

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

На правах рукописи



Чуприна Николай Валентинович

СИСТЕМА ПРЯМОГО УПРАВЛЕНИЯ МОМЕНТОМ ТЯГОВОГО
СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ ЛОКОМОТИВА С МИНИМИЗАЦИЕЙ ТОКА
ОБМОТКИ СТАТОРА

2.4.2. Электротехнические комплексы и системы

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
Доктор технических наук, доцент
Пугачев Александр Анатольевич

Брянск – 2024

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
1. АНАЛИЗ СОВРЕМЕННЫХ И ПЕРСПЕКТИВНЫХ ТЯГОВЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО ТРАНСПОРТА.....	10
1.1. Основные направления развития тягового электропривода железнодорожного транспорта.....	10
1.2. Анализ тяговых электроприводов, применяемых на железнодорожном транспорте.....	13
1.3. Опыт практического использования синхронных двигателей для тяговых электроприводов на транспорте.....	18
1.4. Анализ теоретических исследований и практических разработок в области систем управления электроприводов переменного тока	29
Выводы по разделу 1.....	33
2. РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ, ОПИСЫВАЮЩИХ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЭНЕРГИИ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИНАХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА	34
2.1. Общие положения теории преобразования энергии в электрических машинах переменного тока.....	34
2.2. Разработка математических моделей, описывающих преобразование энергии в синхронных двигателях	51
2.3. Разработка математической модели, описывающей преобразование энергии в асинхронном двигателе	65
2.4. Влияние температуры на параметры эквивалентных схем замещения двигателей переменного тока.....	70
Выводы по разделу 2.....	72
3. СИСТЕМЫ ПРЯМОГО УПРАВЛЕНИЯ МОМЕНТОМ ДВИГАТЕЛЯМИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА	74
3.1. Общие положения прямого управления моментом двигателей переменного тока.....	74

3.2. Особенности реализации системы прямого управления моментом в зависимости от способа коммутации автономного инвертора напряжения.....	82
3.3. Энергетические характеристики электропривода с системой прямого управления моментом синхронного двигателя с постоянными магнитами	94
3.4. Энергетические характеристики электропривода с системой прямого управления моментом асинхронного двигателя	114
Выводы по разделу 3.....	119
4. ФОРМИРОВАНИЕ ЗАДАНИЯ НА ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЕ СТАТОРА СИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ, ОБЕСПЕЧИВАЮЩЕГО МИНИМУМ ТОКА ОБМОТКИ СТАТОРА.....	122
4.1. Вывод аналитической зависимости задания на потокосцепление статора от параметров эквивалентной схемы замещения	122
4.2. Формирование задания на потокосцепление статора с поиском минимума тока обмотки статора.....	127
4.3. Результаты моделирования электропривода с синтезированными системами управления	130
Выводы по разделу 4.....	147
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	149
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	152
ПРИЛОЖЕНИЕ А. Патент на полезную модель № 210195	171
ПРИЛОЖЕНИЕ Б. Акты о внедрении результатов кандидатской диссертации..	172

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования.

Одной из основных задач энергетической стратегии развития ОАО «РЖД» является значительное снижение удельного расхода топливно-энергетических ресурсов. В качестве основного средства решения этой задачи выступает разработка энергетически эффективных тяговых электроприводов, применение которых позволяет не только реализовать требуемые тяговые характеристики, но и обеспечить высокую эффективность преобразования энергии в широком диапазоне изменения нагрузок и скоростей. Наиболее перспективным вариантом в данном направлении является применение синхронных двигателей с постоянными магнитами, которые позволяют развивать более высокие моменты, чем асинхронные двигатели, при схожих массогабаритных показателях, что является бесспорным преимуществом при их использовании в качестве тяговых двигателей. Первые примеры такого использования синхронных двигателей на железнодорожном транспорте показали их высокую эффективность. Особенности синхронных двигателей с постоянными магнитами таковы, что для их корректной работы необходимо применение полупроводникового преобразователя частоты, силовая часть которого, в общем случае, идентична силовой части электропривода с асинхронными двигателями, что позволяет использовать аналогичные технические решения, причем это касается не только силового канала, но и системы управления, т.к. конструкции статоров асинхронных и синхронных машин одинаковы. Наличие постоянных магнитов на роторе, создающих магнитный поток, вместо обмотки ротора обуславливает гораздо более высокий потенциал энергосбережения в широком диапазоне изменения частоты вращения и момента сопротивления за счет регулирования потокосцепления статора.

Основой для повышения эффективности преобразования энергии является правильный выбор значения потокосцепления статора, которое обеспечит выполнение требуемых показателей качества системы управления с минимально возможными потерями для данного режима работы.

Вышеизложенное обеспечивает актуальность выбранной темы диссертации и проведенных теоретических исследований.

Степень разработанности темы исследования.

В своей работе автор опирался на труды ученых в области электроприводов переменного тока – В. И. Аносова, А. С. Анучина, В. Я. Беспалова, И. Я. Браславского, А. Б. Виноградова, С. В. Власьевского, А. Н. Горожанкина, М. А. Григорьева, А. М. Евстафьева, А. А. Зарифьяна, А. В. Захарова, Ю. М. Инькова, В. И. Ключева, А. Е. Козярука, П. Г. Колпахчяна, И. П. Копылова, А. С. Космодамианского, М. П. Костенко, В. А. Кучумова, В. В. Литовченко, В. Н. Мещерякова, В. А. Мищенко, Г. Б. Онищенко, П. Ю. Петрова, А. А. Пугачева, Н. А. Ротанова, В. В. Рудакова, А. Н. Савоськина, Г. А. Федяевой, Р. Т. Шрейнера, F. Blaschke, I. Boldea, C. Cavallaro, M. Depenbrock, J. Holtz, Y. Inoue, K. Kondo, W. Leonard, E. Levi, T. A. Lipo, K. Matsuoka, S. Morimoto, D. W. Novotny, M. Sanada, R. Schönfeld, I. Takahashi, J. Wang, и других ученых.

Целью диссертационного исследования является разработка и исследование системы прямого управления моментом, которая обеспечивает минимум тока обмотки статора синхронных двигателей с постоянными магнитами с различными типами магнитной системы ротора.

Достижение указанной цели определило следующие основные **задачи диссертации**:

- анализ технических характеристик, схемных и конструктивных решений тяговых электроприводов железнодорожного транспорта;
- разработка математической модели синхронного двигателя с постоянными магнитами, позволяющей оценивать эффективность преобразования энергии в широком диапазоне изменения нагрузки и частоты вращения ротора;
- разработка математической модели системы прямого управления моментом для электроприводов переменного тока;
- исследование энергетических характеристик электроприводов, имеющих систему прямого управления моментом синхронного двигателя с постоянными магнитами;

- разработка лабораторного стенда и проведение экспериментальных исследований, подтверждающих адекватность разработанных математических моделей;

- вывод аналитических зависимостей задания на потокосцепление статора синхронных двигателей с постоянными магнитами, обеспечивающих минимум тока обмотки статора;

- разработка структурной схемы, алгоритмов работы и математического описания системы поиска минимума тока обмотки статора в составе системы прямого управления моментом синхронного двигателя с постоянными магнитами.

Объект исследования – тяговый электропривод локомотива с системой прямого управления моментом синхронного двигателя с постоянными магнитами.

Предмет исследования – энергетические характеристики тягового электропривода с системой прямого управления моментом синхронного двигателя с постоянными магнитами.

Научная новизна заключается в следующем:

- разработана математическая модель синхронного двигателя с постоянными магнитами в системе координат $d-q$ с учетом потерь мощности в магнитопроводе статора и постоянных магнитах, насыщения магнитопровода статора, температур обмотки и магнитопровода статора и постоянных магнитов;

- показано, что регулирование потокосцепления статора влияет на величину тока обмотки статора синхронных двигателей с постоянными магнитами, причем это влияние в наибольшей степени проявляется для двигателей, имеющих магнитную несимметрию;

- получены аналитические зависимости задания на потокосцепление статора от параметров эквивалентной схемы замещения синхронных двигателей с постоянными магнитами с различными типами магнитной системы ротора и их момента сопротивления, обеспечивающие минимум тока обмотки статора.

- разработаны структурная схема, алгоритмы работы и математическое описание систем прямого управления моментом синхронными двигателями с постоянными магнитами с поиском минимума тока обмотки статора.

Теоретическая и практическая значимость работы:

- предложено расположение обмоток в системе координат $d-q$ синхронных двигателей с различными типами магнитной системы ротора, составлены эквивалентные схемы замещения, синтезированы дифференциальные уравнения синхронного двигателя с постоянными магнитами с учетом потерь мощности в магнитопроводе статора и постоянных магнитах, насыщения магнитопровода статора, температур обмотки и магнитопровода статора и постоянных магнитов, позволяющие оценивать эффективность преобразования энергии в широком диапазоне изменения нагрузки и частоты вращения ротора;
- разработаны математические модели системы прямого управления моментом для электроприводов с асинхронным двигателем и синхронным двигателем с постоянными магнитами;
- разработан лабораторный стенд, позволяющий исследовать энергетические и механические характеристики электропривода с системой прямого управления моментом асинхронного двигателя;
- проведены исследования энергетических характеристик электроприводов с системой прямого управления моментом синхронных двигателей с постоянными магнитами, которые показали, что регулирование потокосцепления статора влияет на величину тока обмотки статора синхронных двигателей с постоянными магнитами, причем это влияние в наибольшей степени проявляется для двигателей с магнитной несимметрией;
- получены аналитические зависимости задания на потокосцепление статора синхронных двигателей с постоянными магнитами от параметров эквивалентной схемы замещения и нагрузки, разработана математическая модель системы поиска минимума тока обмотки статора, применение которых позволяет реализовывать механические характеристики с минимально возможным током обмотки статора при текущем режиме работы без ухудшения показателей качества регулирования.

Методология и методы исследования.

Для достижения цели исследования и реализации поставленных задач использовались современные методы научного исследования, которые базируются

на теоретической электротехнике, теории электропривода, теории электрических машин, теории автоматического управления, компьютерного и физического моделирования.

Положения, выносимые на защиту:

– математическая модель синхронного двигателя с постоянными магнитами в системе координат $d-q$ с учетом потерь мощности в магнитопроводе статора и постоянных магнитах, насыщения магнитопровода статора, температуры обмотки статора и постоянных магнитов;

– структурные схемы и математическое описание трех вариантов системы прямого управления моментом синхронного двигателя с постоянными магнитами: с двумя контурами регулирования потокосцепления статора и момента с таблицей переключений вектора напряжения; с одним контуром регулирования момента с пространственно-векторной модуляцией напряжения обмотки статора; с двумя контурами регулирования потокосцепления статора и момента с пространственно-векторной модуляцией напряжения обмотки статора;

– результаты исследований энергетических характеристик электропривода с системой прямого управления моментом синхронных двигателей с постоянными магнитами;

– аналитические зависимости задания на потокосцепление статора от параметров эквивалентной схемы замещения синхронных двигателей с постоянными магнитами с различными типами магнитной системы ротора и их момента сопротивления, обеспечивающие минимум тока обмотки статора.

– структурная схема, алгоритмы работы и математическое описание системы прямого управления моментом синхронного двигателя с постоянными магнитами с поиском минимума тока обмотки статора;

Достоверность результатов проведенных исследований обеспечивается обоснованностью используемых теоретических зависимостей и принятых допущений при анализе электромагнитных и электромеханических процессов, применением известных математических методов; подтверждается согласованием результатов теоретических исследований с экспериментальными данными.

Апробация результатов.

Результаты, представленные в диссертации, обсуждались и получили одобрение на VI – VIII Международных научно-практических конференциях «Новые горизонты», Брянск, 2019 г., 2020 г., 2021 г.; III – V Международных научно-практических конференциях «САПР и моделирование в современной электронике», Брянск. 2019 г., 2020 г., 2021 г.; XIII Всероссийской научно-технической конференции «Энергетика: состояние, проблемы, перспективы», Оренбург, 2022 г.; – на заседаниях кафедры «Электронные, радиоэлектронные и электротехнические системы» ФГБОУ ВО «БГТУ» 2021 г., 2022 г., 2023 г., 2024 г.

1. АНАЛИЗ СОВРЕМЕННЫХ И ПЕРСПЕКТИВНЫХ ТЯГОВЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО ТРАНСПОРТА

1.1. Основные направления развития тягового электропривода железнодорожного транспорта

Совершенствование работы тяговых электроприводов и улучшение их энергетических и тяговых характеристик в настоящее время происходит по двум основным направлениям: уменьшение потерь мощности в силовом канале электропривода (полупроводниковые преобразователи электроэнергии, двигатели) и использование (накопление) энергии торможения.

Первое направление связано с применением более энергетически эффективных алгоритмов и систем управления как двигателей, так и полупроводниковых преобразователей электроэнергии [17, 67, 69] или с улучшением характеристик используемых компонентов силового канала.

В большинстве существующих систем управления тягового электропривода основной принцип заключен в наиболее полном использовании магнитного потока двигателя на каждой позиции контроллера машиниста при текущих условиях работы [61]. При этом наблюдается приближение к пределу возможных вариантов оптимизации работы тяговых электроприводов с асинхронными двигателями, не говоря уже о двигателях постоянного тока [5, 11, 12].

Достижение цели улучшения характеристик полупроводниковых преобразователей электроэнергии (в электроприводах переменного тока в основном это преобразователи частоты) возможно за счет применения новых схем силовой части преобразователя – переход к многоуровневым автономным инверторам напряжения [33, 58] или к преобразователям частоты матричного типа [40, 56, 94]; применением более совершенной компонентной базы электроники; применением новых типов двигателей. Преобразователи частоты с многоуровневыми автономными инверторами напряжения позволяют получить меньшие значения коэффициента гармонического искажения тока, что уменьшает

потери мощности в двигателях, они обладают большим диапазоном регулирования напряжения; в настоящее время их широко используют в высоковольтных электроприводах. Преобразователи частоты матричного типа (в том числе преобразующие однофазное напряжение в трехфазное) также обладают высокими значениями КПД и, кроме того, позволяют обеспечить рекуперацию энергии торможения [94].

Дальнейшее уменьшение потерь мощности и массогабаритных показателей преобразователей частоты возможно за счет применения иных материалов в самой компонентной базе [57]. Например, согласно результатам работы [98], применение гибридных силовых модулей, у которых диод выполнен на основе карбида кремния (SiC), а IGBT-транзистор на основе кремния (Si), позволило снизить массу преобразователей частоты на 60%. Также исследования показали, что такие модули дают возможность снизить потери мощности в автономном инверторе напряжения на 35% [121], при этом массогабаритные показатели преобразователей частоты уменьшаются на 40% в сравнении с преобразователями, имеющими силовые модули на основе Si [98]. Компания Mitsubishi Electric Corporation выпустила преобразователи частоты с силовыми модулями, которые полностью выполнены на основе SiC (в модулях применены MOSFET-транзисторы), для электропоездов с тяговыми двигателями мощностью 190 кВт, эксплуатируемых метрополитеном Японии, и для электропоездов с мощностью двигателей 305 кВт, используемых на скоростных железнодорожных магистралях Японии [121]. Суммарное потребление энергии у таких преобразователей частоты снижено на 30% во всех режимах работы тягового электропривода, а потери мощности при переключении уменьшены на 55%. В результате массогабаритные показатели этих модулей уменьшены на 30% в сравнении с гибридными силовыми модулями [121].

Широкие возможности открываются при анализе вариантов применения новых типов тяговых двигателей по отношению к общепринятым и исторически себя зарекомендовавшим двигателям постоянного тока и асинхронным двигателям. В первую очередь это касается использования синхронных двигателей, которые в большинстве случаев имеют одинаковую конструкцию статора с асинхронными

двигателями, но обладают лучшими энергетическими и массогабаритными показателями. Для примера в таблице 1.1 приведены данные номинальных режимов работы для синхронного двигателя с постоянными магнитами и асинхронного двигателя с одной и той же геометрией и размерами статора [109].

Таблица 1.1 – Сравнительная характеристика синхронного двигателя с постоянными магнитами и асинхронного двигателя

Параметр	Синхронный двигатель с постоянными магнитами	Асинхронный двигатель
Мощность, кВт	200,0	200,0
Напряжение, В	1100,0	1100,0
Ток, А	148,0	130,0
Частота вращения, об/мин	2550,0	2535,0
КПД, %	97,0	92,0
Масса, кг	570,0	595,0

Второе направление связано с применением четырехквadrантных преобразователей частоты [38, 44, 51] на неавтономном подвижном составе или с использованием накопителей энергии [14, 52, 70]. Эти решения позволяют повысить энергетическую эффективность работы тягового электропривода за счет использования энергии торможения, которая в этом случае или возвращается в сеть (при наличии такой возможности), или запасается в накопителях, в качестве которых могут быть применены суперконденсаторы или аккумуляторы. Данное направление не влияет на качество решения тяговой задачи электроприводом и не зависит от типа используемого двигателя, а определяется видом преобразователя частоты и его системой управления.

Проведенный анализ текущего состояния и перспектив развития тягового электропривода показал, что наибольший интерес с точки зрения качества реализации основных задач по регулированию выходных координат и эффективности преобразования энергии представляет разработка и исследование электроприводов с синхронными двигателями.

1.2. Анализ тяговых электроприводов, применяемых на железнодорожном транспорте

В электроприводах железнодорожного транспорта используют тяговые двигатели как постоянного, так и переменного тока. На рисунке 1.1 представлены уже используемые и перспективные двигатели для тягового электропривода железнодорожного транспорта.

