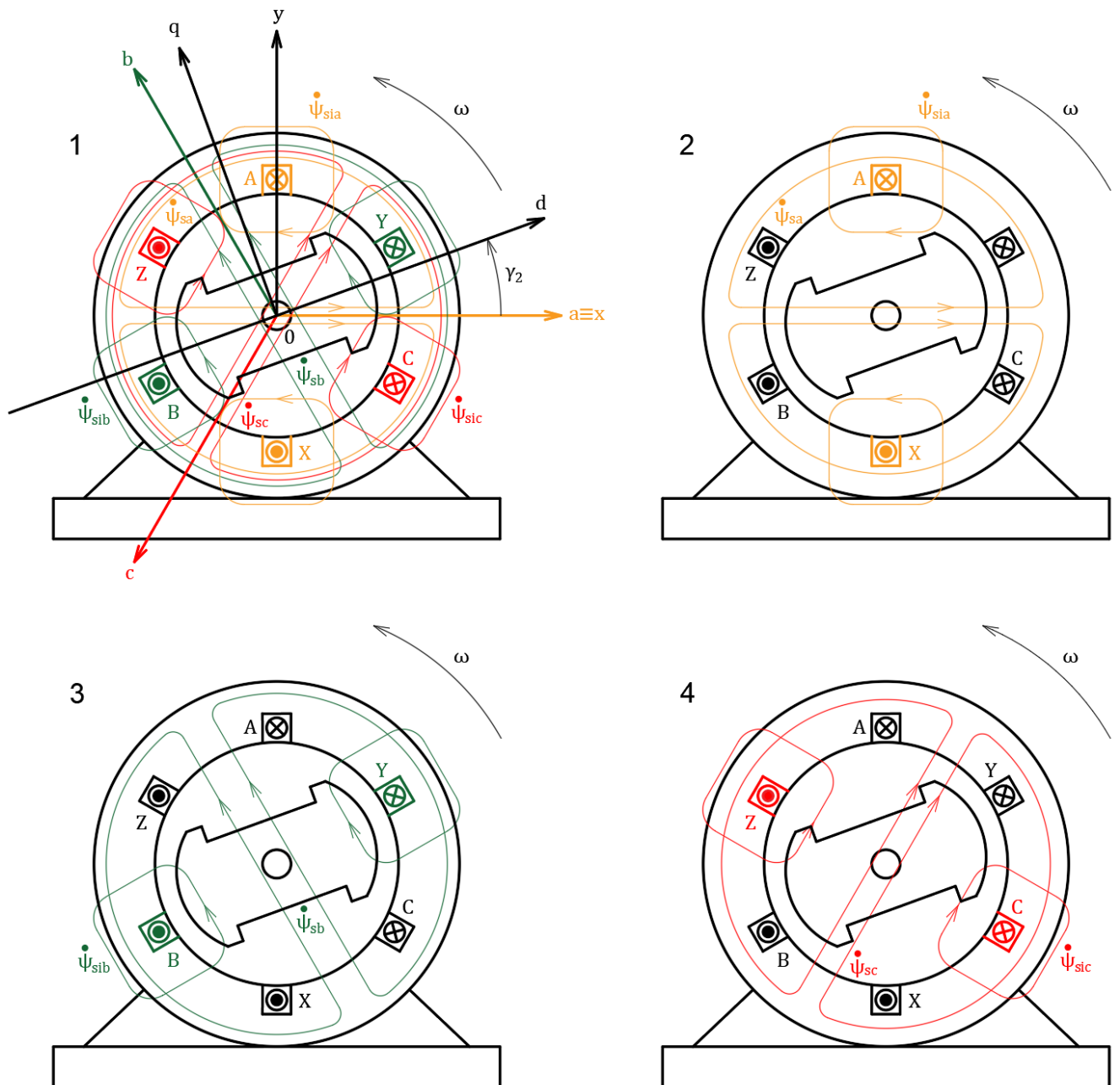
где c_{ms} и $c_{m\delta}$ – коэффициенты пропорциональности: $c_{ms} = \bar{\Psi}_s$ и $c_{m\delta} = \bar{\Psi}_\delta$, о.е.

Для начала рассмотрим работу нерегулируемого синхронного двигателя, для которого величины потокосцеплений статора и рассеяния, а также углы между пространственными векторами потокосцеплений и тока статора изменяются в произвольном порядке в зависимости от нагрузки, прикладываемой к валу.

2.7.1 Установившийся режим работы нерегулируемой машины

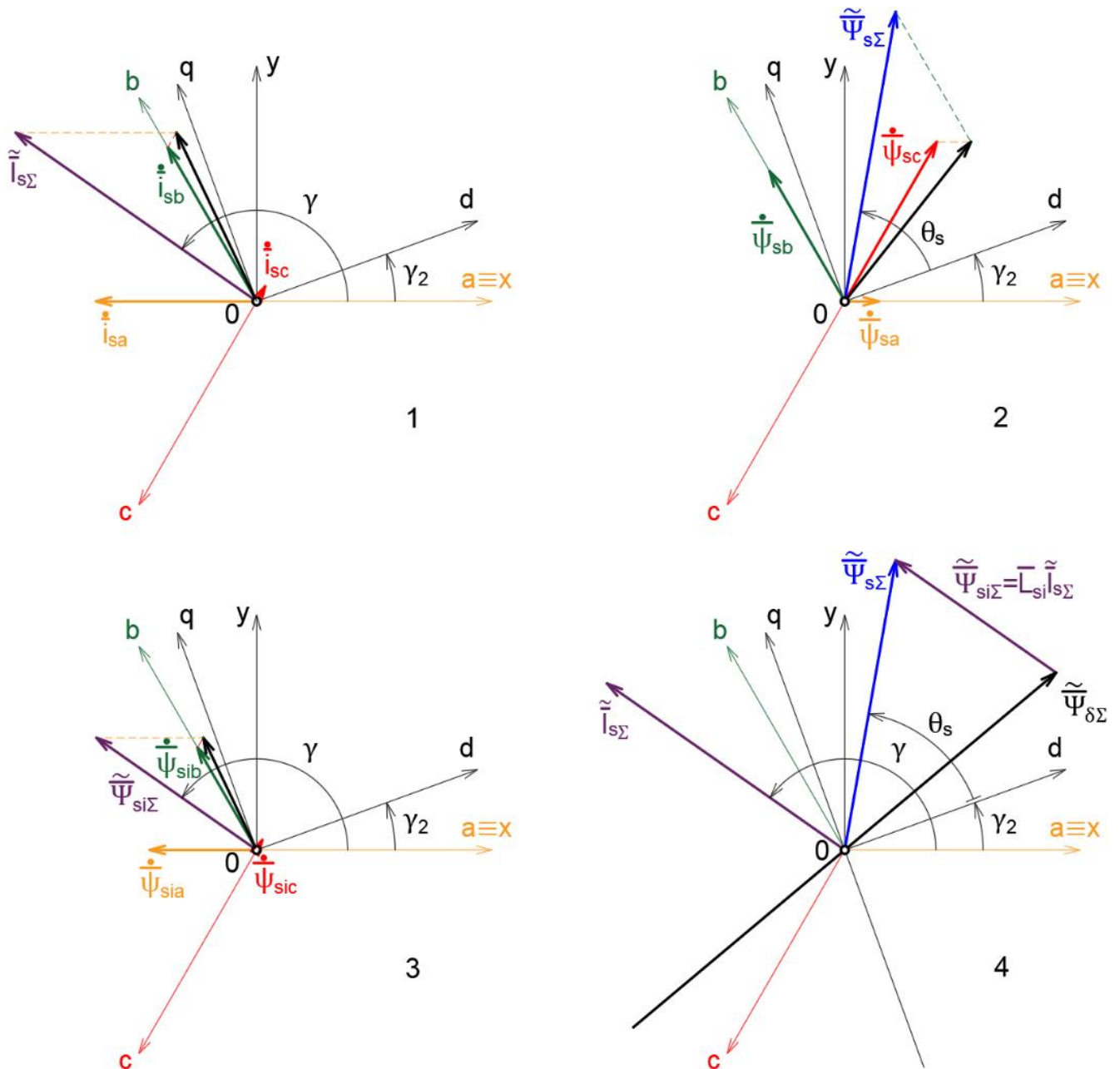
Перед построением векторной диаграммы установившегося режима работы СД при отсутствии регулирования скорости и поля кратко рассмотрим физические процессы, возникающие при его движении и протекании электрического тока по фазным обмоткам статора. Для объяснения сути физических процессов приведем схематичные изображения (рисунки 2.7 и 2.8), поясняющее процесс формирования магнитного поля машины. На рисунках 2.7 и 2.8 приводятся иллюстрации магнитных полей, относящихся лишь к цепям обмоток якоря.

Предположим, что синхронная машина работает с некоторой нагрузкой, прикладываемой к валу. В таком случае в обмотках статора начинает протекать симметричная тройка фазных токов прямой последовательности (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}) . Каждый из протекающих токов создает соответствующее потокосцепление, а вместе они также составляют симметричную тройку потокосцеплений статора прямой последовательности $(\psi_{sa}, \psi_{sb}, \psi_{sc})$.



1 – картина магнитных полей, создаваемых протеканием тока в фазных обмотках статора синхронного двигателя при работе с нагрузкой; 2 – картина магнитных полей, создаваемых протеканием тока по фазной обмотке статора AX; 3 – картина магнитных полей, создаваемых протеканием тока по фазной обмотке статора BY; 4 – картина магнитных полей, создаваемых протеканием тока по фазной обмотке статора CZ

Рисунок 2.7 – Картина магнитных полей, создаваемых протеканием тока в фазных обмотках статора



1 – формирование результирующего вектора тока статора; 2 – формирование результирующего вектора потокосцепления статора; 3 – формирование результирующего вектора потокосцепления рассеяния статора 4 – векторная диаграмма токов и потокосцеплений, сформированная на основе результирующих векторов (1 – 3)

Рисунок 2.8 – Векторные диаграммы токов и потокосцеплений

Данные потокосцепления по большей части замыкаются через магнитопровод статора, воздушный зазор и ротор машины, образуя основной магнитный поток. Однако малая часть от этих потокосцеплений рассеивается в пространстве. Потокосцепления $(\dot{\Psi}_{\delta a}, \dot{\Psi}_{\delta b}, \dot{\Psi}_{\delta c})$, замыкающиеся через массивные части машины и

воздушный зазор, называют потокосцеплениями в воздушном зазоре, потокосцеплениями основного поля или потокосцеплениями рассеяния. Потокосцепления $(\psi_{sia}, \psi_{sib}, \psi_{sic})$, рассеивающиеся в пространстве, называют потокосцеплениями рассеяния на соответствующих фазных обмотках статора. Потокосцепления статора называют также полными потокосцеплениями машины.

При анализе рисунков 2.1 и 2.3 принималось во внимание произвольное протекание токов по фазным обмоткам статора, если быть точнее – произвольный угол между результирующим вектором тока статора и прямой осью симметрии d . Однако, как будет показано далее, данный угол имеет ограниченный диапазон, лежащий в интервале $\left[\frac{\pi}{2}; \pi\right]$. На рисунке 2.8 можно заметить, что ток, протекающий в фазной обмотке статора AX , создает магнитное поле по магнитной оси Oa противоположного направления. Данное обстоятельство объясняется тем, что симметричная тройка потокосцеплений $(\psi_{sa}, \psi_{sb}, \psi_{sc})$ вызывается не только из-за явления самоиндукции при изменении соответствующего потокосцеплениям фазного тока, но и из-за явления взаимной индукции. При этом потокосцепление рассеяния каждой из фазных обмоток вызывается лишь протеканием соответствующего фазного тока. Для симметричной тройки фазных токов будут справедливы следующие выражения:

$$\begin{cases} \bar{i}_{sa}(t) = \bar{I}_{sm} \cos(\gamma + \omega_{эл}t), \\ \bar{i}_{sb}(t) = \bar{I}_{sm} \cos(\gamma + \omega_{эл}t - \rho), \\ \bar{i}_{sc}(t) = \bar{I}_{sm} \cos(\gamma + \omega_{эл}t - 2\rho). \end{cases} \quad (2.128)$$

Уравнения для потокосцеплений фазных обмоток статора будут иметь вид:

$$\begin{cases} \bar{\psi}_{sa}(t) = \bar{\Psi}_{sm} \cos(\gamma_2 + \theta_s + \omega_{эл}t), \\ \bar{\psi}_{sb}(t) = \bar{\Psi}_{sm} \cos(\gamma_2 + \theta_s + \omega_{эл}t - \rho), \\ \bar{\psi}_{sc}(t) = \bar{\Psi}_{sm} \cos(\gamma_2 + \theta_s + \omega_{эл}t - 2\rho), \end{cases} \quad (2.129)$$

где $\bar{\Psi}_{sm}$ – модуль изображающего вектора потокосцепления статора, о.е.;

θ_s – угол нагрузки синхронного двигателя.

Поскольку потокосцепления рассеяния на фазных обмотках статора $\bar{\psi}_{sia}, \bar{\psi}_{sib}$ и $\bar{\psi}_{sic}$ создаются лишь соответствующими фазными токами, формы их кривых,

полностью соответствует тем же, что характерны для токов, определяемых выражениями, входящими в систему (2.128):

$$\begin{cases} \bar{\Psi}_{sia}(t) = \bar{\Psi}_{sim} \cos(\gamma + \omega_{эл}t) = \bar{L}_{si}\bar{I}_{sm} \cos(\gamma + \omega_{эл}t), \\ \bar{\Psi}_{sib}(t) = \bar{\Psi}_{sim} \cos(\gamma + \omega_{эл}t - \rho) = \bar{L}_{si}\bar{I}_{sm} \cos(\gamma + \omega_{эл}t - \rho), \\ \bar{\Psi}_{sic}(t) = \bar{\Psi}_{sim} \cos(\gamma + \omega_{эл}t - 2\rho) = \bar{L}_{si}\bar{I}_{sm} \cos(\gamma + \omega_{эл}t - 2\rho), \end{cases} \quad (2.130)$$

где $\bar{\Psi}_{sim}$ – модуль пространственного вектора потокосцепления рассеяния на фазной обмотке статора, о.е.;

$\bar{L}_{si}$ – коэффициент самоиндукции рассеяния фазной обмотки статора, о.е.

Вычитая уравнения системы (2.130) из уравнений системы (2.129) для одинаковых фаз, получаем выражения для потокосцеплений в воздушном зазоре $\bar{\Psi}_{\delta a}$, $\bar{\Psi}_{\delta b}$ и $\bar{\Psi}_{\delta c}$:

$$\begin{cases} \bar{\Psi}_{\delta a}(t) = \bar{\Psi}_{\delta m} \cos(\zeta + \omega_{эл}t), \\ \bar{\Psi}_{\delta b}(t) = \bar{\Psi}_{\delta m} \cos(\zeta + \omega_{эл}t - \rho), \\ \bar{\Psi}_{\delta c}(t) = \bar{\Psi}_{\delta m} \cos(\zeta + \omega_{эл}t - 2\rho), \end{cases} \quad (2.131)$$

где $\bar{\Psi}_{\delta m}$ – модуль пространственного вектора потокосцепления в воздушном зазоре, о.е.;

ζ – начальная фаза колебаний потокосцепления в воздушном зазоре.

Выражения для $\bar{\Psi}_{\delta m}$ и ζ легко получить путем построения векторной диаграммы для вычитания гармонических колебаний:

$$\begin{cases} \bar{\Psi}_{\delta m} = \sqrt{\bar{\Psi}_{sm}^2 + \bar{\Psi}_{sim}^2 - 2\bar{\Psi}_{sm}\bar{\Psi}_{sim} \cos(\gamma - \gamma_2 - \theta_s)}, \\ \zeta = \arctg \left(\frac{\bar{\Psi}_{sm} \sin(\gamma_2 + \theta_s) - \bar{\Psi}_{sim} \sin \gamma}{\bar{\Psi}_{sm} \cos(\gamma_2 + \theta_s) - \bar{\Psi}_{sim} \cos \gamma} \right). \end{cases} \quad (2.132)$$

Каждая тройка потокосцеплений (2.129), (2.130) и (2.131), совершающих колебания по косинусоидальному закону, в соответствии с законом ЭМ индукции создает соответствующую тройку ЭДС: $(\dot{e}_{sa}, \dot{e}_{sb}, \dot{e}_{sc})$, $(\dot{e}_{sia}, \dot{e}_{sib}, \dot{e}_{sic})$ и $(\dot{e}_{\delta a}, \dot{e}_{\delta b}, \dot{e}_{\delta c})$. Выражения для мгновенных значений данных ЭДС можно получить, воспользовавшись известным законом:

$$\bar{e}_i(t) = -\frac{d\bar{\Psi}_i(t)}{dt}, \quad (2.133)$$

где $\bar{e}_i$ – ЭДС, индуцируемая i -м магнитным полем, о.е.;

$\bar{\Psi}_i$ – потокосцепление i -й обмотки, о.е.

В соответствии со всем вышесказанным, а также с иллюстрациями, приведенными на рисунках 2.7 и 2.8, можно определить следующие равенства и свойства пространственных векторов тока статора, потокосцеплений и ЭДС.

Для пространственных векторов потокосцеплений, связанных с обмоткой статора, справедливо следующее равенство:

$$\tilde{\Psi}_s = \tilde{\Psi}_\delta + \tilde{\Psi}_{si}, \quad (2.134)$$

где $\tilde{\Psi}_{si}$ – пространственный вектор потокосцепления рассеяния на фазной обмотке статора.

Пространственный вектор потокосцепления $\tilde{\Psi}_{si}$ сонаправлен и коллинеарен с пространственным вектором тока статора $\tilde{I}_s$:

$$\tilde{\Psi}_{si} = \bar{L}_{si} \tilde{I}_s. \quad (2.135)$$

Для проекций потокосцеплений $\tilde{\Psi}_s$, $\tilde{\Psi}_\delta$ и $\tilde{\Psi}_{si}$ на прямую и квадратурную ось справедливы соотношения:

$$\begin{cases} \bar{\Psi}_{sd} = \bar{\Psi}_{\delta d} + \bar{\Psi}_{sid} = \bar{\Psi}_{\delta d} + \bar{L}_{si} \bar{i}_{sd}, \\ \bar{\Psi}_{sq} = \bar{\Psi}_{\delta q} + \bar{\Psi}_{siq} = \bar{\Psi}_{\delta q} + \bar{L}_{si} \bar{i}_{sq}, \end{cases} \quad (2.136)$$

где $\bar{\Psi}_{sid}$ и $\bar{\Psi}_{siq}$ – проекции пространственного вектора потокосцепления рассеяния на фазной обмотке на прямую и квадратурную ось соответственно, о.е.

Приравняв друг к другу уравнения (2.125) и (2.126), можно получить важное соотношение между модулями пространственных векторов потокосцепления статора и рассеяния:

$$\bar{\Psi}_s \sin \alpha = \bar{\Psi}_\delta \sin \beta. \quad (2.137)$$

Пространственные векторы ЭДС, индуцируемых переменными магнитными полями, ортогональны пространственным векторам потокосцеплений индуцирующих полей. Для изображающих векторов ЭДС справедливы следующие равенства:

$$\begin{cases} \tilde{E}_s = \bar{\omega}_{эл} \tilde{\Psi}_s, \angle(\tilde{E}_s, \tilde{\Psi}_s) = \frac{\pi}{2}, \\ \tilde{E}_\delta = \bar{\omega}_{эл} \tilde{\Psi}_\delta, \angle(\tilde{E}_\delta, \tilde{\Psi}_\delta) = \frac{\pi}{2}, \\ \tilde{E}_{si} = \bar{\omega}_{эл} \tilde{\Psi}_{si} = \bar{\omega}_{эл} \bar{L}_{si} \tilde{I}_s, \angle(\tilde{E}_{si}, \tilde{\Psi}_{si}) = \frac{\pi}{2}, \end{cases} \quad (2.138)$$

где $\tilde{E}_s$ – пространственный вектор ЭДС вращения статора;

$\tilde{\tilde{E}}_\delta$ – пространственный вектор ЭДС рассеяния;

$\tilde{\tilde{E}}_{si}$ – пространственный вектор ЭДС рассеяния на фазной обмотке.

Из системы уравнений (2.138) и из физической сущности ЭДС вытекает очевидное равенство:

$$\tilde{\tilde{E}}_s = \tilde{\tilde{E}}_\delta + \tilde{\tilde{E}}_{si}. \quad (2.139)$$

Уравнения Парка-Горева для установившегося режима работы СД с демпферной обмоткой легко получить путем подстановки $p = \frac{d}{dt} = 0$ в ранее полученные выражения (2.91) – (2.100).

$$\bar{u}_{sd} = \bar{R}_s \bar{i}_{sd} - \bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_{sq} = \bar{R}_s \bar{i}_{sd} - \bar{e}_{sq} = \bar{R}_s \bar{i}_{sd} - \bar{e}_{\delta q} - \bar{e}_{siq}, \quad (2.140)$$

$$\bar{u}_{sq} = \bar{R}_s \bar{i}_{sq} + \bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_{sd} = \bar{R}_s \bar{i}_{sq} + \bar{e}_{sd} = \bar{R}_s \bar{i}_{sq} + \bar{e}_{\delta d} + \bar{e}_{sid}, \quad (2.141)$$

$$\bar{U}_f = \bar{I}_f, \quad (2.142)$$

$$\bar{\Psi}_{sd} = \bar{L}_{sd} \bar{i}_{sd} + \bar{I}_f, \quad (2.143)$$

$$\bar{\Psi}_{sq} = \bar{L}_{sq} \bar{i}_{sq}, \quad (2.144)$$

$$\bar{\Psi}_f = \bar{I}_f + \mu_{df} \bar{L}_{sd} \bar{i}_{sd}, \quad (2.145)$$

$$\bar{i}_D = 0, \quad (2.146)$$

$$\bar{i}_Q = 0, \quad (2.147)$$

$$\bar{\Psi}_D = \mu_{dD} \bar{L}_{sd} \bar{i}_{sd} + m_D \bar{I}_f, \quad (2.148)$$

$$\bar{\Psi}_Q = \mu_{qQ} \bar{L}_{sq} \bar{i}_{sq}, \quad (2.149)$$

где $\bar{e}_{sq}$ и $\bar{e}_{sd}$ – проекции ЭДС вращения на ось d и q соответственно, о.е.;

$\bar{e}_{\delta q}$ и $\bar{e}_{\delta d}$ – проекции ЭДС рассеяния на ось d и q соответственно, о.е.;

$\bar{e}_{siq}$ и $\bar{e}_{sid}$ – проекции ЭДС рассеяния обмотки на ось d и q соответственно, о.е.

Из уравнений (2.140) – (2.149) видно, что ДО не оказывает никакого влияния на установившийся режим работы, в связи с чем анализ данных режимов справедлив как для машин, имеющих в своей конструкции успокоительную обмотку, так и для машин без нее. Путем умножения уравнения (2.141) на $j = -1$ и сложения его с выражением (2.140) можно получить соотношение между пространственным вектором напряжения статора, пространственным вектором падения напряжения на

активном сопротивлении фазы статора $\bar{R}_s \tilde{I}_s$ и пространственными векторами ЭДС $\tilde{E}_s$, $\tilde{E}_\delta$ и $\tilde{E}_{si}$.

$$\tilde{U}_s = \bar{R}_s \tilde{I}_s + \tilde{E}_s = \bar{R}_s \tilde{I}_s + \tilde{E}_\delta + \tilde{E}_{si}. \quad (2.150)$$

На основании уравнений (2.134) – (2.150) и составленного выше описания специфики работы синхронного двигателя построим векторную диаграмму, характеризующую установившийся режим работы при отсутствии какого-либо закона регулирования магнитного поля машины.

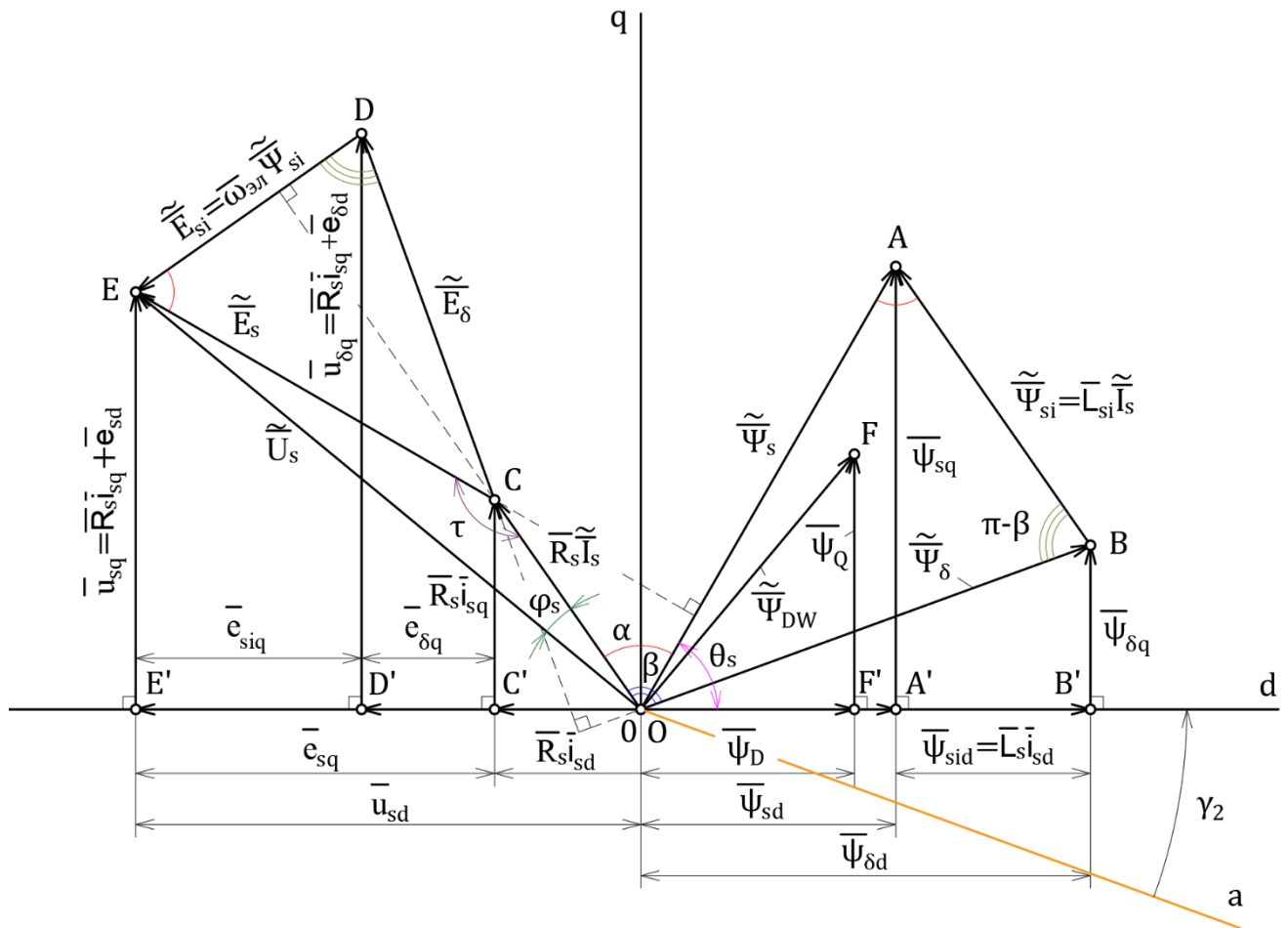


Рисунок 2.9 – Векторная диаграмма статического режима работы нерегулируемого синхронного двигателя

Для дальнейшего анализа выделим часть векторной диаграммы рисунка 2.9. Анализируемый участок векторной диаграммы представлен на рисунке 2.10.

Равенство данных углов соответствовало бы ситуации, при которой отсутствует магнитный поток рассеяния на фазной обмотке статора, иными словами, когда в фазных обмотках статора не протекает ток. Данное равенство будет справедливо для режима работы, при котором в ОВ машины протекает ток, а ротор вращается с некоторой скоростью, то есть при ХХ, при условии, что все механические потери отсутствуют. Превышение угла α над углом β означало бы, что машина работает в генераторном режиме, что соответствуют перемене знаков проекций токов статора на векторных диаграммах рисунков 2.9 и 2.10.

Углы между пространственными векторами потокосцеплений и тока статора могут быть острыми, прямыми или тупыми. Анализируя формулы (2.153) и (2.154), можно понять, что менее целесообразными вариантами являются случаи, при которых угол β является острым или угол α является тупым. В первом случае формирование основного магнитного поля ведет к увеличению потребления реактивной мощности машиной. Во втором случае наблюдается повышенное увеличение величины потокосцепления рассеяния, что приводит к преждевременному насыщению машины при приложении нагрузки. Ситуация, при которой угол α является острым, а угол β тупым, и они оба близки к величине $\frac{\pi}{2}$, является наиболее сбалансированной, однако она не позволяет развивать машине максимально возможный ЭМ момент. Величина максимально возможного ЭМ момента при некотором токе статора и соответствующем потокосцеплении достигается, если один из углов будет равен $\frac{\pi}{2}$. Дадим краткую характеристику режимов работы, когда модуль одного из пространственных векторов потокосцепления поддерживается постоянным, а его направление ортогональным пространственному вектору тока статора.

2.7.2 Векторное управление по магнитному полю статора

При такой реализации ПОУ угол между пространственными векторами потокосцепления и тока статора равен $\frac{\pi}{2}$. В таком случае величина $\cos(\pi - \beta)$, входящая в уравнение (2.153) может быть выражена следующим образом:

$$\cos(\pi - \beta) = \frac{\bar{L}_{si}\bar{I}_s}{\bar{\Psi}_\delta}. \quad (2.156)$$

Подставив уравнение (2.156) в (2.153), выясним, что реактивная мощность равна нулю, что, в свою очередь, говорит о том, что пространственные векторы падения напряжения на фазной обмотке и ЭДС вращения коллинеарны и фазовый сдвиг между напряжением и током статора отсутствует. ЭДС вращения в данном случае также остается постоянной при работе машины в первой зоне с постоянной скоростью вращения. Данные обстоятельства поясняют основные достоинства такого способа управления: коэффициент мощности машины равен единице и преобразователь частоты не требует запаса по напряжению, поскольку ЭДС вращения не может увеличиться свыше номинальной.

На рисунках 2.11 и 2.12 приводятся соответственно полная и упрощённая векторная диаграмма установившегося режима работы синхронного двигателя с полеориентированным управлением по магнитному полю статора.

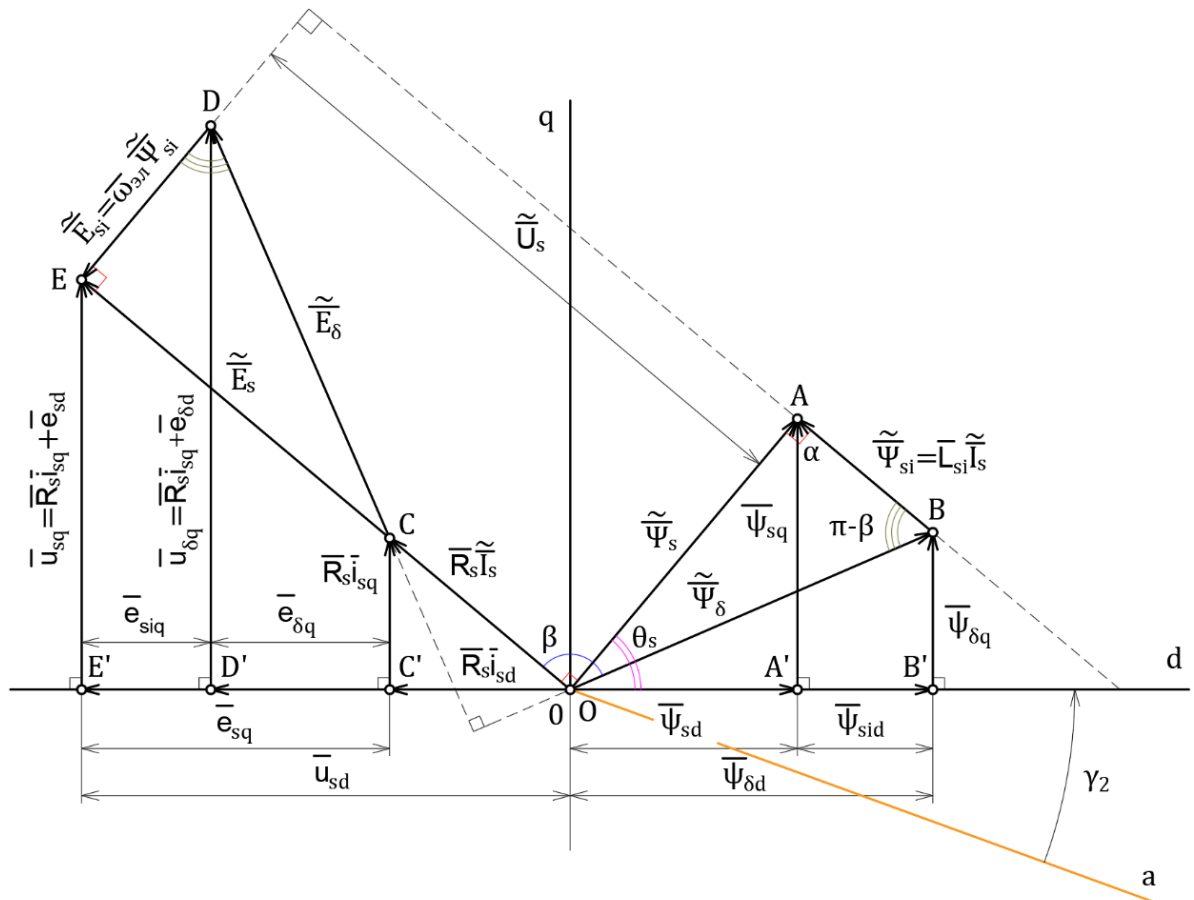


Рисунок 2.11 – Векторное управление СД по магнитному полю статора

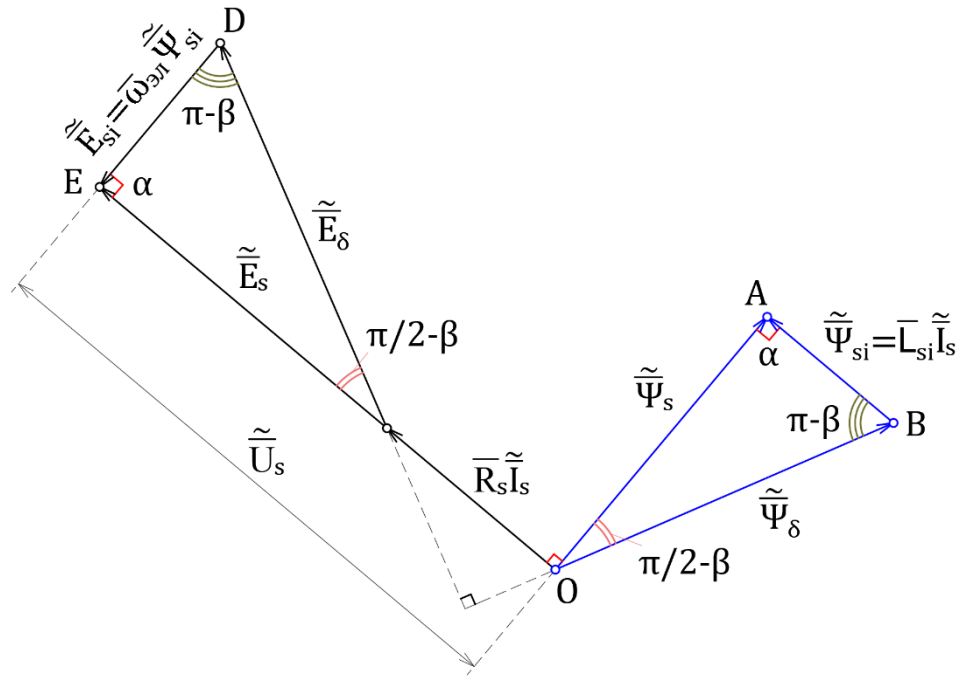


Рисунок 2.12 – Упрощенная векторная диаграмма синхронного двигателя с векторным управлением по магнитному полю статора

Основной недостаток управления по магнитному полю статора заключается в насыщении магнитной системы машины при возникновении нагрузок, превышающих номинальный ЭМ момент. Данное обстоятельство объясняется тем, что величина потокоцепления рассеяния при таком управлении формируется как за счет потокоцепления статора, так и за счет потокоцепления рассеяния, что становится понятным при подстановке в уравнение (2.154) угла $\alpha = \frac{\pi}{2}$:

$$\bar{\Psi}_\delta = \sqrt{\bar{\Psi}_s^2 + \bar{\Psi}_{si}^2}. \quad (2.157)$$

2.7.3 Векторное управление по магнитному полю рассеяния

При такой реализации ПОУ угол между пространственными векторами потокоцепления рассеяния и тока статора равен $\frac{\pi}{2}$. В таком случае величина $\cos(\pi - \beta)$, входящая в уравнение (2.153), равна нулю и реактивная мощность машины может быть определена по формуле:

$$\bar{Q}_s = \bar{\omega}_{эл} \bar{L}_{si} \bar{I}_s^2. \quad (2.158)$$

То есть при реализации ПОУ по основному магнитному полю машина начинает потреблять реактивную мощность из сети при проложении нагрузки к ее валу. Возникает фазовый сдвиг между пространственными векторами напряжения и тока статора. ЭДС вращения СД не ограничивается номинальной величиной, поскольку теперь она зависит от ЭДС рассеяния фазной обмотки:

$$\bar{E}_s = \sqrt{\bar{E}_\delta^2 + \bar{\omega}_{эл}^2 \bar{L}_{si}^2 \bar{I}_s^2}. \quad (2.159)$$

Указанные обстоятельства обнаруживают основные недостатки управления по основному магнитному полю: невозможность получения единичного коэффициента мощности и необходимость иметь запас по напряжению у ПЧ.

На рисунках 2.13 и 2.14 приводятся соответственно полная и упрощённая векторная диаграмма установившегося режима работы синхронного двигателя с полеориентированным управлением по магнитному полю рассеяния.

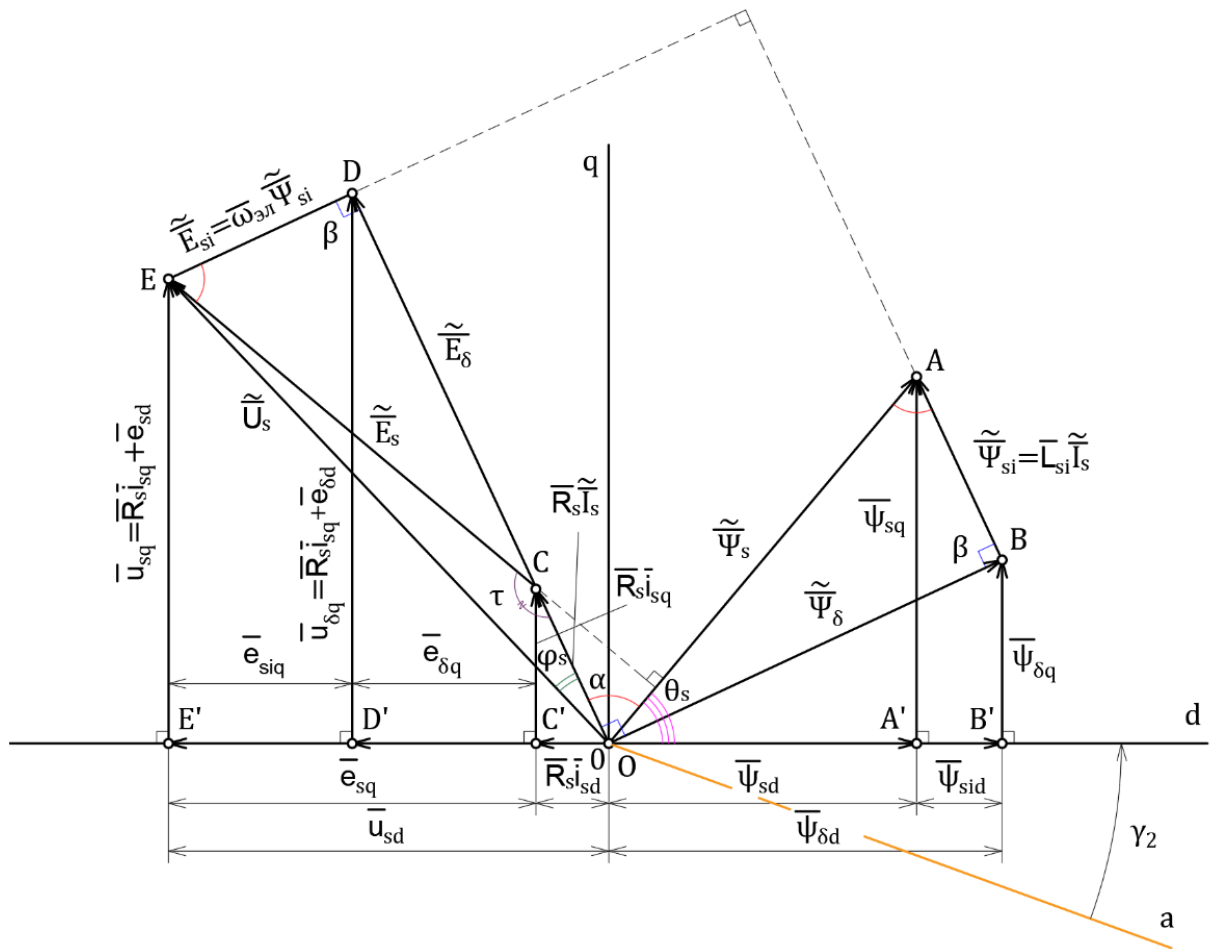


Рисунок 2.13 – Векторное управление СД по магнитному полю рассеяния

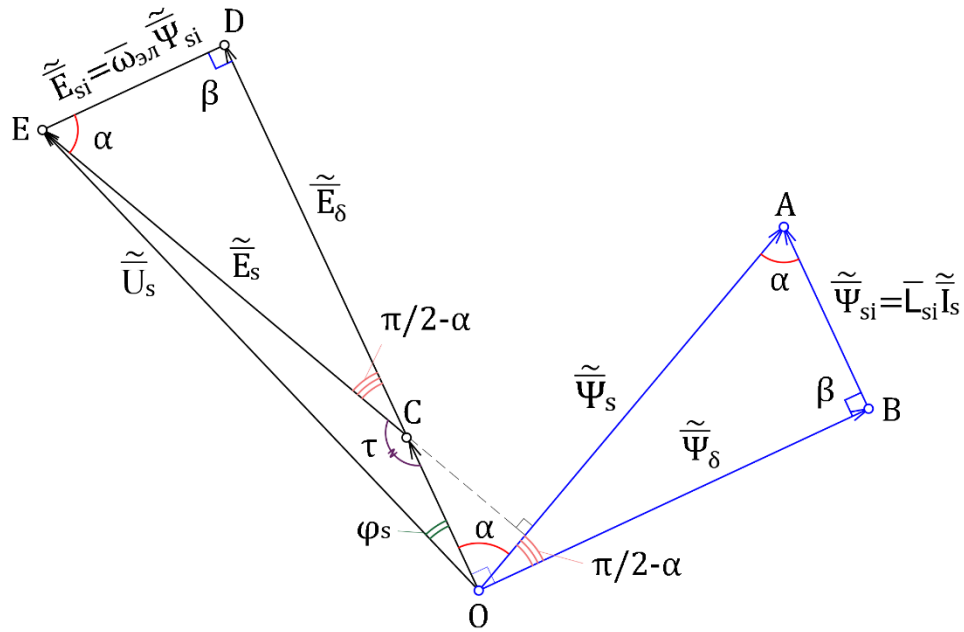


Рисунок 2.14 – Упрощенная векторная диаграмма синхронного двигателя с векторным управлением по магнитному полю рассеяния

Достоинством данного способа управления полем машины является то, что при работе с повышенной нагрузкой магнитная система синхронного двигателя не насыщается, поскольку величина основного магнитного потока остается постоянной. Таким образом, можно заключить, что наиболее рациональным способом управления магнитным полем машины в области номинальной нагрузки и ниже является управление по полю статора, а в области высоких нагрузок, превышающих номинальную в значительной степени, является управление по полю рассеяния. С целью реализации такого способа управления магнитным полем машины разрабатывается САР с переменной структурой, которая позволяет изменять закон управления в зависимости от величины нагрузки на валу машины.

2.8 Полеориентированное управление с переменным законом регулирования

В настоящей диссертационной работе предлагается следующий способ перехода между законами управления полем: за счет регулирования угла между пространственными векторами потокосцепления и тока статора $\alpha = \angle(\vec{\Psi}_s, \vec{I}_s)$. В нижнем диапазоне нагрузок, когда является возможным обеспечить наилучшие

энергетические характеристики при сохранении требуемой производительности электропривода данный угол будет поддерживаться равным $\frac{\pi}{2}$. В верхнем диапазоне нагрузок угол α будет рассчитываться с помощью выражения, получаемого при рассмотрении векторной диаграммы, представленной на рисунке 2.13:

$$\alpha = \arctg\left(\frac{\bar{\Psi}_\delta}{\bar{L}_{si}\bar{I}_s}\right) = \arctg\left(\frac{1}{\bar{L}_{si}\bar{I}_s}\right). \quad (2.160)$$

2.8.1 Статические характеристики машины

При математическом описании установившегося режима работы синхронной машины наибольшую ценность представляют статические характеристики, связывающие различные координаты двигателя с электромагнитным моментом. В случае ПОУ по полю статора каждая координата зависит лишь от изменения электромагнитного момента или тока статора, поскольку первый прямо пропорционален последнему. Статические характеристики СД при управлении по полю статора и рассеяния приведены в источнике литературы [105].

Ранее при описании математической модели СД указывалось, что синхронная машина представляет из себя трехмерный нелинейный стационарный объект управления (при использовании системы координат dq0). Данная модель имеет три входные координаты: проекции пространственного вектора напряжения на фазной обмотке на ось q и d и напряжения на ОВ. В соответствии с входными координатами определяются три регулируемые переменные – проекции пространственного вектора тока статора на ось q и d и потокосцепление ОВ. Регулируемые координаты имеют нелинейную связь с ЭМ моментом, которая должна быть тем или иным образом учтена в САР. Обычно данные статические зависимости выводятся для того закона управления полем, который реализуется в САУ. В рассматриваемом случае закон управления сменяется в зависимости от величины нагрузки на валу машины, следовательно, имеет смысл получить функции статических зависимостей для случая, когда углы α и β имеют произвольное значение, не равное $\frac{\pi}{2}$. В общем случае координаты машины помимо электромагнитного момента зависят также от угла α

или β и потокосцеплений статора $\bar{\Psi}_s$ или рассеяния $\bar{\Psi}_\delta$ соответственно. Поскольку в логике выбора закона управления магнитным полем в разрабатываемой САР участвует угол α , целесообразно получить зависимости регулируемых координат от тока статора (ЭМ момента), потокосцепления статора и угла между пространственными векторами потокосцепления и тока статора. Представим векторную диаграмму, приведенную на рисунке 2.9 в более упрощенном виде:

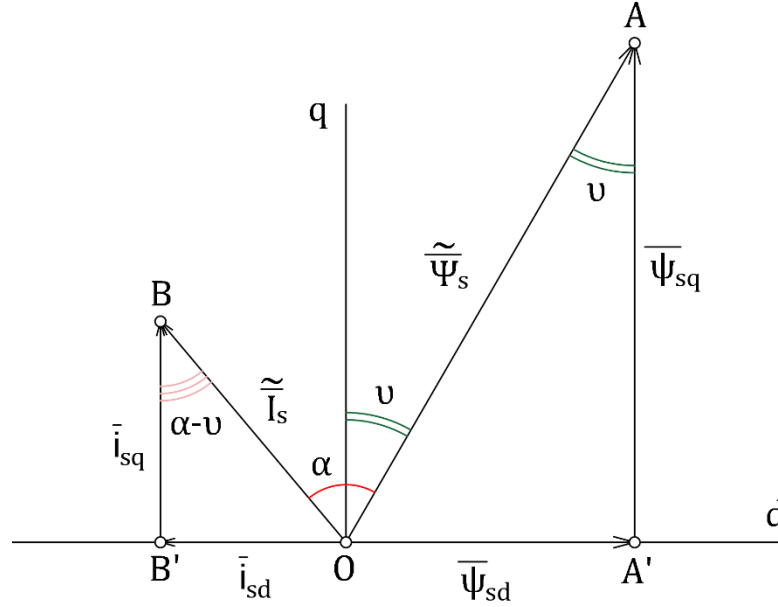


Рисунок 2.15 – Упрощенная векторная диаграмма работы нерегулируемого СД

При рассмотрении треугольников OBV' и OAA' векторной диаграммы, представленной на рисунке 2.15, можно записать следующие соотношения:

$$\begin{cases} \cos(\alpha - u) = \frac{\bar{i}_{sq}}{\bar{i}_s}, \\ \cos u = \frac{\bar{L}_{sq}\bar{i}_{sq}}{\bar{\Psi}_s}, \end{cases} \quad (2.161)$$

где u – угол между квадратурной осью q и пространственным вектором потокосцепления статора: $u = \frac{\pi}{2} - \theta_s$.

После некоторых преобразований системы (2.161) получаем:

$$\cos \alpha \frac{\bar{L}_{sq}\bar{i}_{sq}}{\bar{\Psi}_s} + \sin \alpha \sqrt{1 - \left(\frac{\bar{L}_{sq}\bar{i}_{sq}}{\bar{\Psi}_s}\right)^2} = \frac{\bar{i}_{sq}}{\bar{i}_s}.$$

Разрешая полученное выше уравнение относительно $\bar{i}_{sq}$, определяем:

$$\bar{l}_{sq} = \frac{\bar{I}_s \sin \alpha}{\sqrt{1 - 2 \frac{\bar{L}_{sq} \bar{I}_s}{\bar{\Psi}_s} \cos \alpha + \frac{\bar{L}_{sq}^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s^2}}}. \quad (2.162)$$

Из треугольника ОВВ' векторной диаграммы рисунка 2.15 имеем:

$$\bar{l}_{sd}^2 = \bar{I}_s^2 - \bar{l}_{sq}^2 = \bar{I}_s^2 \cdot \frac{-2 \frac{\bar{L}_{sq} \bar{I}_s}{\bar{\Psi}_s} \cos \alpha + \frac{\bar{L}_{sq}^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s^2} + 1 - \sin^2 \alpha}{1 - 2 \frac{\bar{L}_{sq} \bar{I}_s}{\bar{\Psi}_s} \cos \alpha + \frac{\bar{L}_{sq}^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s^2}}.$$

После некоторых преобразований получаем конечное выражение для $\bar{l}_{sd}$:

$$\bar{l}_{sd} = \frac{\bar{I}_s (\bar{\Psi}_s \cos \alpha - \bar{L}_{sq} \bar{I}_s)}{\bar{\Psi}_s \sqrt{1 - 2 \frac{\bar{L}_{sq} \bar{I}_s}{\bar{\Psi}_s} \cos \alpha + \frac{\bar{L}_{sq}^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s^2}}}. \quad (2.163)$$

Из уравнения (2.163) следует:

$$\bar{\Psi}_{sq} = \bar{L}_{sq} \bar{l}_{sq} = \frac{\bar{L}_{sq} \bar{I}_s \sin \alpha}{\sqrt{1 - 2 \frac{\bar{L}_{sq} \bar{I}_s}{\bar{\Psi}_s} \cos \alpha + \frac{\bar{L}_{sq}^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s^2}}}. \quad (2.164)$$

Из треугольника ОАА' векторной диаграммы рисунка 2.15, имеем:

$$\bar{\Psi}_{sd}^2 = \bar{\Psi}_s^2 - \bar{\Psi}_{sq}^2 = \bar{\Psi}_s^2 \left(\frac{1 - 2 \frac{\bar{L}_{sq} \bar{I}_s}{\bar{\Psi}_s} \cos \alpha + \frac{\bar{L}_{sq}^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s^2} - \frac{\bar{L}_{sq}^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s^2} \sin^2 \alpha}{1 - 2 \frac{\bar{L}_{sq} \bar{I}_s}{\bar{\Psi}_s} \cos \alpha + \frac{\bar{L}_{sq}^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s^2}} \right).$$

После соответствующих преобразований уравнения, приведенного выше, получаем конечное выражение для $\bar{\Psi}_{sd}$:

$$\bar{\Psi}_{sd} = \frac{\bar{\Psi}_s - \bar{L}_{sq} \bar{I}_s \cos \alpha}{\sqrt{1 - 2 \frac{\bar{L}_{sq} \bar{I}_s}{\bar{\Psi}_s} \cos \alpha + \frac{\bar{L}_{sq}^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s^2}}}. \quad (2.165)$$

Из уравнения (2.164) имеем:

$$\bar{\Psi}_f = \bar{\Psi}_{sd} - \bar{L}'_{sd} \bar{l}_{sd} = \frac{\bar{\Psi}_s - \bar{L}_{sq} \bar{I}_s \cos \alpha}{\sqrt{1 - 2 \frac{\bar{L}_{sq} \bar{I}_s}{\bar{\Psi}_s} \cos \alpha + \frac{\bar{L}_{sq}^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s^2}}} - \bar{L}'_{sd} \frac{\bar{I}_s (\bar{\Psi}_s \cos \alpha - \bar{L}_{sq} \bar{I}_s)}{\bar{\Psi}_s \sqrt{1 - 2 \frac{\bar{L}_{sq} \bar{I}_s}{\bar{\Psi}_s} \cos \alpha + \frac{\bar{L}_{sq}^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s^2}}}.$$

После соответствующих преобразований получаем конечное выражение для величины $\bar{\Psi}_f$:

$$\bar{\Psi}_f = \frac{1}{\sqrt{1 - 2 \frac{\bar{L}_{sq} \bar{I}_s}{\bar{\Psi}_s} \cos \alpha + \frac{\bar{L}_{sq}^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s^2}}} \left[\bar{\Psi}_s - (\bar{L}_{sq} + \bar{L}'_{sd}) \bar{I}_s \cos \alpha + \frac{\bar{L}_{sq} \bar{L}'_{sd} \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s} \right]. \quad (2.166)$$

Выражения, характеризующие статические функциональные зависимости других координат, приведены в таблице В.1.

2.8.2 Определение угла между пространственными векторами

Для правильного определения угла между пространственными векторами потокосцепления и тока статора необходимо учитывать изменение знака некоторых проекций пространственных векторов и углов между этими векторами при смене прямого направления вращения ротора на обратное. При реверсе синхронного двигателя пространственные вектора потокосцеплений, токов, напряжений и ЭДС меняют свои квадранты. Выясним в каких квадрантах будут заключены пространственные вектора, характеризующие электрические и электромагнитные величины.

Представим, что изображающий вектор тока статора, представленный на рисунке 2.3, теперь вращается по направлению часовой стрелки, что соответствует вращению ротора машины в противоположную сторону. В таком случае все углы также меняют свой знак на противоположный. Теперь для пространственного вектора тока статора в системе $xu0$ справедливо следующее уравнение⁵:

$$\tilde{I}_{sx-y}^* = i_{sx}^* + ji_{sy}^* = \frac{2}{3} \left(i_{sa} e^{j0} + i_{sb} e^{j\frac{4\pi}{3}} + i_{sc} e^{j\frac{2\pi}{3}} \right), \quad (2.167)$$

где $\tilde{I}_{sx-y}^*$ – пространственный вектор тока статора в системе координат $xu0$ при противоположном направлении вращения ротора машины;

i_{sx}^* и i_{sy}^* – проекции пространственного вектора тока статора на оси x и y соответственно при противоположном направлении вращения ротора машины, А.

Используя формулу Эйлера для комплексных чисел, получим:

$$\begin{cases} i_{sx}^* = i_{sa}, \\ i_{sy}^* = \frac{1}{\sqrt{3}} (-i_{sb} + i_{sc}). \end{cases} \quad (2.168)$$

Пространственный вектор $\tilde{I}_{sd-q}^*$, вращающийся относительно роторной системы координат, может быть определен как:

⁵ Предполагается, что изменение направления вращения ротора машины на противоположное осуществляется путем перестановки фаз В и С между собой.

$$\tilde{I}_{sd-q}^* = I_{sm} e^{j(-\gamma+\gamma_2)} = I_{sm} e^{-j\gamma} e^{j\gamma_2} = \tilde{I}_{sx-y}^* e^{j\gamma_2}, \quad (2.169)$$

где $\tilde{I}_{sd-q}^*$ – пространственный вектор тока статора в системе координат dq0 при противоположном направлении вращения ротора машины.

Раскладывая вектора $\tilde{I}_{sd-q}^*$ и $\tilde{I}_{sx-y}^*$ по соответствующим проекциям, получаем:

$$\begin{cases} i_{sd}^* = i_{sx}^* \cos \gamma_2 - i_{sy}^* \sin \gamma_2, \\ i_{sq}^* = i_{sx}^* \sin \gamma_2 + i_{sy}^* \cos \gamma_2, \end{cases} \quad (2.170)$$

где i_{sd}^* и i_{sq}^* – проекции пространственного вектора тока статора на оси d и q соответственно при противоположном направлении вращения ротора машины, А.

Систему (2.170) можно представить в виде:

$$\begin{cases} i_{sd}^* = i_{sa} \cos \gamma_2 + \frac{1}{\sqrt{3}} i_{sb} \sin \gamma_2 - \frac{1}{\sqrt{3}} i_{sc} \sin \gamma_2 = i_{sd}(\gamma_2), \\ i_{sq}^* = i_{sa} \sin \gamma_2 - \frac{1}{\sqrt{3}} i_{sb} \cos \gamma_2 + \frac{1}{\sqrt{3}} i_{sc} \cos \gamma_2 = -i_{sq}(\gamma_2). \end{cases} \quad (2.171)$$

То есть при вращении ротора в противоположную сторону проекция пространственного вектора той или иной координаты на ось d не меняет своего направления, а проекция на ось q – меняет на противоположное. Векторные диаграммы нерегулируемого синхронного двигателя при прямом и обратном направлении вращения его ротора приведены на рисунке 2.16.

Поскольку нелинейные статические зависимости, закладываемые в САР машины, определены в общем виде (зависят помимо ЭМ момента от угла α и потокосцепления статора $\bar{\Psi}_s$), для адекватной работы модели в прямом и реверсивном режимах работы необходимо и достаточно правильно определять угол между пространственными векторами потокосцепления и тока статора. Из векторной диаграммы, представленной на рисунке 2.16, получаем:

$$\begin{cases} \alpha = \pm \frac{\pi}{2}, \text{ при } 0 \leq |\bar{M}| \leq k_\alpha, \\ \alpha = \pm \arcsin \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\bar{I}_{sl}^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_6^2}}}, \text{ при } |\bar{M}| > k_\alpha; \beta = \pm \frac{\pi}{2} \text{ и } \bar{\Psi}_\delta = \bar{\Psi}_6, \end{cases} \quad (2.172)$$

где k_α – кратность номинального момента, до достижения которой векторное управление реализуется по магнитному полю статора, о.е.

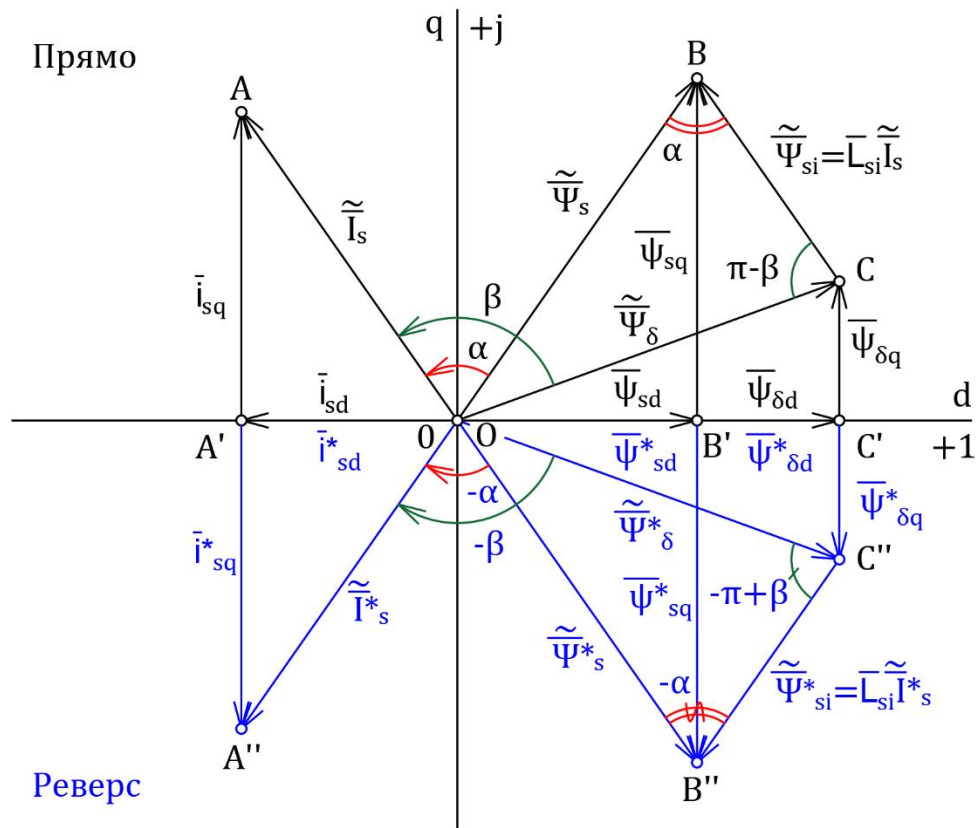


Рисунок 2.16 – Векторная диаграмма установившегося режима работы СД при его вращении в разных направлениях

Знак плюс, входящий в уравнения системы (2.172), соответствует прямому направлению вращения ротора машины, знак минус – обратному.

2.9 Учет насыщения магнитной системы

Допущение о том, что магнитная система СД остается ненасыщенной во всем диапазоне рабочих нагрузок, прикладываемых к валу машины, негативным образом сказывается на анализе процессов, происходящих в машине, при наличии моментов нагрузки, значительно превышающих номинальный ЭМ момент. Как отмечалось ранее, автоматизированный синхронный ЭП прокатных станов в соответствии с технологией испытывает частые перегрузки, которые приводят к насыщению его стальных масс по магнитному потоку в воздушном зазоре. С целью компенсации негативных явлений, связанных с насыщением магнитной системы, в САУ вводится

выше рассмотренный переменный закон управления магнитным полем машины в зависимости от момента нагрузки, прикладываемого к валу. Для оценки адекватности работы данной системы является целесообразным учесть в полученных ранее идеализированных математических моделях объекта управления насыщение массивных частей машины по основному магнитному потоку.

Обзор методов учета эффекта насыщения стали машины и их эволюция подробно рассмотрены в труде [132]. В данном исследовании учет насыщения будем производить по упрощенной методике, описанной в источниках литературы [53, 79, 87, 99]. При ее применении считаются справедливыми следующие допущения:

- магнитные потоки рассеяния фаз статора не оказывают какого-либо влияния на процесс насыщения магнитной системы машины;
- поперечная составляющая основного магнитного потока не вносит существенного вклада в насыщение магнитной системы, в связи с чем при математическом моделировании СД с учетом насыщения ее влиянием пренебрегают⁶.

Указанные допущения существенно упрощают получение конечной математической модели и ее реализацию в имитационной графической среде, однако соответствующим образом сказываются на их точности. Применение подобной методики в данной исследовательской работе оправдано, ввиду следующих причин:

- задача построения математической модели объекта управления с учетом насыщения ставится лишь для того, чтобы оценить работоспособность и эффективность предлагаемого закона управления магнитным полем машины;
- данная методика легко реализуется для любых синхронных двигателей, у которых известны опытная или типовая характеристика холостого хода [87];
- допущение о незначительности влияния поперечной составляющей магнитного поля в воздушном зазоре на насыщение магнитной системы достаточно точно согласуется с опытными данными [53].

⁶ Данное допущение справедливо лишь в случае явнополюсной синхронной машины.

