

Федеральное государственное бюджетное  
образовательное учреждение высшего образования  
«Брянский государственный технический университет»

На правах рукописи



Конохов Дмитрий Владимирович

ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОЕ ПРЯМОЕ УПРАВЛЕНИЕ МОМЕНТОМ  
АСИНХРОННЫХ ТЯГОВЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ

05.09.03 - Электротехнические комплексы и системы

Диссертация на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Научный руководитель:

доктор технических наук, доцент,

профессор кафедры «ЭРЭиЭС»

Федяева Галина Анатольевна

Брянск - 2018

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
ГЛАВА 1. АНАЛИЗ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМИ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯМИ И ПУТЕЙ ПОВЫШЕНИЯ ИХ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТИ.....	11
1.1 Анализ систем частотного управления асинхронными электродвигателями ..	11
1.2 Пути повышения энергоэффективности электропривода с асинхронными двигателями. ....	20
ГЛАВА 2. МЕТОДИКА РАСЧЕТА ЗАДАНИЯ ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ СТАТОРА И УГЛА МЕЖДУ МОМЕНТООБРАЗУЮЩИМИ ВЕКТОРАМИ В СИСТЕМЕ ПРЯМОГО УПРАВЛЕНИЯ МОМЕНТОМ АД, ОПТИМИЗИРОВАННОЙ ПО КРИТЕРИЮ МИНИМУМА ТОКА СТАТОРА .....	29
2.1 Математическое описание методики предварительной оценки оптимального угла между векторами тока и потокосцепления статора асинхронного тягового электродвигателя .....	30
2.2 Методика графоаналитического расчёта оптимальной по критерию минимума тока статора зависимости задания потокосцепления статора от задания момента асинхронного электродвигателя .....	45
2.3 Аппроксимация оптимальной зависимости потокосцепления статора от нагрузки.....	53
ГЛАВА 3. РАЗРАБОТКА И МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОГО ПРЯМОГО УПРАВЛЕНИЯ МОМЕНТОМ АСИНХРОННЫХ ТЯГОВЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ.....	58
3.1 Разработка энергоэффективной системы регулирования тягового электропривода с прямым управлением моментом.....	58
3.2 Математическая модель системы энергоэффективного прямого управления моментом асинхронных тяговых электродвигателей.....	68
3.3 Проверка адекватности модели асинхронного тягового электродвигателя в программном комплексе Matlab/Simulink .....	87
ГЛАВА 4. СОЗДАНИЕ КОМПЛЕКСНОЙ МОДЕЛИ ТЯГОВОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ. ПРОВЕРКА ПРИНЦИПОВ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ АД НА МОДЕЛИ И ЛАБОРАТОРНОМ СТЕНДЕ.....	92
4.1 Разработка комплексной электромеханической модели энергоэффективной системы ТЭП.....	92

4.3 Проверка принципов энергоэффективного регулирования АД на лабораторном стенде.....	109
ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....	122
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК .....	124
ПРИЛОЖЕНИЕ А .....	136
ПРИЛОЖЕНИЕ Б.....	137
ПРИЛОЖЕНИЕ В .....	138

## ВВЕДЕНИЕ

### Актуальность темы исследования

Актуальность темы исследования определяется высокой потребностью на сегодняшний день в энергоэффективных системах управления (СУ) общепромышленными и тяговыми электроприводами с асинхронными двигателями (АД), которые обладают высоким быстродействием и пониженной чувствительностью к возмущениям и изменению параметров системы в эксплуатации. Одной из важных конкурентных особенностей для современной СУ является также её применимость к широкому спектру электроприводов различной мощности.

Есть несколько направлений для достижения энергоэффективности эксплуатации электроприводов с асинхронными двигателями:

- первоначальный тщательный расчет по нагреву и мощности требуемого электродвигателя (ЭД) с целью достижения оптимального коэффициента загрузки;
- модернизация конструкции и увеличение доли активных материалов ЭД, а также применение эффективных материалов и сплавов с высокой магнитной и электрической проводимостью.
- переход к частотно – регулируемому асинхронному электроприводу на базе преобразователей частоты с автономным инвертором напряжения (АИН) либо автономным инвертором тока (АИТ).
- разработка энергосберегающих алгоритмов управления частотным преобразователем асинхронного электропривода, основанных на достижении оптимальных значений контролируемых параметров, обеспечивающих высокие показатели энергоэффективности;
- совершенствование преобразователей частоты и алгоритмов управления ключами инверторов для исключения высокочастотных гармоник напряжения.

В качестве основополагающих систем управления асинхронным электроприводом при реализации энергоэффективных алгоритмов, зачастую, применяют скалярные и векторные системы. По ряду технических показателей вышеприведенные СУ уступают системам прямого управления моментом асинхронных электродвигателей, иначе, системам DTC (Direct torque control). Системам прямого управления моментом присущи такие преимущества как:

- высокое быстродействие системы ввиду наличия релейных регуляторов момента и потокосцепления статора;
- стабильность функционирования при наличии погрешности данных о наблюдаемых параметрах объекта управления;
- стабильность функционирования при различных возмущениях в процессе регулирования координат объекта управления.

Также, в сравнении с векторными системами управления, система DTC не требует в своей структуре звеньев компенсации перекрестных связей, преобразования координат, отдельных регуляторов каждой составляющей тока статора. При этом для систем прямого управления моментом на сегодняшний день недостаточно проработаны энергосберегающие алгоритмы управления двигателями, и это является весьма перспективным направлением исследований, которое позволит более эффективно использовать все преимущества систем DTC.

### **Степень разработанности темы исследования**

Проблему повышения энергетических показателей систем управления асинхронными электроприводами рассматривали в своих трудах такие исследователи как: А.Е. Козярук, В.В. Рудаков, И.Я. Браславский, Н.А. Ротанов, В.В. Литовченко, В.М. Перельмутер, Н.Ф. Ильинский, Б.Ю. Васильев, Б.С. Лезнов, А.Г., Мищенко В.А., Мещеряков В.Н., А.Г. Гарганеев и другие учёные. Данная тематика актуальна на данный момент во всем мире, вследствие чего не без внимания оставили вопросы энергосбережения и зарубежные авторы: Т. Noguchi, I. Takahashi D.W. Novotny, F. Blaschke, J. Holtz, M. Depenbrok. В своих работах ученые наметили возможные пути повышения энергоэффективности систем DTC и векторных систем. Авторы отмечают также перспективность применения СУ с

прямым управлением моментом для тяжёлых условий эксплуатации, в частности для асинхронных тяговых двигателей (АТД).

Системы DTC обладают высоким быстродействием, поскольку их типовая структура предусматривает высокодинамичное релейное регулирование потокосцепления статора и момента АД, что является немаловажным фактором для построения систем управления, направленных на повышение энергетических показателей общепромышленного и тягового электропривода (ТЭП) с асинхронными двигателями.

### **Цель работы**

Повышение энергоэффективности тягового электропривода с прямым управлением моментом асинхронных электродвигателей.

**Объектом исследования** является система управления тяговым электроприводом с прямым управлением моментом АД.

**Идея работы** заключается в реализации оптимального по критерию минимума тока статора регулирования потокосцепления статора в зависимости от задания момента в системе прямого управления моментом АТД.

### **Задачи исследования:**

1. Изучение существующих энергоэффективных систем управления электроприводами, выбор оптимальной базовой системы управления;
2. Разработка энергоэффективного способа и алгоритма управления на базе системы с прямым управлением моментом АТД и создание функциональной схемы, реализующей данный алгоритм;
3. Разработка математической и компьютерной модели системы энергоэффективного управления асинхронным тяговым электроприводом;
4. Анализ на компьютерной модели введения в структуру системы DTC узлов оптимизации задания потокосцепления статора с целью снижения потребления тока статора;
5. Оценка на основе моделирования влияния на динамические характеристики асинхронного тягового электропривода энергосберегающего алгоритма управления.

### **Методы исследования**

При проведении исследований и разработке математических моделей в диссертационной работе применялись основные положения из теории электропривода, электрических машин, автоматического управления, метод экспериментального подтверждения аналитических результатов. Компьютерные исследования энергосберегающей системы и алгоритмов управления проводились при помощи моделирования электромеханических процессов асинхронного электропривода в основной библиотеке программного комплекса Matlab/Simulink и программном комплексе «Универсальный механизм» (УМ).

### **Научная новизна:**

1. Разработаны способ и система энергоэффективного прямого управления моментом асинхронных тяговых электродвигателей.
2. Разработан энергосберегающий алгоритм управления асинхронным тяговым электроприводом в системе прямого управления моментом по критерию минимума тока статора, реализованный на основе оптимального регулирования задания потокосцепления статора в зависимости от задания момента АД.
3. Предложен блок логики переключений системы управления на энергосберегающий алгоритм формирования задания потокосцепления для тягового электропривода локомотивов с учётом контроля текущего режима и условий работы электропривода.
4. Определены оптимальные по критерию минимума тока статора зависимости потокосцепления статора и угла между векторами тока и потокосцепления статора (моментаобразующими векторами) от нагрузки для асинхронных тяговых электродвигателей тепловозов.

### **Теоретическая и практическая значимость:**

1. Разработан и теоретически обоснован энергосберегающий алгоритм регулирования асинхронного электропривода с прямым управлением моментом, позволяющий снизить потребление тока статора от источника электроэнергии.
2. Созданы математические и компьютерные модели энергосберегающего тягового электропривода локомотивов, которые могут использоваться на стадии

проектирования для анализа режимов энергоэффективного регулирования электропривода.

3. Предложенный алгоритм управления асинхронным электроприводом за счет оптимизации потребления тока статора позволяет снизить потери в электродвигателе и преобразователе и, как следствие, повысить к.п.д. электропривода.

4. Разработанная система управления применима для широкого спектра электроприводов, где используются частотные преобразователи с прямым управлением моментом.

**Достоверность полученных результатов** диссертационной работы обеспечивается сопоставлением и удовлетворительной сходимостью результатов расчёта энергоэффективной системы с прямым управлением моментом асинхронного электродвигателя с экспериментальными данными, полученными на лабораторной установке кафедры ЭРЭиЭС БГТУ, а также соответствием результатов положениям теории электропривода и теории электрических машин.

Методика расчёта оптимальной зависимости задания потокосцепления статора от задания момента проверена на лабораторном стенде кафедры «Электронные, радиоэлектронные и электротехнические системы», оборудованном индукционным регулятором, измерительным комплектом К50, асинхронным короткозамкнутым двигателем АО2–42-4У3, снабжённым электромагнитным тормозом, и преобразователем частоты фирмы АВВ ACS850.

### **Реализация работы**

Диссертационная работа выполнена в ФГБОУ ВО «Брянский государственный технический университет» (БГТУ), результаты исследования используются в учебном процессе ФГБОУ ВО Брянский государственный технический университет в преподаваемых дисциплинах «Моделирование динамики электромеханических систем» и «Мехатроника» магистратуры 13.04.02 «Электроэнергетика и электротехника».

Результаты работы приняты Людиновским тепловозостроительным заводом (ЛТЗ) и используются при проектировании энергосберегающего тягового



электропривода перспективных тепловозов.

### **Основные положения, выносимые на защиту**

- система и алгоритмы энергоэффективного регулирования электропривода с прямым управлением моментом;
- аналитические зависимости для энергосберегающего регулирования потокосцепления статора и угла между векторами тока и потокосцепления статора от задания на момент для асинхронных тяговых электродвигателей тепловозов;
- алгоритм работы блока логики переключений системы управления на энергосберегающее формирование задания потокосцепления для тягового электропривода локомотивов;
- методика и результаты математического и компьютерного моделирования системы энергоэффективного регулирования тягового электропривода с прямым управлением моментом;
- результаты экспериментальной проверки предложенного принципа энергоэффективного регулирования асинхронного электропривода с прямым управлением моментом.

### **Апробация работы**

Основные результаты диссертационного исследования были представлены на Всероссийской научно-практической конференции «Автоматизированный электропривод и автоматика» (Липецк, 2014); VIII Международном симпозиуме «Элтранс-2015» (Санкт-Петербург, 2015); на X Международной научно-технической конференции «Подвижной состав XXI века: идеи, требования, проекты» (Санкт-Петербург, 2015), на 69, 70, 72 и 73-й научно-технических студенческих конференциях БГТУ (Брянск, 2014, 2015, 2017, 2018); на III и IV Международном научно-техническом семинаре «Компьютерное моделирование в железнодорожном транспорте» (Брянск, 2016, 2018); на I Международной научно-практической конференции «САПР и моделирование в современной электронике» (Брянск, 2017).

### **Публикации**

По теме диссертации опубликовано 19 печатных работ, в числе которых 4 статьи в изданиях, входящих в перечень ВАК РФ, 3 патента на изобретения и 4 – на полезные модели.

### **Структура и объем научно-квалификационной работы**

Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, заключения, библиографического списка, включающего 105 наименований, и 3-х приложений. Работа включает в себя 135 страниц основного текста, содержит 48 иллюстраций и 6 таблиц.

# ГЛАВА 1. АНАЛИЗ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМИ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯМИ И ПУТЕЙ ПОВЫШЕНИЯ ИХ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТИ

## 1.1 Анализ систем частотного управления асинхронными электродвигателями

Асинхронный электропривод является на сегодняшний день самым востребованным среди всего спектра приводов применяющихся в отраслях промышленного, военного, сельскохозяйственного производства и транспорта. Свою популярность он завоевал за счет своих высоких эксплуатационных и энергетических показателей, а также более низкой стоимости в отношении своих конкурентов, а именно, синхронных, вентильных приводов и тем более традиционных приводов постоянного тока [1, 18, 28]. В электроприводах, где требуется обеспечить максимальное быстродействие по контуру момента, точное регулирования выходных координат, безотказность, надежность, приемлемые технико-экономические показатели, продолжительную эксплуатацию без постоянного технического обслуживания, используются асинхронные электроприводы с двигателями с короткозамкнутым ротором, которые имеют внушительно меньший момент инерции, массу и габариты, наряду с бесконтактностью, а также большую перегрузочную способность при оптимальной стоимости на рынке [80].

В XX веке произошел резкий скачок в развитии асинхронного электропривода и автоматизированного электропривода в целом. Стали применяться электроприводы с частотным управлением, одним из основоположников которых является наш соотечественник М.П. Костенко, создавший основной закон частотного управления. В 60-е годы XX века были изобретены способы частотно-токового (как разновидность скалярного управления) и векторного управления электроприводом. Впоследствии векторное управление вытеснило за рубежом скалярное частотно-токовое управление. Появились также векторные системы частотно-токового управления. Первые патенты по векторному управлению электроприводом принадлежат компании

«Siemens», система имела название «Transvektor» и подразумевала под собой регулирование вектора тока в системе координат, связанной с потокосцеплением, с реализацией координатных преобразований [36, 74]. Огромным толчком в развитии векторного управления электроприводом послужило появление и быстрая модернизация новой элементной базы – мощных однокристалльных микроконтроллеров, трехфазных транзисторных преобразователей, реализованных на базе быстродействующих интеллектуальных транзисторных ключах (IGBT – транзисторы). В целом бурное развитие полупроводниковых элементов и вычислительной техники способствовало к дальнейшему усовершенствованию сложных, требующих большого количества математических вычислений векторных систем управления [10, 13, 18, 24].

Следующим серьезным шагом в развитии векторного управления электропривода является система прямого управления моментом. Впервые теорию о прямом управлении моментом (DTC – direct torque control) представили в 1971 году немецкие и японские исследователи М. Depenbrock, I. Takahashi, Т. Noguchi. Метод прямого управления моментом был изначально разработан для использования в электроприводах, где реализуется непосредственное управление моментом тяговых двигателей и высокомоментных серводвигателей. Та структура прямого управления моментом, которая сейчас считается традиционной (с таблицей переключений) впервые опубликована I. Takahashi в 1984 году в статье журнала IEEJ. И уже через десять лет компанией АВВ (Asea Brown Boveri Ltd) был начат серийный выпуск комплектных электроприводов, построенных на принципе прямого управления моментом. Первыми сериями электроприводов были ACS-6000, ACS-800, ACS-1000 [2, 3, 9, 17].

С середины 90-х годов XX века и по сегодняшний день среди всех типов систем управления электроприводами наиболее актуальными и перспективными являются:

1. Скалярное управление.
2. Частотно-токовое управление (скалярное и векторное).
3. Классическое векторное управление.

#### 4. Прямое управления моментом.

Все вышеуказанные системы активно применяются для асинхронного электропривода. Первоначальный способ управления асинхронным двигателем (АД), реализованный на одновременном регулировании частоты и амплитуды статорного напряжения, именуемый скалярным управлением АД, по сегодняшний день широко применяем и является популярным во многих отраслях промышленности и транспорта [1, 13, 18].

Принцип действия скалярного управления асинхронным двигателем заключается в поддержании постоянства отношения амплитуды и частоты питающего напряжения. В зависимости от типа нагрузки электропривода отношение может претерпевать изменения, так при вентиляторной нагрузке постоянным должно поддерживаться отношение амплитуды напряжения к квадрату частоты напряжения. Независимым воздействием зачастую выступает частота напряжения, при этом напряжение вычисляется по механической характеристике при заданной частоте, критическом и пусковом моменте. Постоянная перегрузочная способность асинхронного двигателя, которая не зависит от частоты напряжения, обеспечивается при реализации скалярного управления, однако при низких частотах может возникнуть серьезное падение электромагнитного момента асинхронного двигателя. Максимальный диапазон регулирования скорости электропривода при использовании скалярного управления не превышает 1:10, в редких случаях 1:(10...25) (при вентиляторной нагрузке), при условии отсутствия снижения электромагнитного момента на валу ротора электродвигателя [10, 17, 19, 28].

Скалярное управление асинхронным двигателем является довольно просто реализуемым, но при этом все же имеются два недостатка, которые не позволяют применять данную систему для решения широкого спектра задач. Во-первых, при отсутствии датчика скорости на валу электродвигателя является невозможным регулирование скорости вращения вала, по причине зависимости её от воздействующей на электропривод нагрузки. Решением данной проблемы является установка датчика скорости на валу электродвигателя. Однако данной системе

присущ еще один недостаток – это практически отсутствующая возможность управлять моментом на валу двигателя. Это реализуемо при установке датчика момента, но цена подобных датчиков может превысить цену самого электропривода [17, 18, 24]. Даже при наличии датчика момента в системе процесс управления этим самым моментом оказывается весьма инерционным. Также следует отметить, что скалярное управление АД можно охарактеризовать невозможностью реализации одновременного регулирования скорости и момента. Как следствие, приходится останавливаться на регулировании той величины, которая наиболее необходима при реализации требуемого технологического процесса.

Частотно-токовое управление асинхронным электроприводом подразумевает под собой в первую очередь управление электромагнитным моментом асинхронного двигателя, а не угловой скоростью как в приводах с традиционным скалярным частотным управлением. Это обусловлено тем, что электромагнитный момент асинхронного двигателя прямопропорционален току в обмотке статора, который в свою очередь непосредственно связан с нагрузкой электродвигателя. Данная зависимость является нелинейной и выражается через абсолютное скольжение  $I_s^2 \cong S_a$ . В приводах с частотно-токовым управлением асинхронный двигатель питается от преобразователя частоты, работающего в режиме источника тока. Данная работа ПЧ реализуется следующими основными способами [19, 24, 78]:

1) на основе автономного инвертора тока (АИТ) с управляемым выпрямителем (УВ), где АИТ выполняет функцию формирования частоты выходного тока, а УВ выполняет функцию источника постоянного тока;

2) на основе НПЧ, в котором для каждой вентиляльной группы реализуется внутренний контур регулирования тока, а при помощи генератора частоты (ГЧ) задается частота выходного тока;

3) на основе автономного инвертора напряжения (АИН) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), управляемого током, с организацией контуров регулирования фазных токов статора.

Существует также векторное частотно-токовое управление асинхронным электроприводом. Оно характеризуется тем, что, в отличие от скалярной системы частотно-токового управления, где управление АД реализуется посредством регулирования амплитуды и частоты тока питающей сети, векторная система частотно-токового управления обладает отдельными контурами управления скоростью и моментом АД при помощи регулирования двух составляющих тока статора  $I_{Sx}$  и  $I_{Sy}$ , определяющие угловую скорость и электромагнитный момент соответственно [19, 28].

Вообще первая модификация векторного управления асинхронным электроприводом, изобретенная немецким исследователем F. Blaschke, имевшая название «Transvektor», представляет собой систему управления, основой которой является система дифференциальных уравнений, отображающих электромагнитные процессы в асинхронном двигателе в векторной форме, где все вектора представлены в системе координат, ориентированной по направлению главного магнитного поля. Данная система в зарубежных источниках именуется как field-oriented control (FOC), иначе «полеориентированное управление» [19].

Векторные системы управления электроприводами (СУЭП) классифицируются по многим характерным признакам, в частности, они разделяются по принципу получения информации о текущих значениях контролируемых величин, и данная классификация выглядит следующим образом [6, 13]:

- 1) векторные СУЭП с прямым измерением контролируемых величин с помощью датчиков;
- 2) векторные СУЭП с косвенным вычислением контролируемых параметров с помощью математической модели электродвигателя.

Системы управления, использующие прямое измерение управляемых величин, обладают преимуществом, поскольку параметры электродвигателя в процессе работы могут серьезно отклоняться от паспортных значений и обладают высокой нестабильностью, что может привести к большим неточностям вычислений и, как следствие, снижению качества регулирования координат

электропривода. Однако следует отметить, что активное развитие вычислительной техники позволяет строить сложные структуры систем управления, включающие в себя большое количество математических вычислений, без большого ущерба для качества требуемых статических и динамических характеристик электропривода [28, 31].

При построении векторной системы управления асинхронным электроприводом опираются на уравнение электромагнитного момента электродвигателя, в частности на пару векторов, формирующих данный электромагнитный момент.

В общем виде уравнение электромагнитного момента асинхронного двигателя выглядит следующим образом:

$$\vec{M} = \frac{3}{2} p_n \cdot C \cdot (a \times b), \quad (1.1)$$

где  $p_n$  – количество пар полюсов двигателя,  $a$  и  $b$  – моментобразующие вектора,  $C$  – коэффициент, определяемый в зависимости от выбранных моментобразующих векторов.

Ниже представлена таблица для определения коэффициента  $C$  (таблица 1.1) в уравнении электромагнитного момента (1.1) и в целом для определения конечного вида уравнения в зависимости от выбора моментобразующих векторов [19].

Таблица 1.1

Таблица определения коэффициента  $C$  уравнения электромагнитного момента асинхронного двигателя

		$b$				
		$\Psi_1$	$i_1$	$\Psi_2$	$i_2$	$\Psi_m$
$a$	$\Psi_1$	*	1	$-k_1 k_2 / \sigma L_m$	$-k_1$	*
	$i_1$	-1	*	$-k_2$	$-L_m$	-1
	$\Psi_2$	$k_1 k_2 / \sigma L_m$	$k_2$	*	-1	*
	$i_2$	$k_1$	$L_m$	1	*	1
	$\Psi_m$	*	1	*	-1	*



В таблице 1.1, приведенной выше  $k_1 = L_m / L_1$ ;  $k_2 = L_m / L_2$ ;  $\sigma = 1 - k_1 k_2$  – соответственно, коэффициенты электромагнитной связи статора и ротора и коэффициент рассеяния, \* - означает, что момент через данные вектора не определяется.

Как известно ток ротора АД при построении системы управления весьма сложно наблюдать и его очень трудно точно определить, следовательно, предпочтительней использовать в системе управления ток статора как моментобразующий. При выборе потокосцепления, одним из определяющих факторов является возможность его вычисления без использования датчиков. Потокосцепление статора и главное потокосцепление можно определить по мгновенным значениям тока и напряжения статора, что как раз удовлетворяет желаемым требованиям, но при выборе данных потокосцеплений как моментобразующих математическое описание системы управления получается трудоемким, ввиду высокой сложности и проблематичности применения полученных передаточных функций на практике при реализации конкретных задач.

Системы, основанные на традиционном управлении вектором регулируемой координаты, уступают по ряду немаловажных параметров системам ДТС, которые во многих источниках позиционируют как продолжение развития векторных систем и продолжают называть векторными. Основными отличиями традиционных систем векторного управления от системы прямого управления моментом (рисунок 1.1) заключаются в том, что система ДТС не подразумевает многократных преобразований координат, отдельного на каждую составляющую статорного тока релейного регулятора, звеньев, реализующих компенсацию перекрестных связей. Дополнительно следует отметить, что система ДТС менее восприимчива к неточности данных о наблюдаемых параметрах объекта регулирования и возмущениям в процессе регулирования координат. Далее будет более подробно рассмотрена структура базовой системы управления скоростью электропривода с прямым управлением моментом асинхронного двигателя во внутреннем контуре.

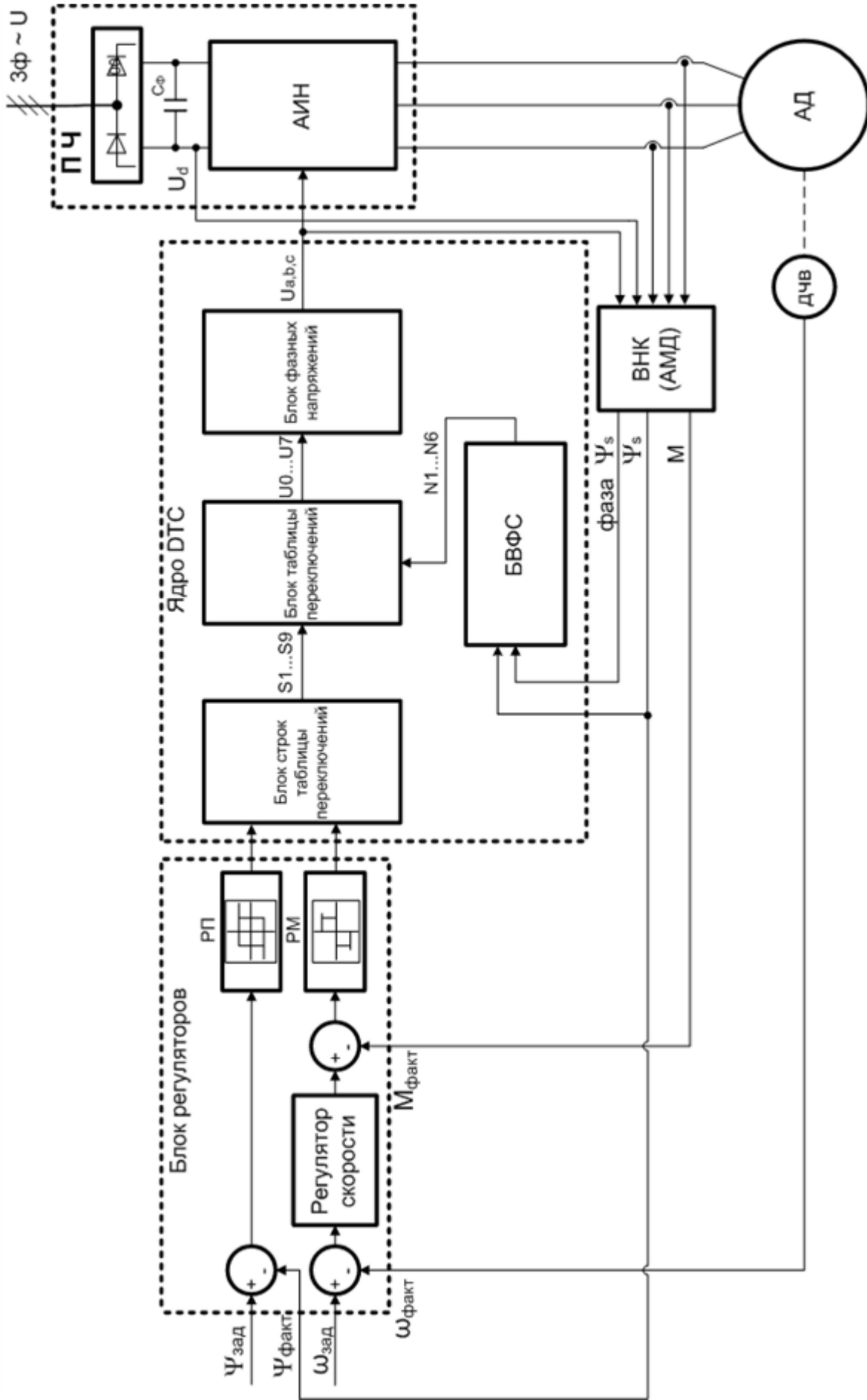


Рисунок 1.1 Функциональная схема системы электропривода с прямым управлением

Система электропривода с прямым управлением моментом состоит из следующих основных блоков [2, 3]:

- регуляторы (регулятор скорости, регулятор момента, регулятор потокосцепления статора);
- таблица переключений;
- вычислитель фазового сектора;
- формирователь фазных напряжений (по таблице переключений);
- адаптивная модель двигателя (АМД - вычислитель ненаблюдаемых координат АД).

Данные звенья системы управления представляют в виде подсистем при реализации математической модели асинхронного электропривода. Входными воздействиями для регуляторов системы прямого управления моментом являются задание потокосцепления статора  $\Psi_{зад}$  и задание частоты вращения асинхронного двигателя  $\omega_{зад}$ , а также сигналы обратных связей по потокосцеплению статора  $\Psi_s$  (по его модулю), по текущему моменту на валу асинхронного двигателя  $M_{факт}$  и по его частоте вращения  $\omega_{факт}$ . Выходной сигнал регулятора скорости суммируется с отрицательной обратной связью по моменту АД  $M_{факт}$  и далее подается на вход релейного регулятора момента электродвигателя. Выходными сигналами релейных регуляторов момента и потокосцепления статора являются их коммутационные функции, которые, в свою очередь, являются входными воздействиями для блоков, отвечающих за формирование таблицы переключений, где и формируются координаты для переключения управляющего вектора в системе управления в необходимый сектор. Данные блоки, простыми словами, вычисляют изначально номера строк таблицы  $S1...S9$  (обычно используется шесть строк таблицы  $S1-S6$ ). Количество строк определяется выбранной конфигурацией релейных регуляторов момента и потокосцепления статора [2]. Далее, с учетом определенного по адаптивной модели двигателя текущего сектора, в котором находится управляющий вектор, по таблице переключений формируется один из восьми

возможных пространственных векторов выходного напряжения преобразователя частоты  $U_0...U_7$ . Сформированный управляющий пространственный вектор напряжения подается на блок, формирующий фазные напряжения. Данный блок, сопоставляя полученный пространственный вектор напряжения от таблицы переключений, выбирает вектор фазных напряжений  $U_A^*$ ,  $U_B^*$  и  $U_C^*$ , которые реализуют алгоритм процесса переключения ключей инвертора напряжения [2, 74]. Также следует отметить, что для функционирования адаптивной модели двигателя необходимо фазные токи статора двигателя и напряжение в звене постоянного тока преобразователя частоты. Данные параметры необходимы для вычисления сигналов обратной связи в системе управления, а также для вычисления текущего сектора вектора напряжения. Сигнал обратной связи по скорости АД может быть вычислен как по АД, так и с помощью датчика частоты вращения (ДЧВ). Какой из двух вариантов реализации обратной связи по скорости АД использовать, определяется при индивидуальной реализации конкретной системы управления с необходимыми показателями точности регулирования координат электропривода, для управления ТЭП локомотива, в частности, необходим датчик скорости.

## 1.2 Пути повышения энергоэффективности электропривода с асинхронными двигателями.

Одной из важнейших задач современного электропривода (ЭП) – это обеспечение энергоэффективности его эксплуатации. Исследования в области создания энергосберегающих алгоритмов в системах управления электроприводами являются на сегодняшний день весьма актуальными. Существуют следующие пути энергосбережения в электроприводе:

1. В первую очередь – это грамотный выбор электродвигателя (ЭД) по нагреву и мощности. Ведь большинство ошибок совершается именно на этой стадии разработки электропривода, когда коэффициент загрузки ЭД составляет порядка 50% и менее;

2. Также это и модернизация конструкции и материалов ЭД, а также увеличение количества активных материалов, что позволяет существенно повысить КПД;

3. Переход к частотно-регулируемому ЭП;

4. Совершенствование структуры и алгоритмов систем управления частотно-регулируемого ЭП.

В качестве базовых систем управления электроприводом, на основе которых в дальнейшем реализуются энергоэффективные алгоритмы, преимущественно используются скалярные или релейно-векторные системы.

Так, например, в работе [79] Пугачевым А.А. предложен метод достижения энергосбережения асинхронного электропривода в скалярной системе управления. Здесь энергоэффективность достигается путем снижения мощности потерь при помощи поискового алгоритма. Особенностью поискового алгоритма является достижение экстремума минимума мощности потерь при помощи малого отрицательного либо положительного приращения задания амплитуды напряжения до достижения оптимального режима работы электропривода. Данный метод является достаточно инерционным в связи с большими математическими вычислениями, но обладает таким преимуществом как – он не зависит от переменных параметров объекта управления.

Для получения более конкретной картины статических и динамических процессов в асинхронном двигателе необходимо учитывать изменение величины сопротивления обмоток статора с учетом эффекта вытеснения тока, который оказывает существенное влияние при работе электропривода на низких частотах [82]. Повышение температуры обмоток АД в процессе работы электропривода влечет за собой изменение его электромеханических характеристик и, как следствие, параметров системы управления, что является немаловажным фактором при построении системы управления. Частично решить проблему снижения напряжения магнитной цепи и соответственно магнитного потока на низких частотах позволяет так называемая IR – компенсация, т.е. незначительное

повышение напряжения относительно закона частотного управления  $U/f = \text{const}$  (рисунок 1.2).

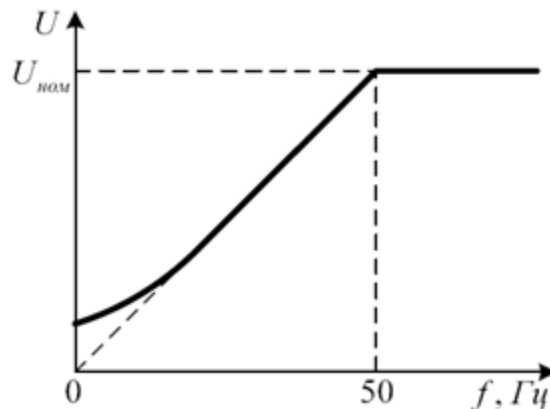


Рисунок 1.2 Закон частотного управления  $U/f = \text{const}$  с учетом IR - компенсации

Изменение величины сопротивления обмоток статора асинхронного двигателя в зависимости от температуры также приводит к отклонению оптимальных значений контролируемых величин, в частности потокосцеплений статора, ротора, главного потокосцепления, тока статора либо ротора в зависимости от алгоритма системы управления. В этом плане система прямого управления моментом DTC является наиболее оптимальным решением, поскольку является менее чувствительной к изменению параметров электродвигателя.

В работе [80] Алексеевым В.В. проведен анализ динамических режимов в частотно-регулируемом электроприводе с векторными системами управления. Было отмечено, что системы векторного управления с жестким законом реализации алгоритма управления позволяют повысить энергетические показатели электропривода по критерию минимума дополнительных потерь. Достаточно высокая сложность классической векторной системы управления с непрерывными законами управления в полной мере компенсируется применением релейно-векторных систем управления и системы прямого управления моментом.

Используя одну и ту же силовую часть электропривода (рисунок 1.3), можно формировать выходное напряжения автономного инвертора напряжения (АИН) различными способами: путем широтно-импульсной модуляции либо «релейным»

способом, либо с переходом в ТЭП при определённых частотах на однократную коммутацию ключей [54;87].

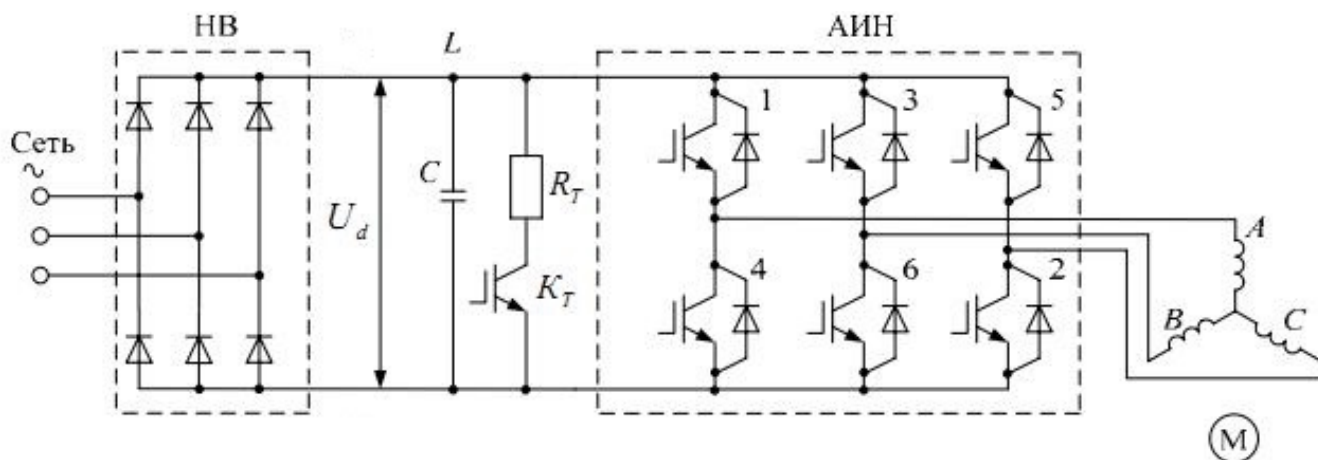


Рисунок 1.3 Схема силовой части асинхронного электропривода с преобразователем частоты, включающим в себя автономный инвертор напряжения (АИН) и неуправляемый выпрямитель (НВ)

Для формирования напряжения в таких системах используются PWM (Pulse Width Modulation) – классическая широтно-импульсная модуляция и SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation) – пространственная векторная широтно-импульсная модуляция, релейно-векторное регулирование и отдельно, как способ формирования выходного напряжения инвертора можно указать его формирование в системе с прямым управлением моментом, основанное на табличном вычислении и переключении вектора напряжения [80].

В работах [43, 44, 46, 49] описан метод оптимизации классических векторных систем управления асинхронным электроприводом с целью энергосбережения по критерию минимума потребления тока статора, который достигается посредством поддержания необходимого угла между моментобразующими векторами. В качестве моментобразующих рассмотрены следующие пары векторов:

- 1) потокосцепление ротора и ток статора;
- 2) потокосцепление статора и ток статора;
- 3) главное потокосцепления и ток статора.

В [4, 43] геометрическим расчетом выявлено, что оптимальный с точки зрения минимизации тока статора угол между векторами тока статора и

потокосцепления ротора составляет при отсутствии насыщения магнитной цепи  $45^\circ$ . Данный расчет может служить основой для определения угла между остальными парами моментобразующих векторов, с использованием векторной диаграммы потокосцеплений и токов АД (рисунок 1.4). Опираясь на данную векторную диаграмму, можно определить минимум тока статора при заданной величине момента асинхронного двигателя [43]. На данной диаграмме  $\theta_S$  - угол между векторами тока и потокосцепления статора;  $\theta_\Psi$  - угол между векторами потокосцепления статора и потокосцепления ротора,  $\Psi_S$  - вектор потокосцепления статора;  $\Psi_R$  - вектор потокосцепления ротора;  $\Psi_m$  - вектор главного потокосцепления;  $I_S$  и  $I'_R$  - вектора тока статора и приведённого тока ротора соответственно;  $E_1$  - вектор ЭДС статора.

Также в работе [43] проведен анализ построения системы управления в различных системах координат. Сравнивая 3-х фазную неподвижную систему координат  $a, b, c$ , двухфазную неподвижную систему координат относительно статора  $\alpha, \beta$  и вращающуюся систему координат  $d, q$ , ориентированную по потокосцеплению ротора, автор указывает, что в системе координат  $d, q$  гораздо удобней формируется система уравнений асинхронного двигателя и описываются электромагнитные процессы в электродвигателе.