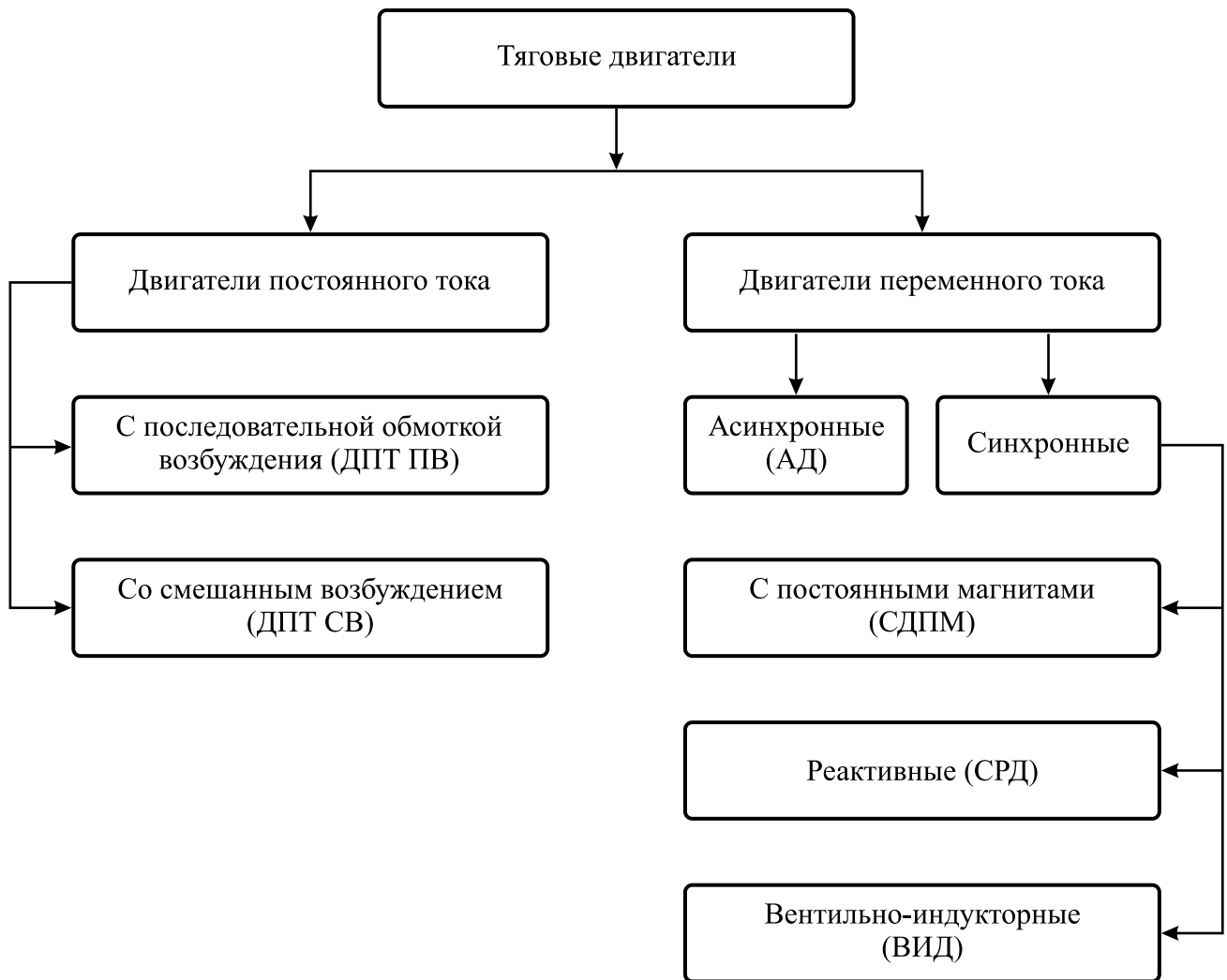


Рисунок 1.1 – Используемые и перспективные двигатели для тягового электропривода железнодорожного транспорта

Анализ тяговых характеристик электровозов с тяговыми двигателями постоянного тока и с асинхронными тяговыми двигателями выполнен в работе [42].

Результаты анализа представлены на рисунке 1.2. Зависимости 1-5 получены для электровоза с тяговыми двигателями постоянного тока НБ514Е; зависимости 6-8 – для электровоза с асинхронными тяговыми двигателями 1ТВ2822. Зависимости 1-3, 6 – характеристики постоянства силы тяги, зависимости 4, 5, 8 – постоянства мощности; зависимость 7 – характеристика усиленного режима.

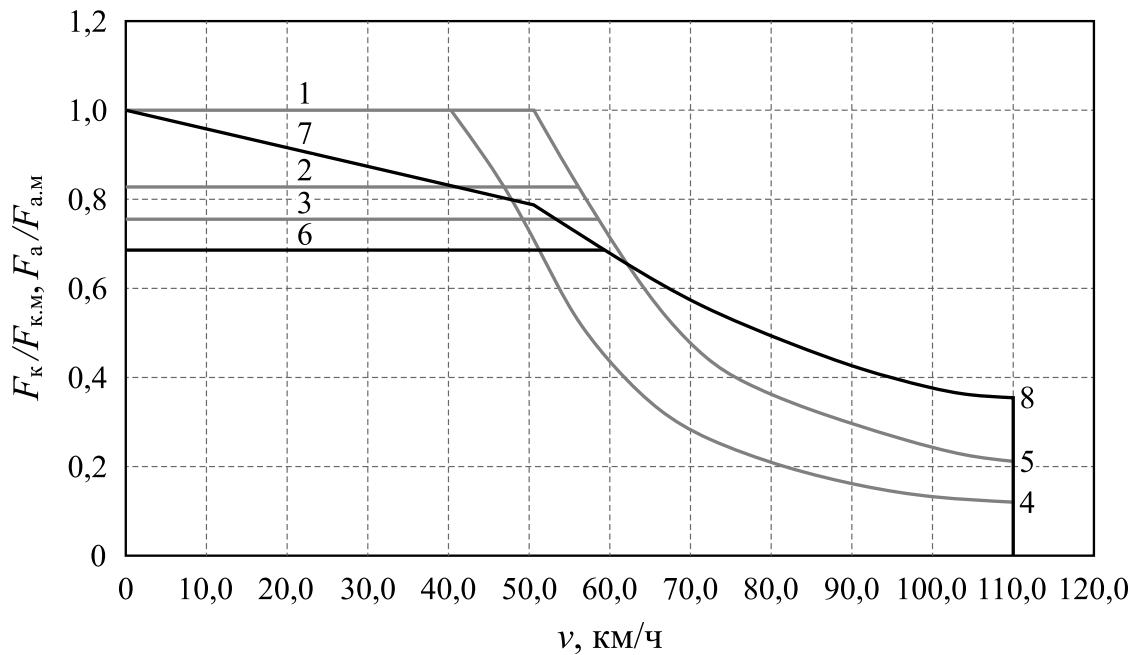


Рисунок 1.2 – Приведенные тяговые характеристики электровозов с тяговыми двигателями постоянного тока и с асинхронными тяговыми двигателями

Приведение тяговых характеристик, представленных на рисунке 1.2 выполнялось путем отношения силы тяги двигателя (для двигателя постоянного тока – F_k ; для асинхронного двигателя F_a) к своему максимальному значению ($F_{k.m}$ и $F_{a.m}$ соответственно). Результаты исследования, проведенного в работе [42] показали, что в получасовом, часовом и длительном режимах постоянства силы тяги зависимости двигателя постоянного тока (1, 2, 3 соответственно) превосходят характеристики асинхронного двигателя (6 и 7), но в режимах постоянства мощности двигатель постоянного тока (зависимости 4, 5) уступает асинхронному двигателю (зависимость 8). Авторы исследования рекомендуют применять тяговые двигатели постоянного тока для грузовых электровозов, а асинхронные тяговые двигатели для пассажирских локомотивов.

В качестве примеров применения тяговых двигателей постоянного тока на современных серийных локомотивах можно привести тепловозы серии 2ТЭ25К, ТЭМ18, 3ТЭ28 и их модификации, электровозы серии ЭС4К, ЭС5К и их модификации. Тяговые характеристики и простота управления позволяют двигателям постоянного тока до сих пор использоваться для решения тяговых задач. Недостатки таких двигателей давно известны: более низкий КПД в сравнении с двигателями переменного тока; необходимость своевременного обслуживания и ремонта щеточно-коллекторного узла; неудовлетворительные массогабаритные параметры – все это ухудшает технико-экономические показатели тяговых электроприводов с двигателями постоянного тока и усложняет компоновку колесно-моторного блока.

Асинхронные двигатели получили наиболее широкое распространение в различных отраслях промышленности благодаря своей невысокой стоимости, простоте обслуживания, высокой надежности и хорошим энергетическим показателям. На железнодорожном транспорте внедрение асинхронных двигателей во вспомогательный и позднее тяговый электропривод началось несколько десятилетий назад. Для тяговых двигателей применяют различные типы обмоток роторов – алюминиевые или медные. Выбор материала зависит от того, в каких условиях будет эксплуатироваться двигатель, на каком транспорте, типе охлаждения и требований к тяговым характеристикам. Например, для тяговых электроприводов трамваев, у которых двигатели из-за конструкции вагона расположены близко к пути, необходимо учесть широкий диапазон изменения параметров окружающей среды. Двигатель в таких условиях должен лучше справляться с температурными воздействиями, поэтому лучше использовать ротор с медной обмоткой [60, 102, 122].

Асинхронные двигатели могут быть использованы в групповых тяговых электроприводах, которые реализуют путем подключения к одному преобразователю частоты от двух до четырех двигателей. Это снижает затраты на полупроводниковые преобразователи электроэнергии. Такая топология тягового электропривода получила наибольшее распространение для электропоездов

метрополитена. Ее недостатками является неравномерность нагрузки двигателей и отсутствие возможности управления каждой осью в отдельности. Неравномерность нагрузки связана с разницей в диаметрах колес (от 0,4% до 1%) и профилем пути. Двигатели, имеющие большее значение сопротивления обмотки ротора (алюминиевая обмотка), меньше подвержены влиянию разницы диаметров колес. Применение ротора с медной обмоткой может окупиться за период от трех до семи лет. Это зависит от того, в каких режимах работает тяговый электропривод, от профиля пути и от скорости состава. Для скоростных электропоездов со скоростью больше 200 км/ч двигатели с медной обмоткой ротора предпочтительнее [115].

Асинхронные двигатели применяют на большом множестве локомотивов и электропоездов. Одним из новых отечественных автономных локомотивов с асинхронными тяговыми двигателями является маневровый четырехосный тепловоз ТЭМ23 производства АО «УК «БМЗ». Особенность данного локомотива заключается в модульной платформе, которая увеличивает универсальность разрабатываемых машин и позволяет сократить сроки и объем ремонтного обслуживания (производитель заявляет об уменьшении объема в 2 раза). Силовая установка у данного тепловоза – двухдизельная КАМАЗ Р6. В тяговом электроприводе применены асинхронные двигатели ДТА-200Т. Производитель заявляет следующие преимущества локомотива: высокий уровень цифровизации и высокая энергетическая эффективность тепловоза (из-за использования дискретно-адаптивного алгоритма оптимизации); отсутствие ограничений по продолжительности работы во всем диапазоне тяговых характеристик; резервирование основных систем локомотива; уменьшение акустических шумов и экологической нагрузки. Изменение агрегатов в тяговой передаче и внедрение векторной системы управления позволили тепловозу ТЭМ23 в сравнении с маневровыми тепловозами с двигателями постоянного тока на жизненном цикле увеличить экономию дизельного топлива и масла до 30%; уменьшить затраты на содержание парка локомотивов до 20%; улучшить тяговые свойства на 15-20% [39].

АО «Трансмашхолдинг» на базе платформы тепловоза ТЭМ23 планирует на различных предприятиях холдинга построить шесть различных локомотивов,

одним из которых является маневровый электровоз ЭМКА2 производства ООО «ПК «НЭВЗ» с бортовым накопителем энергии. Данный электровоз в тяговом электроприводе имеет асинхронные двигатели ДТА-125Т. В качестве преимуществ локомотива производитель заявляет следующее: отсутствие необходимости специальной зарядной инфраструктуры; отсутствие горюче-смазочных материалов для силовой установки; низкие акустические шумы; простота обслуживания и ремонта. Применение данного электровоза в сравнении с маневровыми тепловозами позволяет экономить до 70-80% горюче-смазочных материалов; сократить текущие эксплуатационные расходы на 40-60% [72]. В таблице 1.2 указан некоторый железнодорожный транспорт, у которого в тяговом электроприводе использованы асинхронные двигатели отечественного производства.

Таблица 1.2 – Железнодорожный транспорт с асинхронными тяговыми двигателями отечественного производства

Электропоезд или локомотив	Тяговый двигатель	Мощность тягового двигателя, кВт	Завод изготовитель
ТЭМ23	ДТА-200Т	200,0	АО «УК «БМЗ»
ЭП20	ДТА-1200А	1200,0	ООО «ПК «НЭВЗ»
2(3)ЭС5С	ДТА-1100А	1100,0	
ЭМКА2	ДТА-125Т	125,0	
ЭС104	ДАТ-330	300,0	ООО «Уральские локомотивы»
ЗЭС8	АТД1000	1000,0	

Также асинхронные двигатели применяют в качестве тяговых и на таких тепловозах и электровозах как: 2ТЭ25А (АО «УК «БМЗ»); ЭС1, ЭС2, 2ЭС7, 2(3)ЭС10 (ООО «Уральские локомотивы»). Отечественные производители электропоездов метрополитена также используют в тяговом электроприводе асинхронные двигатели: 81-720А/721А и 81-720.1/721.1 (АО «Метровагонмаш»); 81-760/761 «Ока» (АО «Метровагонмаш», ОАО «ТВЗ»); 81-765/766/767 «Москва» (АО «Метровагонмаш»); 81-775/776/777 «Москва-2020» (АО «Метровагонмаш»,

АО «ОЭВРЗ»; 81-722/723/724 «Юбилейный» (АО «Метровагонмаш»); 81-725.1/726.1/727.1 «Балтиец» (АО «Метровагонмаш», ОАО «ТВЗ»).

Обзор отечественного железнодорожного транспорта показал, что синхронные двигатели пока не получили применения в качестве тяговых; наибольшее распространение получили синхронные электрические машины с обмоткой возбуждения в составе силовой дизель-генераторной установки на автономных локомотивах [62]. Вместе с этим существует достаточно большой опыт практического использования различных синхронных двигателей в тяговом электроприводе, накопленный зарубежными производителями подвижного состава и эксплуатантами железных дорог.

1.3. Опыт практического использования синхронных двигателей для тяговых электроприводов на транспорте

Синхронные реактивные двигатели в настоящий момент не имеют большого применения в тяговых электроприводах и пока только начинают набирать популярность [3]. Они имеют простую конструкцию ротора, который состоит из штампованной электротехнической стали, что уменьшает его момент инерции. Это приводит к тому, что стоимость машины относительно других типов синхронных двигателей также невелика. В роторе синхронных реактивных двигателей практически отсутствуют потери, поэтому их КПД выше, чем у асинхронных двигателей и, следовательно, такие двигатели испытывают меньшие тепловые нагрузки в отдельных узлах [16, 18, 25]. Системы управления таких двигателей могут быть реализованы без использования датчиков. Синхронные реактивные двигатели из-за более низкого коэффициента мощности в сравнении с асинхронными двигателями требуют большую мощность полупроводникового преобразователя электроэнергии [3, 25].

Исследователи уделяют внимание вентильно-индукторным двигателям для применения в тяговом электроприводе [2, 3, 34, 45]. Они дешевле, чем синхронные двигатели с постоянными магнитами, их конструкция проще и надежнее за счет

отсутствия дорогостоящих редкоземельных материалов. При применении на железнодорожном транспорте увеличение надежности происходит еще и за счет топологии автономного инвертора напряжения, в котором при выходе из строя одной из фаз двигатель сможет продолжить свою работу, но с меньшей мощностью. ОАО «ВЭЛНИИ» совместно с ООО «ПК «НЭВЗ» разработали и произвели вентильно-индукторный тяговый двигатель НТИ-350 [34, 45]. Данный двигатель в ходе экспериментов при управлении от полупроводникового преобразователя электроэнергии с IGBT-транзисторами подтвердил номинальную мощность 350 кВт. Масса тягового двигателя НТИ-350 оказалась на 70 кг меньше, а КПД составил 94,9%, что на 2% больше, чем у асинхронного тягового двигателя НТА-350 аналогичной мощности [34]. Недостатками таких двигателей считают топологию преобразователя частоты, которая мало унифицирована с другими преобразователями для двигателей переменного тока и более высокий уровень вибраций и акустических шумов [41]. Пока вентильно-индукторные двигатели не получили широкого практического применения на железнодорожном транспорте.

Применение синхронных двигателей с постоянными магнитами стало возможно благодаря использованию редкоземельных материалов для производства их магнитов. Магниты на основе этих материалов обладают лучшими магнитными характеристиками, в сравнении с ферритовыми магнитами. Синхронные двигатели с постоянными магнитами имеют различные типы магнитной системы ротора. Магнитная система ротора определяет геометрические, массогабаритные и эксплуатационные параметры двигателя. Магнитную систему ротора различают по способу монтажа постоянных магнитов. Наибольшее распространение получили магнитные системы, имеющие ротор с инкорпорированными (внедренными или встроенными) магнитами и ротор с поверхностным монтажом магнитов. На рисунке 1.3 представлены некоторые конфигурации роторов синхронных двигателей с постоянными магнитами [125, 132].

Синхронные тяговые двигатели с постоянными магнитами уже успешно используют в различных видах транспорта. Наибольшее распространение они получили в электромобилях, благодаря своим тяговым характеристикам при работе

ниже и выше номинальной частоты вращения, энергетическим и массогабаритным показателям, которые лучше, чем у асинхронных тяговых двигателей [3]. Ведущие мировые автопроизводители электромобилей Mercedes, BMW, Audi, Toyota, Nissan, Tesla и др. используют именно синхронные тяговые двигатели с постоянными магнитами. Стоит отметить развитие автомобилестроения в Китае, особенно электромобилей и гибридных автомобилей, имеющих как двигатель внутреннего сгорания, так и тяговые двигатели переменного тока. Электромобили и гибридные автомобили компаний Zeekr, BYD, Chery, Geely и др. используют в тяговом электроприводе синхронные двигатели. В таблице 1.3 представлены характеристики синхронных тяговых двигателей некоторых электромобилей [118].