2.9.1 Коэффициент учета влияния насыщения

Характеристика ХХ синхронного двигателя снимается при следующих условиях: номинальной скорости вращения ротора ω_n и отсутствии тока в фазных обмотках статора. Рассматривая уравнения (2.76), (2.77), (2.79), (2.81) – (2.85), (2.91), (2.92), (2.94) и (2.96) – (2.100) с учетом данных условий и принимая во внимания равенство оператора дифференцирования нулю, получаем:

$$u_{sq} = e_{sd} = e_{\delta d} = E_s = E_\delta = \omega_{\text{элн}} M_{df} I_f, \quad (2.173)$$

$$\bar{u}_{sq} = \bar{e}_{sd} = \bar{e}_{\delta d} = \bar{E}_s = \bar{E}_\delta = \bar{\omega}_{\text{элн}} \bar{I}_f = \bar{I}_f, \quad (2.174)$$

где $\omega_{\text{элн}}$ и $\bar{\omega}_{\text{элн}}$ – номинальные скорости вращающегося магнитного поля статора, измеряемые в $\frac{\text{рад}}{\text{с}}$ и о.е. соответственно: $\bar{\omega}_{\text{элн}} = 1$.

Уравнения (2.173) и (2.174) определяют спрямленные характеристики холостого хода, данные в абсолютных и относительных единицах на рисунке 2.4 соответственно. Для получения кривых холостого хода $E_\delta = f(I_f)$ и $\bar{E}_\delta = f(\bar{I}_f)$ в уравнения (2.173) и (2.174) добавляется коэффициент, учитывающий влияние насыщения $\xi = f(E_\delta) = f(\bar{E}_\delta)$:

$$E_\delta(I_f) = \omega_{\text{элн}} \xi(E_\delta) M_{df} I_f, \quad (2.175)$$

$$\bar{E}_\delta(\bar{I}_f) = \xi(\bar{E}_\delta) \bar{I}_f. \quad (2.176)$$

Ранее было принято допущение о том, что для явнополюсного СД насыщение массивных частей происходит лишь за счет продольной составляющей основного магнитного потока. Для указанной величины может быть записано следующее уравнение в о.е., в котором надстрочный индекс «sat» используется для того, чтобы подчеркнуть зависимость координат от насыщения магнитной системы:

$$\bar{\Psi}_{sd}^{\text{sat}} = \bar{\Psi}_{\delta d}^{\text{sat}} + \bar{\Psi}_{sid} = \xi(\bar{E}_\delta) \bar{\Psi}_{\delta d} + \bar{\Psi}_{sid}, \quad (2.177)$$

где $\bar{\Psi}_{sd}^{\text{sat}}$ и $\bar{\Psi}_{\delta d}^{\text{sat}}$ – проекции пространственных векторов потокосцепления статора и рассеяния соответственно на ось d, которые зависят от степени насыщения магнитной системы машины, о.е.

В дальнейшем для различных переменных и параметров, зависящих от степени насыщения магнитной системы, будем использовать надстрочный индекс

«sat», к примеру для величины X , будет справедлива следующая запись: X^{sat} . Выражение для зависящей от степени насыщения проекции пространственного вектора потокосцепления рассеяния на ось d $\bar{\psi}_{\delta d}^{sat}$ может быть получено за счет вычитания из уравнения (2.94) величины проекции пространственного вектора потокосцепления рассеяния в воздушном зазоре на ось d $\bar{\psi}_{sid}$:

$$\bar{\psi}_{\delta d}^{sat} = \xi(E_{\delta})\bar{L}_{\delta d}\bar{l}_{sd} + \xi(E_{\delta})\bar{I}_f + \xi(E_{\delta})\bar{l}_D. \quad (2.178)$$

Формирование исходных уравнений для математического моделирования машины в случае учета насыщения магнитной системы происходит за счет выражения тех или иных величин, отнесенных к прямой оси, через уравнение (2.178).

2.9.2 Определение зависимости коэффициента учета влияния насыщения от ЭДС в воздушном зазоре

Для определения кривой $\xi = f(E_{\delta}) = f(\bar{E}_{\delta})$ воспользуемся характеристикой XX машины, отложенной в координатах $\bar{I}_f$ по оси абсцисс и $\bar{E}_{\delta}$ по оси ординат. Перестроим характеристику XX, представленную на рисунке 2.4, в ином масштабе с учетом оговоренных координат. Кривая намагничивания машины представлена на рисунке 2.17.

Прямые O1A1, O2A2, ..., O6A6 представляют собой касательные к кривой намагничивания машины, построенной в осях $\bar{I}_f$ и $\bar{E}_{\delta}$. Тангенс угла касательных является коэффициентом учета влияния насыщения. Отложив от точек O1, O2, ..., O6 соответственно отрезки одинаковой длины O1A'1, O2A'2, ..., O6A'6, равные базовому току обмотки возбуждения, выраженному в о.е, получаем:

$$\xi_1 = \xi_{unsat} = \text{tg}\kappa_1 = \frac{A1A'1}{O1A'1} = A1A'1 = 1, \quad (2.179)$$

$$\xi_2 = \text{tg}\kappa_2 = \frac{A2A'2}{O2A'2} = A2A'2, \quad (2.180)$$

.....

$$\xi_n = \text{tg}\kappa_n = \frac{AnA'n}{OnA'n} = AnA'n. \quad (2.181)$$

где $\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_n$ – коэффициенты учета влияния насыщения, определяемые соответственно в точках $O1, O2, \dots, On$, лежащих на кривой намагничивания;

ξ_{unsat} – коэффициент учета влияния насыщения при отсутствии насыщения магнитной системы машины: $\xi_{unsat} = 1$;

$\kappa_1, \kappa_2, \dots, \kappa_n$ – углы наклона касательных, проведенных к точкам $O1, O2, \dots, On$.

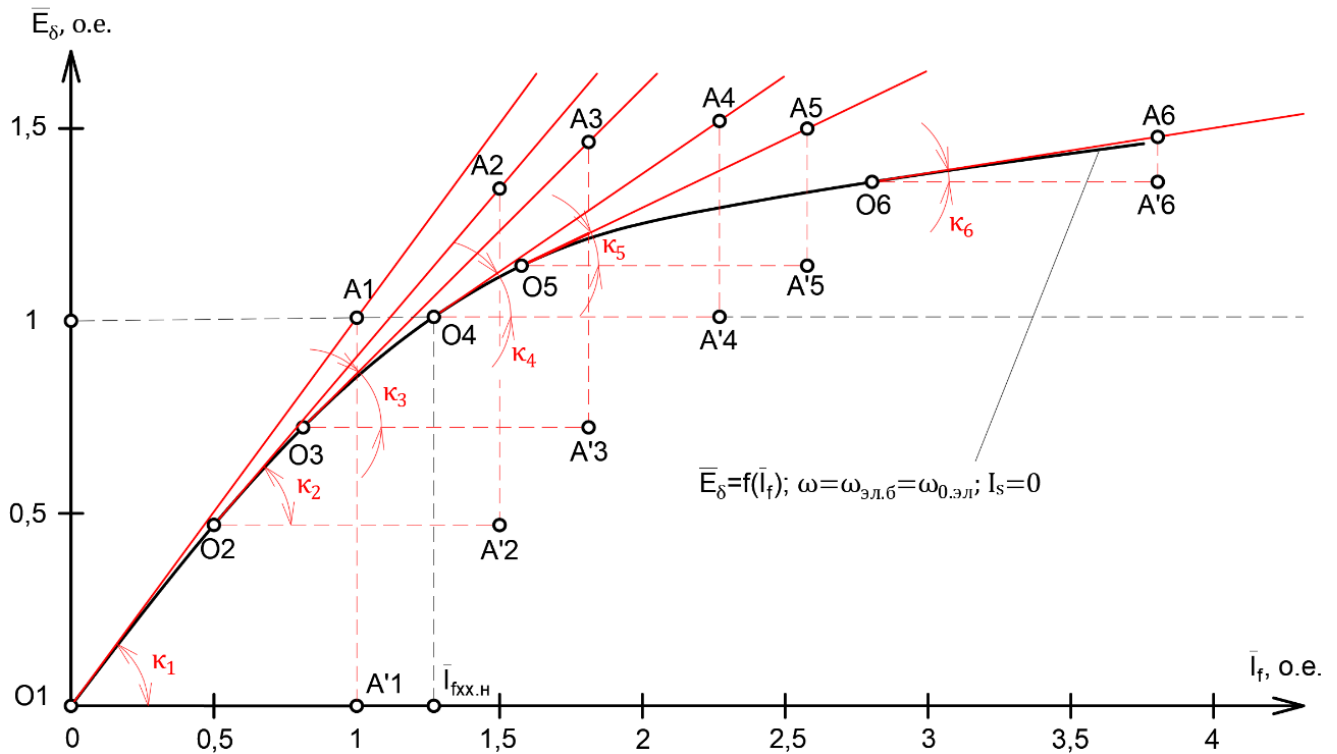


Рисунок 2.17 – Обработка кривой опыта XX машины

Для определения точек кривой $\xi = f(\bar{E}_\delta)$ помимо способа, представленного выше, удобно использовать полиномиальную аппроксимацию кривой намагничивания. Получение коэффициентов влияния насыщения путем обработки полинома кривой намагничивания дает удовлетворительный результат на определенных участках характеристики XX. Пусть кривая намагничивания $\bar{E}_\delta = f(\bar{I}_f)$ была аппроксимирована полиномом m -ой степени, имеющим вид:

$$\bar{E}_\delta(\bar{I}_f) = a_m \bar{I}_f^m + a_{m-1} \bar{I}_f^{m-1} + \dots + a_1 \bar{I}_f + a_0, \quad (2.182)$$

где $a_0, a_1, \dots, a_{m-1}$ и a_m – полиномиальные коэффициенты.

Множество значений коэффициента учета влияния насыщения определяется множеством значений коэффициентов наклона касательных к соответствующим

точкам кривой намагничивания. В таком случае для определения значений коэффициента учета влияния насыщения можно использовать следующие выражения:

$$\xi_1 = \frac{d\bar{E}_\delta(\bar{I}_{f1})}{d\bar{I}_f} = ma_m\bar{I}_{f1}^{m-1} + (m-1)a_{m-1}\bar{I}_{f1}^{m-2} + \dots + 2a_2\bar{I}_{f1} + a_1, \quad (2.183)$$

$$\xi_2 = \frac{d\bar{E}_\delta(\bar{I}_{f2})}{d\bar{I}_f} = ma_m\bar{I}_{f2}^{m-1} + (m-1)a_{m-1}\bar{I}_{f2}^{m-2} + \dots + 2a_2\bar{I}_{f2} + a_1, \quad (2.184)$$

.....

$$\xi_n = \frac{d\bar{E}_\delta(\bar{I}_{fn})}{d\bar{I}_f} = ma_m\bar{I}_{fn}^{m-1} + (m-1)a_{m-1}\bar{I}_{fn}^{m-2} + \dots + 2a_2\bar{I}_{fn} + a_1, \quad (2.185)$$

где $\bar{I}_{f1}, \bar{I}_{f2}, \dots, \bar{I}_{fn}$ – значения токов в ОВ соответственно для 1-й, 2-й, ... n-й точек, лежащих на аппроксимированной кривой намагничивания, о.е.

Определение коэффициентов учета влияния насыщения, соответствующих различным точкам кривой намагничивания удобно производить с помощью двух вышеописанных методик, чередуя их в зависимости от требований к точности определения значения коэффициента на том или ином участке. Очевидно, что определение коэффициентов с помощью выражений (2.182) и (2.185) является наиболее удобным, поскольку может быть легко реализовано с помощью программных средств, однако, в то же время графический способ определения коэффициентов дает большую точность. После определения i-го количества значений коэффициента влияния насыщения в различных точках с помощью выражений (2.181) или (2.182) и (2.185) строится кривая коэффициента $\xi = f(\bar{E}_\delta)$, вид которой представлен на рисунке 2.18.

Кривую, представленную на рисунке 2.18, также удобно аппроксимировать с помощью полиномиальной функции m-ой степени:

$$\xi(\bar{E}_\delta) = b_m\bar{E}_\delta^m + b_{m-1}\bar{E}_\delta^{m-1} + \dots + b_1\bar{E}_\delta + b_0, \quad (2.186)$$

где $b_0, b_1, \dots, b_{m-1}$ и b_m – полиномиальные коэффициенты.

Зависимость (2.186), полученная на основе обработки характеристики ХХ, в дальнейшем используется при математическом и имитационном моделировании. В текущей диссертационной работе определение полиномиальной функции зависимости коэффициента учета влияния насыщения от ЭДС в воздушном зазоре получено на основе обработки кривых, представленных на рисунках Б.1 и Б.2. Вид

кривой коэффициента учета влияния насыщения $\xi = f(\bar{E}_\delta)$ для исследуемого СД и ее аппроксимация приводятся на рисунке Б.3.

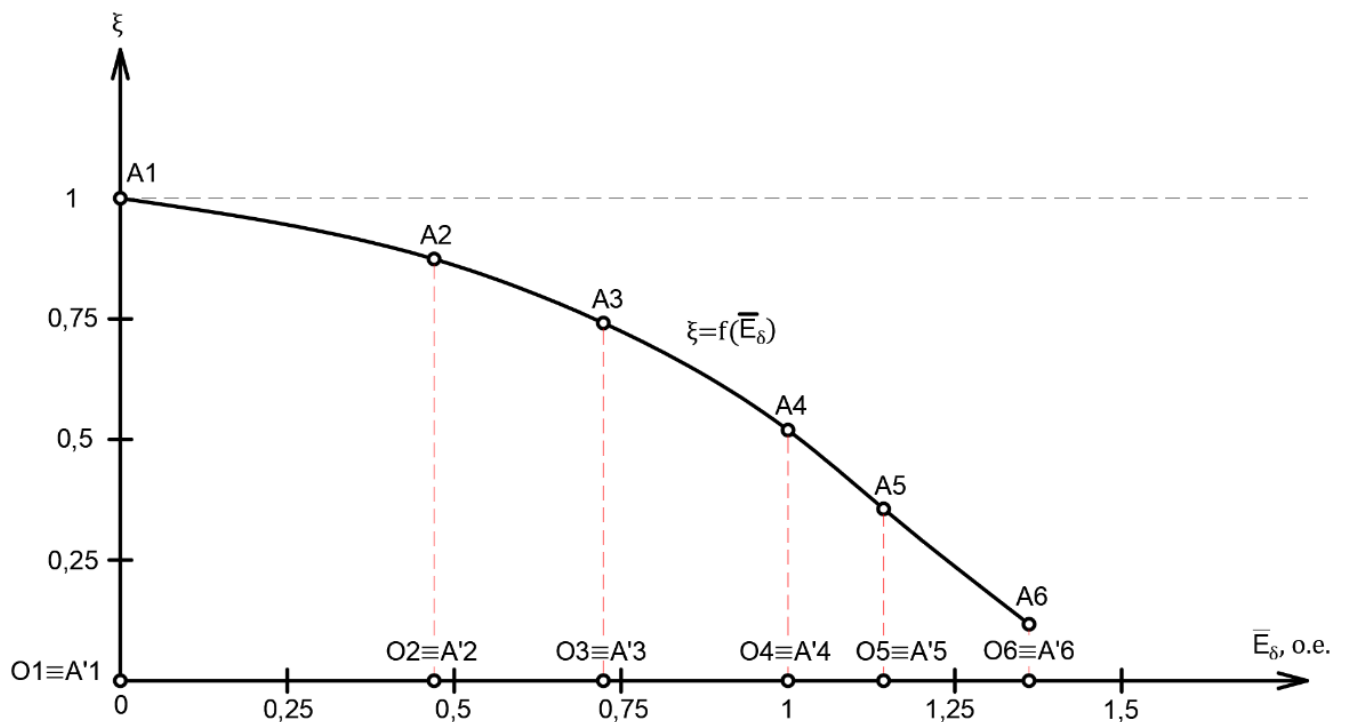


Рисунок 2.18 – Кривая, отражающая зависимость коэффициента влияния насыщения от ЭДС в воздушном зазоре

2.9.3 Построение математических моделей

При построении моделей синхронной машины как с одним, так и с двумя контурами, отнесенными к ротору, при учете насыщения по основному магнитному потоку справедливо следующее:

- принципы нормирования величин, входящих в уравнения Парка-Горева, остаются теми же, что представлены в таблицах 2.1 и 2.3;
- все входные и регулируемые координаты идентичны тем же, что выбирались для идеализированного ОУ;
- последовательности действий, производимых при получении уравнений математических моделей синхронных машин при учете насыщения, соответствуют тем же, что представлены в таблицах 2.2 и 2.4;

– получение уравнения для той или иной величины, отнесенной к прямой оси роторной системы координат, может быть получено за счет ее выражения через проекцию потокосцепления рассеяния на ось d , величина которой определяется зависимостью (2.178);

– учет насыщения изменяет выражения некоторых параметров машины, которые отныне не являются постоянными величинами и зависят от коэффициента учета влияния насыщения.

Сначала рассмотрим получение математической модели синхронного двигателя с демпферной обмоткой, для которого вводится учет насыщения магнитной системы. Сформируем исходные уравнения Парка-Горева в о.е., на основе преобразования которых будет получена конечная модель. В дальнейшем с целью минимизации записи формы уравнений будем считать равносильным написание $\xi(\bar{E}_\delta)$ и ξ . При составлении исходных уравнений оставим выражения для напряжений статорных, демпферных и роторного контуров без изменений. Проекция пространственных векторов различных потокосцеплений на ось q как было допущено ранее не вносят вклада в насыщение магнитной системы машины, вследствие чего могут быть оставлены без изменений. Проекция пространственных векторов потокосцеплений статора и демпферной обмотки на ось d и потокосцепление ОВ необходимо выразить через величину проекции потокосцепления в воздушном зазоре на ось d . Выделяя в каждом из уравнений (2.94), (2.96) и (2.99), многочлен, входящий в правую часть уравнения (2.178), получаем исходные выражения для $\bar{\Psi}_{sd}^{sat}$, $\bar{\Psi}_f^{sat}$ и $\bar{\Psi}_D^{sat}$ соответственно:

$$\bar{\Psi}_{sd}^{sat} = \bar{L}_{sd}^{sat} \bar{i}_{sd}^{sat} + \xi \bar{I}_f^{sat} + \xi \bar{i}_D^{sat}, \quad (2.187)$$

$$\bar{\Psi}_f^{sat} = \mu_{df} \bar{L}_{sd}^{sat} \bar{i}_{sd}^{sat} + A_1^{sat} \bar{I}_f + A_2^{sat} \bar{i}_D^{sat}, \quad (2.188)$$

$$\bar{\Psi}_D^{sat} = \mu_{dD} \bar{L}_{sd}^{sat} \bar{i}_{sd}^{sat} + B_1^{sat} \bar{I}_f + B_2^{sat} \bar{i}_D^{sat}, \quad (2.189)$$

где $\bar{L}_{sd}^{sat}$ – коэффициент самоиндукции обмотки статора по оси d , зависящий от степени насыщения магнитной системы: $\bar{L}_{sd}^{sat} = \xi \bar{L}_{\delta d} + \bar{L}_{si}$, о.е.;

A_1^{sat} , A_2^{sat} , B_1^{sat} и B_2^{sat} – коэффициенты, зависящие от степени насыщения магнитной системы машины.

Для определения коэффициентов A_1^{sat} , A_2^{sat} , B_1^{sat} и B_2^{sat} , входящих в уравнения (2.187) – (2.189) используются следующие формулы:

$$A_1^{sat} = 1 + \mu_{df}(1 - \xi), A_2^{sat} = m_f + \mu_{df}(1 - \xi), \quad (2.190)$$

$$B_1^{sat} = m_D + \mu_{dD}(1 - \xi), B_2^{sat} = 1 + \mu_{dD}(1 - \xi). \quad (2.191)$$

Уравнения (2.91) – (2.93), (2.95), (2.97), (2.98), (2.100) и (2.187) – (2.191) составляют исходные систему уравнений Парка-Горева, за счет преобразования которых осуществляется построение математической модели СД с ДО, для которого производится учет насыщения по основному магнитному потоку. Стоит отметить, что преобразование данных уравнений к конечному виду является весьма трудоемкой процессом. В то же время последовательность действий, а также принципы формирования различных констант, коэффициентов и параметров при выведении уравнений полностью аналогичны тем же, что применялись при формировании математической модели СД с ДО без учета эффекта насыщения. В связи с этим в рамках текущего исследования математическая модель, характеризующая работу синхронной машины с успокоительной обмоткой при учете насыщения магнитной системы, приводится без подробного вывода. Уравнения данной модели представлены ниже:

$$\bar{i}_{sd}^{sat} = \frac{1/\bar{R}_s}{T_f'^{sat} p + 1} \left[\bar{u}_{sd}^{sat} - \frac{\rho_D^{sat}}{T_f \omega_{эл.б}} (\bar{U}_f^{sat} - \bar{I}_f^{sat}) + \frac{\rho_f^{sat}}{T_f \omega_{эл.б}} \bar{i}_D^{sat} + \bar{\omega}_{эл}^{sat} \bar{\Psi}_{sq} \right], \quad (2.192)$$

$$\bar{i}_{sq} = \frac{1/\bar{R}_s}{T_{sq}'' p + 1} \cdot \left(\bar{u}_{sq} + \frac{\bar{i}_Q}{T_Q \omega_{эл.б}} - \bar{\omega}_{эл}^{sat} \bar{\Psi}_{sd}^{sat} \right), \quad (2.193)$$

$$\bar{I}_f^{sat} = \frac{1}{A_1^{sat}} (\bar{\Psi}_f^{sat} - \mu_{df} \bar{L}_{sd}^{sat} \bar{i}_{sd}^{sat} - A_2^{sat} \bar{i}_D^{sat}), \quad (2.194)$$

$$\bar{\psi}_{sd}^{sat} = \bar{L}_{sd}''^{sat} \bar{i}_{sd}^{sat} + \rho_D^{sat} \bar{\Psi}_f^{sat} + \rho_f^{sat} \bar{\psi}_D^{sat}, \quad (2.195)$$

$$\bar{\Psi}_{sq} = \bar{L}_{sq}'' \bar{i}_{sq} + \bar{\Psi}_Q, \quad (2.196)$$

$$\bar{\Psi}_f^{sat} = \frac{1}{A_1^{sat} T_f p + 1} (A_1^{sat} \bar{U}_f^{sat} + \mu_{df} \bar{L}_{sd}^{sat} \bar{i}_{sd}^{sat} + A_2^{sat} \bar{i}_D^{sat}), \quad (2.197)$$

$$\bar{i}_D^{sat} = \frac{-T_D'^{sat} p}{T_D'^{sat} p + 1} \left(\frac{\mu_{dD} \rho_f^{sat}}{\xi} \bar{L}_{sd}^{sat} \bar{i}_{sd}^{sat} + \frac{B_1^{sat}}{C^{sat}} \bar{\Psi}_f^{sat} \right), \quad (2.198)$$

$$\bar{i}_Q = \frac{-T_Q p}{T_Q p + 1} \mu_{qQ} \bar{L}_{sq} \bar{i}_{sq}, \quad (2.199)$$

$$\bar{\Psi}_D^{sat} = \frac{1}{A_1^{sat}} [\bar{L}_{sd}^{sat} \mu_{dD} (1 - m_f) + B_1^{sat} \bar{\Psi}_f^{sat} + C^{sat} \bar{t}_D^{sat}], \quad (2.200)$$

$$\bar{\Psi}_Q = \mu_{qQ} \bar{L}_{sq} \bar{t}_{sq} + \bar{t}_Q, \quad (2.201)$$

$$\bar{M} = \bar{\Psi}_{sd}^{sat} \bar{t}_{sq} - \bar{\Psi}_{sq} \bar{t}_{sd}^{sat}, \quad (2.202)$$

где T''_{sd}^{sat} – электромагнитная постоянная времени цепи обмотки статора по оси d в сверхпереходном режиме, зависящая от степени насыщения магнитной системы, с;

ρ_D^{sat} и ρ_f^{sat} – коэффициенты, зависящие от степени насыщения магнитной системы машины;

$\bar{L}'_{sd}^{sat}$ – коэффициент самоиндукции обмотки статора по оси d в сверхпереходном режиме, зависящий от степени насыщения магнитной системы, о.е.;

T'_D^{sat} – ЭМ постоянная времени цепи демпферной обмотки по оси d в сверхпереходном режиме, зависящая от степени насыщения магнитной системы, с;

C^{sat} – коэффициент, зависящий от степени насыщения магнитной системы.

Для величин T''_{sd}^{sat} , ρ_D^{sat} , ρ_f^{sat} , $\bar{L}'_{sd}^{sat}$, T'_D^{sat} и C^{sat} справедливы соответственно следующие выражения:

$$T''_{sd}^{sat} = \frac{\bar{L}'_{sd}^{sat}}{\omega_{эл.б} \bar{R}_s}, \quad (2.203)$$

$$\rho_D^{sat} = \frac{\xi(1-m_D)}{C^{sat}}, \quad \rho_f^{sat} = \frac{\xi(1-m_f)}{C^{sat}}, \quad (2.204)$$

$$\bar{L}'_{sd}^{sat} = \bar{L}'_{sd}^{sat} - \frac{L_{sd}^{sat} \mu_{dD} (1-m_f)^2 \xi}{A_1^{sat} C^{sat}}, \quad (2.205)$$

$$T'_D^{sat} = T_D \frac{C^{sat}}{A_1^{sat}}, \quad (2.206)$$

$$C^{sat} = B_2^{sat} A_1^{sat} - B_1^{sat} A_2^{sat}, \quad (2.207)$$

где $\bar{L}'_{sd}^{sat}$ – коэффициент самоиндукции обмотки статора по оси d в переходном режиме, зависящий от степени насыщения магнитной системы, о.е.

Коэффициент $\bar{L}'_{sd}^{sat}$ определяется с помощью следующей формулы:

$$\bar{L}'_{sd}^{sat} = L_{sd}^{sat} \left(1 - \frac{\xi}{A_1^{sat}} \mu_{df} \right), \quad (2.208)$$

Кривая коэффициента учета влияния насыщения ξ в данной модели определяется уравнением (2.186). Математическая модель, задаваемая уравнениями

(2.190) – (2.208), для всех моделей ОУ, рассматриваемых в текущем исследовании, является общим случаем, поскольку каждая из них может быть выведена с помощью указанных выражений при подстановке в них частных значений, характерных для того или иного случая. Легко заметить, что, если принять коэффициент учета влияния насыщения постоянным и равным единице, то данные уравнения принимают вид, соответствующий выражениям для идеализированной синхронной машины с демпферной обмоткой, для которой справедливы соотношения (2.115) – (2.124). Теперь, если помимо коэффициента учета влияния насыщения также принять, что величины $\mu_{dD}, \mu_{fD}, \mu_{qQ}, m_D, m_Q, \bar{l}_D, \bar{l}_Q, \bar{\Psi}_D$ и $\bar{\Psi}_Q$ равны нулю не зависимо от режима работы машины, то мы получим уравнения, соответствующие математической модели идеализированной синхронной машины с одним контуром, относящимся к ротору (2.70) – (2.75). Наконец, определяя коэффициент учета влияния насыщения в соответствии с выражением (2.186), а величины $\mu_{dD}, \mu_{fD}, \mu_{qQ}, m_D, m_Q, \bar{l}_D, \bar{l}_Q, \bar{\Psi}_D$ и $\bar{\Psi}_Q$ равными нулю, можно получить уравнения математической модели синхронной машины без ДО, для которой принимается допущение об отсутствии насыщения магнитной системы во всем диапазоне рабочих нагрузок. Данная математическая модель описывается следующими выражениями:

$$\bar{l}_{sd}^{sat} = \frac{1/\bar{R}_s}{T'_{sd}{}^{sat} p+1} \left[\bar{u}_{sd}^{sat} - \frac{\xi}{A^{sat} T_f \omega_{эл.б}} (\bar{U}_f^{sat} - \bar{I}_f^{sat}) + \bar{\omega}_{эл}^{sat} \bar{\Psi}_{sq} \right], \quad (2.209)$$

$$\bar{l}_{sq} = \frac{1/\bar{R}_s}{T'_{sq} p+1} \cdot (\bar{u}_{sq} - \bar{\omega}_{эл}^{sat} \bar{\Psi}_{sd}^{sat}), \quad (2.210)$$

$$\bar{I}_f^{sat} = \frac{1}{A_1^{sat}} (\bar{\Psi}_f^{sat} - \mu_{df} \bar{L}_{sd}^{sat} \bar{l}_{sd}^{sat}), \quad (2.211)$$

$$\bar{\Psi}_{sd}^{sat} = \bar{L}_{sd}^{sat} \bar{l}_{sd}^{sat} + \frac{\xi}{A^{sat}} \bar{\Psi}_f^{sat}, \quad (2.212)$$

$$\bar{\Psi}_{sq} = \bar{L}_{sq} \bar{l}_{sq}, \quad (2.213)$$

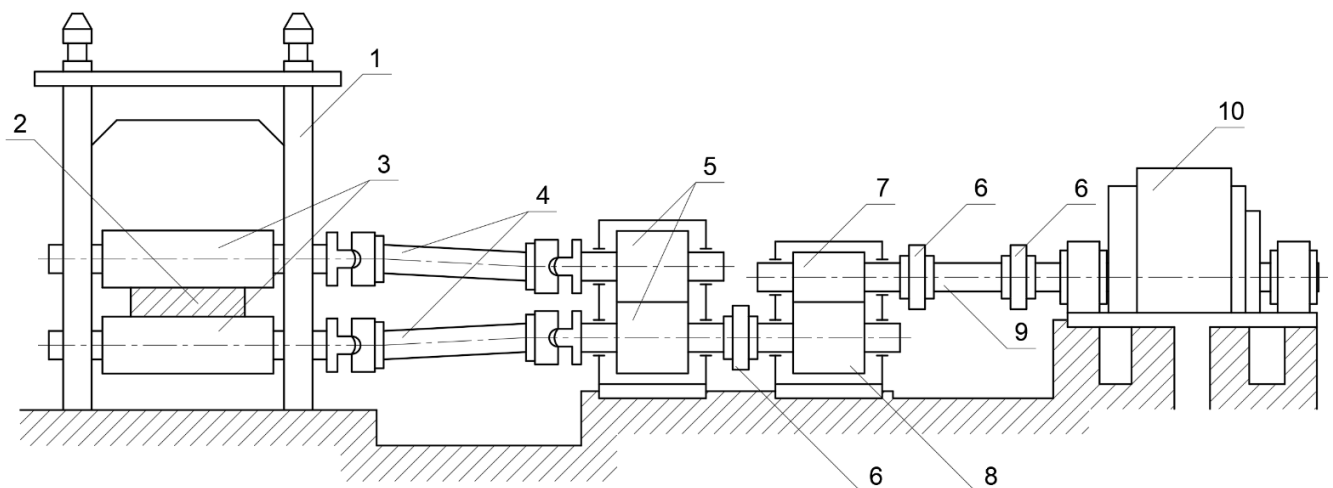
$$\bar{\Psi}_f^{sat} = \frac{1}{A_1^{sat} T_f p+1} (A_1^{sat} \bar{U}_f^{sat} + \mu_{df} \bar{L}_{sd}^{sat} \bar{l}_{sd}^{sat}), \quad (2.214)$$

где $T'_{sd}{}^{sat}$ – ЭМ постоянная времени цепи обмотки статора по оси d в переходном режиме, зависящая от степени насыщения магнитной системы: $T'_{sd}{}^{sat} = \frac{\bar{L}_{sd}^{sat}}{\omega_{эл.б} \bar{R}_s}$, с.

Уравнение для электромагнитного момента в данной математической модели соответствует выражению (2.202). Формулы для определения различных параметров и коэффициенты математических моделей, задаваемых уравнениями (2.208) – (2.213) и (2.190) – (2.208), приведены соответственно в таблицах В.3 и В.4.

2.10 Основное уравнение движения электропривода

Ранее при обзоре особенностей объекта исследования было отмечено, что в текущей диссертационной работе рассматривается групповой электропривод главной линии прокатного стана, для которого в данном случае считается справедливым отсутствие упругих механических связей. Кинематическая схема группового электропривода представлена на рисунке 2.19.



1 – станина клетки; 2 – слиток; 3 – прокатные валки; 4 – универсальные шпиндели; 5 – шестерни шестеренной клетки; 6 – соединительные муфты; 7 – быстроходная шестерня редуктора; 8 – тихоходная шестерня редуктора; 9 – вал; 10 – приводной синхронный двигатель

Рисунке 2.19 – Кинематическая схема группового электропривода

Основное уравнение движения одномассовой системы электропривода, величины которого выражены в а.е., имеет следующий вид:

$$M - M_c = J_{\Sigma} p \omega, \quad (2.215)$$

где J_{Σ} – суммарный момент инерции, приведенный к валу двигателя, $\text{кг} \cdot \text{м}^2$;

M_c – статический момент (момент нагрузки), прикладываемый к валу, $\text{Н} \cdot \text{м}$.

Выражение для суммарного момента инерции ЭП может быть составлено с помощью рассмотрения кинематической схемы, представленной на рисунке 2.19.

$$J_{\Sigma} = J_{\text{д}} + J_{\text{м}} + J_{\text{в}} + J_{\text{р}} + J_{\text{шк}} + J_{\text{уш}} + J_{\text{пв}} + J_{\text{сл}}, \quad (2.216)$$

где $J_{\text{д}}$ – момент инерции ротора машины, $\text{кг} \cdot \text{м}^2$;

$J_{\text{м}}$ – момент инерции соединительных муфт, $\text{кг} \cdot \text{м}^2$;

$J_{\text{в}}$ – момент инерции вала, $\text{кг} \cdot \text{м}^2$;

$J_{\text{р}}$ – момент инерции шестерен редуктора, $\text{кг} \cdot \text{м}^2$;

$J_{\text{шк}}$ – момент инерции шестерен шестерной клетки, $\text{кг} \cdot \text{м}^2$;

$J_{\text{уш}}$ – момент инерции универсальных шпинделей, $\text{кг} \cdot \text{м}^2$;

$J_{\text{пв}}$ – момент инерции прокатных валков, $\text{кг} \cdot \text{м}^2$;

$J_{\text{сл}}$ – момент инерции слитка, $\text{кг} \cdot \text{м}^2$.

Наибольшим моментом инерции, который, как правило, в несколько раз превышает суммарный момент инерции всех вспомогательных механизмов, обладает ротор машины, в связи с чем в дальнейшем приблизительно принимаем соотношение: $J_{\Sigma} = 1,3J_{\text{д}}$. Перевод уравнения (2.215) в о.е. осуществляется путем деления данного уравнения на величину базисного механического момента:

$$\bar{M} - \bar{M}_{\text{с}} = pT_{\text{м}}\bar{\omega}, \quad (2.217)$$

где $T_{\text{м}}$ – механическая постоянная электропривода: $T_{\text{м}} = J_{\Sigma} \frac{\omega_{\text{б}}}{M_{\text{б}}}$, с.

Связь между угловой частотой вращения ротора в электрическом и физическом пространстве, данная в о.е.:

$$\bar{\omega}_{\text{эл}} = \bar{\omega}. \quad (2.218)$$

2.11 Структурные схемы математических моделей объекта исследования

На рисунках 2.20, 2.21, 2.22, 2.23 и 2.24 приведены соответственно следующие структурные схемы:

– математической модели синхронного двигателя без демпферной обмотки при отсутствии насыщения магнитной системы, которая определяется уравнениями (2.70) – (2.75), (2.125), (2.217), (2.218);

- математической модели синхронного двигателя с демпферной обмоткой при отсутствии насыщения магнитной системы, которая определяется уравнениями (2.115) – (2.124), (2.125), (2.217), (2.218);
- математической модели синхронного двигателя без демпферной обмотки с учетом насыщения стали машины, которая определяется уравнениями (2.186), (2.202), (2.209) – (2.214), (2.217), (2.218);
- математической модели синхронного двигателя с демпферной обмоткой с учетом насыщения стали машины, которая определяется уравнениями (2.186), (2.190) – (2.208), (2.217), (2.218);
- системы формирования параметров и коэффициентов, зависящих от степени насыщения магнитопровода машины в случае наличия в ее конструкции демпферной обмотки.

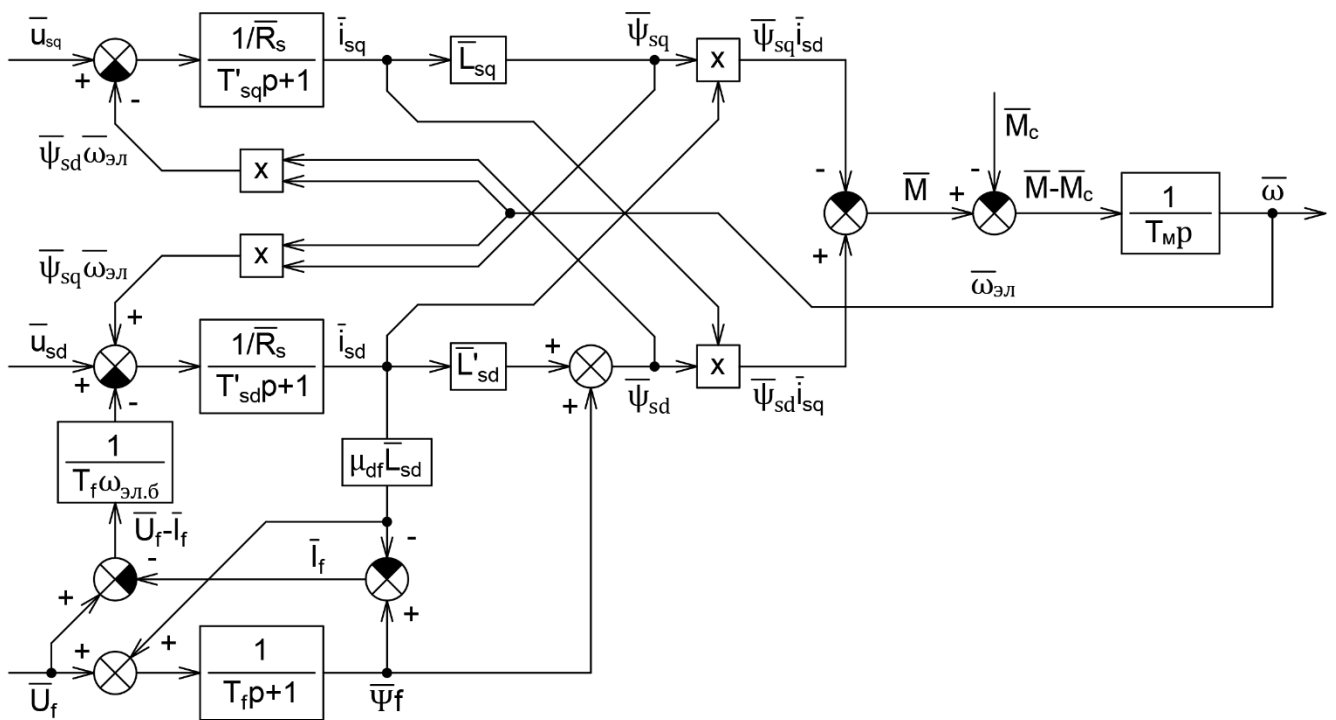


Рисунок 2.20 – Структурная схема идеализированной модели синхронного двигателя без демпферной обмотки

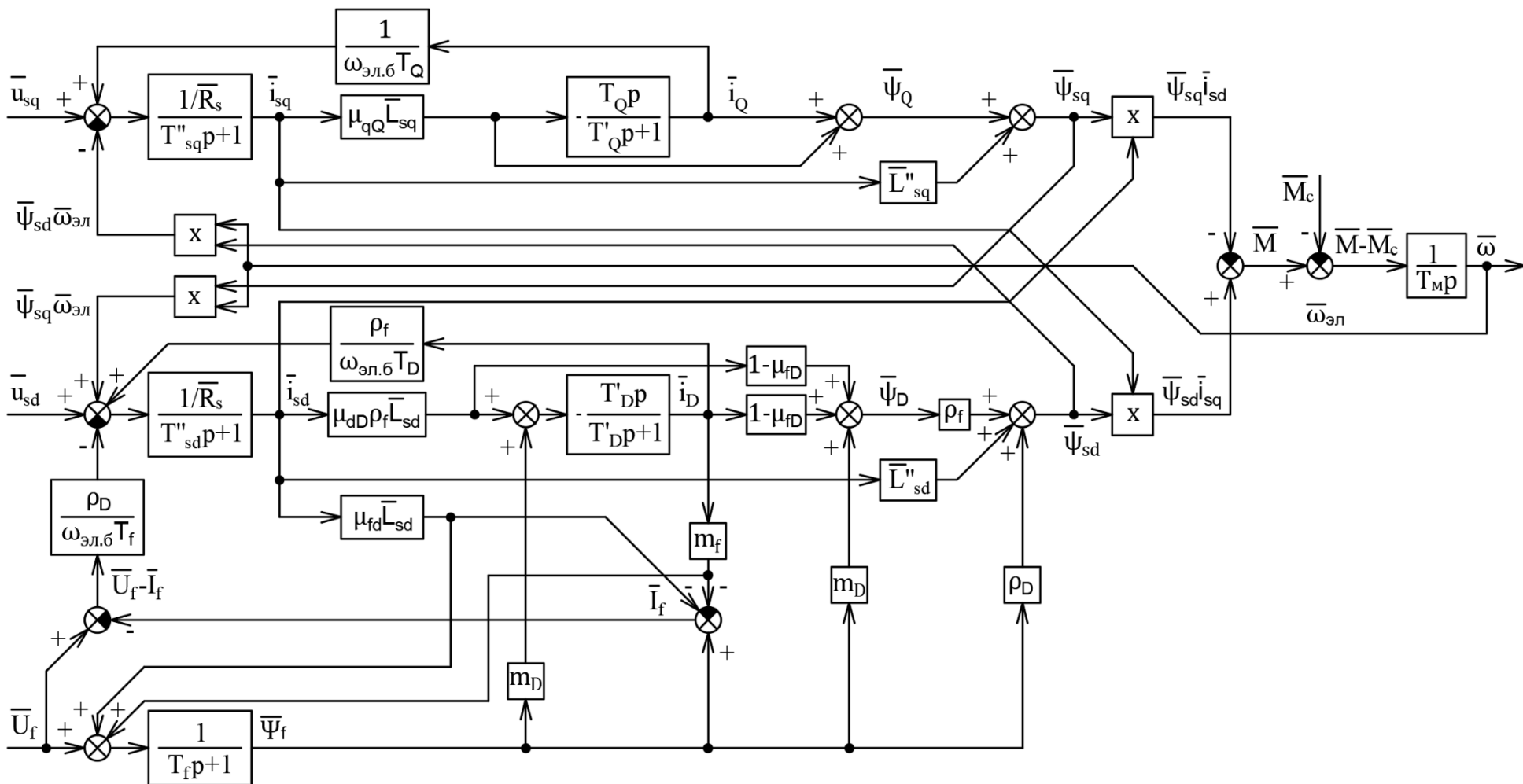


Рисунок 2.21 – Структурная схема идеализированной модели синхронного двигателя с демпферной обмоткой

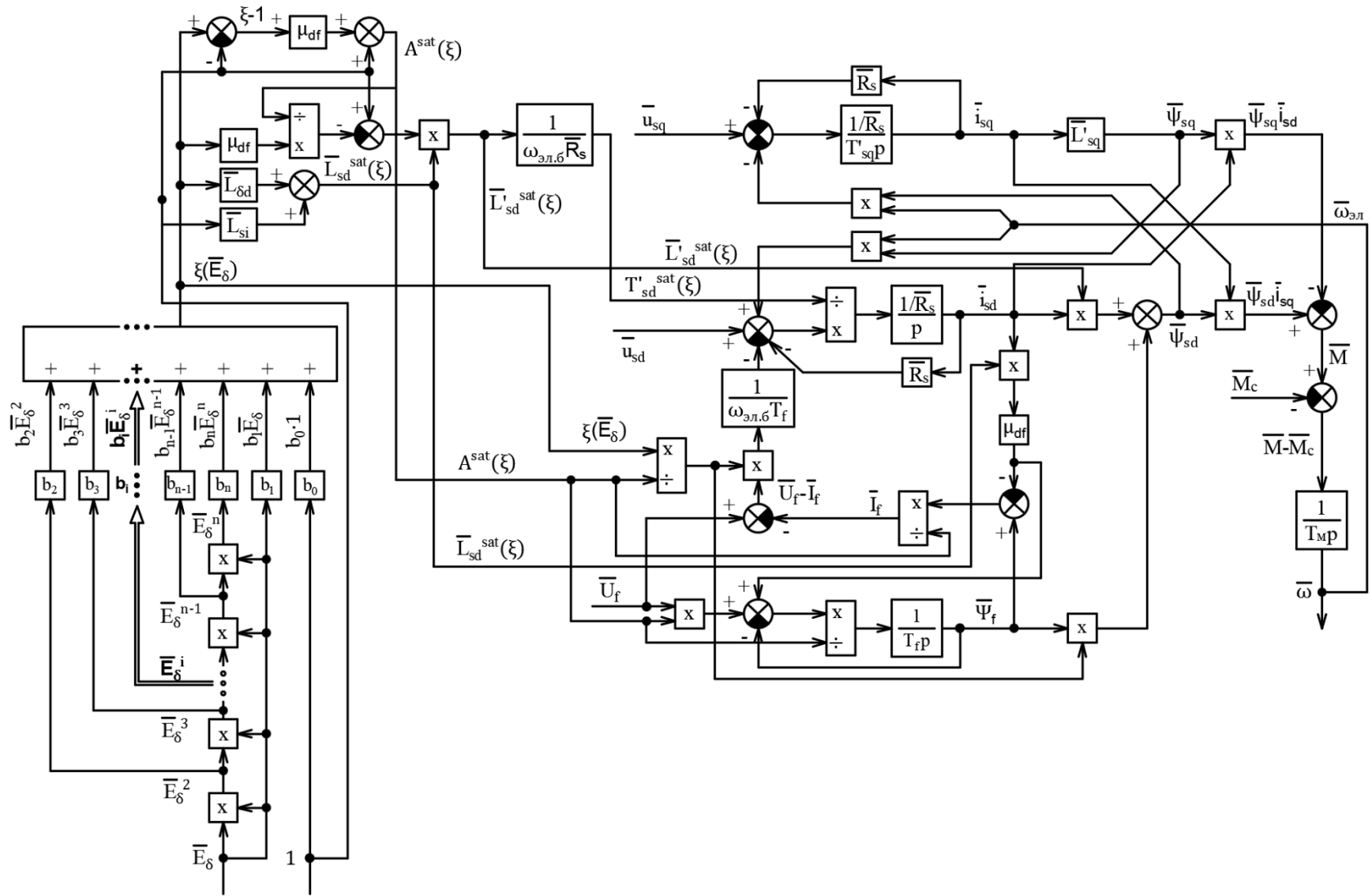


Рисунок 2.22 – Структурная схема модели СД без ДО с учетом насыщения по основному магнитному потоку

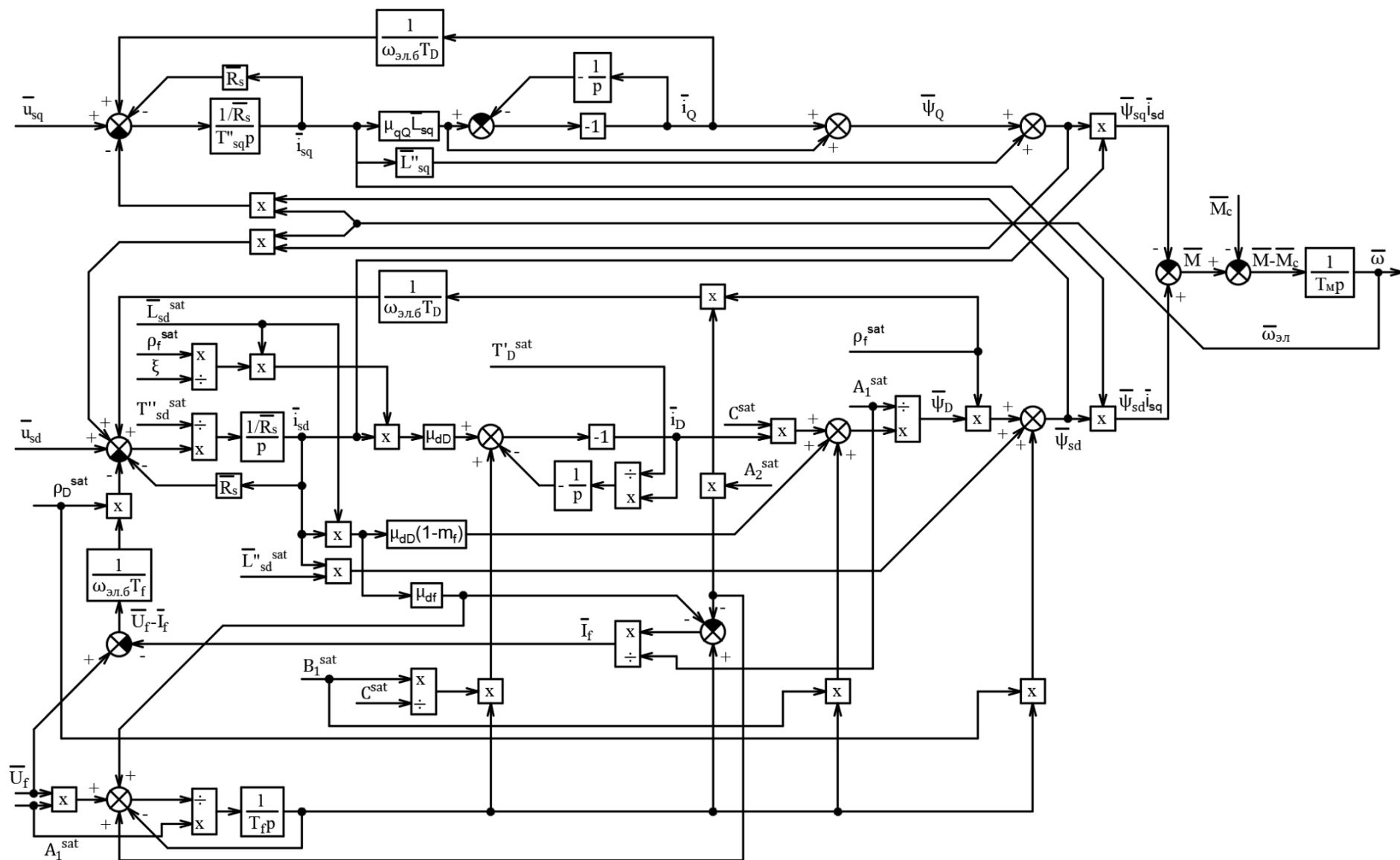


Рисунок 2.23 – Структурная схема модели СД с ДО с учетом насыщения по основному магнитному потоку

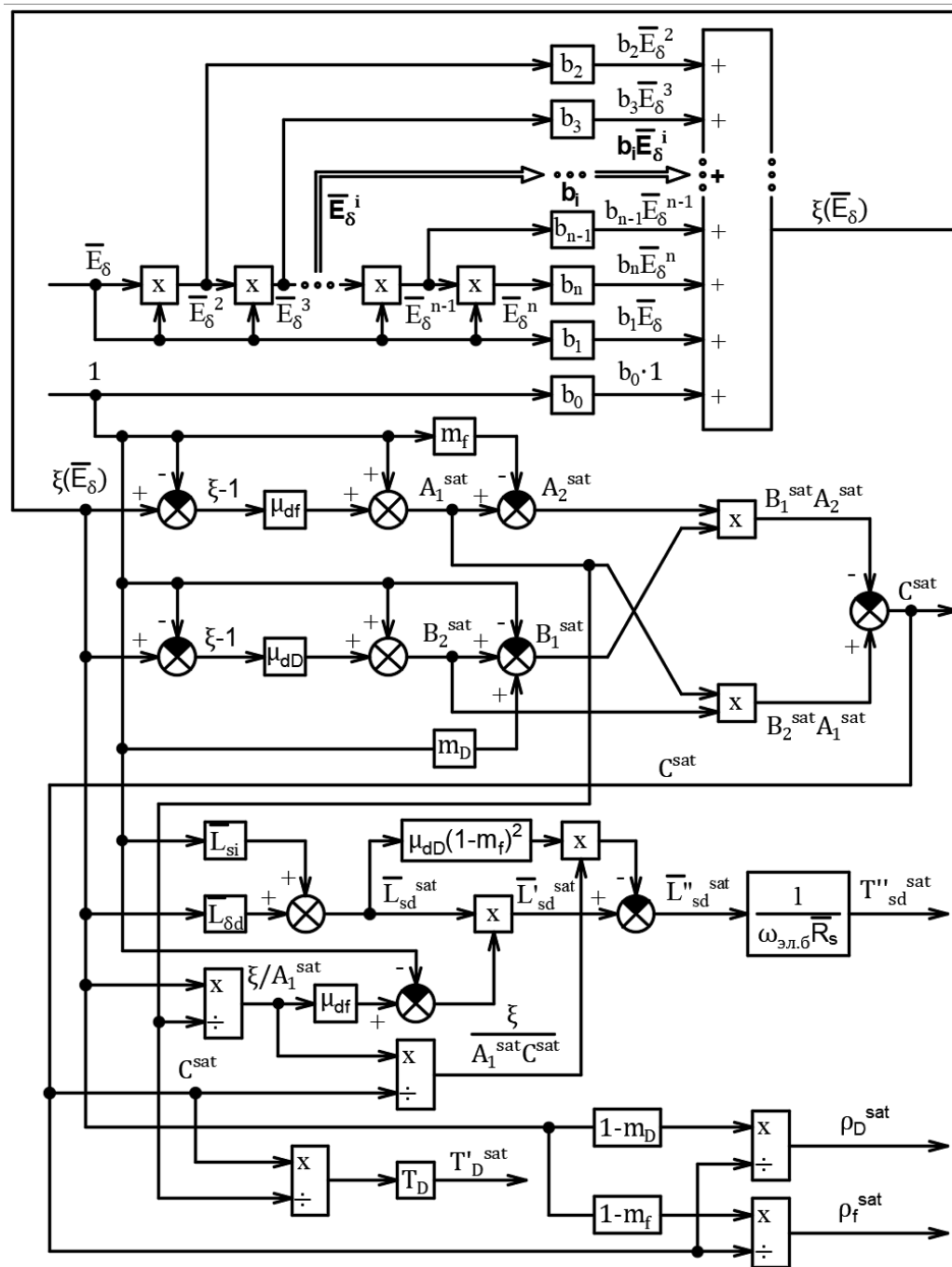


Рисунок 2.24 – Структурная схема системы формирования коэффициентов и параметров, зависящих от степени насыщения магнитопровода, для СД с ДО

2.12 Синтез системы автоматического управления

Синтез САУ включает в себя последовательное сопряжение большого количества звеньев, выполняющих те или иные функции. Перед его непосредственным выполнением целесообразно составить предварительную функциональную схему

синхронного ЭП. Упрощенная функциональная схема силовой части была ранее приведена на рисунке 1.1, поэтому в дальнейшем ограничимся лишь детальным рассмотрением слабotoчной управляющей системы.

2.12.1 Функциональная схема системы автоматического управления

Предварительная функциональная схема САУ приведена на рисунке 2.25. На данной схеме представлен следующий ряд элементов, устройств и сигналов: совокупность управляющих сигналов, поступающих в САУ (1); совокупность измерительных сигналов, поступающих в САУ (2); программа, отвечающая за нормирование управляющих воздействий и измерительных сигналов относительно базисных величин (3); задатчик интенсивности – ЗИ (4); входной фильтр (5); регулятор скорости (6); блок, отвечающий за формирование потокосцепления статора (7); блок, отвечающий за формирование угла между пространственными векторами потокосцепления и тока статора (8); блоки нелинейности (9); регуляторы проекций тока статора на квадратурную и прямую ось (10); блок компенсации ВПОС (11); регулятор потокосцепления ОВ (12); преобразователи координат – ПК (13); блок косвенного вычисления координат электропривода необходимых для ОС (14); блок косвенного измерения момента нагрузки (15); блоки ограничения координат (16); блок ограничения полного тока статора (17); блоки, отвечающие за перевод управляющих воздействий на элементы силовой части из о.е. в а.е. (18); широтно-импульсный модулятор (19); цифро-аналоговый преобразователь (20); блок сопряжения устройств, обеспечивающий нормализацию сигналов по величине, фазе и т.д. (21); система импульсно-фазового управления (22).

В соответствии с рисунком 2.25 управляющая часть автоматизированного синхронного ЭП включает в себя: вторичные цепи контрольно-измерительной аппаратуры, ШИМ, СИФУ, блоки преобразователей различных сигналов, блоки сопряжения, позволяющие связать по уровню и (или) по фазе различные сигналы и непосредственно саму САУ. САУ ЧР синхронного ЭП состоит из следующих ключевых элементов, синтез которых осуществляется в рамках текущего раздела:

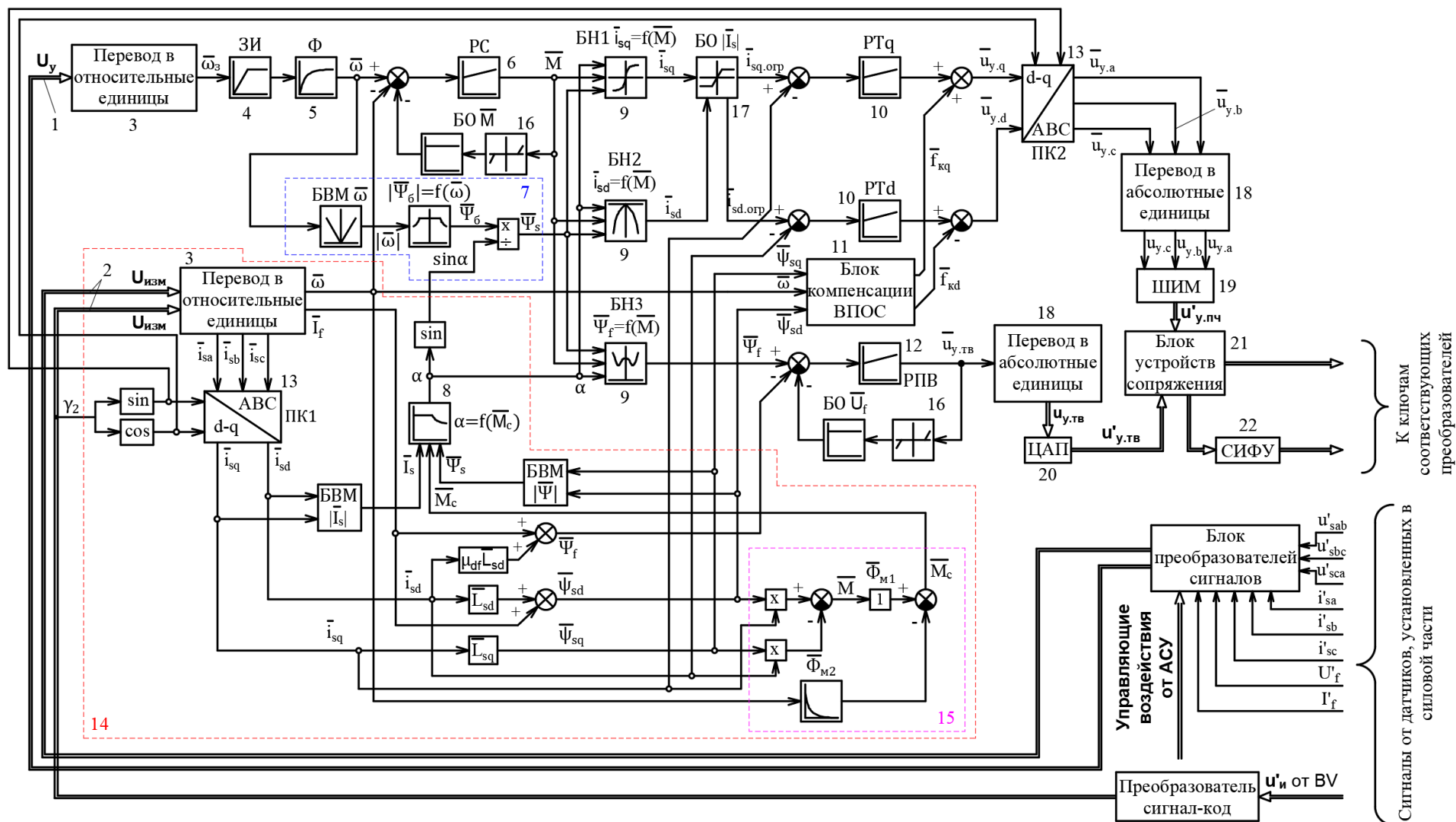


Рисунок 2.25 – Функциональная схема управляющей части синхронного электропривода

- а) преобразователей координат, реализующих:
 - 1) переход от трехфазной системы ABC к двухфазной роторной системе координат dq0 (ПК1);
 - 2) переход от двухфазной роторной системы координат dq0 к трехфазной системе ABC (ПК2);
- б) контуров регулирования координат:
 - 1) проекции пространственного вектора тока статора на ось q;
 - 2) проекции пространственного вектора тока статора на ось d;
 - 3) потокосцепления ОВ;
 - 4) скорости вращения ротора;
- в) блока компенсации ВПОС:
 - 1) по проекции пространственного вектора ЭДС вращения на ось d;
 - 2) по проекции пространственного вектора ЭДС вращения на ось q;
- г) блоков нелинейности, связывающих координаты:
 - 1) проекции пространственного вектора тока статора на ось q с ЭМ моментом, потокосцеплением статора и углом между пространственными векторами потокосцепления и тока статора (БН1 $\bar{i}_{sq} = f(\bar{M}, \bar{\Psi}_s, \alpha)$);
 - 2) проекции пространственного вектора тока статора на ось d с ЭМ моментом, потокосцеплением статора и углом между пространственными векторами потокосцепления и тока статора (БН2 $\bar{i}_{sd} = f(\bar{M}, \bar{\Psi}_s, \alpha)$);
 - 3) потокосцепления обмотки возбуждения с ЭМ моментом, потокосцеплением статора и углом между пространственными векторами потокосцепления и тока статора (БН3 $\bar{\Psi}_f = f(\bar{M}, \bar{\Psi}_s, \alpha)$);
- д) блоков формирования закона управления магнитным полем машины:
 - 1) блока задания потокосцепления статора;
 - 2) блока задания угла между пространственными векторами потокосцепления и тока статора;
- е) блоков ограничения координат;
- ж) задатчика интенсивности;

з) системы косвенных вычислений координат машины, которые используются в каналах ОС регулируемых переменных и иных блоков необходимых для адекватной работы САР.

Блоки ПК работают на основе ранее полученных связей (2.25) и (2.31) между роторной системой координат и системой координат АВС. Единственным отличием выражений, реализуемых ПК1 и ПК2, от уравнений (2.31) и (2.25) соответственно является нормирование первых относительно базисных величин.

Регулируемые контуры САР синтезируются при помощи принципа подчиненного регулирования. В данном случае контуры координат проекций пространственного вектора тока статора на оси q и d и потокосцепления ОВ являются внутренними, формирующими совместно с БН1 – БН3 многомерный контур момента (МКМ). Все внутренние контуры САР настраиваются на МО с помощью ПИ-регуляторов. Контур скорости в САР является внешним. Его выходной величиной является задание на входы МКМ. Контур скорости настраивается на СО с помощью ПИ-регулятора с целью придать САР астатизм первого порядка по возмущению.

При рассмотрении структурных схем математических моделей СД, представленных на рисунках 2.20 – 2.23, можно заметить, что помимо ВПОС по проекциям ЭДС вращения в машине также обнаруживаются перекрестные ОС, действующие между входами цепей обмотки статора по оси d и ОВ. У двигателя с демпферной обмоткой на роторе также действуют внутренние ОС по токам в цепях ДО по оси d и q , которые возникают в динамических режимах работы. В работах [27, 105] отмечается, что ВПОС между входами цепей обмотки статора по оси d и ОВ не оказывают существенного влияния на работу синхронной машины в динамических режимах, поскольку цепь ОВ обладает значительной инерционностью, вследствие чего первая не требует компенсации. Вопрос о пренебрежении внутренними ОС по токам, протекающим в контурах ДО, будет рассмотрен при синтезе регуляторов проекций пространственного вектора тока статора в САУ для СД, в конструкцию которого входит демпферная обмотка (пункт 2.12.3).

Блоки нелинейности являются одними из ключевых звеньев САР, поскольку обеспечивают две важнейшие функции:

- позволяют разделить управление СД по трем регулируемым переменным;
- участвуют в логике полеориентированного управления координат машины.

Работа данных блоков основывается на вычислении координат внутренних контуров САР на основе выражений (2.162), (2.163) и (2.166) с учетом уравнения ЭМ момента (2.125).

Логика работы блоков формирования потокосцепления статора и угла между пространственными векторами потокосцепления и тока статора будет рассмотрена далее в текущей главе. Блоки ограничения координат служат в качестве отсечки по соответствующим переменным. Блок ЗИ позволяет регулировать задание темпа изменения скорости ЭП в динамических режимах работы.