Более подробно реализация энергоэффективных алгоритмов в системах управления асинхронным электроприводом с прямым управлением моментом представлена в работах [3, 84]. Системы управления асинхронным электроприводом с прямым управлением моментом обеспечивают высокое быстродействие контура момента, высокую быстроту реакции на управляющее воздействие по моменту [84]. Данное преимущество позволяет строить на базе структуры данной системы алгоритмы, повышающие энергетические показатели асинхронного электропривода. В работе [84] представлен поисковый алгоритм на базе нечеткой логики, реализовывающий в системе прямого управления моментом минимизацию тока статора и потерь за счет стабилизации угла между моментобразующими векторами асинхронного электродвигателя. Алгоритм



нечеткой логики, представленный в [84] с применением фаззи – регуляторов, учитывает отклонение оптимального угла по критерию минимума потерь в АД между моментобразующими векторами при нагреве обмоток статора и ротора, а также потери в стали и насыщение магнитной цепи электродвигателя.

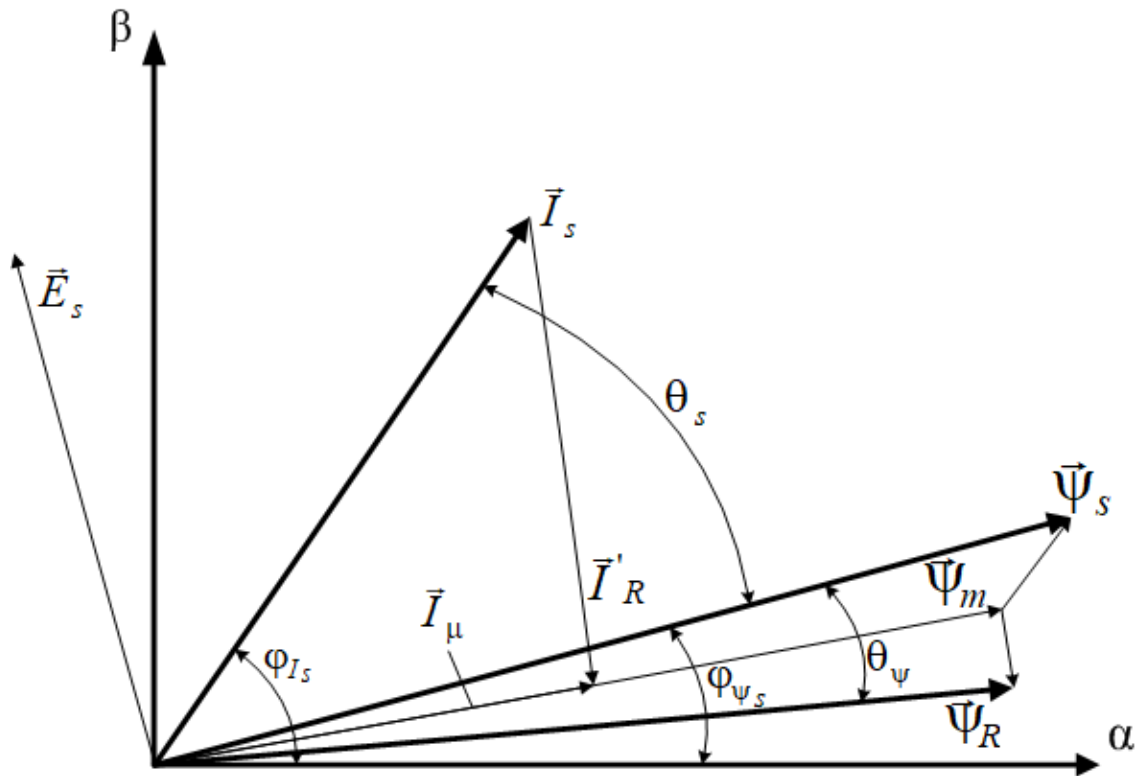


Рисунок.1.4 Векторная диаграмма потокосцеплений и токов асинхронного электродвигателя в системе координат  $\alpha, \beta$

Также в данной работе предложен вариант форсировки задания потокосцепления статора для улучшения динамических процессов в асинхронном электроприводе при реализации энергосберегающего алгоритма.

Отмечая особенности поисковых алгоритмов при достижении энергосбережения, следует указать следующее. Наряду с критерием поиска минимума потребляемого тока также имеется критерий поиска максимума  $\cos\phi$  асинхронной машины. Поиск максимума  $\cos\phi$  не позволяет получить преимущество по сравнению с минимизацией потребляемой мощности (или минимизацией потребления тока статора) с точки зрения сложности математических вычислений, так как  $\cos\phi$  определяется также при помощи

вычисления векторов тока и напряжения. Критерий минимизации тока обладает преимуществом более простой реализации алгоритма, особенно в системе прямого управления моментом.

Также в [84] отмечается, что регулирование по критерию минимума тока статора и регулирование по минимуму потерь в АД (минимуму потребляемой мощности) не всегда соответствуют друг другу. Алгоритм поиска минимума потребляемой мощности требует десятых долей секунды для определения оптимального значения, что неприемлемо для быстродействующих механизмов с малыми рабочими циклами. Как следствие, поисковый алгоритм, оптимизированный по критерию минимума потребляемой мощности, может быть применен исключительно в электроприводах, работающих с постоянной нагрузкой с условием, что они будут гораздо ниже номинальных [84].

При реализации энергосберегающего алгоритма со всей остротой возникает проблема уменьшения перегрузочной способности асинхронного электродвигателя при снижении питающего напряжения. Система управления могла бы понижать с целью энергосбережения магнитный поток при снижении момента нагрузки и, следовательно, понижать напряжение АД. Однако необходимо учитывать, что критический момент пропорционален квадрату напряжения и определяется по следующей формуле [14]:

$$M_m = \pm \frac{pm_1 U_1^2}{2\omega_1 \left[ \pm r_1 + \sqrt{r_1^2 + (x_{\sigma 1} + x'_{\sigma 2})^2} \right]}, \quad (1.2)$$

где  $U_1$  – действующее значение фазного напряжения АД;  $\omega_1 = 2\pi f_1$  – угловая частота фазного напряжения (тока);  $p$  – число пар полюсов;  $m_1$  – число фаз обмотки статора;  $r_1, r_2', x_{\sigma 1}, x_{\sigma 2}'$  – параметры Т-образной схемы замещения асинхронного двигателя.

Из формулы (1.2) видно, что при снижении потока (и напряжения) АД снижается его перегрузочная способность, и это обязательно нужно учитывать при построении систем энергоэффективного управления.

На данный момент большинство векторных систем управления асинхронным электроприводом, в частности, и система с прямым управлением моментом, не

используют регулирование задания потокосцепления статора  $\Psi_s$  и работают при полном поле на постоянном номинальном значении задания потокосцепления. В результате, даже при минимальных нагрузках электропривода, задание по каналу потокосцепления статора остаётся неизменным на номинальной величине, и магнитные потери будут такими же, как при номинальной нагрузке, вследствие чего возникают неоправданные затраты электроэнергии и снижается к.п.д.

Регулируя задание по каналу потокосцепления статора при различных нагрузках электропривода, можно добиться снижения тока статора и потребляемой электроэнергии от источника питания. Также, основываясь на уже проведенных исследованиях в области оптимизации энергоэффективности электроприводов, целесообразно дополнительно определять угол между моментобразующими векторами для контроля правильности функционирования системы.

Уравнение электромагнитного момента асинхронного двигателя с моментобразующими векторами тока и потокосцепления статора имеет вид:

$$M = \frac{3}{2} p_n |I_s| \cdot |\psi_s| \cdot \sin(\theta_s), \quad (1.3)$$

где  $\theta_s$  – угол между векторами тока статора и потокосцепления статора.

В системе асинхронного электропривода с прямым управлением моментом для целесообразно использовать как моментобразующие вектора именно вектора тока и потокосцепления статора, отражённые в формуле (1.3)., поскольку система прямого управления моментом уже в своей структуре имеет контур регулирования потокосцепления статора.

В работе [85] приведен сравнительный анализ классических векторных систем и систем прямого управления моментом с точки зрения реализации статических и динамических характеристик электропривода. В динамических режимах система с прямым управлением моментом предпочтительней, в связи с более быстрой реакцией на управляющее воздействие при использовании релейных регуляторов. Но в статических режимах для высокоточных

электроприводов достаточно высокие пульсации момента снижают показатели качества системы управления [85]. Снижение пульсаций момента, если это необходимо, возможно при помощи увеличения частоты переключения ключей АИН, что с другой стороны, ограничено возможностями микроконтроллера, используемого в системе управления, и увеличивает потери в статическом преобразователе. Но в наше время бурого развития базы полупроводниковых элементов данная проблема становится всё менее острой.

### Выводы

1. Подводя итог проведённому анализу, можно констатировать, что предпочтительным вариантом построения энергоэффективной системы для тягового электропривода является использование системы прямого управления моментом, оптимизированной по критерию минимума тока статора.

2. Выявлено, что алгоритмы, повышающие энергоэффективность эксплуатации электроприводов, целесообразно применять в определенных режимах работы электропривода, когда энергосбережение не окажет негативного влияния на статические и динамические характеристики при реализации необходимого технологического процесса.

3. Поскольку система прямого управления моментом обладает высоким быстродействием, невосприимчива к возмущениям и неточности информации о состоянии параметров двигателя, целесообразно использовать именно её для реализации алгоритмов, направленных на энергоэффективное управление тяговым электроприводом с асинхронными двигателями, и этому будет способствовать решение задач, сформулированных во введении.

## ГЛАВА 2. МЕТОДИКА РАСЧЕТА ЗАДАНИЯ ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ СТАТОРА И УГЛА МЕЖДУ МОМЕНТООБРАЗУЮЩИМИ ВЕКТОРАМИ В СИСТЕМЕ ПРЯМОГО УПРАВЛЕНИЯ МОМЕНТОМ АД, ОПТИМИЗИРОВАННОЙ ПО КРИТЕРИЮ МИНИМУМА ТОКА СТАТОРА

Оптимизация задания потокосцепления статора в зависимости от задания момента двигателя по критерию минимума тока статора с целью повышения энергоэффективности в системе прямого управления моментом АД может использоваться как в общепромышленном, так и в тяговом электроприводе. В данной работе эта задача решается преимущественно применительно к тяговому электроприводе.

В отечественном и зарубежном тяговом электроприводе (ТЭП) локомотивов, широко внедряются двигатели переменного тока взамен традиционных коллекторных двигателей последовательного возбуждения. Наибольшее распространение на современном подвижном составе, особенно для тяжёлой грузовой работы, получили асинхронные тяговые двигатели (АТД) с короткозамкнутым ротором в силу простоты их конструкции и ряда других известных преимуществ. В частности, АТД применены на отечественных серийно выпускаемых тепловозах 2ТЭ25А, электровозах ЭП20, 2ЭС10, опытном электровозе 2ЭВ120, гибридном маневровом тепловозе ТЭМ9Н [66].

Отталкиваясь от особенности эксплуатации тяговых электроприводов, есть возможность выявить существенный ресурс повышения их энергоэффективности. Анализируя режимы работы тяговых электроприводов локомотивов, можно заключить, что при неполновесном составе, движении по легкому профилю пути есть возможность снижения потребляемой мощности от источника электроэнергии посредством модернизации алгоритма работы системы управления асинхронным тяговым двигателем. При применении в тяговом электроприводе системы прямого управления моментом - это возможность оптимизации задания потокосцепления статора с целью снижения потребления тока статора (по критерию минимума тока статора).

В тяговом электроприводе существуют и другие технические решения, такие как отключение некоторого числа тяговых электродвигателей при движении локомотива при неполновесном составе и (или) легком профиле пути, которые, не затрагивая алгоритмы системы управления, позволяют повысить энергоэффективность электропривода. Данный метод описан в работе [88], здесь предложен алгоритм адаптивного автоматического управления энергетической эффективностью электровоза ЭП20 с асинхронными тяговыми двигателями (АТД) путем регулирования их числа. Результатом служит стабилизация значений к.п.д. электровоза ЭП20 при работе с неполной (частичной) нагрузкой на уровне, приближенном к его номинальному значению. Что непосредственно способствует повышению энергоэффективности локомотивной тяги и экономией электрической энергии.

Однако частые отключения и пуски АТД могут привести к его преждевременному выходу из строя и нестабильной работе в зимний период эксплуатации, что является недостатком данного технического решения и не снижает актуальности развития алгоритмов энергоэффективного управления АД.

Как было отмечено ранее, электроприводы с асинхронными двигателями, которые питаются от преобразователей частоты инверторного типа, находят все большее применение в промышленности и на транспорте в связи с активным развитием полупроводниковой элементной базы силовой электроники и систем управления. Поэтому, наряду с обеспечением требуемого быстродействия и точности при регулировании скорости и момента АД, все большую актуальность приобретает вопрос энергосбережения средствами управления двигателями [87].

## 2.1 Математическое описание методики предварительной оценки оптимального угла между векторами тока и потокосцепления статора асинхронного тягового электродвигателя

Критерий минимума тока статора подразумевает регулирование магнитного потока машины в зависимости от нагрузки АД, что ведёт к поддержанию на

определенном уровне взаимного положения моментобразующих векторов в выбранной системе координат.

Выбор системы координат зависит напрямую от выбранной системы управления электроприводом, а также от особенностей реализации требуемых алгоритмов для достижения поставленной задачи.

Наибольшими преимуществами и соответственно популярностью среди классических систем векторного управления обладают системы управления с поддержанием вектора потокосцепления ротора на определенном заданном значении. В современных векторных системах электропривода используют построение СУ в системе координат, которая вращается совместно с вектором управления. При такой реализации системы управления её математическое описание принимает наиболее простой вид, ввиду упрощения дифференциальных уравнений. Также следует отметить, что амплитуда и фаза управляемого вектора могут быть определены величинами проекций на оси выбранной системы координат, ввиду отсутствия вращения управляемого вектора относительно этой системы координат. Как итог, управление вектором сводится к регулированию величины и знака его проекций [4].

Для исследования процессов, происходящих в асинхронном двигателе, при реализации математической модели, использовалась Т – образная схема замещения АД с учетом насыщения магнитной цепи (рисунок 2.1).

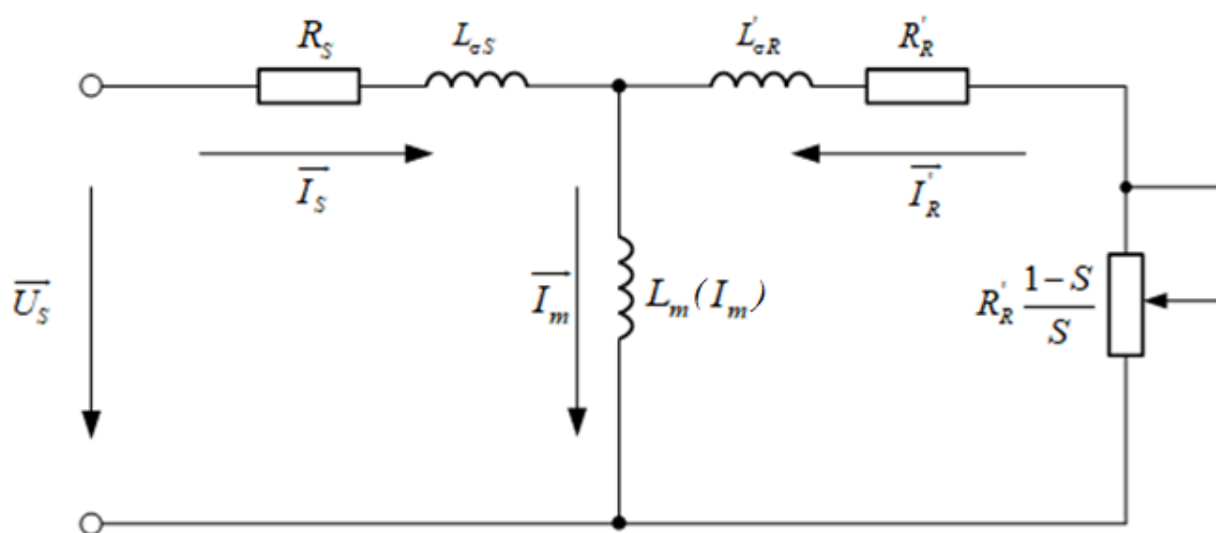


Рисунок 2.1 Схема замещения асинхронного двигателя, Т – образная

В данной схеме традиционно не учитываются потери в магнитной цепи асинхронного двигателя, что упрощает систему уравнений АД. Для дальнейшего анализа минимума тока статора это также вполне оправдано, так как активная составляющая тока, определяющая магнитные потери АД, пренебрежимо мала по сравнению с током намагничивания.

Система уравнений математической модели электрической подсистемы АД по вышеприведенной схеме, записанная с использованием метода пространственного вектора, выглядит следующим образом:

$$\begin{cases} \overline{U}_S = R_S \cdot \overline{I}_S + \frac{d\overline{\Psi}_S}{dt} + j\omega_k \cdot \overline{\Psi}_S; \\ \overline{U}_R = R'_R \cdot \overline{I}'_R + \frac{d\overline{\Psi}'_R}{dt} + j(\omega_k - \omega) \cdot \overline{\Psi}'_R; \\ \overline{\Psi}_S = L_S \cdot \overline{I}_S + L_m \cdot \overline{I}'_R; \\ \overline{\Psi}'_R = L_m \cdot \overline{I}_S + L'_R \cdot \overline{I}'_R, \end{cases} \quad (2.1)$$

где  $\overline{U}_S$  - вектор напряжения на статоре;  $R_S$  - активное сопротивление статора;  $\overline{I}_S$  - вектор тока статора;  $\overline{\Psi}_S$  - потокосцепление статора;  $\omega_k$  - угловая частота вращения магнитного поля статора;  $\overline{U}_R$  - вектор напряжения на роторе;  $R'_R$  - приведенное активное сопротивление ротора;  $\overline{I}'_R$  - вектор тока ротора;  $\overline{\Psi}'_R$  - вектор потокосцепления ротора;  $\omega$  - электрическая угловая частота вращения ротора;  $L_m$  - приведенная взаимная индуктивность между обмотками статора и ротора;  $L_S$  - полная индуктивность фазы статора,  $L_S = L_m + L_{\sigma S}$ , где  $L_{\sigma S}$  - индуктивность рассеяния обмотки статора;  $L'_R$  - полная приведенная индуктивность фазы ротора,  $L'_R = L_m + L'_{\sigma R}$ , где  $L'_{\sigma R}$  - индуктивность рассеяния обмотки ротора.

При записи соотношений, вытекающих из векторной диаграммы, представленной на рисунке 1.4, сформированной на основании схемы замещения (рисунок 2.1), в системе координат d-q, связанной с полем ротора, они принимают следующий вид (2.2).



$$\left\{ \begin{array}{l} U_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d\Psi_{sd}}{dt} - j\omega_k \cdot \Psi_{sq}; \\ U_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d\Psi_{sq}}{dt} + j\omega_k \cdot \Psi_{sd}; \\ 0 = R_r \cdot I_{rd} + \frac{d\Psi_{rd}}{dt} - j(\omega_k - \omega) \cdot \Psi_{rq}; \\ 0 = R_r \cdot I_{rq} + \frac{d\Psi_{rq}}{dt} + j(\omega_k - \omega) \cdot \Psi_{rd}; \\ \bar{I}_m = \bar{I}_s + \bar{I}_r; \\ \bar{\Psi}_s = \bar{\Psi}_m + \bar{\Psi}_{\sigma s}; \\ \bar{\Psi}_r = \bar{\Psi}_m + \bar{\Psi}_{\sigma r}; \\ \bar{\Psi}_m = L_m \bar{I}_m, \end{array} \right. \quad (2.2)$$

Векторная диаграмма, представленная на рисунке 2.2, отражает положение векторов асинхронного двигателя одновременно в системах координат  $\alpha$ - $\beta$  и d-q.

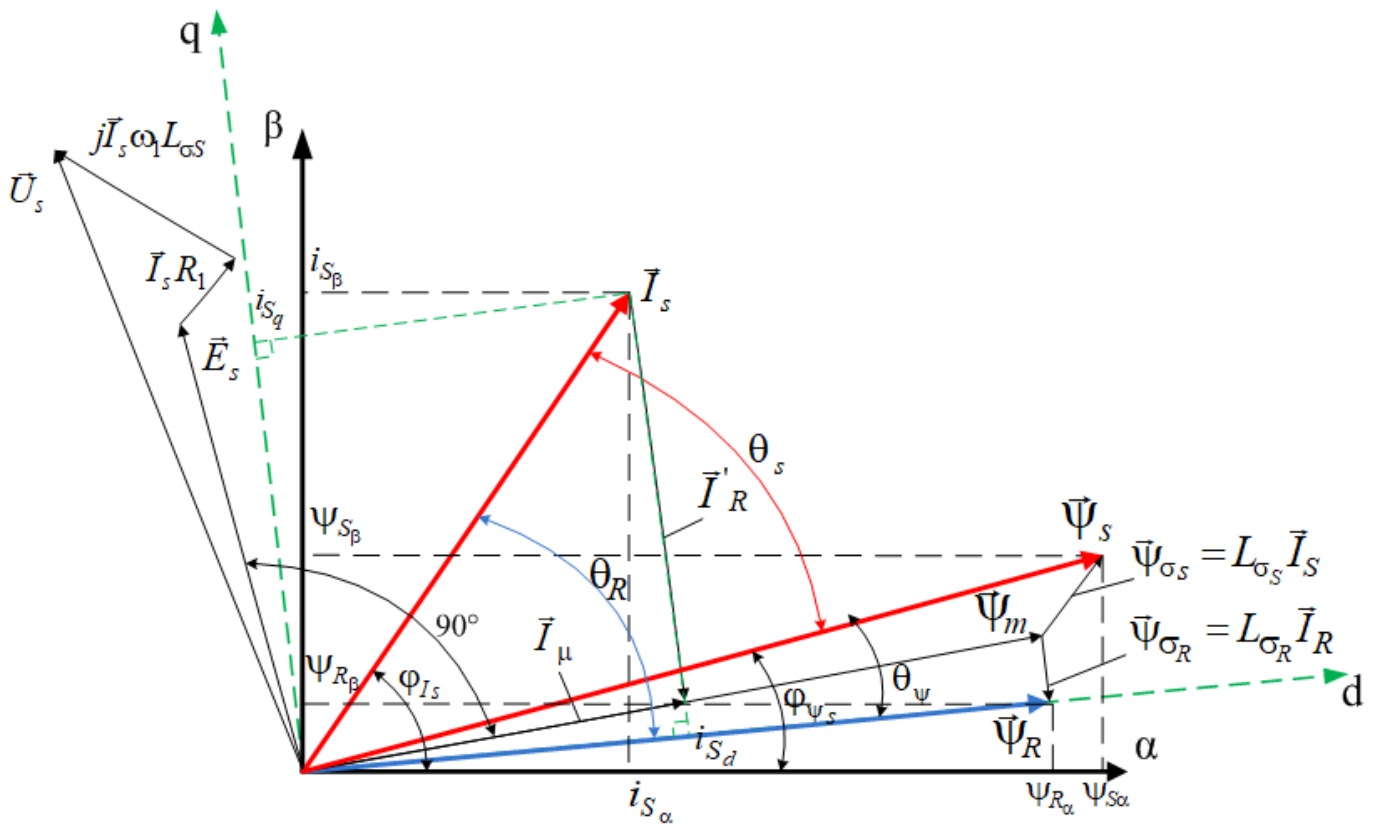


Рисунок 2.2 Векторная диаграмма асинхронного двигателя, представленная в осях  $\alpha$ - $\beta$  и d-q

Данная диаграмма позволяет более наглядно проиллюстрировать методику расчета и приблизительной оценки угла между моментобразующими векторами. Для классических векторных систем целесообразнее использовать вращающуюся систему координат d-q, связанную с потокосцеплением ротора, и моментобразующие вектора: ток статора и потокосцепление ротора. Для систем прямого управления моментом традиционно и оправдано используется неподвижная система координат  $\alpha$ - $\beta$  и моментобразующие вектора – ток статора и потокосцепление статора, в связи с тем, что в структуре системы прямого управления моментом имеется контур регулирования потокосцепления статора.

Соответственно, учитывая выражение (1.1), электромагнитный момент асинхронного двигателя в векторной системе целесообразно определять по формуле:

$$M = \frac{3}{2} Z_p \cdot |\overline{\psi}_R| \cdot |\overline{I}_S| \cdot \sin(\theta_R) \quad (2.3)$$

В системе DTC электромагнитный момент АД обычно вычисляют по следующему выражению:

$$M = \frac{3}{2} Z_p \cdot |\overline{\psi}_S| \cdot |\overline{I}_S| \cdot \sin(\theta_S) \quad (2.4)$$

Определив с учётом насыщения магнитной цепи двигателя угол между током статора и потокосцеплением ротора (между моментобразующими векторами), оптимальный по критерию минимума тока статора, можно затем определить оптимальный угол между векторами тока и потокосцепления статора по следующей формуле:

$$\theta_S = \theta_R - \theta_\Psi, \quad (2.5)$$

где  $\theta_S$  – оптимальный угол между током и потокосцеплением статора по критерию минимума тока статора;  $\theta_R$  – оптимальный угол между током статора и потокосцеплением ротора по критерию минимума тока статора;  $\theta_\Psi$  – угол между потокосцеплениями статора и потокосцеплением ротора.

Таким образом, предварительно определив  $\theta_R$  и  $\theta_\Psi$ , можно с использованием

векторной диаграммы (рисунок 2.2) и выражения (2.5) вычислить  $\theta_S$ . Поэтому для приближённой предварительной оценки  $\theta_S$  остановимся сначала на определении оптимального угла  $\theta_R$ .

В работах [4, 35, 43, 44] проанализирована взаимосвязь между моментом, потокосцеплением и проекциями вектора тока статора на оси d и q. Для системы координат d-q (неподвижной относительно вектора потокосцепления ротора), ось d которой направлена по потокосцеплению ротора, справедливы следующие выражения:

$$\psi_{R_q} = 0 \quad (2.6)$$

$$\omega_k - \omega = \Delta\omega \quad (2.7)$$

Выражение (2.7) описывает скорость скольжения ротора АД, которая определяется как разность скорости вращения поля и скорости вращения ротора.

Как следствие, уравнения равновесия для системы координат d-q будут выглядеть следующим образом:

$$\begin{cases} U_{Sd} = R_S \cdot I_{Sd} + \frac{d\Psi_{Sd}}{dt} - \omega_k \cdot \Psi_{Sq}; \\ U_{Sq} = R_S \cdot I_{Sq} + \frac{d\Psi_{Sq}}{dt} + \omega_k \cdot \Psi_{Sd}; \\ 0 = R_R \cdot I_{Rd} + \frac{d\Psi_{Rd}}{dt}; \\ 0 = R_R \cdot I_{Rq} + \Delta\omega \cdot \Psi_{Rd} \end{cases} \quad (2.8)$$

При реализации в системе управления закона  $\psi_R = const$  по системе уравнений (2.8) можно сделать следующий вывод:

$$\begin{cases} I_{Rd} = 0; \\ R_R \cdot I_{Rq} = -\Delta\omega \cdot \Psi_{Rd}; \end{cases} \quad (2.9)$$

Выразим из второго уравнения системы (2.9)  $I_{Rq}$  и заменим в уравнении момента для системы координат d-q (2.4), получаем следующее уравнения для

электромагнитного момента:

$$M = \frac{3}{2} Z_p \cdot \psi_R \cdot I_R = \frac{3}{2} Z_p \cdot \Delta\omega \cdot \frac{\psi_R^2}{R_R} \quad (2.10)$$

Отсюда получаем зависимость скольжения от момента, показывающую снижение перегрузочной способности электропривода при работе с постоянством скольжения (здесь необходимо отметить, что при скалярном управлении в ряде систем применяется оптимизация скольжения для достижения минимума тока статора при заданном моменте):

$$\Delta\omega = \frac{2R_R}{3Z_p \cdot \psi_R^2} \cdot M \quad (2.11)$$

Также, анализируя векторную диаграмму (рисунок 2.2) можно записать следующее выражение

$$\psi_m = \sqrt{\psi_R^2 + I_R^2 \cdot L_{\sigma R}^2} \quad (2.12)$$

Учитывая формулу (2.9), получим:

$$\psi_m = \sqrt{\psi_R^2 + \frac{\Delta\omega^2 \cdot \psi_R^2}{R_R^2} \cdot L_{\sigma R}^2} \quad (2.13)$$

Заменив  $\Delta\omega$  выражением из (2.11), получим зависимость потока намагничивания от момента при заданном  $\psi_R$ :

$$\psi_m = \sqrt{\psi_R^2 + \left( \frac{2M \cdot L_{\sigma R}}{3Z_p \cdot \psi_R} \right)^2} \quad (2.14)$$

В свою очередь поток намагничивания непосредственно связан с током намагничивания по характеристике намагничивания асинхронного двигателя [4, 10, 16]. Характеристика намагничивания асинхронного двигателя зачастую может

быть представлена в качестве характеристики его главной индуктивности (рисунки 2.3, 2.4).

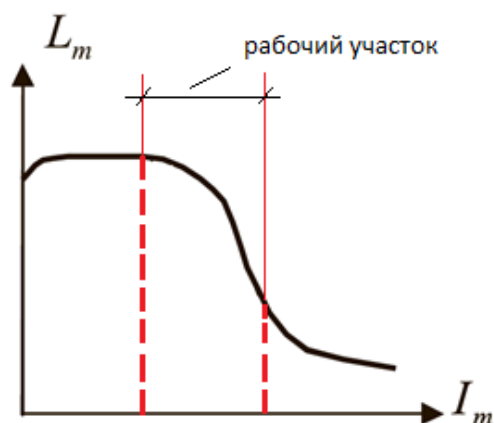


Рисунок 2.3 Общий вид зависимости главной индуктивности от тока намагничивания асинхронного двигателя

Рабочий участок характеристики намагничивания асинхронного двигателя выделен красными пунктирными линиями. В связи с насыщением магнитной цепи главная индуктивность является функцией тока намагничивания  $L_m = f(I_m)$ . Учет насыщения магнитной цепи асинхронного двигателя очень важен при разработке энергосберегающей системы управления, реализующей свой алгоритм посредством регулирования потокосцепления, поскольку выход в зону насыщения чреват большими магнитными и электрическими потерями и дополнительным перегревом двигателя. Как следствие – это снижение к.п.д. асинхронного двигателя и возможный выход его из строя.

Кривая на рисунке 2.4 построена по паспортным табличным данным характеристики главной индуктивности асинхронного двигателя АД917УХЛ1, представленным в таблице 2.1.

Таблица 2.1

Характеристика главной индуктивности асинхронного двигателя  
АД917УХЛ1

$L_m$ , Гн	0,00765	0,01014	0,013	0,0134	0,0147	0,01781	0,0204	0,0215	0,0216	0,0217
$I_m$ , А	450	320	226	217	190	140	101	63	47	41

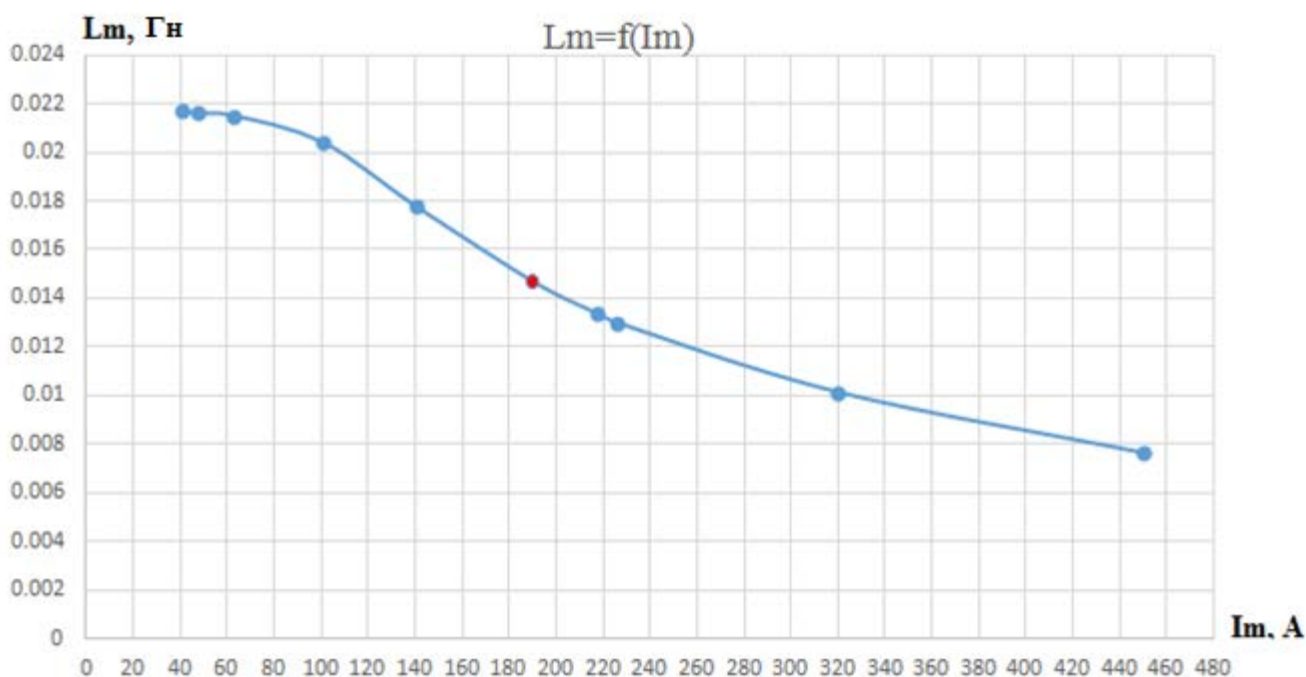


Рисунок 2.4 Рабочий участок характеристики главной индуктивности асинхронного двигателя АД917УХЛ1 установленного на гибридном маневровом тепловозе ТЭМ9Н и магистральном грузовом тепловозе 2ТЭ25А

При наличии экспериментальной, расчетной либо паспортной характеристики намагничивания асинхронного двигателя для более удобного её представления при учете насыщения магнитной цепи в системе управления применяют кусочно-линейную аппроксимацию данной характеристики [4]. Вид кусочно-линейной аппроксимации кривой намагничивания представлен на рисунке 2.5.

Для  $i$ -го участка линейной аппроксимации можно записать следующие выражения:

$$\psi_m = L_m I_m = a_i + b_i I_m \quad (2.15)$$

$$L_m = b_i + \frac{a_i}{I_m} = \frac{b_i \cdot \psi_m}{\psi_m - a_i} \quad (2.16)$$

$$I_m = \frac{\psi_m - a_i}{b_i} \quad (2.17)$$

По выражению (2.17), зная величину главного потокосцепления, можно на любом участке аппроксимации определить ток намагничивания.

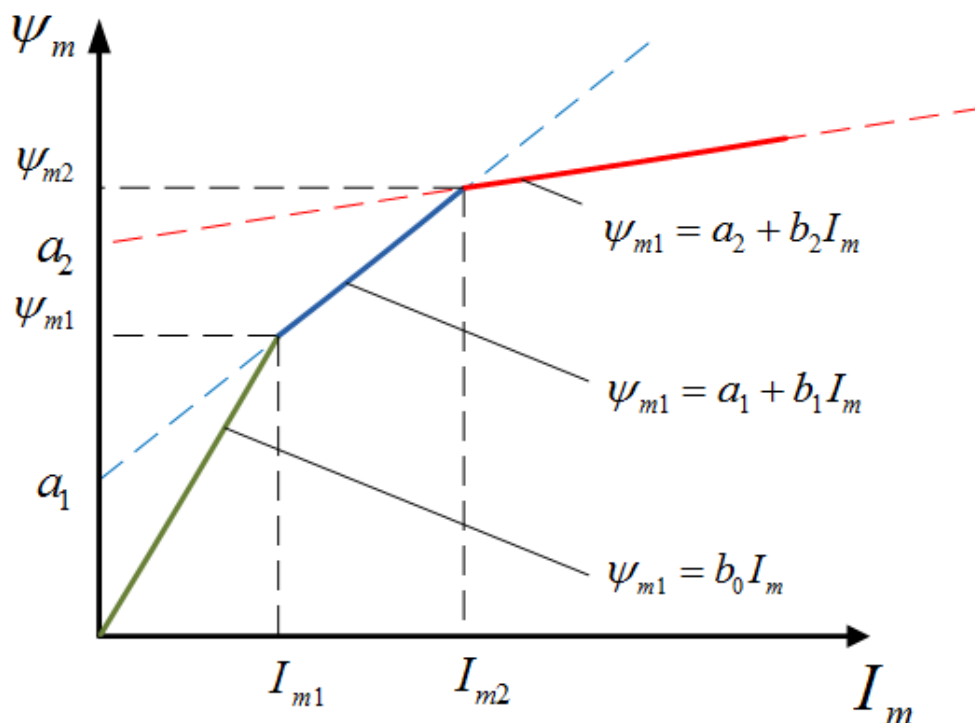


Рисунок 2.5 Кусочно-линейная аппроксимация кривой намагничивания асинхронного двигателя

Из подобия треугольников, заключенных между векторами  $\overline{\Psi}_m$  и  $\overline{\Psi}_R$  (рисунок 2.2) можно сделать следующий вывод:

$$\frac{I_m}{I_{sd}} = b_i + \frac{\psi_m}{\psi_R} \Rightarrow I_{sd} = I_m \frac{\psi_R}{\psi_m} = \frac{\psi_R}{L_m} = \frac{(\psi_m - a_i) \cdot \psi_R}{b_i \cdot \psi_m} \quad (2.18)$$

При работе на зеленом участке кривой намагничивания (рисунок 2.5) выражение (2.18) примет следующий вид:

$$I_{sd} = \frac{\psi_m \cdot \psi_R}{b_i \cdot \psi_m} = \frac{\psi_R}{L_0}, \quad (2.18)$$

где  $L_0$  — постоянная величина индуктивности намагничивания на первом линейном участке аппроксимированной кривой намагничивания.

По приведенным выше расчетам (2.15-2.18) можно сделать вывод, что проекция тока статора на ось d (продольная составляющая тока статора) на линейном участке (зеленый участок кривой, рисунок 2.5) зависит только от величины намагничивания двигателя и не зависит от его момента. Следовательно, управляя продольной составляющей тока статора  $I_{sd}$  асинхронного двигателя, можно управлять потокосцеплением двигателя.

Воспользуемся снова подобием треугольников, заключенных между векторами  $\overline{\Psi}_m$  и  $\overline{\Psi}_R$  (рисунок 2.2) и определим проекцию тока статора на ось q:

$$\frac{I_{Sq} - I_R}{I_{Sd}} = \frac{I_R \cdot L_{\sigma R}}{\Psi_R} \Rightarrow I_R = \frac{I_{Sq} \cdot \Psi_R}{L_{\sigma R} I_{Sd} + \Psi_R} \quad (2.19)$$

Далее, заменив  $I_R$  в выражении (2.10), получим следующее уравнение момента асинхронного двигателя:

$$M = \frac{3}{2} Z_p \cdot \Psi_R \cdot I_R = \frac{3Z_p I_{Sq} \cdot \Psi_R^2}{2(L_{\sigma R} I_{Sd} + \Psi_R)} \quad (2.20)$$

Отсюда выражаем проекцию тока статора на ось q (поперечную составляющую тока статора):

$$I_{Sq} = \frac{2M}{3Z_p \Psi_R^2} \cdot (L_{\sigma R} I_{Sd} + \Psi_R) \quad (2.21)$$

При малой величине индуктивности  $L_{\sigma R}$  множитель  $(L_{\sigma R} I_{Sd}) \approx 0$ , следовательно, выражение (2.21) примет следующий вид:

$$I_{Sq} = \frac{2M}{3Z_p \Psi_R} \quad (2.22)$$

Из выражения (2.22) можно сделать следующий вывод, что при известном значении потокосцепления ротора  $\Psi_R$ , существует прямая пропорциональность между моментом двигателя и поперечной составляющей тока статора. Поэтому



посредством регулирования величины проекции тока статора на ось q, есть прямая возможность безынерционно регулировать электромагнитный момент асинхронного двигателя [4].

Сущность оптимизации любой векторной системы управления (в частности и системы прямого управления моментом) заключается в поиске нужной величины потока при заданном моменте по выбранному критерию оптимизации. Следовательно, для векторной системы управления, которая построена в системе координат, ориентированной по полю ротора асинхронного двигателя в системе координат d-q, важно определить значение потокосцепления ротора, соответствующее минимальному потреблению тока статора.