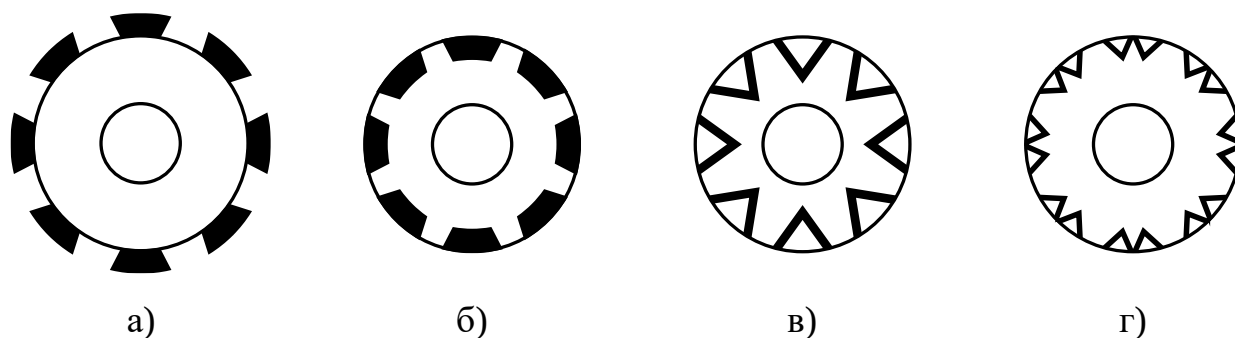


Рисунок 1.3 – Ротор с поверхностным монтажом магнитов (а), со встроенными магнитами в пазах ротора (б), с инкорпорированными (встроенными) V-образными магнитами (в), с инкорпорированными W-образными магнитами (г)

Таблица 1.3 – Электромобили с синхронными тяговыми двигателями с постоянными магнитами

Параметр	BMW i3	Audi A3 e-tron	Tesla model 3	Toyota Prius IV	Jaguar I-Pace
Максимальная мощность, кВт	127,0	75,0	202,0	60,0	147,0
Максимальный момент, Н м	250,0	330,0	416,0	207,0	348,0
Максимальная скорость, об/мин	11400,0	6000,0	18100,0	13500,0	13000,0
Число пар полюсов ротора, шт	6	8	3	4	4
Число слотов статора, шт	72	24	54	48	48
Удельная мощность, кВт/кг	2,4	2,8	4,5	2,85	4,0
Удельная масса магнитов г/кВт	32,0	26,0	8,0	20,0	12,5

Возможность применять синхронные двигатели с постоянными магнитами в качестве тяговых заинтересовала разработчиков подвижного состава в конце XX века. В таблице 1.4 указан некоторый железнодорожный транспорт, в тяговом электроприводе которого синхронные двигатели с постоянными магнитами нашли свое применение [91].

Таблица 1.4 – Железнодорожный транспорт с синхронными тяговыми двигателями с постоянными магнитами

Электропоезд или локомотив	Производитель	Основной оператор
TGV Duplex	Alstom (Франция)	SNCF (Франция)
Citadis Dualis		
Regiolis		
AGV		NTV (Италия)
59 Twindexx	Bombardier (Канада)	SBB (Швейцария)
Omnei (Regio 2N)		SNCF (Франция)
Desiro HC	Siemens (Германия)	DB (Германия)
Inspiro London		LU (Великобритания)
15T	Skoda (Чехия)	Praha (Чехия)
Series 16000	Hitachi, Kawasaki (Япония)	TM (Япония)
Series 17000	Hitachi (Япония)	
Series 18000		
Type02	Toshiba (Япония)	
Type1000		
Series E331		East JR (Япония)
Type HD300		
Series C151		SMRT (Сингапур)
CRH380AN	CRRC (Китай)	CSRGCL (Китай)

Синхронные двигатели с постоянными магнитами в сравнении с асинхронными двигателями обладают большим КПД (в среднем от 3% – 5%) [74, 82, 104, 105, 132, 138] во всем диапазоне изменения частоты вращения и нагрузки электропривода при различных условиях эксплуатации. Повышение КПД

происходит в том числе из-за отсутствия на роторе обмотки, кроме тех случаев, когда он оснащен демпферной (пусковой) обмоткой. Применение таких двигателей в электропоездах реализует французская компания Alstom. Электропоездом TGV Duplex, имеющим тяговый электропривод с синхронными двигателями с постоянными магнитами, 3 апреля 2007 г. был установлен рекорд скорости, который составил 574,8 км/ч [132]. На рисунке 1.4 представлена тележка электропоезда TGV с синхронными тяговыми двигателями с постоянными магнитами [126]. Эти технические решения в области тягового электропривода, были внедрены в электропоезда AGV и используются компанией в других современных проектах.

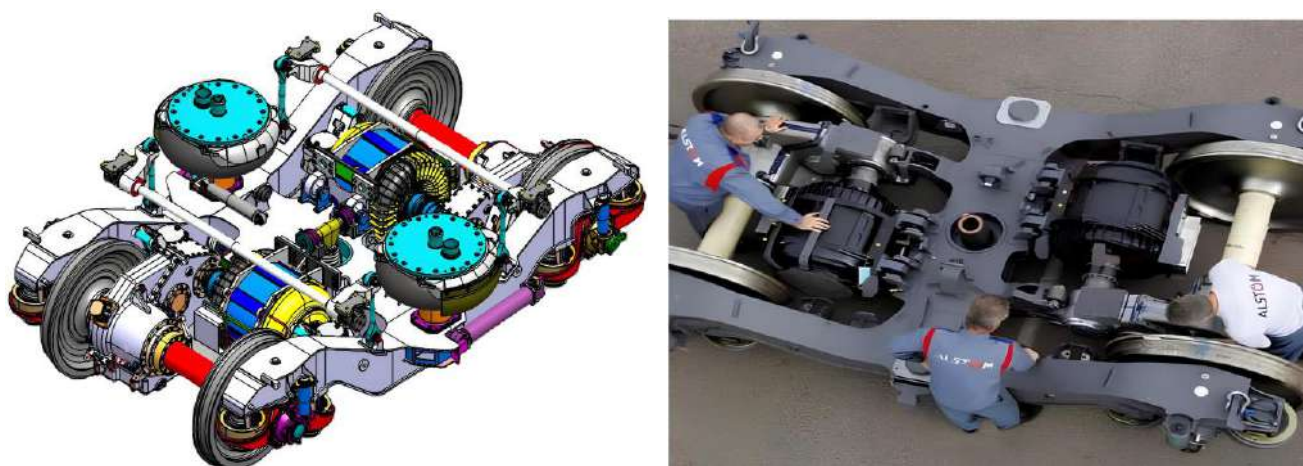


Рисунок 1.4 – Тележка электропоезда TGV с синхронными тяговыми двигателями с постоянными магнитами

В работе [101] было произведено сравнение между синхронным тяговым двигателем с постоянными магнитами, имеющим номинальную мощность 200 кВт и КПД 97%, и асинхронным тяговым двигателем аналогичной мощности с КПД 92%. Моделирование проводилось для электропоезда, который проезжал полуторакилометровый участок между двумя станциями за время 150 с. На рисунке 1.5 представлены результаты сравнения распределения энергии в синхронном и асинхронном тяговых двигателях. Синхронный тяговый двигатель имел потери энергии в магнитопроводе (стали) статора как в тяговом режиме работы, так и при

движении выбегом. Постоянные магниты непрерывно создают магнитное поле, что приводит к появлению дополнительных потерь энергии в магнитопроводе статора при вращении ротора и отсутствии напряжения от полупроводникового преобразователя электроэнергии. Это требует внимательного отношения к системе охлаждения двигателя, т.к. может возникнуть дополнительный тепловой нагрев.

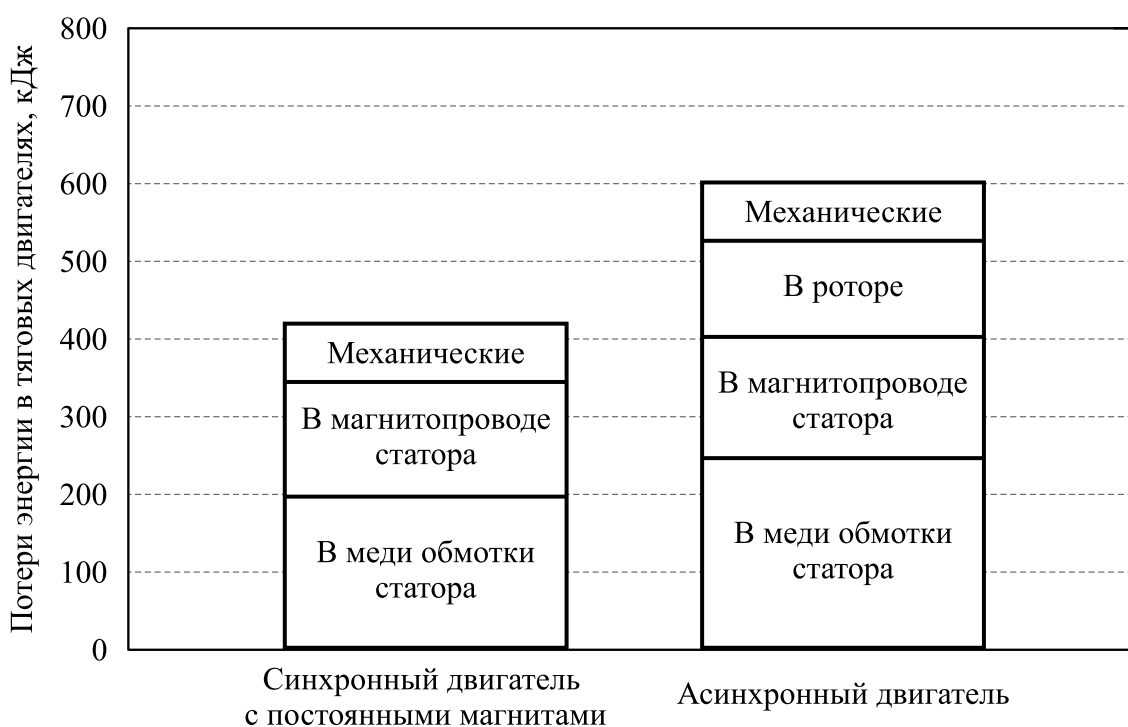


Рисунок 1.5 – Сравнение распределения потерь энергии в тяговых двигателях

Сравнительный анализ энергетической эффективности синхронных тяговых двигателей с постоянными магнитами и асинхронных тяговых двигателей, полученный на основании данных в результате 200 тысяч километров пробега железнодорожного транспорта, эксплуатируемого East Japan Railway, данных об использовании городского железнодорожного транспорта производства компании Toshiba и информации с метрополитена города Шэньяня (Китай) представлен в таблице 1.5 [106, 132]. Анализ этих результатов показывает, что синхронные тяговые двигатели с постоянными магнитами большую часть времени работают в зоне более высокого значения КПД, и их среднее КПД ($\eta_{\text{ср.}} = 94,7\%$) больше, чем у асинхронных тяговых двигателей ($\eta_{\text{ср.}} = 92,5\%$) на 2,2%. Асинхронные тяговые двигатели по результатам исследования не достигали зоны КПД больше 95%.

Таблица 1.5 – Сравнительный анализ энергетической эффективности синхронных и асинхронных тяговых двигателей

Значение КПД в различных режимах работы	Распределение времени работы синхронных тяговых двигателей с постоянными магнитами в различных режимах	Распределение времени работы асинхронных тяговых двигателей в различных режимах
$95\% \leq \eta < 97,8\%$	70%	0%
$94\% \leq \eta < 95\%$	10%	45%
$90\% \leq \eta < 94\%$	10%	41,7%
$\eta < 90\%$	10%	13,3%

Немаловажным преимуществом синхронных двигателей с постоянными магнитами для железнодорожного транспорта является более эффективное электрическое торможение [74, 105, 132, 141]. Например, автономные локомотивы при генераторном торможении используют реостаты с последующим рассеянием выработанной энергии на них. Но применение такого вида торможения возможно при определенной скорости локомотива. Синхронные двигатели с постоянными магнитами выполняют генераторное торможение даже при небольшом значении частоты вращения ротора. Удельная мощность синхронных двигателей с постоянными магнитами выше, чем у асинхронных двигателей (от 15% до 35%), в результате чего их массогабаритные показатели меньше (разница может достигать 25%) [36, 74, 104, 132, 138, 140]. На практике снижение массогабаритных показателей и удельной массы при увеличении удельной мощности реализовано компанией Alstom в электропоездах TGV. В 1981 г. электропоезда TGV PSE использовали в тяговом электроприводе двигатели постоянного тока мощностью 535 кВт и удельной массой 2,9 кг/кВт. В 1989 г. в электропоездах TGV Atlantique произошел переход на синхронные двигатели с обмоткой возбуждения на роторе мощностью 1130 кВт и удельной массой 1,35 кг/кВт. Электропоезда TGV Eurostar в 1994 г. имели асинхронные двигатели с мощностью 1020 кВт, а их удельная масса составила 1,23 кг/кВт. Синхронные двигатели с постоянными магнитами в электропоездах TGV и AGV имели мощность, которая равнялась 760 кВт, а их удельная масса составила 1 кг/кВт [128].

В работе [117] представлено сравнение энергопотребления электропоездов из семи вагонов с синхронными тяговыми двигателями с постоянными магнитами и из четырех вагонов с асинхронными тяговыми двигателями. Эксперимент проводился в метрополитене Японии (Tozai Line). На потребление энергии значительное влияние оказывает перевозимое электропоездом количество пассажиров. Для адекватной оценки замеры проводились для седьмого и четвертого вагонов, т.к. они в среднем имеют одинаковую загрузку в течении 172 дней. Результаты исследования, проведенные компанией Hitachi представлены в таблице 1.6. Было выявлено, что экономия энергии достигала 27%.

Таблица 1.6 – Сравнительный анализ энергетической эффективности тяговых электроприводов электропоездов метрополитена Японии

Энергия	Электропоезд с тяговым электроприводом с синхронными двигателями с постоянными магнитами	Электропоезд с тяговым электроприводом с асинхронными двигателями
На тягу	163,605 кВт ч	184,389 кВт ч
При рекуперации	87,343 кВт ч	79,480 кВт ч
Суммарная	76,262 кВт ч	104,909 кВт ч

Синхронные двигатели в сравнении со своими конкурентами больше предназначены для использования в безредукторных тяговых электроприводах. Это позволяет исключить из механической передачи редукторы, которые требуют своевременного обслуживания и в тяжелых условиях эксплуатации могут преждевременно выходить из строя. Кроме того, исключение редуктора из тяговой передачи позволяет повысить не только ее КПД, но и уменьшить акустические шумы и вибрации, что немаловажно для городского железнодорожного транспорта [74, 108, 132]. В июне-июле 2021 г. были проведены эксперименты, сравнивающие энергопотребление тяговых электроприводов с синхронными двигателями с постоянными магнитами и с асинхронными двигателями. В первом случае использовалась непосредственная механическая передача, ротор синхронного двигателя напрямую соединен с колесной парой, что исключило редуктор из

механической передачи. Во втором случае применялась классическая механическая передача, в которой ротор асинхронного двигателя передавал момент на колесную пару через редуктор. Результаты этого исследования представлены в таблице 1.7 [132].

Таблица 1.7 – Сравнительный анализ энергетической эффективности тяговых электроприводов электропоездов метрополитена города Сучжоу

Энергия	Электропоезд с безредукторным тяговым электроприводом с синхронными двигателями с постоянными магнитами	Электропоезд с редукторами в тяговом электроприводе с асинхронными двигателями
На тягу	10,84 кВт ч/км	11,55 кВт ч/км
При рекуперации	5,87 кВт ч /км	5,61 кВт ч/км
Суммарная	4,96 кВт ч /км	5,94 кВт ч/км

Анализ энергетической эффективности электропоездов, которые эксплуатируются метрополитеном города Сучжоу (Китай), показал, что экономия энергии при использовании безредукторного тягового электропривода с синхронными двигателями с постоянными магнитами в сравнении с тяговым электроприводом, имеющим в своем составе редуктор и асинхронные двигатели, составила около 16,5%. Испытания продемонстрировали, что при генераторном торможении (рекуперации) синхронные тяговые двигатели с постоянными магнитами вырабатывают 54,15% энергии от значения в режиме тяги, а асинхронные тяговые двигатели – 48,57%. Виброскорости у безредукторного тягового электропривода оказались равными 1,5 мм/с при частоте вращения ротора 325 об/мин и 3,1 мм/с при 713 об/мин, а акустический шум составил 86,3 дБ [132].

Также есть исследования, посвященные оценке энергетической эффективности тягового электропривода с редукторами и без них с синхронными двигателями с постоянными магнитами и с асинхронными двигателями для пригородного японского электропоезда, имеющего в своем составе 10 вагонов. Максимальная развиваемая скорость исследуемого подвижного состава на

протяжении всего пути составила 95 км/ч. Анализ полученных в исследовании результатов представлен в таблице 1.8 [108].

Таблица 1.8 – Сравнительный анализ энергетической эффективности тяговых электроприводов пригородного электропоезда с различным типом привода

Параметр	Тип привода		
	Без редукторов	С редукторами	
		С синхронными двигателями с постоянными магнитами	С асинхронными двигателями
Время в пути	49 мин 43 с		
Путь	43,0 км		
Средняя скорость	50,7 км/ч		
Энергия на тягу	442,5 кВт ч	464,0 кВт ч	520,0 кВт ч
Энергия при рекуперации	372,5 кВт ч	368,0 кВт ч	355,2 кВт ч
Суммарная энергия	70,0 кВт ч	96,0 кВт ч	164,8 кВт ч

Из таблицы 1.8 видно, что в случае наличия редукторов в тяговой передаче суммарная энергия, затрачиваемая на движение (тягу) для синхронных двигателей меньше на 10,8%, а если электропривод безредукторный – на 14,9%.

В отличие от асинхронных двигателей, которыми можно управлять от одного преобразователя частоты, синхронные двигатели имеют ряд проблем. Разность диаметров колес из-за износа, необходимость определения положения ротора каждого приводного двигателя требуют использования индивидуального управления каждой осью. Существуют предложения, которые уменьшают количество полупроводников в преобразователях частоты на два [93, 116] и на три [87] транзистора. В работах [93, 116] представлена структура автономного инвертора напряжения, в которой для управления двумя синхронными двигателями с постоянными магнитами используют десять транзисторов, два из которых участвуют в формировании напряжения для обоих двигателей. На рисунке 1.6 представлена схема силовой цепи автономного инвертора напряжения с пятью транзисторными стойками, управляющего двумя синхронными двигателями с постоянными магнитами, а на рисунке 1.7 – тремя транзисторными стойками.