Контрольно-измерительная система автоматизированного синхронного ЭП состоит из датчиков, которые позволяют непосредственно измерять определенные координаты привода – фазные токи и напряжения, ток ОВ, напряжение на ОВ, скорость ротора, угол его поворота, и программного обеспечения, которое позволяет на основе вычисленных прямым способом величин реализовать косвенный расчет тех или иных переменных машины, значения которых необходимы для нормального функционирования САУ. Количество датчиков, применяемых в разрабатываемой САУ ЭП, не зависит от конструктивных особенностей машины (отсутствие или наличие ДО) и от учета насыщения ее магнитной системы. В качестве измерителей сигналов токов и напряжений в обеих силовых цепях СД выступают элементы, основанные на эффекте Холла. Выбор датчиков тока и напряжения на эффекте Холла предпочтителен, поскольку они имеют три важные особенности [29, 55, 66, 77]:

- обеспечение гальванической развязки цепи выходного сигнала от цепи, в которой установлен измерительный орган;
- независимость измерений от рода тока;
- независимость измерений от частоты переменного сигнала.

В качестве датчиков положения в настоящее время наибольшее распространение получают энкодеры как инкрементальные, так и абсолютные [63]. В настоящей работе применяется инкрементальный энкодер, позволяющий измерять угловое перемещение, угловую скорость и угловое ускорение ротора. Структура

системы косвенных вычислений координат претерпевает изменения в зависимости от конструктивных особенностей машины и учета тех или иных процессов, что будет показано при синтезе САР.

2.12.2 Преобразователи координат

Принцип работы преобразователей координат ПК1 и ПК2 основан на уравнениях, входящих в системы (2.25) и (2.31) соответственно. Величины, входящие в данные уравнения, должны быть нормированы относительно определенных базисных единиц. Для функциональной схемы, представленной на рисунке 2.25, уравнения, входящие в ПК1 и ПК2, будут соответственно иметь вид:

$$\begin{cases} \bar{i}_{sd} = \frac{2}{3} (\bar{i}_{sa} \cos \gamma_2 + \bar{i}_{sb} \cos(\gamma_2 - \rho) + \bar{i}_{sc} \cos(\gamma_2 + \rho)), \\ \bar{i}_{sq} = -\frac{2}{3} (\bar{i}_{sa} \sin \gamma_2 + \bar{i}_{sb} \sin(\gamma_2 - \rho) + \bar{i}_{sc} \sin(\gamma_2 + \rho)), \end{cases} \quad (2.219)$$

$$\begin{cases} u_{y.a} = u_{\text{ШИМ.Н}} (\bar{u}_{y.d} \cos \gamma_2 - \bar{u}_{y.q} \sin \gamma_2), \\ u_{y.b} = u_{\text{ШИМ.Н}} [\bar{u}_{y.d} \cos(\gamma_2 - \rho) - \bar{u}_{y.q} \sin(\gamma_2 - \rho)], \\ u_{y.c} = u_{\text{ШИМ.Н}} [\bar{u}_{y.d} \cos(\gamma_2 + \rho) - \bar{u}_{y.q} \sin(\gamma_2 + \rho)], \end{cases} \quad (2.220)$$

где $\bar{i}_{sa}$, $\bar{i}_{sb}$ и $\bar{i}_{sc}$ – токи, протекающие в фазных обмотках статора АХ, ВУ и СЗ соответственно: $\bar{i}_{sa} = \frac{i_{sa}}{I_{s6}}$, $\bar{i}_{sb} = \frac{i_{sb}}{I_{s6}}$ и $\bar{i}_{sc} = \frac{i_{sc}}{I_{s6}}$, о.е.;

$u_{y.a}$, $u_{y.b}$, $u_{y.c}$ – управляющие импульсы на открытие электронных ключей, которые подаются в соответствии с логикой применяемой ШИМ, В;

$u_{\text{ШИМ.Н}}$ – управляющее напряжение с выхода ШИМ, при котором формируются номинальные фазные напряжения, действующие на обмотках статора, В.

Стоит отметить, что угол γ_2 , входящий в выражения (2.219) и (2.220), задан в абсолютных единицах, поскольку при математическом моделировании в текущей исследовательской работе не применяется базисный угол поворота ротора.

2.12.3 Синтез регуляторов проекций обобщенного вектора тока статора

Система автоматического управления синхронного двигателя, содержащего в своей конструкции демпферную обмотку, имеет мало отличий от САУ синхронной машины, которая не имеет последней. К различиям между системами автоуправления можно отнести разницу в параметрах ПИ-регуляторов проекций пространственного вектора тока статора и в структуре контрольно-измерительной системы, в связи с чем в дальнейшем настройка токовых контуров системы автоматического регулирования и КИС рассматривается отдельно для системы автоуправления каждой из машин, а все остальные элементы только для машины с ДО.

Упрощенные функциональные схемы САУ синхронного двигателя с демпферной обмоткой на роторе и без нее приводятся на рисунках Д.1 и Д.2 соответственно. Синтез регуляторов тока в обоих случаях осуществляется при допущении, что все ВПОС как компенсируемые, так и не компенсируемые полностью отсутствуют. Структурная схема контуров проекций пространственного вектора тока статора для СД с одним контуром на роторе будет иметь следующий вид:

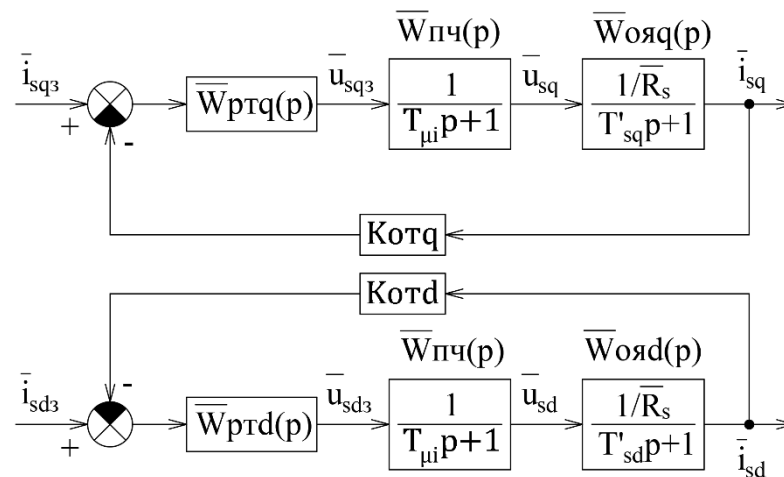


Рисунок 2.26 – Структурная схема, в соответствии с которой производится синтез регуляторов проекций изображающего вектора тока статора

В настоящей диссертационной работе применяется настройка регуляторов тока на промежуточные параметры. Особенности данной настройки и основания для ее применения подробно изложены в источниках литературы [71, 105]. В

соответствии с рисунком 2.26 вначале определяем ПФ регуляторов проекций пространственного вектора тока статора на ось q $\bar{W}_{\text{пт}q}(p)$ и d $\bar{W}_{\text{пт}d}(p)$ при стандартной настройке на МО:

$$\bar{W}_{\text{пт}q}(p) = \frac{T'_{sq}p+1}{\frac{2T_{\mu i}K_{\text{от}q}}{\bar{R}_s}p}, \quad (2.221)$$

$$\bar{W}_{\text{пт}d}(p) = \frac{T'_{sd}p+1}{\frac{2T_{\mu i}K_{\text{от}d}}{\bar{R}_s}p}, \quad (2.222)$$

где $T_{\mu i}$ – малая некомпенсируемая постоянная времени в контуре проекции тока статора: $T_{\mu i} = 1 \dots 5$ мс [85, 108];

$K_{\text{от}q}$ и $K_{\text{от}d}$ – коэффициенты ОС по проекциям пространственного вектора тока статора на ось q и d соответственно: $K_{\text{от}q} = 1$ и $K_{\text{от}d} = 1$, о.е.

Проведем ряд преобразований уравнения (2.221):

$$\bar{W}_{\text{пт}q}(p) = \frac{T'_{sq}p+1}{\frac{2T_{\mu i}K_{\text{от}q}}{\bar{R}_s}p} = \frac{T'_{sq}\bar{R}_s}{2T_{\mu i}K_{\text{от}q}} + \frac{\bar{R}_s}{2T_{\mu i}K_{\text{от}q}p} = \frac{(T'_{sq}-T_{\min})\bar{R}_s}{2T_{\mu i}K_{\text{от}q}} + \frac{T_{\min}\bar{R}_s}{2T_{\mu i}K_{\text{от}q}} + \frac{\bar{R}_s}{2T_{\mu i}K_{\text{от}q}p},$$

$$\bar{W}_{\text{пт}q}(p) = \frac{\bar{R}_s}{2T_{\mu i}K_{\text{от}q}} \left[T_{\min} + (T'_{sq} - T_{\min}) + \frac{1}{p} \right] = \frac{\bar{R}_s T_{\min}}{2T_{\mu i}K_{\text{от}q}} \left[1 + \frac{p(T'_{sq}-T_{\min})+1}{T_{\min}p} \right].$$

Проводя аналогичные преобразования для ПФ регулятора изображающего вектора тока по оси d (2.222), получаем конечный вид обеих ПФ регуляторов:

$$\bar{W}_{\text{пт}q}(p) = \frac{\bar{R}_s T_{\min}}{2T_{\mu i}} \left[1 + \frac{p(T'_{sq}-T_{\min})+1}{T_{\min}p} \right], \quad (2.223)$$

$$\bar{W}_{\text{пт}d}(p) = \frac{\bar{R}_s T_{\min}}{2T_{\mu i}} \left[1 + \frac{p(T'_{sd}-T_{\min})+1}{T_{\min}p} \right], \quad (2.224)$$

где $T_{\min}$ – наперед заданная постоянная времени меньшая чем электромагнитные постоянные времени обмоток статора, расположенных на осях q и d, в переходном режиме: $T_{\min} = \frac{L_{\min}}{\bar{R}_s}$, с;

$L_{\min}$ – коэффициент самоиндукции меньший чем L'_{sd} и L'_{sq} , Гн.

Теперь рассмотрим получение ПФ для регуляторов проекций изображающего вектора тока статора на ось q и d при наличии у синхронного двигателя ДО. Считая, как и раньше, что все ВПОС и внутренние ОС скомпенсированы получаем следующую структурную схему контуров проекций тока.

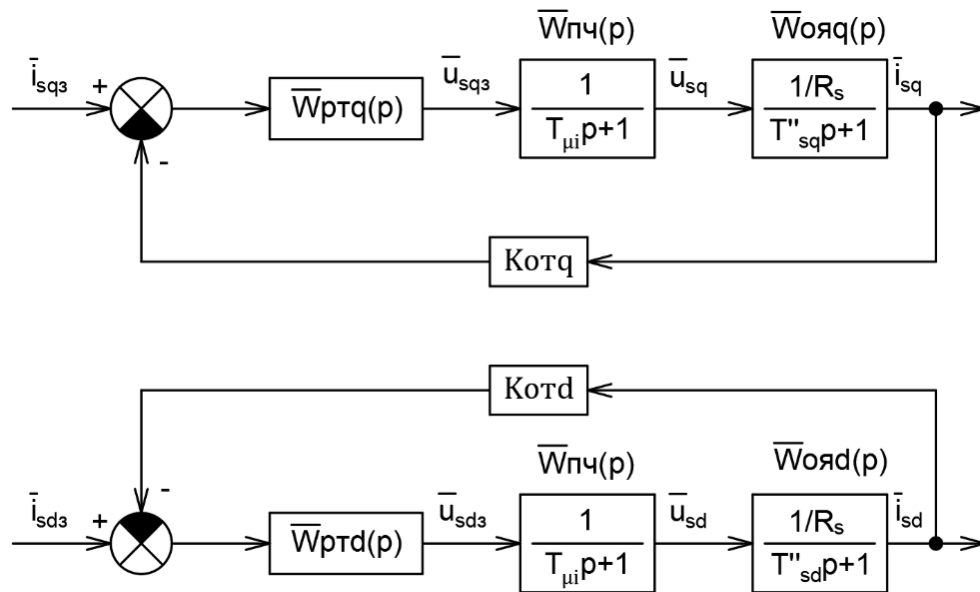


Рисунок 2.27 – Структурная схема, в соответствии с которой производится синтез регуляторов проекций тока статора в САР СД с ДО

Перед осуществлением синтеза регуляторов тока по структурной схеме, представленной на рисунке 2.27, приведем соображения, в соответствии с которыми допускается пренебрежение внутренними ОС по токам, протекающим в продольном и поперечном контурах демпферной обмотки:

- электромагнитные постоянные времени ДО по осям d и q в сверхпереходном режиме оказываются много меньше постоянных времени обмоток статора по тем же осям и, тем более, электрохимической постоянной времени ЭП;
- осуществление обратной связи по токам, протекающим в контурах демпферной обмотки по оси d и q, является затруднительным.

Расчет электромагнитных и электрохимической постоянных времени для машины с каталожными данными, приведенными в таблице Б.1, легко осуществить при использовании формул, представленных в таблице В.2. Результаты расчета для наглядного сравнения ЭМ постоянных времени, характеризующих ДО в сверхпереходном режиме, с иными постоянными времени машины сведены в таблицу 2.5.

Таблица 2.5 – Величины электромагнитных постоянных времени обмоток машины AMZ 0900LT08LSB и электромеханическая постоянная времени привода

Постоянные времени				
Электромагнитные в сверхпереходном режиме				Электромеханическая
T''_{sd} , мс	T''_{sq} , мс	T'_D , мс	$T'_Q = T_Q$, мс	T_M , мс
70,09	78,96	5,234	21,01	427,9

По данным таблицы 2.5 видно, что ЭМ постоянные времени для ДО в сверхпереходном режиме оказываются значительно меньше остальных, при этом постоянная времени по прямой оси всего лишь в пять раз превышает некомпенсируемую постоянную времени САУ.

Реализация обратных связей по токам, протекающим в контурах ДО по прямой и квадратурной оси, прямым способом (с помощью установки датчиков) физически невозможна, ввиду конструктивного исполнения самой обмотки. Организация ОС вычислительным путем также проблематична, поскольку передаточные функции $\frac{\bar{i}_Q}{\bar{i}_{sq}}$ и $\frac{\bar{i}_D}{\bar{i}_{sd}}$ описываются выражениями, соответствующими реальному дифференцирующему звену. При этом при вычислении тока, протекающего в контуре демпферной обмотки по оси d, будет использоваться величина, которая и так оценивается косвенным способом. Данные обстоятельства могут негативно сказываться на точности получения данных сигналов

Очевидно, что единственным отличием схемы, представленной на рисунке 2.27 от той, что была представлена на рисунке 2.26, является наличие иных ЭМ постоянных времени в звеньях обмоток статора по оси q и d. Проводя аналогичные преобразования тем, что были осуществлены при выводе ПФ регуляторов проекций тока для СД с одним контуром на роторе, получаем следующие ПФ:

$$\bar{W}_{ptq}(p) = \frac{\bar{R}_s T_{min}}{2T_{\mu i}} \left[1 + \frac{p(T''_{sq} - T_{min}) + 1}{T_{min} p} \right], \quad (2.225)$$

$$\bar{W}_{ptd}(p) = \frac{\bar{R}_s T_{min}}{2T_{\mu i}} \left[1 + \frac{p(T''_{sd} - T_{min}) + 1}{T_{min} p} \right]. \quad (2.226)$$

2.12.4 Синтез звеньев компенсации внутренних перекрестных обратных связей в системе автоуправления

Составим структурную схему замкнутых контуров проекций пространственного вектора тока статора для синхронной машины с демпферной обмоткой. При ее построении будем учитывать, что между контурами проекций действуют ВПОС по проекциям ЭДС вращения. Структурная схема для двигателя с двумя замкнутыми контурами, отнесенными к ротору машины, представлена на рисунке 2.28.

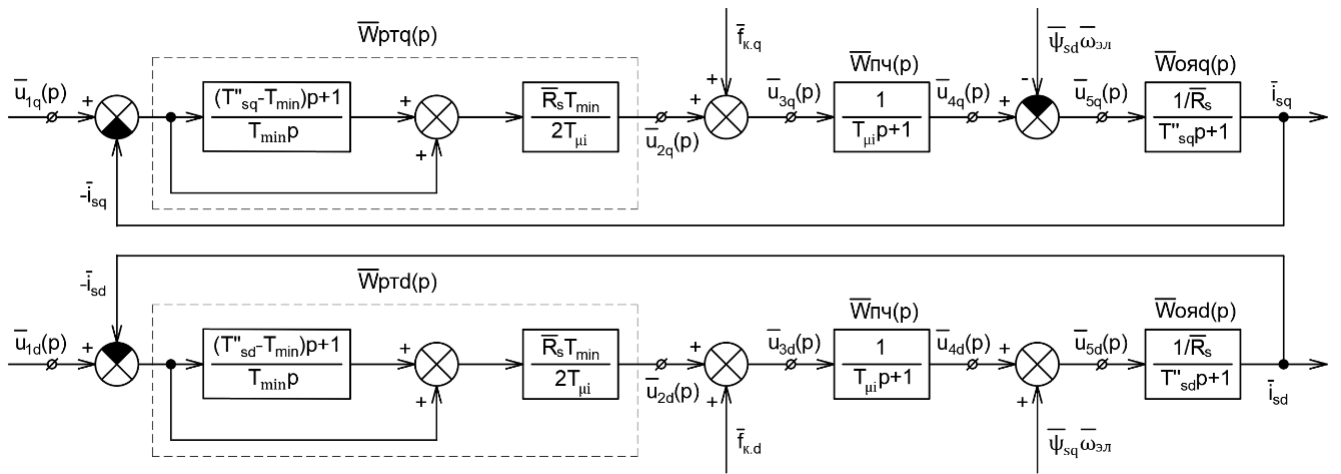


Рисунок 2.28 – Структурная схема, предназначенная для вывода функциональных зависимостей звеньев компенсации ВПОС

Получим выражения для сигналов $\bar{u}_{5q}(p)$ и $\bar{u}_{5d}(p)$, обозначенных на структурной схеме, приведенной на рисунке 2.28:

$$\bar{u}_{5q}(p) = \bar{W}_{ПЧ} \bar{W}_{птq} (\bar{u}_{1q} - \bar{i}_{sq}) + \frac{1}{T_{\mu i} p + 1} \bar{f}_{к. q}(p) - \bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_{sd},$$

$$\bar{u}_{5d}(p) = \bar{W}_{ПЧ} \bar{W}_{птd} (\bar{u}_{1d} - \bar{i}_{sd}) + \frac{1}{T_{\mu i} p + 1} \bar{f}_{к. d}(p) + \bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_{sq},$$

где $\bar{W}_{ПЧ}$ – передаточная функция ПЧ: $\bar{W}_{ПЧ} = \frac{1}{T_{\mu i} p + 1}$, о.е.;

$\bar{u}_{1q}$ и $\bar{u}_{1d}$ – сигналы задания на контуры регулирования проекций пространственного вектора тока статора по оси q и d соответственно, о.е.;

$\bar{f}_{к. q}(p)$ и $\bar{f}_{к. d}(p)$ – функциональные зависимости звеньев компенсации по проекциям пространственного вектора ЭДС статора на ось d и q соответственно, о.е.

Условия компенсации ВПОС в соответствии с выражениями выше:

$$\frac{1}{T_{\mu i p+1}} \bar{f}_{k,q} - \bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_{sd} = 0, \quad (2.227)$$

$$\frac{1}{T_{\mu i p+1}} \bar{f}_{k,d} + \bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_{sq} = 0. \quad (2.228)$$

Передаточные функции звеньев компенсации соответствуют идеальному пропорционально-дифференцирующему (ПД) звену, реализация которого является технически невозможной. В данном случае ПД звено целесообразно заменить П звеном, что объясняется малостью постоянной времени дифференцирующей части. Необходимо также отметить, что выражения (2.227) и (2.228) не зависят от ЭМ постоянных времени, характеризующих цепи обмоток статора в каких-либо режимах. Таким образом уравнения функциональных зависимостей звеньев компенсации ВПОС в обеих САР в соответствии с вышесказанным принимают вид:

$$\bar{f}_{k,q} = \bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_{sd}, \quad (2.229)$$

$$\bar{f}_{k,d} = -\bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_{sq}. \quad (2.230)$$

2.12.5 Синтез регулятора потокосцепления обмотки возбуждения

Структурные схемы контура потокосцепления ОВ для обеих САР являются идентичными и имеют вид:

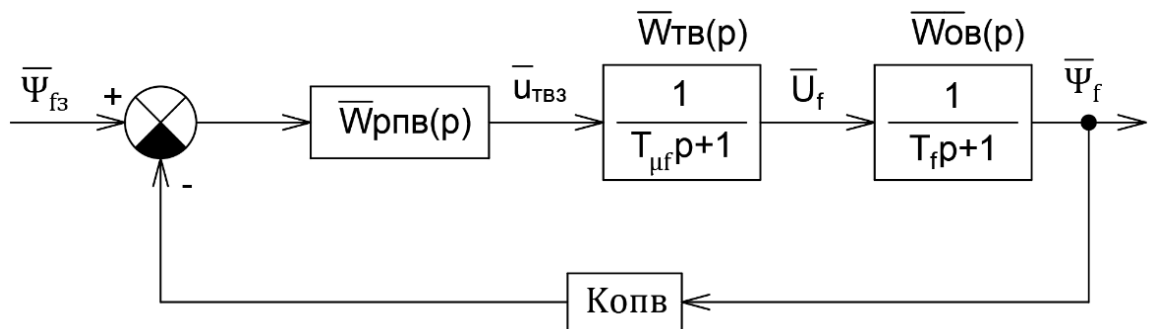


Рисунок 2.29 – Структурная схема, в соответствии с которой производится синтез регулятора потокосцепления ОВ в обеих САР

При настройке контура потокосцепления ОВ в соответствии с рисунком 2.29 на модульный оптимум получаем следующее уравнение для передаточной функции ПИ-регулятора:

$$\bar{W}_{\text{рпв}}(p) = \frac{T_f p + 1}{2T_{\mu f} K_{\text{опв}} p}, \quad (2.231)$$

где $\bar{W}_{\text{рпв}}(p)$ – передаточная функция регулятора потокосцепления ОВ, о.е.;

$T_{\mu f}$ – малая некомпенсируемая постоянная времени в контуре потокосцепления обмотки возбуждения: $T_{\mu f} = 5 \dots 10$ мс;

$K_{\text{опв}}$ – коэффициент обратной связи по потокосцеплению обмотки возбуждения: $K_{\text{опв}} = 1$, о.е.

При подстановке $K_{\text{опв}} = 1$ в уравнение (2.231) получаем конечную ПФ регулятора потокосцепления ОВ:

$$\bar{W}_{\text{рпв}}(p) = \frac{T_f p + 1}{2T_{\mu f} p}. \quad (2.232)$$

2.12.6 Синтез блоков нелинейности

Блоки нелинейности БН1 – БН3 имитируют статические функциональные зависимости (2.162), (2.163) и (2.166), в которые вместо величины тока статора входит координата электромагнитного момента, выражаемая из уравнения (2.125):

$$\bar{l}_{sq} = \frac{\bar{M}}{\bar{\Psi}_s \sqrt{1 - 2 \frac{\bar{L}_{sq}}{\bar{\Psi}_s} \frac{\bar{M}}{\bar{\Psi}_s} \text{ctg } \alpha + \frac{\bar{L}_{sq}^2}{\bar{\Psi}_s^2} \frac{\bar{M}^2}{\bar{\Psi}_s^2} (1 + \text{ctg}^2 \alpha)}}, \quad (2.233)$$

$$\bar{l}_{sd} = \frac{\bar{M} \left[\text{ctg } \alpha - \frac{\bar{L}_{sq}}{\bar{\Psi}_s} \frac{\bar{M}}{\bar{\Psi}_s} (1 + \text{ctg}^2 \alpha) \right]}{\bar{\Psi}_s \sqrt{1 - 2 \frac{\bar{L}_{sq}}{\bar{\Psi}_s} \frac{\bar{M}}{\bar{\Psi}_s} \text{ctg } \alpha + \frac{\bar{L}_{sq}^2}{\bar{\Psi}_s^2} \frac{\bar{M}^2}{\bar{\Psi}_s^2} (1 + \text{ctg}^2 \alpha)}}, \quad (2.234)$$

$$\bar{\Psi}_f = \frac{\bar{\Psi}_s - \frac{\bar{L}_{sq} + \bar{L}'_{sd}}{\bar{\Psi}_s} \bar{M} \cdot \text{ctg } \alpha + \frac{\bar{L}_{sq} \bar{L}'_{sd}}{\bar{\Psi}_s^2} \frac{\bar{M}^2}{\bar{\Psi}_s^2} (1 + \text{ctg}^2 \alpha)}{\sqrt{1 - 2 \frac{\bar{L}_{sq}}{\bar{\Psi}_s} \frac{\bar{M}}{\bar{\Psi}_s} \text{ctg } \alpha + \frac{\bar{L}_{sq}^2}{\bar{\Psi}_s^2} \frac{\bar{M}^2}{\bar{\Psi}_s^2} (1 + \text{ctg}^2 \alpha)}}. \quad (2.235)$$

2.12.7 Синтез регулятора скорости

Контур регулирования скорости ротора является внешним в САР, перед которым располагается МКМ, в состав которого входят контуры: регулирования проекций пространственного вектора тока статора и потокосцепления обмотки возбуждения. Как указывается в работах [27, 105] контур регулирования потокосцепления ОВ практически не влияет на динамику изменения момента, которая в основном определяется быстрым действием контуров регулирования проекций тока статора на квадратурную и прямую ось. Передаточные функции контуров регулирования проекций пространственного вектора тока статора на оси q и d определяются в соответствии со структурной схемой, представленной на рисунке 2.28, при полагании, что все ВПОС и внутренние ОС скомпенсированы или отсутствуют.

$$\bar{W}_{зтq}(p) = \frac{\left[\frac{p(T_{sq}'' - T_{min2})}{T_{min2}p} + 1 \right] \cdot \frac{\bar{R}_s T_{min2}}{2T_{\mu i}} \cdot \frac{1}{T_{\mu i}^{p+1}} \cdot \frac{1}{\bar{R}_s (T_{sq}''^{p+1})}}{1 + \left[\frac{p(T_{sq}'' - T_{min2})}{T_{min2}p} + 1 \right] \cdot \frac{\bar{R}_s T_{min2}}{2T_{\mu i}} \cdot \frac{1}{T_{\mu i}^{p+1}} \cdot \frac{1}{\bar{R}_s (T_{sq}''^{p+1})}}} = \frac{1}{2T_{\mu i}^2 p^2 + 2T_{\mu i} p + 1}, \quad (2.236)$$

$$\bar{W}_{зтd}(p) = \frac{\left[\frac{p(T_{sd}'' - T_{min2})}{T_{min2}p} + 1 \right] \cdot \frac{\bar{R}_s T_{min2}}{2T_{\mu i}} \cdot \frac{1}{T_{\mu i}^{p+1}} \cdot \frac{1}{\bar{R}_s (T_{sd}''^{p+1})}}{1 + \left[\frac{p(T_{sd}'' - T_{min2})}{T_{min2}p} + 1 \right] \cdot \frac{\bar{R}_s T_{min2}}{2T_{\mu i}} \cdot \frac{1}{T_{\mu i}^{p+1}} \cdot \frac{1}{\bar{R}_s (T_{sd}''^{p+1})}}} = \frac{1}{2T_{\mu i}^2 p^2 + 2T_{\mu i} p + 1}, \quad (2.237)$$

где $\bar{W}_{зтq}(p)$ и $\bar{W}_{зтd}(p)$ – передаточные функции замкнутых контуров регулирования проекций тока статора на квадратурную и прямую ось соответственно, о.е.

Одночлены $2T_{\mu i}^2 p^2$, входящие в уравнения (2.236) и (2.237), крайне малы, ввиду чего ими можно пренебречь. Тогда ПФ замкнутых контуров регулирования проекций тока статора будут иметь вид:

$$\bar{W}_{зтq}(p) = \frac{1}{2T_{\mu i} p + 1}, \quad (2.238)$$

$$\bar{W}_{зтd}(p) = \frac{1}{2T_{\mu i} p + 1}. \quad (2.239)$$

Из выражений (2.238) и (2.239) видно, что замкнутые контуры регулирования проекций тока статора симметричны, следовательно, МКМ может быть с определенной точностью заменен ПФ апериодического звена первого порядка:

$$\bar{W}_{\text{МКМ}}(p) = K_M \frac{1}{2T_{\mu i}p+1}, \quad (2.240)$$

где $\bar{W}_{\text{МКМ}}(p)$ – передаточная функция МКМ, о.е.;

K_M – коэффициент передачи нерегулируемого контура электромагнитного момента: $K_M = \frac{\bar{M}_H}{\bar{M}_3}$, о.е.;

$\bar{M}_H$ – номинальный ЭМ момент, выраженный в о.е.: $\bar{M}_{\text{НОМ}} = \frac{M_{\text{НОМ}}}{M_6}$;

M_H – номинальный ЭМ момент, выраженный в абсолютных единицах, Н · м;

$\bar{M}_3$ – задающее воздействие на нерегулируемый контур ЭМ момента: $\bar{M}_3 = 1$.

Поскольку базовый ЭМ момент соответствует номинальному коэффициенту передачи нерегулируемого контура момента равен единице: $K_M = 1$.

Синтез регулятора скорости производится на основе структурной схемы, приведенной на рисунке 2.30.

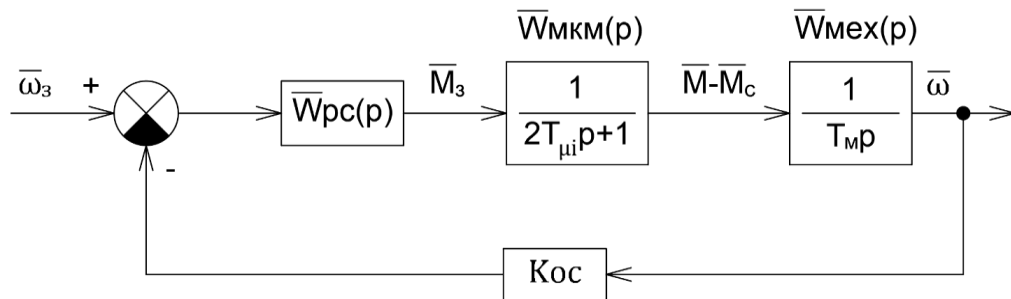


Рисунок 2.30 – Структурная схема контура регулирования скорости

Желаемая ПФ разомкнутого контура скорости $\bar{W}_{\text{жс}}(p)$ при настройке на СО должна иметь вид:

$$\bar{W}_{\text{жс}}(p) = \frac{1}{aT_{\mu i}p(4T_{\mu i}p+1)} \cdot \frac{K_{\text{нс}}T_{\mu i}p+1}{K_{\text{нс}}T_{\mu i}p}, \quad (2.241)$$

где a и $K_{\text{нс}}$ – подстроенные коэффициенты настройки контура скорости на СО, принимаемые обычно: $a = 4 \dots 8$ и $K_{\text{нс}} = 8 \dots 32$.

Выражение желаемой ПФ разомкнутого контура скорости может быть также получено за счет структурной схемы рисунка 2.30:

$$\bar{W}_{\text{жс}}(p) = \bar{W}_{\text{рс}}(p)\bar{W}_{\text{МКМ}}(p)\bar{W}_{\text{мех}}(p)K_{\text{ос}}, \quad (2.242)$$

где $\bar{W}_{\text{рс}}(p)$ – передаточная функция регулятора скорости, о.е.;

$\bar{W}_{\text{мех}}(p)$ – передаточная функция механической части ЭП, которая в случае од-
номассовой системы имеет вид: $\bar{W}_{\text{мех}}(p) = \frac{1}{T_{\text{м}}p}$, о.е.;

$K_{\text{ос}}$ – коэффициент ОС по скорости ротора: $K_{\text{ос}} = 1$.

Из выражений (2.241) и (2.242) получаем уравнение передаточной функции регулятора скорости:

$$\bar{W}_{\text{рс}}(p) = \frac{\frac{1}{aT_{\mu i}p(2T_{\mu i}p+1)} \cdot \frac{K_{\text{нс}}T_{\mu i}p+1}{K_{\text{нс}}T_{\mu i}p}}{\frac{1}{2T_{\mu i}p+1} \cdot \frac{1}{T_{\text{м}}p}} = \frac{T_{\text{м}}}{K_{\text{нс}}T_{\mu i}} \cdot \frac{K_{\text{нс}}T_{\mu i}p+1}{aT_{\mu i}p}. \quad (2.243)$$

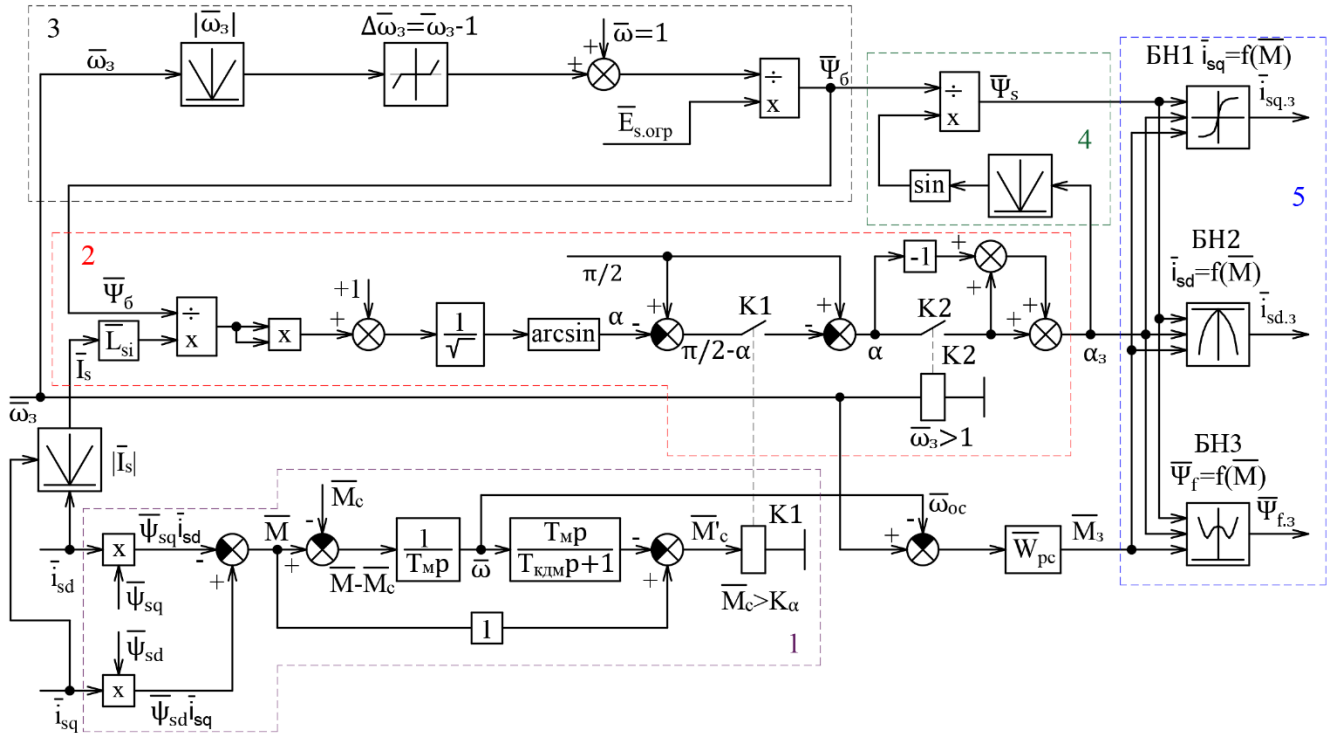
При настройке САР на СО целесообразно на входе системы установить фильтр, компенсирующий влияние форсирующего звена первого порядка в составе регулятора скорости:

$$\bar{W}_{\text{ф}}(p) = \frac{1}{K_{\text{нс}}T_{\mu i}p+1}, \quad (2.244)$$

где $\bar{W}_{\text{ф}}(p)$ – передаточная функция фильтра на входе САР, о.е.

2.12.8 Организация полеориентированного управления в системе автоматического регулирования

Функциональная схема, поясняющая принцип формирования величины пото-
косцепления статора $\bar{\Psi}_s$ и угла между пространственными векторами потоко-
сцепления и тока статора α , приводится на рисунке 2.31. Блоки 2 – 5, представленные
на функциональной схеме, отвечают за выбор магнитного поля, принимаемого за
базовое, за формирование величины этого поля и за направление пространствен-
ного вектора потоко-сцепления данного магнитного поля относительно простран-
ственного вектора тока статора. Блок 1 служит для косвенного измерения величины
момента нагрузки, прикладываемого к валу машины. В соответствии с величиной
указанного момента происходит выбор того или иного закона управления магнит-
ным полем машины, который осуществляется блоком 2. Произведем краткое опи-
сание принципа работы блоков 1 – 4. Функциональные зависимости БН1 – БН3 по-
лучены ранее (смотри уравнения (2.233) – (2.235) соответственно).



1 – структурная схема, поясняющая принцип косвенного измерения величины возмущающего воздействия; 2 – блок формирования угла между пространственными векторами потокосцепления и тока статора; 3 – блок формирования базового потокосцепления машины; 4 – блок формирования потокосцепления статора; 5 – блоки нелинейности, связывающие регулируемые координаты МКМ с ЭМ моментом

Рисунок 2.31 – Функциональная схема, поясняющая принцип организации ПОУ в САР синхронного ЭП главной линии прокатного стана

2.12.9 Косвенное измерение момента нагрузки

Рассмотрим блок 1 функциональной схемы, приведенной на рисунке 2.31, отдельно от остальных. Структурная схема канала косвенного измерения величины момента нагрузки на валу машины приведена на рисунке 2.32.

Получим значение измеренной величины момента нагрузки на валу машины $\bar{M}'_c$ с помощью структурной схемы, представленной на рисунке 2.32:

$$\bar{M}'_c = \bar{\Phi}_{m1}(p)\bar{M} - \bar{\Phi}_{m2}(p)\bar{\omega}, \quad (2.245)$$

где $\bar{\Phi}_{m1}(p)$ и $\bar{\Phi}_{m2}(p)$ – передаточные функции, предназначенные для косвенной оценки статического момента: $\bar{\Phi}_{m1}(p) = 1$ и $\bar{\Phi}_{m2}(p) = \frac{T_{mp}}{T_{кдм}p+1}$, о.е.;

$T_{\text{кдм}}$ – малая постоянная времени реального дифференцирующего звена в канале измерения момента нагрузки: $T_{\text{кдм}} = 0,1 \dots 1$ мс.

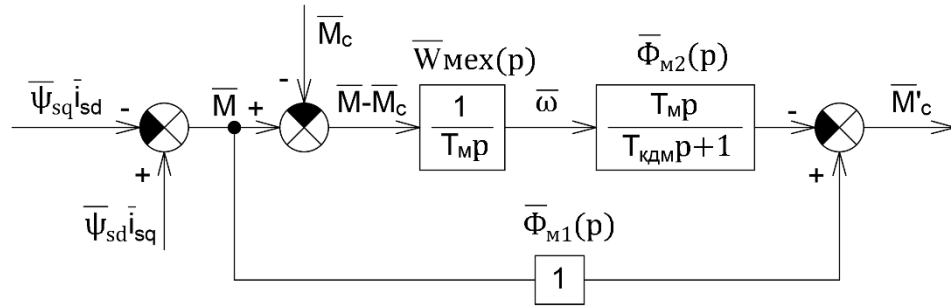


Рисунок 2.32 – Структурная схема, поясняющая принцип измерения момента нагрузки

Получим значение измеренной величины момента нагрузки на валу машины $\bar{M}'_c$ с помощью структурной схемы, представленной на рисунке 2.32:

$$\bar{M}'_c = \bar{\Phi}_{\text{м1}}(p)\bar{M} - \bar{\Phi}_{\text{м2}}(p)\bar{\omega}, \quad (2.245)$$

где $\bar{\Phi}_{\text{м1}}(p)$ и $\bar{\Phi}_{\text{м2}}(p)$ – передаточные функции, предназначенные для косвенной оценки статического момента: $\bar{\Phi}_{\text{м1}}(p) = 1$ и $\bar{\Phi}_{\text{м2}}(p) = \frac{T_{\text{мр}}p}{T_{\text{кдм}}p + 1}$, о.е.;

$T_{\text{кдм}}$ – малая постоянная времени реального дифференцирующего звена в канале измерения момента нагрузки: $T_{\text{кдм}} = 0,1 \dots 1$ мс.

После подстановки выражений ПФ $\bar{\Phi}_{\text{м1}}(p)$ и $\bar{\Phi}_{\text{м2}}(p)$ в уравнение (2.245) и проведения некоторых простых преобразований, получаем:

$$\bar{M}'_c = \bar{M} \left(\frac{T_{\text{кдм}}p}{T_{\text{кдм}}p + 1} \right) + \bar{M}_c. \quad (2.246)$$

Величина $T_{\text{кдм}}$, входящая в уравнения (2.246) весьма мала, поэтому не оказывает значительного влияния на точность измерений $\bar{M}'_c$ в динамических режимах работы. В установившемся режиме работы ($p = 0$) справедливо равенство:

$$\bar{M}'_c = \bar{M}_c. \quad (2.247)$$

2.12.10 Блок формирования базового потокосцепления

Структурная схема блока формирования базового потокосцепления синхронной машины приведена на рисунке 2.33.

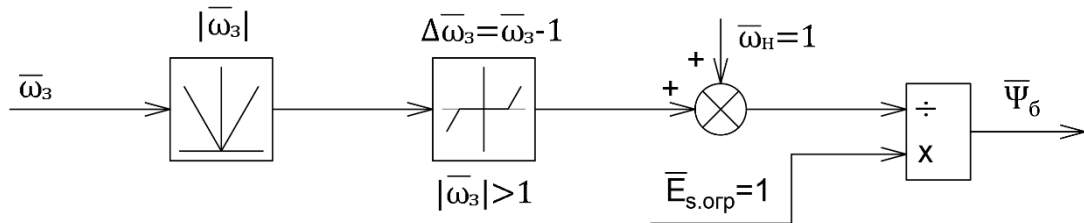


Рисунок 2.33 – Структурная схема, поясняющая принцип формирования сигнала базового потокосцепления в САР

Из структурной схемы рисунка 2.33 видно, что в случае, если взятый по модулю сигнал задания на скорость превышает единицу (номинальное значение задания на контур скорости), на выходе элемента сравнения формируется сигнал свыше единицы, в результате чего базовое потокосцепление, получаемое на выходе делителя, становится меньше единицы (происходит обратно пропорциональное увеличению скорости ослабление поля). Математически логика работы блока описывается следующими условиями:

$$\begin{cases} \text{при } -1 \leq \bar{\omega}_3 \leq 1, \bar{\Psi}_6 = \frac{\bar{E}_{s\text{огр}}}{|\bar{\omega}_H|} = 1, \\ \text{при } |\bar{\omega}_3| > 1, \bar{\Psi}_6 = \frac{\bar{E}_{s\text{огр}}}{|\bar{\omega}_3|} \sim \frac{1}{|\bar{\omega}_3|}, \end{cases} \quad (2.248)$$

где $\bar{\omega}_3$ – сигнал задания на контур скорости, о.е.;

$\bar{E}_{s\text{огр}}$ – сигнал ограничения величины ЭДС статора в относительных единицах:

$$\bar{E}_{s\text{огр}} = \bar{E}_{sH} = \bar{E}_{s6} = 1.$$

$\bar{E}_{sH}$ – номинальная ЭДС вращения, о.е.;

$\bar{E}_{s6}$ – базисная ЭДС вращения, о.е.

2.12.11 Блок формирования угла между изображающими векторами

Структурная схема блока формирования угла между пространственными векторами потокосцепления и тока статора представлена на рисунке 2.34.

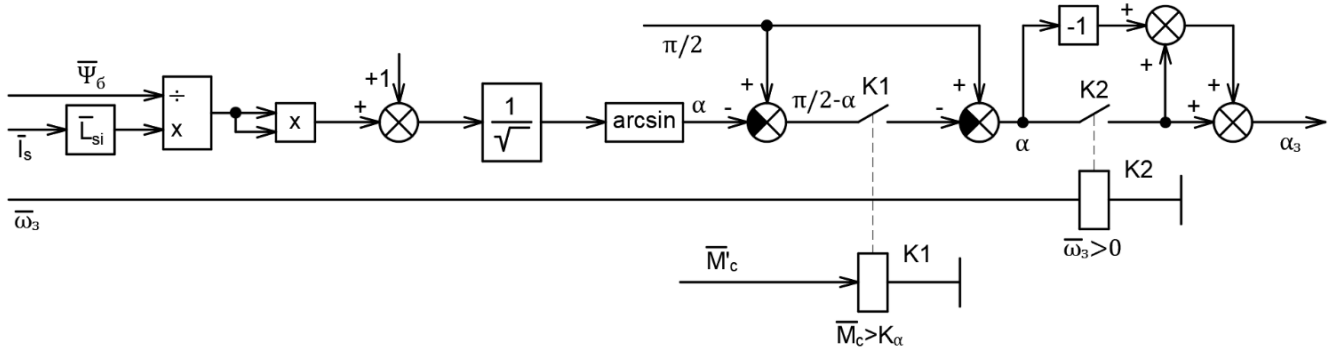


Рисунок 2.34 – Структурная схема, поясняющая принцип задания направления пространственного вектора потокосцепления статора относительно пространственного вектора тока статора

Принцип действия блока, представленного на рисунке 2.34, заключается в следующем. При малых значениях статической нагрузки переключающее устройство релейного типа K1 находится в выключенном состоянии, то есть его контакт K1 разомкнут, угол α равняется $\frac{\pi}{2}$, что обеспечивает управление машиной по магнитному полю статора. Как только момент нагрузки на валу начинает превышать некоторое заданное значение кратности номинального электромагнитного момента k_α срабатывает переключающее устройство и угол α начинает формироваться исходя из выражения для режима управления магнитным полем рассеяния, которое определяется по ранее полученной формуле:

$$\alpha_3 = \pm \arcsin \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\bar{L}_{si}^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_6^2}}}, \quad (2.249)$$

где α_3 – заданное направление пространственного вектора потокосцепления статора относительно пространственного вектора тока статора.

В схеме также присутствует реле K2, предназначенное для учета направления вращения ротора машины. В том случае, если СД переходит в реверсивный режим,

реле К2 включатся, что приводит к замыканию контакта К2. В таком случае угол между пространственными векторами имеет отрицательное значение. Краткое описание логики работы схемы рисунка 2.34 представлено в таблице 2.6.

Таблица 2.6 – Логика формирования величины угла в зависимости от направления вращения двигателя и момента нагрузки на валу

Обмотка реле		Выражение формируемого задающего сигнала на выходе блока (α_3)
К1	К2	
0	0	$-\frac{\pi}{2}$
0	1	$\frac{\pi}{2}$
1	0	$-\arcsin \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{L_{sl}^2 I_s^2}{\bar{\Psi}_6^2}}}$
1	1	$\arcsin \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{L_{sl}^2 I_s^2}{\bar{\Psi}_6^2}}}$

2.12.12 Блок формирования потокосцепления статора

Структурная схема блока формирования потокосцепления статора приведена на рисунке 2.35.

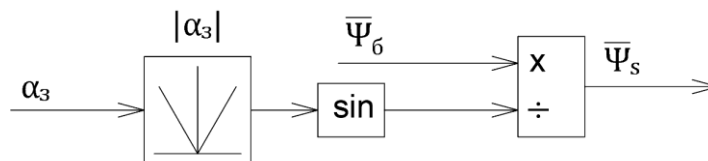


Рисунок 2.35 – Структурная схема, поясняющая принцип создания задающей величины потокосцепления статора

Величина потокосцепления статора, формируемая на выходе блока, представленного на структурной схеме рисунка 2.35:

$$\bar{\Psi}_s = \frac{\bar{\Psi}_6}{\sin|\alpha_3|}. \quad (2.250)$$

2.12.13 Настройка блоков ограничения

Блоки ограничения напряжения на выходе ТВ и электромагнитного момента строятся с помощью нелинейных элементов. Для ограничения напряжения на выходе ТВ используются следующие условия:

$$\begin{cases} \text{при } 0 \leq \bar{U}_{f3} \leq \frac{U_{fm}}{U_{f6}}, \bar{U}_{\text{ос.огр}} = 0, \\ \text{при } \bar{U}_{f3} < 0 \text{ или } \bar{U}_{f3} > \frac{U_{fm}}{U_{f6}}, \bar{U}_{\text{ос.огр}} = k_{\text{у.огр.ф}} \bar{U}_{f3}, \end{cases} \quad (2.251)$$

где $\bar{U}_{f3}$ – сигнал задания на СИФУ, о.е.;

U_{fm} – напряжение ХХ тиристорного возбудителя, В;

$\bar{U}_{\text{ос.огр}}$ – сигнал ОС от БО, подающийся на элемент сравнения, находящийся перед ПИ-регулятором потокосцепления ОВ, о.е;

$k_{\text{у.огр.ф}}$ – коэффициент усиления в канале ОС после нелинейного элемента, принимаемый обычно: $k_{\text{у.огр.ф}} \approx 100$.

Формирование строго положительной полярности сигнала управления, подаваемого на СИФУ, объясняется тем, что реверс синхронного двигателя нерационально осуществлять с помощью смены полярности на ОВ, ввиду большой инерционности ее цепи.

Для ограничения задания на МКМ используются следующие условия:

$$\begin{cases} \text{при } -\frac{M_{\text{max}}}{M_6} \leq \bar{M}_3 \leq \frac{M_{\text{max}}}{M_6}, \bar{U}_{\text{ос.могр}} = 0, \\ \text{при } \bar{M}_3 < -\frac{M_{\text{max}}}{M_6} \text{ или } \bar{M}_3 > \frac{M_{\text{max}}}{M_6}, \bar{U}_{\text{ос.могр}} = k_{\text{у.огр.м}} \bar{M}_3, \end{cases} \quad (2.252)$$

где M_{max} – максимальный момент перегрузки (отключающий момент) на валу двигателя из условий работы, Н · м;

$\bar{U}_{\text{ос.могр}}$ – сигнал ОС от БО, подающийся на элемент сравнения, находящийся перед ПИ-регулятором скорости, о.е.;

$k_{\text{у.огр.м}}$ – коэффициент усиления в канале ОС после нелинейного элемента, принимаемый обычно: $k_{\text{у.огр.м}} \approx 100$.

Блок ограничения проекций тока статора имеет более сложную структуру. Его структурная схема представлена на рисунке 2.36.

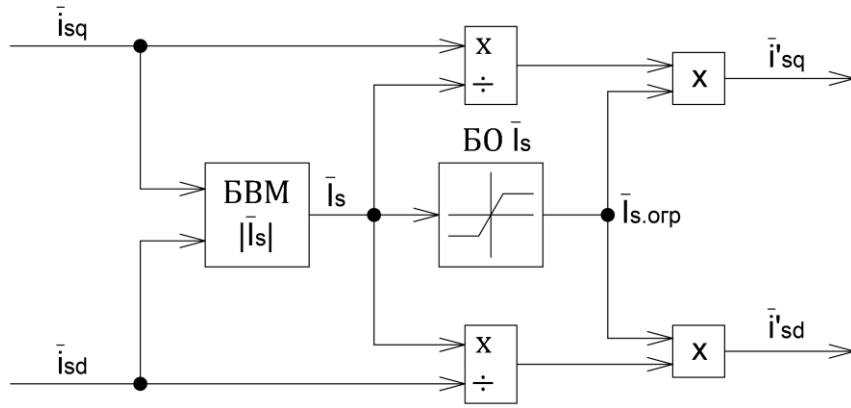


Рисунок 2.36 – Блок ограничения полного тока статора

Сигналы задания на контуры проекций пространственного вектора тока статора, формируемые на выходе блока ограничения, имеют вид:

$$\bar{t}'_{sq} = \frac{\bar{t}_{sq}}{\bar{I}_s} \bar{I}_{s.огр}, \quad (2.253)$$

$$\bar{t}'_{sd} = \frac{\bar{t}_{sd}}{\bar{I}_s} \bar{I}_{s.огр}, \quad (2.254)$$

где $\bar{t}'_{sq}$ и $\bar{t}'_{sd}$ – выходные сигналы с блока ограничения на соответствующие контуры проекций пространственного вектора тока статора, о.е.;

$\bar{t}_{sq}$ и $\bar{t}_{sd}$ – сигналы, поступающее с блоков нелинейности БН1 и БН2 соответственно на входы блока ограничения, о.е.;

$\bar{I}_s$ – мгновенное значение полного тока статора, о.е.;

$\bar{I}_{s.огр}$ – максимальный (отключающий) ток, протекающий в фазе статора, о.е.

2.12.14 Контрольно-измерительная система

Для адекватной работы САР необходимо косвенно измерять ряд величин, находящихся в каналах ОС, в частности: проекций пространственного вектора потокосцепления статора на ось d $\bar{\Psi}_{sd}$ и q $\bar{\Psi}_{sq}$, потокосцепление ОВ $\bar{\Psi}_f$ и момент нагрузки на валу машины $\bar{M}_c$. Способ определения момента нагрузки приведен в пункте 2.12.9. Определение величин потокосцеплений в реальном времени производится с помощью уравнений Парка-Горева, реализуемых программным путем. Очевидно, что данные уравнения претерпевают качественные изменения при учете

тех или иных процессов или при добавлении контуров, относящихся к ротору. Следовательно, определение величин потокоцеплений в каждом частном случае будет основано на уравнениях, соответствующих данной модели. Ранее было отмечено, что выражения, характеризующие работу двигателя с ДО, для которого введен учет насыщения магнитной системы являются общим случаем для всех представленных в данной работе моделей. Вследствие этого, задав уравнения для определения величин $\bar{\Psi}_{sd}^{sat}$, $\bar{\Psi}_{sq}$, и $\bar{\Psi}_f^{sat}$ для машины с ДО при учете эффекта насыщения магнитопровода и подставив в эти уравнения величины, характеризующие частные случаи, мы можем получить выражения для определения требуемых величин в зависимости от той или иной модели. Определение значений потокоцеплений в САР в указанном случае производится за счет формирования в КИС следующих выражений:

$$\bar{\Psi}_{sd} = \bar{L}_{sd}^{sat} \bar{i}_{sd} + \xi \bar{I}_f - \frac{\xi T_{Dp}}{B_2^{sat} T_{Dp+1}} \cdot (\mu_{dD} \bar{L}_{sd}^{sat} \bar{i}_{sd} + B_1^{sat} \bar{I}_f), \quad (2.255)$$

$$\bar{\Psi}_{sq} = \bar{L}_{sq} \bar{i}_{sq} \left(1 - \mu_{qQ} \frac{T_{Qp}}{T_{Qp+1}} \right), \quad (2.256)$$

$$\bar{\Psi}_f = \mu_{df} \bar{L}_{sd}^{sat} \bar{i}_{sd} + A_1^{sat} \bar{I}_f - \frac{A_2^{sat} T_{Dp}}{B_2^{sat} T_{Dp+1}} \cdot (\mu_{dD} \bar{L}_{sd}^{sat} \bar{i}_{sd} + B_1^{sat} \bar{I}_f). \quad (2.257)$$

Из формул (2.255) – (2.257) видно, что при добавлении ДО в конструкцию машины при определении потокоцеплений в динамических режимах работы приходится учитывать реакцию, создаваемую токами, протекающими в демпферной обмотке. Определение потокоцеплений при наличии насыщения магнитной системы требует реализации в самой системе модели зависимости коэффициента учета влияния насыщения от ЭДС рассеяния. Подставив в выражения (2.255) – (2.257) коэффициент учета влияния насыщения равный единице, получим уравнения для определения потокоцеплений в САР СД без ДО:

$$\bar{\Psi}_{sd} = \bar{L}_{sd} \bar{i}_{sd} + \bar{I}_f - \frac{T_{Dp}}{T_{Dp+1}} \cdot (\mu_{dD} \bar{L}_{sd} \bar{i}_{sd} + m_D \bar{I}_f), \quad (2.258)$$

$$\bar{\Psi}_{sq} = \bar{L}_{sq} \bar{i}_{sq} \left(1 - \mu_{qQ} \frac{T_{Qp}}{T_{Qp+1}} \right), \quad (2.259)$$

$$\bar{\Psi}_f = \mu_{df} \bar{L}_{sd} \bar{i}_{sd} + \bar{I}_f - \frac{m_f T_{Dp}}{T_{Dp+1}} \cdot (\mu_{dD} \bar{L}_{sd} \bar{i}_{sd} + m_D \bar{I}_f). \quad (2.260)$$

Для САУ синхронного двигателя с одним контуром на роторе в случае пренебрежения насыщением магнитной системы величины потокоцеплений

вычисляются за счет уравнений (2.63) – (2.65), в случае наличия учета насыщения по основному магнитному потоку – выражениями, представленными ниже:

$$\bar{\Psi}_{sd} = \bar{L}_{sd}^{sat} \bar{i}_{sd} + \xi \bar{I}_f, \quad (2.261)$$

$$\bar{\Psi}_{sq} = \bar{L}_{sq} \bar{i}_{sq}, \quad (2.262)$$

$$\bar{\Psi}_f = \mu_{df} \bar{L}_{sd}^{sat} \bar{i}_{sd} + A_1^{sat} \bar{I}_f. \quad (2.263)$$

2.13 Разработанные математические модели автоматизированного синхронного электропривода

В ходе проведения исследовательской работы были получены модели САР с переменной структурой, предназначенные для управления СД с демпферной обмоткой и без таковой, при пренебрежении насыщением магнитной системы и при его учете. В дальнейшем данные модели будут анализироваться с помощью имитационного моделирования в графической среде. С целью удобства навигации сведем все уравнения, характеризующие ту или иную модель в единую таблицу 2.7.

Таблица 2.7 – Математические модели объектов САР

№ п/п	Математическая модель	Уравнения для САР синхронного двигателя			
		без насыщения		с насыщением	
		без ДО	с ДО	без ДО	с ДО
1	2	3	4	5	6
1	Непосредственно машины	(2.70) – (2.75), (2.125), (2.217), (2.218)	(2.115) – (2.125), (2.217), (2.218)	(2.202), (2.209) – (2.214), (2.217), (2.218)	(2.190) – (2.208), (2.217), (2.218)
2	ПК1 и ПК2	(2.219), (2.220)			
3	КИС (косвенные вычисления)	(2.63) – (2.65)	(2.258) – (2.260)	(2.261) – (2.263)	(2.255) – (2.257)
4	Регуляторов проекций тока	(2.223), (2.224)	(2.225), (2.226)	(2.223), (2.224)	(2.225), (2.226)
5	Звеньев компенсации ВПОС	(2.229), (2.230)			

Продолжение таблицы 2.7

№ п/п	Математическая модель	Уравнения для САР синхронного двигателя			
		без насыщения		с насыщением	
		без ДО	с ДО	без ДО	с ДО
1	2	3	4	5	6
6	БО полного тока статора	(2.253), (2.254)			
7	Регулятора потокосцепления ОВ	(2.232)			
8	БО напряжения на ТВ	(2.251)			
9	БН1 – БН3	(2.233) – (2.235)			
10	БО задающего сигнала на МКМ	(2.252)			
11	Блока косвенного измерения момента нагрузки	(2.246)			
12	Блока формирования базового потокосцепления	(2.248)			
13	Блока формирования угла между изображающими векторами	(2.249) (смотри таблицу 2.5)			
14	Блока формирования потокосцепления статора	(2.250)			
15	Регулятора скорости	(2.243)			
16	Фильтра на входе САР	(2.244)			

На данном этапе также является целесообразным обозначить отличия и преимущества предлагаемого способа реализации переменной структуры САР от тех, что предлагаются в работах [44, 105]. Ранее было отмечено, что данные работы хоть и датируются восьмидесятыми годами прошлого столетия, однако являются

наиболее полными по степени охвата вопросов, связанных с управлением частотно-регулируемыми синхронными двигателями. В работе [105, с. 99 – 102] предлагается несколько иной способ организации САР с переменной структурой – за счет вычисления тангенса угла нагрузки синхронной машины при том или ином законе управления магнитным полем машины и формировании на его основе координат проекций тока статора и потокосцепления ОВ. Рассматриваемая в отмеченной работе система автоуправления требует добавления ряда элементов в ее структуру и двух преобразователей координат для вычисления проекций токов, в то время как предлагаемый в текущем диссертационном исследовании способ построения САР с переменной структурой оставляет саму схему неизменной при переходе между двумя законами управления магнитным полем, поскольку последний достигается за счет изменения способа задания угла между пространственными векторами потокосцепления и тока статора. Отличием разработанной САУ также выступает задание блоков нелинейности в виде функциональных зависимостей координат сразу от трех переменных – ЭМ момента (тока статора), потокосцепления статора и угла между пространственными векторами потокосцепления и тока статора. Такая реализация БН позволяет изменять структуру САУ лишь за счет соответствующего формирования определенного модуля и направления обобщенного вектора потокосцепления статора, не изменяя самой схемы, которая по своей конфигурации соответствует наиболее простому случаю – САР, в которой осуществляется ПОУ по магнитному полю статора. Единственным усложнением по отношению к последней является более сложная структура формирователей задающих сигналов – базового потокосцепления, угла между пространственными вектора и потокосцепления статора. Стоит также отметить, что в работе [105] не дается в явном виде информация о том, как происходит формирование задающего сигнала базового потокосцепления, иными словами, не является очевидным за счет чего происходит выбор того или иного потокосцепления за базовое значение. Помимо этого, не приводится математического описания блоков нелинейности БН2 – БН4, за счет которых соответственно происходит расчет тангенса угла нагрузки и вычисление на его основе проекций обобщенного вектора тока статора.

В труде [44] приводится детальный анализ целесообразных режимов работы синхронной машины в регулируемых ЭП. В том числе подробно описывается ситуация, при которой наиболее подходящим оказывается регулирование с переменным законом управления магнитным полем СД [44, с. 85 – 92]. Тем не менее, в данной работе не приводится способа синтеза САУ, которая обеспечивала бы такой закон, ввиду сложности создания формирователя задающих сигналов [44, с. 111].

Отметим, что на момент выхода трудов, с которыми выше производится сравнение, основу слаботочной части автоматизированного ЭП составляли по большей части аналоговые элементы, что весьма усложняло или делало невозможным реализацию таких сложных функциональных зависимостей как (2.233) – (2.235) в совокупности со сложной схемой формирования задающих сигналов (рисунок 2.31).

2.14 Методика построения системы автоматического управления с переменной структурой

На основании проведенного в рамках текущей главы математического моделирования, а также анализа статических режимов работы синхронного двигателя можно предложить методику синтеза САУ с переменной структурой для синхронной машины с ПОУ, которая заключается в последовательном выполнении следующих мероприятий:

1. Предпочтительной при анализе физических процессов, протекающих в различных режимах работы СД, и при построении моделей принимается система координат $dq0$.
2. За регулируемые координаты машины принимаются проекции изображающего вектора тока статора, потокосцепление ОВ и скорость ротора.
3. Производится выбор синхронного двигателя и дальнейшее нормирование его каталожных данных (параметров, частных значений координат, постоянных и др.) относительно базисных величин, соответствующих системе о.е. Парка.
4. При необходимости учета насыщения магнитной системы (работа ЭП с резкоизменяющейся нагрузкой ударного характера) производится обработка

экспериментальной (в случае ее отсутствия – типовой) кривой опыта ХХ, результатом которой становится получение полиномиальной кривой коэффициента учета влияния насыщения $\xi = f(\bar{E}_\delta)$.

5. В зависимости от наличия или отсутствия в конструкции двигателя ДО, от принятия решения об учете насыщения или об идеализации магнитной системы машины выбирается соответствующая математическая модель синхронного двигателя (таблица 2.7, п/п №1).

6. Для выбранной модели объекта управления на основе формул, представленных в таблицах В.1-В.4, производится расчет электромагнитных и электромеханической постоянных времени, переходных и/или сверхпереходных коэффициентов самоиндукции, коэффициентов магнитной связи, постоянных, не имеющих физического смысла.

7. Производится выбор датчиков, за счет которых осуществляется обратная связь по току и напряжению статора, току и напряжению обмотки возбуждения, скорости и положению ротора.

8. Осуществляется организация той части контрольно-измерительной системы, что отвечает за вычисления требуемых координат синхронной машины косвенным путем, за счет программных вычислений в соответствии с формулами, представленными в таблице 2.7, п/п №3.

9. Проводится синтез звеньев системы автоматического управления с переменной структурой в соответствии с формулами, представленными в пункте 2.12.