Проекция тока статора в системе координат d-q при  $\psi_R = const$  выглядят следующим образом (2.18, 2.21):

$$I_{sd} = \frac{\psi_m \cdot \psi_R}{b_i \cdot \psi_m} = \frac{\psi_R}{L_0}; \quad I_{sq} = \frac{2M}{3Z_p \psi_R^2} \cdot (L_{\sigma R} I_{sd} + \psi_R)$$

Заменив во втором выражении  $I_{sd}$  из первого выражения, получим следующую зависимость:

$$I_{sq} = \frac{2M}{3Z_p \psi_R} \cdot \left( \frac{L_{\sigma R}}{L_0} + 1 \right) \quad (2.23)$$

Модуль вектора тока статора по векторной диаграмме (рисунок 2.2) равен следующему выражению:

$$|\vec{I}_S| = \sqrt{I_{sq}^2 + I_{sd}^2} \quad (2.24)$$

Поочерёдно, задаваясь величиной потокосцепления ротора при требуемом заданном моменте АД, и несколько раз выполняя вычисление выражений (2.14), (2.16), (2.18), (2.21), (2.24) с варьированием потокосцепления ротора вверх и вниз вокруг заданной точки, для каждого участка линейной аппроксимации кривой намагничивания (рисунок 2.5), выбираем значение потокосцепления ротора, соответствующее минимуму тока статора. Затем меняем значение заданного

момента и повторяем расчёты. Таким образом получаем зависимость потокосцепления ротора от момента двигателя, оптимальное по критерию минимума тока статора [4].

Соответствующее минимуму тока статора потокосцепление ротора можно определить и аналитически, не прибегая к описанным выше графоаналитическим расчётам. Наиболее просто это сделать для линейного участка кривой намагничивания с учётом следующих математических выкладок. Минимум тока статора будет определяться по следующему выражению, вытекающему из формул (2.18, 2.23, 2.24) [4]:

$$|\vec{I}_S| = \sqrt{\left(\frac{\psi_R}{L_0}\right)^2 + \left(\frac{2M}{3Z_p\psi_R} \cdot \left(\frac{L_{\sigma R}}{L_0} + 1\right)\right)^2} = \min \quad (2.25)$$

Возведем обе части выражения (2.25) в квадрат:

$$|\vec{I}_S|^2 = \left(\frac{\psi_R}{L_0}\right)^2 + \left(\frac{2M}{3Z_p\psi_R} \cdot \left(\frac{L_{\sigma R}}{L_0} + 1\right)\right)^2 = \min \quad (2.26)$$

Для нахождения значения потокосцепления ротора, соответствующего минимуму тока статора, возьмем производную по потокосцеплению ротора и приравняем ее к нулю:

$$f'(\psi_R) = \left( \left(\frac{\psi_R}{L_0}\right)^2 + \left(\frac{2M}{3Z_p\psi_R} \cdot \left(\frac{L_{\sigma R}}{L_0} + 1\right)\right)^2 \right)' = 0 \quad (2.27)$$

$$2 \frac{\psi_R}{L_0^2} - \left(\frac{2M}{3Z_p\psi_R} \cdot \left(\frac{L_{\sigma R}}{L_0} + 1\right)\right)^2 \frac{2}{\psi_R^3} = 0 \quad (2.28)$$

Из выражения (2.28) путем простейших математических операций найдем значение оптимального потокосцепления ротора:

$$\psi_{R_{onm}} = \sqrt{\frac{2M \cdot (L_{\sigma R} + L_0)}{3Z_p}} \quad (2.29)$$

Определим проекции тока статора на оси d, q при оптимальном значении потокосцепления ротора  $\psi_{R_{onm}}$ :

$$I_{Sd} = \frac{1}{L_0} \sqrt{\frac{2M \cdot (L_{\sigma R} + L_0)}{3Z_p}} \quad (2.30)$$

$$\begin{aligned} I_{Sq} &= \frac{2M}{3Z_p \psi_R} \cdot \left( \frac{L_{\sigma R}}{L_0} + 1 \right) = \frac{1}{L_0} \cdot \frac{2M \cdot \sqrt{3Z_p} \cdot (L_{\sigma R} + L_0)}{3Z_p \cdot \sqrt{2M} \cdot (L_{\sigma R} + L_0)} = \\ &= \frac{1}{L_0} \sqrt{\frac{2M \cdot (L_{\sigma R} + L_0)}{3Z_p}} \end{aligned} \quad (2.31)$$

Отсюда делаем вывод, что при минимуме тока статора в отсутствии насыщения магнитной цепи (первый участок кривой, рисунок 2.5) проекции тока статора на оси d и q равны. Следовательно, при ненасыщенной магнитной цепи асинхронного двигателя оптимальный угол между моментобразующими векторами потокосцепления статора и тока статора будет равен  $45^\circ$  [4].

При определении оптимального потокосцепления на нелинейном участке характеристики намагничивания необходимо воспользоваться кусочно-линейной аппроксимацией кривой намагничивания, в частности выражением (2.16) с учетом того, что главное потокосцепление можно определить по формуле (2.14).

$$L_m = b \frac{b_i \cdot \psi_m}{\psi_m - a_i}; \quad \psi_m = \sqrt{\psi_R^2 + \left( \frac{2M \cdot L_{\sigma R}}{3Z_p \cdot \psi_R} \right)^2} \quad (2.32)$$

Отталкиваясь от вышеприведенной методики определения оптимального потокосцепления ротора с учётом диаграммы (рисунок 2.2), можно, применив графоаналитический метод, определить значения оптимального потокосцепления

статора и оптимального угла  $\theta_S$  по критерию минимума тока статора в зависимости от нагрузки двигателя (от задания на момент в системе DTC).

По рисунку 2.2 видно, что угол между рассматриваемыми моментобразующими векторами (током статора и потокосцеплением статора) немного меньше относительно величины угла  $\theta_R$ . Причем, эту разность определяет угол между векторами потокосцепления ротора и статора  $\theta_\psi$ , который можно найти, вычислив предварительно значения потокосцепления рассеяния ротора  $\psi_{\sigma R}$  и статора  $\psi_{\sigma S}$ . По величине тока статора  $I_S$  и индуктивности рассеяния статора  $L_{\sigma S}$  можно определить величину потокосцепления рассеяния статора  $\psi_{\sigma S}$  и аналогично по соответствующим параметрам для ротора можно рассчитать величину потокосцепления рассеяния ротора  $\psi_{\sigma R}$ .

Приблизённо оценить оптимальное значение угла  $\theta_S$ , также возможно с использованием векторной диаграммы (рисунок 2.2) и выражения (2.5) на основе следующих логических рассуждений. По выражениям (2.24 – 2.31) видно, что при ненасыщенной магнитной цепи асинхронного двигателя, на момент достижения минимума тока статора, проекции этого тока равны в системе координат, ориентированной по потокосцеплению ротора  $\Psi_R$ . Следовательно, угол между моментобразующими векторами (в данном случае это ток и потокосцепление ротора) равен 45 градусов [4, 87, 35].

В диапазоне токовых нагрузок, характерных для частотно-регулируемых асинхронных ЭП, индуктивности рассеяния статора и ротора можно принять постоянными, поэтому можно считать, что угол между потокосцеплениями статора и ротора изменяется только за счёт изменения нагрузки двигателя. Из этого следует, что в отсутствие насыщения при очень низких нагрузках (в пределах 0,1 номинальной нагрузки) оптимальный угол между током и потокосцеплением статора должен приближаться к 45 градусам, а затем при увеличении нагрузки (и потокосцепления до 0,4-0,5 номинального значения при отсутствии насыщения) в энергоэффективной системе данный угол должен постепенно снижаться на

величину, зависящую от параметров АД, но незначительно, - не более чем до 40 градусов, так как индуктивности рассеяния весьма малы [87].

Далее, по мере возрастания момента на валу двигателя и увеличения нагрузки и потокосцепления выше 0,5 номинального значения, возрастает насыщение магнитной цепи двигателя. Как следствие, в системе координат связанной с ротором АД, происходит нарушение пропорциональности продольной составляющей тока статора и потокосцепления ротора, дополнительно возрастает в зависимости от параметров двигателя в пределах до 55-60 градусов оптимальный угол между моментобразующими векторами и потокосцепления статора при номинальном моменте нагрузки [87]. Угол  $\theta_{\psi}$  между потокосцеплениями статора и ротора также зависит от параметров двигателя. Например, для асинхронных тяговых двигателей (АТД) локомотивов при номинальной нагрузке он лежит в пределах 9-11 градусов [87], поэтому для АТД при номинальной нагрузке оптимальный по критерию минимума тока статора угол между током и потокосцеплением статора должен лежать в пределах от 44 до 51 градусов [66]. Затем полученные по данной оценочной методике значения могут быть проверены и уточнены при помощи графоаналитического расчета и на основе моделирования.

## 2.2 Методика графоаналитического расчёта оптимальной по критерию минимума тока статора зависимости задания потокосцепления статора от задания момента асинхронного электродвигателя

Предлагаемая графоаналитическая методика расчёта оптимальной зависимости потокосцепления статора от момента и оптимального по критерию минимума тока статора угла между моментобразующими векторами тока и потокосцепления статора предполагает непосредственное использование нелинейной зависимости взаимной индуктивности  $L_m$  от тока намагничивания  $I_m$  (рисунок 2.4).

Формирование оптимальных зависимостей потокосцепления статора и угла между моментобразующими векторами выполняется по следующей методике.

1. Задаемся поочередно величинами момента двигателя, при которых будет проводиться расчет опорных точек. Пусть это будут точки при моментах двигателя равных:  $M = 0.1M_{\text{НОМ}}$ ;  $M = 0.25M_{\text{НОМ}}$ ;  $M = 0.5M_{\text{НОМ}}$ ;  $M = 0.75M_{\text{НОМ}}$ ;  $M = M_{\text{НОМ}}$ ;  $M = 1.25M_{\text{НОМ}}$ ;  $M = 1.5M_{\text{НОМ}}$ .

Весь расчёт ведётся при определённой частоте  $f_1$ , которой мы также предварительно задаёмся. Далее отдельно для каждой точки момента АДД задаёмся определенной величиной действующего напряжения статора  $U_s$  (для начала, исходя из закона  $U_s/f_1 = \text{const}$ ) и рассчитываем величину скольжения АДД (требуемые параметры приведены в качестве примера для АДД АД917УХЛ, приложение В) выразив её из следующей формулы [14]:

$$M = \frac{pm_1 U_s^2 \frac{R'_R}{S}}{2\pi f_1 \left[ \left( R_s + C_1 \frac{R'_R}{S} \right)^2 + \left( X_s + C_1 X'_R \right)^2 \right]}; \quad (2.33)$$

где  $S$  – величина скольжения АДД;  $C_1$  – коэффициент необходимый для перехода от Т-образной схемы замещения АДД к Г-образной схеме замещения;  $p$  – число пар полюсов;  $m_1$  – число фаз.

Причем коэффициент  $C_1$  – рассчитывается следующим образом:

$$C_1 = 1 + \frac{Z_s}{Z_m}; \quad (2.34)$$

где  $Z_s$  – полное сопротивление цепи статора;  $Z_m$  – полное сопротивление цепи намагничивания.

Зная все параметры схемы замещения АДД, величину  $C_1$  – можно выразить величину скольжения  $S$ , в результате чего получится квадратное уравнение, решив которое можно определить величину  $S$ .

2. Затем предварительно с использованием Г-образной схемы замещения

АД определяется ток ротора, приведенный к цепи статора, по известному из теории электрических машин выражению [14]:

$$\dot{I}'_R = \frac{\dot{U}_S}{(R_S + C_1 \frac{R'_R}{S}) + j(X_S + C_1 X'_R)}; \quad (2.35)$$

3. Далее предварительно принимаем величину  $L_m$  для заданной точки, опираясь на паспортные данные зависимости главной индуктивности от тока намагничивания (рисунок 2.4) после чего можно приблизительно рассчитать ток намагничивания:

$$\dot{I}_m \approx \frac{\dot{U}_S}{jX_m}; \quad (2.36)$$

Получившееся значение  $I_m$  сопоставляем со значением, которое будет соответствовать принятому значению  $L_m$  по кривой намагничивания (рисунок 2.4). При большом рассогласовании выбираем другое значение  $L_m$  и повторяем расчет тока намагничивания. Подбираем до наиболее близкого совпадения значений тока намагничивания расчетного и полученного по кривой (рисунок 2.4).

4. После определения тока намагничивания необходимо вычислить значение тока статора, что реализуется следующим образом в соответствии с Т-образной схемой замещения (рисунок 2.1):

$$\dot{I}_S = \dot{I}_m + \dot{I}'_R; \quad (2.37)$$

5. Вычислив  $I_S$ , опираясь на схему замещения (рисунок 2.1) определяем величину ЭДС  $E$ .

$$\dot{E} = \dot{U}_S - \dot{I}_S \dot{Z}_S; \quad (2.38)$$

где  $Z_S$  – полное сопротивление цепи статора.

6. Далее корректируем значение тока намагничивания:

$$\dot{I}_m = \frac{\dot{E}}{Z_m}; \quad (2.39)$$

7. Корректируем значение тока ротора по вычисленному значению ЭДС (2.38), опираясь на Т-образную схему замещения:

$$\dot{I}'_R = \frac{\dot{E}}{\frac{R'_R}{S} + jX'_R}; \quad (2.40)$$

Проводим повторно расчет по пунктам 4-7 до тех пор, пока скорректированные значение  $I_m$  будут незначительно отличаться друг от друга.

8. Потом необходимо вычислить потокосцепления статора, сложив вектор главного потокосцепления и вектор потокосцепления рассеяния статора:

$$\vec{\psi}_S = \vec{\psi}_m + \vec{\psi}_{\sigma S}; \quad (2.41)$$

$$\vec{\psi}_m = L_m \vec{I}_m; \quad (2.42)$$

$$\vec{\psi}_{\sigma S} = L_{\sigma S} \vec{I}'_S; \quad (2.43)$$

9. После чего для выбранного значения момента АД изменяем величину напряжения статора  $U_s$  сначала вниз от исходного значения, затем вверх. Данной операцией необходимо найти минимум тока статора и при этом зафиксировать величину потокосцепления статора, после чего будет определена одна точка оптимальной зависимости задания потокосцепления статора от текущего электромагнитного момента. Совокупность всех точек эксперимента сформируют U-образную кривую отражающую зависимость тока статора от потокосцепления статора для заданного момента с явно выраженным минимумом.

В качестве примера на рисунке 2.6 представлена U-образная кривая минимума тока статора для момента равного 50% от номинальной величины ( $M = 0,5M_{ном}$ ) для температуры обмоток +110 и -20 градусов Цельсия.



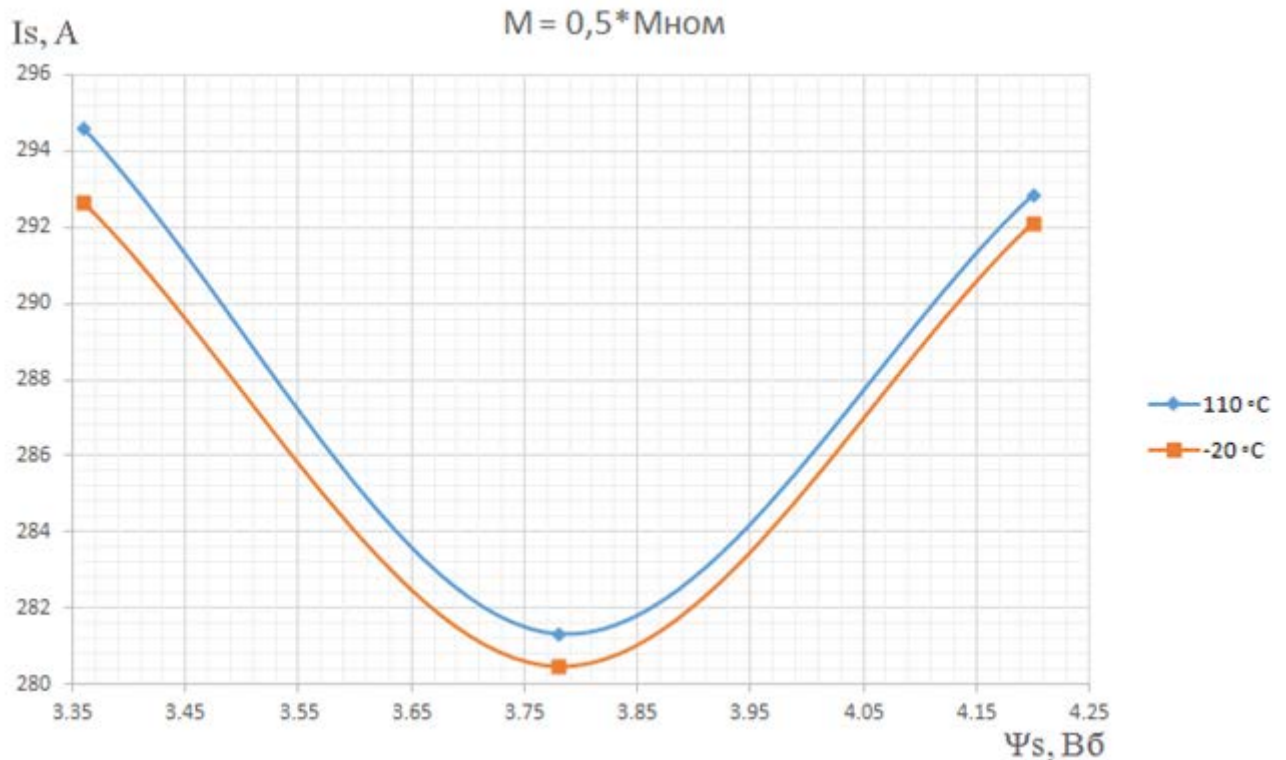


Рисунок 2.6 U-образная кривая минимума тока статора для  $M = 0,5M_{ном}$

10. Далее необходимо повторить пункты 1-9 для каждого значения момента, указанного в пункте 1. После чего получится совокупность опорных точек для построения необходимой энергоэффективной зависимости (рисунок 2.7) потокосцепления статора от момента при реализации критерия минимума тока статора АД.

11. Также после определения комплексных величин тока статора и потокосцепления статора можно определить угол между данными векторами при минимуме тока статора, значения которого отражены на рисунке 2.8 для каждого опыта.

Основанием для графоаналитического расчета оптимального угла между моментобразующими векторами являлась векторная диаграмма, представленная на рисунке 2.2, и в упрощенном варианте на рисунке 2.7. В таблице 2.2 представлены также опорные точки, по которым строилась зависимость оптимального угла между моментобразующими векторами (тока статора и потокосцепление статора) от момента АД.

Опорные точки зависимости оптимального задания потокосцепления статора и угла между векторами тока и потокосцепления статора от электромагнитного момента асинхронного двигателя при температуре +110°С

№ п/п	1	2	3	4	5	6	7
$M/M_{ном}$	0,1	0,25	0,5	0,75	1	1,25	1,5
$\Psi/\Psi_{ном}$	0,55	0,75	0,9	1	1,1	1,1	1,15
$\Theta_s$	42,56	48,3	52,42	51,65	49,6	53,57	52,6

Оптимальные зависимости задания потокосцепления статора и оптимального угла между моментобразующими векторами от момента АД представлены на рисунках 2.7 и 2.8 в относительных единицах при температурах +110 и -20 градусов Цельсия.

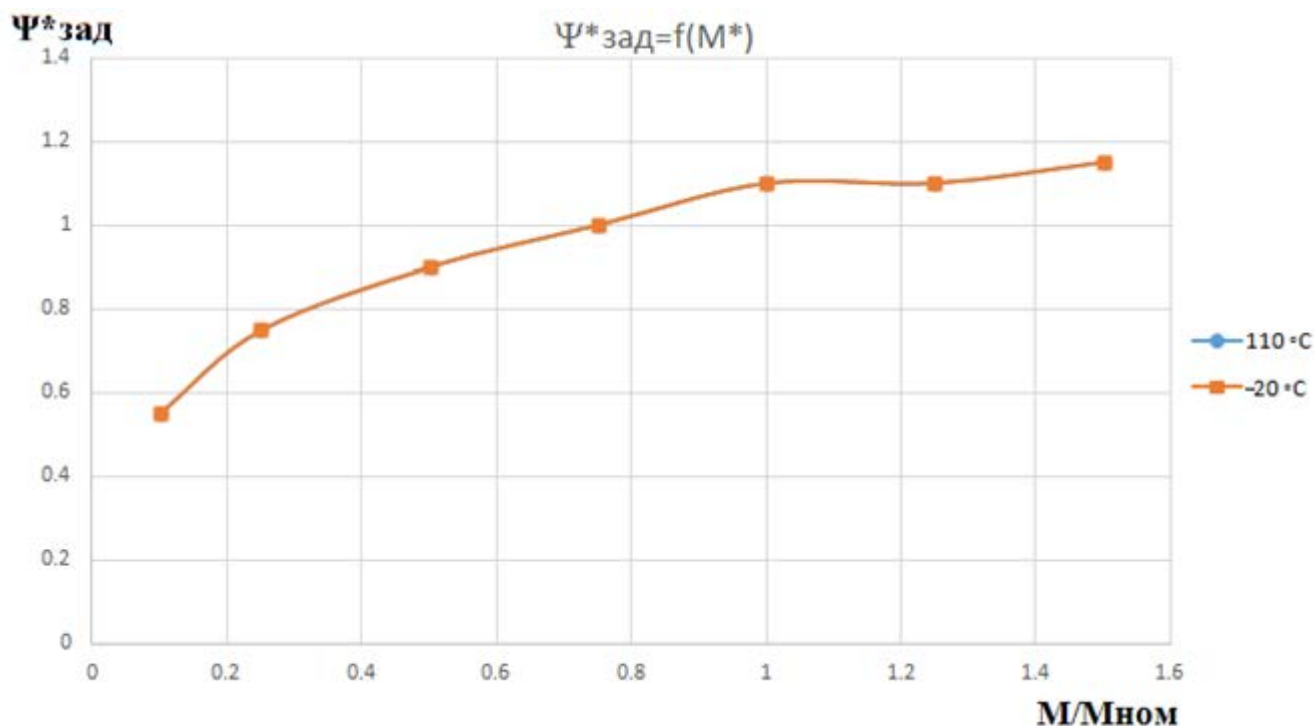


Рисунок 2.7 Зависимости оптимального по критерию минимума тока статора задания потокосцепления статора от задания электромагнитного момента АД при температуре обмоток -20 °C и +110 °C

Как следует из рисунка 2.7, зависимости при различных температурах практически совпадают.

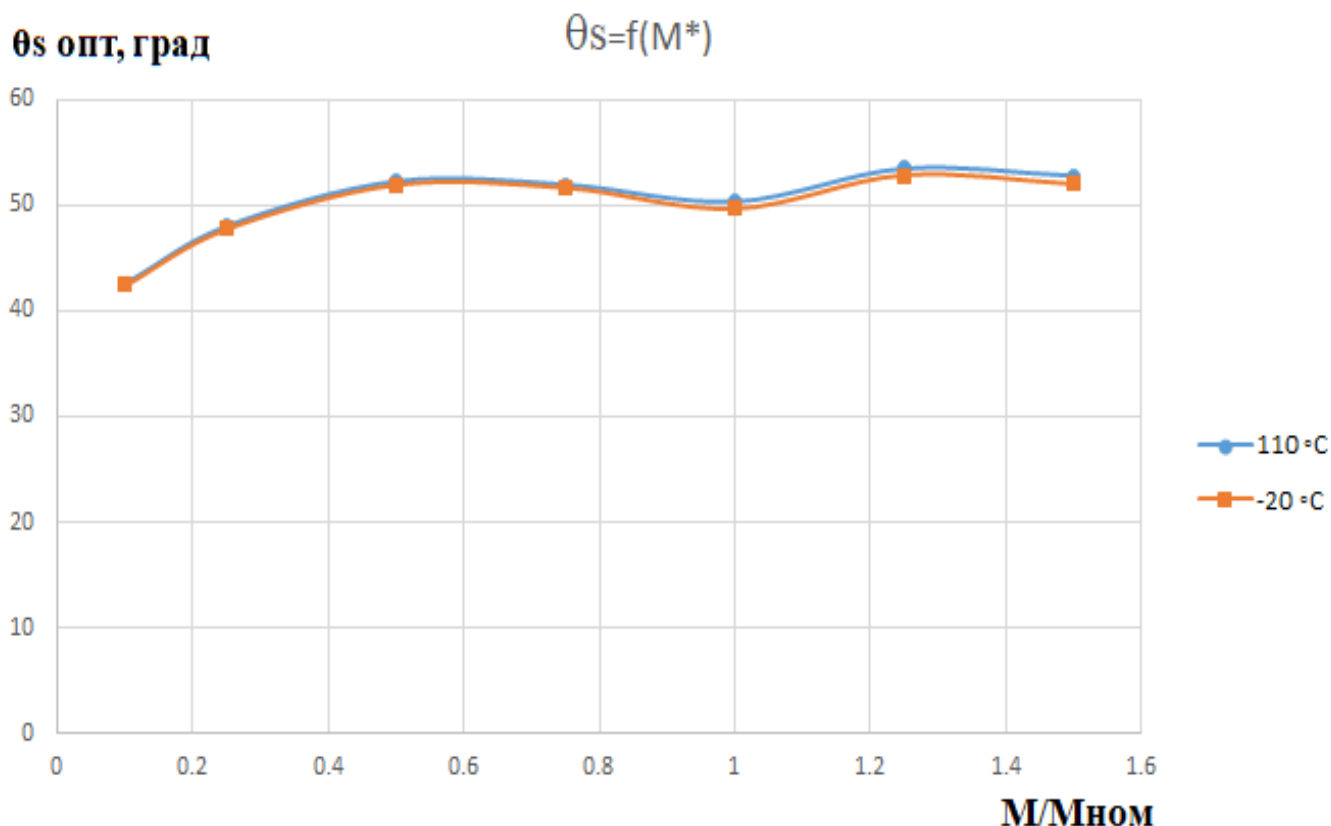


Рисунок 2.8 Зависимости оптимального угла между моментобразующими векторами тока и потокосцепления статора от электромагнитного момента АД при температуре обмоток  $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$  и  $+110\text{ }^{\circ}\text{C}$

Расчеты были выполнены для температуры обмоток равной  $+110\text{ }^{\circ}\text{C}$  и  $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Отличия полученных зависимостей незначительны, что подтверждает довольно низкое влияние температуры обмоток АД на величину оптимального задания потокосцепления статора и угла между моментобразующими векторами. В принципе целесообразнее выполнять дальнейшие расчеты для температуры  $110\text{ }^{\circ}\text{C}$  как наиболее близкой к рабочей температуре обмоток тягового электродвигателя. При снижении температуры несколько снижаются токи АД (рисунок 2.6) из-за уменьшения скольжения, но при этом оптимальные значения задания потокосцепления статора практически сохраняются (рисунок 2.6, 2.7).

Для наглядного представления достигаемого эффекта снижения тока статора

были построены совмещенные зависимости тока статора от момента нагрузки при реализации энергоэффективного управления и при традиционном построении системы прямого управления моментом для тягового асинхронного электродвигателя АД917УХЛ1, представленные на рисунке 2.9.

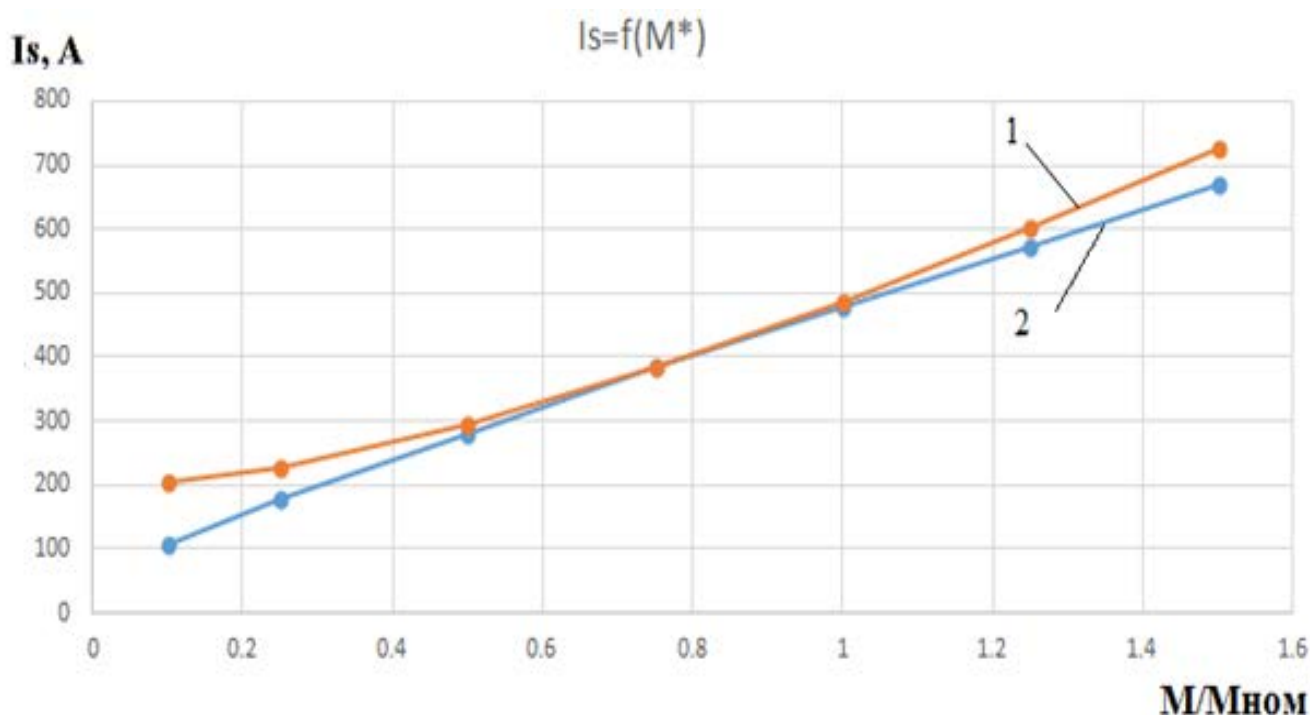


Рисунок 2.9 Совмещенные зависимости тока статора от момента АД в относительных единицах: 1 – зависимость тока статора от момента при обычном управлении АД; 2 – зависимость тока статора от момента при энергоэффективном управлении АД

Аналогичные зависимости получаются для асинхронных тяговых двигателей ДАТ305 и ДТА470 (и, как показывают экспериментальные исследования, выполненные в главе 4, и для ряда других двигателей), поэтому весьма удобно формировать данные зависимости в относительных единицах.

Была также проведена оценка влияния изменения частоты питающего напряжения на энергоэффективные зависимости задания потокосцепления и угла между моментобразующими векторами. Каждая точка вышеуказанных энергоэффективных зависимостей из таблицы 2.2 была проанализирована на возможность отклонения при учете изменения частоты напряжения статора.

Было определено, что на частоте питающего напряжения, отличающейся от номинальной в два раза, величина оптимального задания потокосцепления статора отклоняется несущественно (отклонение составляет менее 1% от значения при номинальной величине частоты питающего напряжения). Следовательно, рассчитанные оптимальные зависимости можно использовать на разных частотах питающего напряжения и соответственно скоростях АД.

Зависимость, представленная на рисунке 2.7, поступает на вход регулятора потокосцепления статора в системе прямого управления моментом (рисунок 1.1), реализуя регулирование намагничивающей составляющей статорного тока, изменение которой позволяет поддерживать на оптимальной величине угол между моментообразующими векторами тока и потокосцепления статора, реализуя при этом критерий минимума потребления тока статора.

### 2.3 Аппроксимация оптимальной зависимости потокосцепления статора от нагрузки

Зависимости оптимального угла и потокосцепления были аппроксимированы для более удобного их использования при реализации энергоэффективной системы управления.

С применением численных методов установлено, что оптимальную точность при приемлемом количестве математических вычислений дает описание вышеуказанных характеристик методом кубической аппроксимации, аппроксимирующие полиномы которых имеют следующий вид:

$$\psi_s^* = a_0 + a_1 M^* + a_2 (M^*)^2 + a_3 (M^*)^3 ; \quad (2.44)$$

$$\theta_s = b_0 + b_1 M^* + b_2 (M^*)^2 + b_3 (M^*)^3 \quad (2.45)$$

Коэффициенты определяются по методу наименьших квадратов следующим образом:

$$\begin{pmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} n & \sum_{j=1}^n M^*_j & \sum_{j=1}^n M^{*2}_j & \sum_{j=1}^n M^{*3}_j \\ \sum_{j=1}^n M^*_j & \sum_{j=1}^n M^{*2}_j & \sum_{j=1}^n M^{*3}_j & \sum_{j=1}^n M^{*4}_j \\ \sum_{j=1}^n M^{*2}_j & \sum_{j=1}^n M^{*3}_j & \sum_{j=1}^n M^{*4}_j & \sum_{j=1}^n M^{*5}_j \\ \sum_{j=1}^n M^{*3}_j & \sum_{j=1}^n M^{*4}_j & \sum_{j=1}^n M^{*5}_j & \sum_{j=1}^n M^{*6}_j \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \sum_{j=1}^n \psi_{Sj}^* \\ \sum_{j=1}^n \psi_{Sj}^* \cdot M^*_j \\ \sum_{j=1}^n \psi_{Sj}^* \cdot M^{*2}_j \\ \sum_{j=1}^n \psi_{Sj}^* \cdot M^{*3}_j \end{pmatrix} \quad (2.46)$$

$$\begin{pmatrix} b_0 \\ b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} n & \sum_{j=1}^n M^*_j & \sum_{j=1}^n M^{*2}_j & \sum_{j=1}^n M^{*3}_j \\ \sum_{j=1}^n M^*_j & \sum_{j=1}^n M^{*2}_j & \sum_{j=1}^n M^{*3}_j & \sum_{j=1}^n M^{*4}_j \\ \sum_{j=1}^n M^{*2}_j & \sum_{j=1}^n M^{*3}_j & \sum_{j=1}^n M^{*4}_j & \sum_{j=1}^n M^{*5}_j \\ \sum_{j=1}^n M^{*3}_j & \sum_{j=1}^n M^{*4}_j & \sum_{j=1}^n M^{*5}_j & \sum_{j=1}^n M^{*6}_j \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \sum_{j=1}^n \theta_{Sj} \\ \sum_{j=1}^n \theta_{Sj} \cdot M^*_j \\ \sum_{j=1}^n \theta_{Sj} \cdot M^{*2}_j \\ \sum_{j=1}^n \theta_{Sj} \cdot M^{*3}_j \end{pmatrix} \quad (2.47)$$

Функции полиномов, при определении коэффициентов, учитывая табличные данные, примут вид:

$$\psi_S^* = 0,298 \cdot M^{*3} - 1,0761 \cdot M^{*2} + 1,4225 \cdot M^* + 0,4311 \quad (2.48)$$

$$\theta_S^* = 20,1807 \cdot M^{*3} - 56,339 \cdot M^{*2} + 48,8614 \cdot M^* + 38,7436 \quad (2.49)$$

Аппроксимированные зависимости потокосцепления статора и оптимального угла от электромагнитного момента асинхронного двигателя представлены на рисунках 2.10 и 2.11 соответственно.

Средняя ошибка аппроксимации данных характеристик не превышает 1.0098% в узлах от номинального значения при коэффициенте корреляции равном 0.998.

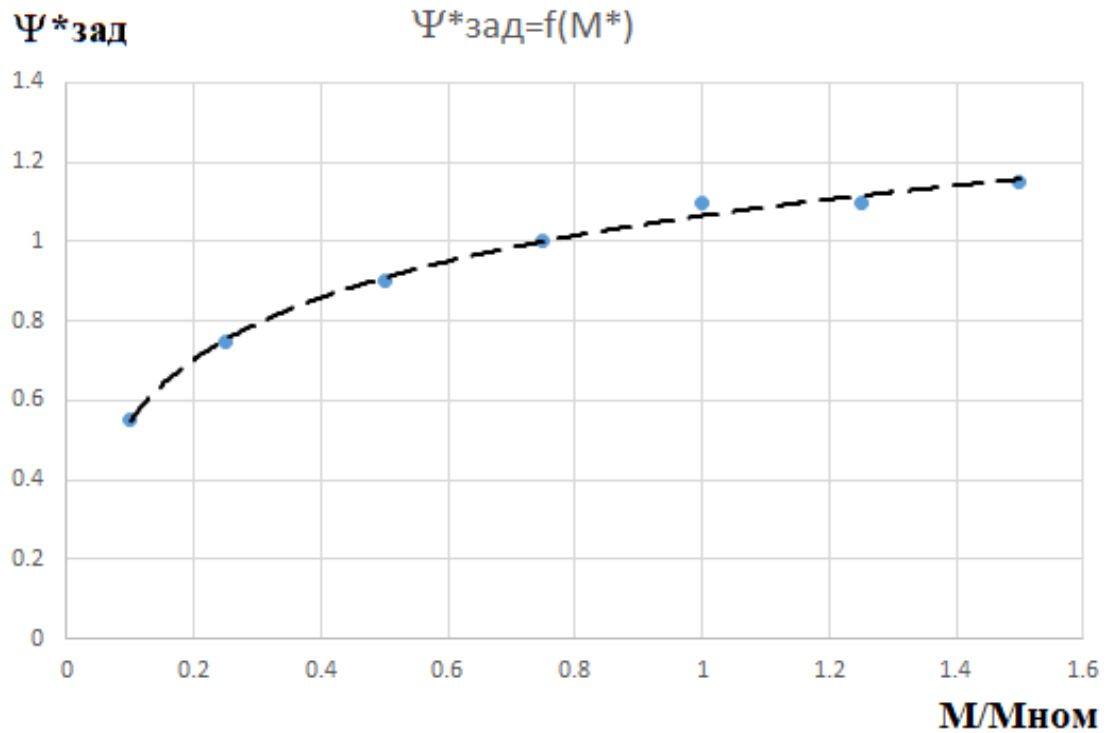


Рисунок 2.10 Аппроксимированная зависимость задания потокосцепления статора от электромагнитного момента асинхронного двигателя

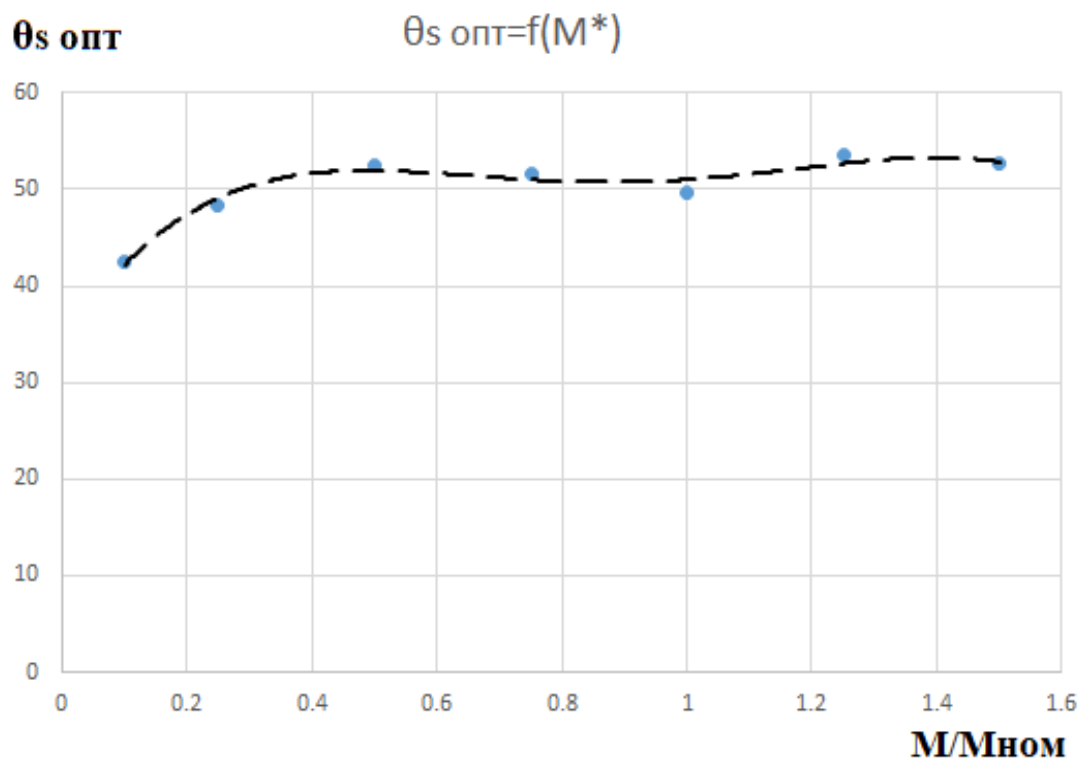


Рисунок 2.11 Аппроксимированная зависимость оптимального угла между моментобразующими векторами от задания на момент АД в относительных единицах

Следует отметить, что метод наименьших квадратов в качестве критерия близости функции к совокупности точек использует суммы квадратов разностей значений, приведенных в таблице 2.2, и теоретических, рассчитанных по полиному. Данный тип аппроксимации позволяет аналитически сформировать кривые исследуемых зависимостей непрерывной функцией, что препятствует возникновению разрывов либо изломов экстремальных зависимостей, получаемых при выполнении ее дифференцирования.