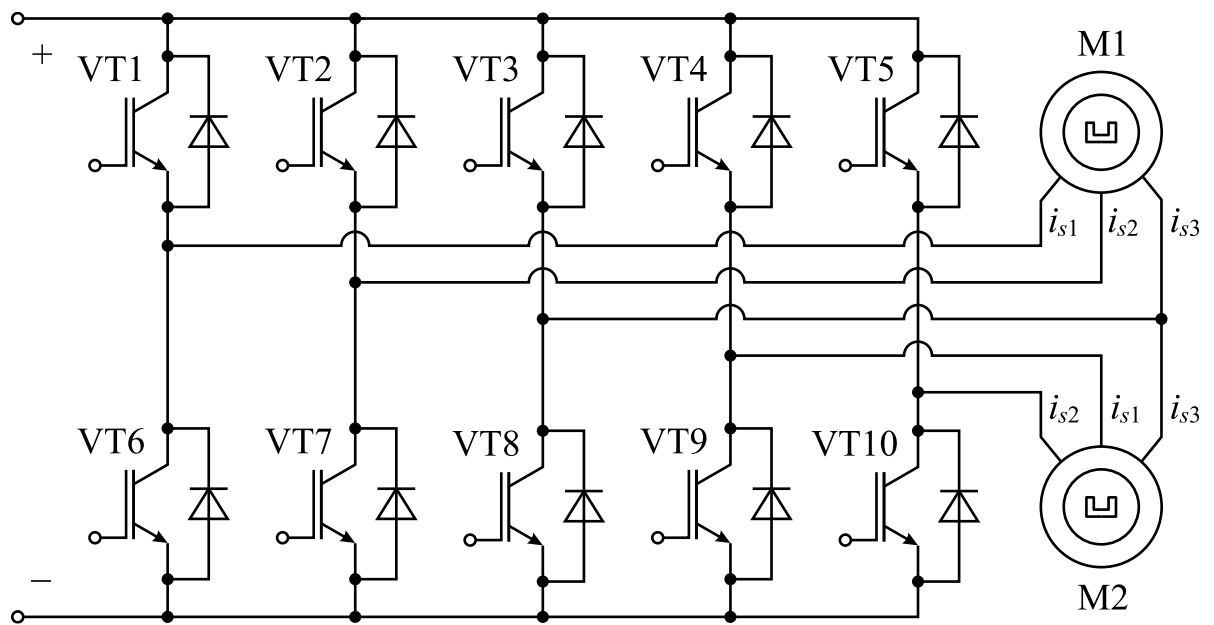


Рисунок 1.6 – Схема силовой цепи автономного инвертора напряжения с пятью стойками и десятью транзисторами для управления синхронными двигателями с постоянными магнитами

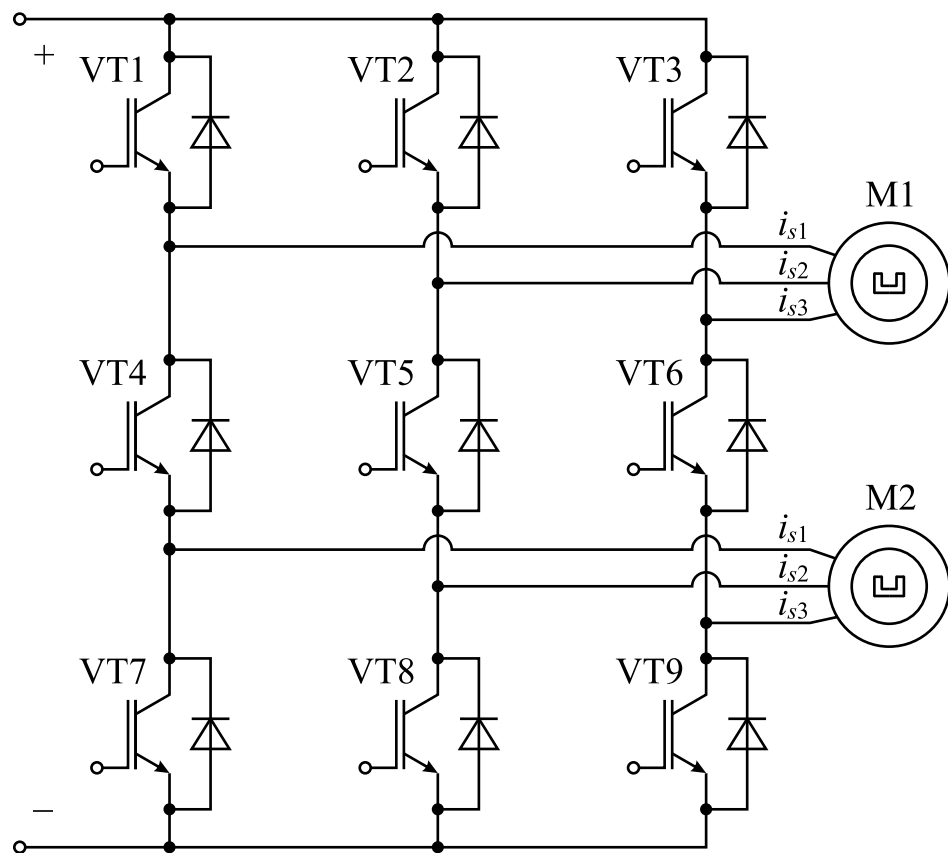


Рисунок 1.7 – Схема силовой цепи автономного инвертора напряжения с тремя стойками и девятью транзисторами для управления синхронными двигателями с постоянными магнитами

1.4. Анализ теоретических исследований и практических разработок в области систем управления электроприводов переменного тока

Синхронные и асинхронные двигатели имеют одинаковую конструкцию статора, что обуславливает идентичность полупроводниковых преобразователей электроэнергии, используемых в цепи их обмоток. Также, несмотря на разные подходы в формировании магнитного поля ротора, много общего имеют и системы управления такими двигателями.

В общем случае управление двигателями переменного тока можно подразделить на три типа: скалярное управление, векторное управление и прямое управление моментом (рисунок 1.8) [9, 23, 28, 64, 71].

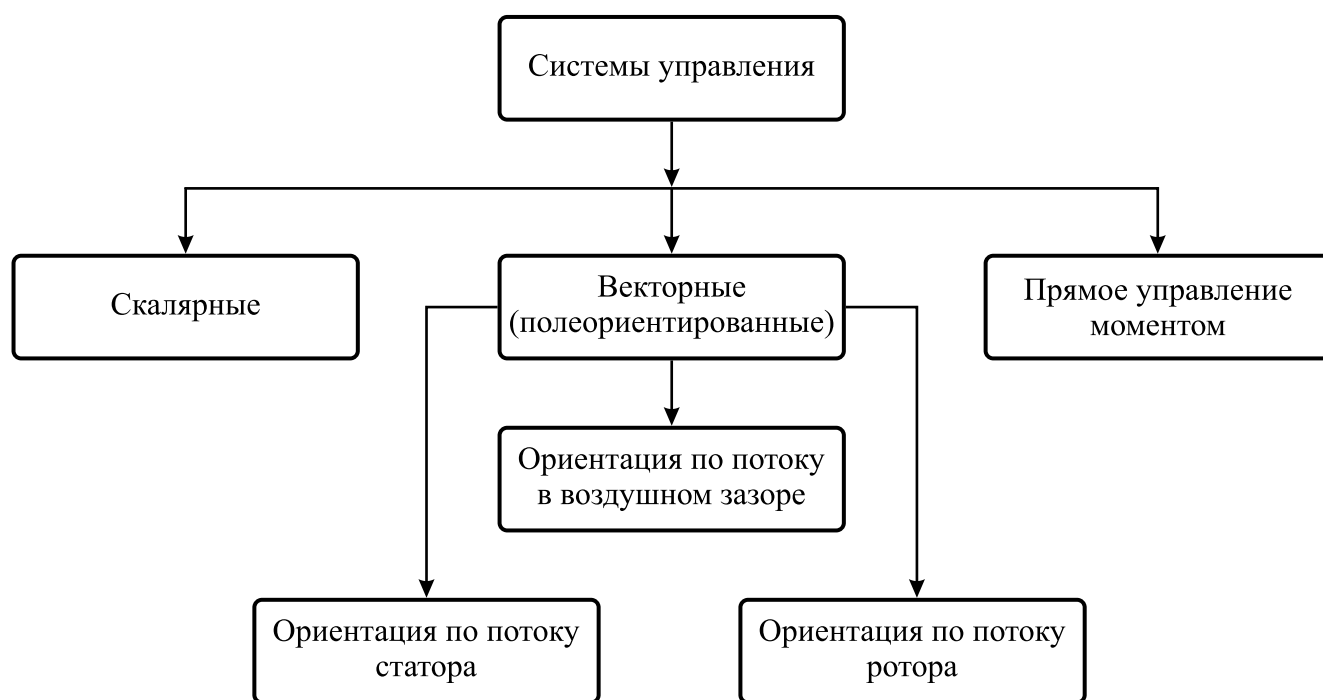


Рисунок 1.8 – Классификация систем управления двигателями переменного тока

Скалярные системы управления за счет простоты реализации получили широкое распространение в электроприводах различных отраслей промышленности. Основной закон управления в скалярных системах заключается в поддержании нужного отношения между модулем напряжения и частоты тока обмотки статора [9, 26, 50, 59]. Такие системы в сравнении с векторными

системами управления обладают худшими динамическими характеристиками и параметрами точности. В отличие от асинхронных двигателей, которые могут работать в разомкнутых системах скалярного управления (т.е. не имеют обратных связей, формируемых датчиками), для синхронных двигателей с постоянными магнитами необходимо иметь информацию о положении ротора, которую можно получить введя обратную связь: по частоте вращения, по входной мощности, по току звена постоянного тока, по электрическому углу потокосцепления. Реализовать разомкнутую скалярную систему управления в синхронных двигателях с постоянными магнитами возможно при наличии демпферной обмотки ротора.

Электроприводы с двигателями постоянного тока удобны в управлении, т.к. из-за особенностей своей конструкции они имеют возможность отдельного управления потокосцеплением и электромагнитным моментом. В начале 1970-ых гг. принцип управления, который базируется на разделении потокосцепления и электромагнитного момента, был назван векторным (полеориентированным) управлением и был реализован для асинхронных двигателей, которые были более надежными в эксплуатации, чем двигатели постоянного тока. Позже было выяснено, что использование векторного управления возможно и в синхронных двигателях. Развитие регулируемых электроприводов с двигателями переменного тока происходило медленно до начала 1980-ых гг., когда прогресс в электронике и микропроцессорной технике дал возможность реализации сложных алгоритмов управления [73].

Полеориентированное управление основано на быстродействующем регулировании векторов тока обмотки статора путем использования математической модели двигателя переменного тока. Активное внедрение в промышленность таких систем управления произошло после разработки соответствующей концепции. Исследования таких систем активно ведутся и в настоящее время. Они направлены на повышение быстродействия, точности управления и энергетической эффективности, кроме того, имеются варианты, которые применяют адаптацию регуляторов системы управления в зависимости от

реальных значений параметров схемы замещения двигателя. Исследователи предлагают варианты бездатчикового управления для полеориентированных систем [2, 73]. На рисунке 1.9 представлена функциональная схема электропривода с асинхронным двигателем с системой векторного управления, ориентированной по полю ротора. В данной системе управления происходит разложение вектора тока обмотки статора таким образом, чтобы управление двигателем было аналогично двигателю постоянного тока. Одна из составляющих, которая пропорциональна сигналу u_{x1} , является током намагничивания, который для системы управления аналогичен току обмотки возбуждения двигателя постоянного тока. Составляющая, которая пропорциональна сигналу u_{y1} , является моментобразующей. Она аналогична току обмотки якоря двигателя постоянного тока. Для реализации данной системы управления необходимо знать токи обмотки статора i_{s1} , i_{s2} , i_{s3} , электрическое угловое положение вектора потокосцепления ротора ψ_r и электрическую частоту вращения ротора ω_r .

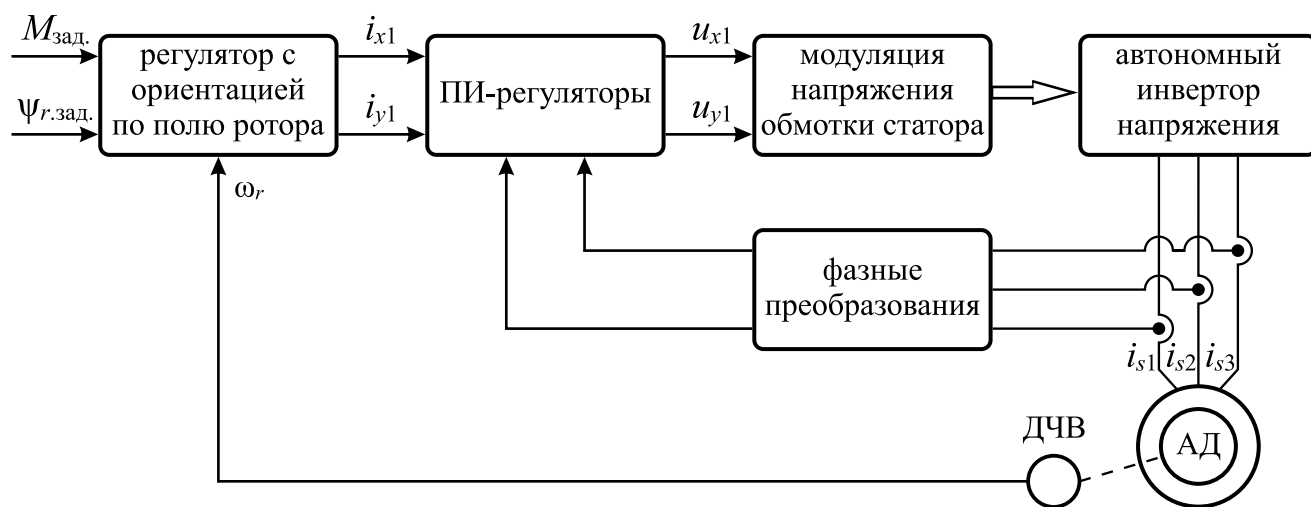


Рисунок 1.9 – Функциональная схема электропривода с векторным управлением (ДЧВ – датчик частоты вращения, $M_{\text{зад.}}$ – задание на момент; $\psi_{r.\text{зад.}}$ – задание на потокосцепление ротора)

Теоретические принципы системы прямого управления моментом для высокودинамичных электроприводов впервые были представлены в середине 1980-ых гг. [83, 127]. В сравнении с ориентацией по полю прямое управление

моментом представляет иной подход. Он основан на совместном анализе физических принципов работы двигателя переменного тока и источника питания. В отличие от полеориентированного управления, прямое управление реализовано на непосредственном изменении потокосцепления статора и момента без дополнительных контуров регулирования тока. На рисунке 1.10 представлена функциональная схема электропривода с асинхронным двигателем с системой прямого управления моментом.

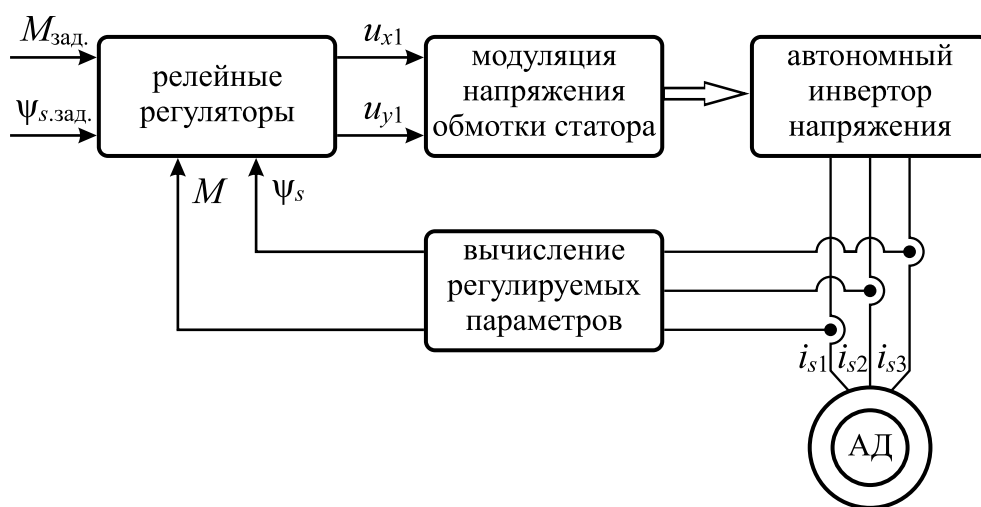


Рисунок 1.10 – Функциональная схема электропривода с системой прямого управления моментом ($M_{\text{зад.}}$ – задание на момент; $\psi_{s.\text{зад.}}$ – задание на потокосцепление статора)

Для выполнения тяговых задач целесообразно использовать векторные системы управления или системы прямого управления моментом, т.к. они обладают лучшими динамическими и энергетическими характеристиками в сравнении со скалярными системами управления.

В качестве основных недостатков системы прямого управления моментом можно выделить: высокие пульсации момента в сравнении с полеориентированным управлением; большие потери при коммутации полупроводников. Существуют решения, направленные на уменьшение влияния недостатков данной системы на качества управления за счет применения пространственно-векторной модуляции напряжения. Применение данного типа

модуляции существенно изменяет структуру системы прямого управления моментом, добавляется ШИМ-контроллер, может измениться вид регуляторов. Все это усложняет реализацию системы управления.

Многие исследователи активно изучают тему повышения энергетической эффективности электроприводов переменного тока в связи с ее актуальностью для различных отраслей промышленности [5, 6, 55, 68, 76], включая как автономный [1], так и неавтономный [20, 23, 24] железнодорожный транспорт. В результате анализа можно прийти к выводу, что современный тяговый электропривод должен обладать тяговыми и энергетическими характеристиками, обеспечивающими высокودинамичное и эффективное регулирование тягового усилия, поэтому целесообразно рассмотреть вариант системы прямого управления моментом двигателей переменного тока.

Выводы по разделу 1

1. Анализ основных направлений развития тягового электропривода железнодорожного транспорта показал, что дальнейшее совершенствование процессов электромеханического преобразования энергии с обеспечением требуемого качества в переходных и установившихся режимах целесообразно проводить с применением синхронных двигателей с постоянными магнитами.

2. Анализ эксплуатируемого в настоящее время железнодорожного транспорта показал, что наибольшую долю в тяговом электроприводе переменного тока занимают асинхронные двигатели, первое практическое применение синхронных двигателей в качестве тяговых происходит, в основном, в электропоездах; синхронные двигатели с постоянными магнитами получили широкое распространение в электромобилях.

3. Для достижения требуемых энергетических показателей качества и реализации тяговых задач целесообразно применять системы прямого управления моментом двигателей переменного тока.

2. РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ, ОПИСЫВАЮЩИХ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЭНЕРГИИ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИНАХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

2.1. Общие положения теории преобразования энергии в электрических машинах переменного тока

Математическое описание электрических машин переменного тока, в целом, идентично и базируется на понятии идеализированной машины [4, 26, 32], основными допущениями модели которой являются: замена рассредоточенной обмотки на сосредоточенную, отсутствие нелинейных процессов в магнитопроводе, отсутствие насыщения в магнитной цепи, равномерный воздушный зазор между статором и ротором и др. Обмотка как статора, так и ротора идеализированной машины имеет активно-индуктивную природу, поэтому математическое выражение напряжения обмотки статора или ротора имеет вид:

$$u = Ri + \frac{d\psi}{dt}, \quad (2.1)$$

где u – мгновенное значение напряжения обмотки статора или ротора;

R – сопротивление обмотки статора или ротора;

i – мгновенное значение тока обмотки статора или ротора;

ψ – мгновенное значение потокосцепления;

Для электрической машины переменного тока, имеющей n фаз на статоре и роторе, уравнения напряжения обмоток статора и ротора (2.1) удобно выразить в матричной форме (индексом s обозначены величины, относящиеся к обмотке статора, индексом r обозначены величины, относящиеся к обмотке ротора):

$$[u_s] = [R_s][i_s] + \frac{d[\psi_s]}{dt}, \quad (2.2)$$

$$[u_r] = [R_r][i_r] + \frac{d[\psi_r]}{dt}, \quad (2.3)$$

где векторы столбцов напряжения, тока и потокосцепления определены так, как представлено в матрицах (2.4) и (2.5).

$$\begin{aligned}
[u_s] &= [u_{s1} \ u_{s2} \ u_{s3} \ \dots \ u_{sn}]^T, \\
[R_s] &= \text{diag}[R_{s1} \ R_{s2} \ R_{s3} \ \dots \ R_{sn}]^T,
\end{aligned}
\tag{2.4}$$

$$\begin{aligned}
[i_s] &= [i_{s1} \ i_{s2} \ i_{s3} \ \dots \ i_{sn}]^T, \\
[\psi_s] &= [\psi_{s1} \ \psi_{s2} \ \psi_{s3} \ \dots \ \psi_{sn}]^T, \\
[u_r] &= [u_{r1} \ u_{r2} \ u_{r3} \ \dots \ u_{rn}]^T, \\
[R_r] &= \text{diag}[R_{r1} \ R_{r2} \ R_{r3} \ \dots \ R_{rn}]^T,
\end{aligned}
\tag{2.5}$$

$$\begin{aligned}
[i_r] &= [i_{r1} \ i_{r2} \ i_{r3} \ \dots \ i_{rn}]^T, \\
[\psi_r] &= [\psi_{r1} \ \psi_{r2} \ \psi_{r3} \ \dots \ \psi_{rn}]^T,
\end{aligned}$$

где n – число фаз электрической машины;

$[u_s]$ и $[u_r]$ – матричное представление напряжений обмоток статора и ротора электрической машины соответственно;

$[R_s]$ и $[R_r]$ – диагональные матрицы сопротивлений обмоток статора и ротора электрической машины соответственно, имеющие размерность $n \times n$.

$[i_s]$ и $[i_r]$ – матричное представление токов обмоток статора и ротора электрической машины соответственно;

$[\psi_s]$ и $[\psi_r]$ – матричное представление потокоцеплений статора и ротора электрической машины соответственно.

В электрических машинах, которые конструктивно имеют короткозамкнутую обмотку ротора (асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором и некоторые синхронные двигатели с постоянными магнитами или с обмоткой возбуждения), напряжения обмотки ротора в уравнении (2.3) и в матрицах (2.5) равны нулю.

Связь между потокоцеплением статора (ротора) и соответствующим током обмотки статора (ротора) можно представить в следующем виде:

$$[\psi_s] = [L_s][i_s] + [L_{sr}][i_r], \tag{2.6}$$

$$[\psi_r] = [L_r][i_r] + [L_{sr}]^T[i_s], \tag{2.7}$$

где $[L_s]$ и $[L_r]$ – матричное представление индуктивностей обмоток статора и ротора электрической машины соответственно;

$[L_{sr}]$ – матричное представление взаимоиндуктивностей обмоток статора и ротора.

Если принять условия, что конструкции статора и ротора представляют идеальную гладкую форму [26, 32, 135], то матрицы индуктивностей обмоток статора в уравнении (2.6) и ротора в уравнении (2.7) содержат только постоянные коэффициенты, представленные ниже:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{s11} & L_{s12} & L_{s13} & \cdots & L_{s1n} \\ L_{s21} & L_{s22} & L_{s23} & \cdots & L_{s2n} \\ L_{s31} & L_{s32} & L_{s33} & \cdots & L_{s3n} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ L_{sn1} & L_{sn2} & L_{sn3} & \cdots & L_{snn} \end{bmatrix}, \quad (2.8)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{r11} & L_{r12} & L_{r13} & \cdots & L_{r1n} \\ L_{r21} & L_{r22} & L_{r23} & \cdots & L_{r2n} \\ L_{r31} & L_{r32} & L_{r33} & \cdots & L_{r3n} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ L_{rn1} & L_{rn2} & L_{rn3} & \cdots & L_{rnn} \end{bmatrix}. \quad (2.9)$$

Собственные индуктивности обмоток статора и ротора представлены так: $L_{11} = L_{22} = \dots = L_{nn}$. Для взаимных индуктивностей обмоток статора и ротора справедливо $L_{ij} = L_{ji}$, причем $i \neq j$, $i, j = 1 \dots n$.

Собственная индуктивность обмоток статора и ротора выглядит так:

$$L_{ii} = L_{\sigma} + L_{mn}, \quad (2.10)$$

где L_{σ} – индуктивность рассеяния обмотки.

L_{mn} – взаимоиндуктивность обмоток n -фазной электрической машины.

Матрицы взаимоиндуктивностей обмоток статора в (2.6) и ротора в (2.7) имеют изменяющиеся во времени коэффициенты. Преобразование значения коэффициентов во времени является косвенным и выражается через мгновенное изменение электрического углового положения ротора, т.к. расположение каждой фазы обмотки ротора постоянно изменяется по отношению к фазам обмотки статора.

Электрическое угловое положение ротора можно выразить так:

$$\varphi_r = \int \omega_r dt, \quad (2.11)$$

Взаимоиндуктивности между фазами обмоток статора и ротора при допущении о синусоидальном распределении магнитодвижущих сил можно описать так:

$$[L_{sr}] = L_{mn} \begin{bmatrix} \cos \varphi_r & \cos(\varphi_r - (n-1)\gamma) & \cdots & \cos(\varphi_r - \gamma) \\ \cos(\varphi_r - \gamma) & \cos \varphi_r & \cdots & \cos(\varphi_r - 2\gamma) \\ \cos(\varphi_r - 2\gamma) & \cos(\varphi_r - \gamma) & \cdots & \cos(\varphi_r - 3\gamma) \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \cos(\varphi_r - (n-1)\gamma) & \cos(\varphi_r - (n-2)\gamma) & \cdots & \cos \varphi_r \end{bmatrix}, \quad (2.12)$$

где γ – электрический угол между фазами обмотки статора (ротора) электрической машины.

Необходимо учесть, что в матрице (2.12):

$$\gamma = \frac{2\pi}{n},$$

$$\cos(\varphi_r - (n-1)\gamma) \equiv \cos(\varphi_r + \gamma),$$

$$\cos(\varphi_r - (n-2)\gamma) \equiv \cos(\varphi_r + 2\gamma),$$

... и т.д.,

Уравнение механического движения ротора электрической машины имеет вид:

$$M - M_c = \frac{1}{p_n} \left(J \frac{d\omega_r}{dt} + \omega_r \frac{dJ}{dt} \right), \quad (2.13)$$

где M – электромагнитный момент, создаваемый электрической машиной;

M_c – момент сопротивления на валу ротора электрической машины;

p_n – число пар полюсов электрической машины;

J – момент инерции;

В случае постоянства момента инерции на валу ротора электрической машины, в уравнении (2.13) последнее слагаемое в правой части будет отсутствовать.

Электромагнитный момент в уравнении (2.13), по сути, связывает электромагнитную систему электрической машины с механической системой. Он может быть записан так, как представлено в уравнении (2.14).

$$M = \frac{1}{2} p_n [i]^T + \frac{d[L]}{d\varphi_r} [i], \quad (2.14)$$

где

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_s] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix}, \quad (2.15)$$

$$[i] = [[i_s]^T \quad [i_r]^T]^T. \quad (2.16)$$

В связи с тем, что индуктивности обмоток статора и ротора, представленные в матрицах (2.8) и (2.9) соответственно, не содержат коэффициентов, зависящих от электрического углового положения ротора, то уравнение (2.14) для электрических машин с равномерным воздушным зазором можно представить так:

$$M = p_n [i_s]^T + \frac{d[L_{sr}]}{d\varphi_r} [i_r]. \quad (2.17)$$

Математическая модель, описанная при помощи уравнений (2.1) – (2.17), представлена в исходной n -фазной неподвижной системе координат. С целью ее упрощения целесообразно выполнить фазные и координатные преобразования. Это также позволит облегчить синтез системы управления электропривода. Переменные составляющие дифференциальных уравнений n -фазной электрической машины переменного тока принадлежат n -мерному векторному пространству. Фазное преобразование (или преобразование Э. Кларка) заключается в изменении исходного векторного пространства путем его разбиения на $n/2$ двумерные плоскости при четном числе фаз электрической машины, и на $(n-1)/2$ двумерные плоскости при нечетном числе фаз [135]. Фазное преобразование позволяет перейти от n -фазной электрической машины к двухфазной, с использованием математического описания которой в настоящее время выполняется синтез систем векторного управления [10, 15, 27, 71, 95] и систем прямого управления моментом [26, 27, 85, 124, 136, 142, 143].

Полученные после преобразования новые двумерные плоскости ортогональны по отношению друг к другу, поэтому между переменными этих плоскостей нет электромагнитной связи. В каждой двумерной плоскости присутствуют обмотки, расположенные вдоль перпендикулярных осей. Это дает возможность значительно упростить математическую модель электрической

машины переменного тока в новой системе координат по сравнению с исходной системой. Взаимосвязь между переменными в исходной n -фазной системе координат и новой системе (принимается неподвижная относительно статора система координат α - β для обмотки статора и вращающаяся с электрической частотой вращения ротора ω_r система координат d - q для обмотки ротора) можно выразить следующим образом:

$$[A_s]_{\alpha\beta} = [C][A_s]_{1,2,\dots,n}, \quad (2.18)$$

$$[A_r]_{dq} = [C][A_r]_{1,2,\dots,n}, \quad (2.19)$$

где $[A_s]_{\alpha\beta}$ и $[A_r]_{dq}$ – матрицы-столбцы напряжения, тока или потокосцепления обмоток статора и ротора соответственно после преобразования в новые системы координат α - β и d - q соответственно;

$[C]$ – матрица преобразования из исходной системы координат в новую;

$[A_s]_{1,2,\dots,n}$ и $[A_r]_{1,2,\dots,n}$ – матрицы-столбцы напряжения, тока или потокосцепления обмоток статора и ротора соответственно в исходной для электрической машины n -фазной системе координат.

Матрица преобразования $[C]$ одинакова как для обмотки статора, так и для обмотки ротора, и для n -фазной электрической машины переменного тока может быть представлена в следующем виде:

$$C = a_c \begin{bmatrix} 1 & \cos \gamma & \cos 2\gamma & \dots & \cos 2\gamma & \cos \gamma \\ 0 & \sin \gamma & \sin 2\gamma & \dots & -\sin 2\gamma & -\sin \gamma \\ 1 & \cos 2\gamma & \cos 4\gamma & \dots & \cos 4\gamma & \cos 2\gamma \\ 0 & \sin 2\gamma & \sin 4\gamma & \dots & -\sin 4\gamma & -\sin 2\gamma \\ 1 & \cos 3\gamma & \cos 6\gamma & \dots & \cos 6\gamma & \cos 3\gamma \\ 0 & \sin 3\gamma & \sin 6\gamma & \dots & -\sin 6\gamma & -\sin 3\gamma \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & \cos\left(\frac{n-2}{2}\gamma\right) & \cos 2\left(\frac{n-2}{2}\gamma\right) & \dots & \cos 2\left(\frac{n-2}{2}\gamma\right) & \cos\left(\frac{n-2}{2}\gamma\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{n-2}{2}\gamma\right) & \sin 2\left(\frac{n-2}{2}\gamma\right) & \dots & -\sin 2\left(\frac{n-2}{2}\gamma\right) & -\sin\left(\frac{n-2}{2}\gamma\right) \\ a_0 & a_0 & a_0 & \dots & a_0 & a_0 \\ a_0 & -a_0 & a_0 & \dots & a_0 & -a_0 \end{bmatrix}, \quad (2.20)$$

где a_c – коэффициент фазных преобразований;

a_0 – коэффициент нулевой последовательности.

В случае поддержания инвариантности полной мощности при фазных преобразованиях из n -фазной системы координат в системы координат α - β для обмотки статора и d - q для обмотки ротора, коэффициенты a_c и a_0 в (2.20) равны:

$$\begin{aligned} a_c &= \sqrt{\frac{2}{n}}, \\ a_0 &= \frac{1}{\sqrt{2}}. \end{aligned} \quad (2.21)$$

В альтернативном способе при фазных преобразованиях поддерживается инвариантность мощности на фазу в n -фазной системе координат и в системах координат α - β для обмотки статора и d - q для обмотки ротора. При таком преобразовании для реализации равенства мощности в исходной и в новых системах координат необходимо умножить значение электромагнитного момента, образуемого переменными в новых системах координат, на коэффициент $n/2$. В таком случае коэффициенты a_c и a_0 в матрице (2.20) равны:

$$\begin{aligned} a_c &= \frac{2}{n}, \\ a_0 &= \frac{1}{2}. \end{aligned} \quad (2.22)$$

Дальнейшее описание математических моделей электрических машин будет основываться на том, что фазные и координатные преобразования происходят при условии инвариантности полной мощности, соответственно в матрице (2.20) необходимо использовать значения коэффициентов из (2.21).

Стоит отметить, что возможно выполнить обратное преобразование:

$$[C]^{-1} = [C]^T, \quad (2.23)$$

$$[A_s]_{1,2,\dots,n} = [C]^T [A_s]_{\alpha\beta}, \quad (2.24)$$

$$[A_r]_{1,2,\dots,n} = [C]^T [A_r]_{dq}. \quad (2.25)$$

Первые две строки в матрице (2.20) – это компоненты по осям α и β или d и q , которые определяют переменные, приводящие к созданию основного магнитного потока и, следовательно, электромагнитного момента. Последние две строки определяют два компонента нулевой последовательности 0_+ и 0_- , а

последняя строка 0. не учитывается для нечетного числа фаз электрической машины. Между составляющими по осям α и β и 0_+ и 0_- находятся $(n-4)/2$ (для четного числа фаз n) или $(n-3)/2$ (для нечетного числа фаз n) пар строк, определяющие $(n-4)/2$ или $(n-3)/2$ пар переменных по осям x и y .

После применения фазного преобразования для математической модели электрической машины переменного тока, которая представлена уравнениями (2.1) – (2.17), из исходной n -фазной системы координат в системы координат α - β для обмотки статора и d - q для обмотки ротора, получена математическая модель электрической машины в системе координат α - β для обмотки статора, образованная уравнениями (2.26), (2.27) и в системе координат d - q для обмотки ротора, описываемая уравнениями (2.28), (2.29). Электромагнитный момент электрической машины представлен в уравнении (2.31).

Напряжения обмотки статора, представленные в уравнениях (2.2) и (2.4) в системе координат α - β при использовании фазного преобразования (2.18), принимают следующий вид:

$$\begin{aligned} u_{s\alpha} &= R_s i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt}, \\ u_{s\beta} &= R_s i_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt}, \\ u_{sk} &= R_s i_{sk} + \frac{d\psi_{sk}}{dt}, \\ &\dots \\ u_{s0} &= R_s i_{s0} + \frac{d\psi_{s0}}{dt}, \end{aligned} \tag{2.26}$$

где $k = x1, y1 \dots y = (n-3)/2$.

Потокосцепления статора, выраженные в уравнениях (2.4) и (2.6) в системе координат α - β при использовании фазного преобразования (2.18), принимают следующий вид:

$$\begin{aligned} \psi_{s\alpha} &= (L_{\sigma s} + L_m) i_{s\alpha} + L_m (i_{rd} \cos \varphi_r - i_{rq} \sin \varphi_r), \\ \psi_{s\beta} &= (L_{\sigma s} + L_m) i_{s\beta} + L_m (i_{rd} \sin \varphi_r + i_{rq} \cos \varphi_r), \\ \psi_{sk} &= L_{\sigma s} i_{sk}, \end{aligned} \tag{2.27}$$

...

$$\psi_{s0} = L_{\sigma s} i_{s0}.$$

где L_m — взаимоиндуктивность после преобразования из n -фазной системы координат в новые, определяющаяся так:

$$L_m = L_{mn} \left(\frac{n}{2} \right). \quad (2.28)$$

Напряжения обмотки ротора, представленные в уравнениях (2.3) и (2.5) в системе координат d - q при использовании фазного преобразования (2.19), принимают следующий вид:

$$\begin{aligned} u_{rd} &= R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt}, \\ u_{rq} &= R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt}, \\ u_{rk} &= R_r i_{rk} + \frac{d\psi_{rk}}{dt}, \\ &\dots \\ u_{r0} &= R_s i_{r0} + \frac{d\psi_{r0}}{dt}. \end{aligned} \quad (2.29)$$

Потокосцепления ротора, выраженные в уравнениях (2.5) и (2.7) в системе координат d - q , при использовании фазного преобразования (2.19) принимают следующий вид:

$$\begin{aligned} \psi_{rd} &= (L_{\sigma r} + L_m) i_{rd} + L_m (i_{s\alpha} \cos \varphi_r + i_{s\beta} \sin \varphi_r), \\ \psi_{rq} &= (L_{\sigma r} + L_m) i_{rq} + L_m (i_{s\alpha} \sin \varphi_r - i_{s\beta} \cos \varphi_r), \\ \psi_{rk} &= L_{\sigma r} i_{rk}, \\ &\dots \\ \psi_{r0} &= L_{\sigma r} i_{r0}. \end{aligned} \quad (2.30)$$

На основании уравнения (2.14) электромагнитный момент электрической машины можно представить следующим образом:

$$M = p_n L_m [(i_{rd} i_{s\beta} - i_{rq} i_{s\alpha}) \cos \varphi_r - (i_{rd} i_{s\alpha} + i_{rq} i_{s\beta}) \sin \varphi_r], \quad (2.31)$$

Стоит отметить, что уравнения (2.26) – (2.31) представлены для n -фазной электрической машины переменного тока с нечетным числом фаз. Если ротор

электрической машины короткозамкнут, то напряжения u_{rd} , u_{rq} , u_x и u_y в уравнениях (2.29) равны нулю.