При программном вычислении частных значений координат, которые соответствуют тому или иному режиму работы машины могут оказаться полезными уравнения функциональных зависимостей, представленные в таблице Г.1. На основе данных нелинейных функций с помощью вычислительных средств могут быть легко получены значения переменных, соответствующие какому-либо произвольному режиму: холостого хода, номинальному, отключающему и т.д.

Блок-схема алгоритма выполнения синтеза системы автоматического управления с переменной структурой, отражающая действия, соответствующие предложенной методике, приведена на рисунке 2.37.

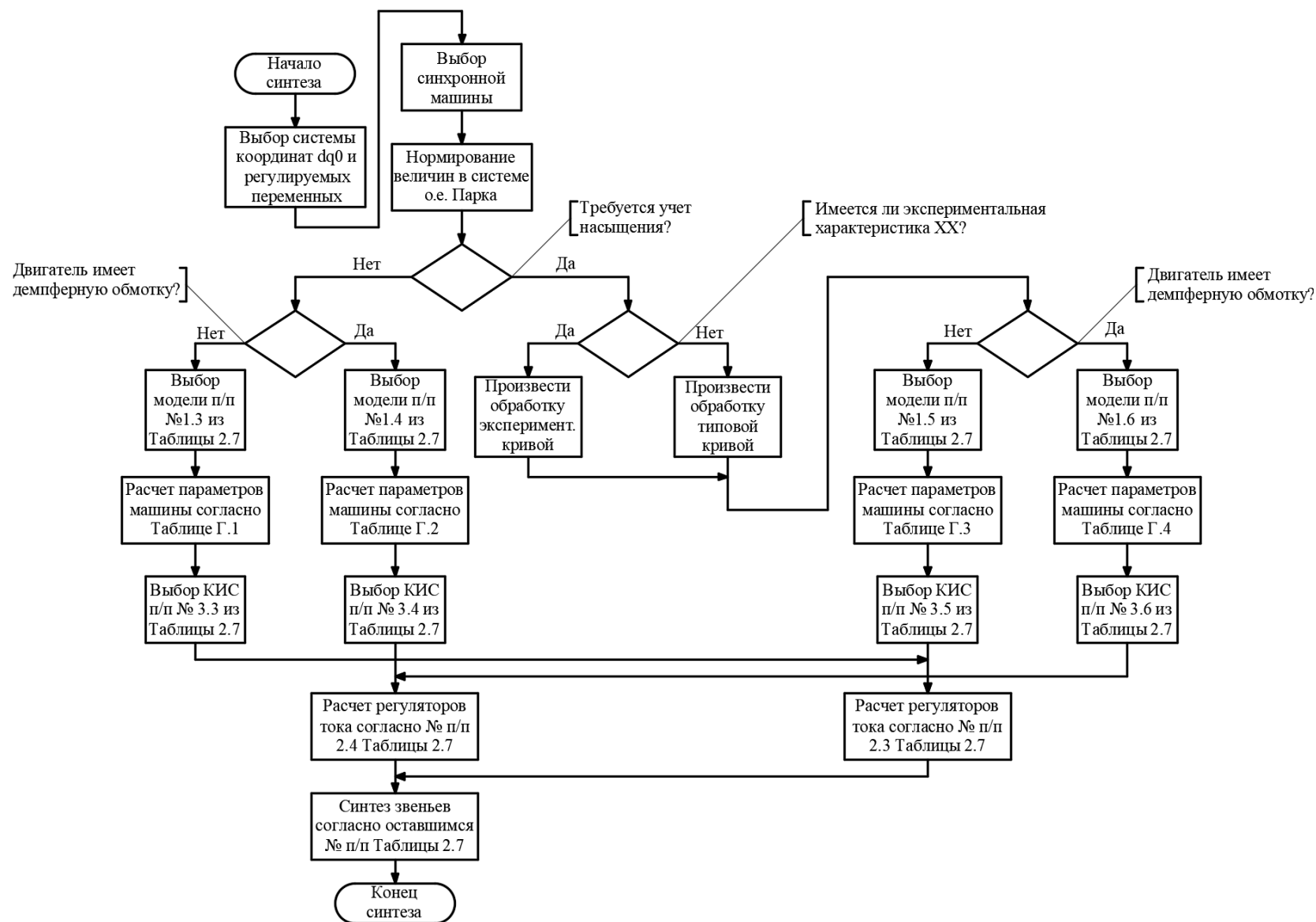


Рисунок 2.37 – Блок-схема алгоритма синтеза САУ с переменной структурой

Выводы по главе 2

1. Описан способ анализа электромагнитных процессов, имеющих место при работе синхронной машины в различных режимах. Данный способ базируется на таких методах, как применение перехода от трехфазной системы координат ABC к двухфазным, в частности $dq0$ и $xу0$, описание координат, относящихся к трехфазной системе статора с помощью пространственных векторов, использование систем относительных единиц, в частности, системы о.е. «Парка» и применение операторного метода при рассмотрении ДУ.

2. На основе принятой и описанной в рамках подраздела 2.3 методологии осуществлено математическое моделирование объекта управления – синхронной машины, которая может содержать в своем составе демпферной обмотку или не иметь таковой.

3. Проведен анализ установившегося режима работы синхронной машины, в ходе которого получены функциональные зависимости, позволяющие связать различные координаты синхронного двигателя с переменными электромагнитного момента, потокосцепления статора (рассеяния) и угла между пространственными векторами потокосцепления и тока статора. В рамках проведенного анализа проиллюстрирована связь насыщения магнитной системы машины по основному магнитному полю в зависимости от нагрузки, прикладываемой к валу двигателя и от применяемого способа управления магнитным полем машины. Обосновано применение переменного закона управления магнитном полем машины в зависимости от статических возмущений для ЭП, испытывающих в процессе их эксплуатации нагрузки, превышающие номинальный электромагнитный момент.

4. Предложен способ учета насыщения магнитной системы машины на основе графоаналитического вычисления коэффициента учета влияния насыщения в зависимости от ЭДС в воздушном зазоре. Данный способ с определенной легкостью может быть использован при программной реализации.

5. Разработаны математические модели синхронного двигателя с различным количеством контуров, относящихся к ротору, с учетом насыщения магнитной

системы по основному магнитному потоку, которые могут быть использованы для синтеза с частотно-напряженческой САР.

6. Разработаны математические модели САР с переменной структурой, применимые для синхронного двигателя с учетом всех ранее озвученных особенностей – возможным наличием ДО в конструкции машины и невозможностью пренебрежения насыщения магнитной системы.

7. На основе разработанных моделей предложена методика синтеза САУ с переменной структурой, которая может быть использована при проектировании частотно-регулируемых синхронных электроприводов.

ГЛАВА 3 ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО СИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

3.1 О задачах имитационного моделирования и подходе к формированию моделей

В соответствии с задачами, поставленными в исследовании, в рамках текущей главы необходимо осуществить имитационное моделирование систем автоматического управления с типовой и переменной структурой для следующих объектов управления:

- синхронного двигателя без ДО, для которого справедливо допущение об отсутствии насыщения магнитной системы во всем диапазоне рабочих нагрузок;
- синхронного двигателя с ДО, для которого справедливо допущение об отсутствии насыщения магнитной системы во всем диапазоне рабочих нагрузок;
- синхронного двигателя без ДО, для которого вводится допущение об отсутствии насыщения магнитной системы во всем диапазоне рабочих нагрузок;
- синхронного двигателя с ДО, для которого вводится допущение об отсутствии насыщения магнитной системы во всем диапазоне рабочих нагрузок.

В дальнейшем под типовой системой автоматического управления будет пониматься такая система, в которой на постоянной основе реализуется полеориентированное управление двигателем по магнитному полю статора, то есть модуль вектора потокосцепления статора в ней остается постоянным (в первой зоне) и равным базовому потокосцеплению, а направление данного вектора всегда ортогональным пространственному вектору тока. Целесообразность проверки адекватности функционирования разработанной САР с каждым из ОУ продиктована рядом соображений. Во-первых, данная САР как неоднократно отмечалось ранее призвана улучшить показатели качества электропривода в области высоких нагрузок, прикладываемых к валу двигателя, вследствие которых может происходить насыщение магнитопровода машины. В связи с этим анализ работы такой САУ при наличии лишь моделей идеализированных синхронных машин не может являться

полным, поскольку отсутствует возможность доказать эффект от ее применения в случае, если не производится учет насыщения стальных масс машины.

Во-вторых, необходимо доказать возможность и целесообразность применения разработанной системы автоуправления с переменной структурой как для машин, в конструкции которых применяется демпферная обмотка, так и для не имеющих таковой. Отмеченная необходимость оправдана тем, что демпферная обмотка хоть и не является обязательным элементом конструкции современных частотно-регулируемых синхронных двигателей, использующихся в главных приводах прокатных станов, но зачастую входит в состав данных машин. При этом, сравнивая математические модели САР для машин обеих конструкций, можно заметить, что их отличия заключаются лишь в постоянных времени регуляторов проекций тока статора на ось d и q , а также в организации системы косвенных измерений ряда величин, что делает данные системы автоматического управления практически идентичными и легко перестраиваемыми в зависимости от наличия демпферной обмотки.

Таким образом, разрабатываемые в рамках текущей главы имитационные модели позволяют:

- осуществить проверку адекватности математических моделей, приведенных во второй главе;
- произвести сравнительный анализ показателей качества разработанного автоматизированного синхронного ЭП при различных вариациях ОУ.

Наличие четырех вариаций моделей ОУ, двух вариаций моделей САР в зависимости от наличия ДО и их последующее разделение по типу структуры делает актуальным решение задачи о как можно более минимальном построении имитационных моделей. В пункте 2.9.3 было отмечено важное обстоятельство, заключающееся в том, что уравнения, характеризующие математическую модель СД с ДО при учете насыщения магнитной системы, являются общим случаем для всех вариаций ОУ. В то же время легко заметить, что САР с переменной структурой для той же машины является общим случаем для остальных систем автоуправления. То есть, подставляя определенные для каждого частного случая коэффициенты,

параметры, координаты в уравнения, описывающие ОУ при наличии демпферной обмотки и учета насыщения магнитопровода, а также в его систему автоуправления, можно получить все многообразие исследуемых в данной работе автоматизированных электроприводов. Тем не менее, реализация всех вариаций за счет одной имитационной модели, в которую подставлялись бы величины, характеризующие тот или иной частный случай, не является возможным, что можно показать с помощью анализа структурных схем, представленных на рисунках 2.23 и 2.24. Подставляя в данные схемы частные значения параметров, коэффициентов и постоянных для демпферной обмотки равные нулю, мы неизбежно получаем некоторые передаточные функции, в знаменателе которых оказывается ноль, что может приводит к ошибкам при реализации данной модели программным путем. То есть сведение виртуальной модели синхронной машины с демпферной обмоткой к двигателю, не имеющей таковой, является программно невозможным, по крайней мере, с помощью используемой в рамках текущего исследования среды – MATLAB Simulink. В то же время учет эффекта насыщения магнитной системы двигателя или пренебрежение им в одной и той же модели может быть легко реализован за счет расчета и задания коэффициента учета насыщения магнитной системы ξ . В соответствии с рисунком Б.3 в текущей работе данный коэффициент определен полиномом четвертой степени от переменной ЭДС рассеяния, который может быть записан в общем виде следующим образом:

$$\xi(\bar{E}_\delta) = b_4 \bar{E}_\delta^4 + b_3 \bar{E}_\delta^3 + b_2 \bar{E}_\delta^2 + b_1 \bar{E}_\delta + b_0. \quad (3.1)$$

Коэффициент учета насыщения в зависимости от ЭДС рассеяния может принимать значения от нуля до единицы включительно. Равенство данного коэффициента единице соответствует ситуации, при которой магнитная система машины не насыщена, а равенство нулю – такому насыщению магнитопровода, при котором все коэффициенты самоиндукции и взаимной индукции, участвующие в формировании основного магнитного поля (кроме самоиндукции рассеяния от фазной обмотки статора), становятся равными нулю. Очевидно, что, если при имитационном моделировании приравнять нулевой коэффициент, входящий в уравнение (3.1), к единице, а все остальные полиномиальные коэффициенты принять равными нулю,

то мы получаем модель идеализированной машины независимо от количества контуров, отнесенных к ротору. Частные значения полиномиальных коэффициентов, которые используются при имитационном моделировании ОУ при учете эффекта насыщения магнитной системы и при пренебрежении им, приводятся в таблице 3.1.

Таблица 3.1 – Частные значения коэффициентов кривой коэффициента учета влияния насыщения, используемые при моделировании

Коэффициенты полинома (3.1)	Условное обозначение в файле-сценарии и модели	Учет насыщения магнитной системы в модели	
		исключен	введен
b_0	c(1)	1,0000	1,0001
b_1	c(2)	0	-0,2506
b_2	c(3)	0	0,7677
b_3	c(4)	0	-1,0364
b_4	c(5)	0	0,1621

Наконец, отметим тот факт, что САР с переменной структурой может быть легко превращена в обыкновенную систему автоуправления, в которой на постоянной основе действует закон управления по магнитному полю статора. Для реализации ПОУ только лишь по магнитному полю статора необходимо при моделировании учесть и задать параметр k_α , входящий в условия, заданные системой уравнений (2.172), несколько большим относительно отключающего ЭМ момента.

Таким образом, для исследования работы предлагаемой САР с переменной структурой при ее синтезе со всеми вариациями ОУ достаточно разработки двух имитационных моделей, построенных на основе ранее полученных математических моделей, описываемых уравнениями, указанными соответственно в столбцах 5 и 6 таблицы 2.7.

3.2 Определение моделируемых режимов работы автоматизированного синхронного электропривода

Следующим шагом после обозначения основных принципов, на которых базируется построение имитационной модели в данной работе, является определение наиболее важных режимов работы ЭП, на основе моделирования которых в виртуальной среде, можно оценить функциональность, работоспособность и эффективность предлагаемой САУ. В соответствии с технологическими требованиями к главному электроприводу реверсивных станов горячей прокатки необходимо убедиться, что разработанная модель САУ с переменной структурой позволяет осуществить:

- реверсирование двигателя;
- работу со скоростью выше основной, то есть двухзонное регулирование скорости СД;
- сохранение заданного технологическим режимом ускорения независимо от нагрузки, прикладываемой к валу;
- статическую ошибку по скорости, не превышающую 1 – 2 процента;
- отсутствие перерегулирования по сигналу скорости;
- отсутствие колебательности по сигналам электромагнитного момента и соответственно тока статора.

Более того, поскольку переключение законов управления магнитным полем СД производится релейным элементом, а расчет момента нагрузки косвенным способом – имеет смысл рассмотреть такой случай работы, когда момент нагрузки на валу машины оказывается равным уставке релейного переключателя или находится в ее окрестности. В таком случае имеется вероятность возникновения дребезга контакта, реализующего переключение между законами управления, вследствие чего задание на контуры тех или иных координат будет содержать в себе помехи.

Наконец, является целесообразным симитировать номинальный режим работы двигателя, когда его координаты должны соответствовать своим номинальным значениям, которые приведены в таблице Б.1. При этом стоит учитывать, что

величины переменных в установившемся режиме работы, характеризующие электромагнитные процессы, могут несколько отличаться от своих расчетных значений в том случае, если производится учет эффекта насыщения магнитной системы. Данное обстоятельство справедливо для любого режима работы СД.

Резюмируя все вышесказанное, можно определить режимы работы, исследование которых позволит оценить работоспособность и эффективность разработанной САР. В дальнейшем условимся называть один интервал работы ЭП с нагрузкой – пропуском. Под интервалом в данном случае понимается время работы ЭП при вращении ротора в одном и том же направлении с подачи задания на контур скорости (задания на разгон машины) до полного останова двигателя. Краткие характеристики исследуемых режимов работы приведены в таблице 3.2.

Таблица 3.2 – Управляющие и возмущающие воздействия при имитации пропусков

Номер пропуска	Вид тахограммы	Характеристики режима работы		
		Задание на скорость $\bar{\omega}_3$, о.е.	Момент нагрузки $\bar{M}_c$, о.е.	Коэффициент переключения k_α
1	треугольник	0,7	$\bar{M}_{max}$	1,4
2		-0,7	$-\bar{M}_{max}$	
3	трапеция	$\bar{\omega}_H$	1,4	1,4
4		$-\bar{\omega}_H$	$-\bar{M}_H$	
5	шестиугольник	$\bar{\omega}_{max}$	$\bar{M}_{min}$	
6		$-\bar{\omega}_{max}$	$-\bar{M}_{min}$	

После определения исследуемых режимов работы перейдем к составлению тахограммы и нагрузочной диаграммы ЭП. Из таблицы 3.2 видно, что при пропусках с нечетным номером ротор СД вращается в прямом направлении, а с четным – в обратном. Условимся, что временные интервалы пропусков аналогичной формы равны друг другу. Помимо совпадения интервалов также установим равенство времени разгона, торможения и работы с установившейся скоростью для пропусков с одинаковым характером изменения скорости ЭП. В таком случае формы тахограммы и нагрузочной диаграммы для пропусков с четными номерами 2, 4 и 6 будут

повторять в зеркальном отражении формы для пропусков с нечетными номерами 1, 3 и 5 соответственно. Вследствие этого, при составлении тахограммы и нагрузочной диаграммы ограничимся рассмотрением лишь пропусков, в которых СД вращается в прямом направлении. Также примем равными друг другу время пауз между пропусками на всем протяжении работы электропривода.

На рисунке 3.1 представлен вид тахограмм и нагрузочных диаграмм, соответствующих моделируемым нечетным пропускам. В таблице 3.3 приводятся данные о величинах временных промежутков, применяемых в текущей работе при имитационном моделировании тех или иных режимов работы автоматизированного ЭП.

Произведем краткое описание соображений, исходя из которых были сформированы некоторые временные характеристики, представленные в таблице 3.3:

- предварительное формирование базового потокосцепления необходимо для того, чтобы исключить инерционность, вносимую в систему при его формировании, при первом пропуске;
- подача в валки заготовки (появление возмущающего воздействия) при обработке заготовок на реверсивных станах горячей прокатки, как правило, осуществляется в момент времени, когда скорость вращения ротора достигает от десяти до тридцати процентов от установившейся / требуемой скорости [34, 39] (в данном случае при 30 процентах);
- выброс заготовки из валков осуществляется при скорости, которая близка или равна скорости ее захвата [34, 39] (в данном случае принимается равной);
- величины времени разгона и времени торможения формируются в зависимости от требуемого динамического тока, специфика выбора которого будет приведена далее.

С точки зрения технологии обработки металла давлением на реверсивных станах горячей прокатки временные параметры, приведенные в таблице 3.3, лишь отдаленно соответствуют тем, которые имеют место при работе реального главного ЭП. Во-первых, время пауз между пропусками не всегда равны друг другу, особенно при необходимости кантования слитка, и, как правило, имеют большую величину. Во-вторых, время торможения выбирается чуть меньшим в сравнении со

временем разгона, что обусловлено тем, что в процессе торможения со слитком в валках динамический момент меняет свой знак и начинает действовать встречно моменту нагрузки, тем самым уменьшая суммарный крутящий момент, приходящийся на вал СД со стороны нагрузки.

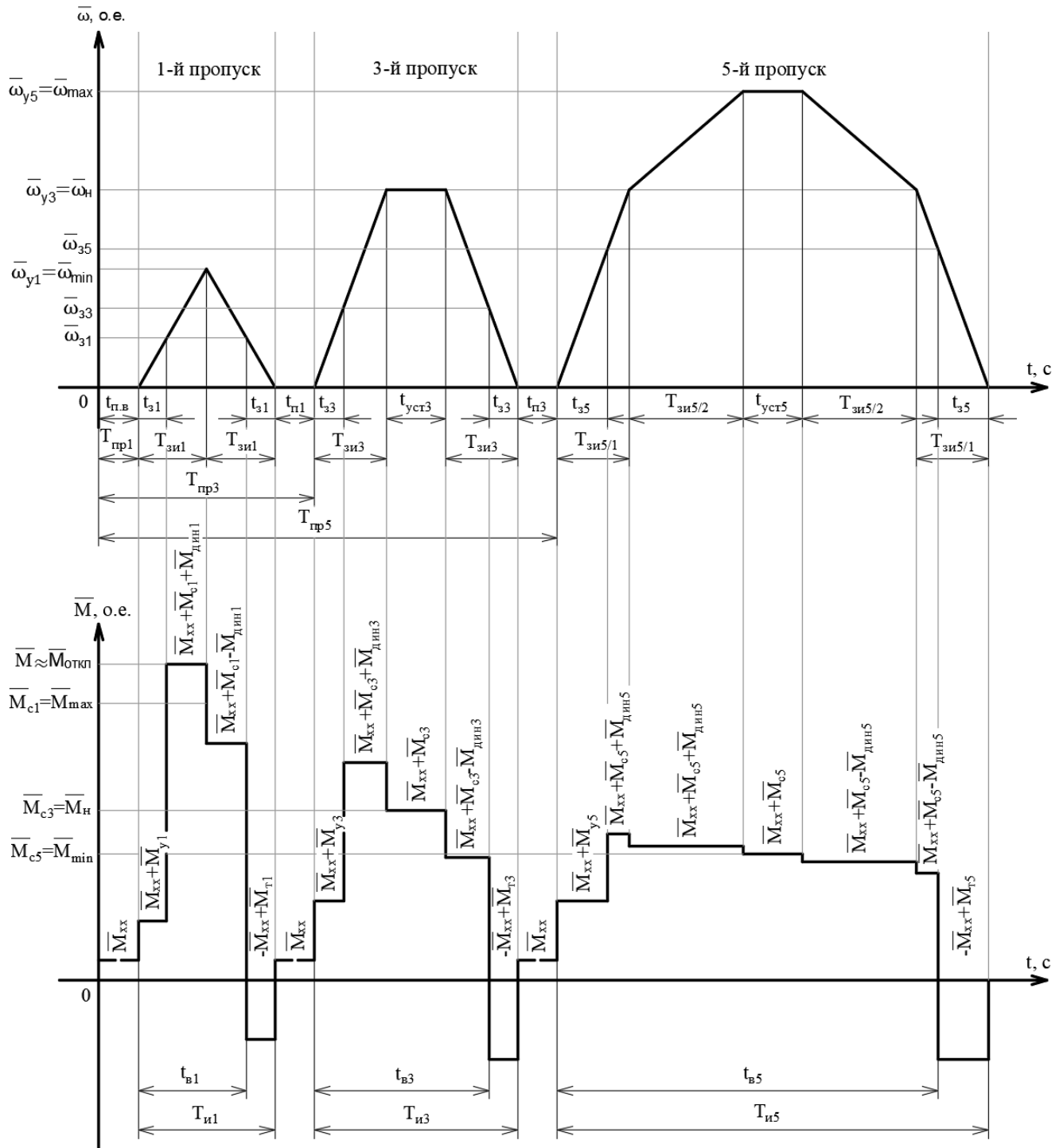


Рисунок 3.1 – Тахограмма и нагрузочная диаграмма электропривода при пропусках с прямым направлением вращения ротора машины

Таблица 3.3 – Временные характеристики имитируемых пропусков

Величина	Номер пропуска					
	1	2	3	4	5*	6*
Время подачи сигнала задания на контур скорости $T_{\text{пр}}$, с	3,0000	6,9952	10,9905	16,1299	21,2694	32,3093
					21,8043	32,8442
Время, через которое заготовка подается в валки, после формирования сигнала задания на контур скорости t_3 , с	0,4493		0,3209		0,5083	
Время разгона ЭП до установившейся / требуемой скорости** $t_p = T_{\text{зи}}$ ***, с	1,2500		1,0000		0,5349	
					3,7351	
Время торможения от установившейся / требуемой скорости $t_{\text{т}} = t_p = T_{\text{зи}}$, с	1,2500		1,0000		0,5349	
					3,7351	
Время, через которое заготовка выходит из валков, после формирования сигнала задания на контур скорости $t_{\text{в}} = T_{\text{и}} - t_3$, с	2,1250		3,7000		9,5317	
Время одного пропуска без учета пауз $T_{\text{и}}$, с	2,5000	2,5000	4,0000	4,0000	10,0400	10,0440
Время паузы между пропусками $t_{\text{п}}$, с	0	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000	1,0000
Время паузы в начале работы, выдерживаемое для предварительного формирования базового потокосцепления $t_{\text{п.в}}$, с	3,0000	—				
* Разделение на две строки у некоторых временных параметров говорит о том, что в САУ формируется два разных сигнала задания на контур скорости в рамках одного пропуска. ** При первых пропусках, когда нагрузка на валу двигателя значительно превышает номинальный ЭМ момент, участок работы с установившейся скоростью, как правило отсутствует – в таком случае в работе применяется понятие «требуемая скорость». *** $T_{\text{зи}}$ – постоянная времени задатчика интенсивности.						

Выход заготовки из валков также пытаются осуществить чуть раньше по сравнению с моментом ее захвата, а в последнем пропуске ее, как правило, выбрасывают при скорости машины близкой к установившейся. В-третьих, на практике число пропусков может в несколько раз (от двух до четырех) превышать то количество, которое установлено в данной работе.

Несмотря на озвученные особенности процесса прокатки, определение временных параметров, приведенных в таблице 3.3, в текущей работе вполне оправдано, ввиду следующих причин. При сравнительном анализе переходных процессов, возникающих в системах автоматического регулирования с типовой и переменной структурой важно оценить быстродействие автоматизированного синхронного ЭП при разгоне с нагрузкой на валу машины. Процесс торможения привода не несет в данном случае особого исследовательского интереса, равно как и оценка полного времени прокатки одной заготовки до готового продукта, вследствие чего время торможения, и момент выхода заготовки из валков могут быть приняты равными соответственно времени разгона и захвата, а величина времени паузы между пропусками взята произвольно.

3.3 К определению времени разгона

В рамках данного подраздела дадим краткое обоснование выбора конкретных величин времени разгона. Данная характеристика является одной из ключевых, поскольку напрямую определяет производительность прокатного стана. До недавнего времени в качестве главного ЭП прокатного стана использовались ЭМС постоянного тока, имеющие существенно больший момент инерции по сравнению с СД, который ограничивал их быстродействие на определенном уровне. Требуемое угловое ускорения ротора двигателя как постоянного, так и переменного тока в каждом конкретном режиме работы опирается на заданную величину динамического тока $\bar{I}_{\text{дин}}$. Величина динамического тока при любом используемом законе ПОУ связана с величиной динамического момента $\bar{M}_{\text{дин}}$ следующим соотношением:

$$\bar{M}_{\text{дин}} = \bar{\Psi}_b \bar{I}_{\text{дин}}. \quad (3.2)$$

Сама величина динамического момента определяется следующим образом:

$$\bar{M}_{\text{дин}} = T_m p \bar{\omega}. \quad (3.3)$$

Установим связь между величинами постоянной времени ЗИ и динамического момента. Из рисунка 3.1 видно, что разгон и торможение ротора двигателя

при любом из пропусков осуществляется по линейному закону, то есть имеет место быть равноускоренное вращательное движение, в связи с чем величина постоянной времени ЗИ может быть определена в соответствии с выражением:

$$T_{\text{зи}} = \frac{\omega_3 - \omega_0}{\varepsilon_3}, \quad (3.4)$$

где ω_3 – требуемая в соответствии с технологическим режимом скорость, $\frac{\text{рад}}{\text{с}}$;

ω_0 – начальная скорость вращения ротора, $\frac{\text{рад}}{\text{с}}$;

ε_3 – заданное угловое ускорение ротора, $\frac{\text{рад}}{\text{с}^2}$.

Выразим постоянную времени и уравнение динамического момента через угловое ускорение ротора, данное в о.е. Для этого введем понятие базисного углового ускорения ε_6 , которое можно определить как угловое ускорение, при котором синхронная машина достигает базисной угловой скорости ω_6 за время, соответствующее механической постоянной времени электропривода, приведенной к ротору двигателя $T_{\text{м}}$. Из данного определения получаем:

$$\varepsilon_6 = \frac{\omega_6}{T_{\text{м}}}. \quad (3.5)$$

С учетом уравнения (3.5) выражения (3.2) – (3.4) могут быть записаны следующим образом:

$$T_{\text{м}} \frac{\varepsilon}{\omega_6} = \bar{\varepsilon} = \bar{\Psi}_6 \bar{I}_{\text{дин}}, \quad (3.6)$$

$$T_{\text{зи}} = \left(\frac{\omega_3}{\omega_6} - \frac{\omega_0}{\omega_6} \right) \frac{\varepsilon_6}{\varepsilon_3} \cdot T_{\text{м}} = \frac{\bar{\omega}_3 - \bar{\omega}_0}{\bar{\varepsilon}_3} T_{\text{м}}. \quad (3.7)$$

Подставляя угловое ускорение, выраженное в о.е., из уравнения (3.6) в выражение (3.7), получаем зависимость постоянной времени ЗИ от динамического тока:

$$T_{\text{зи}} = \frac{\bar{\omega}_3 - \bar{\omega}_0}{\bar{\Psi}_6 \bar{I}_{\text{дин}}} T_{\text{м}}. \quad (3.8)$$

Величина динамического тока для ДПТ с НВ обычно составляет от восьми-десяти до ста процентов от номинального тока при типовом угловом ускорении, находящимся в диапазоне $40 - 70 \frac{\text{рад}}{\text{мин} \cdot \text{с}}$. Поскольку синхронная машина обладает значительно меньшим моментом инерции⁷ угловое ускорение ротора машины

⁷ Для сравнения момент инерции реверсивных ДПТ серии П2 и ПВ2 сходной мощности превышает практически в 10 раз момент инерции рассматриваемого в работе СД [68].

может быть значительно увеличено даже при меньшем значении динамического тока. Снижение величины требуемого динамического тока может быть оправдано из соображений уменьшения величины перерегулирования по координатам ЭМ момента и тока статора при разгоне СД с нагрузкой на валу. Также стоит учитывать, что в области нагрузок близких к максимальной величина динамического тока ограничивается уставкой отсечки по току статора – отключающему току. При работе ЭП во второй зоне – со скоростью выше основной – динамический ток статора может быть принят большим по сравнению с другими режимами, поскольку в таком случае, момент нагрузки оказывается меньше номинального вследствие того, что регулирование во второй зоне обычно производят в соответствии с условием сохранения постоянства номинальной ЭМ мощности. Иными словами, момент нагрузки в относительных единицах изменяется обратно пропорционально относительно скорости.

3.4 Расчетная часть имитационной модели

Процесс построения имитационных моделей можно разделить на две части:

- формирование расчетной части модели за счет скрипта в среде программирования MATLAB;
- визуальное программирование моделей в среде MATLAB Simulink, которое осуществляется на основе ранее полученных математических моделей.

При визуальном программировании все параметры, константы, коэффициенты и требуемые частные значения переменных задаются в общем виде, а их величины при имитации работы модели формируются за счет выполнения кода программы-скрипта, в котором производится их расчет. При составлении программы файла-сценария ряд индексов не может быть записан в том виде, в котором они представлены работе. То же самое замечание относится к буквенным обозначениям величин, для которых был использован алфавит греческого языка. Логика записи наиболее часто применяемых индексов и буквенных обозначений в разработанной программе и текущей работе представлены в таблице 3.4 и 3.5 соответственно.

Таблица 3.4 – Логика присвоения индексов в работе и программе

Значение величины	Применяемый в работе индекс	Применяемый в программе индекс
относящееся к статору	s	s
проекций по оси d	d	d
проекций по оси q	q	q
относящееся к «фиктивной цепи» рассеяния	δ	d
относящееся к ротору	f	f
относящееся к ДО по оси d	D	D
относящееся к ДО по оси q	Q	Q
базовое	b	b
данное в о.е.	верхнее подчеркивание	o
фазное	ϕ	ph
амплитудное	отсутствует	a
номинальное	n	n
максимальное	m	m
в переходном режиме	'	убирается индекс «s»
в сверхпереходном режиме	''	убирается индекс «s» и добавляется индекс «2»
выраженное в радианах	отсутствует	rad
выраженное в градусах	отсутствует	deg

Таблица 3.5 – Запись в программе величин, для которых в работе используются буквы греческого алфавита

Обозначение величины в работе	Обозначение величины в программе
α	a
β	b
ε	e
η	KPD
μ	m

Продолжение таблицы 3.5

Обозначение величины в работе	Обозначение величины в программе
ξ	Ksi
ρ	p
φ	fi
χ	X
ψ	v
ω	w
Ψ	V

В ходе выполнения расчета часть величин будет справедлива лишь для закона управления по магнитному полю статора. При расчете величин в программе, значения которых справедливы лишь для управления по полю статора будем использовать «(S)» в конце комментария, для иного режима – «(D)», в случае справедливости значения величины для обоих законов управления запись после комментария будет отсутствовать. Если необходимо вычислить несколько значений одной и той же физической величины, к примеру, номинальный или максимальный ток, то величина задается в виде одно- или двухмерного массива. В общем случае выступает двухмерный массив, матрица $\mathbf{X}$ которого имеет следующую структуру:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_{1,1} & x_{1,2} \\ x_{2,1} & x_{2,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{sn} & X_{sm} \\ X_{\delta n} & X_{\delta m} \end{bmatrix}, \quad (3.9)$$

где $x_{1,1}, \dots, x_{2,2}$ – элементы матрицы;

X_{sn} и X_{sm} – соответственно номинальное и максимальное значение величины X , относящейся к цепи статора;

$X_{\delta n}$ и $X_{\delta m}$ – соответственно номинальное и максимальное значение величины X , относящейся к «фиктивной цепи» рассеяния.

На рисунке 3.2 представлена инициализация каталожных и паспортных величин, характеризующих синхронную машину и преобразователей, питающих обмотки последних. На рисунках 3.3, 3.4 и 3.5 представлены фрагменты файла-сценария, отвечающие соответственно за объявление массивов, содержащих основные

точки статических характеристик; за расчет частных значений статических характеристик машины при различных законах управления магнитным полем и за расчет или определение параметров системы автоматического управления.

```

5      % Параметры двигателя и преобразователей
6 -    P=4*10^6;                                % Номинальная мощность на валу двигателя
7 -    Isn=744;                                  % Ток фазы статора (действующий)
8 -    Isna=Isn*sqrt(2);                        % Ток фазы статора амплитудный
9 -    Usn=3165;                                % Действующее значение линейного
10     % напряжения статора (S)
11 -    Uspha=Usn*sqrt(2/3);                    % Амплитудное значение напряжения фазы
12     % статора (S)
13 -    Xs=[1 1; zeros(1,2)];                  % Коэффициент мощности Xs(1),Xs(2) - (S)
14 -    Psn=sqrt(3)*Usn*Isn*Xs(1);              % Электромагнитная активная мощность (S)
15 -    KPD=P/Psn;                              % КПД двигателя
16 -    nn=310;                                 % Номинальная частота вращения об/мин
17 -    nm=982;                                 % Максимальная частота вращения об/мин
18 -    wn=nn*pi/30;                           % Номинальная угловая скорость
19 -    wm=nm*pi/30;                           % Максимальная угловая скорость
20
21
22 -    Zp=4;                                    % Число пар полюсов
23 -    fn=Zp*wn/(2*pi);                        % Ном. частота напряжения на статоре
24 -    fm=Zp*wm/(2*pi);                        % Макс. частота напряжения на статоре
25 -    w0el=2*pi*fn;                           % Скорость вращения в эл. пространстве
26 -    Mn=P/wn;                                 % Ном. момент "полезной" нагрузки
27 -    Mxx=(Psn-P)/wn;                         % Момент потерь на XX
28 -    M=Mn+Mxx;                               % Номинальный полный момент
29 -    Mp1=2.25*M;                             % Максимальная нагрузка на валу
30 -    Mp2=2.5*M;                             % Момент перегрузки на валу
31 -    Mp3=2.75*M;                             % Отключающий момент на валу
32 -    Mmw=39*10^3;                           % Момент нагрузки во второй зоне
33 -    J=1.2*1380;                             % Момент инерции одномассовой системы
34 -    Ism=Mp3/M*Isn;                         % Макс. действ. ток в обм. статора (расчет)
35 -    Isma=Mp3/M*Isna;                       % Макс. амплит. ток в обм. статора (расчет)
36 -    Ifn=191;                                % Номинальный ток в ОБ (S)
37 -    Ufn=168.7;                             % Номинальное напряжение на ОБ (S)
38 -    Rf=Ufn/Ifn;                             % Активное сопротивление ОБ
58     % Справочные характеристики обмотки статора, ОБ и ДО в о.е.
59 -    Lsdo=1.652;                             % Индуктивность статора по оси d
60 -    Ldo=0.2452;                             % Переходная индуктивность ОЯ по оси d
61 -    Ld2o=0.1732;                           % Сверхпереходная индуктивность ОЯ по оси q
62 -    Lsqo=0.793;                             % Индуктивность статора по оси q
63 -    Lqo=Lsqo;                               % Переходная индуктивность ОЯ по оси q
64 -    Lq2o=0.1951;                           % Сверхпереходная индуктивность ОЯ по оси q
65 -    Lsio=0.122;                             % Индуктивность рассеяния фазы статора
66 -    Rso=0.04673751/Rsb;                     % Активное сопротивление фазы статора
67 -    LDo=0.0799;                             % Индуктивность ДО по оси d
68 -    RDo=0.0409;                             % Активное сопротивление ДО по оси d
69 -    LQo=0.0805;                             % Индуктивность ДО по оси q
70 -    RQo=0.0295;                             % Активное сопротивление ДО по оси q

```

Рисунок 3.2 – Инициализация переменных, параметров и постоянных, отражающих каталожные характеристики силового оборудования ЭП

```

155 % Расчет статических характеристик синхронной машины (о.е.)
156 % 1. Расчет исходных величин, относительно которых выполняется расчет
157 % статических характеристик
158 % Электрические параметры (S) и (D) режимов (о.е.).
159 - Vbo=Vb/Vb; % Базовое значение потокоцепления в о.е.
160 - Iso=[Isna/Isb, Isma/Isb]; % Ток статора в ном. и макс. режимах в о.е.
161 - Uso=zeros(2,2); % Напряжение статора в (S) и (D) режиме
162
163 % Расчет углов для (S) и (D) режимов (a - угол между простр. вekt.
164 % потокоцепления статора Vs и тока статора Is, b - между потокоцеплением
165 % рассеяния Vd и током статора Is).
166 % В радианах
167 - arad=[pi/2, pi/2; atan(Vbo/(Lsio*Iso(1))), atan(Vbo/(Lsio*Iso(2)))];
168 - brad=pi-[atan(Vbo/(Lsio*Iso(1))), atan(Vbo/(Lsio*Iso(2)))] pi/2, pi/2];
169 % В градусах
170 - adeg=arad*180/pi;
171 - bdeg=brad*180/pi;
172
173 % Основные механические и электромеханические величины (о.е.)
174 - M=[M/Mb, Mp3/Mb]; % Электромагнитный момент
175 - wo=[wn/wb, wm/wb]; % Скорость ротора в физическом пространстве
176 - welno=w0el/welb; % Скорость ротора в электр-ком пространстве
177
178 % Потокоцепления статора и рассеяния
179 - Vso=zeros(2,2);
180 - Vdo=zeros(2,2);
181 - for i=1:2
182 -     for j=1:2
183 -         Vso(i,j)=M(j)/(Iso(j)*sin(arad(i,j)));
184 -         Vdo(i,j)=M(j)/(Iso(j)*sin(brad(i,j)));
185 -     end
186 - end
187
188 % 2. Объявление массивов основных электрических величин машины в (S) и (D)
189 % режимах работы
190 - cosfi=zeros(2,2); % Коэффициент мощности статора
191 - firad=zeros(2,2); % Сдвиг фаз между Us и Is в радианах
192 - fideg=zeros(2,2); % Сдвиг фаз между Us и Is в градусах
193 - isqo=zeros(2,2); % Ток в обмотке статора на оси q
194 - isdo=zeros(2,2); % Ток в обмотке статора на оси d
195 - vsqo=zeros(2,2); % Потокоцепление в обм. статора по оси q
196 - vsdo=zeros(2,2); % Потокоцепление в обм. статора по оси d
197 - vdqo=zeros(2,2); % Потокоцепление рассеяния по оси q
198 - vddo=zeros(2,2); % Потокоцепление рассеяния по оси d
199 - vDo=zeros(2,2); % Потокоцепление ДО по оси d
200 - vQo=zeros(2,2); % Потокоцепление ДО по оси q
201 - usqo=zeros(2,2); % Напряжение на обм. статора по оси q
202 - usdo=zeros(2,2); % Напряжение на обм. статора по оси d
203 - Vfo=zeros(2,2); % Потокоцепление в обмотке возбуждения
204 - Ifo=zeros(2,2); % Ток в обмотке возбуждения
205 - Ufo=zeros(2,2); % Напряжение на обмотке возбуждения
206 - Eso=zeros(2,2); % ЭДС обмотки статора
207 % Проверочные значения
208 - Isto=zeros(2,2); % Проверка расчета тока статора
209 - Vsto=zeros(2,2); % Проверка расчета потокоцепления статора
210 - Vdto=zeros(2,2); % Проверка расчета потокоцепл. рассеяния
211 - Usto=zeros(2,2); % Проверка расчета напряжения на обм. стат.
212 - Mdfo=zeros(2,2); % Проверка по коэф. взаимной индукции

```

Рисунок 3.3 – Объявление массивов статических характеристик машины и расчет их некоторых частных значений

```

215 % 3. Расчет общих знаменателей, входящих в выражения различных величин
216 - DenSi=zeros(2,2);
217 - DenSq=zeros(2,2);
218 - for i=1:2
219 -     for j=1:2
220 -         DenSi(i,j)=sqrt(1-2*Lsio*Iso(j)*cos(arad(i,j))/Vso(i,j)...
221 -             +(Lsio*Iso(j)/Vso(i,j))^2);
222 -         DenSq(i,j)=sqrt(1-2*Lsqo*Iso(j)*cos(arad(i,j))/Vso(i,j)...
223 -             +(Lsqo*Iso(j)/Vso(i,j))^2);
224 -     end
225 - end
226
227 % 4. Расчет частных значений статических характеристик машины
228 - for i=1:2
229 -     for j=1:2
230 -         Uso(i,j)=sqrt(Rso^2*Iso(j)^2+2*wo(1)*Vso(i,j)*Rso*Iso(j)...
231 -             *sin(arad(i,j))+wo(1)^2*Vso(i,j)^2);
232
233 -         cosfi(i,j)=(Rso*Iso(j)+wo(1)*Vso(i,j)*sin(arad(i,j)))/Uso(i,j);
234 -         firad(i,j)=acos(cosfi(i,j));
235 -         fideg(i,j)=firad(i,j)*180/pi;
236 -         isqo(i,j)=Iso(j)*sin(arad(i,j))/DenSq(i,j);
237 -         isdo(i,j)=(Iso(j)*(Vso(i,j)*cos(arad(i,j))-Lsqo*Iso(j))...
238 -             /(Vso(i,j)*DenSq(i,j)));
239
240 -         Isto(i,j)=sqrt(isqo(i,j)^2+isdo(i,j)^2);
241 -         vsqo(i,j)=Lsqo*Iso(j)*sin(arad(i,j))/DenSq(i,j);
242 -         vsdo(i,j)=(Vso(i,j)-Lsqo*Iso(j)*cos(arad(i,j)))/DenSq(i,j);
243 -         Vsto(i,j)=sqrt(vsqo(i,j)^2+vsdo(i,j)^2);
244 -         vdqo(i,j)=(Lsqo-Lsio)*Iso(j)*sin(arad(i,j))/DenSq(i,j);
245 -         vddo(i,j)=(Vso(i,j)^2-(Lsqo+Lsio)*Vso(i,j)*Iso(j)*cos(arad(i,j))...
246 -             +Lsqo*Lsio*Iso(j)^2)/(Vso(i,j)*DenSq(i,j));
247
248 -         Vdto(i,j)=sqrt(vdqo(i,j)^2+vddo(i,j)^2);
249 -         usqo(i,j)=(Iso(j)*(Rso*sin(arad(i,j))-Lsqo*wo(1)...
250 -             *cos(arad(i,j)))+wo(1)*Vso(i,j))/DenSq(i,j);
251
252 -         usdo(i,j)=(Vso(i,j)*Iso(j)*(Rso*cos(arad(i,j))-Lsqo*wo(1)...
253 -             *sin(arad(i,j)))-Rso*Lsqo*Iso(j)^2)/(Vso(i,j)*DenSq(i,j));
254
255 -         Usto(i,j)=sqrt(usqo(i,j)^2+usdo(i,j)^2);
256 -         Eso(i,j)=wo(1)*Vso(i,j);
257 -         Vfo(i,j)=(Vso(i,j)-(Ldo+Lsqo)*Iso(j)*cos(arad(i,j))...
258 -             +Ldo*Lsqo*Iso(j)^2/Vso(i,j))/DenSq(i,j);
259
260 -         Ifo(i,j)=(Vso(i,j)-(Lsdo+Lsqo)*Iso(j)*cos(arad(i,j))...
261 -             +Lsdo*Lsqo*Iso(j)^2/Vso(i,j))/DenSq(i,j);
262
263 -         vQo(i,j)=mqQ*Lsqo*isqo(i,j);
264 -         vDo(i,j)=mdD*Lsdo*isdo(i,j)+KD*Ifo(i,j);
265 -         Mdfo(i,j)=(Vso(i,j)^2-(Lsdo+Lsqo)*Vso(i,j)*Iso(j)*cos(arad(i,j))...
266 -             +Lsdo*Lsqo*Iso(j)^2)/(Vso(i,j)*Ifo(i,j)*DenSq(i,j));
267 -     end
268 - end

```

Рисунок 3.4 – Фрагмент кода, осуществляющий расчет основных точек статических характеристик машины

```

270 % Расчет коэффициентов ОС, коэффициентов передачи датчиков и звеньев
271 - Uy=1; % Ном. знач. задающего сигнала в о.е
272 - Kfi=If0(1,2)/If0(1,1); % Коэф. форсировки по току ОБ
273 - Kfu=Kfi+1; % Коэф. форсировки по напряжению ОБ
274 - Uxxv=Kfu*Ufn; % Напряжение форсировки ТВ
275 - Uxxo=Kfu; % Напряжение ХХ ТВ в о.е.
276 - Ktp=Uxxv/Uy; % Коэффициент передачи ТВ
277 - Kw=1; % Коэффициент ОС по скорости ротора
278 - Ksd=1; % Коэффициент ОС по потокосцеплению оси d
279 - Ksq=1; % Коэффициент ОС по потокосцеплению оси q
280 - Kvf=1; % Коэффициент ОС по потокосцеплени. ОБ
281 - km=Uy/M(2); % Коэффициент ОС по моменту
282 - Kns=48; % Подстроечный коэффициент РС
283 - Tmu=0.001; % Некомпенсируемая постоянная времени ПЧ
284 - Tmv=0.01; % Некомпенсируемая постоянная времени ТВ
285 - Tmin1=0.9*Td; % Пост. вр. регуляторов проекций тока стат.
286 % по оси q и d для САУ СД без ДО
287 - Tmin2=0.9*Td2; % Пост. вр. регуляторов проекций тока стат.
288 % по оси q и d для САУ СД с ДО
289 - Tkdm=0.001; % Датчик момента нагрузки
290
291 % Коэффициенты полинома аппроксимированной кривой намагничивания:
292 % Ksi=c(5)*Edo^4+c(4)*Edo^3+c(3)*Edo^2+c(2)*Edo+c(1)
293 - c=[1.0001, -0.2506, 0.7677, -1.0364, 0.1621];
294 % Коэффициенты полинома аппроксимированной кривой намагничивания для
295 % случая, когда допускается, что магнитная система СД не насыщается
296 % c=[1.000, 0, 0, 0, 0];
297
298 % Настройка системы двухзонного регулирования путем ослабления поля
299 - Esogr=Vb*wn*Zp; % Номинальная ЭДС (без учета статизма)
300 - Esogro=Esogr/Esb; % ЭДС ограничения в о.е.
301 - Tal=0.05; % Постоянная времени ФНЧ САУ СД без ДО

```

Рисунок 3.5 – Фрагмент кода, отвечающий за задание и расчет параметров САУ

3.5 Обзор имитационных моделей

Построение имитационных моделей автоматизированных синхронных ЭП в каждом случае включает в себя моделирование трех основных блоков:

- системы автоматического управления синхронного двигателя;
- синхронного двигателя с ДО или без;
- контрольно-измерительной системы синхронного двигателя.

Помимо данных блоков необходимо также осуществить моделирование системы для формирования задающих и возмущающих воздействий, а также блоков для снятия сигналов по тем или иным координатам ЭП. Последние элементы автоматизированного ЭП являются общими для обеих машин, вследствие чего целесообразно начать обзор с их рассмотрения. Общий вид модели автоматизированного ЭП представлен на рисунке 3.6.

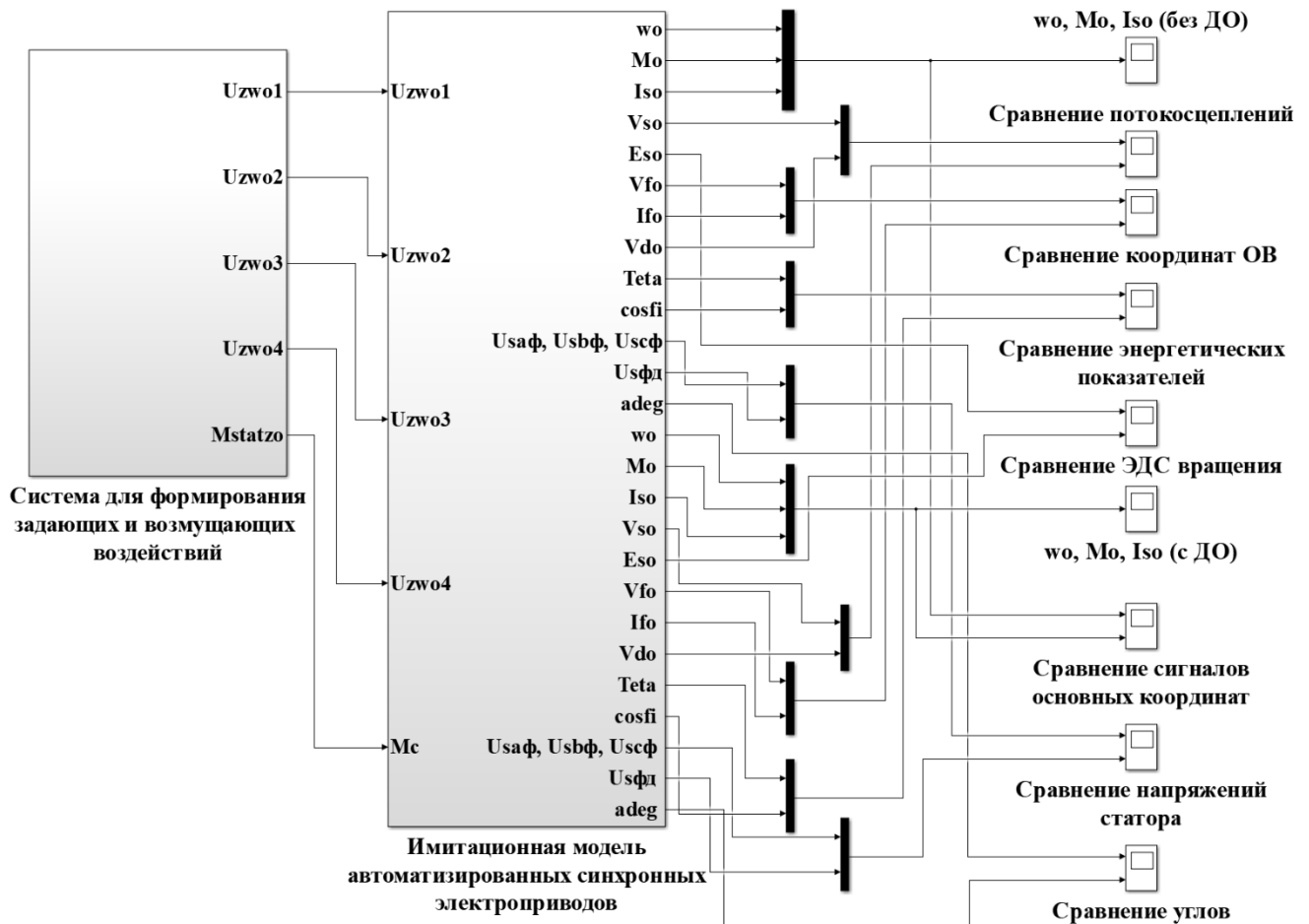


Рисунок 3.6 – Общий вид разработанной имитационной модели

На рисунках 3.7 и 3.8 приведены соответственно имитационные модели системы формирования задающих сигналов на контур скорости и блока, отвечающего за генерацию возмущающих воздействий.

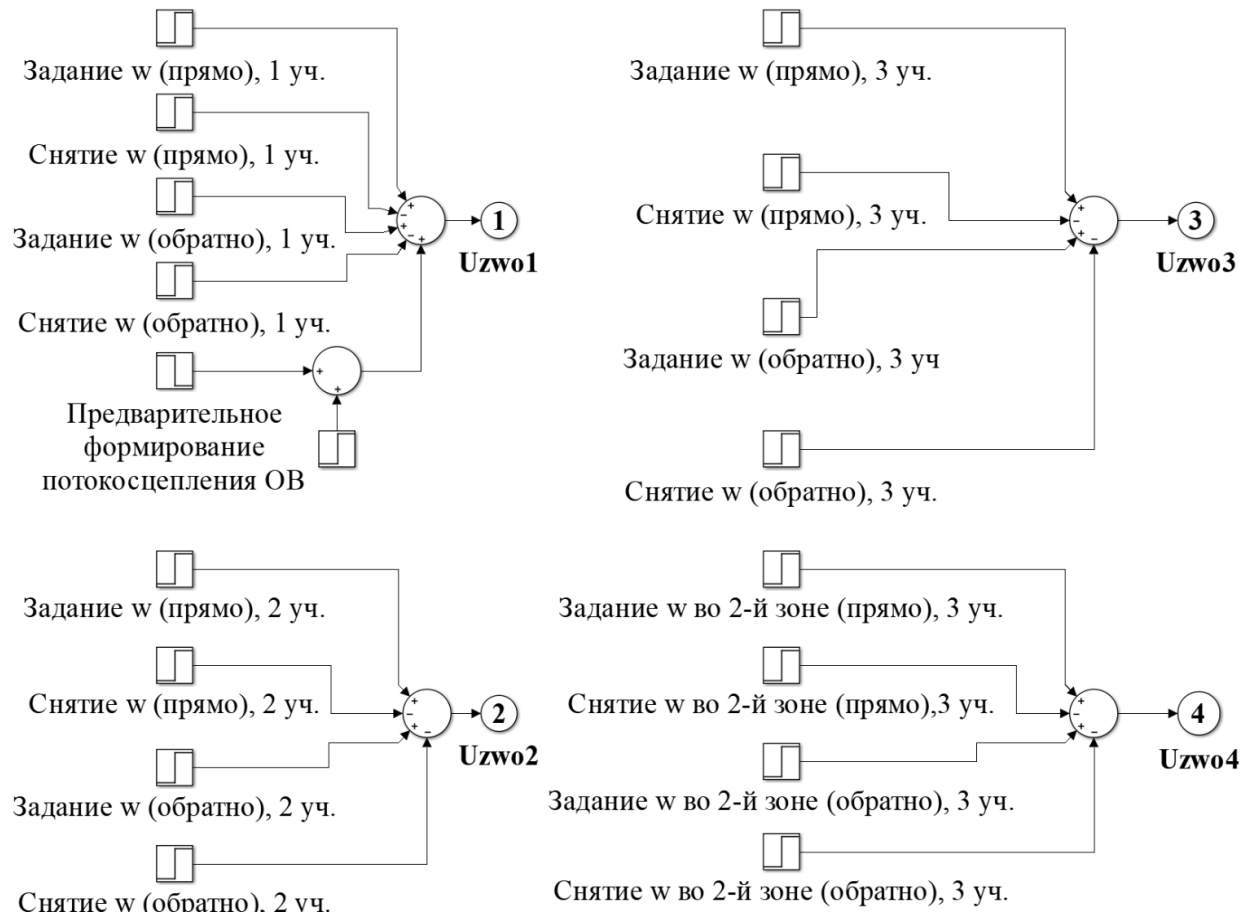


Рисунок 3.7 – Виртуальная модель системы задания управляющих воздействий

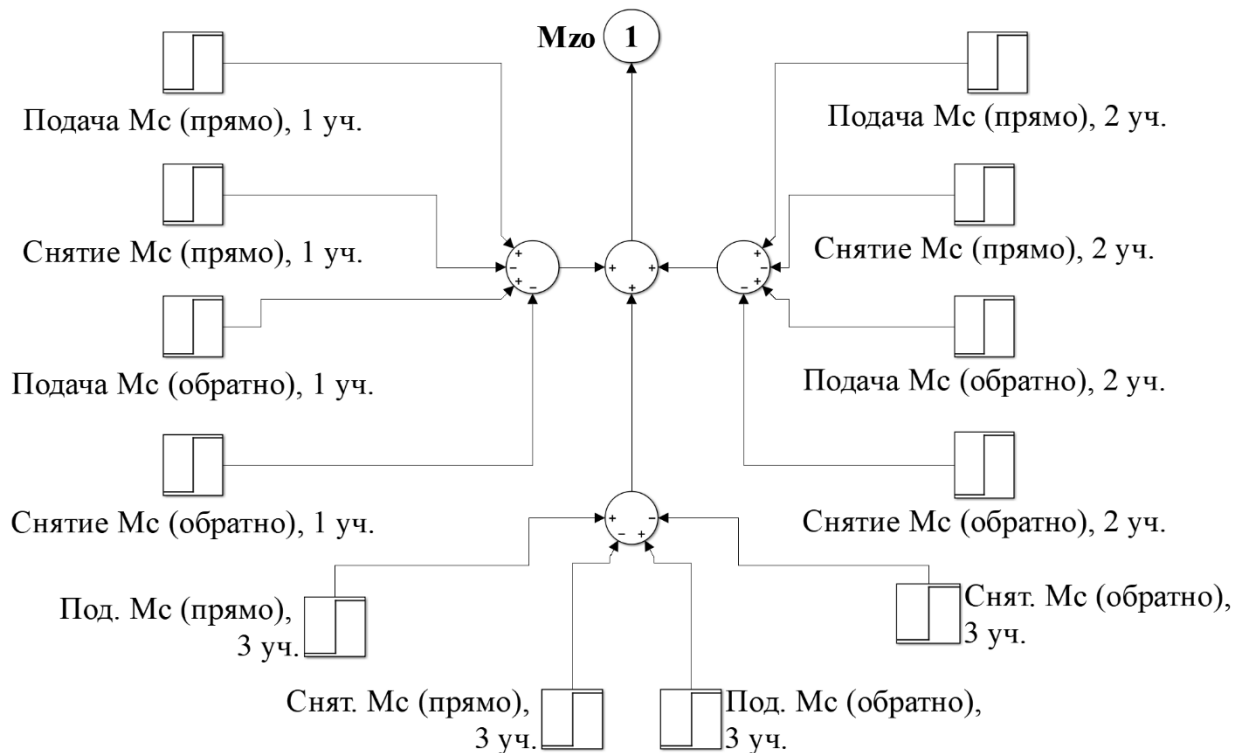


Рисунок 3.8 – Виртуальная модель блока генерации момента нагрузки

На рисунках 3.9 и 3.10 приводится содержание блока «Имитационная модель автоматизированных синхронных электроприводов».

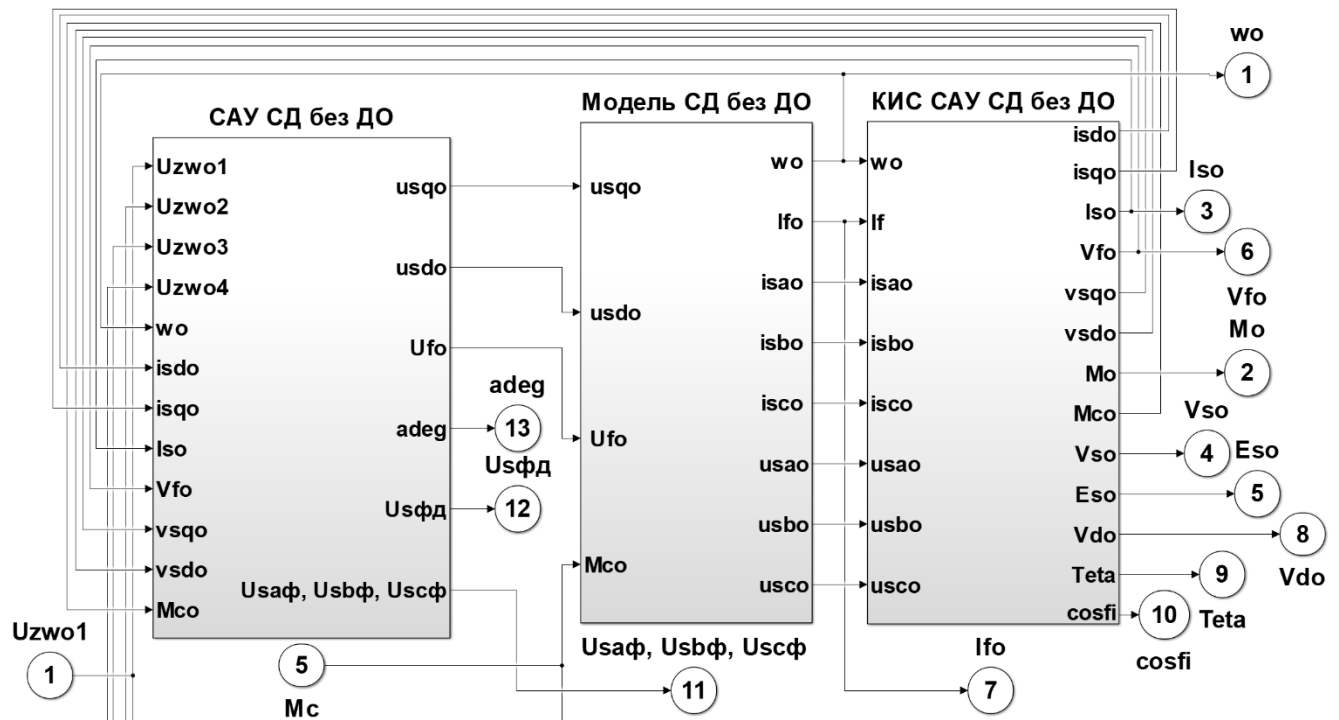
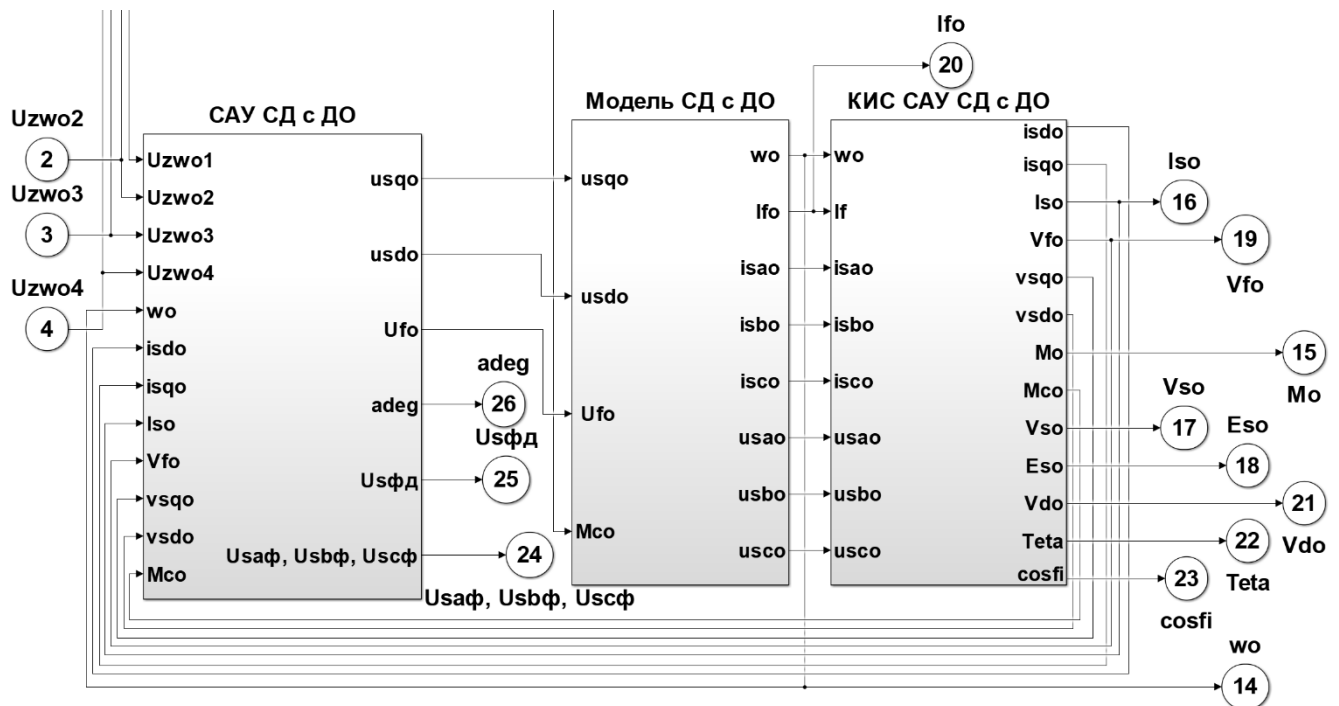


Рисунок 3.9 – Структура блока «Имитационная модель автоматизированных синхронных электроприводов» в среде MATLAB Simulink, часть №1



На рисунках 3.9 и 3.10 приводятся две разных имитационных модели автоматизированного синхронного ЭП вращения валков реверсивного стана горячей прокатки, на которые подаются одинаковые по величине управляющие и возмущающие воздействия в одни и те же промежутки времени. В дальнейшем более удобно производить обзор моделей по отдельности. При этом, учитывая тот факт, что системы автоуправления для синхронной машины с демпферной обмоткой и без таковой практически идентичны ограничимся рассмотрением лишь первой из них.