### Выводы

1. Для проведения исследования реализации энергосберегающего алгоритма в системе прямого управления моментом наиболее удобно использовать математическое описание электропривода в системе координат  $\alpha$ - $\beta$ , связанной со статором. Однако при выполнении приближенной предварительной оценки оптимального угла между моментобразующими векторами предпочтительнее использовать систему  $d$ - $q$ , связанную с полем ротора асинхронного двигателя.

2. Разработана графоаналитическая методика расчета оптимальных значений задания потокосцепления статора по критерию минимума тока статора и угла между моментобразующими векторами в зависимости от задания момента АД в системе прямого управления моментом.

3. Рассчитаны оптимальные зависимости угла между моментобразующими векторами тока и потокосцепления статора от электромагнитного момента для тяговых электродвигателей тепловозов, с использованием которых можно реализовать энергосберегающий алгоритм, построенный по критерию минимума потребления тока статора. Определено, что оптимальный угол между векторами тока и потокосцепления статора для АД тепловозов изменяется в зависимости от момента нагрузки в пределах от  $42$ - $43^\circ$  до  $52$ - $54^\circ$ .

4. Оптимальный по критерию минимума тока статора угол между током и потокосцеплением статора при номинальной нагрузке АД, полученный при



графоаналитическом расчёте, находится в интервале, определённом по методике приближённой предварительной оценки.

5. Установлено, что переход на энергоэффективное регулирование в системе прямого управления моментом ТЭП тепловоза наиболее целесообразен при стабилизации задания на момент двигателя на значениях меньших  $0,6M_n$  (при пониженных нагрузках) или больших  $M_n$  (при повышенных нагрузках). В диапазоне нагрузок  $0,6M_n < M < 1,1M_n$  энергосберегающий эффект незначителен.

6. Получены аналитические выражения, аппроксимирующие оптимальные зависимости потокосцепления статора и угла между моментобразующими векторами тока и потокосцепления статора от момента двигателя для АД тепловозов.

### ГЛАВА 3. РАЗРАБОТКА И МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОГО ПРЯМОГО УПРАВЛЕНИЯ МОМЕНТОМ АСИНХРОННЫХ ТЯГОВЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ

#### 3.1 Разработка энергоэффективной системы регулирования тягового электропривода с прямым управлением моментом

Для создания в системе DTC энергосберегающего алгоритма, заключающегося в минимизации потребления тока статора от источника электроэнергии, необходимо регулировать задание потокосцепления статора по энергоэкономичной зависимости, что показано в работах [55, 56, 59, 60, 87], выполненных с участием автора. Причем регулировать потокосцепление статора необходимо в зависимости от текущего задания на момент АД.

В основе векторных энергосберегающих систем лежит оптимальное изменение потокосцепления АД с целью минимизации тока статора и (или) потерь в двигателе. В работах [4, 47, 84] показано, что регулирование по критерию минимума тока статора и регулирование по критерию минимума потерь весьма близки друг к другу. Для энергоэффективного регулирования в векторных системах и системах с разрывным управлением, в частности в системе прямого управления моментом, возможно также производить на основе регулирования потокосцепления статора оптимизацию угла между парой используемых в применяемой системе управления моментом векторов [87].

Коррекция потокосцепления статора очень гармонично реализуется в системах разрывного управления АД в особенности, в системах DTC, так как в них непосредственно присутствует релейный регулятор потокосцепления статора (РРП), и по адаптивной модели двигателя (АМД) (рисунок 3.1) вычисляется модуль и фаза вектора потокосцепления статора  $\Psi_s$ .

Функциональная схема энергоэффективной системы прямого управления моментом асинхронного тягового электродвигателя локомотива представлена на рисунке 3.1 без учета верхнего уровня системы управления локомотивом.

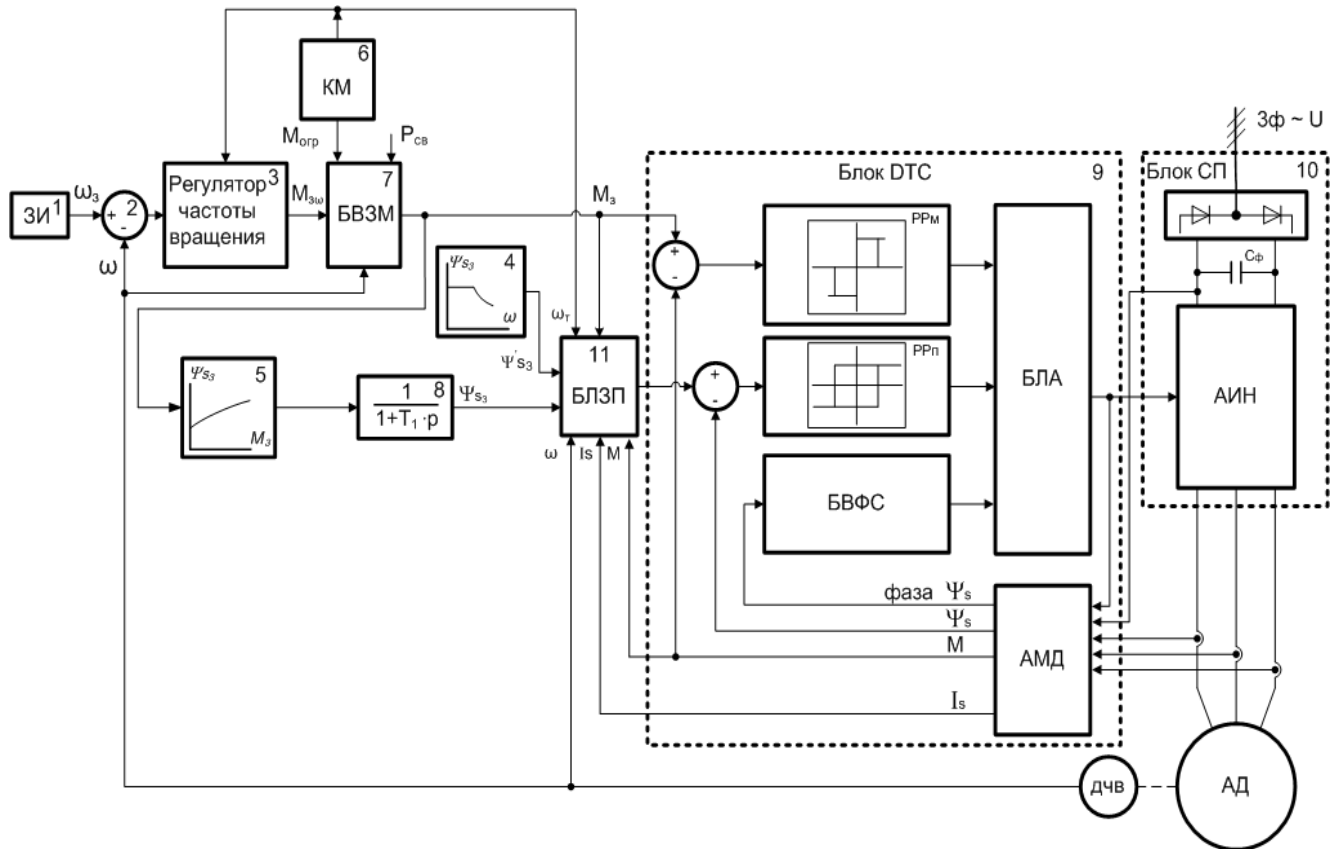


Рисунок 3.1 Функциональная схема энергоэффективной системы прямого управления моментом асинхронного тягового электродвигателя

Сигнал текущего задания скорости  $\omega_3$  (блок 1) поступает из системы верхнего уровня (рисунок 3.2). При помощи контроллера машиниста КМ задается скорость локомотива, поступающая в блок вычисления задания скорости (БВЗС), которая определяет ограничение задания на частоту вращения АД в контуре скорости. В свою очередь в БВЗС реализуется вычисление задание частоты вращения АД посредством интегрирования задания ускорения колёсной пары ( $a_1$  или  $a_0$ ). Величина заданий ускорения колесной пары  $a_1$  и  $a_0$  формируются в блоке адаптации ускорения (БАУ), где величина  $a_1$  направлена на увеличения ускорения в режиме тяги, а величина  $a_0$  направлена на снижение ускорения в режиме тяги, соответственно в режиме торможения величины  $a_1$  и  $a_0$  имеют обратное действие -  $a_1$  снижает ускорение,  $a_0$  повышает. Величины  $a_1$  и  $a_0$  в БАУ формируются следующим образом:

- в тяговом режиме:

$$a_1 = a_l + \Delta a_{k1}; \quad a_0 = a_l - \Delta a_{k2}; \quad (3.1)$$

в тормозном режиме:

$$a_0 = a_l + \Delta a_{k2}; \quad a_1 = a_l - \Delta a_{k1}; \quad (3.2)$$

где  $a_l$  - ускорение локомотива;  $a_1$  и  $a_0$  - задания на ускорение колес;  $\Delta a_{k1}$  и  $\Delta a_{k2}$  – небольшие положительные величины, адаптируемые к массе состава и условиям движения [66].

Ускорение локомотива  $a_l$ , изменяющееся в процессе движения, постоянно вычисляется в БАУ по изменению оценочной скорости локомотива  $V_l$  (определяемой по измеренным частотам вращения роторов АД  $\omega_1, \omega_2$ ) за заданные промежутки времени  $\Delta t$  ( $a_l = \Delta V_l / \Delta t$ ). Если на локомотиве установлен датчик линейной скорости ( $D_v$ ), его сигнал показан пунктиром на рисунке 3.2, то для вычисления ускорения локомотива лучше использовать этот сигнал [66].

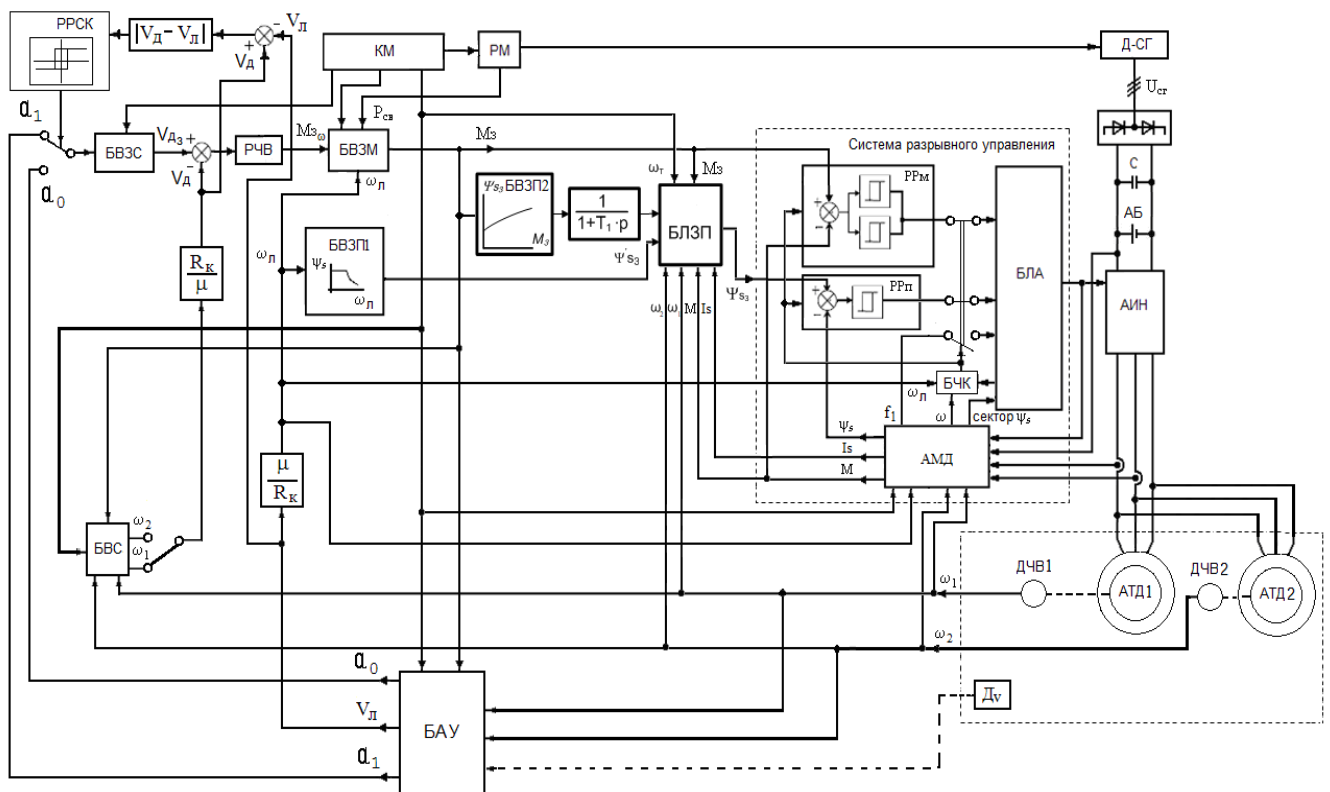


Рисунок 3.2 Функциональная схема энергоэффективной системы прямого управления моментом асинхронного тягового электропривода локомотива

Переключение между значениями  $a_1$  и  $a_0$  осуществляется посредством релейного регулятора скольжения колес (РРСК) с гистерезисным допуском. На вход РРСК подается модуль разности линейной скорости локомотива и скорости оси тележки локомотива, имеющую меньшую вертикальную нагрузку, поскольку она имеет большую вероятность проскальзывания. До тех пор, пока разность скоростей (её абсолютная величина) не превысит верхнее пороговое значение на вход БВЗС подается сигнал  $a_1$ , после превышения на БВЗС подается  $a_0$  с целью снизить буксование либо юз колесной пары [66].

При реализации предельных усилий, как отмечалось выше, выводится на предел по сцеплению ось тележки с меньшей вертикальной нагрузкой: в тяговом режиме – это первая ось и в тормозном режиме - вторая ось. Передача управления и соответственно переключение в блоке вычисления скорости (БВС) (рисунок 3.2) сигнала частоты вращения с  $\omega_1$  на  $\omega_2$  (и наоборот) происходит при изменении режима движения (тяга/торможение) по изменению знака задания на момент  $M_z$  на противоположный (отрицательный в при переходе от тяги к торможению и положительный при переходе от торможения к тяге) [66].

В свою очередь БВЗС интегрирует входную величину ускорения, на выходе получая задание линейной скорости двигателя, которая с учетом пересчета в угловую скорость является входом для энергоэффективной системы управления, представленной более детально на рисунке 3.1. Сформированное задание угловой скорости двигателя в энергоэффективной системе прямого управления моментом сравнивается с сигналом обратной связи, полученным от датчика частоты вращения (ДЧВ) вала АТД и сигнал рассогласования попадает на вход регулятора частоты вращения (РЧВ). РЧВ может быть реализован как пропорциональный (П) регулятор или пропорционально-интегральный (ПИ) регулятор. Выходной сигнал РЧВ попадает на вход блока вычисления задания момента (БВЗМ) АТД. При пуске локомотива контроллером машиниста (КМ) (блок 6, рисунок 3.2) для системы управления ТЭП сначала задается максимальная сила тяги, поступающая в блок вычисления задания момента с учетом ограничений (БВЗМ) и фактически определяющая ограничение момента АТД в контуре регулирования момента.

Также в БВЗМ при расчете необходимого задания на момент АД учитывается величина свободной мощности дизель-генератора, которая определяется регулятором мощности дизеля системы верхнего уровня (рисунок 3.2).

В зависимости от текущего задания на момент  $M_3$  в задатчике потокосцепления статора (блок 5, рисунок 3.1) формируется по оптимальной зависимости, представленной во второй главе на рисунке 2.7, выходное значение задания потокосцепления статора  $\Psi_S$ . Величина  $\Psi_S$  является оптимальной по критерию минимума тока статора, т.е. данное задание потокосцепления статора обеспечивает минимум потребления тока статора. Также в системе реализовано традиционное для систем прямого управления моментом задание потокосцепление статора  $\Psi'_S$ , определяемое в блоке 4 в зависимости от скорости локомотива.

Задатчик потокосцепления статора включает энергоэффективную зависимость  $\Psi_{S3}=f(M_{\text{зад}})$ , заложенную в блоке 5. Поскольку задание электромагнитного момента двигателя является определяющим для вычисления задания потокосцепления статора и может резко изменяться в процессе работы электропривода, то в узел вычисления задания потокосцепления статора был включен блок фильтрации пульсаций с выхода задатчика. Данный блок представляет собой апериодическое звено 1-го порядка и предотвращает недопустимое повышение тока АД при переходном процессе изменения потокосцепления.

Переключение между обычным  $\Psi'_{S3}$  и энергосберегающим заданием потокосцепления  $\Psi_{S3}$  происходит под контролем блока логики (БЛЗП), анализирующего режим работы электропривода. Для адаптации энергоэффективной СУ (рисунок 3.1) к различным типам привода в функциональной схеме предусмотрен блок логики БЛЗП (блок логики задания потокосцепления), обеспечивающий переход от традиционного изменения потокосцепления в зависимости от скорости к энергосберегающему закону изменения (и обратно). Также следует отметить, что необходимость изменения потока намагничивания (в сторону уменьшения) для минимизации тока статора при низких моментах двигателя вызывает снижение быстродействия

электропривода. В связи с чем необходимо находить четкий баланс между быстродействием системы управления и её энергоэффективностью и реализовывать ее структуру, исходя из данного принципа. Оптимизация потребления тока статора особенно актуальна для гибридных локомотивов, так как позволяет увеличить время работы от аккумуляторной батареи. При осуществлении энергоэффективного управления предпочтительнее индивидуальное регулирование АД тележки, но возможно и параллельное подключение к одному АИН (рисунок 3.2)

Энергоэффективная система прямого управления моментом, аналогично традиционной архитектуре DTC, содержит трёхпозиционный релейный регулятор момента (РРм) и двухпозиционный релейный регулятор потокосцепления (РРп), адаптивную модель двигателя (АМД), блок логического автомата (БЛА) и блок вычисления фазового сектора (БВФС). На вход двухпозиционного релейного регулятора потокосцепления статора подается сигнал от БЛЗП. На вход трехпозиционного релейного регулятора момента подается сигнал от блока вычисления задания на момент АД (блок 7, рисунок 3.1). После чего уже в типовой структуре системы прямого управления моментом происходит вычисление текущего положения вектора напряжения на фазовой плоскости и изменение его положения в зависимости от полученной информации от релейных регуляторов по таблице переключений. Далее сформированный вектор напряжения подается на систему управления автономного инвертор напряжения (АИН) формируя необходимую комбинацию ключей для реализации энергоэффективного управления асинхронного тягового двигателя локомотива.

Алгоритм функционирования БЛЗП зависит от конкретного типа привода и условий его работы, но во всех случаях намагничивание АД (при пуске и начале его разгона) происходит при традиционном задании потокосцепления. В случае резкого изменения задания на потокосцепление, например, при переключении между традиционным и энергосберегающим заданием потокосцепления (или обратно) в БЛЗП предусмотрено плавное сглаживание недопустимых бросков тока [87]. Для тягового электропривода алгоритмы функционирования БЛЗП

представлены на рисунке 3.3.

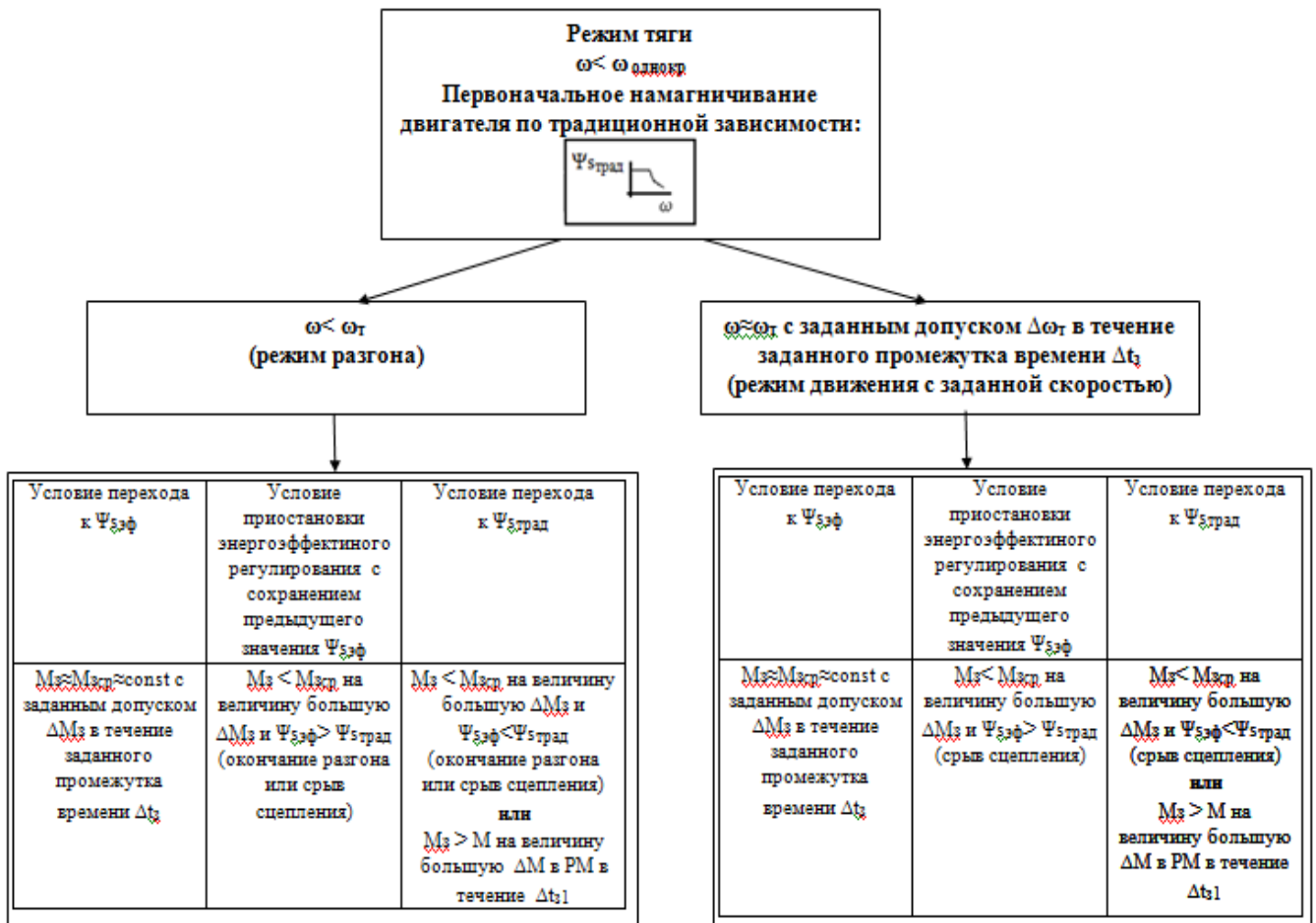


Рисунок 3.3 Алгоритм функционирования блока логики задания потокосцепления статора АТД

Первый блок алгоритма описывает необходимость при пуске АТД первоначального намагничивания магнитной цепи и запуск АТД при номинальной величине задания потокосцепления статора, реализованной в блоке 4 энергоэффективной системы, представленной на рисунке 3.1.

Алгоритм блока логики задания потокосцепления предусматривает работу энергоэффективного алгоритма в системе управления только в режиме тяги: при разгоне АТД и при относительном постоянстве скорости с допуском  $\Delta\omega_T$  в течение некоторого заданного промежутка времени  $\Delta t_3$ . Данные параметры определяются для конкретного локомотива на основе анализа его работы.

Режим разгона (при  $\omega < \omega_T$ ) описывается в БЛЗП следующими выражениями:

- условием перехода на энергоэффективное задание потокосцепления



статора является относительное постоянство задания на момент  $M_3$  в течение некоторого заданного промежутка времени  $\Delta t_3$ ;

- условием приостановки энергоэффективного регулирования с сохранением предыдущего значения  $\Psi_{S_{\text{эф}}}$  является срыв сцепления колес локомотива с рельсами с сопровождающимся резким снижением задания на момент на величину большую допустимому отклонению  $\Delta M_3$  и большим энергоэффективным заданием потокосцепления статора относительно номинальной величины задания потокосцепления  $\Psi_{S_{\text{эф}}} > \Psi_{S_{\text{нрэд}}}$ ;

- условием перехода к традиционному заданию потокосцепления статора является меньшее энергоэффективное задание потокосцепления статора относительно номинальной (традиционной) величины задания потокосцепления  $\Psi_{S_{\text{эф}}} < \Psi_{S_{\text{нрэд}}}$  при резком ухудшении условий сцепления, когда  $M_3 < M_{3\text{ср}}$ , а также  $M_3 > M_{3\text{ср}}$  на величину большую  $\Delta M_3$  в течение заданного интервала времени  $\Delta t_3$ .

Режим установившегося движения при  $\omega \approx \omega_T$  описывается в БЛЗП следующими выражениями:

- условием перехода на энергоэффективное задание потокосцепления статора является относительное постоянство задания на момент  $M_3$  в течение некоторого заданного промежутка времени  $\Delta t_3$  (аналогично движения локомотива по легкому профилю пути с постоянной скоростью);

- условием приостановки энергоэффективного регулирования с сохранением предыдущего значения  $\Psi_{S_{\text{эф}}}$  является срыв сцепления колес локомотива с рельсами с сопровождающимся резким снижением задания на момент на величину большую допустимому отклонению  $\Delta M_3$  и большим энергоэффективным заданием потокосцепления статора относительно номинальной величины задания потокосцепления  $\Psi_{S_{\text{эф}}} > \Psi_{S_{\text{нрэд}}}$ ;

- условием перехода к традиционному заданию потокосцепления статора является меньшее энергоэффективное задание потокосцепления статора относительно номинальной (традиционной) величины задания потокосцепления  $\Psi_{S_{\text{эф}}} < \Psi_{S_{\text{нрэд}}}$  при резком ухудшении условий сцепления, когда  $M_3 < M_{3\text{ср}}$ .

В целом, анализ режима работы ТЭП производится в блоке БЛЗП так, что при пониженной в течение заданного времени нагрузке происходит переключение на энергосберегающее изменение потокосцепления в зависимости от задания на момент АД. Потокосцепление статора при этом снижается, уменьшаются токи статора и намагничивания, а также электрические и магнитные потери в машине. Однако, к сожалению, снижается и критический момент АД, но это неизбежное следствие снижения потока. И это необходимо учитывать, обеспечивая требуемую величину напряжения в промежуточном контуре для возможности быстрого восстановления перегрузочной способности двигателя.

Стабильность режима движения ТЭП и целесообразность перехода на энергоэффективное регулирование оценивается БЛЗП, который анализирует сигналы традиционного и энергосберегающего заданий потокосцепления; сигналы задания момента и частоты вращения АД, а также скорость их изменения. Если рассматриваемые сигналы стабильны в течение заданного промежутка времени и находятся в благоприятной для регулирования зоне значений, то происходит переход к энергосберегающему заданию потокосцепления. Если далее наблюдается резкое изменение режима, например, при ухудшении состояния рельсов происходит резкое возрастание частоты вращения и снижение задания на момент, то БЛЗП в течение заданного времени оставляет потокосцепление на уровне, предшествующем изменению режима. А затем, если стабильность не восстанавливается, происходит переход к традиционному заданию потокосцепления до появления благоприятных условий для энергоэффективного регулирования.

Переключение на энергоэффективное регулирование возможно и при высоких нагрузках. В современных СУ ТЭП в режимах пуска и разгона на пределе по сцеплению колёс с рельсами [57, 101] обычно устанавливается и поддерживается постоянное потокосцепление статора (рисунок 3.1, блок 4), равное номинальному. Это оправдано при намагничивании машины в начале пуска, но далее при высоком коэффициенте сцепления и высоких тяговых усилиях целесообразно увеличение потокосцепления статора с целью минимизации тока

статора при реализуемом предельном по сцеплению моменте, то есть, целесообразен переход на энергосберегающее регулирование задаваемого для системы DTC потокосцепления  $\Psi_{S3}$ .

При повышении потокосцепления ток намагничивания  $I_m$  увеличивается тем больше, чем больше насыщение магнитной цепи, что увеличивает ток статора, поэтому при задании на момент выше номинального увеличение потокосцепления статора выше  $1,2\Psi_{Sном}$  неоправданно.

Необходимо также отметить важность блока логики задания потокосцепления статора БЛЗП. Данный блок также контролирует текущую скорость локомотива, и при скоростях выше скорости перехода на однократную коммутацию ключей АИН переходит на стандартное задание потокосцепления. При разгоне локомотива блок отслеживает выход ТЭП на режим со стабильным моментом и переключает систему управления на энергоэффективную зависимость задания потокосцепления статора, оптимизированную по критерию минимума потребления тока статора в соответствии с алгоритмом рисунка 3.3.

Кроме того, в БЛЗП предусмотрен контроль нарушения процесса регулирования момента в системе DTC. Это может произойти, в частности, из-за снижения перегрузочной способности двигателя (критического момента) при уменьшении потокосцепления статора. В блоке логики задания потока возникновение подобных режимов контролируется условием перехода к традиционному заданию потокосцепления:

-  $M_3 > M$  на величину большую  $\Delta M$  в РМ (регуляторе момента) в течение  $\Delta t_{31}$ .

То есть, если задание момента тягового двигателя выше фактического значения момента, вычисленного по модели АД, на величину большую, чем гистерезисный допуск РМ в течение некоторого заданного времени  $\Delta t_{31}$ , то это говорит о том, что нарушилось регулирование момента и надо перейти к обычному заданию потокосцепления от сниженного энергоэффективного задания (форсировать поток).

### 3.2 Математическая модель системы энергоэффективного прямого управления моментом асинхронных тяговых электродвигателей

Принцип функционирования системы прямого управления моментом можно описать с использованием системы уравнений асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором, представленного в ортогональной системе координат  $\alpha, \beta$ , неподвижной относительно статора [2, 45]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\psi_{S_\alpha}}{dt} = -\frac{R_S}{\sigma L_S} \psi_{S_\alpha} + \frac{R_S L_m}{\sigma L_S L_R} \psi_{R_\alpha} + u_{S_\alpha}; \\ \frac{d\psi_{S_\beta}}{dt} = -\frac{R_S}{\sigma L_S} \psi_{S_\beta} + \frac{R_S L_m}{\sigma L_S L_R} \psi_{R_\beta} + u_{S_\beta}; \\ \frac{d\psi_{R_\alpha}}{dt} = \frac{R_R L_m}{\sigma L_S L_R} \psi_{S_\alpha} - \frac{R_R}{\sigma L_R} \psi_{R_\alpha} - p\omega \psi_{R_\beta}; \\ \frac{d\psi_{R_\beta}}{dt} = \frac{R_R L_m}{\sigma L_S L_R} \psi_{S_\beta} - \frac{R_R}{\sigma L_R} \psi_{R_\beta} + p\omega \psi_{R_\alpha}; \\ M = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{\sigma L_S L_R} (\psi_{S_\beta} \psi_{R_\alpha} - \psi_{S_\alpha} \psi_{R_\beta}), \end{array} \right. \quad (3.3)$$

где, где  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_S L_R}$  - коэффициент рассеяния двигателя;

$\psi_{S_\alpha}, \psi_{S_\beta}, \psi_{R_\alpha}, \psi_{R_\beta}, u_{S_\alpha}, u_{S_\beta}$  - проекции соответствующих векторов на оси  $\alpha$  и  $\beta$ .

Как уже было отмечено в предыдущих главах, момент асинхронного двигателя можно определить через модули векторов, представленных в выражении (1.1) и на векторной диаграмме (рисунок 2.2):

$$M = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{\sigma L_S L_R} |\vec{\psi}_S| |\vec{\psi}_R| \sin(\theta_\psi) \quad (3.4)$$

Следовательно, электромагнитный момент асинхронного двигателя можно определить как произведение модуля вектора потокосцепления статора и вектора потокосцепления ротора, умноженное на синус угла между данными векторами.

Основной принцип прямого управления моментом состоит в том, что быстродействующее регулирование момента асинхронного двигателя осуществляется при помощи регулирования угла между векторами потокосцепления статора и потокосцепления ротора  $\theta_\psi$ .

Регулирование угла между векторами потокосцепления статора и ротора осуществляется путем определения такого вектора напряжения, который вызывал бы изменение взаимного положения векторов потокосцепления статора  $\vec{\psi}_S$  и потокосцепления ротора  $\vec{\psi}_R$ , обеспечивающее требуемое приращение момента на валу двигателя, а также обеспечивающее требуемое приращение потокосцепления статора  $\vec{\psi}_S$ .

В тяговых электроприводах локомотивов с системами прямого управления моментом либо с системами векторного управления процесс коммутации ключей автономного инвертора реализуется между несколькими заранее выбранными комбинациями ключей инвертора. Имеется определенное количество базовых векторов напряжения, которые соответствуют требуемым состояниям автономного инвертора напряжения для типовой схемы двухуровневого АИН (рисунок 1.3, 3.4, 3.5) [2, 74].

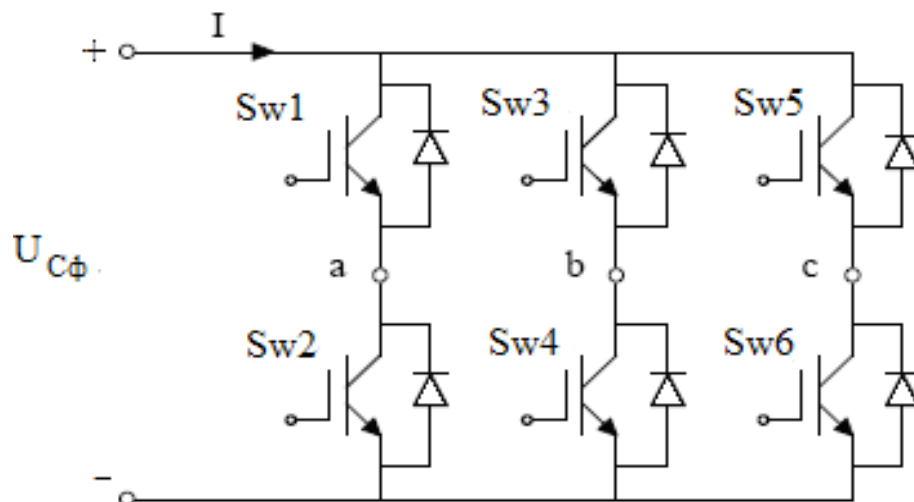


Рисунок 3.4 Принципиальная схема АИН без выпрямителя и фильтра

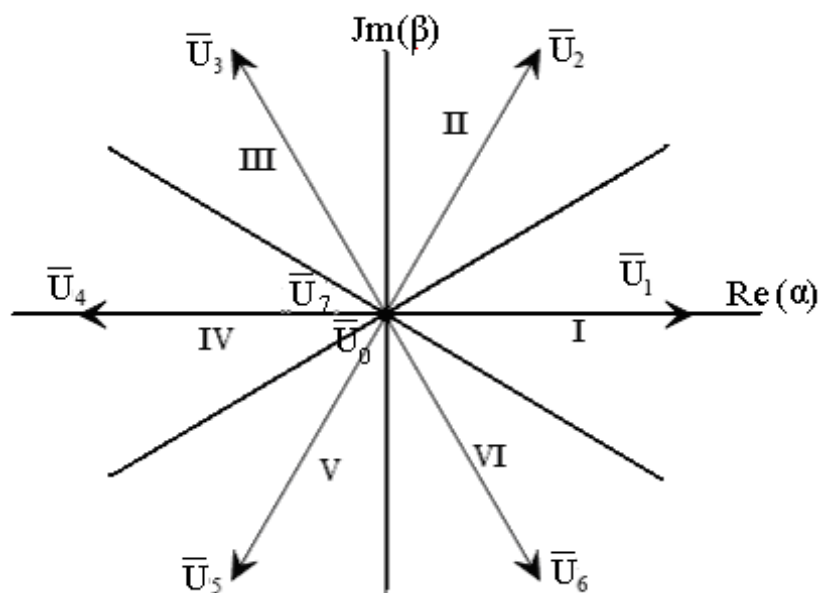


Рисунок 3.5 Расположение системы векторов напряжения АИН на фазовой плоскости

Основой любого алгоритма функционирования системы прямого управления моментом является таблица переключений силовых транзисторов (ключей) АИН, которая приведена ниже (таблица 3.1).

В данной таблице указаны результирующие вектора автономного инвертора напряжения, которые он будет принимать на фазовой плоскости при определенной комбинации значений ошибок по потокосцеплению статора  $\Delta\psi_s$  и электромагнитному моменту  $\Delta M$  асинхронного двигателя. Фазовая плоскость (рисунок 3.5) разбивается на шесть секторов, в каждом из которых существует определенный вектор напряжения необходимый для реализации любой возможной комбинации значений ошибок момента и потокосцепления статора [70, 74, 75]. Ошибки по моменту и потокосцеплению статора изменяют выходные сигналы релейных регуляторов электромагнитного момента и потокосцепления статора соответственно. Данные величины определяют строки таблицы переключений. Столбцами же в таблице переключений являются номера секторов фазовой плоскости. Вариант таблицы переключений с трехпозиционным реле электромагнитного момента и двухпозиционным реле потокосцепления статора является наиболее распространенным [2, 103, 104].

Таблица переключений ключей АИН в зависимости от комбинации значений ошибок по моменту ( $\Delta M$ ), потокосцеплению статора ( $\Delta\psi_s$ ) и требуемого сектора фазовой плоскости

$\Delta\psi_s$	$\Delta M$	Сектор					
		I	II	III	IV	V	VI
↑	↑	$\bar{U}_2$	$\bar{U}_3$	$\bar{U}_4$	$\bar{U}_5$	$\bar{U}_6$	$\bar{U}_1$
	0	$\bar{U}_7$	$\bar{U}_0$	$\bar{U}_7$	$\bar{U}_0$	$\bar{U}_7$	$\bar{U}_0$
	↓	$\bar{U}_6$	$\bar{U}_1$	$\bar{U}_2$	$\bar{U}_3$	$\bar{U}_4$	$\bar{U}_5$
↓	↑	$\bar{U}_3$	$\bar{U}_4$	$\bar{U}_5$	$\bar{U}_6$	$\bar{U}_2$	$\bar{U}_2$
	0	$\bar{U}_0$	$\bar{U}_7$	$\bar{U}_0$	$\bar{U}_7$	$\bar{U}_0$	$\bar{U}_7$
	↓	$\bar{U}_5$	$\bar{U}_6$	$\bar{U}_1$	$\bar{U}_2$	$\bar{U}_3$	$\bar{U}_4$

Алгоритм заполнения таблицы вытекает из нижеописанных условий изменения электромагнитного момента и потокосцепления статора в системе прямого управления моментом асинхронного двигателя:

1) при положении, когда два релейных регулятора на выходе дают положительное значение (при меньших сигналах обратной связи, чем величина задания каждой из контролируемых переменных в системе управления), в таблице переключений (таблица 3.1) данное положение отображено стрелками вверх, необходимо результирующий вектор напряжения переместить по направлению вращения вектора потокосцепления статора на один шаг по фазовой плоскости (рисунок 3.5);

2) при положении, когда регулятор момента двигателя на выходе выдает отрицательное значение, а регулятор потокосцепления статора – положительное (при сигнале обратной связи по моменту больше сигнала задания момента и сигнале обратной связи по потокосцеплению статора меньше задания), в таблице переключений данное положение отображено стрелкой вверх на  $\Delta\psi_s$  и стрелкой

вниз на  $\Delta M$ , необходимо результирующий вектор напряжения переместить против направления вращения вектора потокосцепления статора на один шаг по фазовой плоскости;

3) при положении, когда регулятор момента двигателя на выходе выдает положительное значение, а регулятор потокосцепления статора – отрицательное (при сигнале обратной связи по моменту меньше сигнала задания момента и сигнале обратной связи по потокосцеплению статора больше задания), в таблице переключений данное положение отображено стрелкой вниз на  $\Delta \psi_S$  и стрелкой вверх на  $\Delta M$ , необходимо результирующий вектор напряжения переместить по направлению вращения вектора потокосцепления статора на два шага по фазовой плоскости;

4) при положении, когда два релейных регулятора на выходе дают отрицательное значение (при бóльших сигналах обратной связи чем величина задания каждой из контролируемых переменных в системе управления), в таблице переключений данное положение отображено стрелками вниз, необходимо результирующий вектор напряжения переместить против направления вращения вектора потокосцепления статора на два шага по фазовой плоскости;

5) при положении, когда регулятор момента электродвигателя на выходе дает нулевое значение (при сигнале обратной связи по моменту равном величине задания), в таблице данное положение отображено нулем, результирующий вектор автономного инвертора напряжения примет какое-либо из двух нулевых значений  $U_0$  или  $U_7$ , учитывая, какие из вентилях (катодной или анодной группы) находятся во включенном состоянии. Данное пассивное состояние системы прямого управления моментом означает, что система находится в режиме ожидания и при получении нового состояния релейного регулятора электромагнитного момента реализует переключение на необходимый вектор напряжения инвертора. В связи с чем достигается снижение частоты пульсаций момента двигателя и значительно повышается устойчивость работы системы прямого управления моментом [2, 103, 104].