Из уравнения электромагнитного момента (2.31) видно, что в системах координат α - β для обмотки статора и d - q для обмотки ротора электромагнитный момент создается только за счет взаимодействия токов обмотки статора по осям α и β и обмотки ротора по осям d и q , а составляющие токов по осям x и y не участвуют в его создании. Только в уравнениях потокосцепления (2.27), (2.30) и электромагнитного момента (2.31), а следовательно, и в напряжениях обмоток статора в системе координат α - β (2.27) и ротора в системе координат d - q (2.29) сохраняется связь между статором и ротором через электрическое угловое положение ротора φ_r , параметры обмоток статора и ротора по осям x и y не имеют такой связи. Уравнения нулевой последовательности обмотки ротора в (2.29) и (2.30) также не имеют никакой связи с обмоткой статора. Поэтому уравнения напряжений u_x , u_y , u_{r0} в (2.29) и потокосцеплений ψ_x , ψ_y , ψ_{r0} в (2.30) по осям x и y могут не учитываться при синтезе математической модели электрической машины с короткозамкнутой обмоткой ротора.

При подключении обмотки статора к источнику идеального синусоидального симметричного напряжения, составляющие тока обмотки статора по осям x и y в уравнениях напряжения (2.26) и потокосцепления (2.27) стремятся к нулю и могут быть исключены из системы. В связи с тем, что обмотка статора в большинстве случаев выполнена в виде звезды с изолированной нейтралью, то в ней не может протекать ток нулевой последовательности (за исключением случаев, если число фаз четное и $n \geq 6$), поэтому уравнения нулевой последовательности в (2.26) и (2.27) можно не учитывать в математической модели.

Таким образом, переход от исходной n -фазной системы координат к системам координат α - β для обмотки статора и d - q для обмотки ротора позволяет значительно упростить математическую модель электрической машины переменного тока. Вместо $2n$ уравнений в исходной системе получаются два уравнения в системе координат α - β для обмотки статора и два уравнения в системе координат d - q для обмотки ротора. Но проблема изменяющихся во времени

взаимоиндуктивностей не решена, т.к. системы координат α - β и d - q подвижны друг относительно друга.

Для устранения периодической зависимости взаиминдуктивностей от электрического углового положения ротора и упрощения математической модели электрической машины переменного тока необходимо привести математическое описание обмоток статора и ротора к одной и той же системе координат, т.е. выполнить координатные преобразования.

Далее рассмотрен вариант преобразования из систем координат α - β и d - q в ортогональную систему координат u - v , вращающуюся с произвольной электрической частотой вращения ω_k . Эта частота вращения позволяет определить мгновенное электрическое угловое положение оси u относительно неподвижной оси α обмотки статора и будет использоваться для преобразования параметров, относящихся к обмотке статора:

$$\varphi_k = \int \omega_k dt. \quad (2.32)$$

Учитывая, что ротор вращается и ось d обмотки ротора имеет мгновенное электрическое угловое положение φ_r относительно оси α обмотки статора, то электрический угол между осью u и осью d обмотки ротора определяется так:

$$\varphi = \varphi_k - \varphi_r = \int (\omega_k - \omega_r) dt. \quad (2.33)$$

Переход от неподвижной системы координат α - β к новой вращающейся системе координат u - v можно представить следующим образом:

$$[A_s]_{uv} = [D_s][A_s]_{\alpha\beta}, \quad (2.34)$$

$$[A_r]_{uv} = [D_r][A_r]_{dq}, \quad (2.35)$$

где $[A_s]_{uv}$ и $[A_r]_{uv}$ – матрицы-столбцы напряжения, тока или потокосцепления обмоток статора и ротора соответственно после преобразования в новую систему координат u - v .

Матрицы преобразований вращения $[D_s]$ для обмотки статора в уравнении (2.34) и $[D_r]$ для обмотки ротора в уравнении (2.35) электрической машины переменного тока представлены в (2.36) и (2.37) соответственно.

$$[D_s] = \begin{bmatrix} \cos \varphi_k & \sin \varphi_k & 0 & 0 & \dots & 0 \\ -\sin \varphi_k & \cos \varphi_k & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix}, \quad (2.36)$$

$$[D_r] = \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi & 0 & 0 & \dots & 0 \\ -\sin \varphi & \cos \varphi & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.37)$$

Из матриц (2.36) и (2.37) видно, что преобразование применяется только к уравнениям, относящимся к осям α и β для обмотки статора и осям d и q для обмотки ротора, а уравнения по осям x и y и нулевой последовательности не изменяют свою форму.

Обратное преобразование можно выполнить следующим образом:

$$[D_s]^{-1} = [D_s]^T, \quad (2.38)$$

$$[D_r]^{-1} = [D_r]^T, \quad (2.39)$$

$$[A_s]_{\alpha\beta} = [D_s]^{-1}[A_s]_{uv}, \quad (2.40)$$

$$[A_s]_{dq} = [D_r]^{-1}[A_s]_{uv}. \quad (2.41)$$

На рисунке 2.1 (а) показано взаимное расположение координатных осей α и β , d и q , u и v и обмоток статора в системе координат α - β и ротора в системе координат d - q , а на рисунке 2.1 (б) представлены обмотки статора и ротора в системе координат u - v после выполнения координатных преобразований. На рисунке 2.1 оси α и β расположены ортогонально друг другу (как и оси d и q , u и v), ось α совпадает с осью фазы 1 обмотки статора электрической машины в исходной системе координат. Электрическое угловое положение оси d относительно оси α определяется электрическим углом φ_r , оси u относительно оси α – электрическим углом φ_k , оси u относительно оси d – электрическим углом φ .

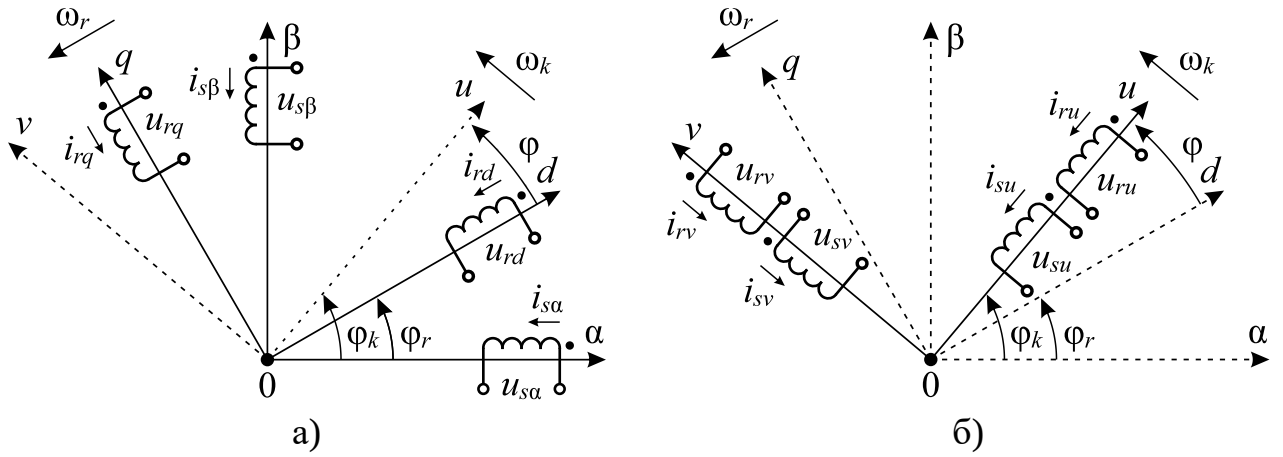


Рисунок 2.1 – Взаимное расположение координатных осей α и β , d и q , u и v и обмоток статора в системе координат α - β и ротора в системе координат d - q (а), обмоток статора и ротора в системе координат u - v (б)

Математическая модель электрической машины переменного тока в результате координатного преобразования уравнений (2.26), (2.27) из системы координат α - β для обмотки статора и уравнений (2.29), (2.30) из системы координат d - q для обмотки ротора во вращающуюся систему координат u - v будет описываться уравнениями (2.42) – (2.47).

Напряжения обмотки статора, представленные в уравнениях (2.26) в системе координат u - v при использовании координатного преобразования (2.34), могут быть записаны следующим образом:

$$\begin{aligned}
 u_{su} &= R_s i_{su} + \frac{d\psi_{su}}{dt} - \omega_k \psi_{sv}, \\
 u_{sv} &= R_s i_{sv} + \frac{d\psi_{sv}}{dt} + \omega_k \psi_{su}, \\
 u_{sk} &= R_s i_{sk} + \frac{d\psi_{sk}}{dt}, \\
 &\dots \\
 u_{s0} &= R_s i_{s0} + \frac{d\psi_{s0}}{dt}.
 \end{aligned} \tag{2.42}$$

Потокосцепления статора, выраженные в уравнениях (2.27) в системе координат u - v при использовании координатного преобразования (2.34), принимают вид, представленный в (2.43).

$$\begin{aligned}
\psi_{su} &= (L_{\sigma s} + L_m)i_{su} + L_m i_{ru}, \\
\psi_{sv} &= (L_{\sigma s} + L_m)i_{sv} + L_m i_{rv}, \\
\psi_{sk} &= L_{\sigma s} i_{sk}, \\
&\dots \\
\psi_{s0} &= L_{\sigma s} i_{s0}.
\end{aligned} \tag{2.43}$$

Напряжения обмотки ротора, представленные в уравнениях (2.29) в системе координат $u-v$ при использовании координатного преобразования (2.35), принимают следующий вид:

$$\begin{aligned}
u_{ru} &= R_r i_{ru} + \frac{d\psi_{ru}}{dt} - (\omega_k - \omega_r)\psi_{rv}, \\
u_{rv} &= R_r i_{rv} + \frac{d\psi_{rv}}{dt} + (\omega_k - \omega_r)\psi_{ru}, \\
u_{rk} &= R_r i_{rk} + \frac{d\psi_{rk}}{dt}, \\
&\dots \\
u_{r0} &= R_r i_{r0} + \frac{d\psi_{r0}}{dt}.
\end{aligned} \tag{2.44}$$

Потокосцепления ротора, выраженные в уравнениях (2.30) в системе координат $u-v$ при использовании координатного преобразования (2.35), принимают следующий вид:

$$\begin{aligned}
\psi_{ru} &= (L_{\sigma r} + L_m)i_{ru} + L_m i_{su}, \\
\psi_{rv} &= (L_{\sigma r} + L_m)i_{rv} + L_m i_{sv}, \\
\psi_{rk} &= L_{\sigma r} i_{rk}, \\
&\dots \\
\psi_{r0} &= L_{\sigma r} i_{r0}.
\end{aligned} \tag{2.45}$$

На основании уравнения (2.31) электромагнитный момент электрической машины в системе координат $u-v$ можно представить следующим образом:

$$M = p_n L_m [i_{ru} i_{sv} - i_{su} i_{rv}]. \tag{2.46}$$

Для трехфазных электрических машин переменного тока уравнения по осям x и y в (2.42) – (2.45) отсутствуют. Для электрических машин с большим числом фаз влияние параметров по осям x и y необходимо учитывать при питании ротора

через управляемый преобразователь (например, асинхронный двигатель с фазным ротором) и/или при наличии несимметричного и несинусоидального питающего напряжения на обмотке статора.

Стоит отметить, что на основании преобразований (2.18), (2.34) для обмотки статора и (2.19), (2.35) для обмотки ротора можно выполнить преобразование, которое позволит сразу осуществить переход от исходной n -фазной системы координат во вращающуюся систему координат u - v :

$$[A_s]_{uv} = [T_s][A_s]_{1,2,\dots,n}, \quad (2.47)$$

$$[A_r]_{uv} = [T_r][A_r]_{1,2,\dots,n}, \quad (2.48)$$

где $[T_s]$ матрица преобразования для обмотки статора, которая получается на основании произведения матриц (2.20) и (2.36);

$[T_r]$ матрица преобразования для обмотки ротора, которая получается на основании произведения матриц (2.20) и (2.37):

$$[T_s] = [C][D_s], \quad (2.49)$$

$$[T_r] = [C][D_r]. \quad (2.50)$$

Наибольшее распространение на железнодорожном подвижном составе среди электрических машин переменного тока получили трехфазные машины ($\gamma = 2\pi/3$) [29, 30]. Для таких машин матрицы преобразования (2.49) и (2.50) примут вид (при условии, что ось α расположена вдоль оси фазы 1 (A) обмотки статора, ось d расположена вдоль оси фазы 1 (A) обмотки ротора):

$$[T_s] = \begin{bmatrix} \cos \varphi_k & \cos(\varphi_k - \gamma) & \cos(\varphi_k + \gamma) \\ -\sin \varphi_k & -\sin(\varphi_k - \gamma) & -\sin(\varphi_k + \gamma) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, \quad (2.51)$$

$$[T_r] = \begin{bmatrix} \cos \varphi & \cos(\varphi - \gamma) & \cos(\varphi + \gamma) \\ -\sin \varphi & -\sin(\varphi - \gamma) & -\sin(\varphi + \gamma) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}. \quad (2.52)$$

Так, например, напряжения обмотки статора в системе координат u - v (2.42) на основании матрицы (2.51) могут быть представлены, как показано в уравнениях (2.53).

$$\begin{aligned}
u_{su} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(u_{s1} \cos \varphi_k + u_{s2} \cos \left(\varphi_k - \frac{2\pi}{3} \right) + u_{s3} \cos \left(\varphi_k - \frac{4\pi}{3} \right) \right), \\
u_{sv} &= -\sqrt{\frac{2}{3}} \left(u_{s1} \sin \varphi_k + u_{s2} \sin \left(\varphi_k - \frac{2\pi}{3} \right) + u_{s3} \sin \left(\varphi_k - \frac{4\pi}{3} \right) \right).
\end{aligned} \tag{2.53}$$

Аналогично (2.53) можно записать выражения для токов и потокосцеплений.

Для описания асинхронных двигателей широкое распространение получила система координат α - β , для синхронных двигателей – d - q .

Преобразование, позволяющее осуществить переход от исходной трехфазной системы координат 1-2-3 (или A - B - C) к неподвижной относительно статора системе координат α - β для обмоток статора и ротора на основании уравнений (2.47) и (2.48), можно выполнить следующим образом:

$$[A_s]_{\alpha\beta} = [T_s][A_s]_{1,2,3}, \tag{2.54}$$

$$[A_r]_{\alpha\beta} = [T_r][A_r]_{1,2,3}. \tag{2.55}$$

При переходе от трехфазной системы координат A - B - C к системе координат α - β (в уравнении (2.33) $\omega_k = 0$, следовательно $\varphi_k = 0$, $\varphi = -\varphi_r$) матрицы $[T_s]$ в (2.54) и $[T_r]$ в (2.55) на основании матриц (2.51) и (2.52) примут вид:

$$[T_s] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, \tag{2.56}$$

$$[T_r] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\varphi_r) & \cos\left(\varphi_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\varphi_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\varphi_r) & \sin\left(\varphi_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\varphi_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}. \tag{2.57}$$

Знаки в матрицах получены после выполнения тригонометрических упрощений.

Преобразование, позволяющее осуществить переход от исходной трехфазной системы координат A - B - C к вращающейся вместе с ротором системе координат

$d-q$ для обмоток статора и ротора на основании уравнений (2.47) и (2.48), можно выполнить следующим образом:

$$[A_s]_{dq} = [T_s][A_s]_{1,2,3}, \quad (2.58)$$

$$[A_r]_{dq} = [T_r][A_r]_{1,2,3}. \quad (2.59)$$

При переходе от трехфазной системы координат $A-B-C$ к системе координат $d-q$ (в уравнении (2.33) $\omega_k = \omega_r$, следовательно $\varphi_k = \varphi_r$, $\varphi = 0$) матрицы $[T_s]$ в (2.58) и $[T_r]$ в (2.59) на основании матриц (2.51) и (2.52) примут вид:

$$[T_s] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\varphi_r) & \cos\left(\varphi_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\varphi_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\varphi_r) & -\sin\left(\varphi_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\varphi_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, \quad (2.60)$$

$$[T_r] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}. \quad (2.61)$$

Для систем управления синхронными двигателями с постоянными магнитами для фазных и последующих координатных преобразований целесообразно, чтобы в нулевой момент времени ось координат q совпадала с осью координат A исходной трехфазной системы координат, т.к. максимальное значение фазовой индукции получается именно при пуске двигателя [61]. Тогда в уравнении (2.58) матрица $[T_s]$ будет выглядеть следующим образом:

$$[T_s] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin(\varphi_r) & \sin\left(\varphi_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\varphi_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos(\varphi_r) & \cos\left(\varphi_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\varphi_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, \quad (2.62)$$

Координатные преобразования с учетом изначального расположения оси координат q вдоль оси координат A могут быть представлены так:

$$[A_s]_{\alpha\beta} = [T_s][A_s]_{dq}, \quad (2.63)$$

$$[T_s] = \begin{bmatrix} \sin(\varphi_r) & \cos(\varphi_r) & 0 \\ -\cos(\varphi_r) & \sin(\varphi_r) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.64)$$

2.2. Разработка математических моделей, описывающих преобразование энергии в синхронных двигателях

Обмотки статоров синхронных и асинхронных двигателей идентичны, электромагнитные процессы, происходящие в них, могут быть описаны уравнением (2.1). Математическое описание электромагнитных процессов в роторе синхронных двигателей зависит от типа его магнитной системы и принципа образования электромагнитного поля. В основном синхронные двигатели имеют источник магнитного поля на роторе (ротор с постоянными магнитами или с обмоткой возбуждения), за исключением синхронного реактивного двигателя, на роторе которого отсутствует источник магнитного поля.

Фазные и координатные преобразования, представленные в подразделе 2.1, могут быть применены к синхронным двигателям с учетом особенности магнитной системы их роторов. У синхронных двигателей с обмоткой возбуждения наиболее часто встречаются неявнополюсные (гладкие) и явнополюсные магнитные системы ротора [135]. Электромагнитное поле ротора неподвижно относительно самого ротора, поэтому математическое описание синхронных двигателей удобно организовывать в системе координат d - q , направив поле ротора вдоль оси d (преобразование из n -фазной системы координат в систему координат d - q возможно при помощи уравнений (2.58) и (2.59)).