3.5.1 Имитационная модель системы автоуправления синхронной машины с демпферной обмоткой

Обзор модели начнем в соответствии с логической последовательностью объектов: машина, контрольно-измерительная система, система автоуправления. Имитационная модель синхронного двигателя с успокоительной обмоткой представлена на рисунке 3.11.

В таблице 3.6 приводится сопоставление между блоками, изображенными на рисунке 3.11, с их математическими моделями, на основе которых произведено их построение в графической среде.

Имитационная модель блока «d-q to ABC» приведена на рисунке 3.12.

Блок, представленный на рисунке 3.12, в данном случае позволяет получить мгновенные значения фазных токов и напряжений статора, которые в дальнейшем обрабатываются контрольно-измерительной системой. Имитационные модели блоков, ответственных за учет насыщения магнитной системы СД, приведены на рисунках 3.13 – 3.15.

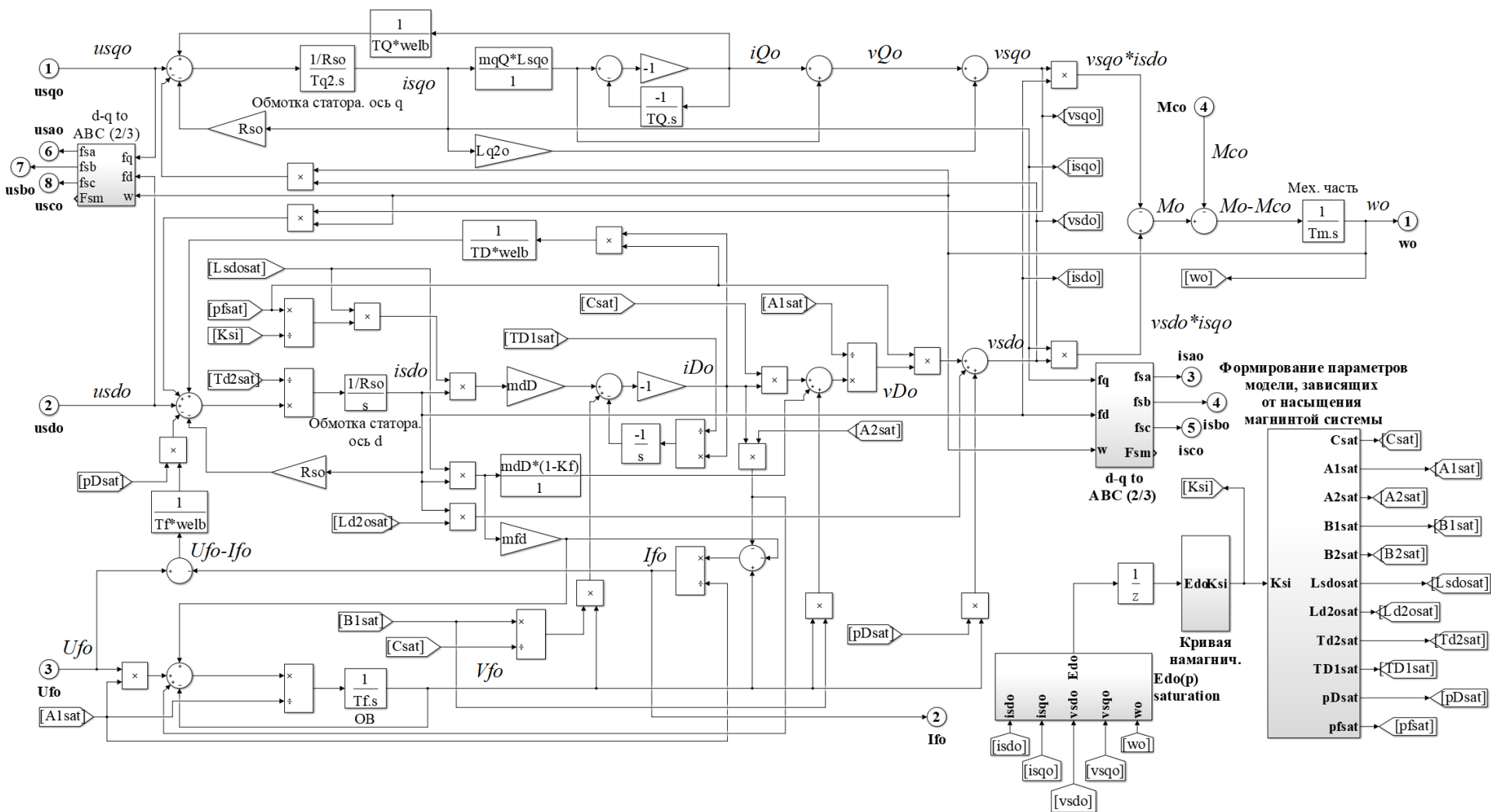


Рисунок 3.11 – Имитационная модель синхронного двигателя с демпферной обмоткой при учете эффекта насыщения магнитной системы

Таблица 3.6 – Соответствие между имитационными и математическими моделями блоков, представленных на рисунке 3.11

Имитационная модель блока (наименование)	Математическая модель	
	уравнения	номер рисунка
d-q to ABC (2/3)	(2.220)	–
Edo(p) saturation	(2.136), (2.138)	–
Кривая намагничивания	(2.186)	2.24
Формирование параметров модели, зависящих от насыщения магнитной системы	(2.190), (2.191), (2.203) – (2.208)	2.24

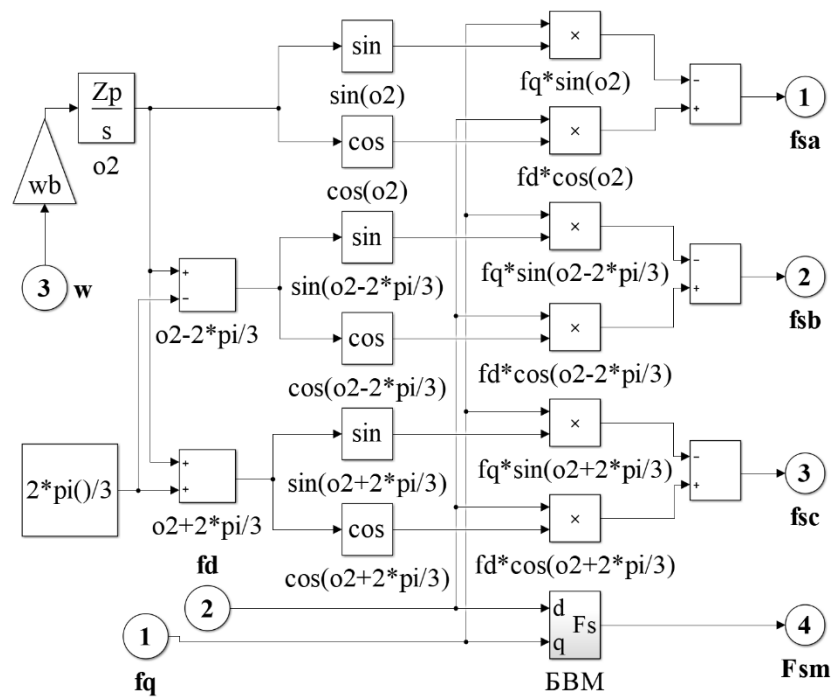


Рисунок 3.12 – Блок «d-q to ABC (2/3)»

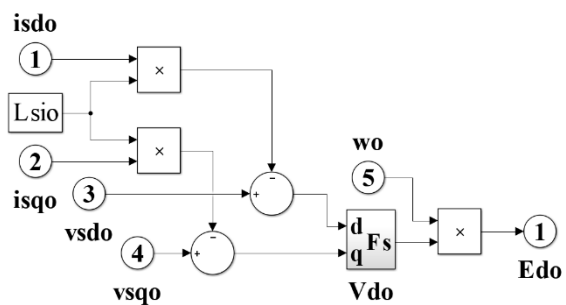


Рисунок 3.13 – Блок формирования ЭДС рассеяния

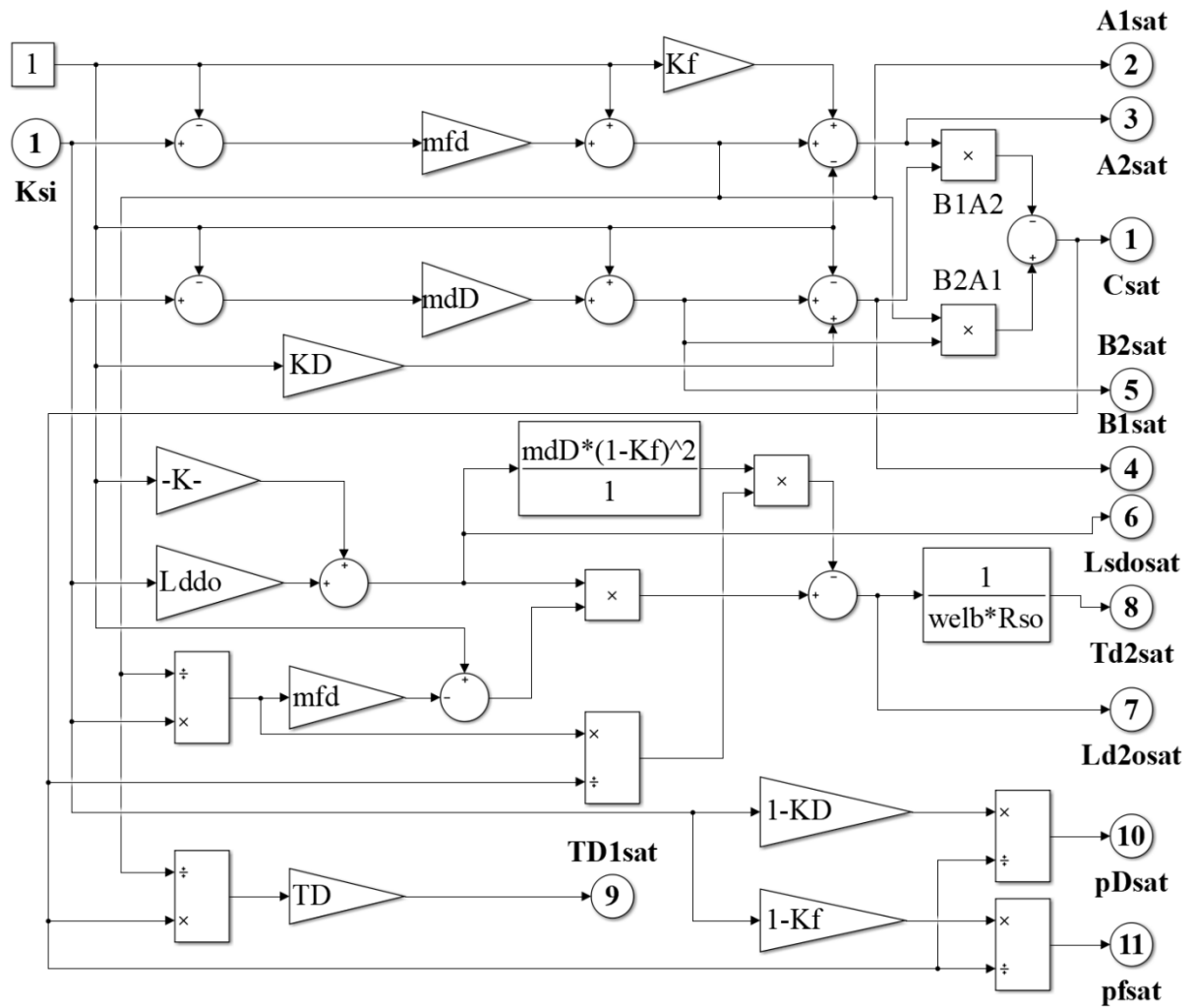


Рисунок 3.14 – Блок формирования коэффициентов, зависящих от коэффициента ξ , для синхронного двигателя с успокоительной обмоткой

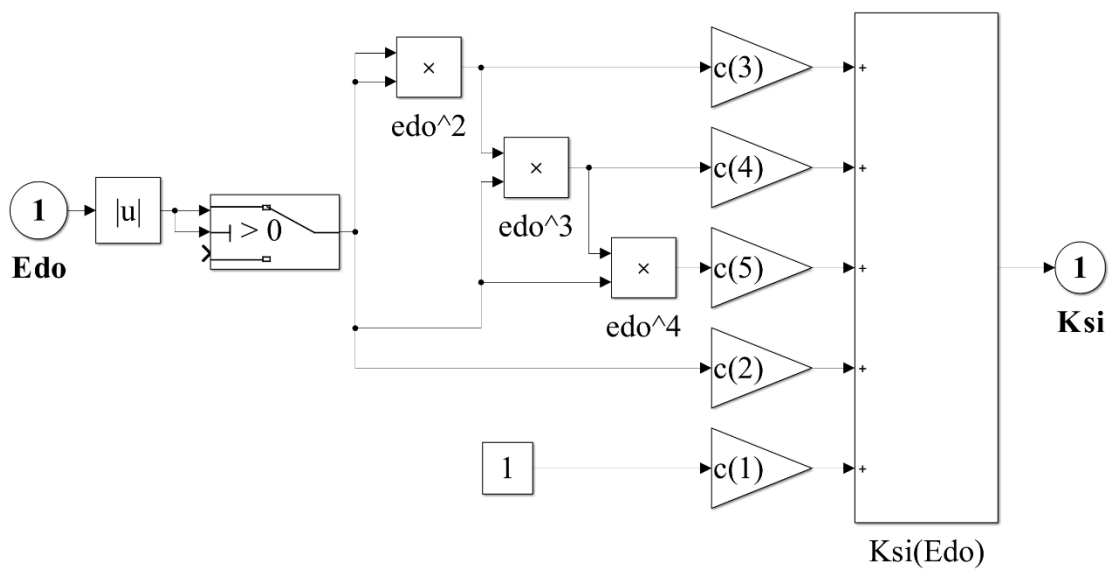


Рисунок 3.15 – Блок формирования коэффициента учета влияния насыщения

Рассмотрим контрольно-измерительную систему для системы автоуправления синхронной машиной с ДО, имитационная модель которой приводится на рисунках 3.16 и 3.17.

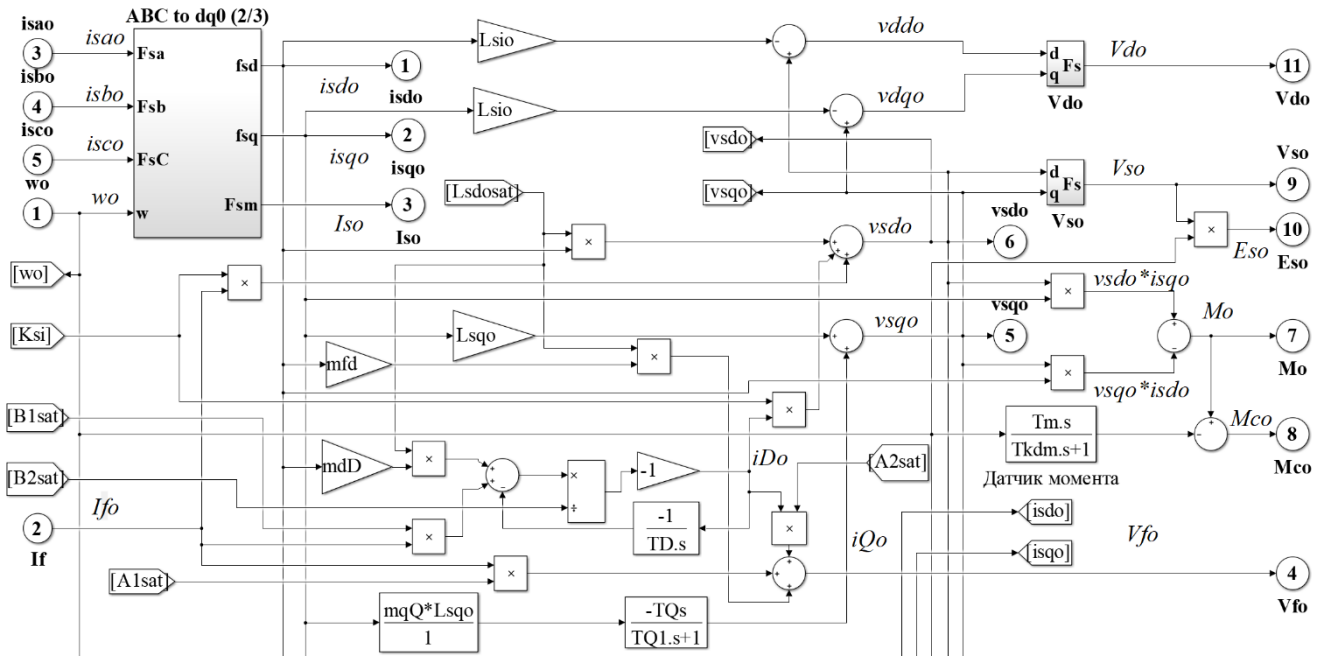


Рисунок 3.16 – Имитационная модель КИС, часть №1

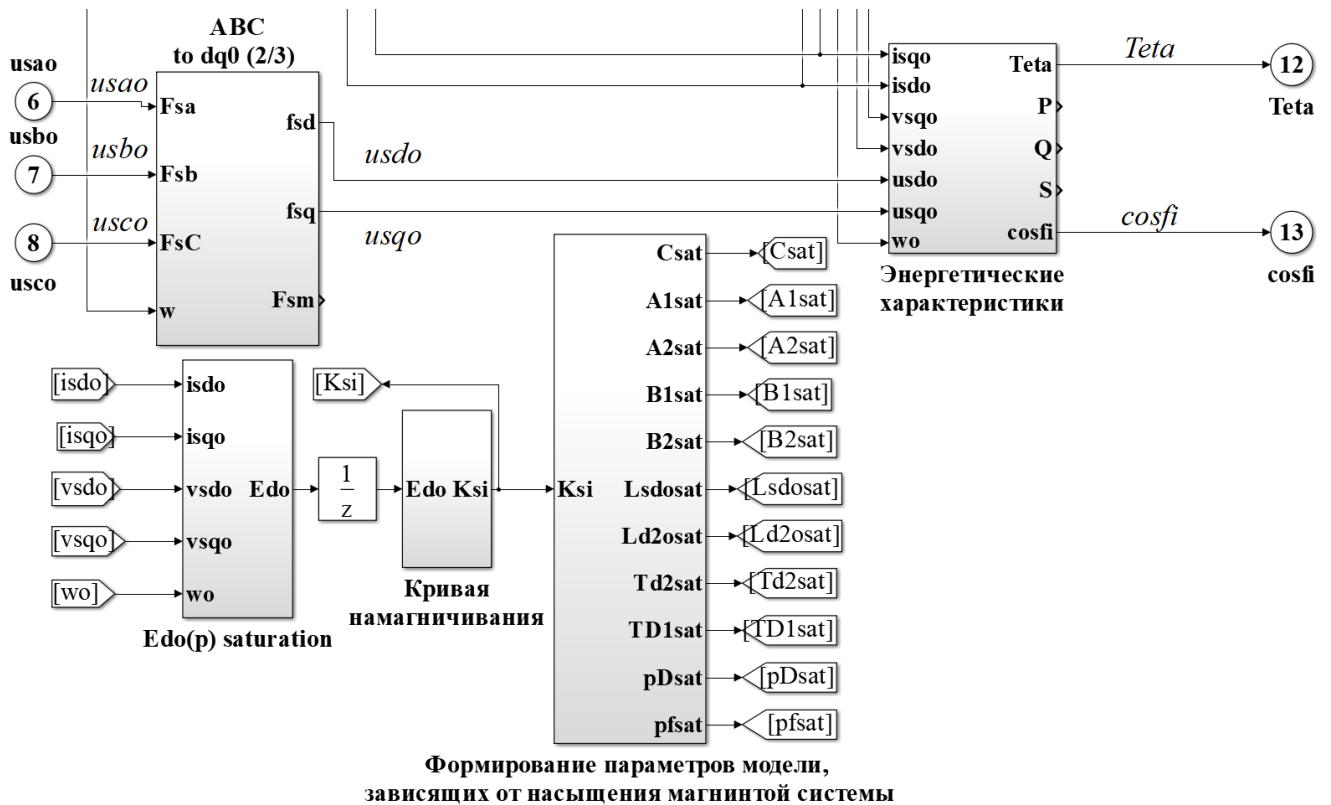


Рисунок 3.17 – Имитационная модель КИС, часть №2

Блоки, представленные на рисунке 3.17 полностью соответствуют тем, что приведены на рисунках 3.13 – 3.15. Блок «ABC to dq0 (2/3)» служит для перехода от трехфазной системы координат ABC к роторной системе координат dq0, а его построение базируется на математической модели, описываемой системой уравнений (2.219). Имитационная модель данного блока изображена на рисунке 3.18.

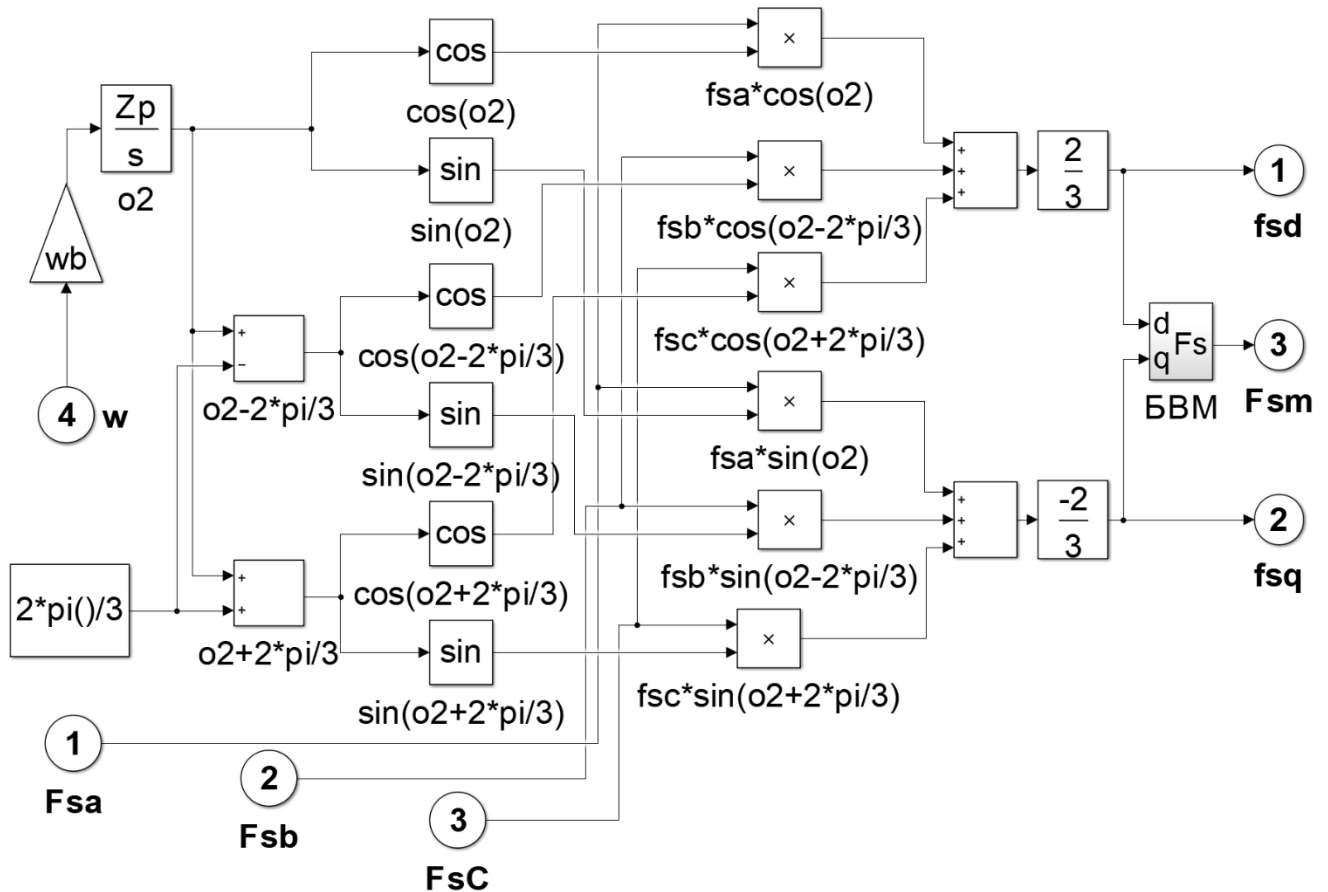


Рисунок 3.18 – Блок «ABC to dq0 (2/3)»

Построение блока «Энергетические характеристики» основано на системе уравнений Парка-Горева и на основных положениях теоретических основ электротехники. Имитационная модель данного блока изображена на рисунке 3.19.

На рисунках 3.20 и 3.21 приведена модель системы автоматического управления синхронной машины с демпферной обмоткой. В таблице 3.7 приводится сопоставление между блоками, изображенными на рисунках 3.20 и 3.21, с их математическими моделями, на основе которых произведено их построение в графической среде.

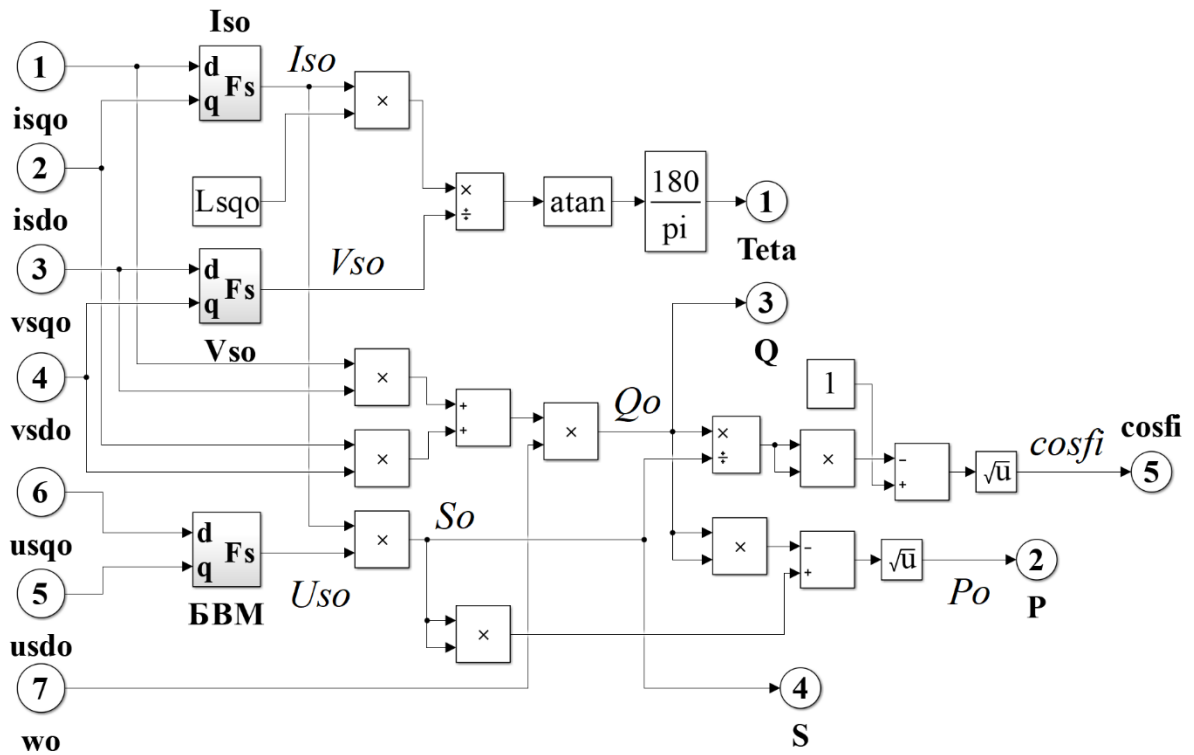


Рисунок 3.19 – Блок «Энергетические характеристики»

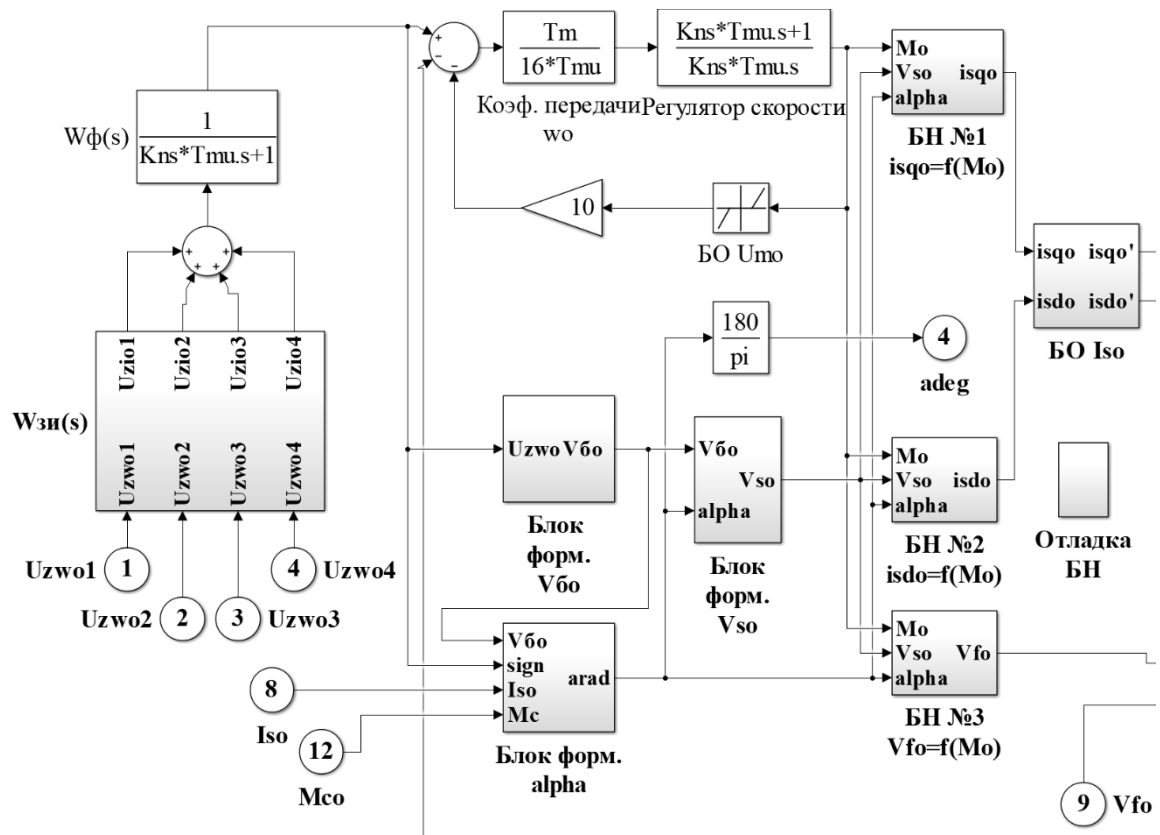


Рисунок 3.20 – Имитационная модель системы автоуправления синхронного двигателя с успокоительной обмоткой, часть №1

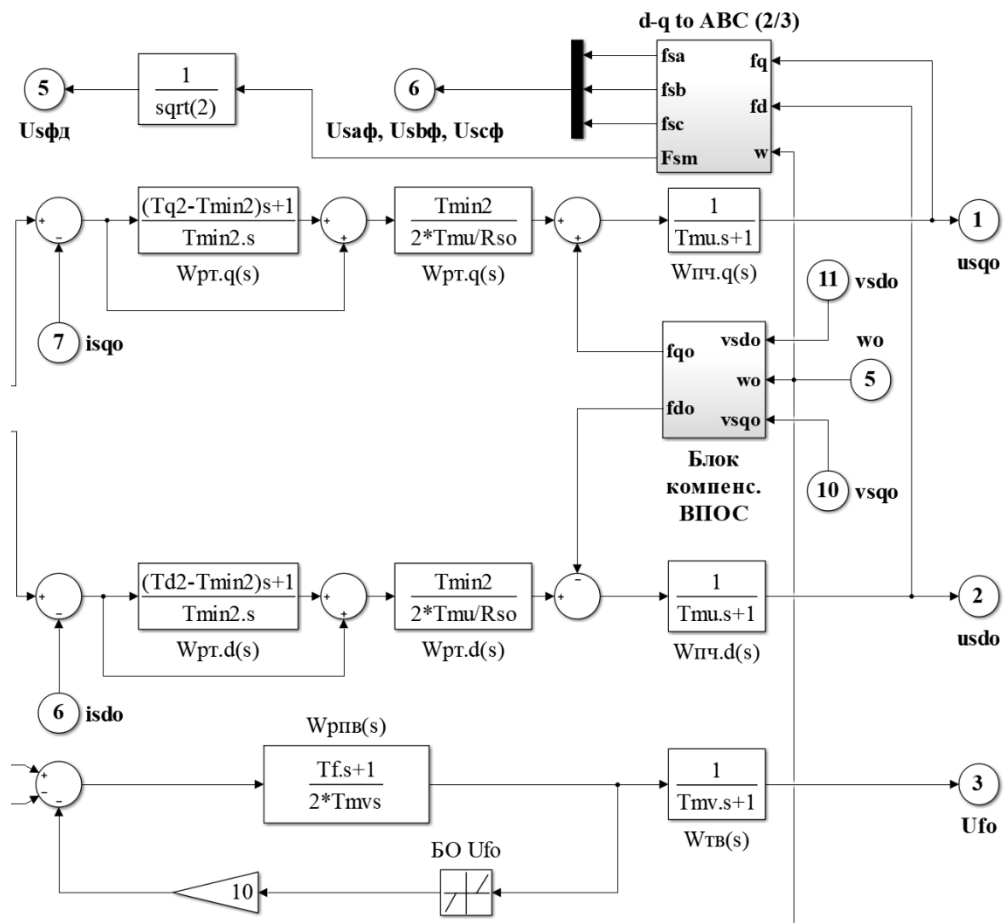


Рисунок 3.21 – Имитационная модель системы автоуправления синхронного двигателя с успокоительной обмоткой, часть №2

Таблица 3.7 – Соответствие между схемами в виртуальной среде и математическими моделями блоков, представленных на рисунках 3.20 и 3.21

№ п/п	Наименование блока в графической среде программирования	Математическая модель		
		уравнения	номер рисунка	номер таблицы
1	Блок форм. V_{bo}	(2.248)	—	—
2	Блок форм. V_{so}	(2.250)	—	—
3	Блок форм. α	(2.172)	2.24	2.5
4	БН №1 $isqo=f(Mo)$	(2.233)	—	—
5	БН №2 $isdo=f(Mo)$	(2.234)	—	—
6	БН №3 $V_{fo}=f(Mo)$	(2.235)	—	—
7	БО Iso	(2.253), (2.254)	—	—
8	Блок компенс. ВПОС	(2.229), (2.230)	—	—

В таблице 3.7 не приводятся данных о блоках «Wзи(s)», «Отладка БН» и «d-q to ABC (2/3)». Блок «Wзи(s)» содержит в себе четыре одинаковых по структуре ЗИ, позволяющих формировать задание на ускорение ЭП при тех или иных пропусках. Блок «Отладка БН» не имеет входов и выходов и не оказывает какого-либо влияния на особенности работы модели. Его главной функцией является проверка правильности составления блоков нелинейности. Блок «d-q to ABC (2/3)» ранее был рассмотрен на рисунке 3.12. Имитационные модели блоков п/п №1 – №2 и №3 таблицы 3.7 представлены на рисунках 3.22 и 3.23 соответственно.

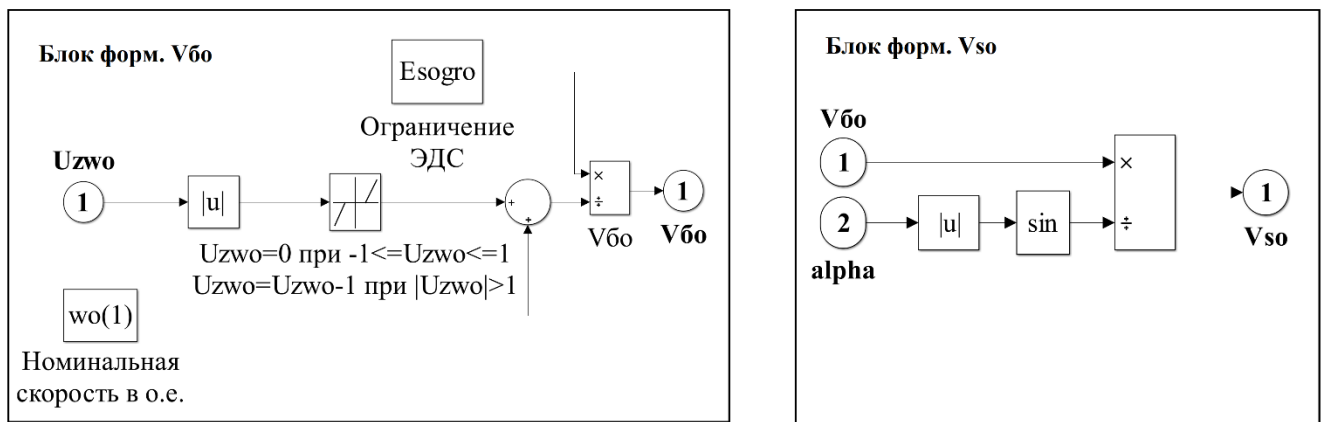


Рисунок 3.22 – Блоки формирования базового потокосцепления и потокосцепления статора

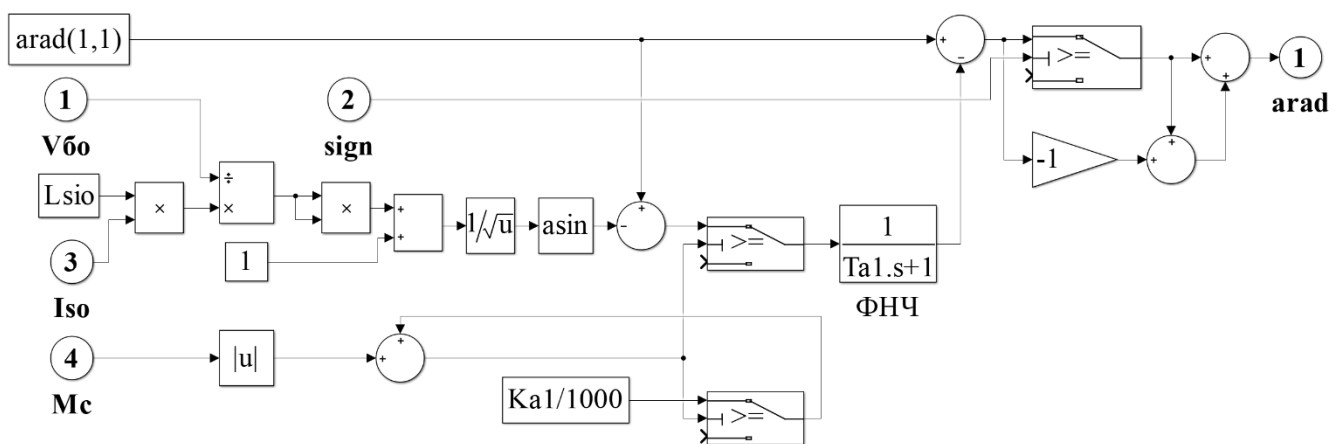


Рисунок 3.23 – Имитационная модель блока, отвечающего за формирования угла между пространственными векторами

Из рисунка 3.23 видно, что имитационная модель блока формирования угла альфа несколько отличается от математической модели, структурная схема которой представлена на рисунке 2.24. В частности, на выходе переключающего элемента установлен фильтр низкой частоты (ФНЧ), основной функцией которого является устранение высокочастотных помех, создаваемых при переключении релейного элемента при нагрузках близких к уставке первого. Также модель содержит дополнительный переключающий элемент, который позволяет внести некоторую незначительную погрешность (0,5 процента) в измеренную величину момента нагрузки, после переключения закона ПОУ на управление по магнитному полю рассеяния. Данный сдвиг так же служит для устранения дребезга при нагрузках близких к величине уставки и работает вместе с ФНЧ. Более подробно исследование этого блока будет представлено в главе 4.

На рисунках 3.24 и 3.25 представлены имитационные модели блока нелинейности №1 и блоков нелинейности №2 и №3 соответственно.

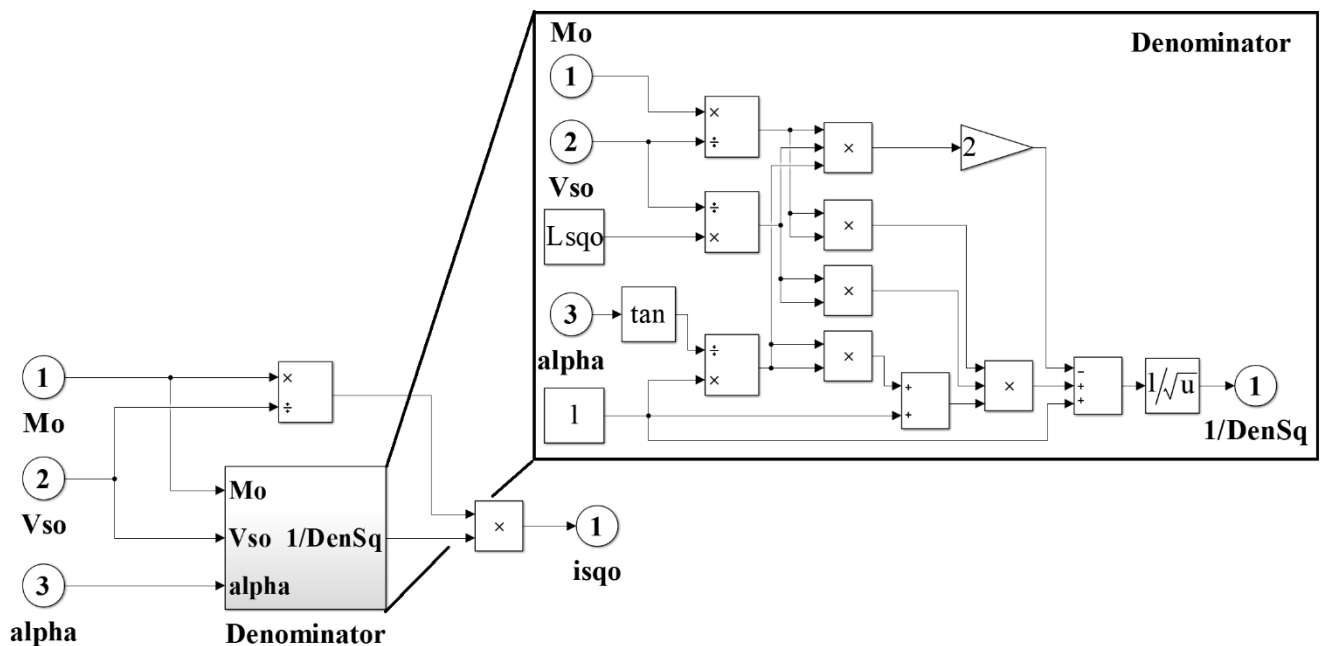


Рисунок 3.24 – Реализация блока нелинейности №1 в виртуальной среде

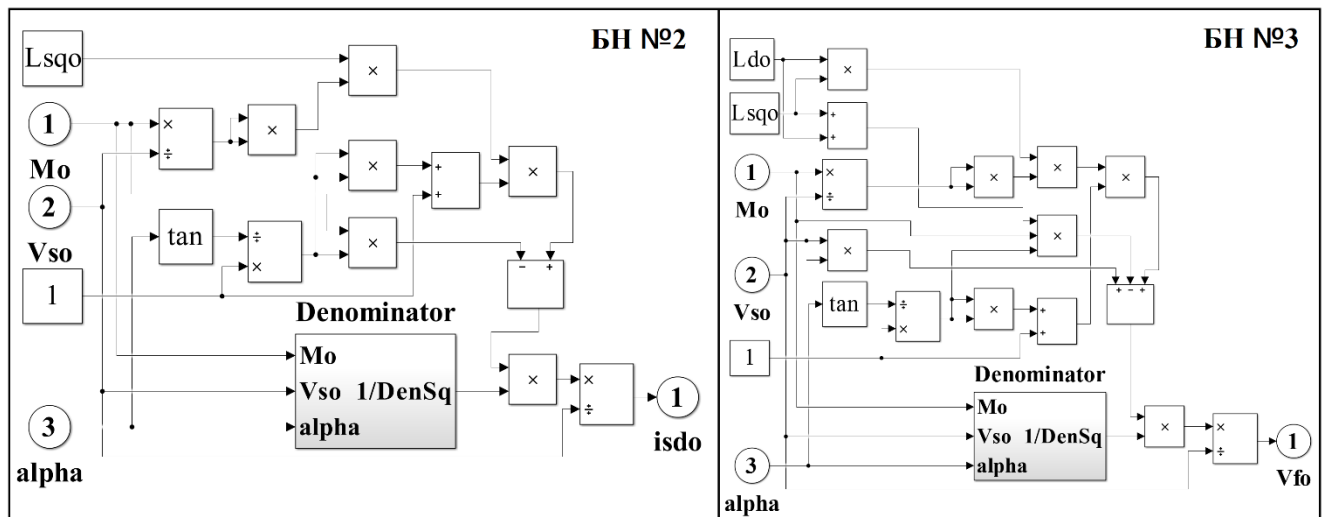


Рисунок 3.25 – Реализация блоков нелинейности №2 и №3 в виртуальной среде

Наконец отразим содержание блоков «БО Iso» и «Блок компенс. ВПОС», имитационные модели которых приводятся на рисунках 3.26 и 3.27 соответственно.

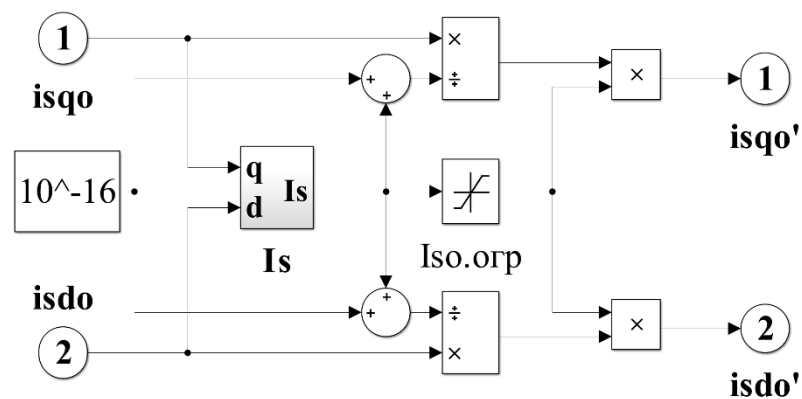


Рисунок 3.26 – Имитационная модель блока ограничения тока статора

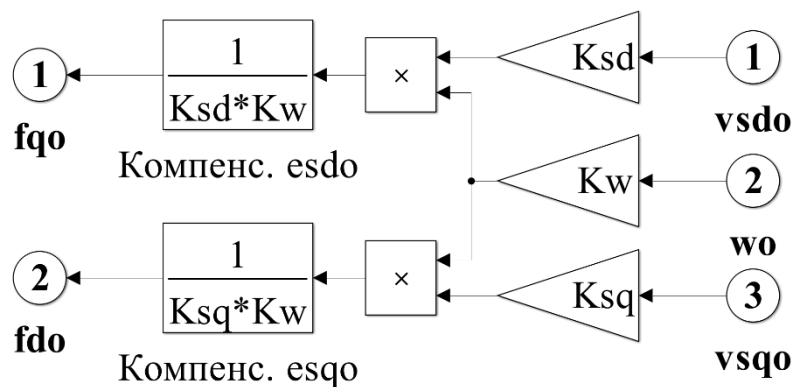


Рисунок 3.27 – Имитационная модель звеньев компенсации ВПОС

Реализованные в графической среде блоки, структура которых приведена на рисунке 3.26 и 3.27, незначительно отличаются от своих математических моделей. Блок ограничения модуля пространственного вектора тока статора содержит постоянную добавочную величину 10^{-16} для тока статора. Данная постоянная необходима для корректной работы блоков деления. Имитационная модель звеньев компенсации ВПОС содержит в своем составе коэффициенты ОС по проекциям потокосцепления на ось d и q , а также по скорости вращения ротора. Данные коэффициенты как видно из кода программы файла-сценария, представленного на рисунке 3.5, приравниваются единице в результате чего имитационная модель звеньев ВПОС полностью соответствует своей математической модели.

3.5.2 Имитационная модель системы автоуправления синхронной машины без демпферной обмотки

Перед обзором структуры имитационной модели автоматизированного синхронного ЭП, двигатель которого не имеет успокоительной обмотки, с целью исключения повторений определим список реализованных в графической среде объектов, структура которых одинакова для обеих моделей, рассматриваемых в рамках текущего подраздела. К таковым звеньям относятся: блоки «САУ СД с ДО» и «САУ СД без ДО» за исключением постоянных времени, входящих в ПФ ПИ-регуляторов проекций пространственного вектора тока статора; блок « d - q to ABC (2/3)»; блок « $E_{do}(p)$ saturation»; блок «ABC to $dq0$ (2/3)»; блок «БВМ» и блок «Энергетические характеристики».

Практически полное соответствие имитационных моделей САУ для машин различной конструкции включает в себя идентичность друг другу составляющих их блоков, наименования которых представлены в таблице 3.7, а также не указанного в ней блока « $W_{zi}(s)$ ».

Рассмотрим структуру виртуального блока «Модель СД без ДО», вид которого представлен на рисунке 3.28.

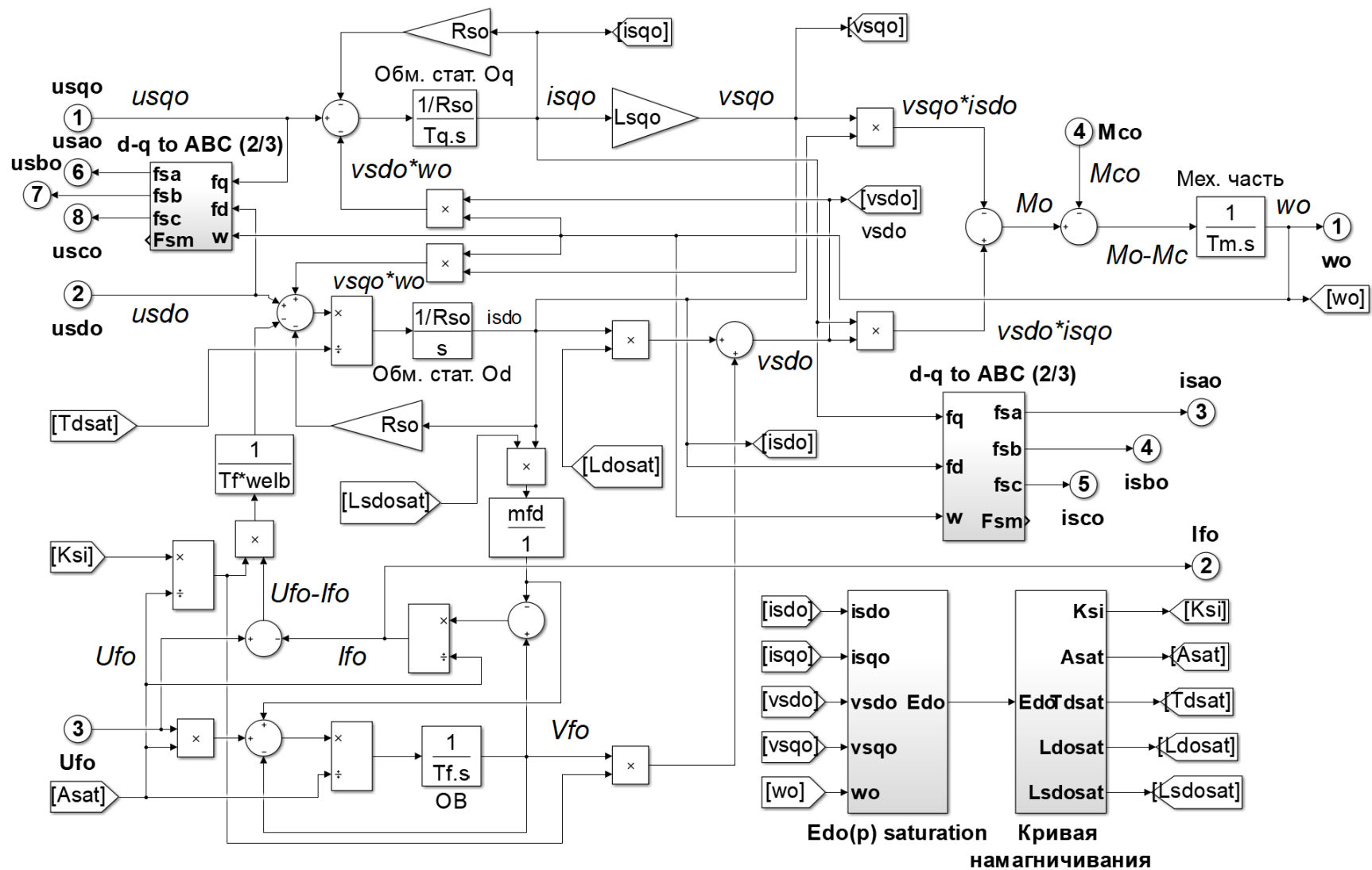


Рисунок 3.28 – Имитационная модель синхронного двигателя без демпферной обмотки при учете эффекта насыщения магнитной системы

Блок «Кривая намагничивания», входящий в структуру имитационной модели синхронной машины без успокоительной обмотки в данном случае, имеет более простой вид. Его имитационная модель основана на математической модели, описываемой уравнениями (2.186), (2.190) и (2.208). А построение ее структуры осуществлено на основе схемы, приведенной на рисунке 2.22. Содержание имитационной модели блока «Кривая намагничивания» представлено на рисунке 3.29.

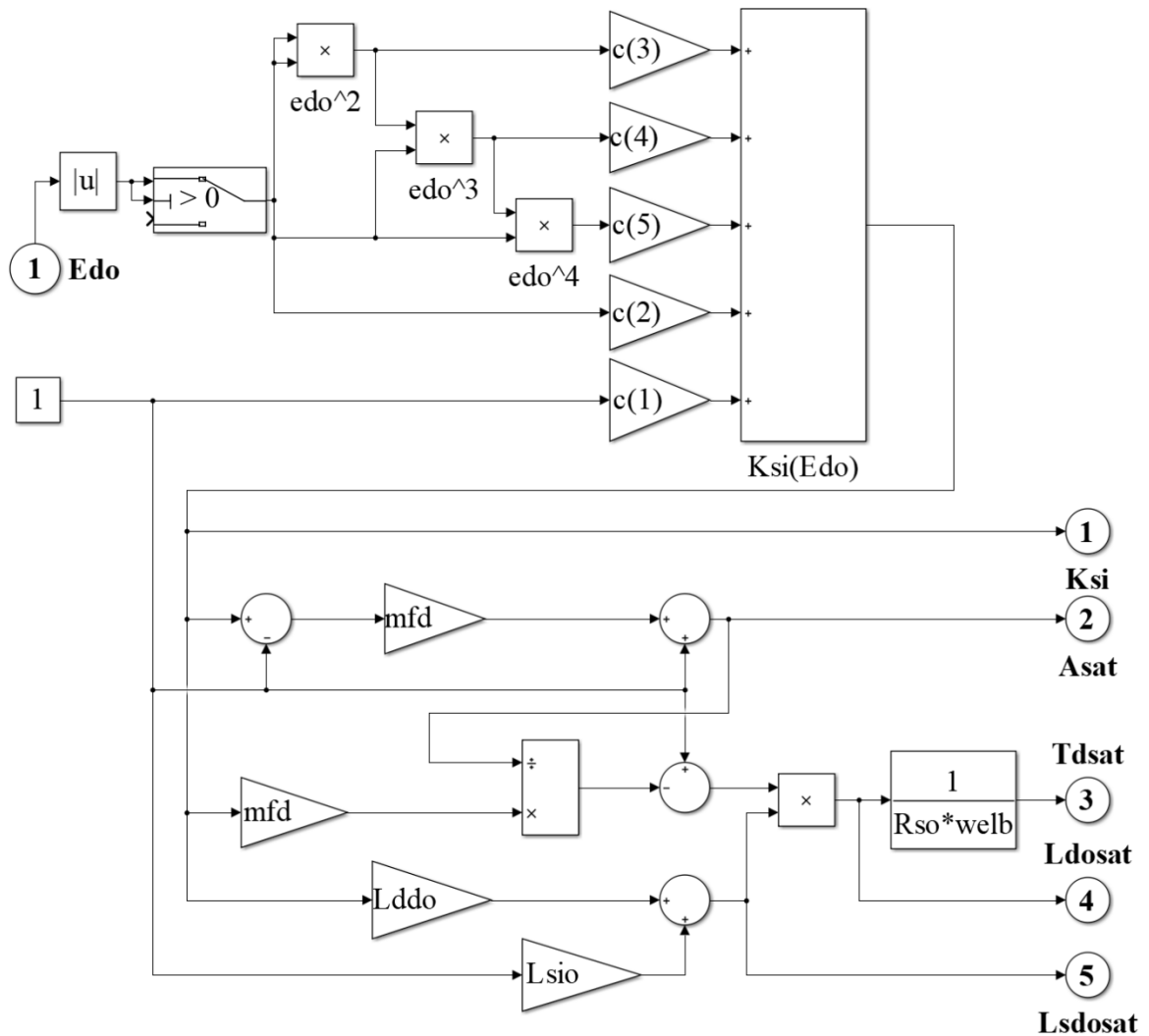


Рисунок 3.29 – Структура реализованного в графической среде блока «Кривая намагничивания»

На рисунке 3.30 приведен вид имитационной модели блока «КИС САУ СД без ДО», представленного ранее на рисунке 3.9.

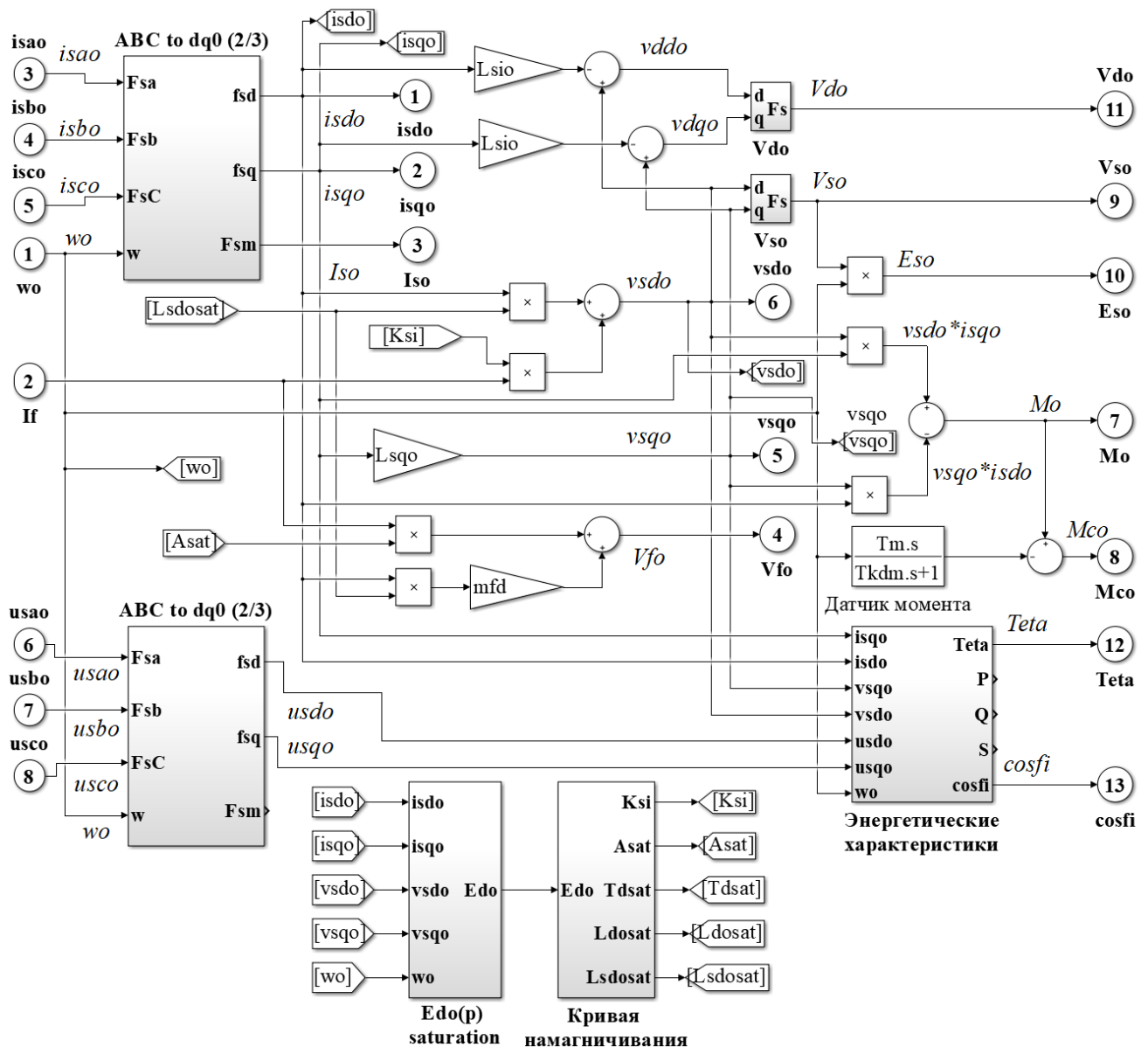


Рисунок 3.30 – Реализация контрольно-измерительной системы САУ СД без демпферной обмотки в графической среде при учете насыщения

Выводы по главе 3

1. Разработан подход к формированию имитационных моделей автоматизированных синхронных электроприводов при всем множестве вариаций объекта управления, которые зависят от его конструктивных особенностей и от степени его идеализации.

2. Обоснован выбор исследуемых режимов работы разработанных моделей автоматизированных синхронных электроприводов главной линии реверсивного стана горячей прокатки.

3. Осуществлен программный расчет постоянных, коэффициентов, параметров и частных значений переменных имитационных моделей электроприводов, который может быть использован для любых частотно-регулируемых синхронных машин рассматриваемых конструкций, для которых оказываются справедливы допущения, приведенные в пункте 2.3.2.

4. Приведены структуры имитационных моделей автоматизированного синхронного ЭП вращения валков реверсивного прокатного стана, приводной двигатель которого может как иметь в своей конструкции демпферную обмотку, так и не иметь таковой. Данные объекты разработаны на основе результатов математического моделирования, осуществленного в ходе второй главы текущей диссертационной работы.

ГЛАВА 4 ИССЛЕДОВАНИЕ В ГРАФИЧЕСКОЙ СРЕДЕ РАЗРАБОТАННОГО АВТОМАТИЗИРОВАННОГО СИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

4.1 Определение постоянной времени фильтра низких частот блока формирования угла между пространственными векторами

Фильтр низких частот, предназначенный для исключения дребезга переключающего контакта, находящегося в блоке формирования угла между пространственными векторами, описывается ПФ, соответствующей апериодическому звену первого порядка:

$$\bar{W}_{\text{ФНЧ}}(p) = \frac{1}{T_{\alpha 1} p + 1}, \quad (4.1)$$

где $\bar{W}_{\text{ФНЧ}}(p)$ – передаточная функция фильтра сигнала угла между пространственными векторами потокосцепления и тока статора, о.е.;

$T_{\alpha 1}$ – постоянная времени ФНЧ, с.