По данной методике формируются коммутационные функции, которые являются управляющими сигналами для драйверов силовых ключей автономного инвертора напряжения. Таблица переключений позволяет подбирать оптимальную комбинацию ключей АИН на каждом цикле его работы, тем самым осуществляя желаемое регулирование момента асинхронного двигателя, а также величины его статорного потокосцепления. В результате реализуется процесс регулирования момента и потокосцепления асинхронного двигателя по требуемым заданным значениям, обеспечивая вращение вектора потокосцепления статора с необходимой частотой.

Зависимость состояния силовых ключей автономного инвертора напряжения от сформированного по таблице переключений (таблица 3.1) вектора напряжения можно представить в виде таблицы (таблица 3.2). Коммутационная функция каждой фазы напряжения равна 0 либо 1 в зависимости от состояния ключей автономного инвертора напряжения «закрит» или «открыт» соответственно.

Выходное линейное напряжение АИН между каждой фазой можно определить по следующим выражениям:

$$\begin{aligned} u_{ab} &= U_{C\phi} [S_a(t) - S_b(t)] \\ u_{bc} &= U_{C\phi} [S_b(t) - S_c(t)] \\ u_{ca} &= U_{C\phi} [S_c(t) - S_a(t)] \end{aligned} \quad (3.5)$$

где  $U_{C\phi}$  - амплитуда напряжения после блока выпрямителя и емкостного фильтра.

Фазное напряжение определяется следующим образом (когда обмотки статора асинхронного двигателя соединены по схеме «звезда»):

$$\begin{aligned} u_a &= \frac{2u_{ab} + u_{bc}}{3}; \\ u_b &= \frac{u_{bc} - u_{ab}}{3}; \\ u_c &= \frac{-u_{ab} - 2u_{bc}}{3}. \end{aligned} \quad (3.6)$$

Таблица описывающая зависимость значения коммутационной функции каждой фазы напряжения и силовых ключей АИН от выбранного вектора напряжения

$\bar{U}_k(t)$	<b>Sw1</b>	<b>Sw2</b>	<b>Sw3</b>	<b>Sw4</b>	<b>Sw5</b>	<b>Sw6</b>	$S_a(t)$	$S_b(t)$	$S_c(t)$
$\bar{U}_0$	<i>Закр.</i>	<i>Откр.</i>	<i>Закр.</i>	<i>Откр.</i>	<i>Закр.</i>	<i>Откр.</i>	0	0	0
$\bar{U}_1$	<i>Откр.</i>	<i>Закр.</i>	<i>Закр.</i>	<i>Откр.</i>	<i>Закр.</i>	<i>Откр.</i>	1	0	0
$\bar{U}_2$	<i>Откр.</i>	<i>Закр.</i>	<i>Откр.</i>	<i>Закр.</i>	<i>Закр.</i>	<i>Откр.</i>	1	1	0
$\bar{U}_3$	<i>Закр.</i>	<i>Откр.</i>	<i>Откр.</i>	<i>Закр.</i>	<i>Закр.</i>	<i>Откр.</i>	0	1	0
$\bar{U}_4$	<i>Закр.</i>	<i>Откр.</i>	<i>Откр.</i>	<i>Закр.</i>	<i>Откр.</i>	<i>Закр.</i>	0	1	1
$\bar{U}_5$	<i>Закр.</i>	<i>Откр.</i>	<i>Закр.</i>	<i>Откр.</i>	<i>Откр.</i>	<i>Закр.</i>	0	0	1
$\bar{U}_6$	<i>Откр.</i>	<i>Закр.</i>	<i>Закр.</i>	<i>Откр.</i>	<i>Откр.</i>	<i>Закр.</i>	1	0	1
$\bar{U}_7$	<i>Откр.</i>	<i>Закр.</i>	<i>Откр.</i>	<i>Закр.</i>	<i>Откр.</i>	<i>Закр.</i>	1	1	1

На основании таблицы (3.2) и по выражениям (3.5) и (3.6) сформирована таблица выходных значений (таблица 3.3) фазного и линейного напряжения при напряжении промежуточного звена равном 1 ( $U_{C\phi}=1$ ).

Таблица 3.3

Выходные значения фазного и линейного напряжения при напряжении промежуточного звена  $U_{C\phi}=1$  для всех возможных состояний управляющего вектора напряжения АИН

$\bar{U}_k(t)$	$u_a$	$u_b$	$u_c$	$u_{ab}$	$u_{bc}$	$u_{ca}$
$\bar{U}_0$	0	0	0	0	0	0
$\bar{U}_1$	2/3	-1/3	-1/3	1	0	-1
$\bar{U}_2$	1/3	1/3	-2/3	0	1	-1
$\bar{U}_3$	-1/3	2/3	-1/3	-1	1	0
$\bar{U}_4$	-2/3	1/3	1/3	-1	0	1
$\bar{U}_5$	-1/3	-1/3	2/3	0	-1	1
$\bar{U}_6$	1/3	-2/3	1/3	1	-1	0
$\bar{U}_7$	0	0	0	0	0	0

Реальные мгновенные значения фазных напряжений получаются путем умножения значения величины напряжения в промежуточном звене постоянного тока на значение коэффициентов фазных напряжений из таблицы 3.3. Таблица переключений (таблица 3.1) может быть реализована различными способами при математическом моделировании. При выполнении моделирования в данной работе использовался программный комплекс Matlab его основная библиотека Simulink.

Алгоритм формирования состояния силовых ключей автономного инвертора напряжения может быть реализован с помощью готовых блоков имеющихся в библиотеке Simulink программного комплекса Matlab (рисунок 3.6) [7, 8]. Учитывая знак выходного сигнала регулятора потокосцепления статора  $d\psi_s$ , с помощью блока двухпозиционного ключа Multiport Switch1 определяется какая часть таблицы переключений ключей АИН будет использоваться (либо верхняя часть при положительном значении  $\Delta\psi_s$ , тогда используется верхний (Look-Up Table (2-D)1) либо нижняя часть при отрицательном значении  $\Delta\psi_s$ , тогда используется нижний (Look-Up Table (2-D)2). Также необходимо определить конкретно какую строку в таблице переключений будем использовать далее для определения вектора напряжения АИН, что реализуется путем вычисления выходного сигнала регулятора момента  $dM$ . Далее, сравнивая полученное значение регулятора момента и вычисленный по адаптивной модели текущий сектор  $N_c$  вектора потокосцепления статора асинхронного двигателя (либо в блоке Look-Up Table (2-D)1 либо в блоке Look-Up Table (2-D)1, что определяется по выходному значению регулятора потокосцепления статора), можно определить требуемый вектор (0...7) выходного напряжения АИН (таблица 3.1). После чего при помощи восьмипозиционного ключа Multiport Switch2 по ранее вычисленному вектору напряжения, а конкретно его номеру (1...8) определяется состояние шести силовых ключей автономного инвертора напряжения, где 0 – это закрытое состояние ключа АИН «Закр», а 1 – это открытое состояние ключа АИН «Откр» (таблица 3.2).

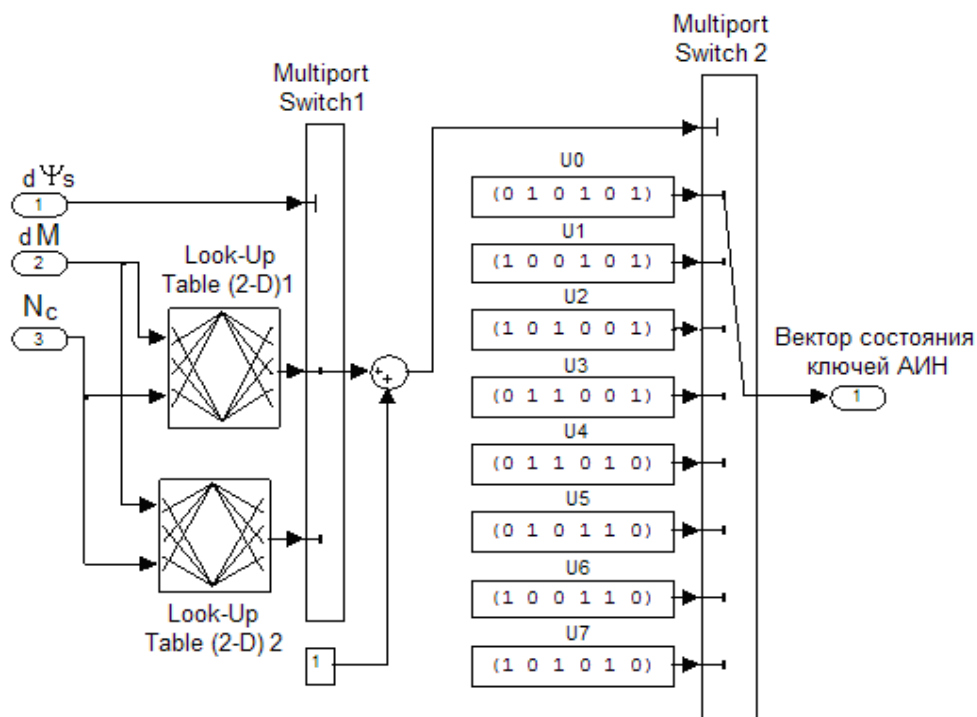


Рисунок 3.6 Структурная схема подсистемы в ПК Matlab, реализующей функции блока таблицы переключений

Контроль фазового сектора, в котором находится текущий вектор потокосцепления статора, необходим для определения столбцов таблицы переключений (таблица 3.1). Данный контроль фазового сектора позволяет получать опосредованную информацию о вращающемся магнитном поле АД. Также контроль фазовых секторов в системе прямого управления моментом асинхронным двигателем позволяет согласовать её непрерывную и дискретную части. Система DTC посредством определения фазового сектора решает косвенно задачу преобразования координат, в то время как в классических векторных системах управления асинхронным двигателем преобразования координат являются неотъемлемой частью их структуры.

Помимо вычисления фазового сектора, которое реализуется при помощи адаптивной модели асинхронного двигателя, необходимо вычислять также такие параметры как электромагнитный момент и потокосцепление. Непосредственное измерение данных параметров при помощи датчиков весьма затруднительно в связи с отсутствием на сегодняшний день доступных в применении и недорогих

датчиков потокосцепления и момента. В связи с чем реализация адаптивной модели двигателя является основополагающей при построении системы прямого управления моментом.

Адаптивная модель двигателя в данной работе разработана по системе уравнений асинхронного двигателя в системе координат  $\alpha, \beta$ , связанной со статором.

$$\begin{aligned}\frac{d\psi_{s_\alpha}}{dt} &= u_{s_\alpha} - i_{s_\alpha} R_s, \\ \frac{d\psi_{s_\beta}}{dt} &= u_{s_\beta} - i_{s_\beta} R_s; \\ M &= \frac{3}{2} p(\psi_{s_\alpha} i_{s_\beta} - \psi_{s_\beta} i_{s_\alpha}),\end{aligned}\tag{3.7}$$

где скалярная величина модуля вектора потокосцепления вычисляется следующим образом:

$$|\vec{\psi}_s| = \sqrt{\psi_{s_\alpha}^2 + \psi_{s_\beta}^2}\tag{3.8}$$

В процессе регулирования асинхронного двигателя при изменении момента нагрузки характерно изменение величины сопротивления статора  $R_s$  в функции температуры обмоток статора. В связи с чем целесообразно модель асинхронного двигателя реализовать именно адаптивного типа, что значительно повысит точность вычислений. По причине интегрирования при расчете значения потокосцепления статора АД система прямого управления моментом может быть достаточно чувствительна к погрешностям вычисления активного сопротивления обмоток статора  $R_s$ . Система остается устойчивой и обеспечивает необходимые показатели качества процесса управления при погрешности вычисления сопротивления обмоток статора  $R_s$  не превышающей 5% от реальных значений. Если превышение ошибки вычислений  $R_s$  достигло более 10 %, то стабильное нормальное функционирование системы прямого управления моментом нарушается [2, 3]. Также следует подчеркнуть следующий немаловажный факт, что

получение информации о температуре обмоток статора АД и о потокосцеплении статора при помощи датчиков реализуется гораздо легче в сравнении с определением аналогичных параметров роторной цепи, необходимых в традиционных системах векторного управления асинхронным двигателем [2, 3].

В системах прямого управления моментом к наблюдаемым параметрам относятся напряжение в звене постоянного (либо фазные напряжения автономного инвертора напряжения), фазные статорные токи асинхронного двигателя и частота вращения ротора, которая необходима при реализации регулирования скорости привода. Существуют бездатчиковые системы управления, где координата скорости определяется по адаптивной модели двигателя и системы с реальным датчиком частоты вращения вала электропривода. Вариант построения системы управления с датчиком частоты вращения являются более точным, а вариант, где информации о скорости вращения вала получается путем вычисления, более сложен и не позволяет реализовать регулирование скорости с высокой точностью, и это неприемлемо при разработке систем управления локомотива, реализующего предельные по сцеплению усилия.

Пересчет значений фазных напряжений и фазных токов к осям  $\alpha$ ,  $\beta$  реализуется по следующим выражениям:

$$U_{R\alpha} = U_{R_a} - 0,5U_{R_b} - 0,5U_{R_c} \quad (3.9)$$

$$U_{R\beta} = \frac{\sqrt{3}}{2}U_{R_c} - \frac{\sqrt{3}}{2}U_{R_b} \quad (3.10)$$

При варианте построения системы, когда наблюдаемой величиной являются не фазные напряжения, а напряжение звена постоянного тока, то величину  $u_{S_\alpha}$ ,  $u_{S_\beta}$  можно вычислить следующим образом:

$$u_{S_\alpha} = U_{C_\phi} \left[ S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right]; \quad (3.11)$$

$$u_{S_\beta} = U_{C_\phi} \frac{\sqrt{3}}{2} [S_b - S_c] \quad (3.12)$$

Далее необходимо вычислить модуль потокосцепления статора и величины его проекций на оси  $\alpha$ ,  $\beta$  по формулам (3.7) и (3.8). Также необходимо предварительно определить угол между вектором потокосцепления статора  $\psi_s$  и осью  $\alpha$  в неподвижной системе координат (рисунок 2.2). После чего реализуется вычисление сектора, в котором находится в текущий момент времени вектор потокосцепления статора  $\psi_s$ .

$$\cos \varphi_{\psi_s} = \frac{\psi_{S_\alpha}}{|\vec{\psi}_s|}; \quad (3.13)$$

$$\sin \varphi_{\psi_s} = \frac{\psi_{S_\beta}}{|\vec{\psi}_s|} \quad (3.14)$$

В программном комплексе Matlab средствами его основной библиотеки Simulink можно реализовать определение модуля и фазы вектора потокосцепления статора, представив его в экспоненциальном виде.

Вычисление фазового сектора также возможно реализовать не только путем решения геометрической задачи по векторной диаграмме (рисунок 2.2), но и с помощью применения в системе управления нейронных сетей либо при использовании алгоритмов нечеткой логики [105].

Наиболее приемлемый алгоритм управления в системе DTC позволяет получить классическая теория автоматического управления (ТАУ). В связи с чем наиболее удобным вариантом реализации вычисления фазового сектора вектора потокосцепления статора является подход с применением тригонометрических функций и векторной диаграммы, а не использование нечеткой логики либо нейронных сетей.

Если после всех математических операций получена фаза вектора

потокосцепления статора, то определение, к какому фазовому сектору она относится, можно по следующему алгоритму (с учетом того, что фаза вектора потокосцепления статора не больше  $180^\circ$  и исчисляется в градусах):

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{если } -30 < \theta \leq 30, \text{ то } \vec{\psi}_s \text{ принадлежит сектору 1;} \\ \text{если } 30 < \theta \leq 90, \text{ то } \vec{\psi}_s \text{ принадлежит сектору 2;} \\ \text{если } 90 < \theta \leq 150, \text{ то } \vec{\psi}_s \text{ принадлежит сектору 3;} \\ \text{если } \theta > 150 \text{ или } \theta \leq -150, \text{ то } \vec{\psi}_s \text{ принадлежит сектору 4;} \\ \text{если } -150 < \theta \leq -90, \text{ то } \vec{\psi}_s \text{ принадлежит сектору 5;} \\ \text{если } -90 < \theta \leq -30, \text{ то } \vec{\psi}_s \text{ принадлежит сектору 6;} \end{array} \right. \quad (3.15)$$

Рассмотрим реализацию релейных регуляторов в системе прямого управления моментом. Наибольшее применение в системах DTC имеют двухпозиционный релейный регулятор потокосцепления статора без зоны нечувствительности, трёхпозиционный релейный регулятор момента с использованием зоны нечувствительности. Оба релейных регулятора имеют гистерезисный допуск (рисунок 3.7).

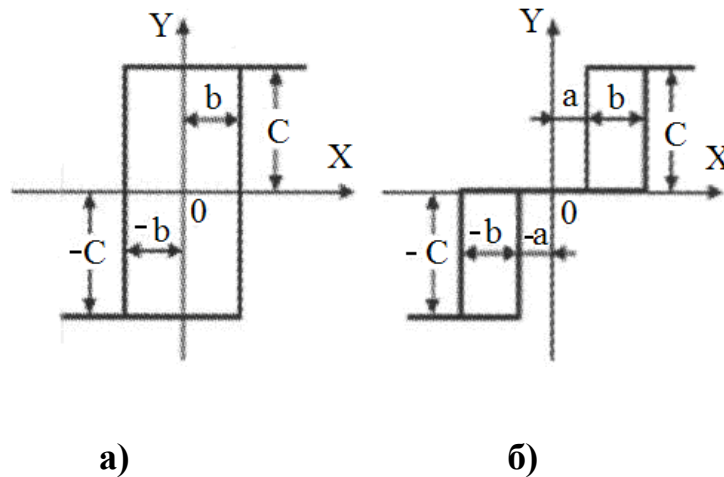


Рисунок 3.7 Характеристики релейных регуляторов потокосцепления и момента с гистерезисным допуском:

а) потокосцепления; б) электромагнитного момента



По рисунку 3.7, а, описание релейного регулятора потокосцепления статора можно представить следующим образом [2]:

$$\left\{ \begin{array}{l} C \text{ при } X > b; \\ C \text{ при } X \leq b; \end{array} \right. \text{ при } (dX / dt) > 0$$

$$\left\{ \begin{array}{l} C \text{ при } X > -b; \\ -C \text{ при } X \leq -b; \end{array} \right. \text{ при } (dX / dt) < 0$$
(3.16)

Описание релейного регулятора момента асинхронного двигателя (рисунок 3.7б) можно представить с помощью следующей системы уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l} C \text{ при } X > (a + b); \\ 0 \text{ при } -a \leq X \leq (a + b); \\ -C \text{ при } X < -a; \end{array} \right. \text{ при } (dX / dt) > 0$$

$$\left\{ \begin{array}{l} C \text{ при } X > a; \\ 0 \text{ при } -(a + b) \leq X \leq a; \\ -C \text{ при } X \leq -(a + b); \end{array} \right. \text{ при } (dX / dt) < 0$$
(3.17)

В случаях, когда необходима более быстрая реакция системы управления на возмущающее воздействие, параметр  $a$  в (3.17) принимают близким к нулю.

Основой настройки релейных регуляторов потокосцепления статора и электромагнитного момента асинхронного двигателя является расчет величины гистерезиса, а также определение зоны нечувствительности (применимо для трехпозиционного реле) и пропорциональных коэффициентов усиления датчиков обратных связей. Амплитуда выходного сигнала релейных регуляторов равна 1, а сам сигнал представляет собой ряд импульсов прямоугольной формы с данной амплитудой. Необходимая частота импульсов реализуется путем настройки внутренних параметров блоков в каждом контуре.

Если объект регулирования можно представить апериодическим звеном первого порядка при использовании в контуре (как в контуре момента, так и в

контуре потокосцепления статора) релейного регулятора, то структурную схему такого контура можно представить следующим образом (рисунок 3.8):

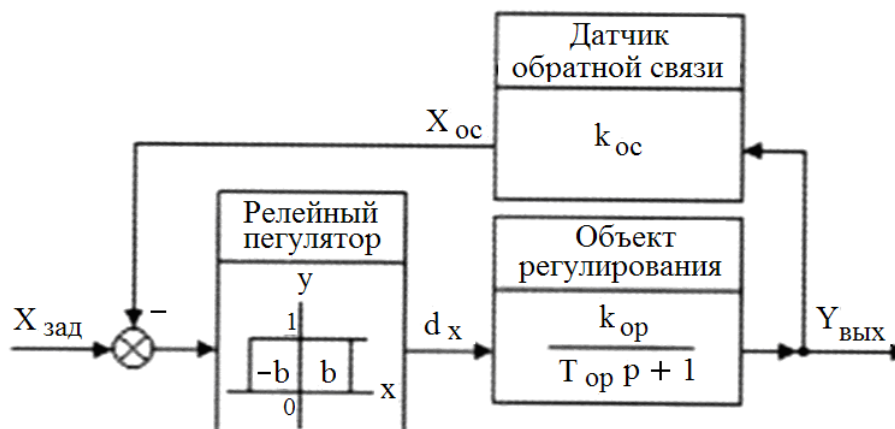


Рисунок 3.8. Типовая структурная схема контура регулирования системы с релейным регулятором при объекте управления представленным апериодическим звеном 1-го порядка

Значение частоты выходных импульсов релейного регулятора может быть рассчитана следующим образом [2]:

$$f_{рег} = \frac{k_{ор} \cdot k_{ос}}{2\pi \cdot (2b) \cdot T_{ор}}, \quad (3.18)$$

где  $k_{ор}$  - пропорциональный коэффициент усиления сигнала релейного регулятора;  $T_{ор}$  - постоянная времени объекта управления;  $k_{ос}$  - коэффициент усиления датчика обратной связи.

Амплитуда колебаний выходного значения  $\Delta Y$  вблизи установившейся величины  $Y_{уст}$  определяется следующим образом:

$$\Delta Y = \frac{2b}{k_{ос}} \cdot Y_{уст}, \quad (3.19)$$

Определение параметров по выражениям (3.18) и (3.19) дает возможность получить оптимальную настройку контура с гистерезисным релейным регулятором (как регулятором момента, так и регулятором потокосцепления) [2].

Вариант построения контура регулирования с использованием трехпозиционного релейного регулятора и объектом управления, представленным апериодическим звеном 2-го порядка является более сложным в реализации, данный контур представлен на рисунке 3.9.

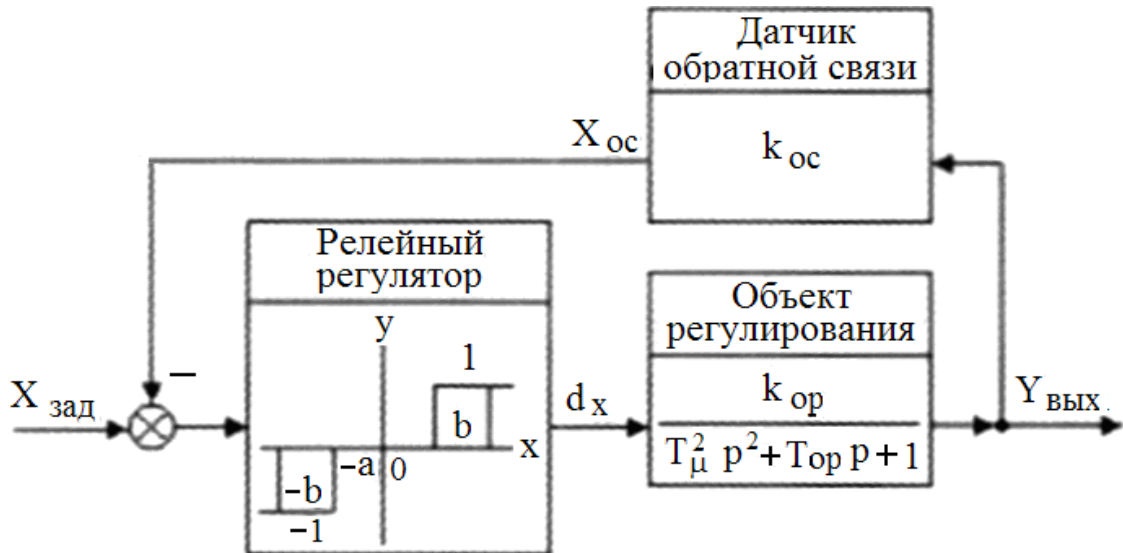


Рисунок 3.9 Структурная схема контура регулирования с гистерезисным релейным регулятором с зоной нечувствительности.

Главным фактором устойчивой работы, несмотря на любую сложность контура регулирования, является поддержание работы релейного регулятора в автоколебательном режиме. При нарушении такого процесса установившихся автоколебаний система управления теряет устойчивость и, как следствие, работоспособность.

В систему прямого управления моментом также входит регулятор скорости, который является внешним по отношению к контуру момента. Данный регулятор как правило пропорционального типа (линейный регулятор). Также в некоторых вариантах построения системы ДТС встречаются и ПИ, ПИД-регуляторы скорости.

Подводя итог вышесказанному можно отметить следующее. Контур скорости в системе прямого управления моментом замыкается по скорости вращения асинхронного двигателя. Значение сигнала обратной связи по скорости электропривода можно получить как путем вычисления адаптивной моделью двигателя по данным о напряжении и токе статора двигателя, так и с помощью

установки на вал двигателя датчика частоты вращения вала. Вариант системы управления с применением датчика частоты вращения является наиболее приемлемым при реализации широкого диапазона и высокой точности регулирования скорости электропривода.

В работах [25, 26], основываясь на принципе построения системы управления ТЭП как обобщенного преобразователя, получены выражения для расчета значения пропорционального регулятора скорости вращения электропривода и постоянной времени при условии работы ТЭП на сцеплении колес с рельсами равном 90% ( $\eta=0,9$ ). Исходя из данных выкладок, величина значения пропорционального регулятора скорости должна удовлетворять следующему условию:

$$k_{pc} > 5,4\psi_0 N_o \frac{R_k^2}{\mu k_{эмн} k_{ос}}, \quad (3.20)$$

Требуемая постоянная времени при этом необходима ниже расчетного значения, определяемого по номинальным параметрам двигателя:

$$T_{эмн} < 0,09 \frac{J_\Sigma}{\psi_{0max} R_k^2 N_o}, \quad (3.21)$$

где  $\psi_{0max} = 0,4$  – максимальный коэффициент сцепления (условно принятый для данной задачи);  $N_o$  – вертикальная осевая нагрузка локомотива (на одну ось);  $R_k$  – радиус колеса;  $\mu$  – передаточное число редуктора;  $k_{эмн}$  – коэффициент передачи преобразователя, вычисляемый как частное от деления значения момента двигателя на величину сигнала задания момента;  $k_{ос}$  – коэффициент усиления датчика обратной связи;  $J_\Sigma$  – момент инерции электропривода (суммарный):

$$J_\Sigma = J_k + J_{бш} + (J_p + J_{мш}) \times \mu^2 \quad (3.22)$$

где  $J_k$  - момент инерции колесной пары;  $J_{бш}$  - момент инерции большой шестерни;  $J_p$  - момент инерции ротора;  $J_{мш}$  – момент инерции малой шестерни.

Для магистральных и маневровых тепловозов (2ТЭ25А, ТЭМ21, ТЭМ9Н)

рассчитанное по формулам (3.20 – 3.22) минимальное значение пропорционального регулятора скорости электропривода лежит в диапазоне от 110 до 180, что приблизительно сопоставимо со значениями регуляторов для электровозов. При этом максимальная величина постоянной времени для тепловозов находится в диапазоне от 0,0025 с до 0,003 с, что гораздо ниже, чем у электровозов, где данный параметр находится на уровне от 0,004 с до 0,005 с [25, 26]. Такое отличие обуславливается разницей в величине суммарного момента инерции тяговых электроприводов с асинхронными двигателями, он гораздо ниже у тепловозов.

Проведя подробный анализ особенностей системы прямого управления моментом, можно выделить, что гистерезисный регулятор контура момента дает возможность приближенной настройки регулятора скорости по упрощенным формулам [102]. Так, например, для часто встречающегося ПИ-регулятора его параметры можно определить по следующим выражениям:

$$k_{pc} \approx \frac{J_{\Sigma} \cdot k_{ом} \cdot f_{рм}}{4k_{ос} \cdot \psi_{sm}} \quad (3.23)$$

$$T_{pc} \approx \frac{32k_{ос}\psi_{sm}}{J_{\Sigma}k_{ом}f_{рм}^2} \quad (3.24)$$

где  $k_{pc}$  – пропорциональный коэффициент усиления;  $T_{pc}$  - постоянная времени интегральной составляющей регулятора скорости;  $\psi_{sm}$  - номинальная величина потокосцепления статора двигателя (амплитудное значение);  $f_{рм}$  - частота колебаний релейного регулятора момента;  $k_{ом}$  - коэффициент обратной связи по моменту.

Для обеспечения требуемых показателей качества системы управления (величины статической ошибки, качества переходных процессов) параметры регулятора скорости в системе прямого управления моментом изменяются в большом диапазоне. При этом такой параметр как частота колебаний релейных регуляторов (регулятора момента и регулятор потокосцепления статора асинхронного двигателя) определяет быстродействие системы управления.

Схема звена регуляторов системы ЭП с прямым управлением моментом асинхронного двигателя в общем виде представления на рисунке 3.10. В данном случае регулятор момента показан двухпозиционным реле.

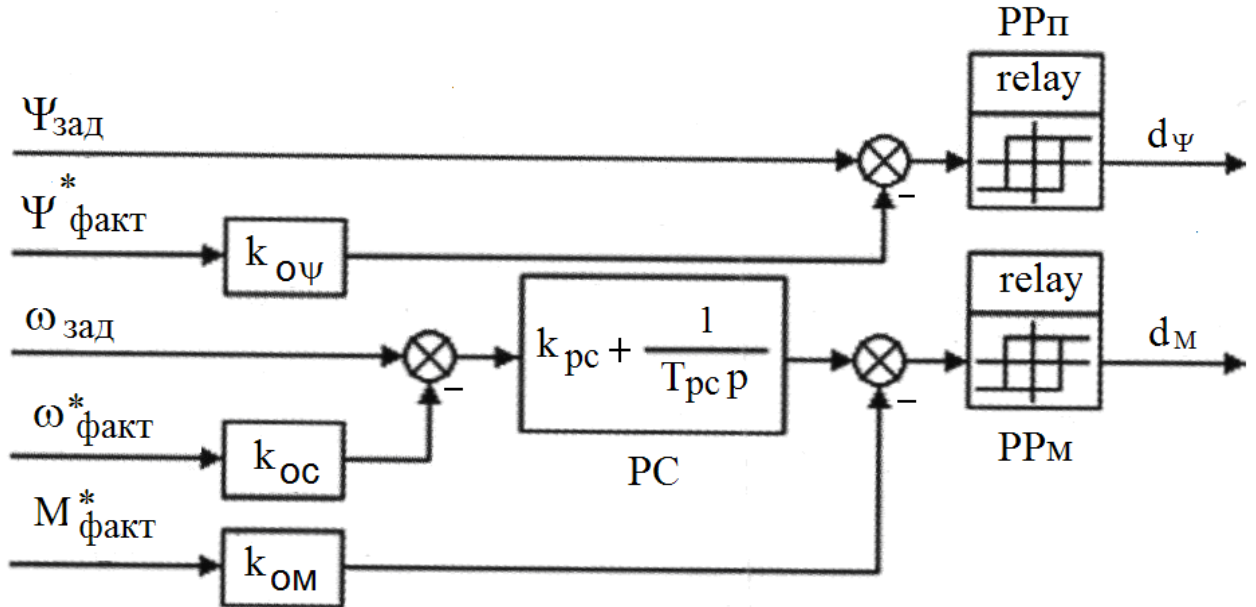


Рисунок 3.10 Структурная схема звена регуляторов системы DTC (регулятор момента, потокосцепления статора и регулятор скорости)

Потенциальные различия могут возникнуть только при выборе разных типов релейных регуляторов потокосцепления статора, момента двигателя и типа регулятора скорости электропривода. Для релейных регуляторов – это выбор между двух либо трехпозиционным типом, а для регулятора скорости – это выбор между П, ПИ либо ПИД типом регулятора.

Энергоэффективное управление реализуется непосредственно при задании потокосцепления  $\Psi_{зад}$  (рисунок 3.10) по энергосберегающему закону в зависимости от задания момента двигателя, снимаемого с регулятора скорости и корректируемого с учётом ограничений в БВЗМ (рисунок 3.1, 3.2) под контролем БЛЗП.

### 3.3 Проверка адекватности модели асинхронного тягового электродвигателя в программном комплексе Matlab/Simulink

Для проверки адекватности разработанной математической модели системы асинхронного тягового двигателя была разработана компьютерная модель в программном комплексе Matlab и его основной библиотеке Simulink, представленная на рисунке 3.11.

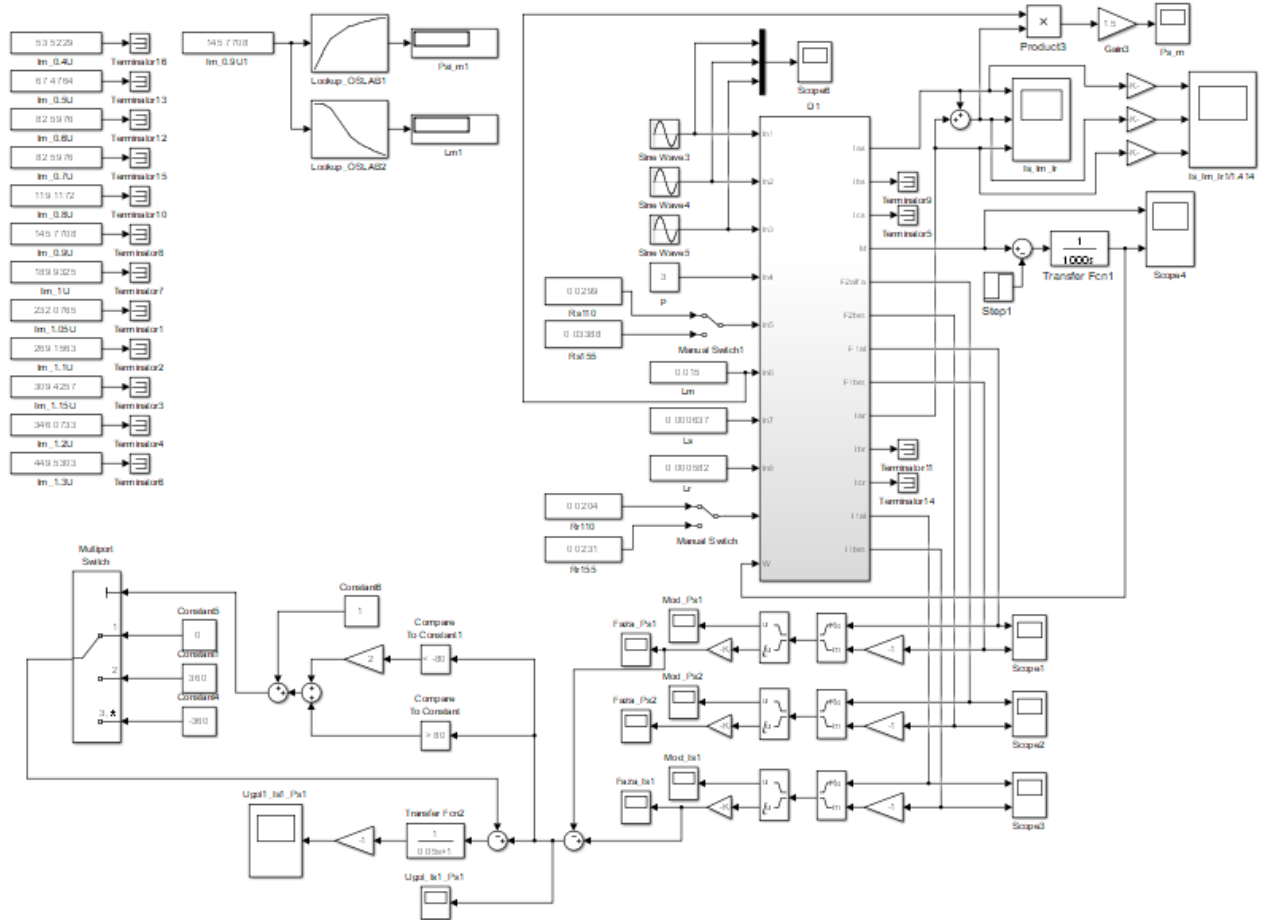


Рисунок 3.11 Компьютерная модель АД АД917УХЛ1 в ПК Matlab/Simulink

Более подробно подсистема, реализующая математическое описание асинхронного двигателя в соответствии с выражениями (3.3, 3.4) представлена на рисунке 3.12.

Самый простой способ оценки адекватности модели АД – это проверка результатов моделирования номинального режима по справочным данным

соответствующего асинхронного электродвигателя. В модель подставлены номинальные параметры двигателя АД917УХЛ1 при температуре 110 градусов. Учёт насыщения производился по кривой намагничивания, путём изменения взаимной индуктивности  $L_m$  в зависимости от тока намагничивания.