Воздушный зазор, который образуется между статором и ротором синхронных двигателей с обмоткой возбуждения при наличии короткозамкнутой демпферной обмотки с неявнополюсным и явнополюсным роторами является неравномерным. Это приводит к тому, что магнитное сопротивление статора непрерывно изменяется при вращении ротора между двумя крайними значениями: минимальным по оси d и максимальным по оси q . Следовательно, нужно

определить две соответствующие собственные индуктивности обмотки статора L_{sd} и L_{sq} . Предполагая, что пространственное распределение магнитодвижущих сил синусоидально, собственную индуктивность фазы 1 обмотки статора многофазного двигателя, вдоль которой расположена ось α , можно представить так:

$$L_{11s} = \frac{(L_{sd} + L_{sq})}{2} + \left[\frac{(L_{sd} - L_{sq})}{2} \right] \cos 2\varphi_r, \quad (2.65)$$

$$\begin{aligned} L_{sd} &= L_{\sigma s} + L_{mnd}, \\ L_{sq} &= L_{\sigma s} + L_{mnq}, \end{aligned} \quad (2.66)$$

где L_{mnd} и L_{mnq} – взаимоиנדуктивности по осям d и q соответственно.

Собственные индуктивности всех остальных фаз имеют такой же вид как уравнения (2.65) и (2.66) с соответствующим сдвигом, учитывающим пространственное смещение каждой отдельной фазы относительно фазы 1.

Как видно из соотношения (2.65) собственная индуктивность является постоянной величиной, не зависящей от электрического углового положения ротора при условии равенства индуктивностей по осям d и q ($L_{sd} = L_{sq}$), что в свою очередь возможно при равномерности воздушного зазора. Стоит отметить, что индуктивности обмоток ротора (обмотка возбуждения и/или демпферная обмотка) принимаются постоянными.

У синхронных двигателей с поверхностным монтажом магнитов на роторе воздушный зазор одинаковый за счет равномерного размещения магнитов (рисунок 1.2 (а)). Это приводит к тому, что индуктивности по осям d и q не значительно отличаются друг от друга (разница составляет не более 10%, т.е. двигатель обладает магнитной симметрией, а если разница больше, то у двигателя магнитная несимметрия) и их можно считать равными (т.е. отношение $\xi = L_{sq}/L_{sd} = 1$) [3, 103]. Такие двигатели больше соответствуют неявнополюсной структуре магнитной системы ротора. Существуют синхронные двигатели с поверхностным монтажом магнитов на роторе, у которых магниты встроены в пазы на поверхности ротора (рисунок 1.2 (б)). У них отношение $\xi = 2 \dots 2,5$ [3, 103]. Синхронные двигатели с инкорпорированными магнитами (рисунки 1.2 (в), (г)) больше соответствуют явнополюсной структуре магнитной системы, т.к.

проницаемость постоянных магнитов очень близка к проницаемости воздуха, что приводит к значительно более высокому магнитному сопротивлению в той области ротора, где внедрены магниты, по сравнению с другой частью ротора, состоящей из ферромагнитного материала, при этом отношение $\xi > 3$ [3, 103].

У синхронных двигателей с неравномерным воздушным зазором собственная индуктивность содержит гармоническую зависимость от электрического углового положения ротора и $L_{sd} \neq L_{sq}$ [135]. Собственная индуктивность в (2.65) при каждом обороте ротора будет дважды принимать максимальное и минимальное значения. Взаимные индуктивности также будут иметь гармоническую зависимость от электрического углового положения ротора. Поэтому, в синхронных электрических машинах все элементы матрицы индуктивности обмотки статора (2.8) содержат члены, зависящие от электрического углового положения ротора. Таким образом, на основании уравнения (2.14) электромагнитный момент синхронной электрической машины принимает вид:

$$M = p_n [i_s]^T + \frac{d[L_{sr}]}{d\varphi_r} [i_r] + \frac{1}{2} p_n [i_s]^T \frac{d[L_s]}{d\varphi_r} [i_s]. \quad (2.67)$$

Третье слагаемое в правой части уравнения (2.67) (отсутствующее в уравнении (2.17) электрических машин с равномерным воздушным зазором) появляется из-за непостоянства воздушного зазора и по существу является компонентом реактивного электромагнитного момента (в реактивных машинах, где нет возбуждения на роторе, эта составляющая является единственной).

В связи с тем, что для тяговых задач на железнодорожном подвижном составе наибольшее распространение получили трехфазные двигатели переменного тока, то дальнейшее математическое описание производилось для машин, имеющих трехфазную обмотку статора [62]. При математическом представлении было принято, что обмотки статоров рассматриваемых трехфазных двигателей подключены к источникам идеального синусоидального напряжения. На рисунке 2.2 представлено расположение обмоток синхронных двигателей с демпферными обмотками, имеющих возбуждение от обмотки возбуждения и от постоянных магнитов в системе координат $d-q$

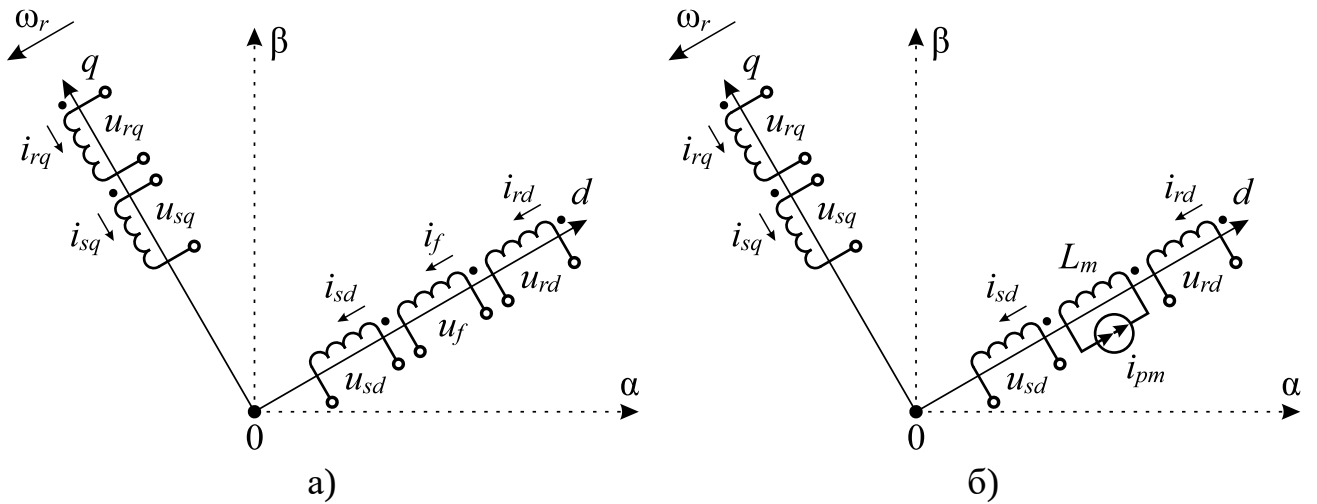


Рисунок 2.2 – Расположение обмоток синхронного двигателя с обмоткой возбуждения и демпферной обмоткой (а) и синхронного двигателя с постоянными магнитами (поток постоянных магнитов формируется через фиктивную обмотку) и демпферной обмоткой (б) в системе координат d - q

На основании рисунка 2.2 (а) эквивалентная схема замещения синхронного двигателя с обмоткой возбуждения и демпферной обмоткой в системе координат d - q принимает вид, представленный на рисунке 2.3.

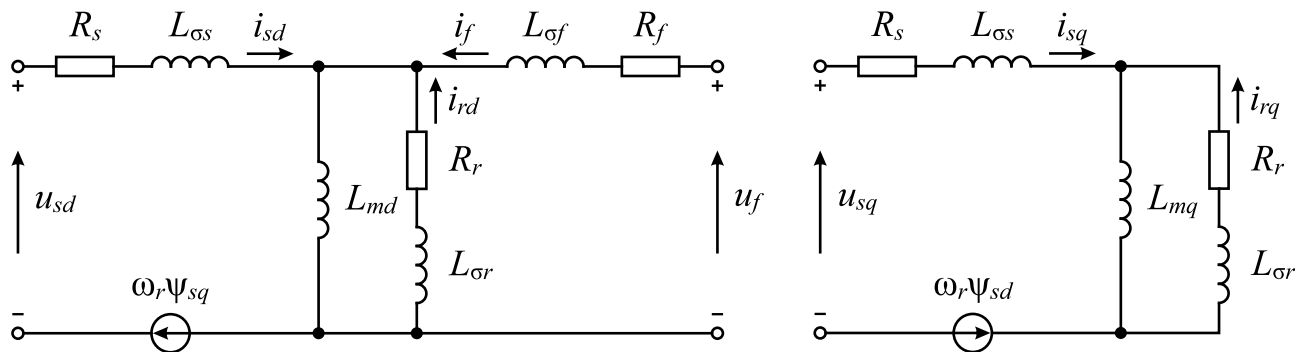


Рисунок 2.3 – Эквивалентная схема замещения синхронного двигателя с обмоткой возбуждения и демпферной обмоткой в системе координат d - q

Напряжения обмотки статора, описанные в уравнениях (2.2) и (2.4) в системе координат d - q при использовании фазного преобразования (2.58) и (2.60), для эквивалентной схемы замещения синхронного двигателя с обмоткой возбуждения и демпферной обмоткой, представленной на рисунке 2.3, принимают вид, продемонстрированный в уравнениях (2.68).

$$\begin{aligned}
u_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_r \psi_{sq}, \\
u_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_r \psi_{sd}.
\end{aligned}
\tag{2.68}$$

Потокосцепления статора, описанные в уравнениях (2.4) и (2.6) в системе координат d - q при использовании фазного преобразования (2.58) и (2.60), для эквивалентной схемы замещения, представленной на рисунке 2.3, принимают следующий вид:

$$\begin{aligned}
\psi_{sd} &= (L_{\sigma s} + L_{md})i_{sd} + L_{md}i_{rd} + L_{md}i_f, \\
\psi_{sq} &= (L_{\sigma s} + L_{mq})i_{sq} + L_{mq}i_{rq},
\end{aligned}
\tag{2.69}$$

где L_{md} и L_{mq} – индуктивности намагничивания;

i_f – ток обмотки возбуждения.

Индуктивности L_{md} и L_{mq} в уравнениях (2.69) связаны с индуктивностями L_{mnd} и L_{mnq} в уравнениях (2.66) следующим образом:

$$\begin{aligned}
L_{md} &= \frac{3}{2} L_{mnd}, \\
L_{mq} &= \frac{3}{2} L_{mnq}.
\end{aligned}
\tag{2.70}$$

Уравнения напряжений обмотки ротора в системе координат d - q , имеют такой же вид, как и уравнения (2.28), а сами напряжения равны нулю, т.к. обмотка короткозамкнутая:

$$\begin{aligned}
u_{rd} &= i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} = 0, \\
u_{rq} &= R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} = 0.
\end{aligned}
\tag{2.71}$$

Потокосцепления ротора в системе координат d - q для эквивалентной схемы замещения, представленной на рисунке 2.3, на основании уравнений (2.30) можно представить так:

$$\begin{aligned}
\psi_{rd} &= (L_{\sigma r} + L_{md})i_{rd} + L_{md}i_{sd} + L_{md}i_f, \\
\psi_{rq} &= (L_{\sigma r} + L_{mq})i_{rq} + L_{mq}i_{sq}.
\end{aligned}
\tag{2.72}$$

Уравнение напряжения обмотки возбуждения, полученное на основании уравнения (2.1), представлено в (2.73).

$$u_f = R_f i_f + \frac{d\psi_f}{dt}. \quad (2.73)$$

Потокосцепление обмотки возбуждения для эквивалентной схемы замещения, представленной на рисунке 2.3, может быть записано следующим образом:

$$\psi_f = (L_{\sigma f} + L_{md})i_f + L_{mq}i_{rd} + L_{md}i_{sd}. \quad (2.74)$$

Выражение электромагнитного момента на основании уравнения (2.67) с учетом уравнений (2.68) – (2.74) имеет вид:

$$M = p_n \left[(L_{md}i_{sq}(i_{sd} + i_{rd} + i_f) - L_{mq}i_{sd}(i_{sq} + i_{rq})) \right]. \quad (2.75)$$

Уравнение (2.75) можно преобразовать, отделив основную часть электромагнитного момента от реактивной части:

$$M = p_n [L_{md}i_{sq}(i_{rd} + i_f) - L_{mq}i_{sd}i_{rq}] + p_n (L_{md} - L_{mq})i_{sd}i_{sq}. \quad (2.76)$$

Расположение обмоток в синхронном двигателе с постоянными магнитами и демпферной обмоткой соответствует рисунку 2.2 (б). Постоянные магниты также расположены вдоль оси d , они могут быть представлены фиктивной обмоткой (индуктивностью L_m и током i_{pm} , формируемым источником тока), которая создает тот же самый поток, что и постоянные магниты. Эквивалентная схема замещения синхронного двигателя с постоянными магнитами (поток которых создается через фиктивную обмотку) и демпферной обмоткой на основании рисунка 2.2 (б) представлена на рисунке 2.4.

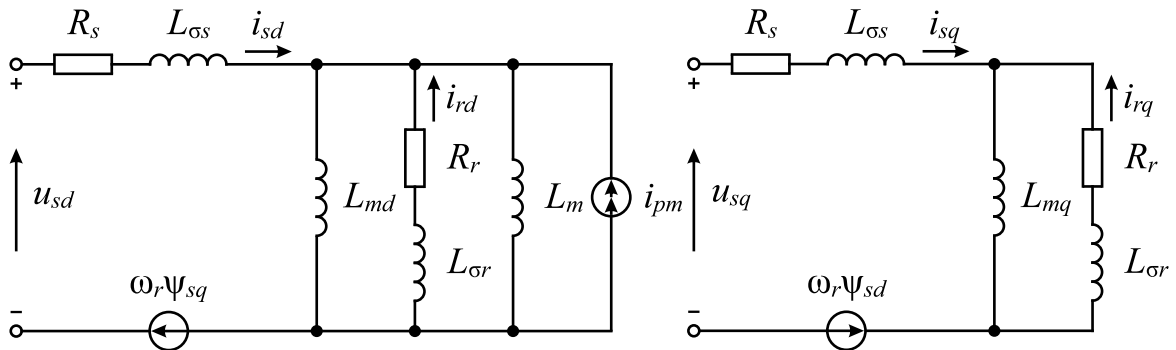


Рисунок 2.4 – Эквивалентная схема замещения синхронного двигателя с постоянными магнитами (представленными через индуктивность L_m и ток i_{pm}) и демпферной обмоткой в системе координат d - q

Синхронные двигатели с постоянными магнитами и демпферной обмоткой имеют уравнения напряжения обмоток статора и ротора для эквивалентной схемы замещения, представленной на рисунке 2.4, такие же как и выражения (2.68) и (2.71) соответственно.

Потокосцепления статора в системе координат d - q для эквивалентной схемы замещения, представленной на рисунке 2.4, на основании уравнений (2.69) принимают следующий вид:

$$\begin{aligned}\psi_{sd} &= (L_{\sigma s} + L_{md})i_{sd} + L_{md}i_{rd} + \psi_{pm}, \\ \psi_{sq} &= (L_{\sigma s} + L_{mq})i_{sq} + L_{mq}i_{rq},\end{aligned}\quad (2.77)$$

где ψ_{pm} – потокосцепление постоянных магнитов (фиктивной обмотки).

Потокосцепления ротора в системе координат d - q для эквивалентной схемы замещения, представленной на рисунке 2.4, на основании уравнений (2.72) принимают следующий вид:

$$\begin{aligned}\psi_{rd} &= (L_{\sigma r} + L_{md})i_{rd} + L_{md}i_{sd} + \psi_{pm}, \\ \psi_{rq} &= (L_{\sigma r} + L_{mq})i_{rq} + L_{mq}i_{sq}.\end{aligned}\quad (2.78)$$

Выражение электромагнитного момента на основании уравнения (2.76) с учетом уравнений (2.77) и (2.78) имеет вид:

$$M = p_n [\psi_{pm}i_{sq} + (L_{md}i_{rd}i_{sq} - L_{mq}i_{sd}i_{rq})] + p_n (L_{md} - L_{mq})i_{sd}i_{sq}. \quad (2.79)$$

Второе слагаемое в правой части уравнения (2.79) появляется тогда, когда синхронный двигатель выходит из синхронизма (при пуске или при изменении нагрузки), т.к. при синхронной частоте вращения электродвижущая сила (ЭДС) в короткозамкнутой обмотке отсутствует.

Если в синхронном двигателе происходит возбуждение от постоянных магнитов, расположенных на роторе и отсутствует демпферная обмотка, то на схеме, показывающей расположение обмоток синхронного двигателя с постоянными магнитами (рисунок 2.2 (б)) исчезают демпферные обмотки по осям d и q . Эквивалентная схема замещения синхронного двигателя с постоянными магнитами в системе координат d - q без демпферной обмотки представлена на рисунке 2.5.

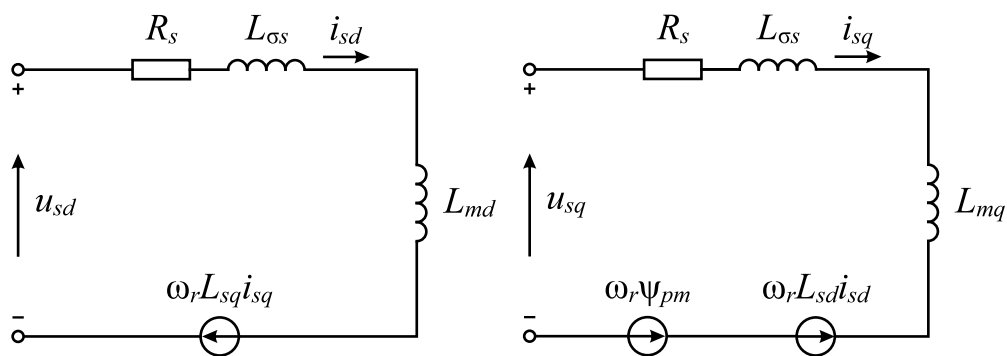


Рисунок 2.5 – Эквивалентная схема замещения синхронного двигателя с постоянными магнитами в системе координат d - q

Для синхронных двигателей с постоянными магнитами без демпферной обмотки на роторе целесообразно использовать фазное преобразование в систему координат d - q при помощи (2.58) и (2.62). При этом математическое представление в системе координат d - q не будет отличаться от описанных ранее синхронных двигателей, для которых применялось фазное преобразование при помощи (2.58) и (2.60).