При имитации пропусков, характеристики которых представлены в таблицах 3.2 и 3.3, изначально примем, что постоянная времени ФНЧ $T_{\alpha 1}$ равняется нулю в результате чего его ПФ начинает соответствовать пропорциональному звену с коэффициентом усиления равным единице. На рисунке 4.1 показано преобразование блока «Блок форм. alpha» для обеих схем проделано с целью исследования особенностей работы САУ без фильтрации выходного сигнала с указанного блока.

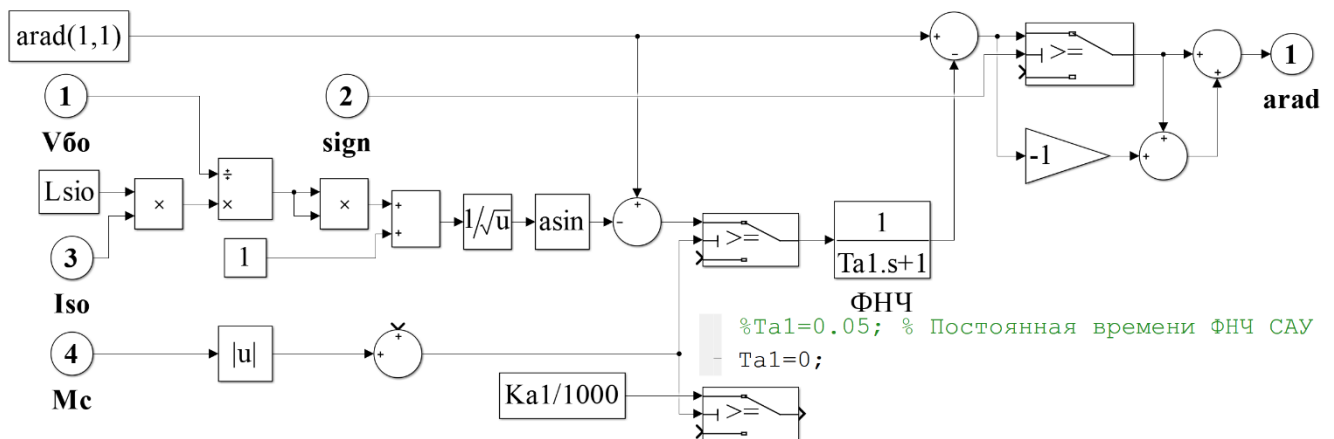


Рисунок 4.1 – Исключение ФНЧ из блока «Блок форм. alpha»

Получим графики ПП по току статора, ЭМ моменту и скорости для автоматизированных синхронных ЭП при выполнении пропусков с заданными ранее параметрами при отсутствии фильтрации сигнала задания угла между пространственными векторами. Также получим осциллограммы сигналов, сформированных блоками «Блок форм. alpha», в обеих САУ. Динамические характеристики ЭП по сигналам скорости, ЭМ момента и тока статора (далее основные координаты ЭП) представлены на рисунке 4.2, по сигналу угла между пространственными векторами потокосцепления и тока статора на рисунке 4.3. Римскими цифрами на графиках, здесь и в дальнейшем, обозначаются порядковые номера пропусков.

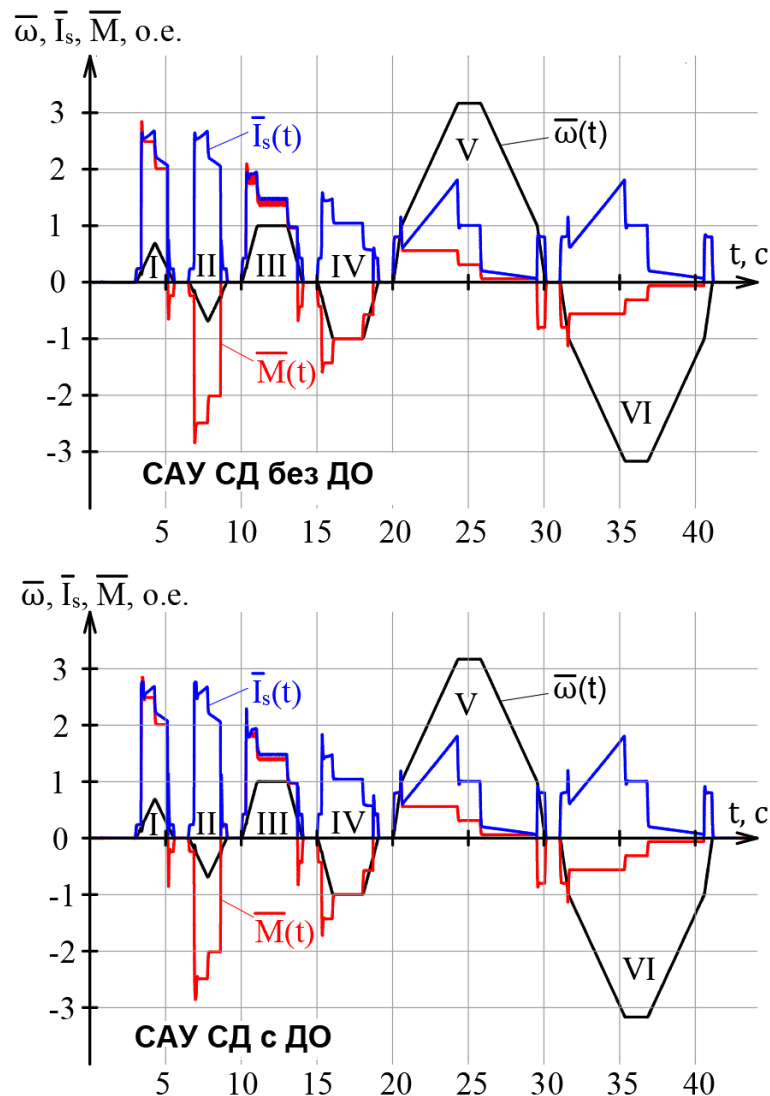


Рисунок 4.2 – Графики переходных процессов по основным координатам ЭП, полученные в САУ без ФНЧ для сигнала задания угла альфа

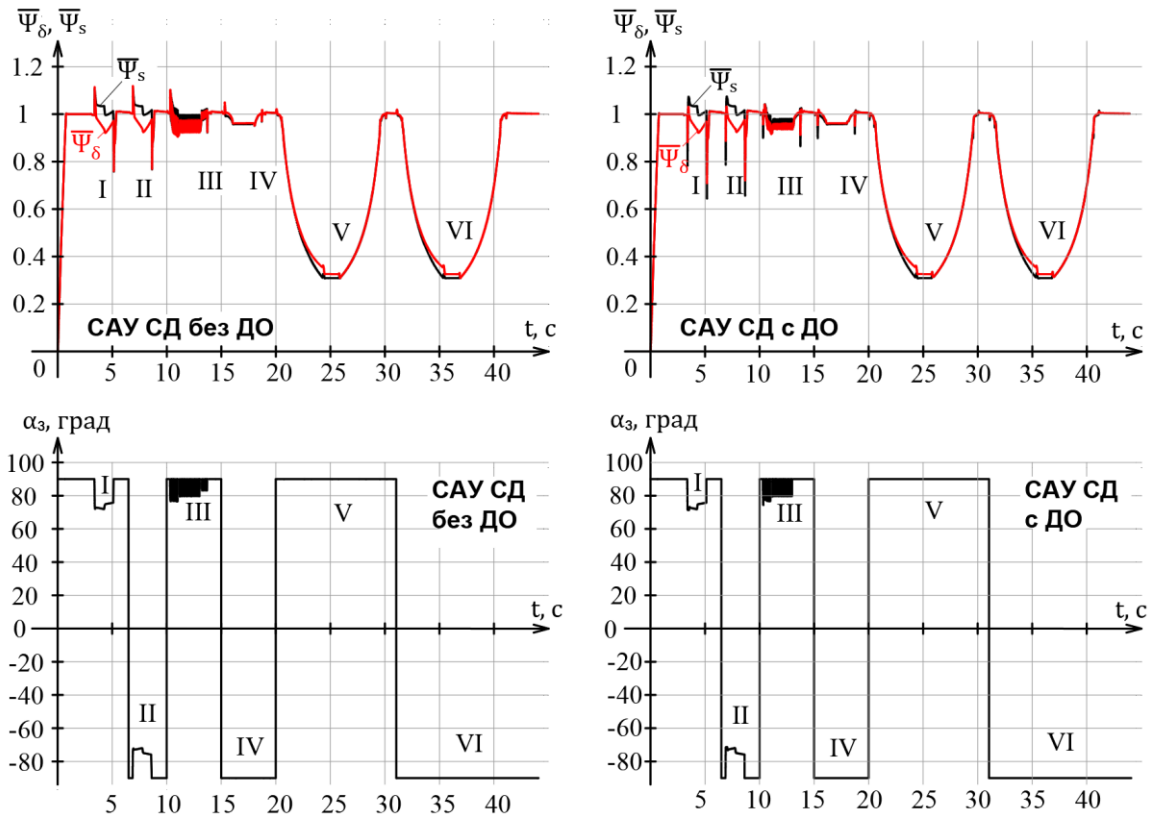


Рисунок 4.3 – Сигналы потокосцеплений и заданных углов между потокосцеплением и током статора в САУ без ФНЧ

Из рисунков 4.2 и 4.3 видно, что при совпадении величины момента нагрузки, измеренной косвенным способом, со значением уставки переключающего элемента K_α сигнал по заданному углу между пространственными векторами приобретает колебательный характер, а вместе с ним и сигналы координат ЭМ момента, тока статора и потокосцеплений статора и рассеяния. Приближая графики ПП по основным координатам ЭП в той области, где наблюдаются колебательные процессы, мы можем заметить ряд особенностей: колебания электромагнитного момента, тока статора и потокосцеплений статора и рассеяния имеют одинаковый период; амплитуда колебаний электромагнитного момента в несколько раз больше амплитуды колебаний тока статора и период колебаний различных координат для САУ СД с ДО оказывается в несколько раз большим по сравнению с тем же для САУ СД без ДО, а амплитуда колебаний – в несколько раз меньше.

Последнее обстоятельство объясняется наличием у машины демпферной обмотки, основной функцией которой и является сглаживание колебаний по

различным координатам. Для установившегося режима работы ЭП при третьем пропуске в соответствии с графиками, представленными на рисунке 4.2, можно записать следующие уравнения электромагнитных моментов в обеих системах:

$$\bar{M}_{1\text{уст}}^{(\text{III})}(t) = \bar{M}_c + \bar{M}_{1m} \sin \frac{2\pi}{T_1} t, \quad (4.2)$$

$$\bar{M}_{2\text{уст}}^{(\text{III})}(t) = \bar{M}_c + \bar{M}_{2m} \sin \frac{2\pi}{T_2} t, \quad (4.3)$$

где $\bar{M}_{1\text{уст}}^{(\text{III})}(t)$ и $\bar{M}_{2\text{уст}}^{(\text{III})}(t)$ – установившиеся сигналы электромагнитных моментов при третьем пропуске, о.е.;

$\bar{M}_{1m}$ и $\bar{M}_{2m}$ – соответственно амплитуды колебательной составляющей сигналов $\bar{M}_{1\text{уст}}^{(\text{III})}(t)$ и $\bar{M}_{2\text{уст}}^{(\text{III})}(t)$, о.е.;

T_1 и T_2 – соответственно периоды колебательной составляющей сигналов $\bar{M}_{1\text{уст}}^{(\text{III})}(t)$ и $\bar{M}_{2\text{уст}}^{(\text{III})}(t)$, с.

По форме графиков ПП можно определить характеристики колебательных составляющих, входящие в состав сигналов, определяемых уравнениями (4.2), (4.3): $\bar{M}_{1m} = 0,0367$ о.е., $\bar{M}_{2m} = 0,0127$ о.е., $T_1 = 0,0176$ с, $T_2 = 0,056$ с. Таким образом, для сглаживания колебаний при дребезге переключающего элемента необходимо выбрать такой фильтр, величина постоянной времени которого будет больше либо равна периодам колебательных составляющих.

Помимо устранения колебательных составляющих ФНЧ позволяет добиться снижения перерегулирования по сигналу ЭМ момента при управлении по магнитному полю рассеяния. Поэтому определение величины постоянной времени фильтра может зависеть не только от периода колебательных составляющих, но и от требований к величине перерегулирования. Окончательно выбор той или иной постоянной времени ФНЧ может быть сделан, путем экспериментального подбора в программе, при котором величина перерегулирования по ЭМ моменту в каждой из систем становится практически равной величине перерегулирования по току статора, а колебательная составляющая по всем координатам полностью устраняется. Определим для каждой из систем индивидуальные постоянные времени ФНЧ, величины которых выбираются в три раза большими по отношению к периодам

колебательных составляющих. Восстановив схемы блоков «Блок форм. alpha» в обеих САУ (рисунок 4.4), получим следующие графики ПП по сигналу задающего угла между пространственными векторами, вид которых приведен на рисунке 4.5.

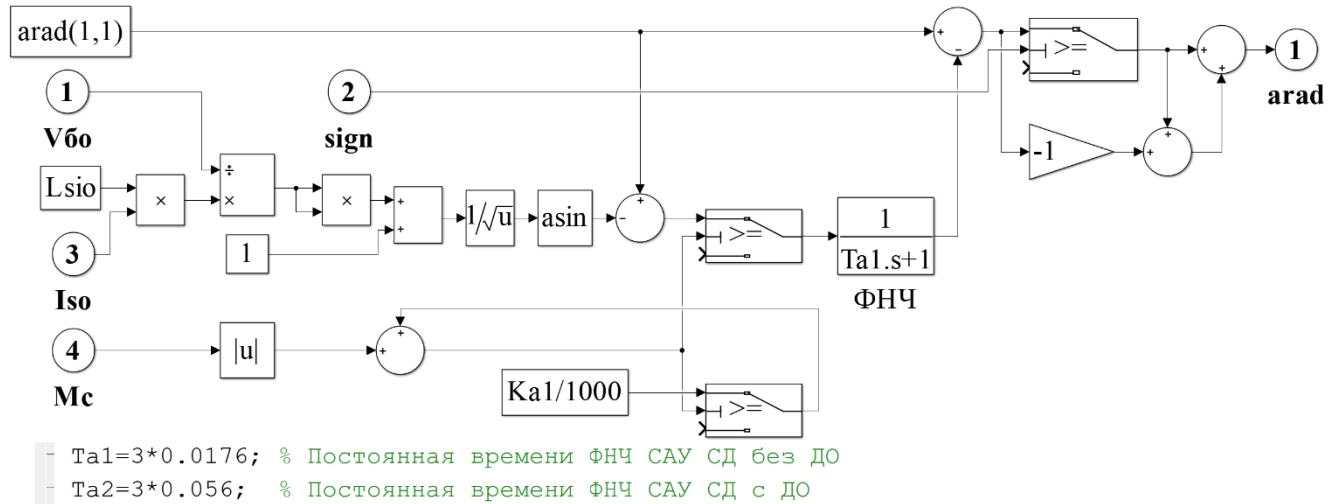


Рисунок 4.4 – Блок формирования угла между пространственными векторами с ФНЧ (САУ СД с ДО)

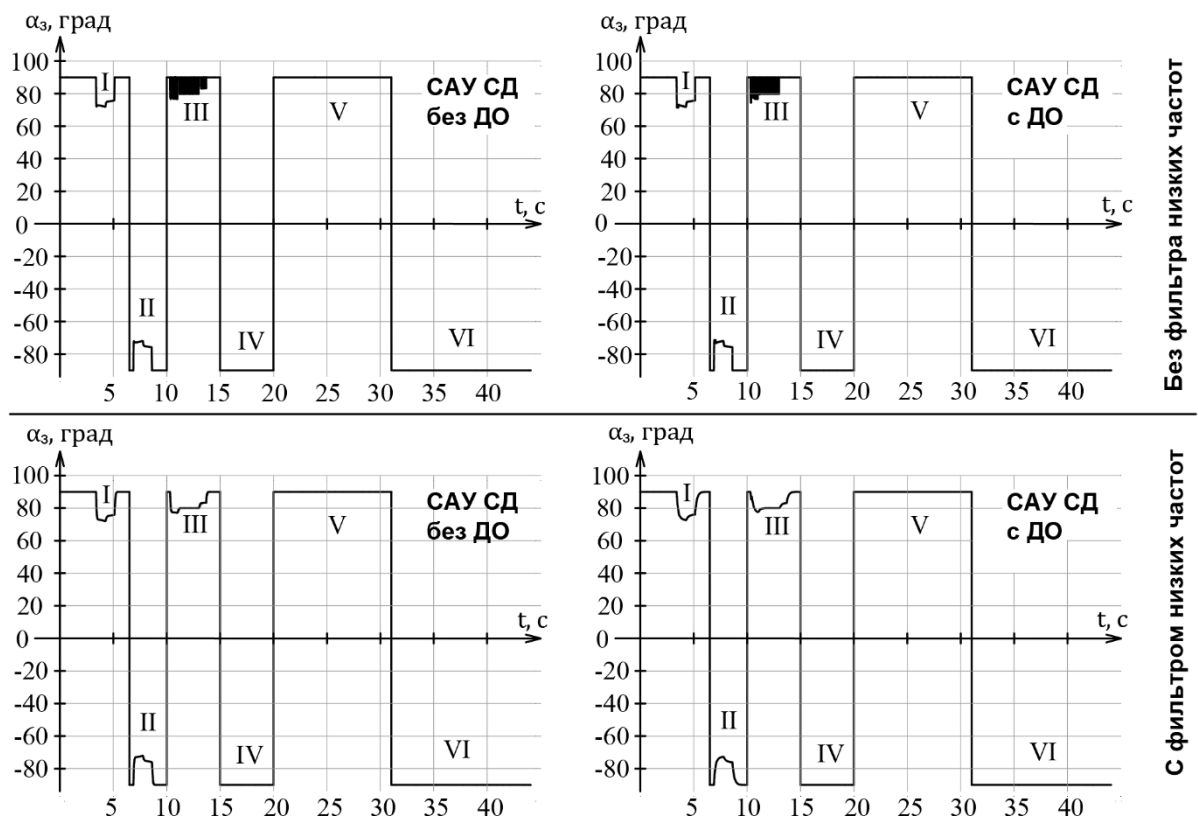


Рисунок 4.5 – Сигналы задания угла между пространственными векторами при использовании ФНЧ

4.2 Исследование переходных процессов по различным координатам электропривода в установленных режимах работы

В рамках текущего подраздела предлагается провести анализ ряда особенностей разработанной САУ в том числе при ее сравнении с типовой структурой, для которой справедливо постоянство закона ПОУ по магнитному полю статора во всем диапазоне действующих нагрузок. В качестве исследуемых положений выступают:

- показатели качества автоматизированного синхронного электропривода по основным координатам;
- адекватность смены законов полеориентированного управления;
- поведение сигнала ЭДС вращения в зависимости от применяемого при том или ином режиме работы ЭП закона управления магнитным полем машины;
- поведение сигналов фазных напряжений в зависимости от управляющих и возмущающих воздействий;
- изменение энергетических характеристик в различных режимах работы ЭП и при определенных законах управления магнитным полем машины.

При исследовании ПП на каждом рисунке будем располагать в левой части графики для системы автоматического управления с переменной структурой, а в правой – для типовой. Поскольку уставка, в соответствии с которой происходит переключение между законами управления магнитным полем, равна 1,4, все ПП, наблюдаемые при моментах нагрузки ниже этой кратности, должны быть полностью одинаковы как для САР с переменной структурой, так и для САУ с типовой.

Перед тем как начинать анализ переходных процессов, дадим более развернутые обоснования для исследования положений, представленных выше. Сравнительный анализ показателей качества регулирования в различных САР дает возможность оценить эффективность применения переменной структуры системы. При этом для наглядности предлагается произвести сравнение САР с переменной структурой как перед САУ с типовой структурой для идеализированной машины, так и перед САУ с типовой структурой для машины, в отношении которой введен учет эффекта насыщения магнитной системы.

Адекватность смены законов управления может быть проверена с помощью графиков ПП по координатам потокосцеплений статора и рассеяния и формируемого угла между пространственными векторами. При законе управления по магнитному полю статора его потокосцепление должно быть меньше потокосцепления рассеяния, при этом первое должно соответствовать базовому потокосцеплению машины. Угол между пространственными векторами потокосцепления и тока статора должен равняться $\frac{\pi}{2}$. При управлении по магнитному полю рассеяния все должно происходить с точностью до наоборот.

Поведение сигнала ЭДС вращения должно меняться при переходе между законами и теоретически его величина может превышать свое номинальное значение при управлении по магнитному полю рассеяния. Данное обстоятельство является недостатком такого закона. С другой стороны, повышение ЭДС, как правило, не превосходит 10 процентов от номинальной величины и, следовательно, не может являться ограничением на использование данного закона.

Исследование поведения сигналов фазных напряжений в совокупности с изменением скорости вращения ротора и магнитного поля статора позволяет оценить адекватность ЧР скорости синхронной машины. В данном случае величина напряжения должна быть прямо пропорциональна как скорости вращения ротора, так и величине базового потокосцепления.

В качестве исследуемых энергетических характеристик СД выступают угол нагрузки и коэффициент мощности. При сравнении формул для вычисления углов нагрузки при различных законах управления магнитным полем машины, которые представлены в п/п №21 таблиц Г.2 и Г.3, легко заметить, что данный угол при управлении по магнитному полю рассеяния должен иметь более низкую величину. Коэффициент мощности ведет себя подобным образом, поскольку при управлении по магнитному полю статора машина вовсе не потребляет реактивной мощности, что было рассмотрено во второй главе.

4.2.1 Сравнительный анализ показателей качества

На рисунке 4.6 приводятся графики переходных процессов по основным координатам электропривода.

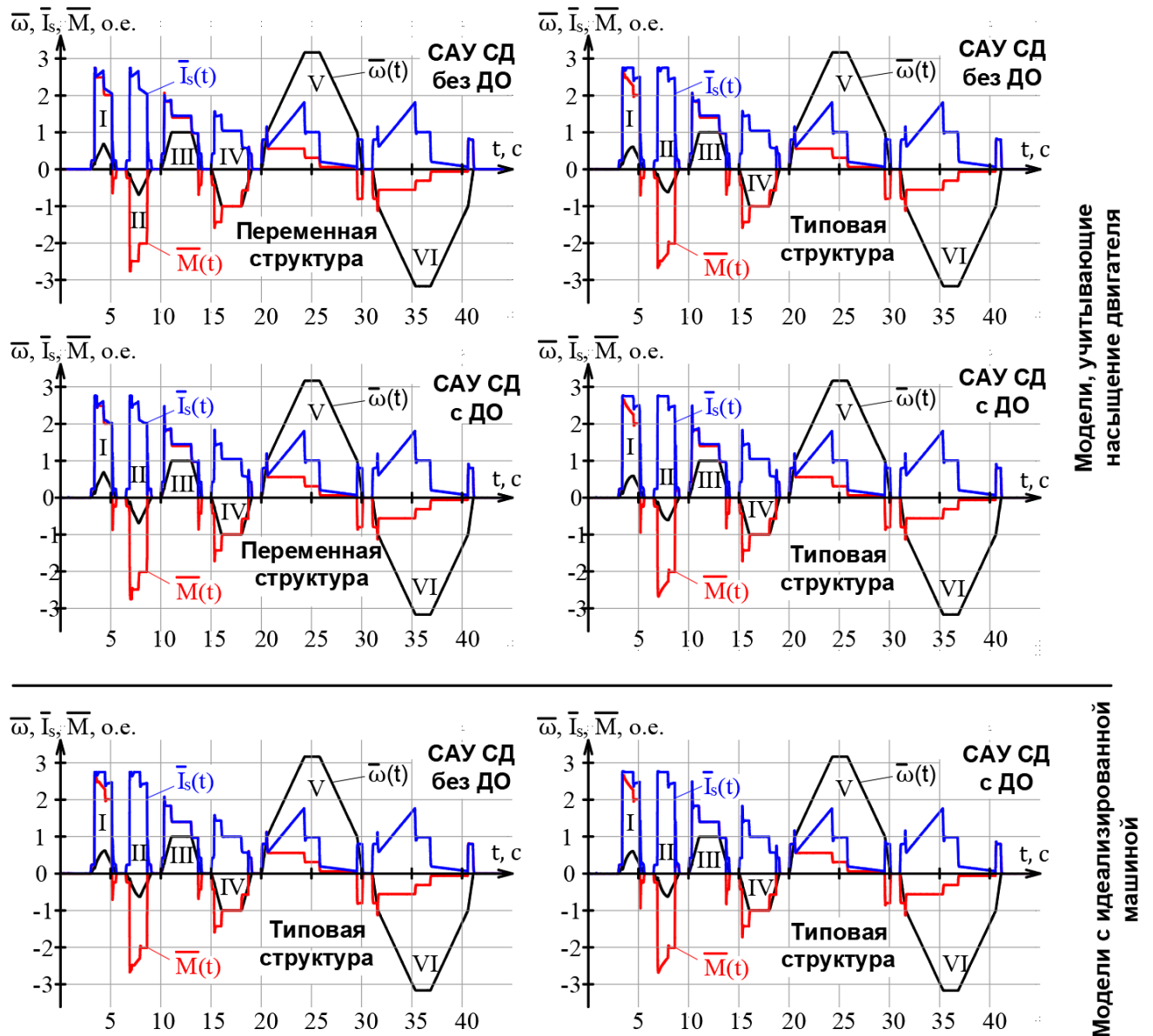


Рисунок 4.6 – Сигналы основных координат электропривода

Сведем данные сравнительного анализа показателей качества регулирования в таблицу 4.1.

Таблица 4.1 – Данные сравнительного анализа переходных процессов

Учет насыщения	САУ	ДО	Пропуск	Показатели качества						
				Перерегулирование, %			Статическая ошибка, %			Время ПП, с
				$\bar{\omega}$	$\bar{I}_s$	$\bar{M}$	$\bar{\omega}$	$\bar{I}_s$	$\bar{M}$	
+	с переменной структурой	–	I	0,00	10,36	10,98	1,80	–	–	–
			II	0,00	10,31	11,28	1,80	–	–	–
			III	0,00	9,71	13,35	0,00	3,66	0,00	1,0326
			IV	0,00	8,54	8,79	0,00	4,45	0,00	1,0319
			V	0,00	–	1,27	0,00	–	0,00	4,2088
			VI	0,00	–	1,25	0,00	–	0,00	4,2087
		+	I	0,00	10,46	10,59	1,76	–	–	–
			II	0,00	10,46	10,87	1,77	–	–	–
			III	0,00	35,56	24,34	0,00	3,64	0,00	1,0322
			IV	0,00	22,21	16,01	0,00	4,45	0,00	1,0319
			V	0,00	–	1,80	0,00	–	0,00	4,2088
			VI	0,00	–	1,81	0,00	–	0,00	4,2087
	с типовой структурой	–	I	0,00	10,46	7,01	13,27	–	–	–
			II	0,00	10,46	7,33	11,60	–	–	–
			III	0,00	14,10	12,88	0,00	3,79	0,00	1,0324
			IV	0,00	8,54	8,79	0,00	4,46	0,00	1,0325
			V	0,00	–	1,27	0,00	–	0,00	4,2088
			VI	0,00	–	1,25	0,00	–	0,00	4,2087
		+	I	0,00	10,46	7,23	15,84	–	–	–
			II	0,00	10,46	7,57	13,34	–	–	–
			III	0,00	36,32	23,89	0,00	3,77	0,00	1,0319
			IV	0,00	22,21	16,01	0,00	4,45	0,00	1,0319
			V	0,00	–	1,80	0,00	–	0,00	4,2088
			VI	0,00	–	1,81	0,00	–	0,00	4,2087

Продолжение таблицы 4.1

Учет насыщения	САУ	ДО	Пропуск	Показатели качества						
				Перерегулирование, %			Статическая ошибка, %			Время ПП, с
				$\bar{\omega}$	$\bar{I}_s$	$\bar{M}$	$\bar{\omega}$	$\bar{I}_s$	$\bar{M}$	
—	с типовой структурой	—	I	0,00	10,46	7,17	11,24	—	—	—
			II	0,00	10,46	7,49	9,71	—	—	—
			III	0,00	13,93	12,94	0,00	0,00	0,00	1,0319
			IV	0,00	8,35	8,82	0,00	0,00	0,00	1,0320
			V	0,00	—	1,52	0,00	0,00	0,00	4,2088
			VI	0,00	—	1,51	0,00	0,00	0,00	4,2087
		+	I	0,00	10,46	7,39	13,36	—	—	—
			II	0,00	10,46	7,73	10,99	—	—	—
			III	0,00	36,39	24,11	0,00	0,00	0,00	1,0313
			IV	0,00	24,93	16,15	0,00	0,00	0,00	1,0317
			V	0,00	—	2,01	0,00	0,00	0,00	4,2088
			VI	0,00	—	2,01	0,00	0,00	0,00	4,2088

* Перерегулирование величин тока статора и ЭМ момента вычисляется относительно заданных величин динамического тока и динамического момента соответственно.

** За время переходного процесса в данном случае принимается такое время, при котором сигнал скорости входит в коридор с ошибкой 2 процента от установившегося значения.

По данным приведенным в таблице 4.1 и по графикам ПП, представленным на рисунке 4.6 видно, что САУ с переменной структурой сохраняет работоспособность во всем диапазоне нагрузок, в то время как САУ с типовой структурой не может обеспечить приемлемый переходный процесс по скорости в области предельной нагрузки при одной и той же величине заданного динамического тока. Стоит заметить, что помимо высокой статической ошибки у сигнала скорости в САУ с типовой структурой, его форма теряет линейность при подходе к максимуму сигнала, что недопустимо в соответствии с технологическими требованиями, предъявляемыми к электроприводу. При относительно низких значениях момента перегрузки САУ с переменной структурой не имеет явных преимуществ в плане

показателей качества за исключением перерегулирования по току статора. В дальнейшем целесообразно сравнить быстродействие двух САУ в области высоких нагрузок, чтобы определить экономию времени при использовании САУ с переменной структурой.

Помимо прочего, видно, что при учете насыщения магнитной системы машины наблюдаются два негативных явления: ухудшается быстродействие систем в области высоких нагрузок и возникает статическая ошибка по сигналу тока статора, что, в свою очередь, ведет к повышенному потреблению полной мощности.

4.2.2 Проверка адекватности системы формирования закона управления магнитным полем машины

На рисунке 4.7 представлены графики ПП по потокосцеплениям статора и рассеяния и сформированному углу между пространственными векторами.

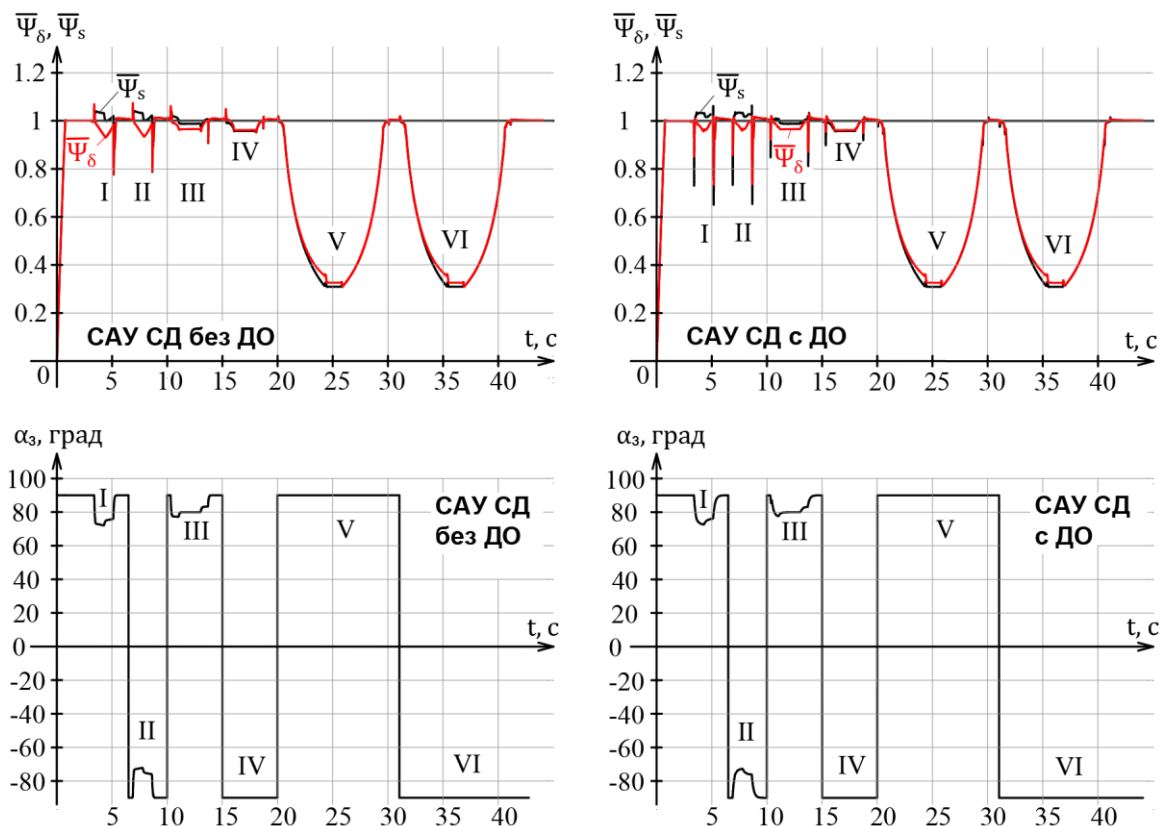


Рисунок 4.7 – Сигналы потокосцеплений и заданных углов между потокосцеплением и током статора в САУ с переменной структурой

Из рисунка 4.7 видно, что при первых трех пропусках потокосцепление статора оказывается большим по сравнению с потокосцеплением рассеяния, а угол α_3 меньше величины $\frac{\pi}{2}$, что говорит о работоспособности САУ с переменной структурой как в случае применения ее для синхронной машины с ДО, так и для машины, не имеющей успокоительной обмотки.

4.2.3 Анализ сигналов ЭДС вращения в системах автоуправления

На рисунке 4.8 представлены графики ПП координаты ЭДС вращения, возникающие как в САУ с померенной, так и в САУ с типовой структурой.

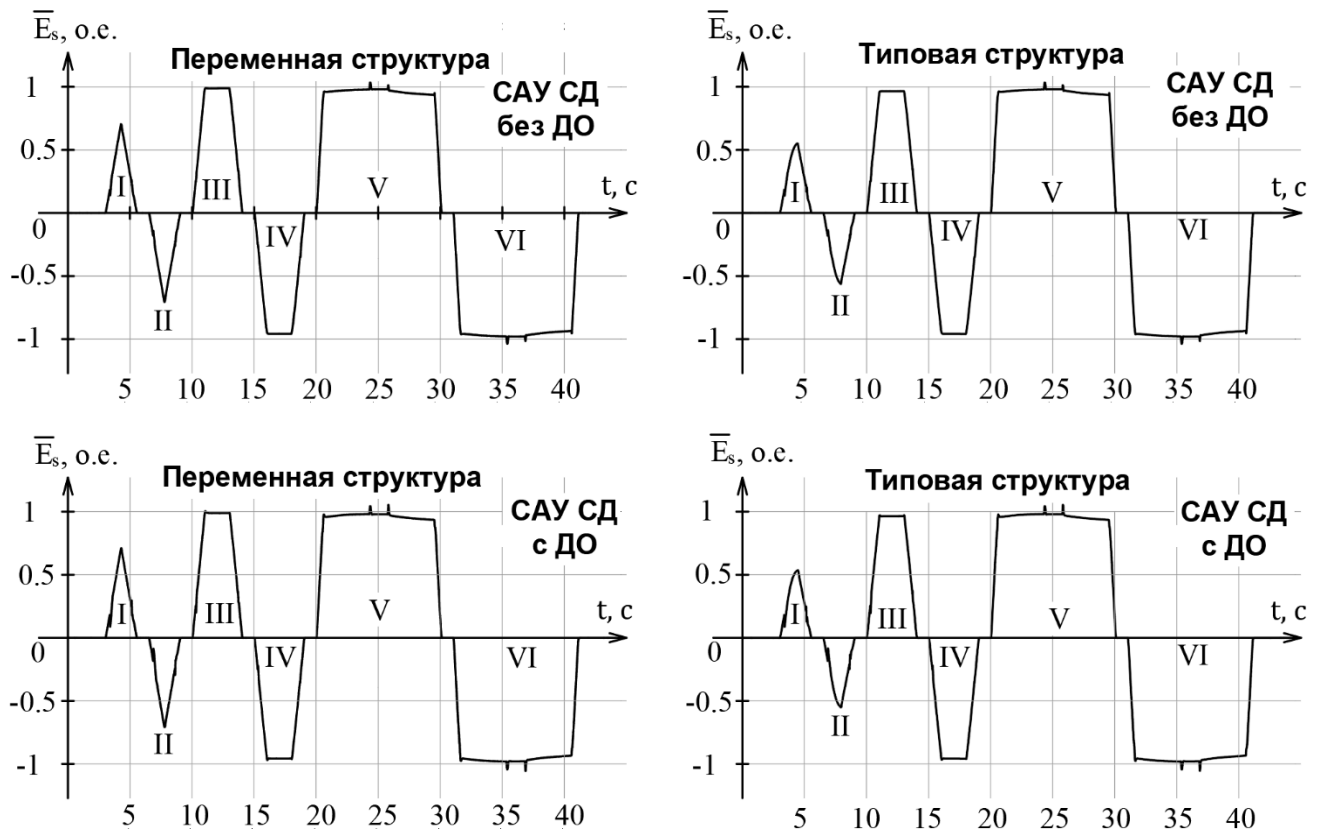


Рисунок 4.8 – Сигналы ЭДС вращения, возникающие в различных моделях

По графикам ПП, приведенным на рисунке 4.8, видно, что ЭДС вращения при полеориентированном управлении по полю рассеяния превышает ту же величину в случае управления по магнитному полю статора. При этом, стоит отметить, что ни в одном пропуске ЭДС вращения статора не превышает свое базовое (номинальное)

значение. С другой стороны, является очевидным, что увеличение ЭДС вращения приводит к увеличению напряжения на фазной обмотке статора, что при одинаковых значениях тока статора приводит к повышенному потреблению полной мощности при использовании САР с переменной структурой по сравнению с САУ, в которой управление по магнитному полю статора поддерживается на постоянной основе.

4.2.4 Сигналы напряжений в различных системах автоуправления

Рассмотрим сигналы напряжений, действующих на фазных обмотках статора, в совокупности с сигналом действующего напряжения. Графики ПП по обозначенным координатам с целью сохранения наглядности разделены по участкам со схожими условиями режима работы и представлены на рисунках 4.9 – 4.11.

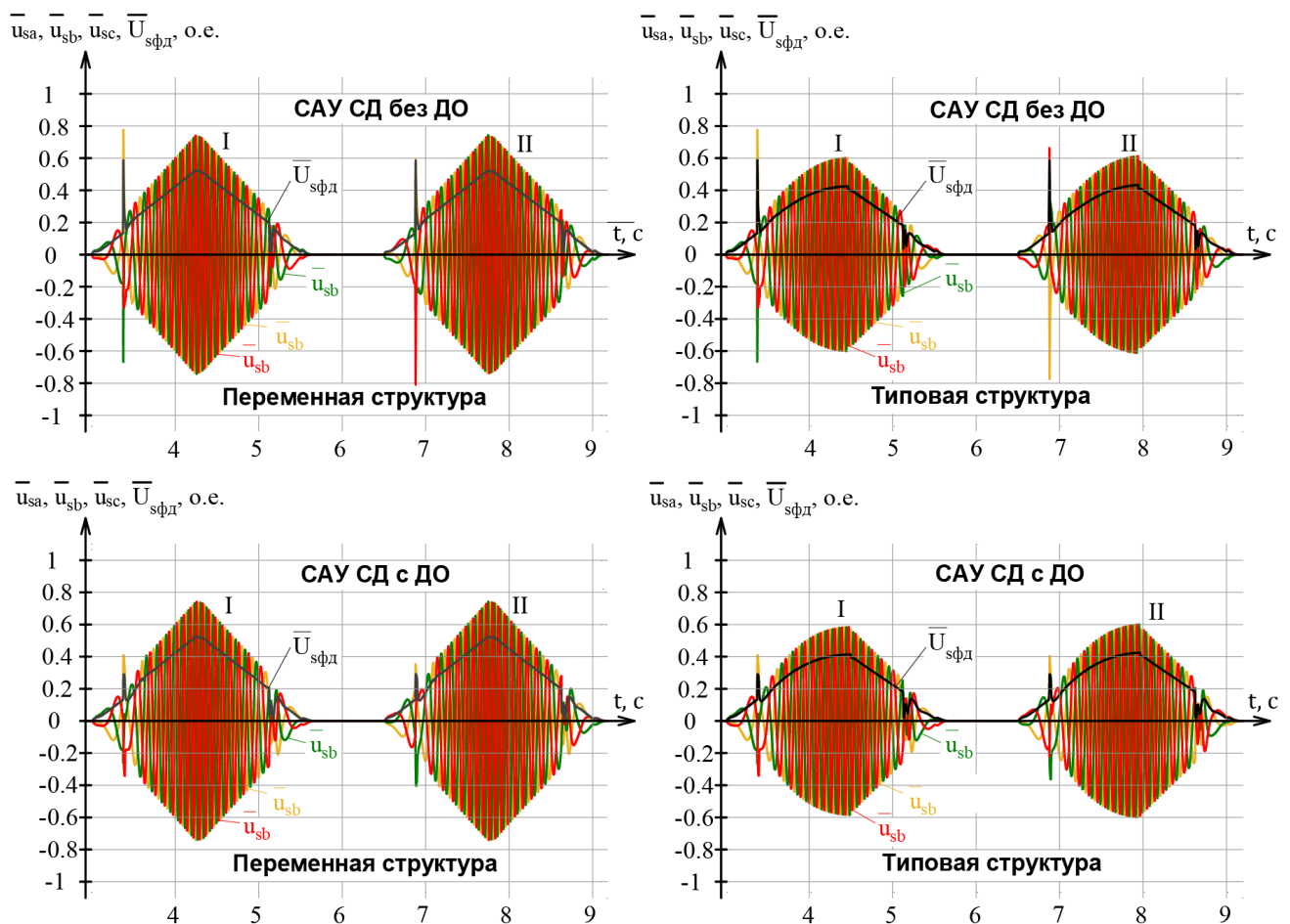


Рисунок 4.9 – Сигналы фазных напряжений при первом и втором пропуске

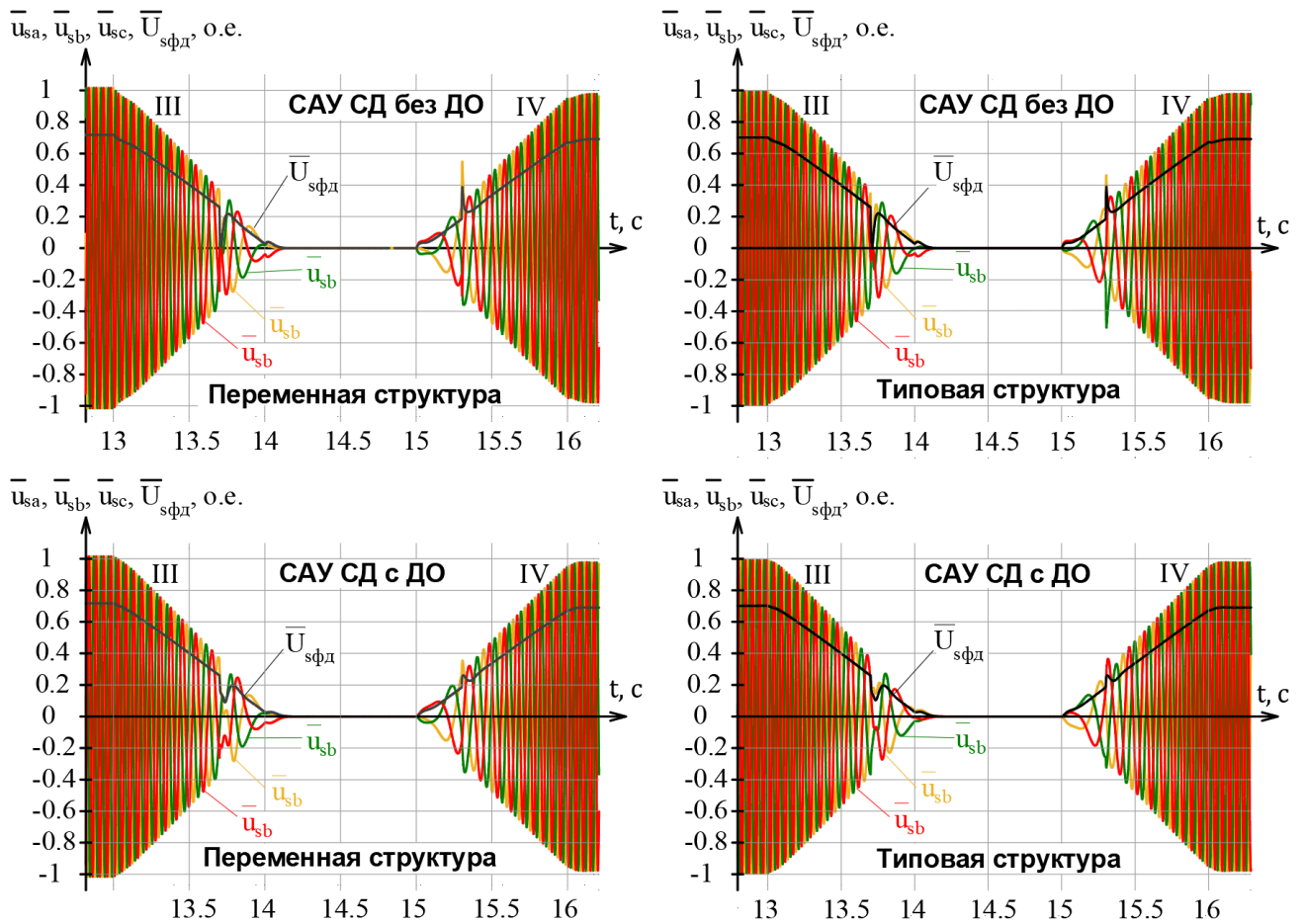


Рисунок 4.10 – Участки сигналов фазных напряжений при третьем и четвертом пропуске

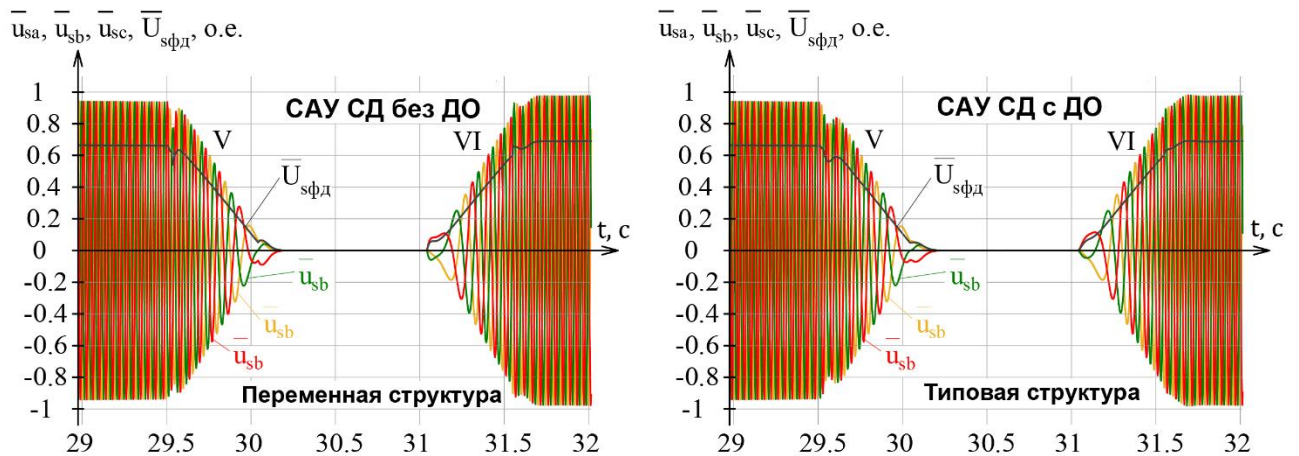


Рисунок 4.11 – Участки сигналов фазных напряжений при пятом и шестом пропуске

В таблице 4.2 представлены результаты анализа графиков ПП, представленных на рисунках 4.9 – 4.11.

Таблица 4.2 – Анализ данных частотного регулирования скорости

Наличие ДО	Номер пропуска	$\overline{M}_c^*$, о.е.	$\overline{\Psi}_6^*$, о.е.	Характеристики питающего напряжения*			Отношение $\frac{\overline{U}_{сфд}}{f_s} \cdot \frac{U_{сб}}{\overline{\Psi}_6}, \frac{В}{с}$
				$\overline{U}_{сфд}$, о.е.	f_s , Гц	Чередование фаз**	
Система автоуправления с переменной структурой							
—	I***	2,25	1	0,5258	14,21	прямое	95,62
	II***	-2,25	1	0,5257	14,21	обратное	95,60
	III	1,4	1	0,7175	20,66	прямое	89,75
	IV	-1	1	0,6913	20,66	обратное	86,47
	V	0,3104	0,3157	0,706	65,36	прямое	88,42
	VI	-0,3104	0,3157	0,706	65,36	обратное	88,42
+	I***	2,25	1	0,5205	14,19	прямое	94,79
	II***	-2,25	1	0,5209	14,21	обратное	94,73
	III	1,4	1	0,7176	20,66	прямое	89,76
	IV	-1	1	0,6914	20,66	обратное	86,48
	V	0,3104	0,3157	0,7059	65,36	прямое	88,41
	VI	-0,3104	0,3157	0,7058	65,36	обратное	88,39
Система автоуправления с типовой структурой							
—	I***	2,25	1	0,4254	12,55	прямое	87,60
	II***	-2,25	1	0,4331	12,78	обратное	87,58
	III	1,4	1	0,7016	20,66	прямое	87,76
	IV	-1	1	0,6913	20,66	обратное	86,47
	V	0,3104	0,3157	0,706	65,36	прямое	88,42
	VI	-0,3104	0,3157	0,706	65,36	обратное	88,42
+	I***	2,25	1	0,4135	12,17	прямое	87,80
	II***	-2,25	1	0,425	12,54	обратное	87,58
	III	1,4	1	0,7018	20,66	прямое	87,78
	IV	-1	1	0,6914	20,66	обратное	86,48
	V	0,3104	0,3157	0,7059	65,36	прямое	88,41
	VI	-0,3104	0,3157	0,7058	65,36	обратное	88,39

Продолжение таблицы 4.2

Наличие ДО	Номер пропуска	$\bar{M}_c^*$, о.е.	$\bar{\Psi}_6^*$, о.е.	Характеристики питающего напряжения*			Отношение $\frac{\bar{U}_{сфд}}{f_s} \cdot \frac{U_{сб}}{\bar{\Psi}_6}, \frac{В}{с}^*$
				$\bar{U}_{сфд}$, о.е.	f_s , Гц	Чередование фаз**	
* Данные величины соответствуют установившемуся режиму работы (в первых двух пропусках – точке, в которой достигается максимальная скорость). ** Под прямым чередованием фаз понимается такая последовательность сигналов фазных напряжений, которая соответствует одному из представленных случаев: А-В-С, В-С-А, С-А-В; под обратным чередованием – В-А-С, А-С-В, С-В-А. *** Частота в точке с максимальной скоростью определяется по формуле: $f_s = \frac{\bar{\omega}_{эл}}{2\pi} \cdot \omega_{эл.б.}$							

По данным анализа графиков ПП по координатам фазных напряжений, которые представлены в таблице 4.2, можно заключить следующее:

- при использовании САР с переменной структурой в том случае, когда момент нагрузки превышает уставку переключающего элемента, величина фазного напряжения и его частота оказываются выше по сравнению с САУ, в которой на постоянной основе действует закон управления по магнитному полю статора;
- полученные экспериментальным путем значения частоты в режимах при работе ЭП с номинальной и максимальной скоростью соответствуют заводским данным;
- величина напряжения статора зависит как от закона управления магнитным полем, так и от величины момента нагрузки;
- отношение действующего значения напряжения фазной обмотки статора к частоте остается практически постоянным при применении ПОУ по полю статора и несколько повышается при управлении по магнитному полю рассеяния;
- реверсирование вращения ротора машины осуществляется путем смены чередования фаз;
- наличие демпферной обмотки не оказывает влияния на особенности частотного регулирования скорости машины.

4.2.5 Энергетические характеристики

Графики ПП по координате коэффициента мощности в различных моделях автоматизированного синхронного ЭП представлены на рисунке 4.12.

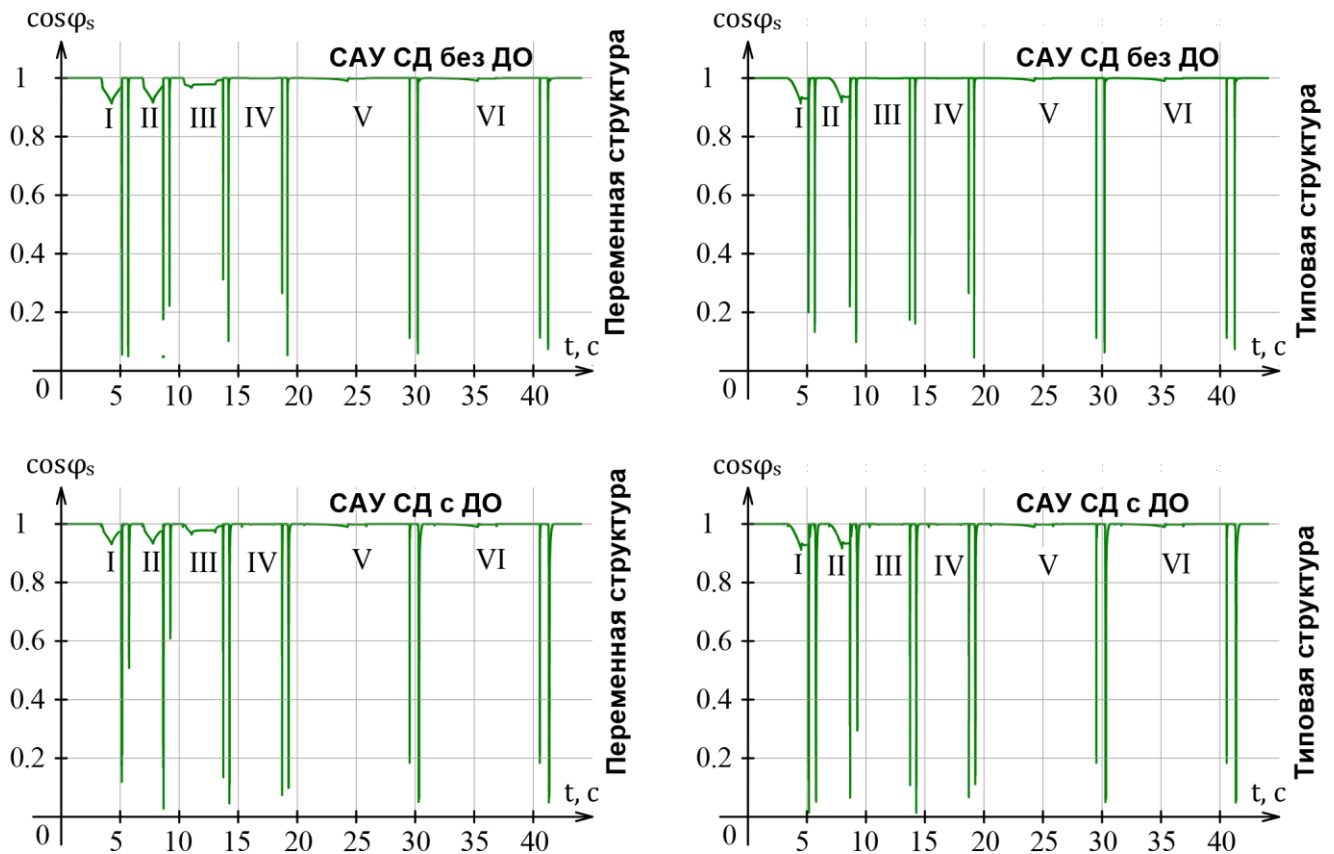


Рисунок 4.12 – Сигналы коэффициента мощности, возникающие в различных моделях

Из графиков ПП, приведенных на рисунке 4.12, видно, что коэффициент мощности как в САУ с переменной структурой, так и в САУ с постоянным управлением по магнитному полю статора при пропусках 1 и 2 становится меньше единицы. В случае САУ с переменной структурой данное обстоятельство объясняется переходом на закон управления по магнитному полю рассеяния, а в случае с типовой САУ тем, что при данной нагрузке при заданном ускорении потокосцепление статора не может стабилизироваться до величины, близкой к базовому потокосцеплению. Пропуски IV, V, VI оказываются идентичными для двух САУ, поскольку при данных возмущающих воздействиях в них обеих действует закон ПОУ по магнитному полю

статора. При третьем пропуске, когда в САУ с переменной структурой задан закон управления по магнитному полю рассеяния, коэффициент мощности машины становится меньше единицы и двигатель начинает потреблять реактивную мощность из сети в установившемся режиме работы.

Сравним сигналы координаты угла нагрузки синхронных машин, представленные ниже на рисунке 4.13.

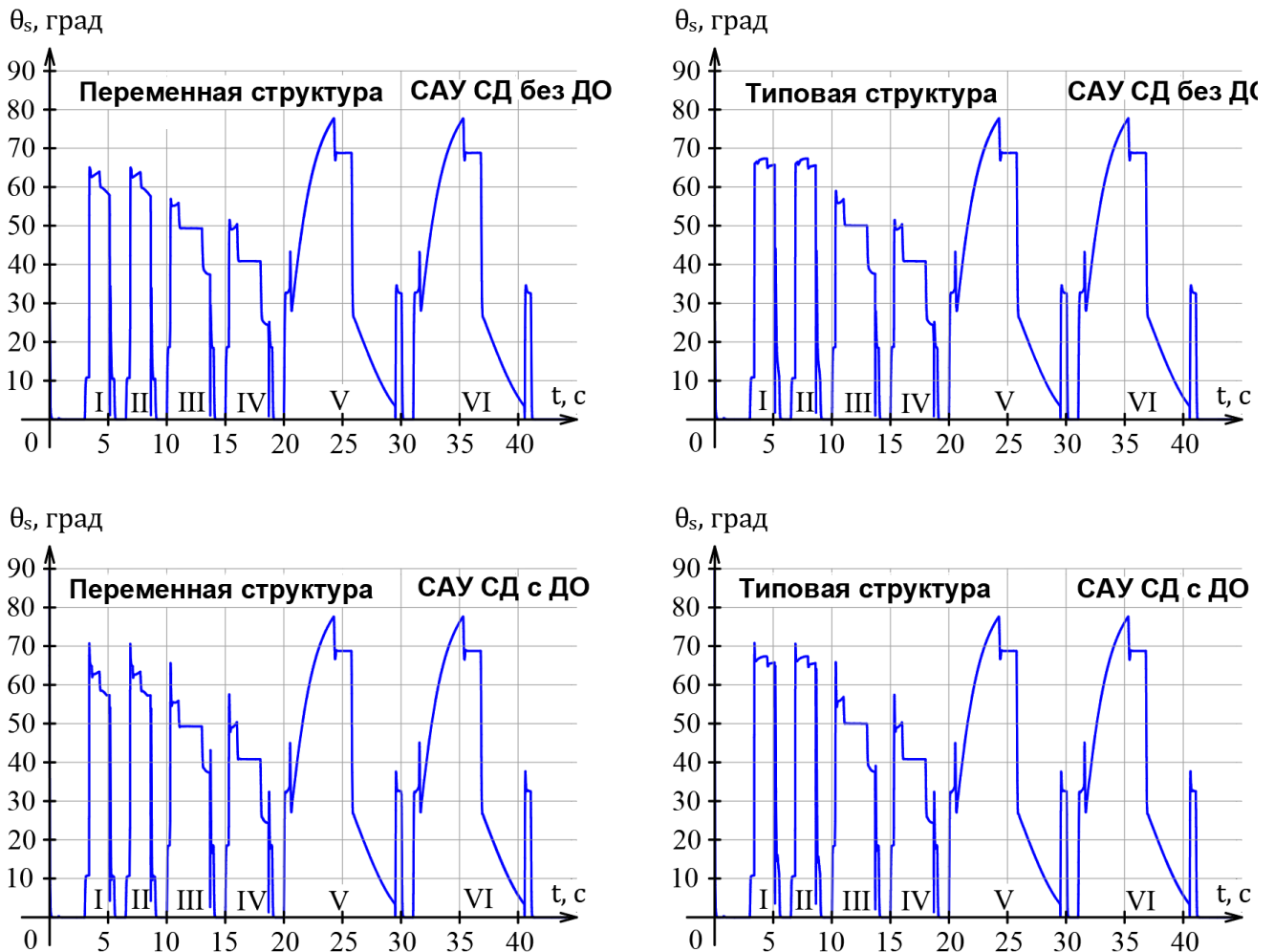


Рисунок 4.13 – Графики ПП по углу нагрузки синхронной машины в различных моделях

Из графиков ПП, представленных на рисунке 4.13 видно, что при управлении по магнитному полю статора независимо от величины прикладываемого статического момента угол нагрузки имеет несколько большее значение по сравнению с тем, что наблюдается при использовании САУ с переменной структурой.

4.3 Подведение промежуточных итогов анализа переходных процессов

Как и предполагалось изначально основные преимущества организации переменной структуры системы автоуправления наблюдаются лишь при моментах нагрузки, значительно превышающих номинальный электромагнитный момент. В частности, для выбранной в работе машины переход на закон управления по магнитному полю рассеяния позволяет обеспечить работоспособность электропривода при максимальном рабочем моменте нагрузки, прикладываемом в процессе разгона двигателя, в то время как сигнал скорости в САУ с типовой структурой теряет линейную форму, а величина максимальной скорости имеет недопустимо высокую статическую ошибку (свыше 10 процентов).

В дальнейшем имеет смысл оценить нагрузку, при которой такие характеристики электропривода, как быстродействие, форма сигнала скорости вращения ротора и статическая ошибка по скорости на треугольных участках тахограмм становятся независимы от типа применяемой САУ. Приемлемая работоспособность САУ с переменной структурой с максимально возможной нагрузкой позволяет предположить, что ее использование при возникновении статических возмущений близких к допустимому значению позволит задавать большие значения динамического тока, тем самым, уменьшая общее время работы прокатки.

С помощью графиков ПП, представленных на рисунках 4.6 – 4.13, была доказана адекватность разработанных ранее математических моделей. Видно, что независимо от используемой САУ и от конструкции применяемой машины форма сигналов остается схожей, меняются лишь значения перерегулирования и статической ошибки, за исключением случаев работы с максимально допустимым ЭМ моментом при организации типовой структуры. Сигналы по основным координатам электропривода не содержат в себе колебательных составляющих.

При учете эффекта насыщения магнитной системы машины ряд координат машины приобретает статизм первого порядка, который исключен для идеализированного объекта управления. Насыщение магнитопровода машины увеличивает время переходного процесса (ПП) о чем косвенно можно судить по увеличению

статической ошибки при пропусках с треугольной тахограммой. При организации КИС, учитывающей влияние насыщения магнитопровода на координаты машины, сигнал ЭМ момента в установившемся режиме работы не имеет статической ошибки. Вообще говоря, применение модели насыщаемой машины при вычислении ее координат в процессе работы имеет ограниченную точность, в связи с чем ее отладка должна происходить на натурном объекте. В рамках текущей диссертационной работы модель насыщения машины для КИС используется, прежде всего, для точного определения статического момента. В свою очередь, статический момент может быть оценен иным путем, исключая влияние насыщения магнитной системы на точность измерений. Из ранее представленных графиков ПП видно, что при организации ПОУ в любых режимах работы ЭП сохраняется прямая пропорциональность величины ЭМ момента току статора. В связи с чем момент нагрузки может быть вычислен с помощью тока нагрузки, который при использовании о.е. в первой зоне регулирования скорости полностью совпадает по величине с первым. Во второй зоне регулирования скорости вычисление момента нагрузки по току нагрузки должно быть скорректировано с учетом ослабления магнитного поля машины. Таким образом, для вычисления момента нагрузки можно воспользоваться иным способом, который может быть аналитически описан следующим образом:

$$\bar{M}_c = \bar{\Psi}_6 \bar{I}_c = \bar{\Psi}_6 \bar{I}_s - \bar{\epsilon}, \quad (4.4)$$

где $\bar{I}_c$ – ток нагрузки, о.е.