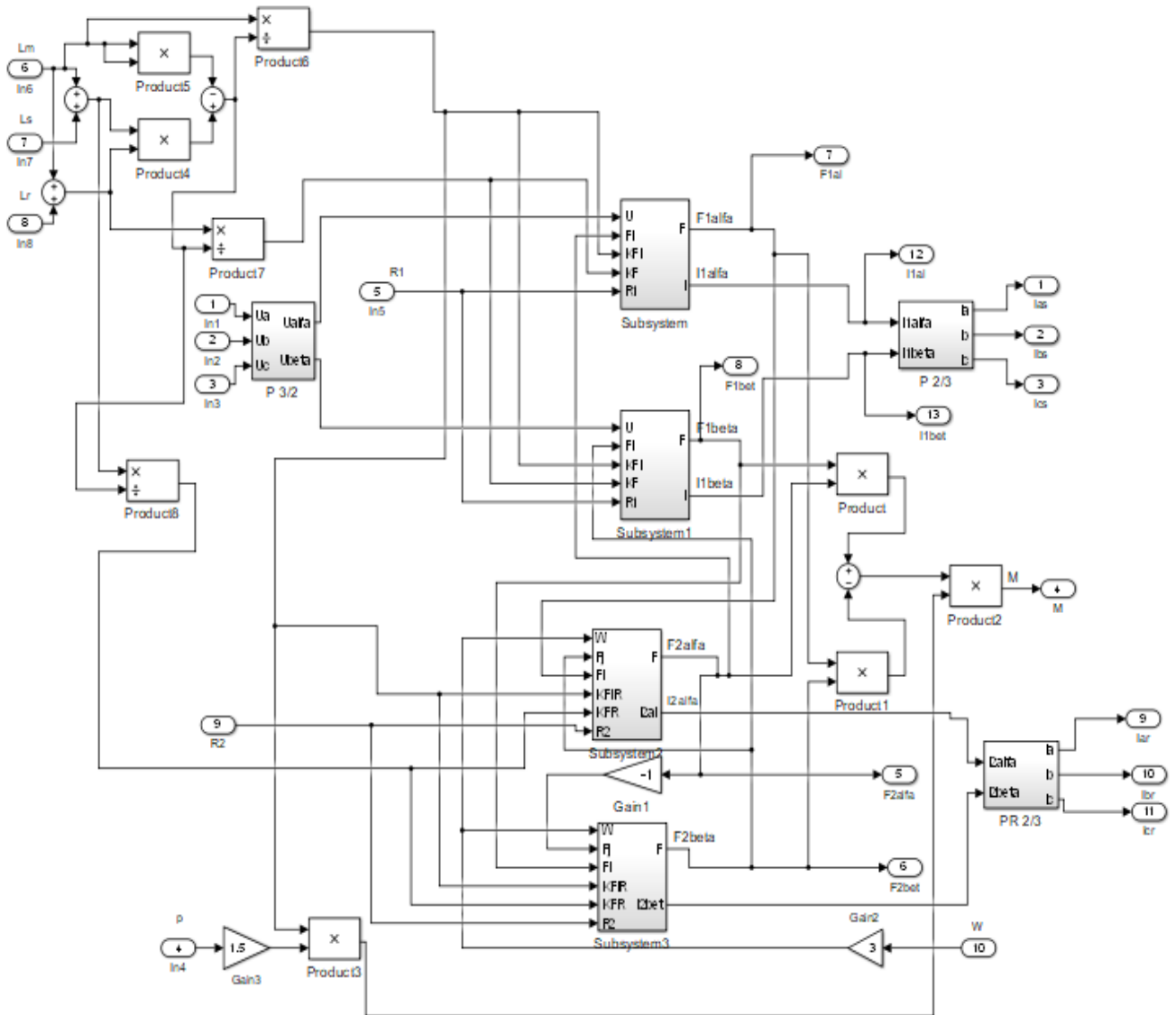


Рисунок 3.12 Подсистема асинхронного двигателя в общей компьютерной модели АДД АД917УХЛ1 в ПК Matlab/Simulink

Был смоделирован прямой пуск АДД АД917УХЛ1 без нагрузки с последующим выходом на номинальный режим с номинальным моментом нагрузки. Суммарный момент инерции был увеличен, так как нас интересуют при данной проверке статические характеристики.



На рисунках 3.13, 3.14 отображены графики момента, скорости и токов АД при реализации прямого пуска АД с номинальными параметрами.

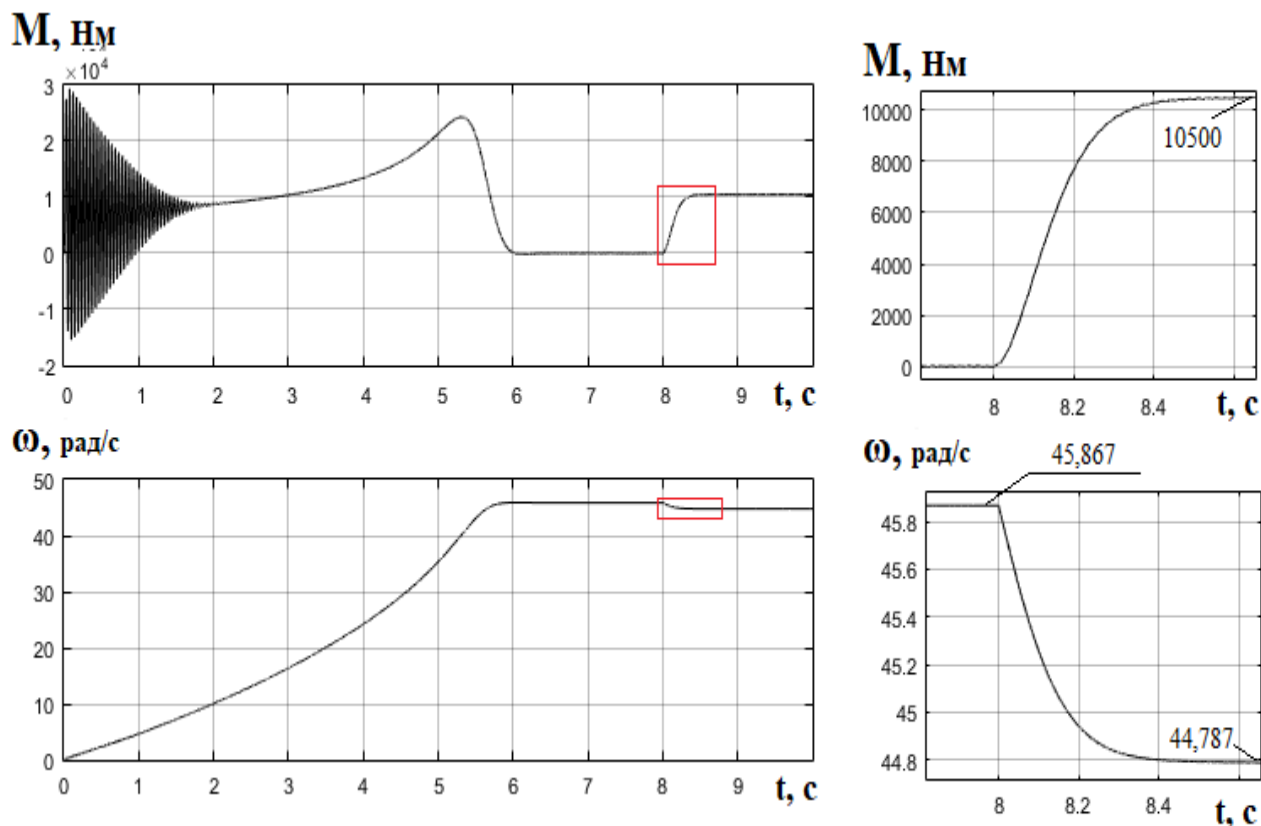


Рисунок 3.13 Зависимости электромагнитного момента и частоты вращения ротора АД от времени с детализацией выделенных фрагментов

Результаты моделирования показали, что паспортные величины момента, тока статора, частоты вращения сходятся с данными полученными по модели с погрешностью, не более 0,5 %, что подтверждает адекватность разработанной модели асинхронного тягового двигателя.

Изначально был выполнен прямой пуск двигателя на холостом ходу, и на 3 секунде при выходе на установившуюся скорость АД был нагружен номинальным моментом равным 10500 Нм. Все паспортные данные АД АД917УХЛ1 представлены в приложении В.

Значение номинальной скорости и номинального тока, представленные на графиках рисунка 3.13, практически идентичны паспортным параметрам. Также и по полученным осциллограммам токов АД (тока статора, тока намагничивания и тока ротора, рисунок 3.14) была подтверждена правильность реализации

компьютерной модели в программном комплексе Matlab и его основной библиотеке Simulink.

Значение номинального тока статора, определённое в результате деления на  $\sqrt{2}$  амплитудного значения, полученного по осциллограмме тока на рисунке 3.14, равно 486,7А, что также удовлетворительно совпадает с паспортным значением 485А.

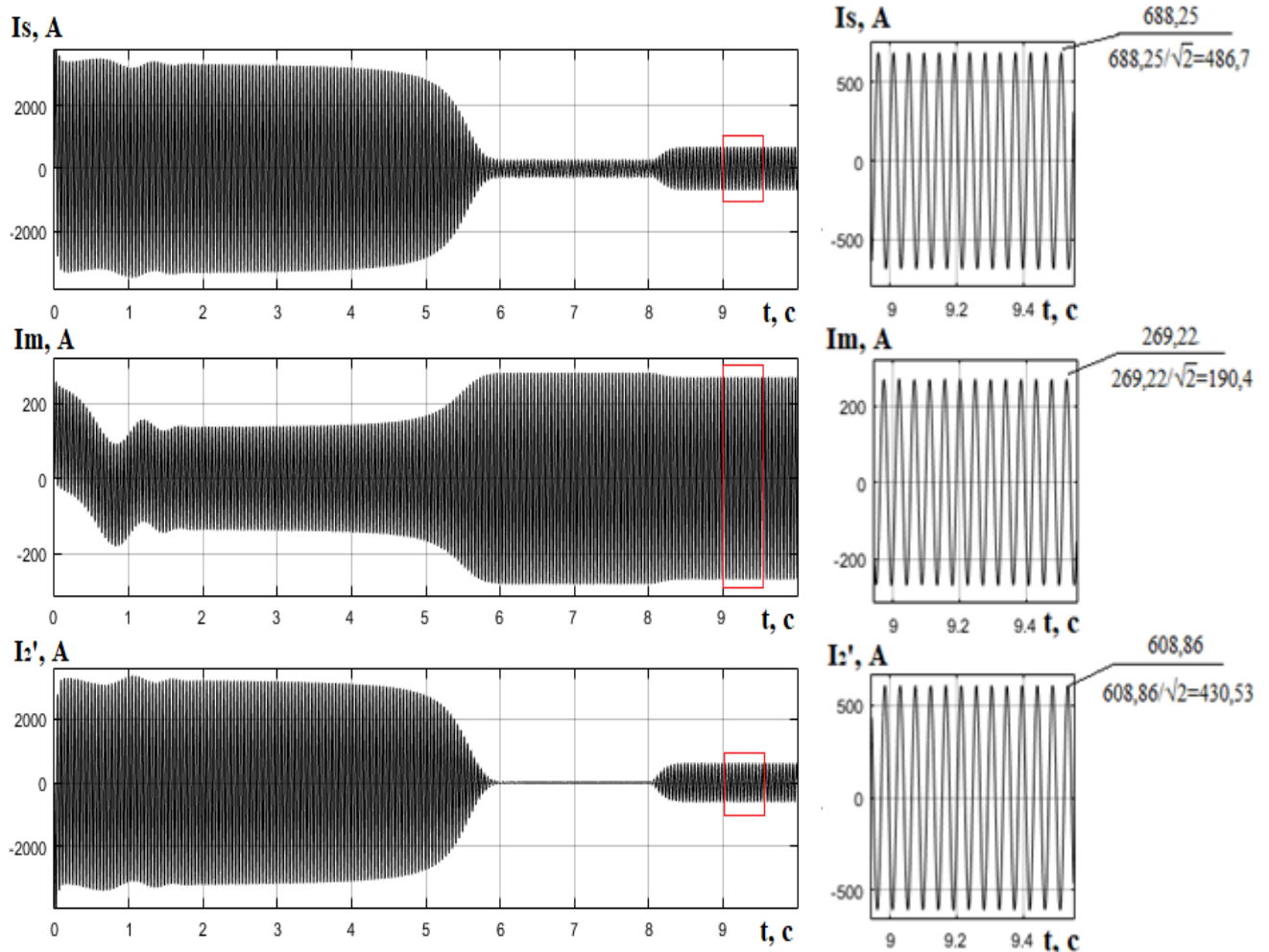


Рисунок 3.14 Зависимости тока статора, намагничивания и ротора от времени с детализацией выделенных фрагментов

Проведенный опыт прямого пуска с номинальными параметрами АД АД917УХЛ1 подтвердил адекватность реализованной компьютерной модели двигателя. Далее на основе данной модели можно проводить исследование системы энергоэффективного прямого управления моментом АД, оптимизированной по критерию минимума тока статора.

## Выводы

1. Предложен энергоэффективный способ управления тяговым асинхронным электроприводом, при реализации минимума потребления тока статора от источника электроэнергии, защищённый патентами на изобретения и полезные модели [55-62].

2. Разработана функциональная схема СУ и алгоритм управления асинхронным двигателем локомотива, позволяющий управлять потокосцеплением статора с целью минимизации тока статора.

3. Разработаны алгоритмы функционирования блока логики переключений системы управления на энергосберегающий алгоритм формирования задания потокосцепления для тягового электропривода локомотивов с учётом контроля текущего режима и условий работы электропривода.

4. Разработана математическая модель электрической части ТЭП с реализацией энергоэффективного алгоритма в системе прямого управления моментом АТД.

## ГЛАВА 4. СОЗДАНИЕ КОМПЛЕКСНОЙ МОДЕЛИ ТЯГОВОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ. ПРОВЕРКА ПРИНЦИПОВ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ АД НА МОДЕЛИ И ЛАБОРАТОРНОМ СТЕНДЕ

### 4.1 Разработка комплексной электромеханической модели энергоэффективной системы ТЭП

Для исследования разработанного энергосберегающего способа и алгоритма управления электроприводом была разработана компьютерная модель системы прямого управления моментом асинхронного тягового электропривода. Проведено моделирование асинхронного тягового электропривода с учетом различных режимов тяги локомотива, таких как разгон на пределе по сцеплению колёс с рельсами, движение с установившейся скоростью при малых нагрузках, позволяющих более полноценно оценить эффект минимизации потребления тока статора при внедрении разработанной энергоэффективной системы управления.

Энергоэффективное регулирование потокосцепления не должно снижать динамики тягового электропривода. Это особенно важно в высокودинамичных режимах реализации предельных усилий. Оценить работу электропривода целесообразно путём совместного моделирования процессов в электрической и механической подсистемах.

Для создания модели механической части тепловоза ТЭМ9Н при её упрощённом представлении за основу бралось математическое описание механической части тяговой передачи в виде системы дифференциальных уравнений механики ТЭП оси [96, 101], составленных по принципу Даламбера, и позволяющих оценить основные формы крутильных колебаний в продольной по отношению к оси пути вертикальной плоскости. На основе данных уравнений можно составить модель ТЭП двухосной тележки ТЭМ9Н, дополнив её аналогичными уравнениями для второй оси.

$$\left\{ \begin{array}{l}
J_r \frac{d\omega_r}{dt} = M - M_r - \beta_r [\omega_r - (\mu + 1)\omega_d - \mu \cdot \omega_{k1}]; \\
J_d \frac{d\omega_d}{dt} = M_r (\mu + 1) + \beta_r (\mu + 1) [\omega_r - (\mu + 1)\omega_d - \mu \cdot \omega_{k1}] - M_d - \beta_d \cdot l_d^2 \cdot \omega_d; \\
J_{k1} \frac{d\omega_{k1}}{dt} = M_r \cdot \mu + \beta_r \cdot \mu [\omega_r - (\mu + 1)\omega_d - \mu \cdot \omega_{k1}] - M_{ok} - \beta_{ok} (\omega_{k1} - \omega_{k2}) - M_{k1}; \\
J_{k2} \frac{d\omega_{k2}}{dt} = M_o + \beta_o (\omega_{k1} - \omega_{k2}) - M_{k2}; \\
m_n \frac{dV_n}{dt} = F_{k1} + F_{k2} - F_c; \\
\frac{dM_r}{dt} = C_r [\omega_r - (\mu + 1)\omega_d - \mu \cdot \omega_{k1}]; \\
\frac{dM_d}{dt} = C_d \cdot l_d^2 \cdot \omega_d; \\
\frac{dM_o}{dt} = C_o (\omega_{k1} - \omega_{k2}); \\
F_{k1} = G_k \cdot \Psi_0 \cdot k_1; \\
F_{k2} = G_k \cdot \Psi_0 \cdot k_2; \\
M_{k1} = F_{k1} \frac{D_k}{2}; \\
M_{k2} = F_{k2} \frac{D_k}{2};
\end{array} \right. \quad (4.1)$$

где  $M$  – момент двигателя,  $\mu$  – передаточное число редуктора,  $\omega_{k1}$ ,  $\omega_{k2}$ ,  $\omega_r$  – частоты вращения первой, второй колесной и ротора пары относительно собственных осей соответственно;  $M_r$ ,  $M_d$  и  $M_o$  – моменты упругих сил на валу ротора, в подвеске остова и на оси колесной пары соответственно;  $\omega_d$  – угловая скорость остова относительно оси колесной пары;  $V_n$  – линейная скорость локомотива (и поезда);  $l_d$  – база подвески двигателя;  $D_k$  – диаметр колеса;  $G_k$  – вес локомотива, приходящийся на колесо;  $M_{k1}$  и  $M_{k2}$  – тяговые моменты первого и второго колеса соответственно;  $\Psi_0$  – потенциальный коэффициент сцепления;  $k_1$  и  $k_2$  – коэффициенты сцепления первого и второго колеса с рельсом в относительных единицах.

Данная математическая модель соответствует упрощенной расчётной схеме механической части одной оси тягового электропривода тепловоза с опорно-осевым подвешиванием АТД, представленной на рисунке 4.1 [53, 96].

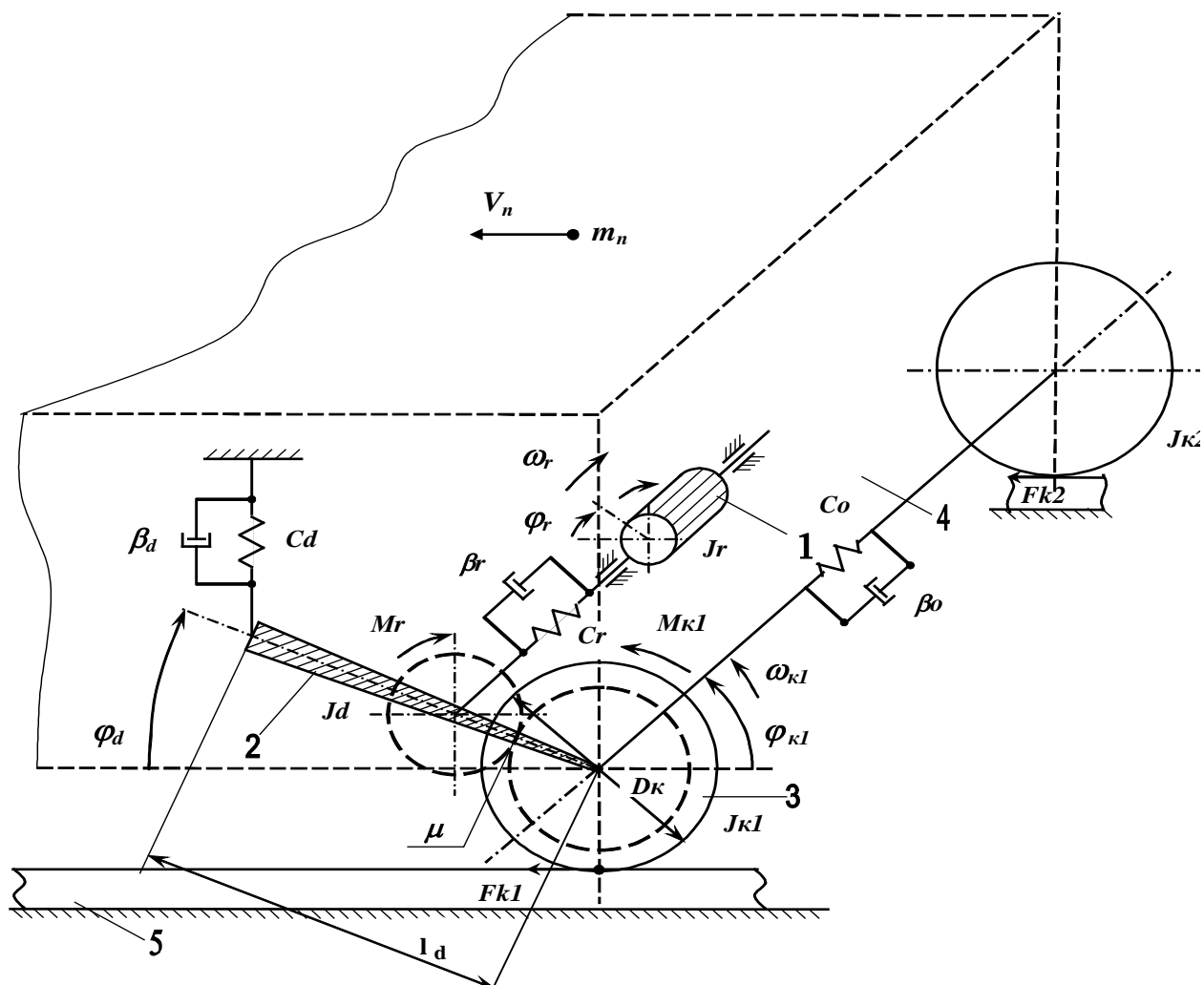


Рисунок 4.1 Механическая часть ТЭП тепловоза, расчетная схема: 1 – ротор АТД; 2 – остов АТД; 3 – узел колесной пары; 4 – локомотив; 5 – рельс (рельсовый путь)

Комплексная электромеханическая модель с упрощённой механической частью для анализа энергоэффективного регулирования тягового электропривода тележки гибридного тепловоза ТЭМ9Н представлена на рисунке 4.2. Данная модель включает в себя управление двумя осями тележки тепловоза ТЭМ9Н от одного инвертора. В модели присутствует модель асинхронного двигателя, модель

системы прямого управления моментом, со всеми ей функциональными блоками (таблица переключения, блок вычисления фазового сектора, релейные регуляторы). В системе реализован в упрощенном варианте блок логики задания потокосцепления статора БЛЗП. Здесь БЛЗП контролирует режим разгона ТЭП, уровень нагрузки на АД, производит постоянное сравнение уровней традиционного и энергоэффективного задания потокосцепления статора для корректного перехода к традиционному заданию потокосцепления статора при ухудшении условий сцепления колес локомотива с рельсами.

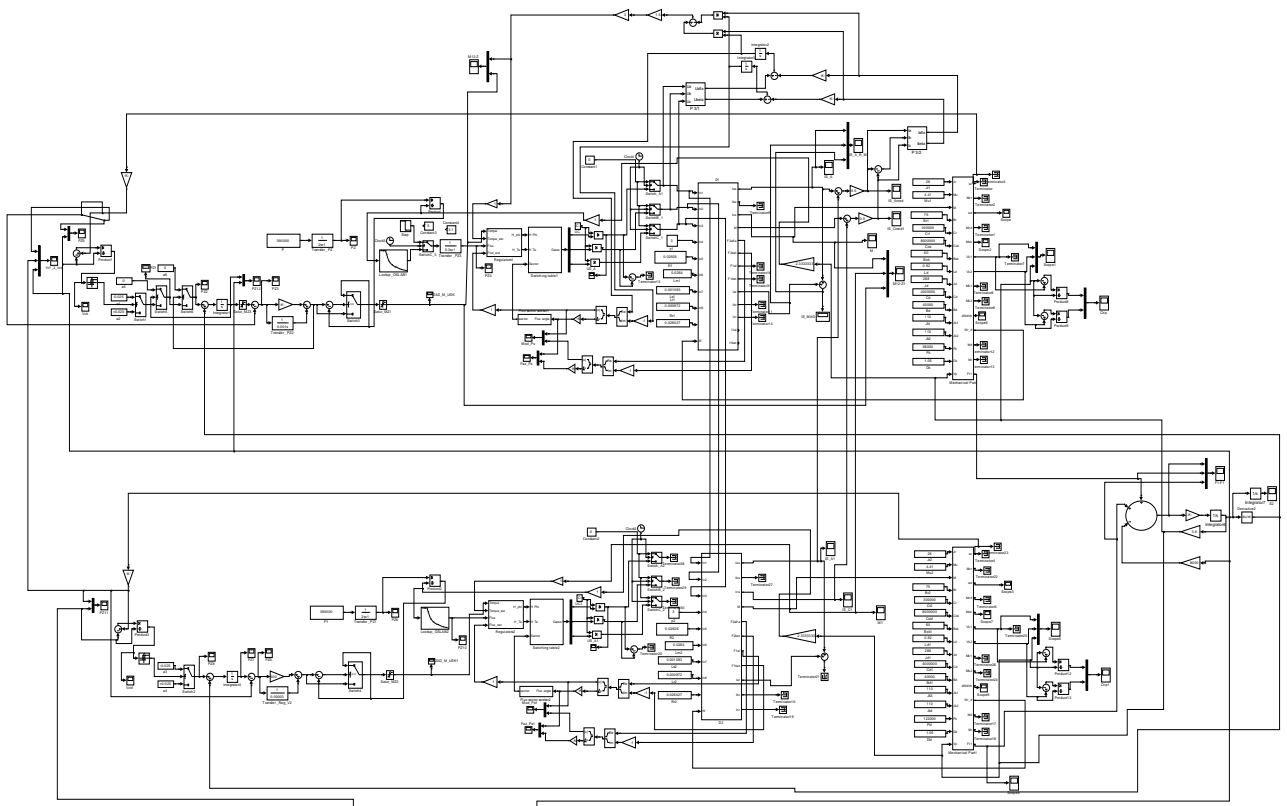


Рисунок 4.2 Комплексная модель с упрощенной механической частью

Детализированная модель механической части тепловоза с составом [53] разработана при участии специалистов лаборатории Вычислительной механики БГТУ под руководством проф. Д.Ю. Погорелова. В данной модели учтены основные конструктивные узлы гибридного маневрового тепловоза ТЭМ9Н, на котором реализованы наиболее быстрые алгоритмы управления моментом асинхронных тяговых двигателей АД917УХЛ1 при регулировании

потокосцепления статора. На рисунке 4.3 представлен общий вид модели тепловоза. На рисунке 4.4 более подробно представалена тележка ТЭМ9Н.

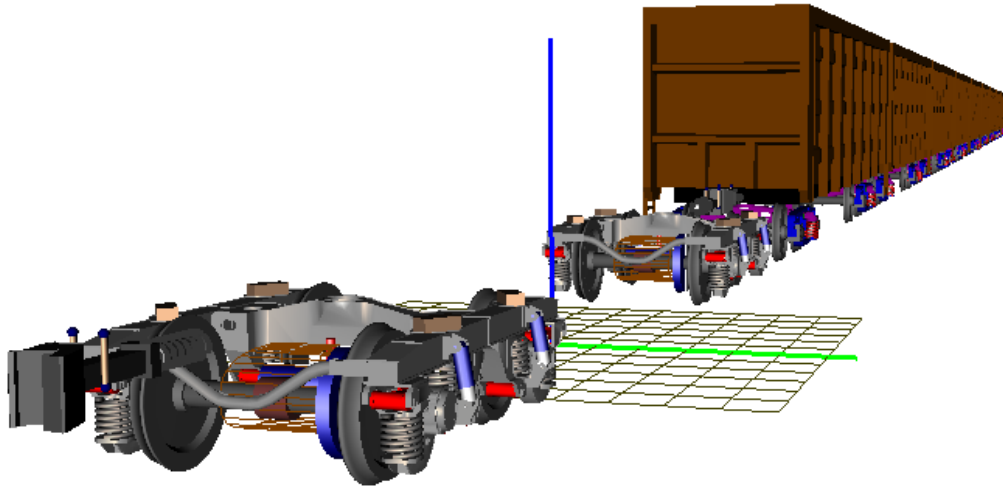


Рисунок 4.3 Общий вид модели тепловоза ТЭМ9Н в программном комплексе «Универсальный механизм»

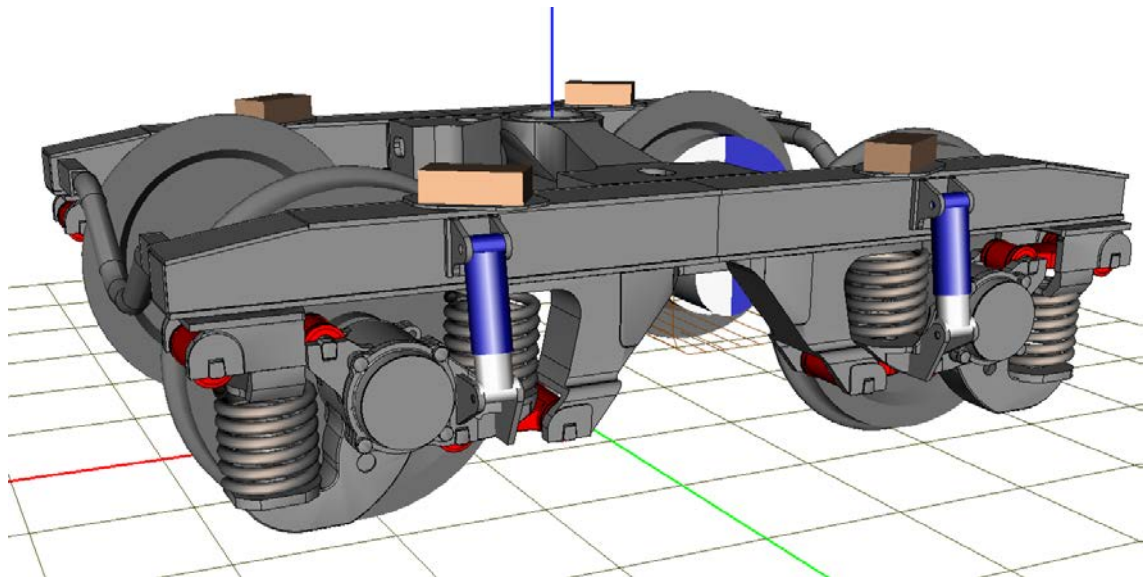


Рисунок 4.4 Общий вид модели тележки ТЭМ9Н в ПК «Универсальный механизм»

На базе БГТУ специалистами лаборатории вычислительной механики создан программный комплекс «Универсальный механизм», с помощью которого



появилась возможность реализовывать механическую часть в виде модели механической с развитым графическим интерфейсом. Данная модель позволяет приблизить процесс моделирования тягового электропривода максимально к реальным условиям эксплуатации. Также использование модели, реализованной на базе программного комплекса «Универсальный механизм», и модели электрической подсистемы электропривода, разработанной в программном комплексе Matlab/Simulink, позволяет более точно и полно исследовать процессы торможения и тяги ТЭП.

При создании Людиновским тепловозостроительным заводом (ЛТЗ) тепловоза ТЭМ9Н рассматривалось два варианта регулирования АТД: совместное в пределах тележки при функционировании двух тяговых асинхронных двигателей от одного АИН, а также индивидуальное при отдельном АИН для каждого АТД. В данной работе моделировалось преимущественно индивидуальное регулирование АТД.

Для более подробного исследования динамики процессов в электроприводе при реализации энергосберегающего алгоритма была разработана комплексная электромеханическая модель тепловоза ТЭМ9Н при объединении с помощью специального интерфейса программного комплекса Matlab и «Универсальный механизм».

Данная электромеханическая модель имеет две подсистемы, механическую и электрическую, совмещенные между собой при помощи специальных интерфейсов. Механическая подсистема модели разрабатывалась в программном комплексе «Универсальный механизм» (УМ), электрическая в программном комплексе Matlab и его основной библиотеке Simulink. Далее рассмотрим интерфейсы сопряжения подсистем комплексных электромеханических моделей.

В ПК «Универсальный механизм» предусмотрены уникальные интерфейсы для объединения электрической и механической подсистемы комплексной модели. Во – первых это инструмент Matlab Import, представленный на рисунок 4.5. Этот подход предполагает, что модель системы управления, созданная в среде Matlab/Simulink, сначала компилируется в динамическую библиотеку (DLL), после

чего реализуется подключение данной библиотеке к подсистеме механической части при помощи возможностей программного комплекса «Универсальный механизм». При помощи специального Мастера связи с внешними библиотеками, имеющегося в ПК «Универсальный механизм», реализуется подключение динамической библиотеки от Matlab/Simulink. Процесс моделирования движения привода протекает при этом в ПК «Универсальный механизм» [96].



Рисунок 4.5. Совмещение подсистем электромеханической модели при помощи инструмента Matlab Import

Во – вторых, это инструмент CoSimulation, принцип работы которого представлен в общем виде на рисунке 4.6. Здесь подразумевается, что в модель электрической подсистемы, разработанной в ПК Matlab/Simulink, встраивается S-функция (формируемой в ПК «Универсальный механизм»), представляющая собой отдельный блок, реализующий механическую часть комплексной модели. Специальный Мастер экспорта в Matlab/Simulink, имеющийся в ПК «Универсальный механизм» формирует m-файл и все необходимые вспомогательные файлы для работы комплексной модели [96].



Рисунок 4.6. Совмещение подсистем электромеханической модели при помощи инструмента CoSimulation

С помощью двух вышеприведенных механизмов (инструментов) можно реализовать двухстороннее совмещение подсистем между программными комплексами Matlab и «Универсальный механизм». При применении Matlab Import есть возможность импортирования в ПК «Универсальный механизм» электрической подсистемы, модель которой разработана в Matlab/Simulink, и соответственно весь процесс моделирования динамики перемещения выполняется в ПК «Универсальный механизм». При применении механизма CoSimulation реализуется экспорт механической части, модель которой разработана в ПК «Универсальный механизм», в Matlab/Simulink. Механическая часть в этом случае будет представлена в Matlab одним типовым блоком S-функции, и моделировании динамики процессов будет уже реализовываться на базе ПК Matlab. Механическая подсистема принимает от электрической подсистемы сигнал электромагнитного момента, а уже из модели механической подсистемы в электрическую передаются скорости роторов двигателей, скорость локомотива и сигналы остальных датчиков, необходимые для управления тяговым электроприводом, а также другие наблюдаемые координаты (силы, скорости, перемещения), которые требуется анализировать или фиксировать на измерительных приборах. Обмен данными

между подсистемами может производиться на каждом шаге интегрирования, либо с требуемым разрежением [96].

Программный комплекс Matlab и, в частности, его основные библиотеки Simulink и SimPowerSystems на сегодняшний день являются одними из основных инструментов для моделирования процессов, протекающих в полупроводниковых системах управления электроприводами. Данный ПК имеет серьезную службу поддержки, большое количество справочного материала. С его помощью можно реализовать программы, удобные для использования, как в исследовательском процессе, так и в учебном для студентов. Также Matlab имеет динамичное развитие и пополняется современными библиотеками для моделирования новых систем управления самыми разнообразными электроприводами. В связи с чем он уже внедрен в учебный процесс многих ВУЗов и используется на большом количестве предприятий как основной инструмент моделирования динамических процессов электропривода. Применительно к данной работе, следует отметить, что в программном комплексе Matlab имеется встроенная модель асинхронного электропривода с прямым управлением моментом, входящая в состав прикладного пакета силовой электроники Matlab/SimPowerSystems. Данную дискретную библиотечную модель можно использовать в сочетании с упрощенными моделями механической подсистемы ТЭП, реализованными в основной библиотеке Matlab/Simulink. Она использовалась, в частности, для сравнения и проверки работы модели электрической части ТЭП с DTC, совмещаемой с УМ и разработанной средствами основной библиотеки Matlab/Simulink.

Электрическая (силовая и управляющая) часть ТЭП моделировалась в основной библиотеке ПК Matlab/Simulink с применением математического описания, выполненного в главе 2 и главе 3. Электрическая часть подключена к упрощенной механической части ТЭП разработанной также в Matlab/Simulink. В систему управления были включены блоки, реализующие энергоэффективный алгоритм, а именно: задатчик потокосцепления статора, сформированный с учетом минимизации тока статора; упрощенный блок логики задания потокосцепления статора (рисунок 4.7).



С целью проверки целесообразности применения предлагаемых энергоэффективных алгоритмов для ТЭП локомотивов выполнено моделирование тягового привода грузового тепловоза в различных режимах. Исследовались режимы разгона тепловоза, как с определённой, заданной машинистом силой тяги, не превышающей предельную по сцеплению, так и с реализацией предельных усилий. Разгон производился до заданной машинистом скорости с последующим установившимся режимом в первой зоне регулирования или с переходом во вторую зону также до установившегося режима. Переход во вторую зону и связанное с этим снижение потока, осуществлялось, когда частота тока статора достигала номинальной частоты двигателя (и уже не хватало напряжения в промежуточном контуре для поддержания требуемого потокосцепления). Во второй зоне управление по принципам ДТС с применением предлагаемого энергоэффективного способа и алгоритмов осуществлялось до перехода на однократную коммутацию ключей АИН ( $\omega_{\text{однокр}}$  на рисунке 3.3). Моделирование выполнялось для тягового двигателя АД917УХЛ1, применяемого в настоящее время на тепловозах ТЭМ9Н и 2ТЭ25А. Оценка достоверности комплексной модели ТЭП производилась путем сравнения результатов моделирования отдельных режимов ТЭМ9Н с экспериментальными данными, полученными при испытаниях тепловоза ТЭМ9Н, расхождение не превышает 7 % [66].

В качестве примера приведены результаты моделирования разгона ТЭП оси тепловоза с составом 2000 т на пределе по сцеплению до заданной скорости 15 км/ч и движения по перегону с той же заданной скоростью (рисунок 4.8). В начале пуска и разгона потокосцепление статора устанавливается в блоке 4 (рисунок 3.1) равным номинальному значению ( $\Psi_{S3} = \Psi_{SH}$ ), и локомотив начинает разгоняться, достигая в заданных условиях предела по сцеплению, что сопровождается вибрацией колёс (рисунок 4.8а), при этом устанавливается действующее значение тока статора на уровне 538 А (максимальное 760,7 А, рисунок 4.8б). Условия сцепления приняты хорошими, потенциальный коэффициент сцепления высок, поэтому электромагнитный момент при разгоне превышает номинальное значение.

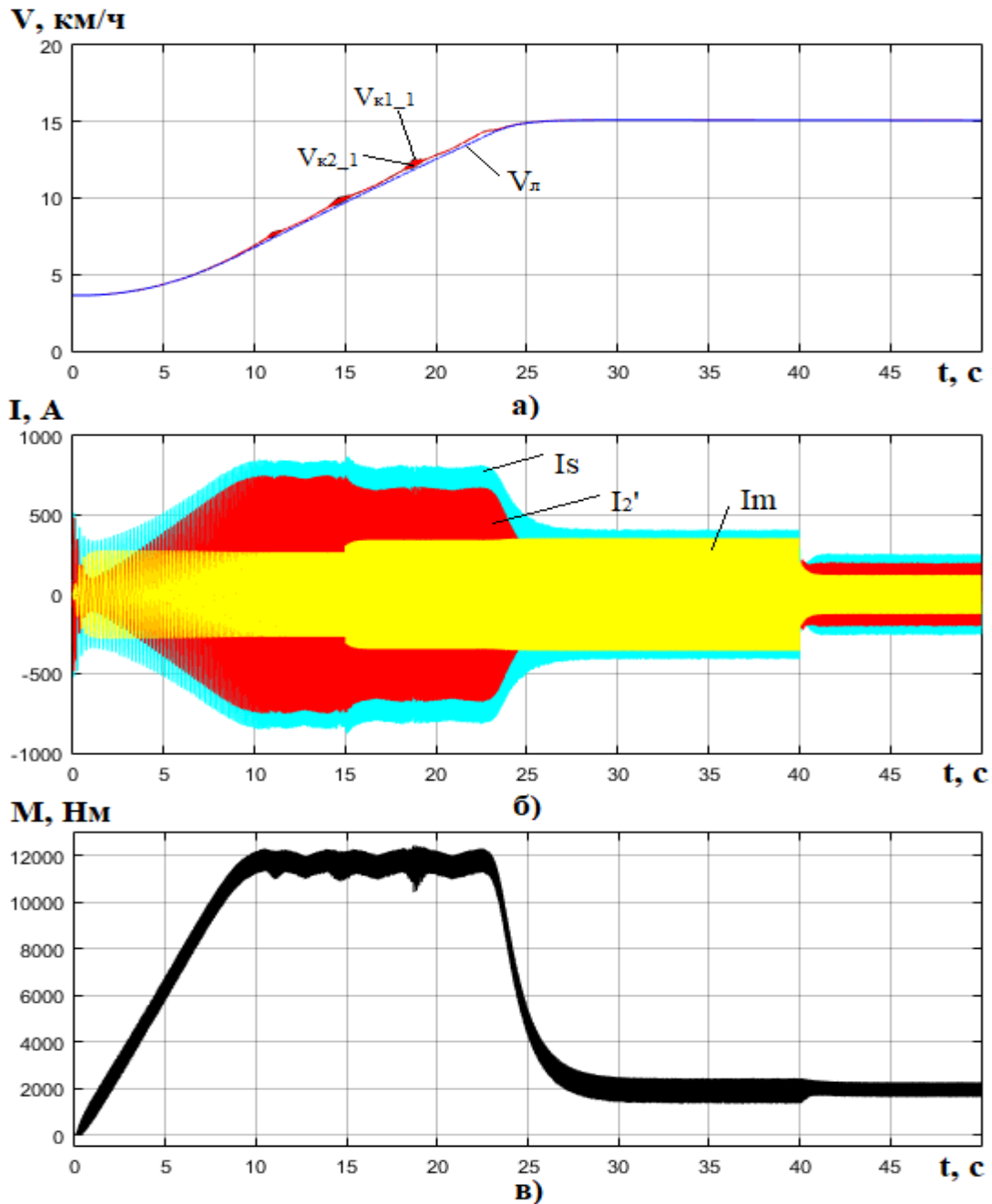


Рисунок 4.8. Результаты моделирования разгона ТЭП тепловоза с АД на пределе по сцеплению до заданной скорости с применением энергоэффективного управления двигателями:

- а) скорости колес 1-й оси ( $V_{к1\_1}$  и  $V_{к2\_1}$ ) и локомотива ( $V_{л}$ ); б) ток фазы статора ( $I_1$ ), приведённый ток фазы ротора ( $I_2'$ ) и ток намагничивания ( $I_m$ );  
 электромагнитный момент ( $M$ )

Далее БЛЗП, анализируя стабильность режима разгона, производит переключение на энергоэффективное регулирование (на рисунок 4.8 это момент времени  $t=15$  с), то есть, переключение на энергосберегающее задание потокосцепления в блоке 5. Действующее значение тока статора при этом

снижается на 4 %. Средняя величина потокосцепления статора фиксируется на уровне  $\Psi_{S3} = 1,1\Psi_{SH}$ , средняя величина угла между векторами тока и потокосцеплением статора устанавливается значении  $\theta_s = 52,4$  градуса. Электромагнитный момент при этом регулируется на уровне 12000 Н·м (то есть 1,14  $M_H$ , рисунок 4.8в).