Величина $\bar{\Psi}_6$ формируется самой САУ и, поэтому всегда известна, величина углового ускорения ротора может быть легко вычислена с помощью энкодера.

В остальных режимах работы, когда возмущающее воздействие не приводит к ухудшению показателей качества регулирования, применение управления по магнитному полю рассеяния не оправдано, ввиду ухудшения энергетических характеристик электромеханической системы. Единственным преимуществом такого управления является снижение перерегулирования по координате тока статора, которое, впрочем, и так находится на допустимом уровне (таблица 4.1).

4.4 Оценка быстродействия обеих систем в области высоких возмущающих воздействий

Определим характеристики рассматриваемых режимов работы. Учтем, что при заданной ранее скорости при максимально допустимом рабочем моменте, САУ с типовой структурой не способна обеспечить удовлетворительную работоспособность ЭП как при малых величинах заданного динамического тока, так и при величинах близких к предельным ($\bar{I}_{\text{дин}} = 0,25$), о чем свидетельствуют графики ПП, представленные на рисунке 4.14.

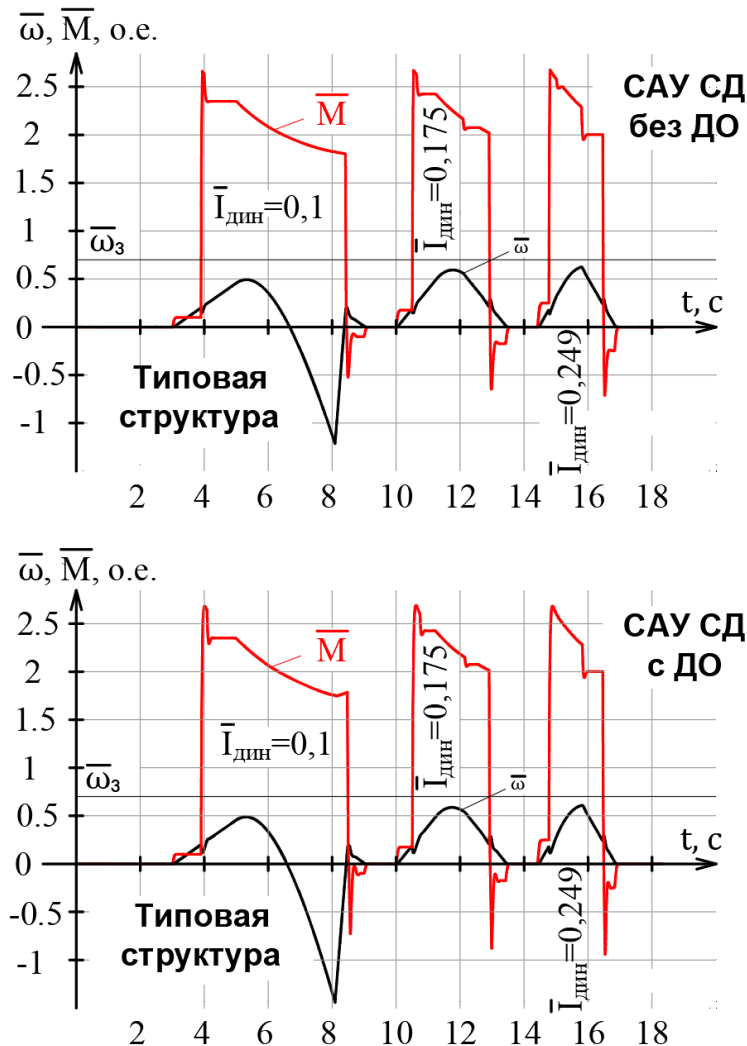


Рисунок 4.14 – Работа типовой САУ синхронного ЭП при максимальной нагрузке с различными заданными значениями динамического тока

Рассмотрим ПП по скорости и ЭМ моменту при первых четырех пропусках заготовки, для которых заданы новые условия. Условимся при каждом последующем пропуске снижать нагрузку на 0,1 о.е., поддерживая при этом значение динамического тока исходя из условия:

$$\bar{I}_{\text{дин}} \approx \lambda_{\text{п}} - \bar{I}_{\text{с}} = 2,5 - \bar{I}_{\text{с}}, \quad (4.5)$$

где $\lambda_{\text{п}}$ – кратность крутящего момента перегрузки (смотри таблицу Б.1).

В каждом из пропусков будем формировать номинальное значение задания на контур скорости. Характеристики условий работы, составленные в соответствии с указанными выше соображениями, приводятся в таблице 4.3. Графики переходных процессов по координатам электромагнитного момента и скорости вращения ротора, возникающие в каждой из моделей автоматизированного синхронного электропривода, представлены на рисунке 4.15.

Таблица 4.3 – Условия работы электропривода при первых четырех пропусках при заданной треугольной тахограмме

Пропуск	Заданные условия			
	Задание на контур скорости $\bar{\omega}_3$, о.е.	Момент нагрузки $\bar{M}_{\text{с}}$, о.е.	Динамический ток $\bar{I}_{\text{дин}}$, о.е.	Постоянная времени ЗИ $T_{\text{зи}}$, с
1	1	2,25	0,24	1.7829
2	1	2,15	0,34	1,2585
3	1	2,05	0,44	0,9725
4	1	1,95	0,54	0,7924

Определим величины статических ошибок и просадок по сигналам скорости на четырех участках для каждой из моделей, представленных на рисунке 4.15 и сведем результаты вычислений в таблицу 4.4.

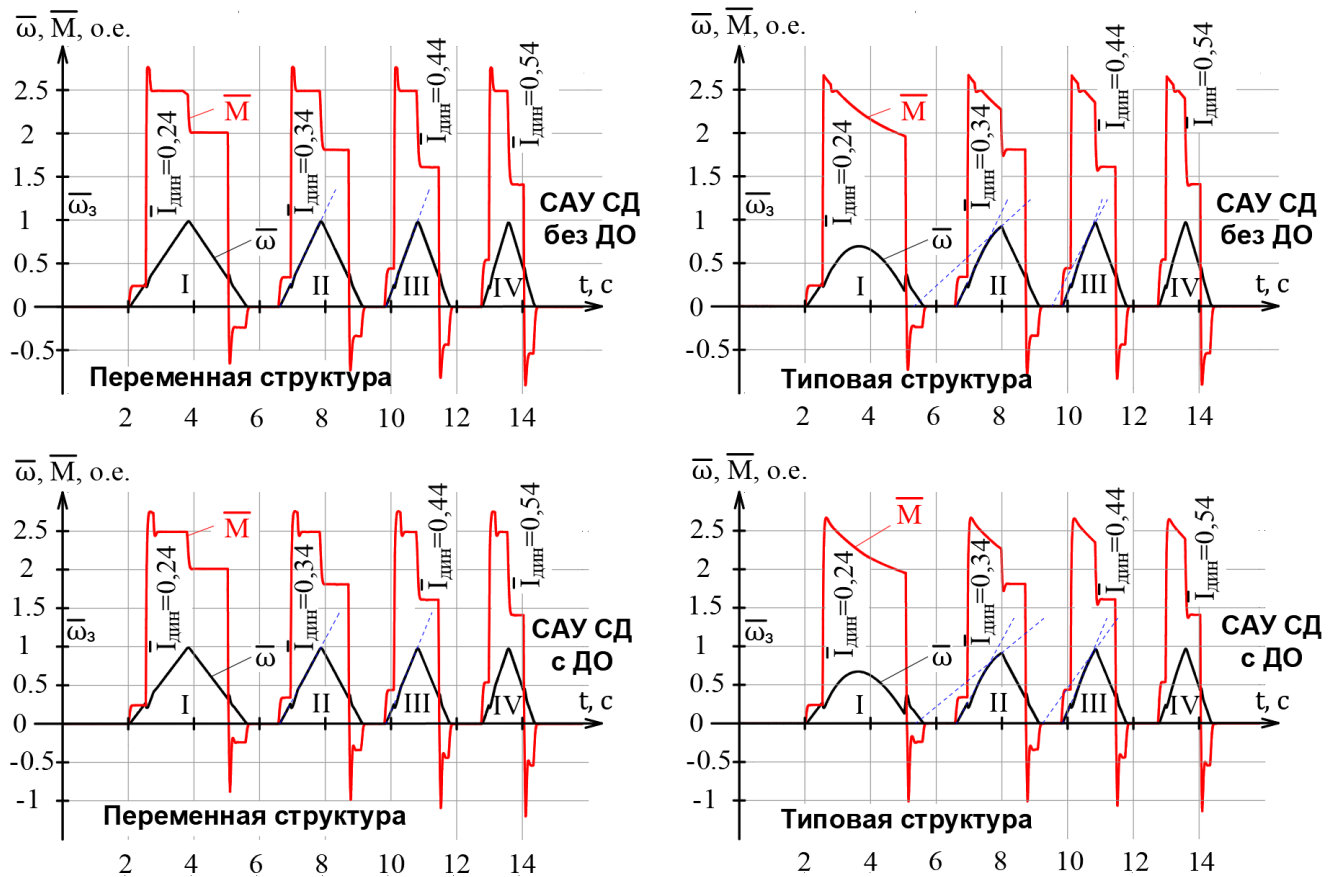


Рисунок 4.15 – Графики ПП по координатам ЭМ момента и скорости при заданных в таблице 4.3 условиях работы электропривода

Таблица 4.4 – Статическая ошибка по скорости в различных системах

Тип САУ	Конструкция машины	Статическая ошибка по скорости, %				Просадка скорости при $t_{\text{захвата}} = 0,3T_{\text{зи}}$, %			
		номер пропуска				номер пропуска			
		I	II	III	VI	I	II	III	VI
с переменной структурой	без ДО	1,4	1,56	1,81	2,11	17,17	14,67	13,02	11,00
	с ДО	1,27	1,53	1,82	2,06	25,78	21,52	18,02	14,99
с типовой структурой	без ДО	30,68	7,98	3,54	2,99	17,43	15,21	13,10	11,09
	с ДО	32,79	8,79	3,78	3,09	26,07	21,64	18,06	15,03

По данным расчета статической ошибки по скорости, представленным в таблице 4.4, можем заключить, что в области высоких нагрузок система с типовой структурой не способна обеспечить такую величину ошибки по скорости, которая

достигается при применении ПОУ по магнитному полю рассеяния в САУ с переменной структурой. Более того, из графиков ПП, приведенных на рисунке 4.15 видно, что при приближении к максимальной рабочей нагрузке сигнал скорости в САУ с типовой структурой теряет свою линейность при нарастании, что недопустимо в соответствии с технологическими требованиями, предъявляемыми к ЭП.

Сравнивая данные расчета просадки скорости, приведенные в таблице 4.4, можем заключить, что при управлении по основному магнитному потоку в САУ с переменной структурой наблюдается чуть меньшая просадка скорости по сравнению с САУ с типовой структурой при набросах момента нагрузки близкого к максимально-допустимому, и практически идентичные динамические ошибки по скорости по мере снижения величины статического момента.

Ранее высказывалось предположение, что САУ с переменной структурой позволяет обеспечить большее быстродействие при значительных моментах нагрузки и заданных требованиях к величине динамического тока в ПП. Для подтверждения данной гипотезы изменим условия работы электроприводов так, как это показано в таблице 4.5, приняв, что теперь ЭП при каждом пропуске выходит на установившийся режим работы.

Таблица 4.5 – Условия работы ЭП при заданной трапецеидальной тахограмме

Пропуск	Заданные условия			
	Задание на контур скорости $\bar{\omega}_3$, о.е.	Момент нагрузки $\bar{M}_c$, о.е.	Динамический ток $\bar{I}_{дин}$, о.е.	Постоянная времени ЗИ $T_{зи}$, с
1	1	2,0	0,49	0,8732
2	1	1,9	0,59	0,7252
3	1	1,8	0,69	0,6201
4	1	1,7	0,79	0,5416

Динамические характеристики при различном исполнении САУ в соответствии с условиями, заданными в таблице 4.5, представлены на рисунках 4.16 и 4.17.

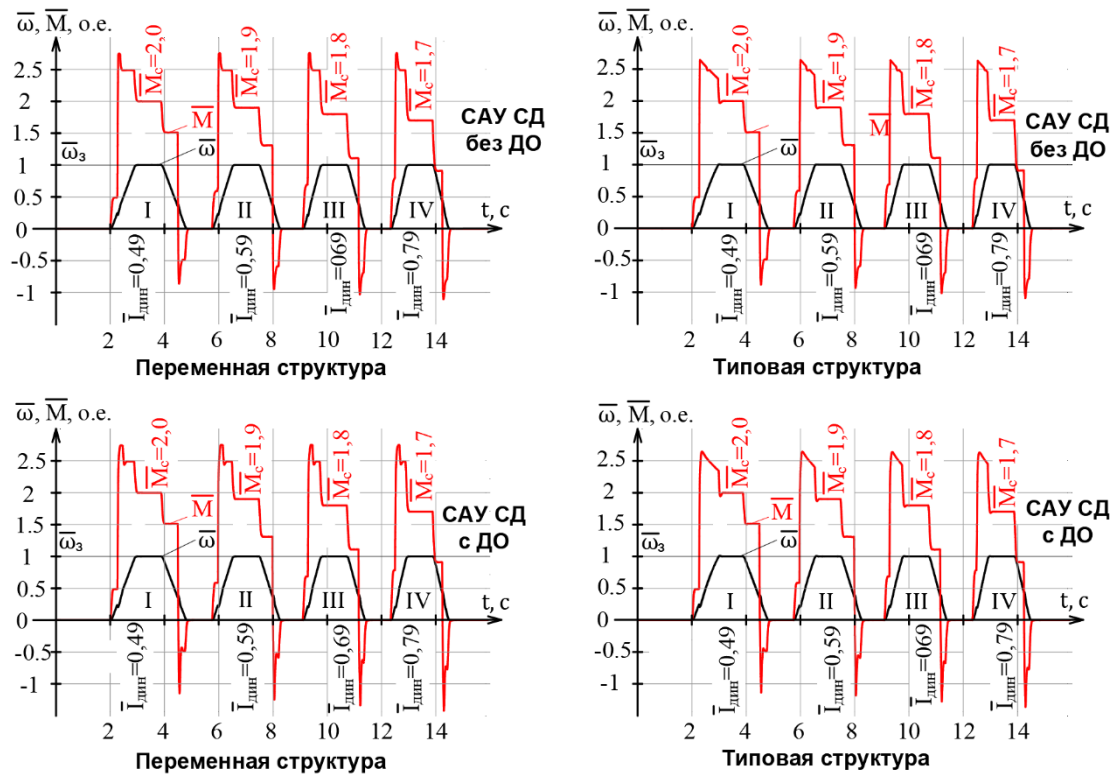


Рисунок 4.16 – Графики ПП по координатам ЭМ момента и скорости при заданных в таблице 4.5 условиях работы ЭП

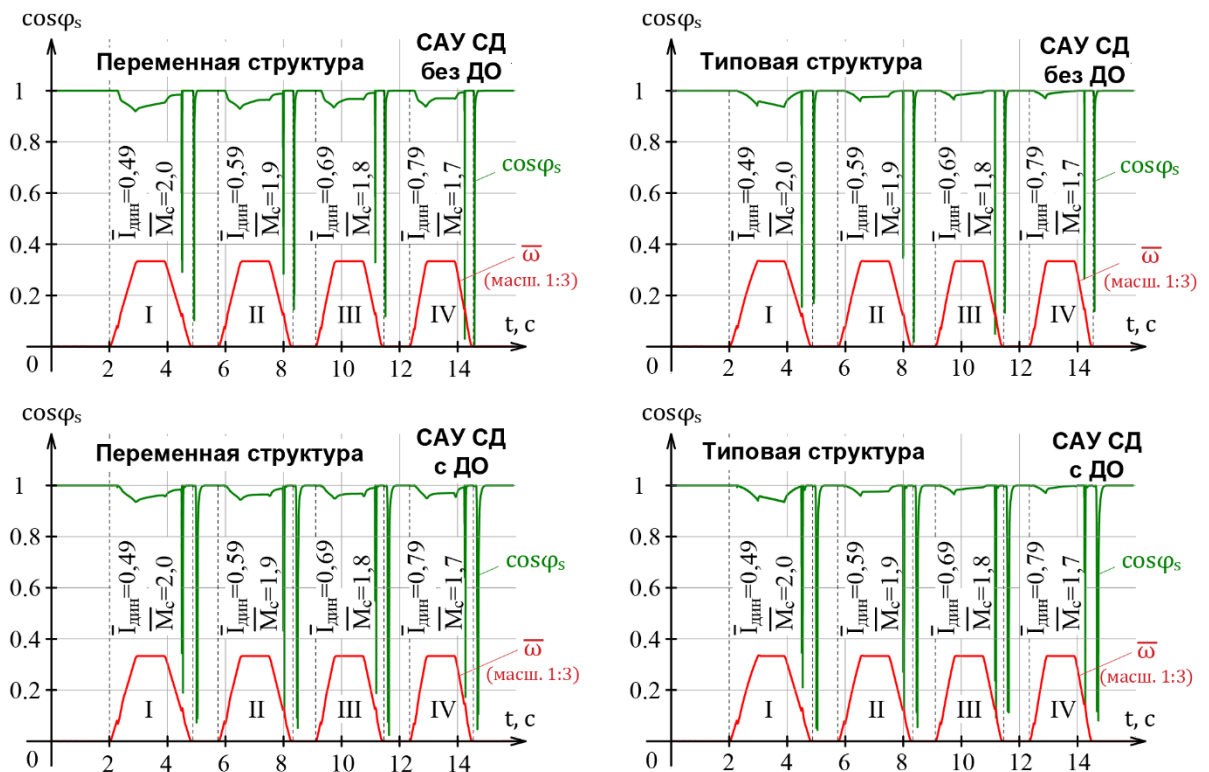


Рисунок 4.17 – Графики переходных процессов по коэффициенту мощности при заданных в таблице 4.5 условиях работы ЭП

Помимо быстрого действия системы необходимо также оценить величину перерегулирования по сигналу скорости, которая в соответствии с технологическими требованиями должна быть равной нулю. Также целесообразно произвести расчет коэффициента мощности. За результаты расчета принимаются средневзвешенные по времени значения коэффициента мощности для каждого пропуска при реализации САР с переменной и типовой структурой. При расчете средневзвешенного значения вычисляются средние значения кривых коэффициента мощности, которые разбиваются на ряд прямоугольных и трапецеидальных участков. Пример такого разбиения на основе первого пропуска представлен на рисунке 4.18.

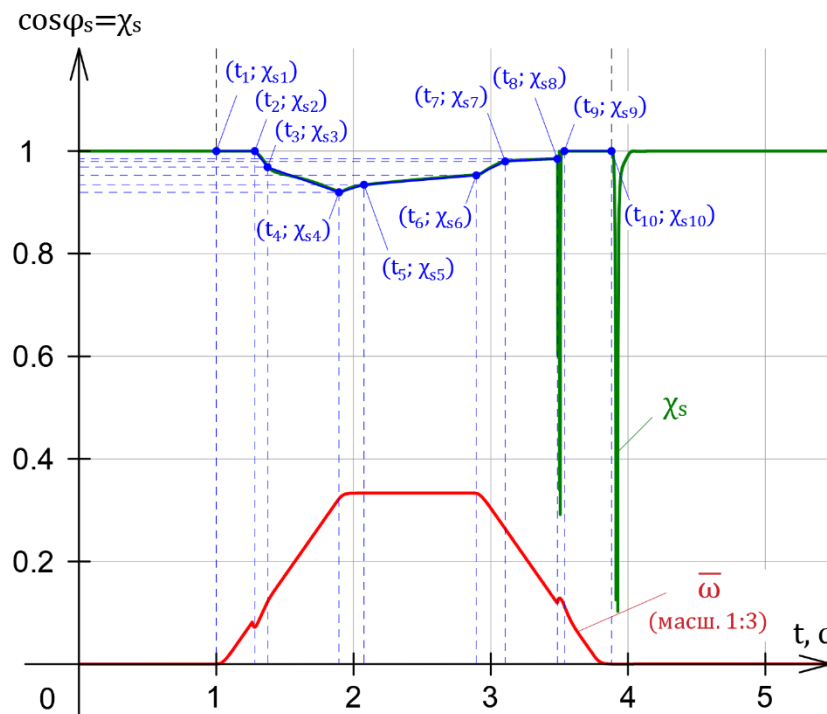


Рисунок 4.18 – К расчету среднего значения коэффициента мощности по кривой

Вычисление среднего значения коэффициента мощности по графику функции $\cos \varphi_s(t) = \chi_s(t)$ ⁸ производится с помощью определенного интеграла:

$$\langle \chi_s \rangle = \frac{1}{\chi_{s_i} - \chi_{s_{i-1}}} \int_{t_{i-1}}^{t_i} \chi_s(t) dt, \quad (4.6)$$

⁸ В данном случае величина косинуса сдвига фаз между сигналами напряжения и тока статора эквивалентна коэффициенту мощности цепи статора, поскольку принимается допущение о синусоидальности указанных сигналов, которое, в свою очередь, подтверждается формой кривых фазных напряжений, представленных на рисунках 4.9 – 4.11.

где $\langle \chi_s \rangle$ – среднее значение коэффициента мощности;

χ_{s_i} и $\chi_{s_{i-1}}$ – значение коэффициента мощности в точках i и $i - 1$ соответственно;

t_i и t_{i-1} – время, соответствующее коэффициентам мощности χ_{s_i} и $\chi_{s_{i-1}}$.

Воспользовавшись формулой (4.6), получаем следующие выражения для вычисления среднего коэффициента мощности для прямоугольной $\langle \chi_{сп} \rangle$ и трапецеидальной $\langle \chi_{ст} \rangle$ формы сигнала соответственно:

$$\langle \chi_{сп} \rangle = \chi_{s_i}, \quad (4.7)$$

$$\langle \chi_{ст} \rangle = \frac{\chi_{s_i} + \chi_{s_{i-1}}}{2}. \quad (4.8)$$

Средневзвешенное по времени значение коэффициента мощности $\chi_{ср}$ для каждого из пропусков вычисляется по формуле:

$$\chi_{ср} = \frac{\sum_0^k \langle \chi_{сп} \rangle_k \Delta t_k + \sum_0^l \langle \chi_{ст} \rangle_l \Delta t_l}{\sum_0^k \Delta t_k + \sum_0^l \Delta t_l}, \quad (4.9)$$

где k и l – количество разбиений кривой коэффициента мощности одного пропуска на прямоугольные и трапецеидальные участки соответственно;

Δt – время, соответствующее каждому разбиению, с.

Оценка величин времени переходного процесса и просадки скорости при возникновении возмущающего воздействия представлены в таблице 4.6, перерегулирования по сигналу скорости при применении обеих САУ – в таблице 4.7, коэффициента мощности для каждого из пропусков – в таблице 4.8.

Таблица 4.6 – Оценка величин быстродействия и динамической ошибки для обеих САУ при заданных условиях работы

Тип САУ	Конструкция машины	Время переходного процесса по скорости, с				Просадка скорости при $t_{захвата} = 0,3T_{зи}$, %			
		номер пропуска				номер пропуска			
		I	II	III	VI	I	II	III	VI
с переменной структурой	без ДО	0,9100	0,7677	0,6664	0,5923	12,04	10,00	8,10	6,26
	с ДО	0,9096	0,7462	0,6655	0,5913	16,50	13,52	10,69	8,08
с типовой структурой	без ДО	0,9471	0,7736	0,6666	0,5908	12,12	10,09	8,15	6,31
	с ДО	0,9657	0,7804	0,6683	0,5908	16,54	13,56	10,69	8,13

Таблица 4.7 – Перерегулирование по скорости в различных системах

Тип САУ	Конструкция машины	Перерегулирование, %			
		номер пропуска			
		I	II	III	VI
с переменной структурой	без демпферной обмотки	0,00	0,00	0,00	0,00
	с демпферной обмоткой	0,00	0,00	0,00	0,00
с типовой структурой	без демпферной обмотки	0,50	0,18	0,14	0,13
	с демпферной обмоткой	0,78	0,42	0,25	0,18

Таблица 4.8 – Коэффициент мощности при различных САУ

Тип САУ	Конструкция машины	Коэффициент мощности			
		номер пропуска			
		I	II	III	VI
с переменной структурой	без демпферной обмотки	0,9609	0,9657	0,9714	0,9732
	с демпферной обмоткой	0,9701	0,9735	0,9749	0,9758
с типовой структурой	без демпферной обмотки	0,9695	0,9851	0,9910	0,9933
	с демпферной обмоткой	0,9703	0,9845	0,9902	0,9932

С целью удобства сравнения показателей качества ПП и энергетических показателей, приведенных в таблицах 4.4, 4.6 – 4.8, вычислим разность данных показателей для обеих систем. Результаты вычислений сведем в таблицу 4.9.

Таблица 4.9 – Отличие показателей качества ПП при использовании разных САУ

Конструкция машины	Момент нагрузки $\bar{M}_c$ и динамический $\bar{I}_{\text{дин}}$ ток, о.е.	Номер пропуска	Разница показателей при реализации той или иной САУ*				
			$t_{\text{пп}}$, мс	σ , %	$\Delta\omega_{\text{дин}}$, %	δ , %	χ_s
Треугольные тахограммы							
Без демпферной обмотки	$\bar{M}_c = 2,25$; $\bar{I}_{\text{дин}} = 0,24$	I	—	—	-0,62	-29,30	—
	$\bar{M}_c = 2,15$; $\bar{I}_{\text{дин}} = 0,34$	II	—	—	-0,53	-6,21	—

* Разность определяется относительно показателей, наблюдающихся при использовании CAP с переменной структурой

Проводя сравнительный анализ между системами по данным обработки графиков ПП, которые представлены в таблицах 4.6 – 4.9, можно заключить, что при моменте нагрузки, составляющем 1,8 о.е., между САУ практически нет отличий в плане показателей качества регулирования по координате скорости, в то время как коэффициент мощности при использовании САУ с типовой структурой оказывается на 0,15 – 0,2 выше (в зависимости от конструкции СД) и продолжает увеличиваться по мере снижения величины возмущающего воздействия вплоть до единицы (смотри рисунок 4.12, пропуски III – VI для типовой САУ). При статических возмущениях, превышающих данную величину, САР с переменной структурой обладает преимуществами в плане перерегулирования и быстродействия, причем разница в показателях качества тем выше, чем больше величина прикладываемой к валу нагрузки. При этом стоит отметить, что при использовании САР с типовой структурой при величинах возмущающих воздействий близких к максимально-допустимому значению коэффициент мощности синхронной машины приближается по своему средневзвешенному значению, к тому же, что наблюдается при применении САУ с переменной структурой. Данное обстоятельство объясняется тем, что в связи с насыщением магнитной системы машины исчезает прямо пропорциональная связь между электромагнитным моментом и током, протекающим в фазной обмотке статора. Угол между пространственными векторами потокосцепления и тока статора становится меньше $\frac{\pi}{2}$, вследствие чего машина начинает потреблять реактивную мощность. В том случае, если величина статического момента оказывается меньше 1,8 о.е., то САУ с переменной структурой, в которой еще не произошел переход между законами управления магнитном полем, начинает проигрывать в плане быстродействия САР, в которой на постоянной основе действует ПОУ по магнитному полю статора. В то же время стоит отметить, что в случае применения последней системы автоуправления сигнал по скорости при заданных значениях динамического тока имеет перерегулирование, которое не допускается в соответствии с технологическими требованиями, предъявляемыми к ЭП реверсивных станков. В таких обстоятельствах необходимо уменьшать заданную величину динамического

тока или подстроечный коэффициент регулятора скорости, что, в свою очередь, приводит к снижению быстродействия САР.

В соответствии с приведенным выше анализом, можно утверждать, что разработанная в рамках текущей диссертационной работы САР с переменной структурой действительно обладает рядом преимуществ перед типовой в плане показателей качества регулирования скорости при наличии возмущающих воздействий, значительно превышающих номинальный электромагнитный момент. Более того, стоит отметить тот факт, что как показывают данные, приведенные в таблицах 4.4, 4.6 – 4.9, преимущества САУ с переменной структурой особенно отчетливо проявляются в случае наличия в конструкции машины демпферной обмотки.

Выводы по главе 4

В рамках текущей главы был произведен комплексный анализ особенностей работы систем автоуправления с переменной и типовой структурой на основе имитации различных режимов работы в ранее разработанных виртуальных моделях автоматизированных синхронных электроприводов. По данным, полученным в ходе обработки графиков ПП, полученных для различных конфигураций модели, можно сделать следующие выводы и обозначить следующие результаты:

1. Подтверждается адекватность разработанной в ходе диссертационного исследования математической модели системы автоуправления с переменной структурой, которая способна осуществлять полеориентированное управление координат как синхронного двигателя, имеющего всего один контур, отнесенный к ротору – контур обмотки возбуждения, так и синхронного двигателя с демпферной обмоткой.

2. Переход между законами управления магнитным полем синхронной машины с помощью релейного регулятора не приводит к выпадению системы из устойчивости при величине возмущающего воздействия, соответствующей коэффициенту переключения, более того, применение фильтра низкой частоты при формировании угла между пространственными векторами потокосцепления и тока

статора нивелирует негативное влияние на сигналы различных координат при переходных процессах, которое может быть создано, вследствие дребезга контакта.

3. Переход между законами управления магнитным полем машины, осуществляемый в САУ с переменной структурой, в области нагрузок, значительно превышающих номинальный электромагнитный момент, позволяет не только увеличить быстродействие системы, но и сохранить требуемый темп нарастания скорости при статических возмущениях, стремящихся к предельно допустимому электромагнитному моменту.

4. Просадка скорости при воздействии ступенчатого сигнала возмущающего воздействия при использовании САР с переменной структурой оказывается незначительно меньше по сравнению с САУ, в которой на постоянной основе действует закон управления по магнитному полю статора. В то же время при применении последней наблюдается скругление формы сигнала скорости при моментах нагрузки близких к предельно-допустимому и наличие перерегулирования при меньших значениях возмущающего воздействия, что может способствовать занижению величины заданного динамического тока, определяющего ускорение ротора.

5. Преимущества организации переменной структуры САУ в случае применения синхронной машины, имеющей в своей конструкции успокоительную обмотку, проявляются в большей степени, о чем можно судить по разнице между быстродействием САУ для двигателей различной конструкции.

6. Расчет средневзвешенного по времени значения коэффициента мощности для обеих САУ в области повышенных нагрузок показал, что при величинах возмущающего воздействия близких к максимально допустимому моменту нагрузки ($2,0M_n$ и более) при ПОУ по магнитному полю статора синхронная машина, вследствие насыщения магнитной системы начинает потреблять реактивную мощность, величина которой близка к той, что наблюдается при управлении по основному магнитному потоку, что является еще одним основанием в пользу применения последнего.

7. С помощью имитационного моделирования определена приблизительная величина момент нагрузки, при которой для применяемой в работе машины

становится нецелесообразным продолжать управление по магнитному полю рассеяния, ввиду отсутствия выигрыша в быстродействии в совокупности с потерями, которые связаны с потреблением реактивной мощности из сети.

8. Проведенный анализ графиков ПП, полученных для различных САУ в совокупности со всем множеством представленных в работе конфигураций объекта управления, подтверждает теоретические сведения, приводящиеся в первой и второй главах диссертационного исследования.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Настоящее диссертационное исследование является научно-квалификационной работой, в которой предлагается способ построения системы автоматического управления с переменной структурой для синхронных машин с электромагнитным возбуждением наиболее распространенных конструкций. Построение данной системы, в первую очередь, направлено на развитие отечественной металлургической отрасли, в частности прокатного производства за счет улучшения производительности главного электропривода реверсивных станов горячей прокатки. С другой стороны, разработанная в текущей работе система автоуправления и метод ее синтеза могут быть распространены на иные синхронные электроприводы, которые в соответствии с технологическими особенностями их работы испытывают перегрузки, значительно превышающие номинальный электромагнитный момент, создаваемый на валу машины.

Проведенные в рамках диссертационной работы теоретические и экспериментальные исследования на основе имитационных моделей позволяют сформулировать следующие результаты, имеющую научную и практическую значимость:

1. Получена математическая модель идеализированного синхронного двигателя с демпферной обмоткой удобная для синтеза с так называемыми частотно-напряженческими системами автоматического регулирования. Величины, входящие в уравнения, составляющие данную математическую модель, нормированы относительно базисных величин системы о.е. Парка-Горева.

2. Произведено получение удобных для синтеза с САУ математических моделей объекта управления при различной его конструкции, для которого введен учет влияния эффекта насыщения магнитной системы на различные параметры.

3. Получены выражения для определения координат синхронной машины в установившемся режиме работы в отсутствии какого-либо закона управления магнитным полем машины. Данные статические нелинейные функциональные зависимости выражены в общем виде относительно угла между пространственными векторами потокосцепления и тока статора и непосредственно относительно модуля

пространственного вектора потокосцепления статора. Такой вид выражений для различных координат позволяет осуществлять относительно легкий переход между двумя законами полеориентированного управления машиной.

4. Предложен оригинальный способ построения системы автоматического управления с переменной структурой для синхронной машины с электромагнитным возбуждением, идея которого основана на перемене способа формирования угла между пространственными вектора потокосцепления и тока статора.

5. Разработана методика синтеза частотно-напряженческих систем автоматического управления с переменной структурой, которые могут быть использованы для управления синхронными двигателями различной конструкции (в зависимости от наличия или отсутствия демпферной обмотки), претерпевающими в процессе своей эксплуатации частые перегрузки ударного характера.

6. Получены имитационные модели САУ с переменной структурой для синхронной машины при учете эффекта насыщения ее магнитной системы и при его отсутствии; при наличии в ее конструкции демпферной обмотки и при ее отсутствии.

7. Осуществлен анализ графиков ПП по различным координатам ЭП в имитационной среде как в случае применения типовой структуры САУ, так и в случае использования вариативного закона управления магнитным полем машины. Данные, полученные в ходе обработки сигналов, представленных на отмеченных графиках, позволяют сделать вывод о большей эффективности применения САУ с переменной структурой по сравнению с системой, в которой определенный закон ПОУ формируется на постоянной основе, при наличии эксплуатационных нагрузок, значительно превышающих величину номинального электромагнитного момента на валу машины. В частности, САУ с переменной структурой, позволяет сохранить работоспособность и обеспечить заданный темп разгона в совокупности с технологически заданной величиной статической ошибки при значении возмущающего воздействия близкого к максимально-допустимому, а также обеспечивает отсутствие перерегулирования и большее быстродействие при моментах нагрузки, в 1,8 и более раз превышающих номинальный электромагнитный момент.

Полученные математические модели адекватно описывают различные электромагнитные и электромеханические процессы, имеющие место при работе синхронной машины, что подтверждается исследованием работы моделей в виртуальной графической среде. В связи с этим они могут быть использованы при синтезе систем автоматического управления синхронной машины различной сложности.

Синтез разработанной системы автоматического управления с переменной структурой, хоть и является более громоздким и сложным по сравнению с синтезом типовой системы автоуправления, однако не обладает чересчур значительной трудоемкостью и при этом может быть легко унифицирован для различных синхронных машины с электромагнитным возбуждением, ввиду применения принципа подчиненного регулирования и единого математического описания различных звеньев, участвующих в организации полеориентированного управления.

Имитационные модели автоматизированных синхронных ЭП и программа расчета их величин, которая составляет файл-сценарий, могут быть использованы при исследовании и отладке систем автоматического управления с полеориентированным управлением синхронной машины независимо от области ее применения.

Рекомендации и перспективы дальнейшей разработки темы

В дальнейшем предлагается провести ряд мероприятий, направленных как на углубление исследований особенностей и возможностей разработанной системы автоуправления с переменной структурой, так и на последующее повышение ее быстродействия. К таким мероприятиям относятся:

- синтез САУ с переменной структурой для полеориентированного управления синхронной машины в классе многосвязных оптимальных систем;
- получение математической и имитационной модели цифровой системы автоматического управления;
- введение контура регулирования динамического тока (момента) в структуру системы.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

В настоящей работе приняты следующие сокращения:

МТРА	– Maximum torque per ampere control
NPC	– Neutral point clamped
ZDC	– Zero d-axis current control
а.е.	– Абсолютные единицы
АИН	– Автономный инвертор напряжения
АЦП	– Аналого-цифровой преобразователь
БО	– Блок ограничения
ВИ	– Группа «Выпрямитель-инвертор»
ВПОС	– Внутренняя перекрестная обратная связь
ДО	– Демпферная обмотка
ДПТ с НВ	– Двигатель постоянного тока с независимым возбуждением
ДПЧ	– Двухзвенный преобразователь частоты
ДУ	– Дифференциальное уравнение
КАД	– Асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором
КИС	– Контрольно-измерительная система
КО	– Компенсационная обмотка
МКМ	– Многомерный контур момента
МО	– Модульный оптимум
МПУ	– Микропроцессорное устройство
НПЧ	– Непосредственный преобразователь частоты
о.е.	– Относительные единицы
ОВ	– Обмотка возбуждения
ОС	– Обратная связь
ОУ	– Объект управления
ПВШИМ	– Пространственно-векторная широтно-импульсная модуляция
ПК	– Преобразователь координат
ПОУ	– Полеориентированное управление

ПП	– Переходный процесс
ПУМ	– Прямое управление моментом
ПФ	– Передаточная функция
ПЧ с ЗПТ	– Преобразователь частоты со звеном постоянного тока
ПЧ	– Преобразователь частоты
САР	– Система автоматического регулирования
САУ	– Система автоматического управления
СД	– Синхронный двигатель
СИФУ	– Система импульсно-фазового управления
СМПМ	– Синхронная машина с постоянными магнитами
СО	– Симметричный оптимум
СШИМ	– Синусоидальная широтно-импульсная модуляция
ТВ	– Тиристорный возбудитель
ФНЧ	– Фильтр низких частот
ХХ	– Холостой ход
ЦАП	– Цифро-аналоговый преобразователь
ЦСАУ	– Цифровая система автоматического управления
ЧР	– Частотно-регулируемый
ШИМ	– Широтно-импульсная модуляция (модулятор)
ЩКУ	– Щеточно-коллекторный узел
ЭМ	– Электромагнитный
ЭМС	– Электромеханическая система
ЭП	– Электропривод

В настоящей работе приняты следующие правила, применяемые при записи величин, относящихся к трехфазной симметричной системе координат АВС и иных двухфазных систем координат:

- $\tilde{X}$ – пространственный (изображающий) вектор величины X ;
- $\dot{X}$ – комплексный вектор величины X ;
- X – модуль пространственного вектора $\tilde{X}$, а.е.;

- x — мгновенное значение величины X , а.е.;
- x_i — проекция пространственного вектора $\tilde{X}$ на ось i двухфазной системы координат, о.е.;
- $\bar{X}$ — величина X , выраженная в относительных единицах.

В настоящей работе приняты следующие наиболее часто применяющиеся индексы:

- s — величина, относящаяся к цепи обмотки статора;
- δ — величина, относящаяся к «фиктивной цепи» в воздушном зазоре;
- si — величина, относящаяся к «фиктивной цепи» рассеяния на фазной обмотке статора;
- a, b и c — величины, относящиеся к фазным обмоткам статора А, В и С соответственно;
- f — величина, относящаяся к цепи обмотки ротора;
- x — проекция на ось x неподвижной системы координат $xu0$, жестко связанной с магнитной осью фазы статора А;
- y — проекция на ось y неподвижной системы координат $xu0$, жестко связанной с магнитной осью фазы статора А;
- d — проекция на ось d вращающейся синхронно с ротором машины системы координат $dq0$;
- q — проекция на ось q вращающейся синхронно с ротором машины системы координат $dq0$;
- sat — величина, зависящая от степени насыщения магнитной системы машины;
- b — базовое значение величины;
- n — номинальное значение величины;
- m — максимальное значение величины;
- min — минимальное значение величины;

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. A New Multilevel Inverter Topology With Reduce Switch Count / M. D. Siddique, S. Mekhilef, N. M. Shah, A. Sarwar, A. Iqbal, M. A. Memon // IEEE Access, May 2019. – Vol. 7. – P. 58584–58594.
2. ACS 6000 Medium voltage AC drives for control of 3 – 27 MW motors up to 3.3 kV. – ABB, 2008. – 18 p.
3. ACS 6000c Cycloconverter for high performance speed and torque control of 1 to 27 MW synchronous motors. – ABB AC Drives. – 8 p.
4. ACS880 Synchronous machine control: Application guide. – ABB INDUSTRIAL DRIVES, 2020. – 84 p.
5. Bose, K. B. Power Electronics and Motor Drives: Advances and trends / K. B. Bose. – Boston : Academic Press is an imprint of Elsevier, 2006 – 917 p.
6. Daher, S. Multilevel Inverter Topologies for Stand-Alone PV Systems / S. Daher, J. Schmid, F. L. M. Antunes // IEEE Transactions on Industrial Electronics, July 2008. – Vol. 55, No. 7. – P. 2703–2712.
7. Falahi, G. Design, Modelling and Control of Modular Multilevel Converter based HVDC Systems : specialization “Electrical Engineering” : a dissertation submitted to the Graduate Faculty of North Carolina State University in partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Philosophy / G. Falahi ; adv. Dr. A. Q. Huang. – Raleigh, North Carolina : North Carolina State University, 2014. – 189 p. – Bibliography. : P. 179–189. – text : direct. – Place of protection: North Carolina State University.
8. Finch, J. W. Controlled AC electrical drives / J.W. Finch, D. Giaouris // IEEE Transactions on Industrial Electronics, March 2008. – Vol. 55, No. 2. – P. 481–491.
9. Grinbaum, I. Simulation of synchronous motors for industrial drives / I. Grinbaum, C. Jager, J. Smajic // 15th International IGTE Symposium on Numerical Field Calculation in Electrical Engineering, September 2014. – Graz, Austria : IGTE, 2014. – P. 1–6.
10. Harris, M. R. Per-unit systems: with special reference to electrical machines. – Cambridge, England : Cambridge University Press, 1970. – 116 p.

11. Holmes, D. G. Pulse Width Modulation For Power Converters: Principles and Practice / D. G. Holmes, T. A. Lipo. – Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. : Wiley-IEEE Press, 2003. – 744 p.
12. Hruska, K. Optimization of a PMSM Design for Control with Zero Direct Axis Current Component / K. Hruska, P. Dvorak // 2016 ELEKTRO, 16-18 May 2016. – Strbske Pleso, Slovakia : IEEE, 2016. – P. 162–167.
13. Iqbal A. Maximum torque per ampere control of six-phase synchronous motor / A. Iqbal, O. Singh // 2016 International Conference on Control, Computing, Communication and Materials (ICCCCM), 21-22 October 2016. – Allahbad, India : IEEE, 2017. – P. 1–5.
14. Itoh, J. Maximum Torque per Ampere Control Method for IPM Synchronous Motor Based on V/f Control / J. Itoh, Yu. Nakajima, M. Kato // 2013 IEEE 10th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 22-25 April 2013. – Kitakyushu, Japan : IEEE, 2013. – P. 1322–1327.
15. Kazmierkowski, M. P. Control in Power Electronics: Selected Problems / M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, F. Blaabjerg. – Academic Press Series in Engineering, 2002. – 518 p.
16. Kumar, S. S. Salient features of vector control in AC motor drives: A review / S. S. Kumar, A. Ramulu // Scientific Research and Essays, September 2013. – № 8 (34). – P. 1649–1657.
17. Kundur, P. Power System Stability and Control / P. Kundur. – McGraw-Hill Education, 1994. – 1176 p.
18. Labidi, Z. R. Modelling and optimal torque control of small wind turbines with permanent magnet synchronous generators / Z. R. Labidi, H. Schulte, A. Mami // 2017 International Conference on Green Energy Conversion Systems (GECS), 23-25 March 2017. – Hammamet, Tunisia : IEEE, 2017. – P. 1–6.
19. Lander, C. W. Power electronics / C. W. Lander. – London : McGraw-Hill, 1993. – 480 p.
20. Leonhard, W. Control of Electrical Drives / W. Leonhard. – 3rd Ed. – Berlin : Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2001. – 460 p.

21. Review of multilevel inverter topologies and its applications / W. A. Halim, S. Ganeson, M. Azri, T. N. A. Tengku Azam // *Journal of Telecommunication, Electronic and Computer Engineering*, January 2016. – Vol. 8, No. 7. – P. 51–56.
22. Sarac, V. Synchronous Motor of Permanent Magnet compared to Asynchronous Induction Motor / V. Sarac, D. Iliev // *Electrotehnica, Electronica, Automatica (EAA)*. – 2017. – Vol. 65, No 4. – P. 51–58.
23. Steiner, P. K. Enabled by high power electronics – Energy, efficiency, renewables and smart grids / P. K. Steiner // *The 2010 International Power Electronics Conference (ECCE ASIA)*, 21-24 June 2010. – Sapporo, Japan : IEEE, 2010. – P. 11–15.
24. Wu, B. High-Power Converters and AC Drives / B. Wu, M. Narimani. – 2nd ed. – The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc : Published by John Wiley & Sons, Inc, 2017. – 480 p.
25. Zero Direct-axis Current (ZDC) Control for Variable Speed Wind Energy Conversion System using PMSG / D. K. Porate, S. P. Gawande, A. P. Munshi, K. B. Porate, S. G. Kadwane, M. A. Waghmare // *1st International Conference on Power Engineering, Computing and CONtro, PECCON-2017*, 2-4 March 2017. – Vol. 117, No. 1-2. – P. 943–950.
26. Z-source inverter pulse width modulation: A survey / M. S. Bakar, N. A. Rahim, K. H. Ghazali, A. H. M. Hanafi // *International Conference on Electrical, Control and Computer Engineering 2011 (InECCE)*, 21-22 June 2011. – Kuantan, Malaysia : IEEE, 2018. – P. 313–316.
27. Абакумов, А. М. Электрический привод. Часть 2. Электропривода переменного тока : учебное пособие / А. М. Абакумов, П. В. Тулупов, Ю. А. Чабанов. – Самара : Самар. гос. техн. ун-т, 2014. – 130 с. : ил.
28. Автоматизированный электропривод промышленных установок / Г. Б. Онищенко, М. И. Аксенов, В. П. Грехов [и др.] ; под ред. Г. Б. Онищенко. – Москва : РАСХН, 2001. – 520 с. : ил.
29. Авторское свидетельство № 864150 СССР, МПК G01R 19/00, H02P 5/34. Датчик тока для частотно-регулируемых тиристорных приводов : № 2853845/18-21 : заявл. 10.12.79 : опубл. 15.09.81 / Грузов В. Л., Калинин В. Р., Федоров В. Г. – 3 с.

30. Алексеев, А. К. Перспективы развития частотно-регулируемого электропривода переменного тока / А. К. Алексеев, В. Н. Трамбовецкий, О. С. Савенко // Вестник Приазовского государственного университета. Серия: технические науки. – 2009. – № 19. – С. 242–246.

31. Афанасьев, В. Д. Автоматизированный электропривод в прокатном производстве / В. Д. Афанасьев. – Москва : Изд-во Металлургия, 1977. – 279 с. : ил.

32. Баховцев И. А. Анализ и синтез энергооптимальных способов управления инверторами с ШИМ : специальность 05.09.12 «Силовая электроника» : диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук / Ю. А. Баховцев ; науч. конс. Г. С. Зиновьев. – Новосибирск : Новосибирский государственный технический университет, 2017. – 452 с. – Библиогр. : с. 375–407. – Текст : непосредственный. – Место защиты: Южно-Уральский государственный университет (НИУ).

33. Баховцев, И. А. Микропроцессорные системы управления устройствами силовой электроники: структуры и алгоритмы : учебное пособие / И. А. Баховцев. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2018. – 219 с.

34. Белов, М. П. Автоматизированный электропривод типовых производственных механизмов и технологических комплексов : учебник для студ. высш. учеб. заведений / М. П. Белов, В. А. Новиков, Л. Н. Рассудов. – 3-е изд., испр. – Москва : Издательский центр «Академия», 2007. – 576 с.

35. Белоусов, И. В. Сравнительный анализ методов широтно-импульсной модуляции / И. В. Белоусов, В. Ф. Самосейко, Л. М. Бровцинова // Вестник государственного университета морского и речного флота им. адмирала С.О. Макарова. – 2018. – Т. 10, № 2. – С. 420–429.

36. Богданов, А. Н. Современные и перспективные алгоритмы управления гребными синхронными электродвигателями / А. Н. Богданов, А. И. Ивановский, П. В. Адамович // Труды Крыловского государственного научного центра. – 2017. – №4 (382). – С. 103–112.

37. Борисов, Ю. М. Электротехника : учебник для вузов / Ю. М. Борисов, Д. Н. Липатов, Ю. Н. Зорин. – 2-е изд., перераб. и доп. – Москва : Энергоатомиздат, 1985. – 552 с. : ил.

38. Брылина, О. Г. Исследование двухзвенных преобразователей частоты / О. Г. Брылина, М. В. Гельман // Электротехнические системы и комплексы. – 2013. – № 21. – С. 270–278.
39. Бычков, В. П. Электропривод и автоматизация металлургического производства : учеб. пособие для вузов / В. П. Бычков. – 2-е изд., доп. и перераб. – Москва : «Высш. школа», 1977. – 391 с. : ил.
40. Важнов, А. И. Основы теории переходных процессов синхронной машины / А. И. Важнов. – Москва/Ленинград : Государственное Энергетическое Изд-во, 1960. – 312 с.
41. Важнов, А. И. Переходные процессы в машинах переменного тока / А. И. Важнов. – Ленинград : Энергия. Ленингр. отд-ние, 1980. – 256 с. : ил.
42. Васильев, Б. Ю. Автоматизированный электропривод машин и установок горного производства : учебник для вузов. В 2-х томах. Т. 2. / Б. Ю. Васильев. – Санкт-Петербург : Лань, 2022. – 392 с. : ил.
43. Вейнгер, А. М. Перспективы мощных регулируемых электроприводов переменного тока / А. М. Вейнгер // IV Международная (XV Всероссийская) конференция по автоматизированному электроприводу «Автоматизированный электропривод в XXI веке: пути развития», 14-17 сентября 2004 г. – Магнитогорск : изд-во МГТУ им. Г.И. Носова, 2004. – С. 32–37.
44. Вейнгер, А. М. Регулируемый синхронный электропривод / А. М. Вейнгер. – Москва : Энергоатомиздат, 1985. – 224 с. : ил.
45. Виноградов, А. Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / А. Б. Виноградов. – Иваново : ИГЭУ, 2008. – 298 с.
46. Вольдек, А. И. Электрические машины : учебник для студентов высш. техн. учебн. заведений / А. И. Вольдек. – 2-е изд. перераб. и доп. – Ленинград : Изд-во «Энергия» Ленинградское отделение. – 840 с. : ил.
47. Гарнов, В. К. Унифицированные системы автоуправления электроприводом в металлургии / В. К. Гарнов, В. Б. Рабинович, Л. М. Вишневецкий. – 2-е изд., доп. и перераб. – Москва : Металлургия, 1977. – 192 с.

48. Гасияров, В. Р. Математическое описание главного электропривода толстолистого стана 5000 горячей прокатки / В. Р. Гасияров, Е.А. Маклакова // Электротехника: сетевой электронный научный журнал. – 2015. – Т. 2, № 3. – С. 62–66.

49. Гасияров, В. Р. Моделирование трехуровневого преобразователя частоты с фиксированной нейтралью при алгоритме ШИМ с удалением выделенных гармоник / В. Р. Гасияров, А. А. Радионов, А. С. Маклаков // Электротехнические системы и комплексы. – 2017. - № 1(34). – С. 4–9.

50. Гасияров, В. Р. Совершенствование электротехнических систем реверсивной клетки толстолистого прокатного стана : специальность 05.09.12 «Силовая электроника» : диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук / В. Р. Гасияров ; науч. конс. А. А. Радионов. – Челябинск : Южно-Уральский государственный университет (НИУ), 2021. – 359 с. – Библиогр. : с. 294–331. – Текст : непосредственный. – Место защиты: Магнитогорский государственный технический университет.

51. Гельман, М. В. Преобразовательная техника : учебное пособие / М. В. Гельман, М. М. Дудкин, К. А. Преображенский. – Челябинск : Издательский центр ЮУРГУ, 2009. – 425 с.

52. Горбачев, Г. Н. Промышленная электроника : учебник для вузов / Г. Н. Горбачев, Е. Е. Чаплыгин ; под ред. В. А. Лабунцова. – Москва : Энергоатомиздат, 1988. – 320 с. : ил.

53. Горев, А. А. Переходные процессы синхронной машины / А. А. Горев. – Ленинград : Государственное энергетическое издательство, 1950. – 553 с.

54. Горлова, Т. Н. Электропривод, его состояние и перспективы / Т. Н. Горлова, В. П. Обрусник // Журнал: доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. 2015. – Т. 35, № 1. – С. 161–164.

55. Данилов А. Современные промышленные датчики тока / А. Данилов // Современная электроника. – 2004. – С. 26–35.

56. Двенадцатипульсовые полупроводниковые выпрямители тяговых подстанций / Б. С. Барковский, Г. С. Магай, В. П. Маценко [и др.] ; под ред. М. Г. Шалимова. – Москва : Транспорт, 1990. – 127 с.

57. Елисеев, В. А. Справочник по автоматизированному электроприводу / В. А. Елисеев, А. В. Шинянский ; под ред. В. А. Елисеева и А. В. Шинянского. – Москва : Энергоатомиздат, 1983. – 616 с. : ил.
58. Жеребцов А. Л. Способ управления током возбуждения как средство обеспечения устойчивости работы синхронного двигателя / А. Л. Жеребцов, В. Ю. Чуйков, А. А. Шульпин // Вестник ИГУЭ. – 2018. – № 2. – С. 21–31.
59. Забродин, Ю. С. Промышленная электроника : учебник для вузов / Ю. С. Забродин. – Москва : Высш. школа, 1982. – 496 с. : ил.
60. Зайцев, Н. С. Качество регулирования в системах автоуправления синхронного электропривода при учете насыщения магнитной системы машины / Н. С. Зайцев, В. А. Кубарев, Е. С. Кузнецова. – Текст : непосредственный // Известия Транссиба. – 2025. – № 3 (63). – С. 138 – 152.
61. Имитационное моделирование системы автоуправления с переменной структурой для векторного управления синхронным электродвигателем классической конструкции / В. Ю. Островляничик, В. А. Кубарев, Н. С. Зайцев, Е. С. Кузнецова // Системы автоматизации (в образовании, науке и производстве). AS'2022 : труды Всероссийской научно-практической конференции (с международным участием), 15–16 декабря 2022 г. – Новокузнецк : Изд. центр СибГИУ, 2022. – С. 586–592.
62. Исследование влияния провалов напряжения в системе электроснабжения завода ММК Metalurji на работу главных электроприводов стана горячей прокатки / А. А. Николаев, А. С. Денисевич, И. А. Ложкин, М. М. Тухватуллин // Электротехнические системы и комплексы – 2015. – № 3(28). – С. 8–14.
63. Исследование динамических характеристик электромеханических систем. Учебно-методическое пособие / В. И. Бойков, А. Б. Бушуев, С. В. Быстров [и др.]. – Санкт-Петербург : Университет ИТМО, 2022. – 70 с.
64. Исследование и разработка САПР цифровых САУ / С. М. Вертешев, В. А. Концевцов, И. А. Максягина, И. А. Полетаев, О. Ю. Тимошевская // Вестник Псковского государственного университета. Серия: экономические и технические науки. – 2013. – № 2. – С. 249–260.

65. Карпов, А. Г. Цифровые системы автоматического регулирования : учебное пособие / А. Г. Карпов. – Томск : Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиотехники, 2015. – 216 с.
66. Клименко, К. А. Сравнительный анализ современных датчиков тока / К. А. Клименко. – 2011. – Т. 1, № 8 (31). – С. 66–68.
67. Ключев, В. И. Теория электропривода : учебник для вузов / В. И. Ключев. – 2-е изд. перераб. и доп. – Москва : Энергоатомиздат, 2001. – 704 с. : ил.
68. Копылов, И. П. Справочник по электрическим машинам. В 2-х томах. Т. 1 / И. П. Копылов, Б. К. Клокова ; под общ. ред. И. П. Копылова и Б. К. Клокова. – Москва : Энергоатомиздат, 1988. – 456 с. : ил.
69. Корельский, Д. В. Обзор современных методов управления синхронными двигателями с постоянными магнитами / Д. В. Корельский, Е. М. Потапенко, Е. В. Васильева // Радиоэлектроника. Информатика. Управление. – 2001. – № 2. – С. 155–159.
70. Косенко, И. А. Сравнение частотно-токового и частотно-напряженческого способов релейно-векторного управления асинхронными электроприводами с автономным инвертором тока / И. А. Косенко // Электротехника та електроенергетика. – 2008. – № 1. – С. 52–58
71. Кубарев, В. А. Математическое моделирование подчиненных систем автоуправления синхронного электропривода с переменной структурой при различном исполнении замкнутых контуров / В. А. Кубарев, Н. С. Зайцев, Е. С. Кузнецова. // Системы автоматизации (в образовании, науке и производстве) : AS`2024 : труды Всероссийской научно-практической конференции (с международным участием), 10–12 декабря 2024 г. / Сибирский государственный индустриальный университет ; под ред. В. В. Зимина. – Новокузнецк : Издательский центр СибГИУ, 2024. – С. 406–413.
72. Кубарев, В. А. Математическое моделирование синхронного двигателя с демпферной обмоткой в системе относительных единиц «Парка-Горева» / В. А. Кубарев, Н. С. Зайцев, Е. С. Кузнецова // Системы автоматизации (в образовании, науке и производстве) : AS`2023 : труды Всероссийской научно-практической

конференции (с международным участием) / Сибирский государственный индустриальный университет ; под ред. В. В. Зимина. – Новокузнецк : Издательский центр СибГИУ, 2023. – С. 339–345.

73. Кузнецов В.А. Разработка модели электропривода прокатного стана рельсового производства по системе «ПЧ-СД» с двухзонным регулированием скорости / В. А. Кузнецов, Е. С. Кузнецова, Н. С. Зайцев // *Металлургия: технологии, инновации, качество «Металлургия – 2021» : труды XXII Международной научно-практической конференции, 10 – 11 ноября 2021.* – Новокузнецк : изд. центр СибГИУ, 2021 г. – Ч. 2. – С. 204–213.

74. Кузнецов, В. А. Имитационное моделирование системы автоматического управления главным электроприводом прокатного толстолистного стана по системе «частотный преобразователь – синхронный двигатель» / В. А. Кузнецов, Н. С. Зайцев, Е. С. Кузнецова // *Автоматизированный электропривод и промышленная электроника : сборник статей IX Всероссийской научно-практической конференции, 25-26 ноября 2020.* – Новокузнецк : изд-во СибГИУ, 2020 г. – С. 32–40.

75. Кузнецов, В. А. Модернизация системы управления синхронным электроприводом вращения валков прокатного стана / В. А. Кузнецов, Е. С. Кузнецова, Н. С. Зайцев // *Моделирование и наукоемкие информационные технологии в технических и социально-экономических системах : труды V Международной научно-практической конференции, 14 апреля 2021.* – Новокузнецк : изд. центр СибГИУ, 2021 г. – С. 315–321.

76. Кузнецов, В. А. Увеличение производительности прокатного стана путем оптимизации синхронного привода ACS 6000 / В. А. Кузнецов, А. С. Чураков, Д. А. Маршев // *Автоматизированный электропривод и промышленная электроника : труды седьмой всероссийской научно-практической конференции, 23-24 ноября 2016 г.* – Новокузнецк : изд-во СибГИУ, 2016. – С. 94–100.

77. Кунинин, П. Н. Датчики. Материалы к курсовому и дипломному проектированию / П. Н. Кунинин. – Новокузнецк : Изд-во СибГИУ, 2005. – 42 с.

78. Кутарев, А. М. Специальный курс электрических машин : учебное пособие / А. М. Кутарев. – Оренбург : ГОУ ОГУ, 2008. – 128 с.

79. Лютер, Р. А. Расчет синхронных машин / Р. А. Лютер. – Ленинград : Энергия. Ленингр. отд-ние, 1979. – 272 с. : ил.
80. Макаричев, Ю. А. Синхронные машины : учебное пособие / Ю. А. Макаричев, В. Н. Овсянников. – Самара : Самар. гос. техн. ун-т, 2011. – 152 с. : ил.
81. Макаров, В. Г. Многоуровневые инверторы напряжения. Обзор топологий и применение / В. Г. Макаров, Р. Н. Хайбрахманов // Вестник технологического университета. – 2016. – Т. 19, № 22. – С. 134–138.
82. Маклаков, А. С. Гибридный алгоритм модуляции на основе пространственно-векторной ШИМ и ШИМ с удалением выделенных гармоник / А. С. Маклаков // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: энергетика. – 2018. – Т. 18, № 1. – С. 92–100.
83. Маклаков, А. С. Имитационное моделирование главного электропривода прокатной клетки толстолистого стана 5000 / А. С. Маклаков // Машиностроение: сетевой электронный научный журнал. – 2014. – Т. 2, № 3. – С. 16–25.
84. Маклаков, А. С. Математическое моделирование синхронного электропривода реверсивной прокатной клетки / А. С. Маклаков, Е. А. Маклакова, В. Р. Гасияров // Труды международной шестнадцатой научно-технической конференции «Электроприводы переменного тока (ЭППТ 2015)». – 2015. – С. 131–136.
85. Маклаков, А. С. Повышение энергоэффективности трехуровневого преобразователя частоты с фиксированной средней точкой в составе электропривода большой мощности : специальность 05.09.12 «Силовая электроника» : диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / А. С. Маклаков ; науч. конс. А. А. Радионов. – Челябинск : Южно-Уральский государственный университет, 2017. – 129 с. – Библиогр. : с. 117–129. – Текст : непосредственный. – Место защиты: Южно-Уральский государственный университет.
86. Математическое и имитационное моделирование двухзонной системы автоуправления частотно-регулируемого синхронного электродвигателя с демпферной обмоткой / В. Ю. Островляничик, В. А. Кубарев, Н. С. Зайцев, Д. Е. Модзелевский, Е. С. Кузнецова, Д. А. Маршев // Горное оборудование и электромеханика. – 2022. - № 5 (163). – С. 46–58.

87. Меркурьев, Г. В. Устойчивость энергосистем : монография в 2-х т. Кн. 1 / Г. В. Меркурьев, Ю. М. Шаргин. – Санкт-Петербург : НОУ «Центр подготовки кадров энергетики», 2006. – 369 с. : ил.

88. Мещеряков, В. Н. Математическое моделирование динамических процессов в черновой клети прокатного стана с синхронным электроприводом при вхождении сляба в межвалковый промежуток / В. Н. Мещеряков, Д. В. Мигунов // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. – 2023. – Вып. 3. – С. 47–50.

89. Мигунов, Д. В. Разработка и исследование систем регулирования синхронного электропривода черновых клетей станов горячей прокатки : специальность 05.09.03 «Электротехнические комплексы и системы» : автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук / Мигунов Дмитрий Викторович ; Липецкий государственный технический университет. – Липецк, 2012. – 18 с. - . Библиогр.: с. 18. – Место защиты: Липецк. гос. техн. ун-т. – Текст : непосредственный.

90. Москаленко, В. В. Системы автоматизированного управления электропривода : учебник / В. В. Москаленко. – Москва : ИНФРА-М, 2004. – 208 с. – (Серия «Среднее профессиональное образование»).

91. Николаев, А. А. Исследование параллельной работы автоматизированных электроприводов прокатного стана и дуговой сталеплавильной печи / А. А. Николаев, А. С. Денисевич, М. В. Буланов // Вестник Ивановского государственного энергетического университета. – 2017. – №3. – С. 59–69.

92. Основные проблемы двухдвигательного электропривода прокатных станов / В. А. Кузнецов, Е. С. Кузнецова, Д. А. Лузин, Н. С. Зайцев // Высокие технологии, наука и образование: актуальные вопросы, достижения и инновации : сборник статей VII Всероссийской научно-практической конференции, 27 июня 2020 г. – Пенза : МЦНС «Наука и Просвещение», 2020. – С. 81–86.

93. Основы автоматизированного электропривода : учебное пособие для вузов / М. Г. Чиликин, М. М. Соколов, В. М. Терехов, А. В. Шинянский. – Москва : «Энергия», 1974. – 568 с. : ил.