Как видно из графиков, при переходе на энергоэффективный режим при больших нагрузках ТЭП потокосцепление статора увеличивается, снижаются токи статора и ротора, и возрастает ток намагничивания. Это приводит к снижению электрических потерь в обмотках статора и ротора, которые пропорциональны квадратам соответствующих токов, и некоторому возрастанию магнитных потерь, которые пропорциональны квадрату индукции и частоте тока. Но в целом к.п.д. АД возрастает на 2-3 %, так как суммарные потери снижаются, что тоже в совокупности со снижением тока статора весьма положительно. Относительно небольшое увеличение к.п.д. вызвано тем, что в режимах, близких к номинальным нагрузкам, ТЭП работает в условиях, приближенных к условию максимума к.п.д., которое обычно соблюдается вблизи номинального режима.

Как известно, коэффициент полезного действия электродвигателя можно приблизительно оценить по выражению [5]:

$$\eta = \frac{k_{HG} P_{2H}}{k_{HG} P_{2H} + p_0 + k_{HG} p_1 + k_{HG}^2 p_2} \quad (4.2)$$

где  $P_{2H}$  – номинальная мощность двигателя;  $k_{HG}$  – коэффициент нагрузки, вычисляемый как частное от деления величины мощности при текущей нагрузке на величину мощности при номинальном значении нагрузки (данный коэффициент определяет относительную величину загрузки АД);  $p_0$  – постоянные потери, не зависящие от нагрузки;  $p_1$  – значение потерь, зависящих от первой степени  $k_{HG}$  при номинальной нагрузке;  $p_2$  – значение потерь, зависящих от квадрата  $k_{HG}$ , при номинальной нагрузке.

Для определения условия максимума к.п.д. необходимо взять производную



$\frac{\partial \eta}{\partial k_{\text{НГ}}}$  и приравнять ее к нулю [5]:

$$\frac{\partial \eta}{\partial k_{\text{НГ}}} = \frac{(p_0 - k_{\text{НГ}}^2 p_2) P_{2\text{H}}}{(k_{\text{НГ}} P_{2\text{H}} + p_0 + k_{\text{НГ}} p_1 + k_{\text{НГ}}^2 p_2)^2} = 0 \quad (4.3)$$

Данное равенство выполняется при условии, когда знаменатель данного выражения равен бесконечности (в нашем случае, когда  $k_{\text{НГ}} = \infty$ ). Однако это условие ( $k_{\text{НГ}} = \infty$ ) в реальных условиях управления электроприводом невыполнимо. Следовательно, остается вариант, когда числитель приведенного равенства равен нулю. Исходя из вышесказанного условие максимума к.п.д. будет выполняться при:

$$p_0 = k_{\text{НГ}}^2 p_2,$$

то есть, при постоянных потерях равных по величине потерям прямо пропорциональным  $k_{\text{НГ}}^2$ .

При разгоне асинхронного тягового двигателя при номинальном потокосцеплении постоянные потери представляют собой потери в магнитной цепи АТД, потери, зависящие от  $k_{\text{НГ}}^2$  представляют собой суммарные электрические потери во всех обмотках двигателя (ротора и статора). Если пренебречь механическими и добавочными потерями, то к.п.д. будет максимален при равенстве электрических и магнитных потерь.

Так как максимум к.п.д. лежит в области, близкой к номинальной нагрузке, то наибольший энергосберегающий эффект может быть достигнут в тяговом приводе грузовых локомотивов при невысокой скорости движения для неполновесных и порожних составов, когда нагрузка существенно снижается. На рисунке 4.8 это участок, когда ТЭП достигает заданной скорости. При этом если оставить потокосцепления статора прежним, что для наглядности сделано в рассматриваемом опыте до момента времени  $t=40$  с, то ток намагничивания и магнитные потери остаются прежними, а токи статора и ротора, а значит и потери в обмотках, существенно снижаются, нарушаются условия максимума к.п.д. При этом снижается активная составляющая тока статора (и  $\cos \varphi$ ).

Расчет потерь и к.п.д. при реализации различных нагрузок ТЭП можно

реализовать по следующей методике. Мощность полезную (на валу двигателя), а также потребляемую мощность в номинальном режиме можно вычислять по известным формулам

$$P_{\text{полезн}} = M \cdot \omega \quad (4.4)$$

$$P_{\text{потребл}} = \frac{P_{\text{полезн}}}{\eta}; \quad (4.5)$$

Мощность суммарных потерь будет равна

$$P_{\Sigma \text{потерь}} = P_{\text{потребл}} - P_{\text{полезн}} \quad (4.6)$$

Эти суммарные потери мы рассчитаем для номинального режима. Далее, зная сопротивление статора и ротора, токи статора и ротора в номинальном режиме, выделим из этих суммарных потерь электрические потери  $p_{\text{эл ном}}$  в обмотках ( $3I^2 \cdot R$ ), пропорциональные соответственно квадратам тока статора и ротора и сопротивлениям обмоток.

Вычтем эти потери из суммарных номинальных потерь и получим сумму магнитных, механических и добавочных потерь в номинальном режиме. Выделим из них добавочные потери  $p_{\text{доб ном}}$ , приняв их равными 0,5 % номинальной мощности двигателя [14]. Затем необходимо выделить механические и магнитные потери в номинальном режиме. Согласно данным завода-изготовителя механические потери двигателя АД917УХЛ1 в номинальном режиме составляют  $p_{\text{мех ном}} = 0,56$  % номинальной мощности АД. С учётом этого выделим магнитные потери в номинальном режиме  $p_{\text{маг ном}}$ .

Далее можно определить потери для любой нагрузки двигателя, исходя из следующих соотношений. Электрические потери  $p_{\text{эл}}$  в режимах, отличных от номинального, пропорциональны квадрату тока обмоток, например, для статора:

$$p_{\text{эл}} = p_{\text{эл.ном}} \left( \frac{I_S}{I_{S\text{ном}}} \right)^2 \quad (4.7)$$

Магнитные потери пропорциональны квадрату потокосцепления и

пропорциональны частоте вращения поля статора в степени 3/2:

$$P_{\text{магн}} = P_{\text{магн.ном}} \left( \frac{\psi_S}{\psi_{S\text{ном}}} \right)^2 \left( \frac{n_S}{n_{S\text{ном}}} \right)^{1.5} \quad (4.8)$$

Добавочные потери можно принять пропорциональными току, а механические потери, – пропорциональными скорости ротора в соответствующем режиме.

Таким образом, определяя полезную мощность в любом режиме по формуле (4.4), прибавляя к ней все потери, вычисленные с учётом формул (4.7, 4.8), а также текущих значений тока и скорости (которые мы учитываем для пересчёта добавочных и механических потерь) определяем подведённую мощность, а затем к.п.д. путём деления полезной мощности на подведённую.

При реализации энергоэффективного алгоритма в системе управления, оптимизированной по критерию минимума тока статора, параллельно снижению тока снижается и поток, как следствие снижаются потери. Наибольший эффект достигается в первой зоне регулирования при моментах нагрузки ниже 0,5 от номинальной величины. Уменьшение потокосцепления по энергосберегающему закону в подобных условиях (например, в опыте рисунок 4.8 такое снижение выполнено при  $t=40$  секунд, установившийся момент АД составляет при этом  $0,19M_n$ ) приводит к существенному уменьшению тока статора и росту к.п.д., несмотря на то, что ток ротора при этом возрастает. В частности, в модельном эксперименте (рисунок 4.8) ток статора уменьшился на 30 %, к.п.д. возрос на 7,6 % по отношению к режиму с той же пониженной нагрузкой и номинальным заданием потокосцепления. Среднее значение угла между векторами тока и потокосцепления статора устанавливается в данном опыте на уровне  $46^\circ$ , задание потокосцепления статора при этом составляет  $\Psi_{S3} = 0,68\Psi_{Sn}$ .

Однако возрастает частота коммутаций вентиляв автономного инвертора напряжения, поэтому целесообразно было бы расширить гистерезисный допуск релейного регулятора момента [3].

На рисунке 4.9а для номинальной частоты вращения АД приведены

зависимости к.п.д. от нагрузки при обычном и энергоэффективном управлении, на рисунке 4.9б – зависимости процентного снижения тока статора от нагрузки при энергоэффективном управлении по сравнению с традиционным управлением.

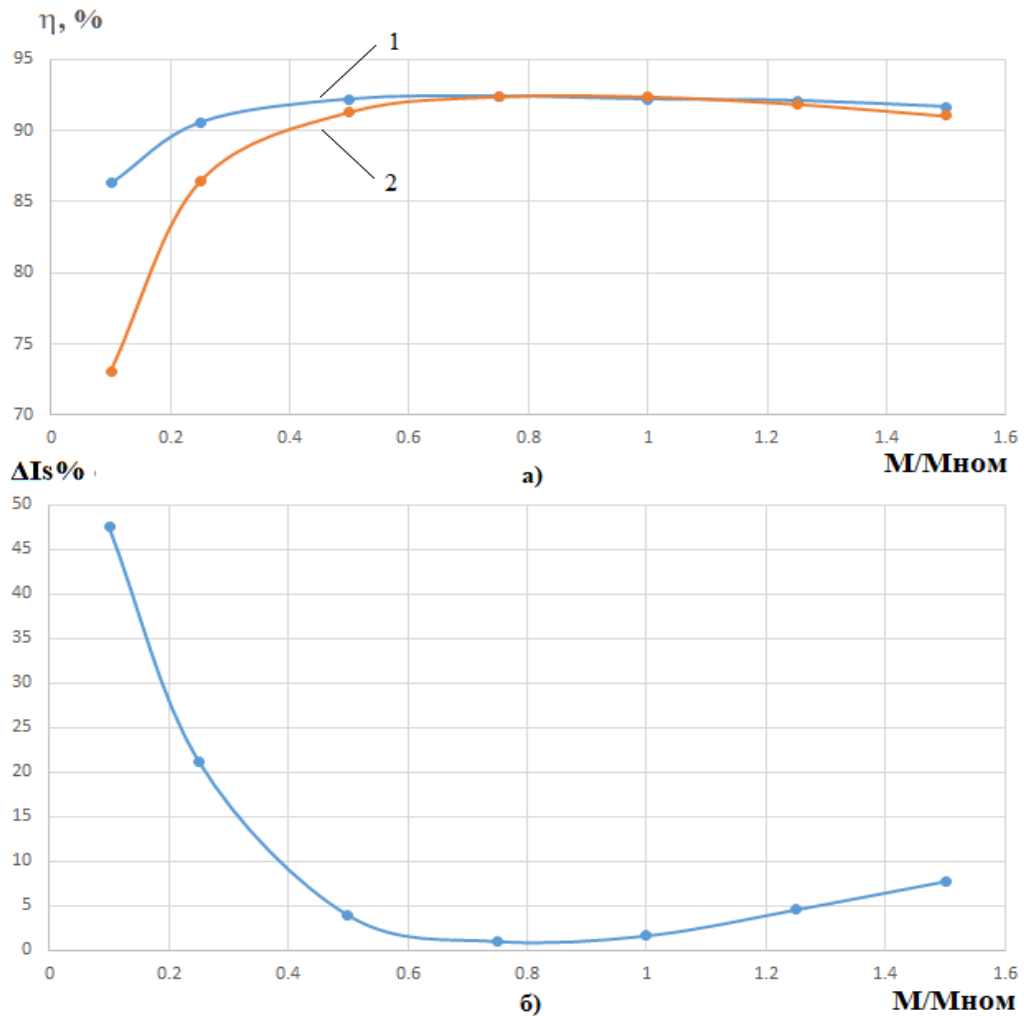


Рисунок 4.9. Зависимости к.п.д. и процентного снижения тока статора АД от момента  
 а) зависимость к.п.д. АД от момента: 1 – при энергоэффективном управлении; 2 – при обычном управлении; б) зависимость процентного снижения тока статора АД от момента

Во второй зоне регулирования при уменьшении потокосцепления энергосберегающий эффект зависит от скорости локомотива и глубины ослабления поля. В начале режима ослабления потока, когда АД вращается со скоростью немного выше номинальной и малых нагрузках ТЭП энергосберегающий эффект снижается незначительно и близок к эффекту при номинальной скорости и полном поле. При высоких скоростях локомотива и глубоком ослаблении поля энергосберегающий эффект существенно снижается, так как увеличиваются

механические потери в АД, а магнитный поток двигателя при высоких скоростях в режиме традиционного регулирования потокосцепления уже существенно уменьшен по отношению к его номинальному значению. Дальнейшее снижение потока может не только не дать ожидаемого эффекта, но и привести к недопустимому уменьшению критического момента АД.

#### 4.3 Проверка принципов энергоэффективного регулирования АД на лабораторном стенде

Предложенные принципы энергоэффективного прямого управления моментом АД и правильность методики расчета оптимальной по критерию минимума тока зависимости потокосцепления статора от задания момента были проверены на лабораторной установке, представленной на рисунке 4.10.

Установка оборудована преобразователем частоты ACS850 (позиция №3 на рисунке 4.10) фирмы АВВ с DTC с подключенным к нему асинхронным электродвигателем АО2-42-4У3 (позиция №2 на рисунке 4.10).



Рисунок 4.10. Лабораторная установка для испытаний разработанной системы управления

Также для проведения эксперимента к преобразователю частоты ACS850 подключен ПК с установленным специальным программным обеспечением DriveStudio v1.5, которое также разработано фирмой АВВ. Дополнительно к электродвигателю был подключен тахогенератор для отображения текущей частоты вращения и сравнения с показаниями модели системы управления, которые отображаются в среде DriveStudio.

Схема подключения частотного преобразователя к электродвигателю и персональному компьютеру представлена на рисунке 4.11.

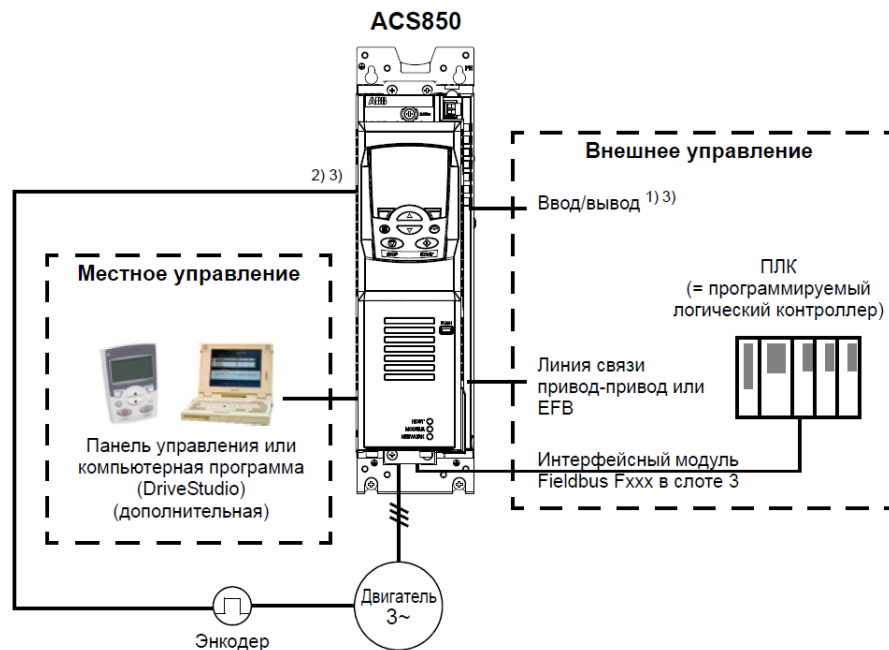


Рисунок 4.11. Структурная схема подключения преобразователя частоты ACS850 к электродвигателю и периферийным устройствам

Также на данной схеме отображена возможность подключения внешних устройств по различным интерфейсам, в частности программируемых логических контроллеров по интерфейсным и физическим каналам.

Частотный преобразователь ACS850 может работать как в режиме регулирования скорости, так и в режиме регулирования момента. В нашем случае выходной координатой является скорость электродвигателя, поскольку физически в лаборатории есть возможность снимать показания скорости вращения вала. И для сравнения реальных показаний датчика и значений, полученных от частотного преобразователя, был выбран режим регулирования скорости.

Номинальные параметры асинхронного двигателя АО2–42–4У3:

- Номинальная мощность  $M_{\text{ном}} = 2.8 \text{ кВт}$ ;
- КПД  $\eta = 87\%$ ;
- $\cos\varphi = 0.84\%$ ;
- номинальное скольжение  $S = 5.7\%$ .
- номинальный ток  $I = 6 \text{ А}$ ;
- номинальная частота вращения  $n = 1420 \text{ об/мин}$ ;
- номинальное действующее фазное напряжение  $U_{\text{н}} = 220 \text{ В}$ ;
- номинальная частота  $f_{\text{н}} = 50 \text{ Гц}$ .

Следует отметить, что ввиду того, что для проверки разработанных энергосберегающих алгоритмов системы управления асинхронным электроприводом было найдено решение с использованием программных средств прилагаемых комплектно к частотному преобразователю ACS850 фирмы АВВ, поэтому потребность в разработке специального программного обеспечения отсутствует.

Была проведена работа по исследованию разработанных алгоритмов управления на лабораторной установке. Подробно исследовался процесс определения оптимального задания потокосцепления статора. При этом контролировался ток статора, электромагнитный момент и потокосцепление АД.

Вид рабочего окна приложения DriveStudio 1.5 (далее DS 1.5) представлен на рисунке 4.12. В данном рабочем окне и в дальнейшем на остальных изображениях, полученных с помощью данного приложения, график желтого цвета – это потокосцепление статора АД, график зеленого цвета – момент, синего – ток статора.

Так как для поиска минимума тока статора нам необходимо регулировать потокосцепление статора, то, следовательно, нужно определить настроечный параметр в приложении DriveStudio v1.5, с помощью которого можно было бы осуществлять данное регулирование. И таким параметром является Flux\_ref (рисунок 4.13).

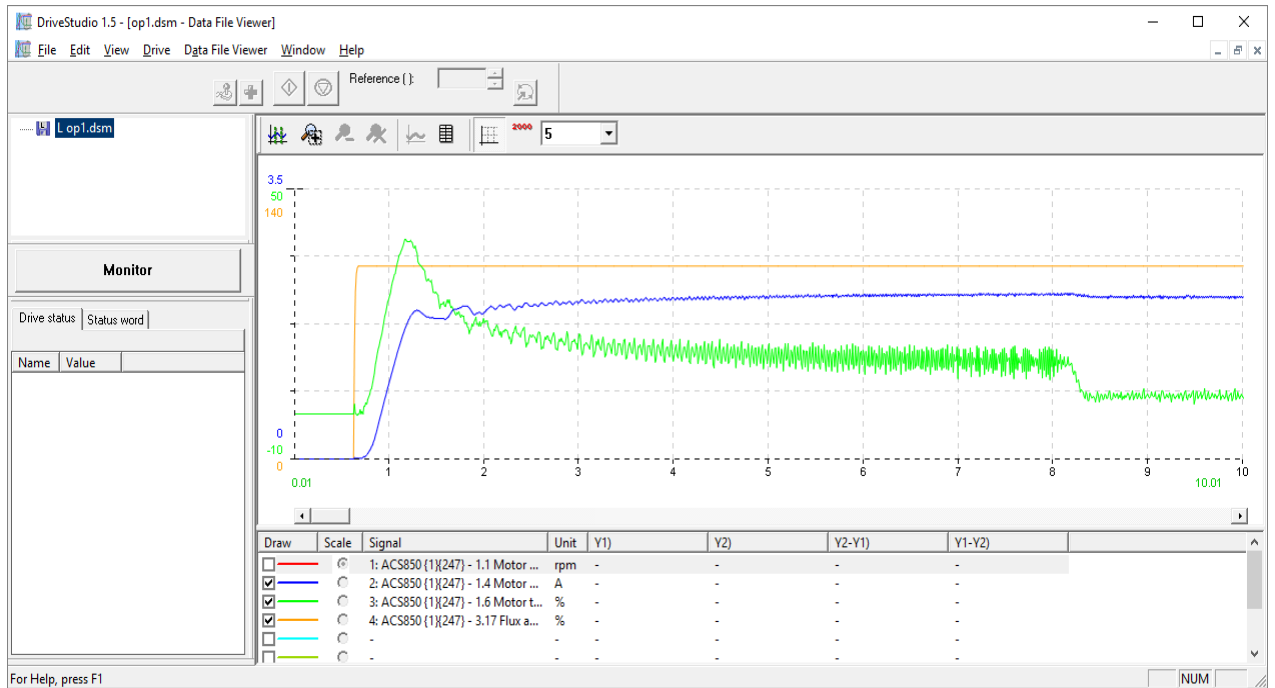


Рисунок 4.12 Общий вид рабочего окна приложения DriveStudio 1.5

Name	Value	Unit	Min	Max
17 PID mode	Direct		0	2
18 PID maximum	100.0		-32768.0	32768.0
19 PID minimum	-100.0		-32768.0	32768.0
22 Sleep mode	No		0	2
23 Sleep level	0.0		-32768.0	32768.0
24 Sleep delay	0.0	s	0.0	360.0
25 Wake up level	0.0		0.0	32768.0
26 Wake up delay	0.0	s	0.0	360.0
27 Sleep ena	C.False			
<b>30 Fault functions</b>				
<b>31 Motor therm prot</b>				
<b>32 Automatic reset</b>				
<b>33 Supervision</b>				
<b>34 User load curve</b>				
<b>35 Process variable</b>				
<b>36 Timed functions</b>				
<b>38 Flux ref</b>				
1 Flux ref	80	%	0	200
3 U/f curve func	Linear		0	2
4 U/f curve freq1	10	%	1	500
5 U/f curve freq2	30	%	1	500
6 U/f curve freq3	50	%	1	500
7 U/f curve freq4	70	%	1	500
8 U/f curve freq5	90	%	1	500
9 U/f curve volt1	20	%	0	200
10 U/f curve volt2	40	%	0	200
11 U/f curve volt3	60	%	0	200
12 U/f curve volt4	80	%	0	200
13 U/f curve volt5	100	%	0	200
16 Flux ref pointer		P.Flux ref		

Рисунок 4.13. Окно среды DriveStudio для настройки параметров системы управления преобразователя частоты ACS850



Для двигателя АО2–42-4У3, используемого на лабораторной установке, предварительно была снята характеристика намагничивания. Характеристика намагничивания получена на основе опыта холостого хода, при регулировании питающего напряжения двигателя индукционным регулятором.

Учитывая, что при холостом ходе у асинхронного двигателя ЭДС приблизительно равна напряжению на обмотках статора, можно определить величину потокосцепления, при этом зная частоту питающей сети:

$$U_s \approx E = 4.44 f_1 \cdot \psi_m; \quad (4.9)$$

Для построения характеристики намагничивания необходимо также получить ток намагничивания при определенной величине напряжения статора. Лабораторный стенд позволяет получить величина фазных токов статора, которые при опыте холостого приблизительно равны току намагничивания  $I_s \approx I_m$ .

В результате была получена характеристика намагничивания асинхронного двигателя АО2–42-4У3, которая представлена на рисунке 4.14.

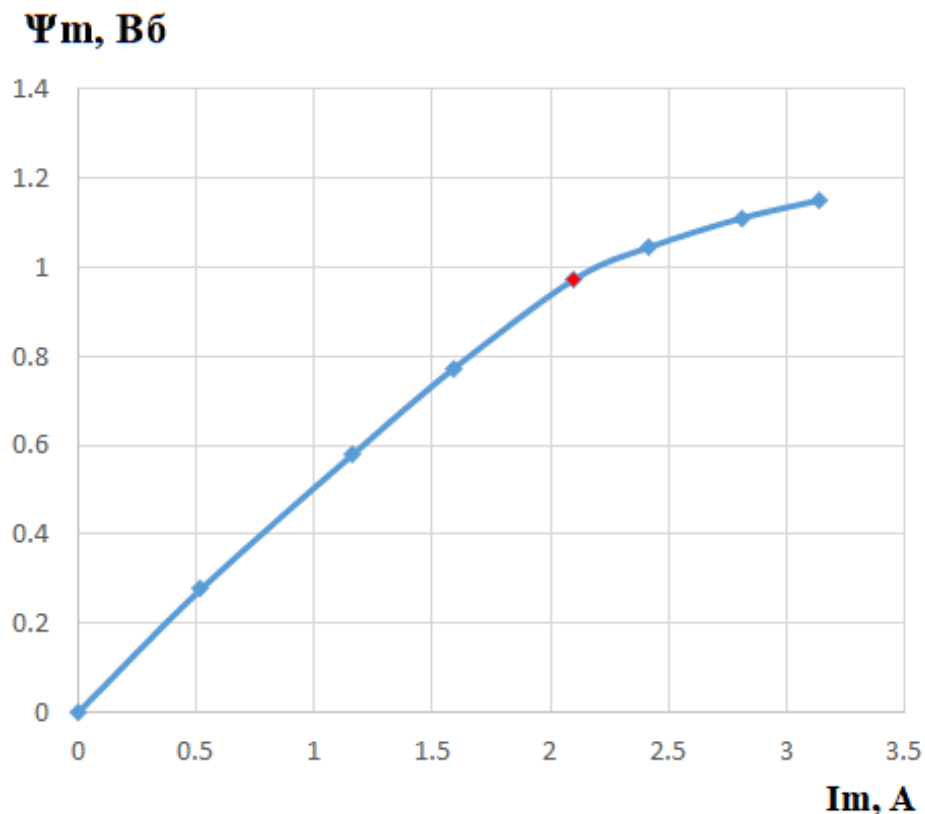


Рисунок 4.14 Характеристика намагничивания асинхронного двигателя АО2–42-4У3

Далее по методике, описанной в главе 2, раздел 2.2, был произведен расчет оптимальной энергоэффективной зависимости задания потокосцепления статора в зависимости от момента нагрузки. На рисунке 4.15 приведена энергоэффективная зависимость задания потокосцепления статора от момента в относительных единицах.

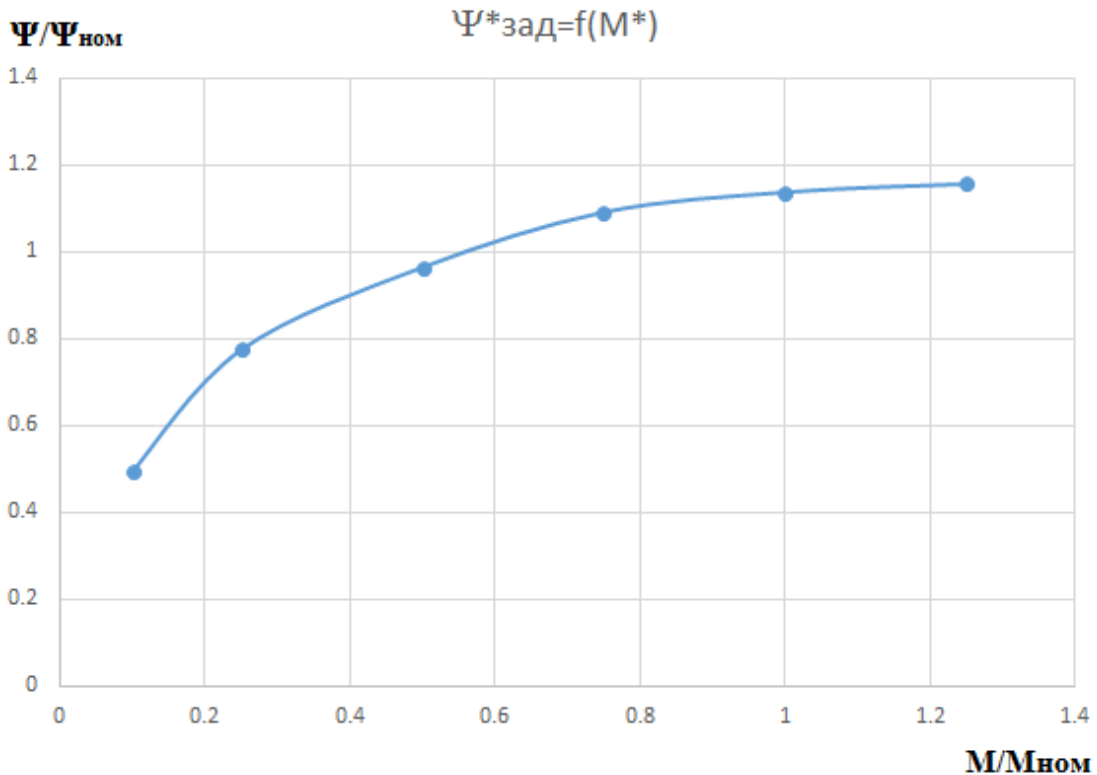


Рисунок 4.15 Энергоэффективная зависимость задания потокосцепления статора от момента асинхронного двигателя АО2–42-4У3

Для проверки разработанной методики расчета оптимальной зависимости задания потокосцепления статора от момента АД и энергоэффективного алгоритма в целом было проведено три опыта:

1. Запуск двигателя на частоту вращения вала равную 750 об/мин при моменте нагрузки равном 25% номинального значения;
2. Запуск двигателя на частоту вращения вала равную 750 об/мин при моменте нагрузки равном 50% номинального значения;
3. Запуск двигателя на частоту вращения вала равную 750 об/мин при моменте нагрузки равном 72% номинального значения.

Каждый опыт проводился в следующей последовательности:

- сначала производился пуск АД без нагрузки
- после выхода на установившийся режим производилось увеличение нагрузки до необходимого значения каждого опыта;
- после выхода на установившийся режим при заданном моменте нагрузки реализовывалось регулирование величины задания потокосцепления статора в относительных величинах от номинального потокосцепления.

Результаты опыта №1 представлены на рисунке 4.16, опыта № 2 на рисунке 4.17 и результаты опыта № 3 представлены на рисунке 4.18. На данных рисунках отражен временной интервал (ось абсцисс – время, с), на котором ток статора (синий график) при данной нагрузке имеет минимальное значение. При минимальном значении тока статора каждого опыта фиксировалась величина задания потокосцепления статора в относительных величинах. Овалом на рисунках 4.16 – 4.18 выделена зона минимального тока статора на протяжении времени всего опыта (опыты длились 3-4 минуты до нахождения минимума тока с одновременной фиксацией оптимального задания потокосцепления статора).

Для оценки сходимости полученных экспериментальных и аналитически рассчитанных данных на рисунке 4.19 указаны точки (красным цветом) полученных при эксперименте данных на фоне расчетной кривой оптимального потокосцепления, представленной на рисунке 4.15.

В первом опыте ( $M = 0,25 \cdot M_{\text{ном}}$ , рисунок 4.16) снижение тока статора достигло 10-11% относительно величины тока при номинальном задании потокосцепления статора. При этом задание потокосцепления статора было снижено до  $\Psi = 0,78 \cdot \Psi_{\text{ном}}$  (первая точка, рисунок 4.16)

Во втором опыте ( $M = 0,5 \cdot M_{\text{ном}}$ , рисунок 4.17) снижение тока статора достигло 1-2% относительно величины тока при номинальном задании потокосцепления статора. При этом задание потокосцепления статора было снижено до  $\Psi = 0,96 \cdot \Psi_{\text{ном}}$  (вторая точка, рисунок 4.17)

В третьем опыте ( $M = 0,72 \cdot M_{\text{ном}}$ , рисунок 4.18) снижение тока статора достигло 3-4% относительно величины тока при номинальном задании

потокосцепления статора. При этом задание потокосцепления статора было повышено до  $\Psi = 1,07 \cdot \Psi_{\text{ном}}$  (третья точка, рисунок 4.18).

При проведении всех опытов изменение задания потокосцепления статора производилось ступенчато. Это означает, что потокосцепление статора менялось только после достижения асинхронным двигателем установившегося режима при какой-либо нагрузке. Изменение задания потокосцепления статора производилось аналогично изменению напряжения в графоаналитической методике, описанной во второй главе, раздел 2.2. То есть изменялось вверх и вниз от номинального значения в целях поиска экстремума тока статора.

Меняя величину задания потокосцепления статора от большей к меньшей и наоборот, можно увидеть минимум тока статора в виде U-образной кривой, аналогичной кривой, представленной на рисунке 2.6 с явно выраженным минимумом тока при определенной величине момента нагрузки. Поскольку при проведении опыта изменение задания потокосцепления статора производилось ступенчато, после выхода двигателя на очередной установившейся режим, то U-образная кривая принимает ступенчатый характер и неудобна для сопоставления с рассчитанными в ходе определения оптимальной зависимости потокосцепления двигателя АО2–42-4У3 от момента аналитическими U-образными кривыми вида рисунка 2.6.

Значительно удобнее сопоставлять расчётные и экспериментальные точки оптимальной зависимости потокосцепления асинхронного электродвигателя АО2–42-4У3 от момента, что и выполнено на рисунке 4.19 в относительных единицах. Результаты эксперимента показали высокую сходимость расчетных и экспериментальных данных и тем самым подтвердили правильность аналитических положений и выбранных принципов построения энергоэффективной системы электропривода с прямым управлением моментом АД, оптимизированной по критерию минимума тока статора.

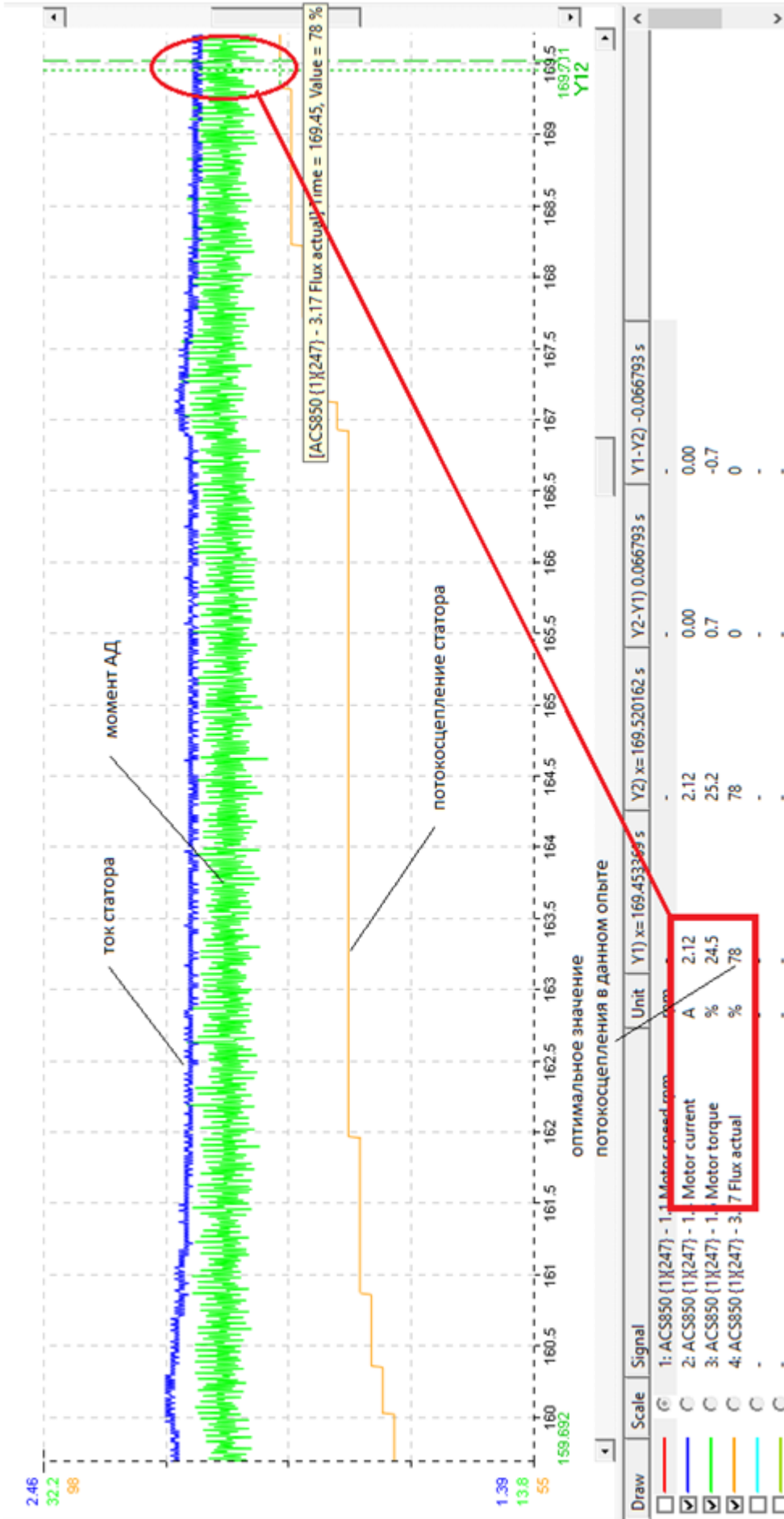


Рисунок 4.16 Область минимума тока статора и оптимального потокоосцепления при  $M_{нагр} = 0,25M_{ном}$

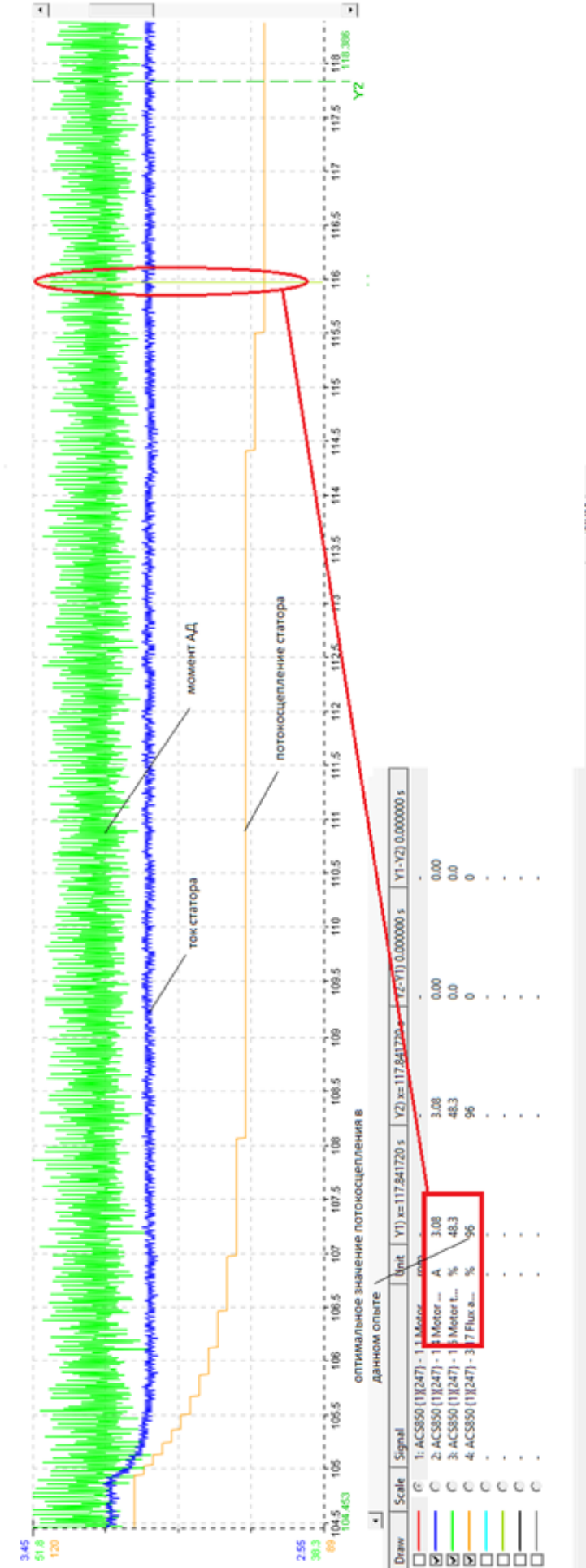


Рисунок 4.17 Область минимума тока статора и оптимального потокосцепления при  $M_{нагр} = 0,5M_{ном}$

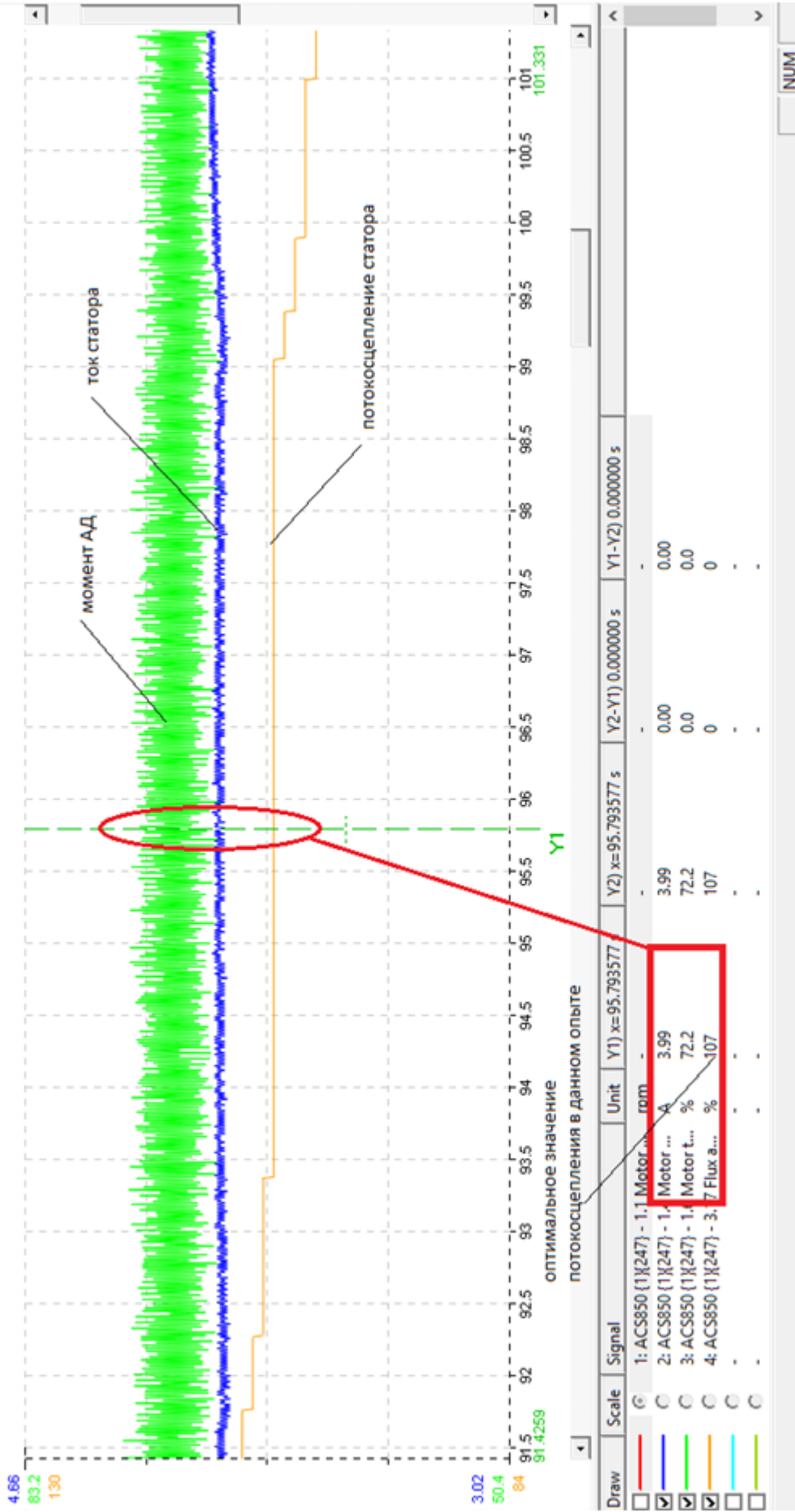


Рисунок 4.18 Область минимума тока статора и оптимального потокосцепления при  $M_{нагр} = 0,7M_{ном}$

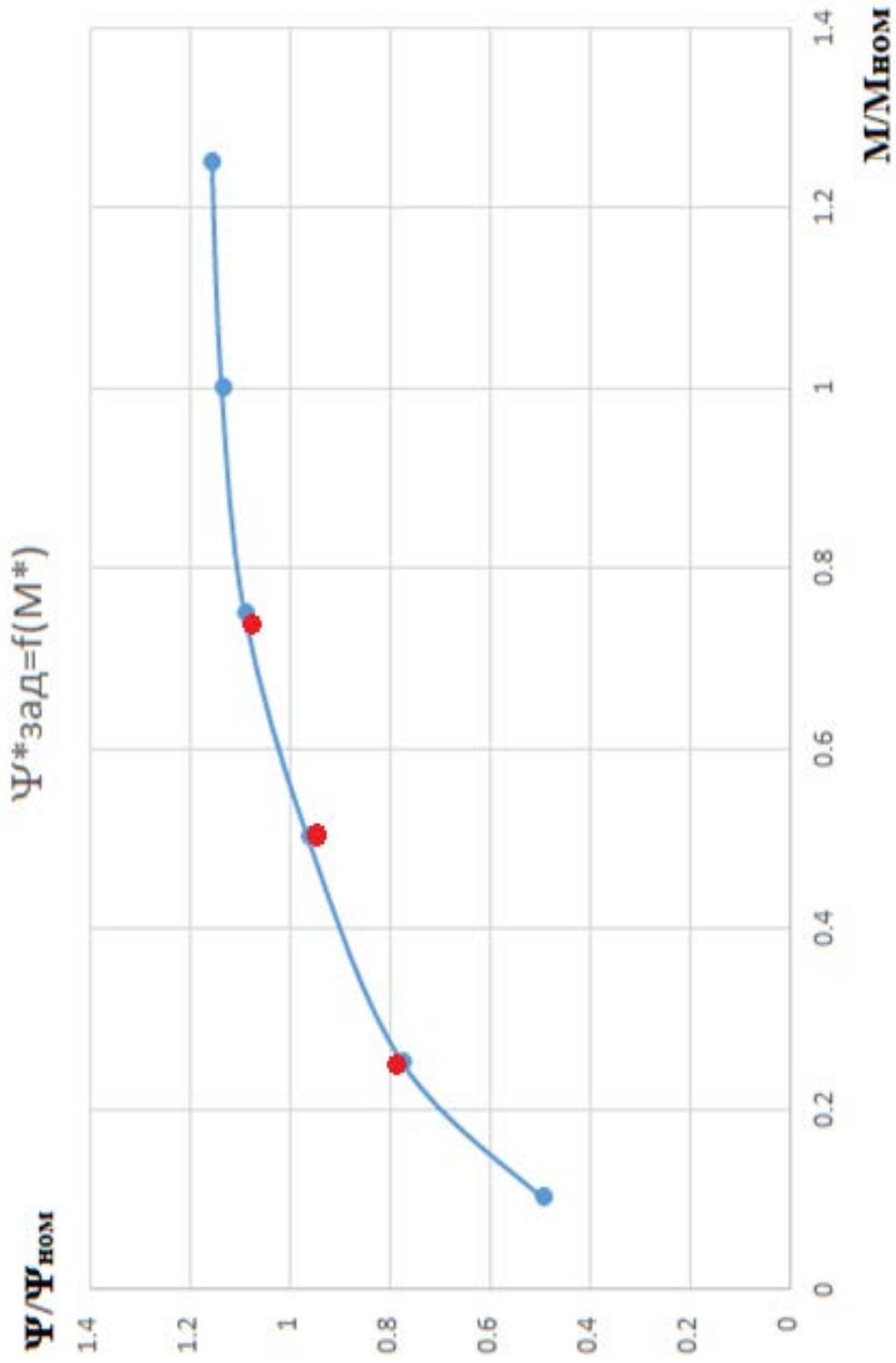


Рисунок 4.19 Расчётная зависимость задания потокоцепления статора от электромагнитного момента асинхронного двигателя АО2-42-4У3, совмещённая с экспериментальными данными



## Выводы

1. Разработаны компьютерные модели асинхронного тягового электропривода тепловозов с предложенной энергоэффективной системой управления и различной степенью детализации механической части.

2. Выполнено моделирование статических и динамических режимов тягового электропривода тепловозов. Полученные результаты подтвердили эффективность разработанного способа и алгоритмов управления: так в режимах малых нагрузок и скоростях двигателя, близких к номинальной скорости вращения, достигается снижение тока статора до 46 % от значения тока при том же режиме движения и отсутствии энергосберегающего управления (при данном проценте снижении тока нагрузка двигателя составляет  $0,1M_n$ ), к.п.д. двигателя возрастает при этом на 12%.

3. Правильность аналитических положений и выбранных принципов построения энергосберегающей системы электропривода с прямым управлением моментом была успешно подтверждена экспериментом на лабораторном стенде кафедры «Электронные радиоэлектронные и электротехнические системы». Снятые экспериментальные точки оптимальной зависимости задания потокосцепления статора от момента практически совпали со значениями, рассчитанными по графоаналитической методике.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Подводя итог проведенному исследованию, можно констатировать выполнение поставленной актуальной задачи по созданию энергоэффективной системы управления электроприводом с прямым управлением моментом асинхронных тяговых двигателей.

Основные результаты и выводы:

1. Разработана энергоэффективная система прямого управления моментом тягового электропривода с асинхронными двигателями, оптимизированная по критерию минимума тока статора.

2. Разработана методика расчета оптимальных значений задания потокосцепления статора по критерию минимума тока статора и угла между моментообразующими векторами в зависимости от задания момента АТД в системе прямого управления моментом.

3. Рассчитаны оптимальные зависимости задания потокосцепления статора и угла между моментообразующими векторами тока и потокосцепления статора от задания момента тягового электродвигателя тепловозов ТЭМ9Н и 2ТЭ25А для реализации энергоэффективного регулирования по критерию минимума тока статора в системе прямого управления моментом.

4. Получены аналитические выражения, аппроксимирующие оптимальные зависимости потокосцепления статора и угла между моментообразующими векторами тока и потокосцепления статора от момента двигателя для АТД тепловозов.

5. Разработаны алгоритмы функционирования блока логики переключений системы прямого управления моментом на энергоэффективный алгоритм формирования задания потокосцепления для тягового электропривода локомотивов с учётом контроля текущего режима и условий работы электропривода.

6. Разработана математическая и компьютерная модель энергоэффективной системы ТЭП локомотива с прямым управлением моментом

асинхронных электродвигателей, позволяющая исследовать как статические, так и динамические режимы работы ТЭП для оценки его функционирования в различных режимах движения локомотива и различных условиях сцепления.

7. При пониженных нагрузках электропривода энергосбережение в предложенной системе достигается за счёт снижения задания потокосцепления статора по рассчитанной оптимальной зависимости и соответствующего уменьшения реактивной составляющей тока статора асинхронного двигателя, а также магнитных и электрических потерь.

8. При повышенных нагрузках электропривода энергосбережение достигается за счёт повышения задания потокосцепления статора по рассчитанной оптимальной зависимости преимущественно за счёт уменьшения скольжения и снижения активной составляющей тока статора и электрических потерь; при этом повышение потокосцепления более чем на 20% нецелесообразно из-за роста насыщения магнитной цепи и тока намагничивания.

9. Наибольший энергосберегающий эффект в системе тягового электропривода тепловозов достигается при пониженных нагрузках и движении в диапазоне скоростей, соответствующих 0,8 – 1,2 номинальной скорости вращения АД: так при моменте нагрузки АД 0,1 от номинального значения ( $M=0,1M_n$ ) снижение тока статора составляет до 46% от значения тока при том же режиме движения и отсутствии энергоэффективного управления; к.п.д. повышается при энергоэффективном управлении в данном режиме на 12%.

10. Разработанные математические и компьютерные модели тягового электропривода локомотива с прямым управлением моментом асинхронных двигателей могут использоваться на стадии проектирования для отработки энергоэффективных алгоритмов управления.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Браславский, И.Я. Энергосберегающий асинхронный электропривод / И.Я. Браславский, З.Ш. Ишматов, В.Н. Поляков. - М.: Издательский центр «Академия». - 2004. - 256 с.
2. Козярук А.Е., Рудаков В.В. Системы прямого управления моментом в частотно-регулируемых электроприводах переменного тока/под ред. Народицкого А.Г.– СПб.: Санкт-Петербургская электротехническая компания, 2005.
3. Козярук А.Е., Рудаков В.В. Современное и перспективное алгоритмическое обеспечение частотно-регулируемых электроприводов. – СПб.: Санкт-Петербургская электротехническая компания, 2004.
4. Калачев Ю.Н. Векторное регулирование [Текст]: методическое пособие / Ю.Н. Калачев. – М.: ЭФО, 2013. – 63 с.
5. Ротанов Н.А., Курбасов А.С., Быков Ю.Г., Литовченко В.В. Электроподвижной состав с асинхронными тяговыми двигателями/ под ред. Н.А. Ротанова. - М.: Транспорт, 1991. - 336 с.
6. Виноградов, А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / А.Б. Виноградов.– ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И.Ленина».– Иваново, 2008.– 298 с.
7. Герман-Галкин, С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем. Matlab 6.0.- Санкт-Петербург: Корона принт, 2001.-320 с.
8. Герман-Галкин С.Г. «Matlab & Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК», Корона-Век, Санкт- Петербург, (2008).
9. Перельмутер, В.М. Прямое управление моментом и током двигателей переменного тока [Текст] / В.М. Перельмутер. – Харьков: Основа, 2004. – 210 с.
10. Ключев, В.И. Теория электропривода / В.И. Ключев. – М.: Энергоатомиздат, 2001.– 704 с.
11. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования. М.: Наука, 1966.

12. Копылов, И.П. Математическое моделирование электрических машин / И.П.Копылов.– М. : Высш. шк., 2001.– 328 с.
13. Москаленко, В.В. Электрический привод [Текст]: учеб. пособие для сред. проф. образования / В.В. Москаленко. – М.: Издательский центр «Академия», 2004. – 368 с.
14. Вольдек, А. И. Электрические машины [Текст]: учебник для студентов высш. техн. заведений / А. И. Вольдек. – Л.: Энергия, 1978. – 832 с.
15. Костенко, М.П. Работа многофазного асинхронного двигателя при переменном числе периодов // Электричество. – 1925. – № 2. – С. 85-95.
16. Костенко, М.П. Электрические машины. Специальная часть. - Л.: Госэнергоиздат, 1949. - 708 с.
17. Терехов, В.М. Системы управления электроприводов / В.М. Терехов, О.И. Осипов. Под. ред. В.М. Терехова.– М. : Издательский центр «Академия», 2005.– 304 с.
18. Онищенко, Г.Б. Электрический привод [Текст]: учебник для вузов / Г.Б. Онищенко. – М.: РАСХН, 2003. – 320 с.
19. Усольцев, А.А. Частотное управление асинхронными двигателями [Текст]: учебн. пособие / А.А. Усольцев. – СПб: СПбГУ ИТМО, 2006. – 94 с.
20. Черных, И.В. Моделирование электротехнических устройств в MATLAB, SimPowerSystems и Simulink [Текст] / И.В. Черных. – СПб.: ДМК Пресс, Питер, 2008. – 288 с.
21. Черных, И.В. Simulink: Инструмент моделирования динамических систем [Текст] / И.В. Черных. – М.: Диалог-МИФИ, 2003. – 252 с.
22. Даргау, В.А. Асинхронные электроприводы с векторным управлением / В.А. Даргау, В.В. Рудаков, И.М. Стляров, под. ред. В.В. Рудакова.– Л: Энергоатомиздат, 1987.– 136 с.
23. Даргау В.А., Павлов Ю.П., Рудаков В.В. и др. Теоретические основы построения частотных электроприводов с векторным управлением.// В кн.: Автоматизированный электропривод. М. Энергия. 1980. С. 93-101.

24. Башарин, А. В. Управление электроприводами / А.В. Башарин, В.А. Новиков, Г. Г. Соколовский. – Л.: Энергоиздат. – Ленингр. отд-е. – 1982. – 392 с.
25. Колпахчян П.Г. Адаптивное управление асинхронным тяговым приводом магистральных электровозов. – Ростов н/Д: Изд-во журн. «Изв. вузов. Сев. Кавк. регион, 2006. – 131 с.
26. Колпахчян, П.Г. Методология комплексного моделирования и способы управления асинхронным тяговым приводом магистральных электровозов / Колпахчян П.Г.: Автореф. дис. докт. техн. наук. – Новочеркасск, 2006 г.– 36 с.
27. Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием. - М.: Academia, 2006. - 265 с.
28. Осипов, О. И. Частотно-регулируемый асинхронный электропривод/ О. И. Осипов. – М.: издательство МЭИ. - 2004. – 80 с.
29. Ковчин, С.А. Теория электропривода / С.А. Ковчин, Ю.А. Сабинин. - СПб.: Энергоатомиздат. Спб отд. – 1994. - 496 с.
30. Справочник по автоматизированному электроприводу [Текст] / под. ред. В.А. Елисеева, А.В. Шинянского.- М.: Энергоатомиздат. - 1983.- 616 с.
31. Рудаков В.В., Столяров И.М., Дартау В.А. Асинхронные электроприводы с векторным управлением. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1987. – 136 с.
32. Шубенко В.А., Шрейнер Р.Т., Мищенко В.А. Оптимизация частотно-управляемого асинхронного электропривода по минимуму тока.// Электричество. 1970. № 9. С. 23-26.
33. Панкратов В.В. Векторное управление асинхронными электроприводами: Учеб. пособие. – Новосибирск: Изд-во НГТУ. - 1999. – 66 с.
34. Мищенко В.А. Системная оптимизация управления и конструкции мобильных электромеханических комплексов//Наука и технологии в промышленности. 2003/2004. № 3/1.
35. Мищенко В.А. Об оптимальном регулировании напряжения и частоты в системе частотного управления асинхронным электроприводом.//Труды научно-технической конференции. Вып.6. Барнаул. 1970. С. 69-71.

36. Мищенко В.А. Принципы конструирования, методы синтеза и оптимизации микропроцессорных электроприводов переменного тока с частотным и векторным управлением.//Сборник научных трудов МИФИ. Т1/ 2002. С.40-41.
37. Боровин Г.К., Мищенко В.А., Мищенко Н.И., Рутковский С.В. Математическое моделирование асинхронного электропривода с векторным управлением.// Институт Прикладной Математики им. М.В. Келдыша АН СССР. М. 1989. С.27.
38. Пантелеев А.В., Летова Т.А. Методы оптимизации в примерах и задачах. Москва. «Высшая школа», 2005.
39. Войнова, Т.В. Математическая модель для исследования трехфазного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором как объекта регулирования и для прямого процессорного управления / Т.В. Войнова // Электротехника. - 1998. - №6.- С.51-61.
40. Поздеев А.Д. Электромагнитные и электромеханические процессы в частотно-регулируемых приводах.//Чебоксары. ЧувГУ. 1998. С. 172.
41. Локтева И.Л., Онищенко Г.Б., Плотникова Т.В. и др. Принципы построения систем управления обобщенной машиной переменного тока.// В кн. Автоматизированный электропривод. М. Энергия. 1980. С.280-284.
42. Шрейнер Р.Т., Дмитренко Ю.А. Оптимальное частотное управление асинхронными электроприводами. Кишинев, Штиинца. 1982. С. 223.
43. Цветков П.Е. Разработка и исследование систем асинхронного электропривода с частотно-токовым управлением для насосных механизмов: Диссертация... дис. канд. техн. наук. - Липецк: ЛГТУ, 2014. - 163 с.
44. Мещеряков, В.Н. Оптимизация взаимного положения векторов тока статора и магнитного потока асинхронного двигателя при векторном управлении [Текст] / В.Н. Мещеряков, П.Н. Левин. // Москва. Известия вузов. Электромеханика. – 2006. – №1.
45. Федяева Г.А. Моделирование асинхронного тягового привода перспективного тепловоза с системой прямого управления моментом/ Мир транспорта, № 4, 2006, С. 10-15.

46. Мещеряков, В. Н. Система с оптимальным регулированием моментобразующих векторов асинхронного электропривода / В. Н. Мещеряков, П.Е. Цветков // Труды VII Международной (VIII Всероссийской) научно-технической конференции по автоматизированному электроприводу: ФГБОУ ВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина». – Иваново. – 2012. – С. 67-70.
47. Синюкова, Т.В. Обеспечение оптимальных режимов работы электропривода с применением поисковых алгоритмов / В.Н. Мещеряков, П.Н. Левин, Т.В. Синюкова // Материалы областной научно-практической конференции по проблемам технических наук, 24-25 октября 2013г. – Липецк, 2013. – С. 88-90.
48. Синюкова, Т.В. Обучение поискового алгоритма на базе нечеткой логики / П.Н. Левин, Т.В. Синюкова // Автоматизированный электропривод и автоматика: сборник докладов Всероссийской научно-практической конференции 1-4 июля 2014 г. – Липецк, 2014. – С. 44-47.
49. Мещеряков, В.Н. Асинхронный электропривод с поддержанием оптимального угла между моментобразующими векторами / В.Н. Мещеряков, П.Е. Цветков, Мещерякова О.В. // Вести высших учебных заведений Черноземья. – 2013. – №1. – С. 17-21.
50. Мещеряков, В. Н. Необходимость учета насыщения асинхронного электропривода при построении энергооптимальных систем управления / В. Н. Мещеряков, П.Е. Цветков // Энергосбережение, электромагнитная совместимость и качество в электрических системах: сборник статей III Международной научно-практической интернет конференции. – Пенза: Приволжский Дом знаний. – 2012. – С. 53-55.
51. Мещеряков, В.Н. Сравнительный анализ каналов управления потокосцеплением векторных систем / В.Н. Мещеряков, П.Е. Цветков // Приволжский научный вестник. – 2013. - №11. – С. 66-70.
52. Федяева, Г. А. Моделирование динамики электромеханической системы мостового крана/ Г.А. Федяева, Д.В. Кочевин, В.П. Лозбинев, Ф.Ю. Лозбинев



- // Вестник Брянского государственного технического университета. – № 1. – 2014. – С. 63-67.
53. Федяева Г.А., Тарасов А.Н., Ковалев Р.В., Смородова Т.В. Управление тягой и торможением гибридного маневрового тепловоза с асинхронными тяговыми двигателями// Вестник Брянского гос. техн. ун-та. – 2014. – № 3. – С. 87-91.
54. Федяева Г.А., Тарасов А.Н., Конохов Д.В., Бойко В.Н. Снижение динамической наруженности асинхронного тягового электропривода маневрового локомотива// Тезисы докладов X Международной научно-технической конференции «Подвижной состав XXI века: идеи, требования, проекты». – СПб: Изд-во ПГУПС, 2015. – С. 95-96.
55. Система энергоэффективного двухзонного регулирования скорости асинхронного двигателя с прямым управлением моментом: Пат. РФ на полезн. модель RU 159422// Федяева Г.А., Тарасов А.Н., Смородова Т.В., Конохов Д.В. //Официальный бюллетень Российского агентства по патентам и товарным знакам. Изобретения. Полезные модели.– Оpubл. 10.02.16, Бюл. № 4.
56. Система энергоэффективного двухзонного регулирования скорости асинхронного двигателя с прямым управлением моментом без датчика скорости: Пат. РФ на полезн. модель RU 159869// Федяева Г.А., Тарасов А.Н., Смородова Т.В., Конохов Д.В. //Официальный бюллетень Российского агентства по патентам и товарным знакам. Изобретения. Полезные модели.– Оpubл. 20.02.16, Бюл. № 4.
57. Система регулирования асинхронного тягового электропривода локомотива на пределе по сцеплению колес с рельсами. Патент РФ на полезную модель RU 161280/ Федяева Г.А., Тарасов А.Н., Смородова Т.В., Конохов Д.В.//Официальный бюллетень Российского агентства по патентам и товарным знакам. Изобретения. Полезные модели. Оpubл. 20.04.2016.- Бюл. № 11.
58. Система автоматизированного управления электроприводом передвижения с коррекцией поперечного смещения. Патент РФ на полезную модель RU 164799/ Федяева Г.А., Кочевин Д.В, Смородова Т.В., Конохов Д.В., Бойко

- В.Н.//Официальный бюллетень Российского агентства по патентам и товарным знакам. Изобретения. Полезные модели. Оpubл. 20.09.2016.- Бюл. № 26.
59. Способ энергоэффективного двухзонного регулирования скорости асинхронного двигателя в системе прямого управления моментом. Патент РФ на изобретение RU 2587162/ Федяева Г.А., Тарасов А.Н., Смородова Т.В., Конохов Д.В.// Официальный бюллетень Российского агентства по патентам и товарным знакам. Изобретения. Полезные модели. Оpubл. 20.06.2016.- бюл. № 17.
60. Способ энергоэффективного двухзонного регулирования скорости асинхронного электропривода с гибким ограничением мощности. Патент РФ на изобретение RU 2605458/ Федяева Г.А., Тарасов А.Н., Смородова Т.В., Конохов Д.В.// Официальный бюллетень Российского агентства по патентам и товарным знакам. Изобретения. Полезные модели. Оpubл. 20.12.2016.- бюл. № 35.
61. Способ автоматизированного управления электроприводом передвижения с коррекцией поперечного смещения. Патент РФ на изобретение RU 2605233/ Федяева Г.А., Смородова Т.В., Конохов Д.В., Кочевин Д.В., Бойко В.Н.// Официальный бюллетень Российского агентства по патентам и товарным знакам. Изобретения. Полезные модели. Оpubл. 20.12.2016.
62. Энергосберегающая система управления асинхронными тяговыми двигателями, подключенными параллельно к одному инвертору. Патент РФ на полезную модель RU163263/ Федяева Г.А., Тарасов А.Н., Смородова Т.В., Ковалев Р.В.// Официальный бюллетень Российского агентства по патентам и товарным знакам. Изобретения. Полезные модели. Оpubл. 10.07.2016. - бюл. № 19.
63. Способ управления асинхронными тяговыми двигателями, подключенными параллельно к одному инвертору: Пат. РФ на изобрет. RU 2428326/ Федяева Г.А., Федяев Н.А., Матюшков С.Ю., Роговцев Г.В.//Официальный бюллетень Российского агентства по патентам и товарным знакам. Изобретения. Полезные модели.— Оpubл. 10.09.11, Бюл. № 25.

64. Федяева Г.А., Тарасов А.Н., Конохов Д.В., Смородова Т.В. Энергосберегающие алгоритмы управления тяговым электроприводом гибридного маневрового тепловоза// Тезисы докладов VIII Международного симпозиума «Элтранс-2015». - С-Пб.: ПГУПС.- 2015.- С. 78.
65. Федяева Г.А., Тарасов А.Н., Конохов Д.В., Бойко В.Н. Снижение динамической наруженности асинхронного тягового электропривода маневрового локомотива// Тезисы докладов X Международной научно-технической конференции «Подвижной состав XXI века: идеи, требования, проекты». – С-Пб: Изд-во ПГУПС, 2015. – С. 95-96.
66. Федяева Г.А., Иньков Ю.М., Тарасов А.Н., Конохов Д.В. Совершенствование системы управления тягового электропривода гибридного маневрового тепловоза// Электроника и электрооборудование транспорта.- 2017. - № 1. - С. 30 - 36.
67. Конохов Д.В. Моделирование системы энергоэффективного двухзонного регулирования скорости асинхронного электропривода с прямым управлением моментом / Конохов Д.В., Федяева Г.А., Тарасов А.Н., Смородова Т.В // Вестник Брянского государственного технического университета – 2016.- №1(49).- С. 127-133.
68. Федяева Г.А. Частотно-токовая система релейно-векторного управления асинхронным электроприводом механизма передвижения мостового крана / Федяева Г.А., Смородова Т.В., Кочевин Д.В., Конохов Д.В., // Вестник Брянского государственного технического университета – 2015.- №4(48).- С. 91-99.
69. Конохов Д.В., Федяева Г.А. Моделирование системы энергоэффективного регулирования асинхронного электропривода с прямым управлением моментом // Тезисы докладов I Международной научно-практической конференции «САПР и моделирование в современной электронике». – Брянск: Изд-во БГТУ, 2017. – С. 203-207.
70. Takahashi, T. Noguchi. A new quick-response and high efficiency control strategy of an induction motor // IEEE Trans.Ind. Applications, Vol. 22. N.5. 1986. P. 820-827.

71. Blaschke F., Ripperger H., Steinkönig H. Regelung umrichter gespeister Asynchronmaschinen mit eingprägtem Ständerstrom. Siemens-Zeitschrift// 1968. Bd. 42, H.9. S/773-760.
72. Blaschke F. Das Prinzip der Feldorientierung die Grundlage für die TRANS-VECTOR-regelung von Asynchronmaschinen// Siemens- Zeitschrift/ 1971.Bd. 45. № 10. S. 757-760.
73. Blaschke F. Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Asynchronmaschine//Siemens-Forsch.-u.Entwicklungsber/1972.Bd. 1 № 1/72. S. 184-193.
74. Depenbrok M. "Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine", IEEE Trans. Power Electron. –1988. –3. – 420-429.
75. Ashinaga T., M. Mori, T. Mizuno, K.Nagayama, T.Kobayashi, T.Kubo, "High efficiency I.M. control method for EV", Proc. of IPEC '95, 3-7 April 1995, Yokohama(JAPAN), pp. 113-118;
76. Takagi, T. Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control [Text] / Takagi T., Sugeno M. // IEEE Trans. SystemsManCybernet. – 1985. – № 116.
77. Евстратов А.Э., Исследования вариантов дифференциального управления моментом применительно к асинхронному двигателю с короткозамкнутым ротором // Труды VI I Международной научно-практической конференции: "Инновации и технология и образования". — 2014.
78. Солодовников В.В., Техническая кибернетика / В.В. Солодовников – М.: Машиностроение, 1973. – 680 с.
79. Пугачев А.А. Минимизация мощности потерь в электроприводе со скалярной системой управления асинхронным двигателем / Пугачев А.А. // Вестник Череповецкого государственного технического университета – 2015.- №3.- С. 32-37.
80. Алексеев В.В. Анализ динамических режимов в частотно-регулируемом асинхронном электроприводе при различных структурах и алгоритмах управления / Алексеев В.В., Емельянов А.П., Козярук А.Е. // Электротехника – 2016.- №4.- С. 2-8.

81. Пугачев А.А. Минимизация мощности потерь в электроприводе со скалярной системой управления асинхронным двигателем / Пугачев А.А. // Вестник Череповецкого государственного технического университета – 2015.- №3.- С. 32-37.
82. Космодамианский А.С. Системы скалярного управления тяговым асинхронным двигателем / Космодамианский А.С., Воробьев В.И., Пугачев А.А. // Электротехника – 2016.- №9.- С. 44-50.
83. Гарганеев А.Г. Энергосберегающая модификация векторного управления асинхронного двигателя / Гарганеев А.Г., Яровой А.Т., Бабушкина Л.Ю., Каракулов А.С., Ланграф С.В., Расстригин А.А. // Известия Томского политехнического университета – 2005.- №7.- С. 130-134.
84. Синюкова Т.В. Системы частотного асинхронного электропривода с корректирующими элементами и прямым управлением моментом: Диссертация... дис. канд. техн. наук. – Санкт-Петербург: СПбГЭУ, 2015. - 166 с.
85. Абд Эль Вхаб Амр Рефки. Сравнительный анализ векторного управления и прямого управления моментом синхронного электродвигателя с постоянными магнитами / Абд Эль Вхаб Амр Рефки, Каракулов А.С., Дементьев Ю.Н., Кладиев С.Н. // Известия Томского политехнического университета – 2011.- №4.- С. 93-99.
86. Козярук А.Е. Методы и средства повышения энергоэффективности машин и технологий с асинхронными электроприводами / Козярук А.Е., Васильев Б.Ю. // Вестник ЮУрГУ – 2015.- №1.- С. 47-53.
87. Федяева Г.А., Иньков Ю.М., Конохов Д.В., Тарасов А.Н. Энергоэффективное двухзонное регулирование электропривода с прямым управлением моментом асинхронных двигателей// Электроника и электрооборудование транспорта.- 2018. - № 1. - С. 31 - 36.
88. Андрющенко А.А., Зарифьян А.А., Колпахчян П.Г. Оценка энергетической эффективности электровоза с асинхронным тяговым приводом методами компьютерного моделирования// Тезисы докладов III Научно-технического

- семинара «Компьютерное моделирования в железнодорожном транспорте: динамика, прочность, износ». – Брянск: Изд-во БГТУ, 2016. – С. 9-11.
89. Андриющенко А.А., Зарифьян А.А., Колпахчян П.Г. Повышение энергетической эффективности пассажирских электровозов с асинхронным тяговым приводом//Известия Петербургского университета путей сообщения. – 2015. - № 4. – С. 5-14.
90. Конохов Д.В., Федяева Г.А., Надточей А.Г. Моделирование энергоэффективной системы управления асинхронным тяговым электроприводом// Тезисы докладов IV Научно-технического семинара «Компьютерное моделирования в железнодорожном транспорте: динамика, прочность, износ». – Брянск: Изд-во БГТУ, 2018. – С. 48-51.
91. Боченков Б.М. Оптимизация электропривода переменного тока по векторному критерию качества / Б.М. Боченков, Ю.П. Филюшов / Электротехника. 2007. № 8, С.13-17.
92. Ротанов Н.А., Литовченко В.В. Электромагнитные процессы в системах с автономными инверторами с учетом конечных параметров и свойств источника питания// Тр. ЦНИИ МПС. -М.: Транспорт, 1976. - С. 56 - 61.
93. Михальченко Г.С., Федяева Г.А., Власов А.И. Моделирование переходных режимов в асинхронном тяговом приводе локомотивов// Вестник ВНИИЖТ. – 2003.- № 4. – С. 42-47.
94. Колпахчян П.Г. Адаптивное управление асинхронным тяговым приводом магистральных электровозов. – Ростов н/Д: Изд-во журн. «Изв. вузов. Сев. Кавк. регион, 2006. – 131 с.
95. Жуликов В.Н., Иньков Ю.М., Орехов А.В. Критерии сравнительной оценки преобразователей электрической энергии подвижного состава/ Вест. Восточноукр. нац. ун-та. Технические науки ч. 2. – Луганск: Изд-во ВНУ, 2003. - № 9(67).- С. 84-87.
96. Матюшков С.Ю. Снижение фрикционных автоколебаний в тяговой передаче грузового магистрального тепловоза при индивидуальном управлении

- асинхронными двигателями: Диссертация... дис. канд. техн. наук. – Брянск: БГТУ, 2012. – 137 с.
97. Ильинский Н.Ф. Электропривод. Энерго- и ресурсосбережение / Н.Ф. Ильинский, В.В. Москаленко - М.: Издательский центр «Академия». - 2008. - 203 с.
98. Ильинский, Н. Ф. Перспективы развития регулируемого электропривода / Н. Ф. Ильинский // Электричество. – 2003. – № 2 – С. 2-7.
99. Ильинский Н.Ф., Сарбатов Р. С. Безяев В. Г. Научно-технические аспекты проблемы повышения эффективности использования энергии в массовом электроприводе // Автоматизированный электропривод. — М.: Энергоатомиздат, 1986. — С. 11 —18.
100. Федяева, Г.А. Прогнозирование динамических процессов при нестационарных и аварийных режимах тягового электропривода с асинхронными двигателями / Федяева Г.А.: Автореф. дис. д-ра. техн. Наук.– М., 2008 г.– 39 с.
101. Федяева, Г.А. Управление тяговым электроприводом на пределе по сцеплению колес с рельсами и подавление фрикционных автоколебаний/ Г.А. Федяева, С.Ю. Матюшков, Г.В. Роговцев, А.Н. Тарасов// Вест. Восточноукр. нац. ун-та. Технические науки Т. 1. – Луганск: Изд-во ВНУ, 2011. - № 4.- С. 31-36.
102. Sicorski A., Korzeniewski M. Analisis of Flux and Torque Control Improvement of AC Motor Controlled by DTC Method. EPE-PEMC 2002.- Dubrovnik & Cavtat, 2002.
103. Trounce J.C., Round S.D., Duke R.M. Komparision by Simulation of Three-level Induction Motor Torque Control Schemes for Electric Vechicle Applications. Australasion Universities Power Engineering Conf., Darwin, Australia, 2004.- P. 249-254.
104. Casadei D., Serra G., Tani A. The use of matrix converters in direct torque control of induction mahines. IEEE Trans. IE-48.- № 6.- 2001.
105. Zalman M., Kuric I. Fuzzy-logic based state selector for DTFC jf induction machine. EPE-PEMC 2002, Dubrovnik & Cavtat, 2002.

## ПРИЛОЖЕНИЕ А

УТВЕРЖДАЮ

Проректор по научной работе БГТУ



В.М. Сканцев

2018 г.

## АКТ ВНЕДРЕНИЯ

результатов, полученных в диссертационной работе Конохова Дмитрия Владимировича на тему «Энергоэффективное прямое управление моментом асинхронных тяговых электродвигателей»

Настоящий акт подтверждает использование в учебном процессе магистратуры 13.04.02 «Электроэнергетика и электротехника» математических моделей и методики моделирования энергоэффективного прямого управления моментом асинхронных электродвигателей в системе тягового электропривода.

Данные разработки используются в преподаваемых дисциплинах «Моделирование динамики электромеханических систем» и «Мехатроника», а также в научно-исследовательской работе магистров.

Исполняющий обязанности  
заведующего кафедрой  
«Промышленная электроника  
и электротехника»

А.А. Пугачёв



## ПРИЛОЖЕНИЕ Б

**УТВЕРЖДАЮ**  
Технический директор АО «ЛТЗ»  
И.С. Сениченков  
22 мая 2018 г.



## АКТ ВНЕДРЕНИЯ

результатов, полученных в диссертационной работе  
Конохова Дмитрия Владимировича

Настоящий акт подтверждает внедрение математических моделей энергоэффективного асинхронного электропривода с прямым управлением моментом, а также расчётных зависимостей потокосцепления статора от нагрузки по критерию минимума тока статора для асинхронных тяговых двигателей тепловозов.

Данные разработки используются при проектировании энергосберегающего тягового электропривода перспективных гибридных маневрово-вывозных тепловозов с асинхронными двигателями.

Зам. главного конструктора



В.С. Говоров

## ПРИЛОЖЕНИЕ В

## Параметры асинхронного тягового двигателя АД917УХЛ1

№ п/п	Параметр	Величина
1.	Мощность номинальная, кВт	470
2.	Напряжение линейное номинальное, В	710
3.	Ток фазный номинальный, А	485
4.	Частота тока номинальная, Гц	21,9
5.	Частота вращения ротора номинальная, об/мин	425
6.	Частота вращения ротора максимальная, об/мин	2200
7.	Момент на валу номинальный, Нм	10500
8.	КПД, %	92,5
9.	Коэффициент мощности, д.е.	0,85
10.	Момент инерции ротора, кг·м <sup>2</sup>	23,2
11.	Момент инерции статора с подшипниковыми щитами относительно оси вращения ротора, кг·м <sup>2</sup>	170,9

## Параметры Т - образной схемы замещения асинхронного тягового двигателя АД917УХЛ1 (при температуре 20°С)

№ п/п	Параметр	Величина
1.	Активное сопротивление фазы обмотки статора $R_1$ , Ом	0,022
2.	Приведенное активное сопротивление фазы обмотки ротора $R'_2$ , Ом	0.015
3.	Индуктивность рассеяния обмотки статора, мГн	0,637
4.	Приведенная индуктивность рассеяния обмотки ротора, мГн	0,582

Характеристика главной индуктивности АД  $L = f(I_m)$ 

$L_m$ , Гн	0.00765	0.01014	0,013	0,0134	0.0147	0.01781	0,0204	0,0215	0,0216	0,0217
$I_m$ , А	450	320	226	217	190	140	101	63	47	41