94. Островляничик, В. Ю. Автоматический электропривод постоянного тока горно-металлургического производства : учебное пособие / О. В. Островляничик. – Новокузнецк : изд-во СибГИУ, 2004. – 383 с.
95. Перельмутер, В. М. Прямое управление моментом и токов двигателей переменного тока / В. М. Перельмутер. – Харьков : Основа, 2004. – 210 с.
96. Поляков, В. Н. Экстремальное управление электрическими двигателями / В. Н. Поляков, Р. Т. Шрейнер ; под общей ред. Р. Т. Шрейнера. – Екатеринбург : УГТУ-УПИ, 2006. – 420 с.
97. Поползин, И. Ю. Особенности переходных процессов в недовозбужденном синхронном двигателе большой мощности / И. Ю. Поползин, Р. Э. Живаго, Д. А. Маршев // Горное оборудование и электромеханика. – 2023. - № 6 (170). – С. 3–9.
98. Приводы АББ в металлургии. Применение приводов среднего напряжения для повышения качества продукции и управления технологическими процессами [Электронный ресурс]. – Режим доступа : https://library.e.abb.com/public/9140de459aafb568c12572db0031cd5c/ABB_Drives_in_Metals_RevA_RU.pdf.
99. Применение аналоговых вычислительных машин в энергетических системах. Методы исследования переходных процессов / И. А. Груздев, К. П. Кадомская, Л. А. Кучумов [и др.] ; под ред. Н. И. Соколова. – 2-е изд., перераб. и доп. – Москва : «Энергия», 1970. – 400 с. : ил.
100. Рабл, И. 3-L NPC-Инвертор: управление, режимы работы, расчет параметров / И. Рабл, Н. Ульрих, А. Колпаков // Силовая электроника. – 2016. - № 3(60). – С. 44–50.
101. Розанов, Ю. К. Основы силовой электроники / Ю. К. Розанов. – Москва : Энергоатомиздат, 1992. – 296 с. : ил.
102. Рулевский, В. М. Управление трехфазным автономным инвертором напряжения с предмодуляцией третьей гармоники в системе электропитания глубоководного аппарата / В. М. Рулевский, А. Г. Юдинцев, В. А. Чех // Вестник Государственного университета морского и речного флота им. адмирала С.О. Макарова. – 2018. – Т. 10, № 5. – С. 1075–1086.

103. Садов, В. Б. Микропроцессорные системы управления : учебное пособие / В. Б. Садов, В. О. Чернецкий. – Челябинск : Изд. центр ЮУрГУ, 2013. – 59 с.

104. Силовые преобразователи тяговым подстанций и электроподвижного состава : учебное пособие / Е. Ю. Салита, Г. С. Магай, Т. В. Комякова [и др.]. – 2-е изд., перераб. и доп. – Омск: Изд-во Омский гос. ун-т. путей сообщения, 2013. – 131 с.

105. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями / О. В. Слежановский, Л. Х. Дацковский, И. С. Кузнецов [и др.]. – Москва : Энергоатомиздат, 1983. – 256 с. : ил.

106. Слежановский, О. В. Электропривод реверсивных станов горячей прокатки / О. В. Слежановский. – Москва : Metallurgizdat, 1961. – 444 с. : ил.

107. Снижение динамического момента в главной линии прокатной клетки толстолистого стана / В. Р. Гасияров, С. Н. Басков, О. А. Гасиярова, Б. М. Логинов, Д. Ю. Усатый // Вестник Южно-Уральского государственного университета. – 2019. – Т. 19, № 3. – С. 22–32.

108. Соколовский, Г. Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием : учебник / Г. Г. Соколовский. – Москва : Академия, 2006. – с. 265.

109. Способ построения системы автоуправления переменной структуры для частотно-регулируемого синхронного электропривода / В. Ю. Островляничик, Н. С. Зайцев, В. А. Кубарев, Е. С. Кузнецова, Д. Е. Модзелевский // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. – 2023. – Вып. 4. – С. 614–624.

110. Справочник по проектированию автоматизированного электропривода и систем управления технологическими процессами / сост.: В. Д. Астрахан, Г. З. Богорад, А. А. Брострем [и др.] ; под ред. В. И. Круповича, Ю. Г. Барыбина, М. Л. Самовера. – 3-е изд., перераб. и доп. – Москва : Энергоиздат, 1982. – 416 с. : ил. – (Электроустановки промышленных предприятий).

111. Терехов, В. М. Система управления электроприводов : учебное издание / В. М. Терехов, О. И. Осипов. – Москва : Издательский центр «Академия», 2005. – 300 с.

112. Тихомиров, В. А. Технические и экономические аспекты применения регулируемых приводов постоянного и переменного тока / Тихомиров В. А., Титов В. Г., Хватов С. В. // Труды НГТУ им. Р.Е. Алексеева. – 2010. – № 4 (83). – С. 190–204.
113. Толочко, О. И. Упрощенный алгоритм оптимальной стратегии «Максимальный момент на ампер» для управления синхронным двигателем с постоянными магнитами / О. И. Толочко, А. А. Бурмелев // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. – 2018. – № 4. – С. 70–77.
114. Трещев, И. И. Электромеханические процессы в машинах переменного тока. – Ленинград : Энергия. Ленингр. отд-ние, 1980. – 344 с. : ил.
115. Тумаева, Е. В. Математическая модель синхронного электропривода : монография / Е. В. Тумаев. – Казань : Изд-во Казан. гос. технол. ун-та, 2007. – 98 с.
116. Туркин, И. И. Совершенствование систем управления электроприводами на основе принципов подчиненного регулирования и самоорганизации / И. И. Туркин, Х. Мин // Вестник Астраханского государственного технического университета. Серия: Морская техника и технология. – 2016. – № 3. – С. 86–32.
117. Файнштейн, В. Г. Цифровые системы управления электроприводов : монография / В. Г. Файнштейн, О. С. Воробейчик ; под ред. А. Д. Учителя. – Кривой Рог : Издательство ГВУЗ «КНУ», 2014. – 159 с.
118. Фединцев, В.Е. Электрооборудование цехов ОМД. Ч. 2. Электропривод прокатных станов и вспомогательных механизмов цехов ОМД : учебное пособие / В. Е. Фединцев. – Москва : МИСиС, 2005. – 119 с.
119. Фильц, Р. В. Математическое моделирование явнополусных синхронных машин / Р. В. Фильц, Н. Н. Лябук. – Львов : Свит, 1991. – 176 с.
120. Фираго, Б. И. Выбор параметров демпферной обмотки синхронного двигателя с электромагнитным возбуждением при скалярном частотном управлении / Б. И. Фираго, С. В. Александровский // Наука – образованию, производству, экономике : материалы 16-й Международной научно-технической конференции. – Минск : БНТУ, 2018. – Т. 1. – С. 244.
121. Фираго, Б. И. Исследование переходных процессов частотно-регулируемого синхронного электропривода / Б. И. Фираго, С. В. Александровский //

Энергетика. Известия высших учебных заведений и энергетических объединений СНГ. – 2016. – № 6. – С. 507–518.

122. Фираго, Б. И. Энергетические показатели синхронного частотно-регулируемого электропривода / Б. И. Фираго, С. В. Александровский // Энергетика. Известия высших учебных заведений и энергетических объединений СНГ. – 2018. – Т. 61, № 4. – С. 287–298.

123. Фотиев, М. М. Электрооборудование прокатных и трубных цехов : учебник для техникумов / М. М. Фотиев. – Москва : Металлургия, 1995. – 256 с.

124. Фролов, М. Ю. Идентификация параметров синхронных машин в эксплуатационных режимах электрической сети : специальность 05.14.02 «Электрические станции и электроэнергетические системы» : диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / М. Ю. Фролов ; науч. рук. А. Г. Фишов. – Новосибирск : Новосибирский государственный технический университет (НГТУ), 2018. – 124 с. – Библиогр. : с. 105–115. – Текст : непосредственный. – Место защиты: Новосибирский государственный технический университет.

125. Харенко, В. Н. Модернизация системы управления электропривода вращения валков / В. Н. Харенко, В. А. Кузнецов Е. С. Кузнецова, А. С. Чураков // Автоматизированный электропривод и промышленная электроника : труды восьмой Всероссийской научно-практической конференции, 20-21 ноября 2018 г. – Новокузнецк : Изд. центр СибГИУ, 2018. – С. 41–47.

126. Чернышев, А. Ю. Электропривод переменного тока : учебное пособие / А. Ю. Чернышев, Ю. Н. Дементьев, И. А. Чернышев. – Томск : Изд-во Томского политехнического университета, 2011. – 213 с.

127. Шабанов, В. А. О законах частотного регулирования синхронных двигателей на нефтеперекачивающих станциях / В. А. Шабанов, О. В. Кабаргина // Электронный научный журнал нефтегазовое дело. – 2010. – № 2. – 5 с.

128. Шрейнер, Р. Т. Двухзонная система регулирования скорости явнополусного синхронного электропривода / Р. Т. Шрейнер, А. В. Медведев, В. Н. Поляков // Современный взгляд на проблемы технических наук, 10 сентября 2015 г. – Уфа : Изд-во «Инновационный центр развития образования и науки». – 2015. – С. 79–86.

129. Шрейнер, Р. Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты / Р. Т. Шрейнер. – Екатеринбург : УРО РАН, 2000. – 654 с.

130. Шрейнер, Р. Т. Системы подчиненного регулирования электроприводов. Часть 1. Электроприводы постоянного тока с подчиненным регулированием координат : учеб. пособие для ВУЗов / Р. Т. Шрейнер. – Екатеринбург : Изд-во Урал. гос. проф.-пед. ун-та, 1997. – 279 с.

131. Шрейнер, Р. Т. Электромеханический ресурс частотно-регулируемого синхронного электропривода в перемежающихся режимах работы / Р. Т. Шрейнер, В. Н. Поляков, А. В. Медведев // Электротехнические системы и комплексы. – 2014. – № 3(24). – С. 9–13.

132. Шхати, Х. В. Развитие методов математического моделирования переходных процессов современных генераторов для повышения эксплуатационных показателей их работы : специальность 05.14.02 «Электростанции и электроэнергетические системы» : диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук / Х. В. Шхати ; науч. конс. С. В. Смолвик. – Санкт-Петербург : Санкт-Петербургский государственный политехнический университет, 2008. – 393 с. – Библиогр. : с. 320–385. – Текст : непосредственный. – Место защиты: Санкт-Петербургский государственный политехнический университет.

133. Щагин, А. В. Основные методы широтно-импульсной модуляции / А. В. Щагин, А. А. Бодрова, В. И. Логвин // Символ науки: международный научный журнал. – 2015. – № 11-1. – С. 69–72.

134. Электропривод современных шахтных подъемных машин / Л. Х. Дацковский, В. И. Роговой, И. С. Кузнецов [и др.] // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. – 2010. – № 3-2. – С. 157–165.

135. Ягопольский, А. Г. Особенности применения современных электроприводов в оборудовании прокатных комплексов / А. Г. Ягопольский, Т. Ю. Комкова // Современные проблемы науки и образования. – 2015. – № 2-1. – 6 с.

Приложение А (справочное) Акты о внедрении результатов диссертационного исследования

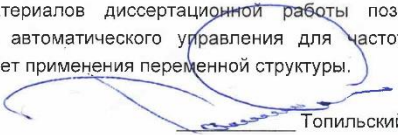
ООО «Сибирь-Эксперт» 654027, Россия, Кемеровская область, Кузбасс, г.о. Новокузнецкий, г. Новокузнецк, р-н Центральный, пр-кт Курако, д. 51А к. 2, помещ. 2 тел. (3842) 20-99-65 e-mail: sib-expert@mail.ru		ИНН 4220042613 КПП 421701001 ОГРН 1104220001313 Р/с 40702810526170005450 отделение №8615 СБ РФ г. Кемерово К/с 30101810200000000612 БИК 043207612
УТВЕРЖДАЮ: Директор ООО «Сибирь-Эксперт»  Толубев 		
АКТ 13.02.2018 о внедрении результатов кандидатской диссертационной работы Зайцева Никиты Сергеевича		
Комиссия в составе: председатель Топильский Н. М. — главный инженер ООО «Сибирь-Эксперт» члены комиссии: Иванов К. В. — руководитель электротехнической лаборатории ООО «Сибирь-Эксперт» Наumenko Ю. И. — инженер электротехнической лаборатории ООО «Сибирь-Эксперт» составила настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Зайцева Никиты Сергеевича: «Разработка системы автоматического управления с переменной структурой для частотно-регулируемого синхронного электродвигателя», по специальности 2.4.2 «Электротехнические комплексы и системы», выполненной соискателем кафедры автоматизированного электропривода и промышленной электроники ФГБОУ ВПО «Сибирский государственный индустриальный университет», инженером электротехнической лаборатории ООО «Сибирь-Эксперт» Зайцевым Никитой Сергеевичем, представленной на соискание степени кандидата технических наук, внедрены в работу ООО «Сибирь Эксперт» в виде методик определения параметров, настройки и наладки систем управления с частотно-регулируемыми синхронными электродвигателями. Использование данных материалов диссертационной работы позволило повысить эффективность настройки систем автоматического управления для частотно-регулируемого синхронного электродвигателя за счет применения переменной структуры.		
Председатель комиссии:  Топильский Н.М. Члены комиссии:  Иванов К.В.  Наumenko Ю.И.		

Рисунок А.1 – Акт о внедрении результатов диссертационного исследования в
практику электротехнической лаборатории ООО «Сибирь-Эксперт»

Общество с ограниченной ответственностью «Абазинский рудник»
 (ООО «Абазинский рудник»)
 Юридический адрес: 655750, Республика Хакасия, г. Абаза, ул. Ленина, 35А, помещение 78
 Почтовый адрес: 655750, Республика Хакасия, г. Абаза, ул. Ленина, 35А, помещение 78
 ИНН 1905012029, КПП 190501001, ОГРН 1141902000569, ОКПО 266560563
 Тел.: +7 (39047) 2-35-84, 2-94-19
 E-mail: sekretaru@ch-geo.ru



АКТ

о внедрении результатов
 кандидатской диссертационной работы
 Зайцева Никиты Сергеевича

Комиссия в составе:

председатель Замятин С. Г. — главный инженер ООО «Абазинский рудник»;

члены комиссии:

Фролов А. А. — главный механик ООО «Абазинский рудник»;

Шикарев А. А. — главный энергетик ООО «Абазинский рудник»;

Кубарев В. А. — заведующий кафедрой электротехники, электропривода и промышленной электроники ФГБОУ ВО «Сибирский государственный индустриальный университет».

Составила настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Зайцева Никиты Сергеевича: «Разработка системы автоматического управления с переменной структурой для частотно-регулируемого синхронного электродвигателя», по специальности 2.4.2 «Электротехнические комплексы и системы», выполненной соискателем кафедры автоматизированного электропривода и промышленной электроники ФГБОУ ВО «Сибирский государственный индустриальный университет», инженером электротехнической лаборатории ООО «Сибирь-Эксперт» Зайцевым Никитой Сергеевичем, представленной на соискание степени кандидата технических наук, внедрены в работу ООО «Абазинский рудник» в виде методики определения параметров для настройки систем управления синхронными электродвигателями.

Использование данных материалов диссертационной работы позволило повысить эффективность настройки систем управления синхронного электродвигателя.

Члены комиссии:

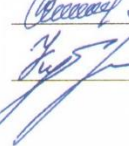
 А. А. Фролов
 А. А. Шикарев
 В. А. Кубарев

Рисунок А.2 – Акт о внедрении результатов диссертационного исследования при настройке систем управления синхронными электродвигателями

УТВЕРЖДАЮ:

Проректор по образовательной
деятельности, доцент

О. Г. Приходько

«16» марта 2026 г.

АКТ

о внедрении в учебный процесс кафедры электротехники, электропривода и промышленной электроники (ЭЭ и ПЭ) ФБГОУ ВО «Сибирский государственный индустриальный университет» результатов кандидатской диссертационной работы Зайцева Никиты Сергеевича на тему «Разработка системы автоматического управления с переменной структурой для частотно-регулируемого синхронного электродвигателя».

Комиссия в составе: председателя комиссии — директора института информационных технологий и автоматизированных систем, д.т.н., доцента Зими́на А.В., членов комиссии — заведующего кафедрой ЭЭ и ПЭ, к.т.н., доцента Кубарева В.А. и учёного секретаря кафедры ЭЭ и ПЭ Игнатенко О.А. составили настоящий акт о том, что результаты кандидатской диссертационной работы Зайцева Никиты Сергеевича на тему «Разработка системы автоматического управления с переменной структурой для частотно-регулируемого синхронного электродвигателя» внедрены в учебный процесс кафедры ЭЭ и ПЭ, в период с 2024 по 2025 годы, в частности при изучении дисциплин «Автоматизированный электропривод типовых производственных механизмов и комплексов» и «Системы управления электроприводов» для направления подготовки 13.03.02 «Электроэнергетика и электротехника».

Форма внедрения:

1. Материалы исследований включены в тематический план лекций, по курсам «Автоматизированный электропривод типовых производственных механизмов и комплексов» и «Системы управления электроприводов» направления подготовки 13.03.02 «Электроэнергетика и электротехника».
2. Разработанные алгоритмы используются в лабораторных стендах: «Исследование синхронного электропривода» и «Исследование электропривода вентилятора / насоса», используемых при проведении практических и лабораторных работ по указанным выше дисциплинам.

Внедрение материалов работы в учебный процесс позволило обучающимся освоить современные системы управления, в части настроек параметров систем управления с синхронными электроприводами, за счёт расширения номенклатуры электроприводов, изучаемых в курсах указанных дисциплин.

Председатель:

Директор института ИТ и АС, д.т.н., доцент

А. В. Зимин

Члены комиссии:

Заведующий кафедрой ЭЭ и ПЭ

к.т.н., доцент

В. А. Кубарев

Учёный секретарь кафедры ЭЭ и ПЭ

О. А. Игнатенко

Рисунок А.3 – Акт о внедрении результатов диссертационного исследования в учебный процесс

**Приложение Б (справочное) Справочные, расчетные и опытные данные
исследуемого прокатного синхронного двигателя**

Таблица Б.1 – Заводские и расчетные характеристики синхронного двигателя типа AMZ 0900LT08LSB

№ п/п	Величина	Буквенное обозначение величины	Единица измерения	Значение величины
<i>Электрические, механические, энергетические и конструктивные данные</i>				
1	Номинальная механическая мощность	P_n	кВт	4000
2	Номинальное действующее межфазное напряжение статора	$U_{снд}$	В	3165
3	Номинальный действующий ток в фазной обмотке статора	$I_{снд}$	А	744
4	Номинальный коэффициент мощности*	$\chi_{сн}$	—	1,00
5	Номинальная частота вращения	n_n	$\frac{\text{об}}{\text{мин}}$	310
6	Максимальная частота вращения	n_m	$\frac{\text{об}}{\text{мин}}$	982
7	Номинальная частота вращающегося магнитного поля в воздушном зазоре	$f_{сн}$	Гц	20,66
8	Максимальная частота вращающегося магнитного поля в воздушном зазоре	f_{sm}	Гц	65,47
9	Номинальное напряжение на зажимах обмотки возбуждения	U_{fn}	В	168,7
10	Номинальный ток в обмотке возбуждения	I_{fn}	А	191
11	Число пар полюсов	Z_p	—	4
12	Момент инерции ротора	J_d	кг · м ²	1380
13	Номинальный крутящий момент на валу	M_n	кН · м	123,2
14	Кратность максимального рабочего крутящего момента	λ_m	—	2,25
15	Кратность крутящего момента перегрузки	$\lambda_{п}$	—	2,5
16	Кратность отключающего крутящего момента	$\lambda_{от}$	—	2,75
17	Коэффициент самоиндукции обмотки статора, расположенной на оси d при ненасыщенной магнитной системе машины	$\bar{L}_{sd}$	о.е.	1,652

Продолжение таблицы Б.1

№ п/п	Величина	Буквенное обозначение величины	Единица измерения	Значение величины
<i>Параметры, относящиеся к обмоткам машины</i>				
18	Коэффициент самоиндукции обмотки статора, расположенной на оси q при ненасыщенной магнитной системе машины	$\bar{L}_{sq}$	о.е.	0,793
19	Коэффициент самоиндукции обмотки статора, расположенной на оси d в переходном режиме	$\bar{L}'_{sd}$	о.е.	0,2452
20	Коэффициент самоиндукции обмотки статора по оси d в сверхпереходном режиме	$\bar{L}''_{sd}$	о.е.	0,1732
21	Коэффициент самоиндукции обмотки статора по оси q в сверхпереходном режиме	$\bar{L}''_{sq}$	о.е.	0,1951
22	Коэффициент самоиндукции рассеяния фазы статора	$\bar{L}_{si}$	о.е.	0,122
23	Активное сопротивление фазы статора, 75 °С	R_s	МОм	46,73751
24	Коэффициент самоиндукции эквивалентного контура демпферной обмотки по оси d	$\bar{L}_D$	о.е.	0,0799
25	Коэффициент самоиндукции эквивалентного контура демпферной обмотки по оси q	$\bar{L}_Q$	о.е.	0,0805
26	Активное сопротивление эквивалентного контура демпферной обмотки по оси d	$\bar{R}_D$	о.е.	0,0409
27	Активное сопротивление эквивалентного контура демпферной обмотки по оси q	$\bar{R}_Q$	о.е.	0,0295
28	Коэффициент самоиндукции ОВ**	L_f	Гн	2,005
29	Активное сопротивление обмотки ОВ, 75 °С	R_f	Ом	0,8832
30	Коэффициент взаимной индукции между обмоткой статора по оси d и ОВ**	M_{fd}	мГн	188,59
31	Коэффициент взаимной индукции между обмоткой статора и ДО по оси d**	M_{dD}	мГн	4,872
32	Коэффициент взаимной индукции между обмоткой статора и ДО по оси q**	M_{qQ}	мГн	3,388
33	Коэффициент взаимной индукции между ДО по оси d и обмоткой возбуждения**	M_{fD}	мГн	54,097
* Коэффициент мощности равен единице при определенном законе управления				
** Параметры определяются расчетным путем на основе формул (Б.1) – (Б.6)				

No-load voltage curve

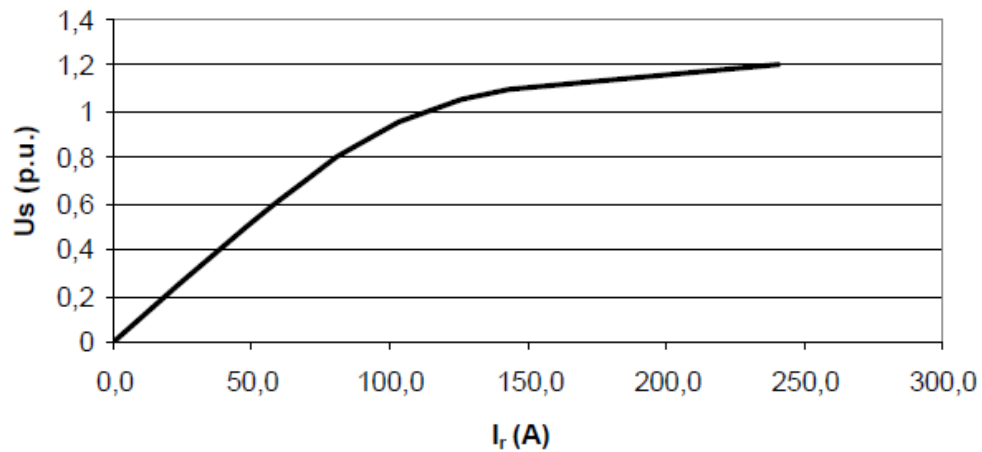


Рисунок Б.1 – Типовая кривая намагничивания синхронной машины

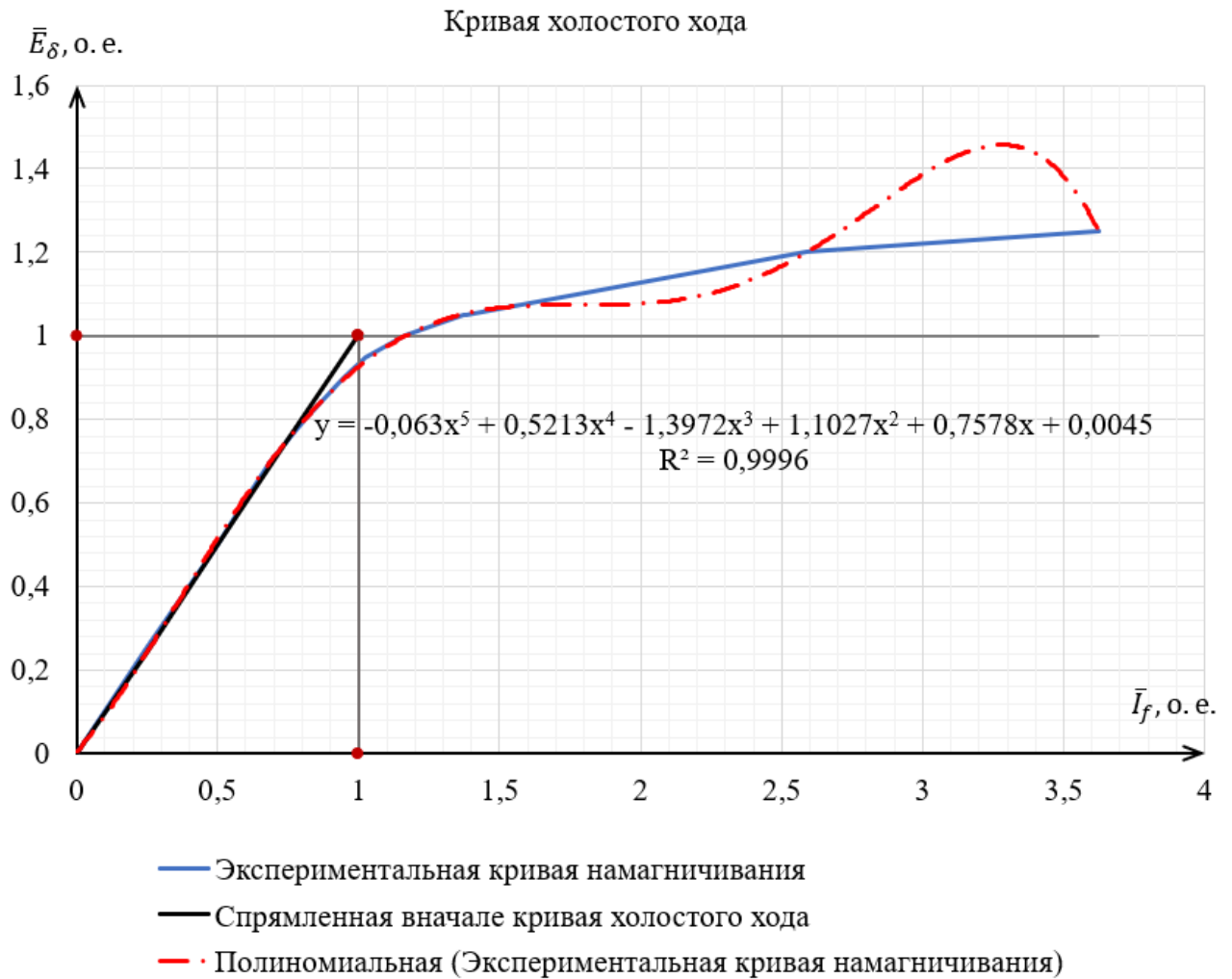


Рисунок Б.2 – Обработка экспериментально полученной кривой намагничивания синхронной машины типа AMZ 0900LT08LSB

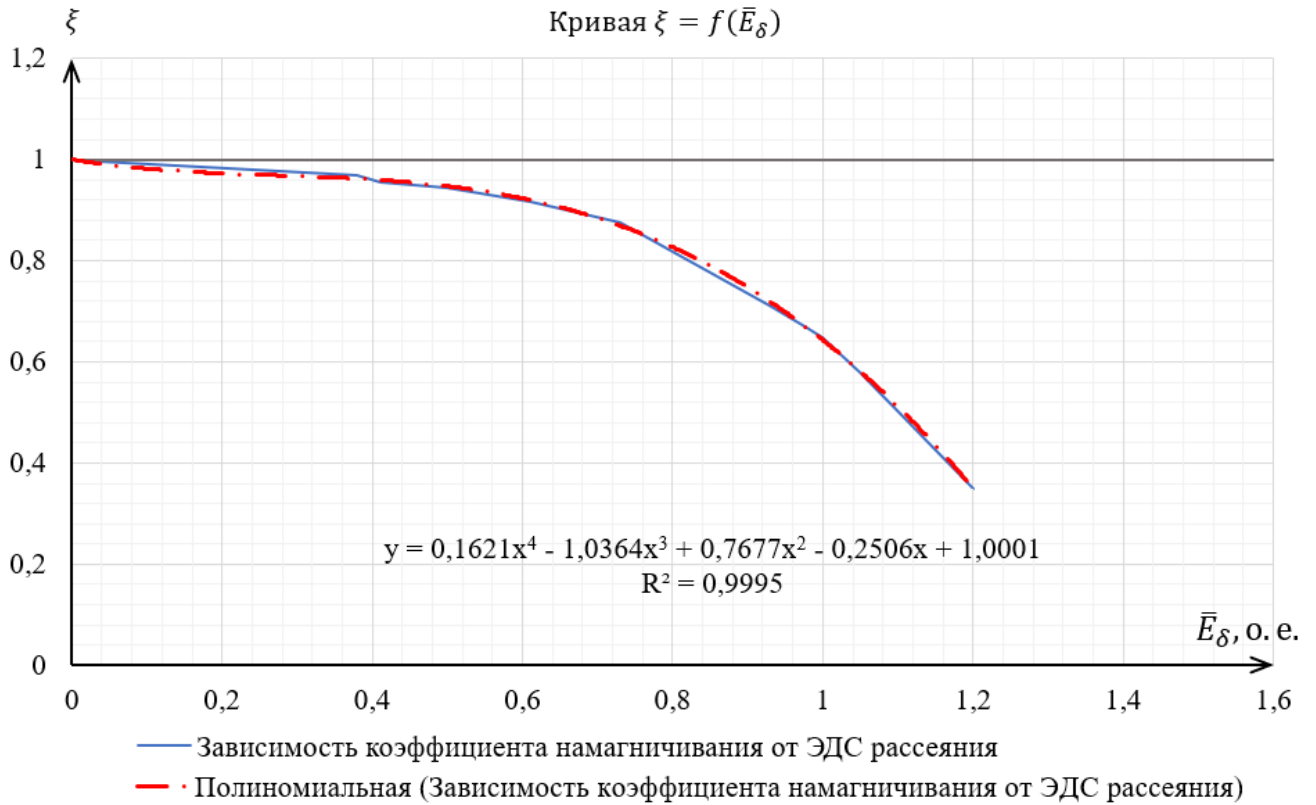


Рисунок Б.3 – Расчетная функциональная зависимость коэффициента насыщения от ЭДС рассеяния

Коэффициент взаимной индукции между обмоткой статора по оси d и обмоткой возбуждения при ненасыщенной магнитной системе для случая $\chi_s = 1$ может быть определен по следующей формуле:

$$M_{df} = \frac{\Psi_6 + I_{smH}^2 L_{sd} L_{sq}}{I_{fH} \sqrt{\Psi_6^2 + I_{smH}^2 L_{sq}^2}}. \quad (\text{Б.1})$$

Коэффициент самоиндукции обмотки возбуждения может быть вычислен расчетным путем за счет преобразования выражения для коэффициента самоиндукции обмотки статора по оси d в переходном режиме:

$$L_f = \frac{3}{2} \frac{M_{df}^2}{L_{sd} - L'_{sd}}. \quad (\text{Б.2})$$

Коэффициент взаимной индукции между обмоткой статора и демпферной обмоткой, которые расположены на оси q, вычисляется следующим образом:

$$M_{qQ} = \sqrt{\frac{2}{3} \frac{L_Q}{L_{sq} - L''_{sq}}}. \quad (\text{Б.3})$$

Коэффициент взаимной индукции между обмоткой статора и ДО, которые расположены на оси d , вычисляется исходя из допущения, что коэффициенты магнитной связи между эквивалентными контурами демпферной обмотки и обмоток статора, расположенных на соответствующих осях равны, то есть $\mu_{qQ} = \mu_{dD}$:

$$M_{dD} = M_{qQ} \sqrt{\frac{L_{sd}L_D}{L_{sq}L_Q}}. \quad (\text{Б.4})$$

Коэффициент взаимной индукции между демпферной обмоткой по оси d и обмоткой возбуждения может быть получен расчетным способом путем разрешения уравнения для коэффициента самоиндукции обмотки статора по оси d в сверх-переходном режиме относительно M_{fD} :

$$M_{fD_{1,2}} = \frac{-b_{fD} \pm \sqrt{b_{fD}^2 - 4a_{fD}c_{fD}}}{2a_{fD}}, \quad (\text{Б.5})$$

где a_{fD} , b_{fD} и c_{fD} – коэффициенты полинома второй степени:

$$a_{fD} = \frac{3}{2}M_{df}^2 + L_f(L'_{sd} - L''_{sd}),$$

$$b_{fD} = -3L_fM_{dD}M_{df},$$

$$c_{fD} = L_f^2 \left[\frac{3}{2}M_{dD}^2 - L_D(L'_{sd} - L''_{sd}) \right].$$

Окончательный выбор значения коэффициента взаимной индукции M_{fD} делается исходя из тех соображений, что проекция пространственного вектора тока статора на ось d в двигательном режиме должна быть отрицательна, что становится возможным при соблюдении следующего условия:

$$m_f = \frac{M_{df}M_{fD}}{L_fM_{dD}} < 1, \quad (\text{Б.6})$$

**Приложение В (справочное) Параметры, постоянные и коэффициенты
моделей синхронной машины и формулы для их определения**

Таблица В.1 – Величины математической модели синхронного двигателя с одним контуром на роторе

№ п/п	Величина	Обозначение	Размерность	Формула
<i>Коэффициенты магнитной связи</i>				
1	между обмоткой возбуждения и обмоткой статора по оси d	μ_{df}	—	$\frac{\frac{3}{2}M_{df}^2}{L_f L_{sd}}$
<i>Переходные коэффициенты самоиндукции</i>				
2	обмотки статора по оси d	$\bar{L}'_{sd}$	о.е.	$\bar{L}'_{sd}(1 - \mu_{df})$
3	обмотки статора по оси q	$\bar{L}'_{sq}$	о.е.	$\bar{L}_{sq}$
<i>Электромагнитные постоянные времени</i>				
4	цепи обмотки статора по оси d в переходном режиме	T'_{sd}	с	$\frac{\bar{L}'_{sd}}{\omega_{эл.б} \bar{R}_s}$
5	цепи обмотки статора по оси q в переходном режиме	T'_{sq}	с	$\frac{\bar{L}'_{sq}}{\omega_{эл.б} \bar{R}_s}$
6	цепи обмотки статора, расположенной по оси d	T_{sd}	с	$\frac{\bar{L}_{sd}}{\omega_{эл.б} \bar{R}_s}$
7	цепи обмотки статора, расположенной по оси q	T_{sq}	с	$\frac{\bar{L}_{sq}}{\omega_{эл.б} \bar{R}_s}$
8	цепи обмотки возбуждения	T_f	с	$\frac{L_f}{R_f}$
<i>Механические постоянные времени</i>				
9	одномассовой системы электропривода	T_m	с	$J_\Sigma \frac{\omega_b}{M_b}$

Таблица В.2 – Величины математической модели синхронного двигателя с демпферной обмоткой, отнесенной к ротору машины

№ п/п	Величина	Обозначение	Размерность	Формула
<i>Коэффициенты магнитной связи</i>				
1	соответствует п/п №1 таблицы В.1			

Продолжение таблицы В.2

№ п/п	Величина	Обозначение	Размерность	Формула
Коэффициенты магнитной связи				
2	между обмоткой статора и ДО, которые расположены по оси d	μ_{dD}	—	$\frac{3}{2} \frac{M_{dD}^2}{L_D L_{sd}}$
3	между обмоткой статора и ДО, которые расположены по оси q	μ_{qQ}	—	$\frac{3}{2} \frac{M_{qQ}^2}{L_Q L_{sq}}$
4	между ОБ и ДО по оси d	μ_{fD}	—	$\frac{M_{fD}^2}{L_f L_D}$
Постоянные				
5	данные величины введены с целью сокращения записи уравнений и не имеют физического смысла	m_D	—	$\frac{M_{fD} M_{dD}}{L_D M_{df}}$
6		m_f	—	$\frac{M_{df} M_{fD}}{L_f M_{dD}}$
7		ρ_D	—	$\frac{1-m_D}{1-\mu_{fD}}$
8		ρ_f	—	$\frac{1-m_f}{1-\mu_{fD}}$
Переходные коэффициенты самоиндукции				
9, 10	идентичны п/п №2 и №3 таблицы В.1 соответственно			
Сверхпереходные коэффициенты самоиндукции				
11	демпферной обмотки по оси d	$\bar{L}'_D$	о.е.	$\bar{L}_D (1 - \mu_{dD})$
12	демпферной обмотки по оси q	$\bar{L}'_Q$	о.е.	$\bar{L}_Q$
13	обмотки статора по оси d	$\bar{L}''_{sd}$	о.е.	$\bar{L}'_{sd} \left[1 - \frac{3}{2} \frac{(M_{dD} L_f - M_{df} M_{fD})^2}{L_f^2 L'_{sd} L'_D} \right]$
14	обмотки статора по оси q	$\bar{L}''_{sq}$	о.е.	$\bar{L}'_{sq} (1 - \mu_{qQ})$
Электромагнитные постоянные времени				
15 – 19	идентичны п/п №4 – №8 таблицы В.1 соответственно			
20	обмотки статора по оси d в сверхпереходном режиме	T''_{sd}	с	$\frac{\bar{L}''_{sd}}{\omega_{эл.б} \bar{R}_s}$
21	обмотки статора по оси q в сверхпереходном режиме	T''_{sq}	с	$\frac{\bar{L}''_{sq}}{\omega_{эл.б} \bar{R}_s}$

Продолжение таблицы В.2

№ п/п	Величина	Обозначение	Размерность	Формула
<i>Электромагнитные постоянные времени</i>				
22	демпферной обмотки по оси d в сверхпереходном режиме	T'_D	с	$\frac{L'_D}{R_D}$
23	демпферной обмотки по оси q в сверхпереходном режиме	T'_Q	с	$\frac{L'_Q}{R_Q}$
24	демпферной обмотки по оси d в переходном режиме	T_D	с	$\frac{L_D}{R_Q}$
25	демпферной обмотки по оси q в переходном режиме	T_Q	с	$\frac{L_Q}{R_Q}$
<i>Механические постоянные времени</i>				
24	соответствует п/п №9 таблицы В.1			

Таблица В.3 – Определение параметров и коэффициентов синхронного двигателя без демпферной обмотки, зависящих от степени насыщения магнитной системы

№ п/п	Величина	Обозначение	Размерность	Формула
<i>Переходные коэффициенты самоиндукции</i>				
1	обмотки статора по оси d	$\bar{L}_{sd}^{sat}$	о.е.	$\bar{L}_{sd}^{sat} \left(1 - \frac{\xi}{A_1^{sat}} \mu_{df} \right)$
<i>Электромагнитные постоянные времени</i>				
2	по оси d в переходном режиме	T_{sd}^{sat}	с	$\frac{\bar{L}_{sd}^{sat}}{\omega_{эл.б} R_s}$
<i>Коэффициенты, зависящие от степени насыщения магнитной системы</i>				
3	Данный коэффициент введен для сокращения записи уравнений и не имеет физического смысла	A_1^{sat}	—	$1 + \mu_{df}(\xi - 1)$

Таблица В.4 – Определение параметров и коэффициентов синхронного двигателя с демпферной обмоткой, зависящих от степени насыщения магнитной системы

№ п/п	Величина	Обозначение	Размерность	Формула
Переходные коэффициенты самоиндукции				
1	идентичен п/п №1 таблицы В.3			
Сверхпереходные коэффициенты самоиндукции				
2	обмотки статора по оси d	$\bar{L}_{sd}^{'sat}$	о.е.	$\bar{L}_{sd}^{'sat} - \frac{L_{sd}^{sat} \mu_{dD} (1-m_f)^2 \xi}{A_1^{sat} C^{sat}}$
Электромагнитные постоянные времени				
3	идентична п/п №2 таблицы В.3			
4	обмотки статора по оси d в сверхпереходном режиме	$T_{sd}^{''sat}$	с	$\frac{\bar{L}_{sd}^{'sat}}{\omega_{эл.б} \bar{R}_s}$
5	демпферной обмотки по оси d в сверхпереходном режиме	$T_D^{'sat}$	с	$T_D \frac{C^{sat}}{A_1^{sat}}$
Коэффициенты, зависящие от степени насыщения магнитной системы				
6	данные величины введены с целью сокращения записи уравнений и не имеют физического смысла	ρ_D^{sat}	—	$\frac{\xi(1-m_D)}{C^{sat}}$
7		ρ_f^{sat}	—	$\frac{\xi(1-m_f)}{C^{sat}}$
8		идентичен п/п №3 таблицы В.3		
9		A_2^{sat}	—	$m_f + \mu_{df}(1 - \xi)$
10		B_1^{sat}	—	$m_D + \mu_{df}(1 - \xi)$
11		B_2^{sat}	—	$1 + \mu_{dD}(1 - \xi)$
12		C^{sat}	—	$B_2^{sat} A_1^{sat} - B_1^{sat} A_2^{sat}$

Приложение Г (справочное) Функциональные зависимости установившегося режима

Таблица Г.1 – Функциональные зависимости нерегулируемого синхронного двигателя

Произвольное формирование магнитного поля машины: $\alpha = var, \beta = var, \bar{\Psi}_s = var, \bar{\Psi}_\delta = var$		
№ п/п	Величина, о.е.	Уравнение функциональной зависимости
<i>Статические характеристики</i>		
1	$\bar{M}(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s, \alpha)$	$\bar{\Psi}_s \bar{I}_s \sin \alpha$
2	$\bar{\Psi}_\delta(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s, \alpha)$	$\sqrt{\bar{\Psi}_s^2 + \bar{L}_{si}^2 \bar{I}_s^2 - 2 \bar{\Psi}_s \bar{L}_{si} \bar{I}_s \cos \alpha}$
3	$\beta(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s, \alpha)$	$\pi - \arcsin \left(\frac{\sin \alpha}{\sqrt{1 - 2 \frac{\bar{L}_{si} \bar{I}_s}{\bar{\Psi}_s} \cos \alpha + \frac{\bar{L}_{si}^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s^2}}} \right)$
4	$\bar{l}_{sq}(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s, \alpha)$	$\frac{\bar{I}_s \sin \alpha}{\sqrt{1 - 2 \frac{\bar{L}_{sq} \bar{I}_s}{\bar{\Psi}_s} \cos \alpha + \frac{\bar{L}_{sq}^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s^2}}}$
5	$\bar{l}_{sd}(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s, \alpha)$	$\frac{\bar{I}_s (\bar{\Psi}_s \cos \alpha - \bar{L}_{sq} \bar{I}_s)}{\bar{\Psi}_s \sqrt{1 - 2 \frac{\bar{L}_{sq} \bar{I}_s}{\bar{\Psi}_s} \cos \alpha + \frac{\bar{L}_{sq}^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s^2}}}$
6	$\bar{\Psi}_{sq}(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s, \alpha)$	$\frac{\bar{L}_{sq} \bar{I}_s \sin \alpha}{\sqrt{1 - 2 \frac{\bar{L}_{sq} \bar{I}_s}{\bar{\Psi}_s} \cos \alpha + \frac{\bar{L}_{sq}^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s^2}}}$
7	$\bar{\Psi}_{sd}(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s, \alpha)$	$\frac{\bar{\Psi}_s - \bar{L}_{sq} \bar{I}_s \cos \alpha}{\sqrt{1 - 2 \frac{\bar{L}_{sq} \bar{I}_s}{\bar{\Psi}_s} \cos \alpha + \frac{\bar{L}_{sq}^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s^2}}}$
8	$\bar{\Psi}_f(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s, \alpha)$	$\frac{1}{\sqrt{1 - 2 \frac{\bar{L}_{sq} \bar{I}_s}{\bar{\Psi}_s} \cos \alpha + \frac{\bar{L}_{sq}^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s^2}}} \left[\bar{\Psi}_s - (\bar{L}_{sq} + \bar{L}'_{sd}) \bar{I}_s \cos \alpha + \frac{\bar{L}_{sq} \bar{L}'_{sd} \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s} \right]$
9	$\bar{I}_f(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s, \alpha)$	$\frac{1}{\sqrt{1 - 2 \frac{\bar{L}_{sq} \bar{I}_s}{\bar{\Psi}_s} \cos \alpha + \frac{\bar{L}_{sq}^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s^2}}} \left[\bar{\Psi}_s - (\bar{L}_{sq} + \bar{L}_{sd}) \bar{I}_s \cos \alpha + \frac{\bar{L}_{sq} \bar{L}_{sd} \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s} \right]$
10	$\bar{u}_{sq}(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s, \alpha)$	$\frac{\bar{I}_s (\bar{R}_s \sin \alpha - \bar{L}_{sq} \bar{\omega}_{эл} \cos \alpha) + \bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_s}{\sqrt{1 - 2 \frac{\bar{L}_{sq} \bar{I}_s}{\bar{\Psi}_s} \cos \alpha + \frac{\bar{L}_{sq}^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s^2}}}$

Продолжение таблицы Г.1

Произвольное формирование магнитного поля машины: $\alpha = var, \beta = var, \bar{\Psi}_s = var, \bar{\Psi}_\delta = var$		
№ п/п	Величина, о.е.	Уравнение функциональной зависимости
<i>Статические характеристики</i>		
11	$\bar{u}_{sd}(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s, \alpha)$	$\frac{\bar{\Psi}_s \bar{I}_s (\bar{R}_s \cos \alpha - \bar{L}_{sq} \bar{\omega}_{эл} \sin \alpha) - \bar{R}_s \bar{L}_{sq} \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s \sqrt{1 - 2 \frac{\bar{L}_{sq} \bar{I}_s}{\bar{\Psi}_s} \cos \alpha + \frac{\bar{L}_{sq}^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s^2}}}$
12	$\bar{\Psi}_{\delta q}(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s, \alpha)$	$\frac{(\bar{L}_{sq} - \bar{L}_{si}) \bar{I}_s \sin \alpha}{\sqrt{1 - 2 \frac{\bar{L}_{sq} \bar{I}_s}{\bar{\Psi}_s} \cos \alpha + \frac{\bar{L}_{sq}^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s^2}}}$
13	$\bar{\Psi}_{\delta d}(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s, \alpha)$	$\frac{\bar{\Psi}_s^2 - (\bar{L}_{sq} + \bar{L}_{si}) \bar{\Psi}_s \bar{I}_s \cos \alpha + \bar{L}_{sq} \bar{L}_{si} \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s \sqrt{1 - 2 \frac{\bar{L}_{sq} \bar{I}_s}{\bar{\Psi}_s} \cos \alpha + \frac{\bar{L}_{sq}^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s^2}}}$
14	$\bar{U}_s(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s, \alpha)$	$\sqrt{\bar{R}_s^2 \bar{I}_s^2 + 2 \bar{R}_s \bar{I}_s \bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_s \sin \alpha + \bar{\omega}_{эл}^2 \bar{\Psi}_s^2}$
15	$\bar{E}_s(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s, \alpha)$	$\bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_s$
<i>Конструктивные параметры машины</i>		
16	$\bar{M}_{af}(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s, \alpha)$	$1 = \frac{\bar{\Psi}_s^2 - (\bar{L}_{sq} + \bar{L}_{sd}) \bar{\Psi}_s \bar{I}_s \cos \alpha + \bar{L}_{sq} \bar{L}_{sd} \bar{I}_s^2}{\bar{I}_f \bar{\Psi}_s \sqrt{1 - 2 \frac{\bar{L}_{sq} \bar{I}_s}{\bar{\Psi}_s} \cos \alpha + \frac{\bar{L}_{sq}^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s^2}}}$
<i>Энергетические характеристики</i>		
17	$\cos \varphi_s(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s, \alpha)$	$\frac{\bar{R}_s \bar{I}_s + \bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_s \sin \alpha}{\sqrt{\bar{R}_s^2 \bar{I}_s^2 + 2 \bar{R}_s \bar{I}_s \bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_s \sin \alpha + \bar{\omega}_{эл}^2 \bar{\Psi}_s^2}}$
18	$\bar{S}_s(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s, \alpha)$	$\bar{I}_s \sqrt{\bar{R}_s^2 \bar{I}_s^2 + 2 \bar{R}_s \bar{I}_s \bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_s \sin \alpha + \bar{\omega}_{эл}^2 \bar{\Psi}_s^2}$
19	$\bar{P}_s(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s, \alpha)$	$\bar{R}_s \bar{I}_s^2 + \bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_s \bar{I}_s \sin \alpha$
20	$\bar{Q}_s(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s, \alpha)$	$\bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_s \bar{I}_s \cos \alpha$
21	$\bar{\theta}_s(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s, \alpha)$	$\arctg \left(\frac{\bar{L}_{sq} \bar{I}_s \sin \alpha}{\bar{\Psi}_s - \bar{L}_{sq} \bar{I}_s \cos \alpha} \right)$

Таблица Г.2 – Функциональные зависимости синхронного двигателя с векторным управлением по магнитному полю статора

Способ управления полем: $\alpha = \frac{\pi}{2}, \beta = var, \bar{\Psi}_s = \bar{\Psi}_\delta = const, \bar{\Psi}_\delta = var$		
№ п/п	Величина, о.е.	Уравнение функциональной зависимости
<i>Статические характеристики</i>		
1	$\bar{M}(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s)$	$\bar{\Psi}_s \bar{I}_s$

Продолжение таблицы Г.2

Способ управления полем: $\alpha = \frac{\pi}{2}$, $\beta = var$, $\bar{\Psi}_s = \bar{\Psi}_6 = const$, $\bar{\Psi}_8 = var$		
№ п/п	Величина, о.е.	Уравнение функциональной зависимости
<i>Статические характеристики</i>		
2	$\bar{\Psi}_8(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s)$	$\sqrt{\bar{\Psi}_s^2 + \bar{L}_{si}^2 \bar{I}_s^2}$
3	$\beta(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s)$	$\pi - \arcsin \left(\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\bar{L}_{si}^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s^2}}} \right)$
4	$\bar{I}_{sq}(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s)$	$\frac{\bar{I}_s}{\sqrt{1 + \frac{\bar{L}_{sq}^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s^2}}}$
5	$\bar{I}_{sd}(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s)$	$-\frac{\bar{L}_{sq} \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s \sqrt{1 + \frac{\bar{L}_{sq}^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s^2}}}$
6	$\bar{\Psi}_{sq}(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s)$	$\frac{\bar{L}_{sq} \bar{I}_s}{\sqrt{1 + \frac{\bar{L}_{sq}^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s^2}}}$
7	$\bar{\Psi}_{sd}(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s)$	$\frac{\bar{\Psi}_s}{\sqrt{1 + \frac{\bar{L}_{sq}^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s^2}}}$
8	$\bar{\Psi}_f(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s)$	$\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\bar{L}_{sq}^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s^2}}} \left[\bar{\Psi}_s + \frac{\bar{L}_{sq} \bar{L}'_{sd} \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s} \right]$
9	$\bar{I}_f(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s)$	$\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\bar{L}_{sq}^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s^2}}} \left[\bar{\Psi}_s + \frac{\bar{L}_{sq} \bar{L}_{sd} \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s} \right]$
10	$\bar{u}_{sq}(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s)$	$\frac{\bar{R}_s \bar{I}_s + \bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_s}{\sqrt{1 + \frac{\bar{L}_{sq}^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s^2}}}$
11	$\bar{u}_{sd}(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s)$	$-\frac{\bar{L}_{sq} \bar{I}_s}{\bar{\Psi}_s} \cdot \frac{\bar{R}_s \bar{I}_s + \bar{\Psi}_s \bar{\omega}_{эл}}{\sqrt{1 + \frac{\bar{L}_{sq}^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s^2}}}$
12	$\bar{\Psi}_{\delta q}(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s)$	$\frac{(\bar{L}_{sq} - \bar{L}_{si}) \bar{I}_s}{\sqrt{1 + \frac{\bar{L}_{sq}^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s^2}}}$
13	$\bar{\Psi}_{\delta d}(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s)$	$\frac{\bar{\Psi}_s^2 + \bar{L}_{sq} \bar{L}_{si} \bar{I}_s^2}{\sqrt{1 + \frac{\bar{L}_{sq}^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s^2}}}$
14	$\bar{U}_s(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s)$	$\bar{R}_s \bar{I}_s + \bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_s$

Продолжение таблицы Г.2

Способ управления полем: $\alpha = \frac{\pi}{2}, \beta = var, \bar{\Psi}_s = \bar{\Psi}_6 = const, \bar{\Psi}_8 = var$		
№ п/п	Величина, о.е.	Уравнение функциональной зависимости
<i>Статические характеристики</i>		
15	$\bar{E}_s(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s)$	$\bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_s$
<i>Конструктивные параметры машины</i>		
16	$\bar{M}_{df}(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s)$	$1 = \frac{\bar{\Psi}_s^2 + \bar{L}_{sq} \bar{L}_{sd} \bar{I}_s^2}{\bar{I}_f \bar{\Psi}_s \sqrt{1 + \frac{\bar{L}_{sq}^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_s^2}}}$
<i>Энергетические характеристики</i>		
17	$\cos \varphi_s(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s)$	1
18	$\bar{S}_s(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s)$	$\bar{R}_s \bar{I}_s^2 + \bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_s \bar{I}_s$
19	$\bar{P}_s(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s)$	$\bar{R}_s \bar{I}_s^2 + \bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_s \bar{I}_s$
20	$\bar{Q}_s(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s)$	0
21	$\bar{\theta}_s(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_s)$	$\arctg\left(\frac{\bar{L}_{sq} \bar{I}_s}{\bar{\Psi}_s}\right)$

Таблица Г.3 – Функциональные зависимости синхронного двигателя с векторным управлением по магнитному полю рассеяния

Способ управления полем: $\alpha = var, \beta = \frac{\pi}{2}, \bar{\Psi}_s = var, \bar{\Psi}_8 = \bar{\Psi}_6 = const$		
№ п/п	Величина, о.е.	Уравнение функциональной зависимости
<i>Статические характеристики</i>		
1	$\bar{M}(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_8)$	$\bar{\Psi}_8 \bar{I}_s$
2	$\bar{\Psi}_s(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_8)$	$\sqrt{\bar{\Psi}_8^2 + \bar{L}_{si}^2 \bar{I}_s^2}$
3	$\alpha(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_8)$	$\arcsin\left(\frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\bar{L}_{si}^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_8^2}}}\right)$
4	$\bar{I}_{sq}(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_8)$	$\frac{\bar{I}_s}{\sqrt{1 + \frac{(\bar{L}_{sq} - \bar{L}_{si})^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_8^2}}}$

Продолжение таблицы Г.3

Способ управления полем: $\alpha = var$, $\beta = \frac{\pi}{2}$, $\bar{\Psi}_s = var$, $\bar{\Psi}_\delta = \bar{\Psi}_\phi = const$		
№ п/п	Величина, о.е.	Уравнение функциональной зависимости
<i>Статические характеристики</i>		
5	$\bar{l}_{sd}(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_\delta)$	$-\frac{(\bar{L}_{sq}-\bar{L}_{si})\bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_\delta \sqrt{1+\frac{(\bar{L}_{sq}-\bar{L}_{si})^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_\delta^2}}}$
6	$\bar{\Psi}_{sq}(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_\delta)$	$\frac{\bar{L}_{sq}\bar{I}_s}{\sqrt{1+\frac{(\bar{L}_{sq}-\bar{L}_{si})^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_\delta^2}}}$
7	$\bar{\Psi}_{sd}(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_\delta)$	$\frac{\bar{\Psi}_\delta^2 + (\bar{L}_{si}^2 - \bar{L}_{si}\bar{L}_{sq})\bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_\delta \sqrt{1+\frac{(\bar{L}_{sq}-\bar{L}_{si})^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_\delta^2}}}$
8	$\bar{\Psi}_f(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_\delta)$	$\frac{1}{\sqrt{1+\frac{(\bar{L}_{sq}-\bar{L}_{si})^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_\delta^2}}} \left[\bar{\Psi}_\delta + \frac{(\bar{L}_{sq}-\bar{L}_{si})(\bar{L}'_{sd}-\bar{L}_{si})\bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_\delta} \right]$
9	$\bar{I}_f(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_\delta)$	$\frac{1}{\sqrt{1+\frac{(\bar{L}_{sq}-\bar{L}_{si})^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_\delta^2}}} \left[\bar{\Psi}_\delta + \frac{(\bar{L}_{sq}-\bar{L}_{si})(\bar{L}_{sd}-\bar{L}_{si})\bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_\delta} \right]$
10	$\bar{u}_{sq}(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_\delta)$	$\frac{\bar{\Psi}_\delta(\bar{R}_s\bar{I}_s + \bar{\omega}_{эл}\bar{\Psi}_\delta) + \bar{\omega}_{эл}\bar{I}_s^2(\bar{L}_{si}^2 - \bar{L}_{si}\bar{L}_{sq})}{\sqrt{1+\frac{(\bar{L}_{sq}-\bar{L}_{si})^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_\delta^2}}}$
11	$\bar{u}_{sd}(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_\delta)$	$-\frac{\bar{I}_s[\bar{R}_s(\bar{L}_{sq}-\bar{L}_{si})\bar{I}_s + \bar{\omega}_{эл}\bar{L}_{sq}\bar{\Psi}_\delta]}{\bar{\Psi}_\delta \sqrt{1+\frac{(\bar{L}_{sq}-\bar{L}_{si})^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_\delta^2}}}$
12	$\bar{\Psi}_{\delta q}(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_\delta)$	$\frac{(\bar{L}_{sq}-\bar{L}_{si})\bar{I}_s}{\sqrt{1+\frac{(\bar{L}_{sq}-\bar{L}_{si})^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_\delta^2}}}$
13	$\bar{\Psi}_{\delta d}(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_\delta)$	$\frac{\bar{\Psi}_\delta}{\sqrt{1+\frac{(\bar{L}_{sq}-\bar{L}_{si})^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_\delta^2}}}$
14	$\bar{U}_s(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_\delta)$	$\sqrt{(\bar{R}_s\bar{I}_s + \bar{\omega}_{эл}\bar{\Psi}_\delta)^2 + \bar{\omega}_{эл}^2 \bar{L}_{si}^2 \bar{I}_s^2}$
15	$\bar{E}_s(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_\delta)$	$\bar{\omega}_{эл} \sqrt{\bar{\Psi}_\delta^2 + \bar{L}_{si}^2 \bar{I}_s^2}$
<i>Конструктивные параметры машины</i>		
16	$\bar{M}_{df}(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_\delta)$	$1 = \frac{\bar{\Psi}_\delta^2 + \bar{I}_s^2(\bar{L}_{sq}-\bar{L}_{si})(\bar{L}_{sd}-\bar{L}_{si})}{\bar{I}_f \bar{\Psi}_\delta \sqrt{1+\frac{(\bar{L}_{sq}-\bar{L}_{si})^2 \bar{I}_s^2}{\bar{\Psi}_\delta^2}}}$
<i>Энергетические характеристики</i>		
17	$\cos \varphi_s(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_\delta)$	$\frac{\bar{R}_s\bar{I}_s + \bar{\omega}_{эл}\bar{\Psi}_\delta}{\sqrt{(\bar{R}_s\bar{I}_s + \bar{\omega}_{эл}\bar{\Psi}_\delta)^2 + \bar{\omega}_{эл}^2 \bar{L}_{si}^2 \bar{I}_s^2}}$

Продолжение таблицы Г.3

Способ управления полем: $\alpha = var, \beta = \frac{\pi}{2}, \bar{\Psi}_s = var, \bar{\Psi}_\delta = \bar{\Psi}_6 = const$		
№ п/п	Величина, о.е.	Уравнение функциональной зависимости
<i>Энергетические характеристики</i>		
18	$\bar{S}_s(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_\delta)$	$\bar{I}_s \sqrt{(\bar{R}_s \bar{I}_s + \bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_\delta)^2 + \bar{\omega}_{эл}^2 \bar{L}_{si}^2 \bar{I}_s^2}$
19	$\bar{P}_s(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_\delta)$	$\bar{R}_s \bar{I}_s^2 + \bar{\omega}_{эл} \bar{\Psi}_\delta \bar{I}_s$
20	$\bar{Q}_s(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_\delta)$	$\bar{Q}_s = \bar{\omega}_{эл} \bar{L}_{si} \bar{I}_s^2$
21	$\bar{\theta}_s(\bar{I}_s, \bar{\Psi}_\delta)$	$\arctg \left(\frac{\bar{L}_{sq} \bar{I}_s \bar{\Psi}_\delta}{\bar{\Psi}_\delta^2 + (\bar{L}_{si}^2 - \bar{L}_{si} \bar{L}_{sq}) \bar{I}_s^2} \right)$

Приложение Д (справочное) Функциональные и структурные схемы

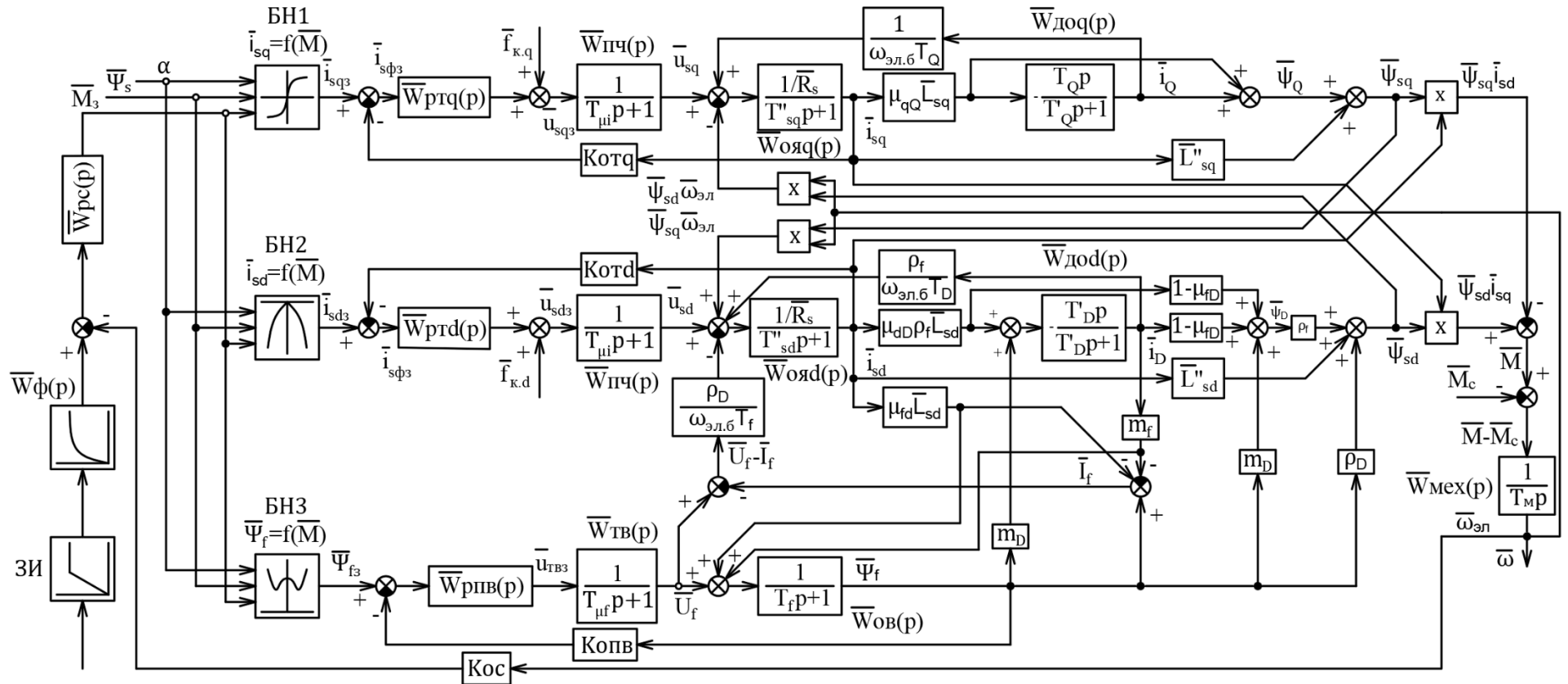


Рисунок Д.1 – Упрощенная функциональная схема САР идеализированного синхронного двигателя с демферной обмоткой в ненастроенном виде