Синхронные двигатели с постоянными магнитами имеют уравнения напряжений обмотки статора для эквивалентной схемы замещения, представленной на рисунке 2.5, такие же как и выражения (2.68).

Потокосцепления статора в системе координат d - q для эквивалентной схемы замещения, представленной на рисунке 2.5, на основании уравнений (2.77) принимают следующий вид:

$$\begin{aligned}\psi_{sd} &= (L_{\sigma s} + L_{md})i_{sd} + \psi_{pm}, \\ \psi_{sq} &= (L_{\sigma s} + L_{mq})i_{sq}.\end{aligned}\tag{2.80}$$

Выражение электромагнитного момента на основании уравнения (2.79) с учетом уравнений (2.80) имеет вид:

$$M = p_n \psi_{pm} i_{sq} + p_n (L_{md} - L_{mq}) i_{sd} i_{sq}.\tag{2.81}$$

Как было показано в разделе 1, для решения тяговых задач синхронный двигатель с постоянными магнитами без демпферной обмотки наиболее предпочтительный из всех разновидностей синхронных двигателей. Именно для него целесообразно разработать математическую модель, учитывающую потери

мощностей в статоре и в роторе и другие нелинейные эффекты, для ее дальнейшего использования при синтезе энергетически эффективных систем управления.

Научные работы, направленные на исследование потерь в синхронных двигателях с постоянными магнитами [74, 81, 123, 137], говорят о том, что потери мощности в магнитопроводе статскадываются из потерь на гистерезис и потерь, возникающих из-за действия вихревых токов. При неизменных частоте вращения и частоте тока обмотки статора потери мощности в магнитопроводе статора можно считать пропорциональными квадрату магнитного потока или противоЭДС.

Согласно результатам научных исследований учет и определение потерь мощности в магнитопроводе статора в математической модели синхронного двигателя с постоянными магнитами возможны введением эквивалентного сопротивления потерь мощности магнитопровода статора R_c , которое может быть включенным как параллельно магнитным ветвям по осям d и q [49, 65, 75, 84, 111, 114, 139], так и последовательно [77, 78, 129]. Параллельное включение сопротивления R_c получило более широкое применение из-за того, что оно позволяет рассчитать полные потери мощности в магнитопроводе статора, в то время как последовательное включение сопротивления R_c учитывает потери мощности в магнитопроводе статора, вызванные только влиянием вихревых токов, что не позволяет посчитать их из эквивалентной схемы замещения. Параллельное включение сопротивления R_c позволяет лучше представить на эквивалентной схеме замещения электромагнитные явления, протекающие в двигателе, поэтому для дальнейшего математического моделирования принято использование параллельного включения сопротивления R_c . Влияние потерь мощности в объеме постоянных магнитов из-за вихревых токов возможно учесть в математической модели путем введения эквивалентного сопротивления R_{pm} , соединенного с сопротивлением R_c последовательно (рисунок 2.6) [49, 74, 130, 136].

Эквивалентная схема замещения на рисунке 2.6 учитывает влияние индуктивности рассеяния обмотки статора, но это усложняет математическое описание, а реальное воздействие на электромеханические процессы в двигателе данная модель практически не оказывает [74, 79, 80, 88, 111, 120].

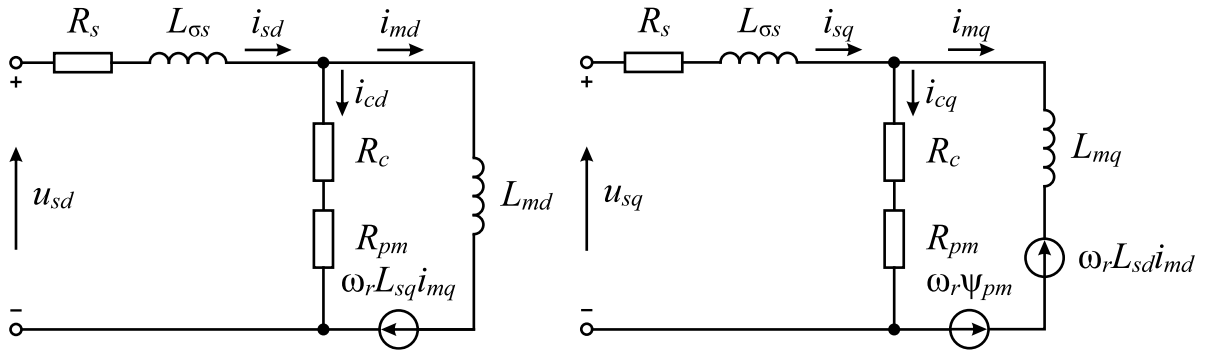


Рисунок 2.6 – Эквивалентная схема замещения синхронного двигателя с постоянными магнитами с учетом индуктивности рассеяния обмотки статора, потерь мощностей в магнитопроводе статора и в постоянных магнитах в системе координат $d-q$

В связи с этим предпочтительно использовать математическую модель синхронного двигателя с постоянными магнитами, представленную на рисунке 2.7.

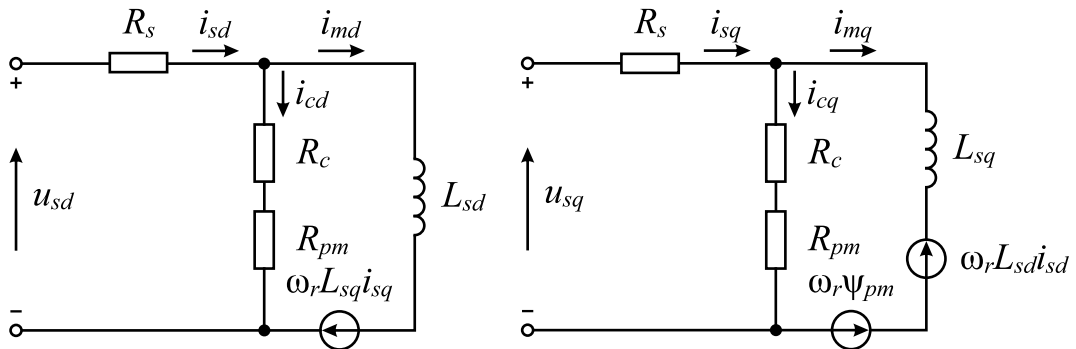


Рисунок 2.7 – Эквивалентная схема замещения синхронного двигателя с постоянными магнитами с учетом потерь мощностей в магнитопроводе статора и в постоянных магнитах в системе координат $d-q$

Напряжения обмотки статора в системе координат $d-q$ для эквивалентной схемы замещения, представленной на рисунке 2.7, на основании уравнений (2.68), можно представить следующим образом:

$$\begin{aligned} u_{sd} &= R_s i_{md} + \left(1 + \frac{R_s}{R_c + R_{pm}}\right) \left(L_{sd} \frac{di_{md}}{dt} - \omega_r \Psi_{sq}\right), \\ u_{sq} &= R_s i_{mq} + \left(1 + \frac{R_s}{R_c + R_{pm}}\right) \left(L_{sq} \frac{di_{mq}}{dt} + \omega_r \Psi_{sd}\right). \end{aligned} \quad (2.82)$$

Потокосцепления статора в системе координат d - q для эквивалентной схемы замещения, представленной на рисунке 2.7, на основании уравнений (2.80) принимают следующий вид:

$$\begin{aligned}\psi_{sd} &= L_{sd}i_{md} + \psi_{pm}, \\ \psi_{sq} &= L_{sq}i_{mq}.\end{aligned}\tag{2.83}$$

где i_{md} и i_{mq} – составляющие тока намагничивания в магнитных ветвях по осям d и q соответственно.

Согласно первому закону Кирхгоффа уравнения токов для эквивалентной схемы замещения, представленной на рисунке 2.7, могут быть представлены так:

$$\begin{aligned}i_{md} &= i_{sd} - i_{cd}, \\ i_{mq} &= i_{sq} - i_{cq},\end{aligned}\tag{2.84}$$

где i_{cd} и i_{cq} – эквивалентные токи потерь мощностей в магнитопроводе статора и в постоянных магнитах по осям d и q соответственно.

Эквивалентные токи потерь мощностей в магнитопроводе статора и в постоянных магнитах i_{cd} и i_{cq} , представленные в (2.84), могут быть выражены так:

$$\begin{aligned}i_{cd} &= -\frac{\omega_r L_{sq} i_{mq}}{R_c + R_{pm}}, \\ i_{cq} &= \frac{\omega_r (\psi_{pm} + L_{sd} i_{md})}{R_c + R_{pm}}.\end{aligned}\tag{2.85}$$

Уравнение электромагнитного момента (2.81) для эквивалентной схемы замещения, представленной на рисунке 2.7, изменится следующим образом:

$$M = p_n (\psi_{pm} i_{mq} + (L_{sd} - L_{sq}) i_{md} i_{mq}).\tag{2.86}$$

Суммарные электромагнитные потери мощности в двигателе можно определить следующим образом:

$$P_\Sigma = P_M + P_c + P_{pm},\tag{2.87}$$

где P_M – электрические потери мощности в меди обмотки статора;

P_c – потери мощности в магнитопроводе статора;

P_{pm} – потери мощности в постоянных магнитах.

Расчет электрических потерь мощности в меди обмотки статора синхронного двигателя с постоянными магнитами представлен в уравнении (2.88).

$$P_M = R_s(i_{sd}^2 + i_{sq}^2). \quad (2.88)$$

С учетом выражений токов (2.84) и (2.85) уравнение (2.88) в установившемся режиме принимает следующий вид:

$$P_M = R_s \left[\left(i_{md} - \frac{\omega_r L_{sq} i_{mq}}{R_c} \right)^2 + \left(i_{mq} + \frac{\omega_r (\psi_{pm} + L_{sd} i_{md})}{R_c} \right)^2 \right]. \quad (2.89)$$

Потери мощности в магнитопроводе статора синхронного двигателя с постоянными магнитами в установившемся режиме возможно оценить с учетом уравнений (2.84) следующим образом:

$$P_c = R_c(i_{cd}^2 + i_{cq}^2). \quad (2.90)$$

$$P_c = \left[\frac{(\omega_r L_{sq} i_{mq})^2}{R_c} + \frac{(\omega_r (\psi_{pm} + L_{sd} i_{md}))^2}{R_c} \right]. \quad (2.91)$$

Потери мощности в постоянных магнитах P_{pm} математически выглядят также, как и потери мощности в магнитопроводе статора P_c при условии, что в уравнениях (2.90) и (2.91) сопротивление R_c заменяется на сопротивление R_{pm} .

Правильная оценка индуктивностей обмотки статора в математических моделях синхронных двигателей с постоянными магнитами из-за насыщения магнитопровода статора необходима для получения электромеханических процессов наиболее приближенных к реальным. Например, индуктивности L_{sd} и L_{sq} в двигателях, имеющих ротор с инкорпорированными магнитами, влияют как на реактивную составляющую электромагнитного момента в уравнении (2.86) (как и в других двигателях с $\xi > 1$), так и на напряжение обмотки статора, формируемое преобразователем частоты в случае управляемого электропривода. В двигателях с $\xi > 1$ из-за того, что эффективная длина воздушного зазора по оси q меньше, чем по оси d , при насыщении магнитопровода статора индуктивность L_{sd} остается практически неизменной в сравнении с индуктивностью L_{sq} при соответствующем увеличении нагрузки на валу ротора [113]. У двигателей, обладающих ротором с инкорпорированными магнитами (в отличие от ротора с поверхностным монтажом магнитов), при больших нагрузках насыщение магнитопровода статора приводит к тому, что форма распределения магнитного потока в воздушном зазоре

значительно изменяется по отношению к форме в номинальном режиме, что в конечном итоге уменьшает электромагнитный момент.

Эффект насыщения магнитопровода статора в синхронных двигателях с постоянными магнитами может быть учтен разными способами. В работах [81, 97, 110, 113, 134] предлагается линейная зависимость индуктивностей L_{sd} и L_{sq} от токов намагничивания i_{md} и i_{mq} соответственно. Такой подход лучше всего применять для двигателей с $\xi = 1$, т.к. изменение индуктивностей обмотки статора можно считать одинаковым и до номинальных токов это изменение незначительно. Для математической модели двигателя с $\xi = 1$, полученной по эквивалентной схеме замещения, представленной на рисунке 2.7, эмпирический учет линейной зависимости индуктивностей L_{sd} и L_{sq} от токов намагничивания i_{md} и i_{mq} соответственно представлен ниже:

$$\begin{aligned} L_{sd*} &= L_{sq*} = 1,1 (i_{md*} < i_{md0*}; i_{mq*} < i_{mq0*}), \\ L_{sd*} &= -0,125i_{md*} + 1,125 (i_{md*} > i_{md0*}), \\ L_{sq*} &= -0,125i_{mq*} + 1,125 (i_{mq*} > i_{mq0*}), \end{aligned} \quad (2.92)$$

где * – относительное значение параметров;

i_{md0} и i_{mq0} – токи, при которых индуктивности L_{sd} и L_{sq} соответственно остаются неизменными (в основном, при номинальной нагрузке они составляют $i_{md0} = 0 \dots 0,2i_{md}$, $i_{mq0} = 0 \dots 0,2i_{mq}$).

Согласно работам [49, 99, 100, 107, 110, 119, 131] нелинейную зависимость насыщения магнитопровода статора целесообразно использовать для двигателей с $\xi > 1$, т.к. индуктивность L_{sq} при насыщении может значительно изменяться из-за конструктивных особенностей магнитной системы ротора. При этом изменение индуктивности L_{sd} у таких двигателей происходит линейно, согласно уравнению (2.92). Эмпирический учет нелинейной зависимости индуктивности L_{sq} от тока намагничивания i_{mq} для математической модели двигателя с $\xi > 1$ выглядит так:

$$\begin{aligned} L_{sq*} &= -0,6043i_{mq*}^5 + 1,8871i_{mq*}^4 - 1,6677i_{mq*}^3 + 0,1246i_{mq*}^2 + \\ &+ 0,0052i_{mq*} + 1,2498. \end{aligned} \quad (2.93)$$

На рисунке 2.8 (а) представлены зависимости индуктивностей L_{sd*} и L_{sq*} от токов намагничивания i_{md*} и i_{mq*} соответственно, полученные по уравнениям (2.92),

а на рисунке 2.8 (б) приведена зависимость индуктивности L_{mq}^* от тока намагничивания i_{mq}^* , полученная по выражению (2.93).

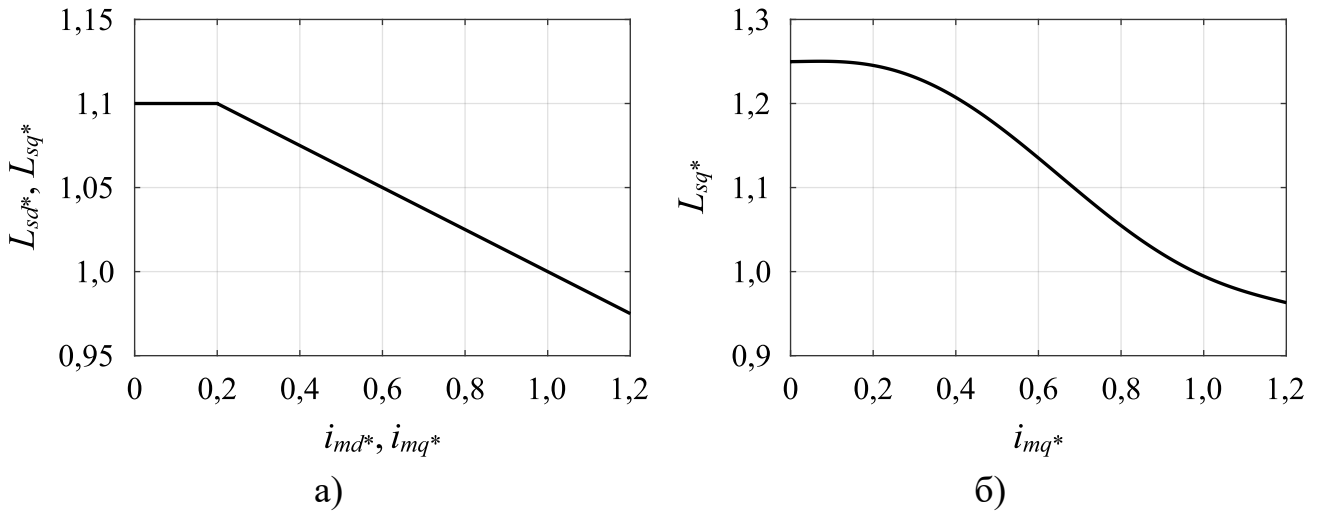


Рисунок 2.8 – Зависимости индуктивностей L_{sd}^* и L_{sq}^* от токов намагничивания i_{md}^* и i_{mq}^* соответственно (а), зависимость индуктивности L_{sq}^* от тока намагничивания i_{mq}^* (б)

Для трехфазных машин переменного тока, у которых конструкция статора идентична, эквивалентное сопротивление потерь мощности магнитопровода статора R_c зависит от частоты тока обмотки статора f_s [35, 50, 65, 74, 86, 143]. Данная зависимость является разной для различных значений частоты тока обмотки статора. Для эквивалентных схем замещения двигателей переменного тока и частоты тока обмотки статора f_s меньшей номинального значения, эмпирическая зависимость сопротивления R_c от нее имеет вид:

$$R_{c*} = 1,1198f_{s*}^5 - 3,3854f_{s*}^4 + 3,505f_{s*}^3 - 1,1146f_{s*}^2 + 0,6930f_{s*} + 0,182. \quad (2.94)$$

Для частоты тока обмотки статора f_s больше номинального значения эмпирическая зависимость сопротивления R_c от нее выражается так:

$$R_{c*} = 0,1536f_{s*}^5 - 1,3854f_{s*}^4 + 5,1505f_{s*}^3 - 10,1021f_{s*}^2 + 11,0217f_{s*} - 3,8384. \quad (2.95)$$

На рисунке 2.9 представлена зависимость сопротивления потерь мощности магнитопровода статора R_{c*} от частоты тока обмотки статора f_{s*} для трехфазных машин переменного тока.

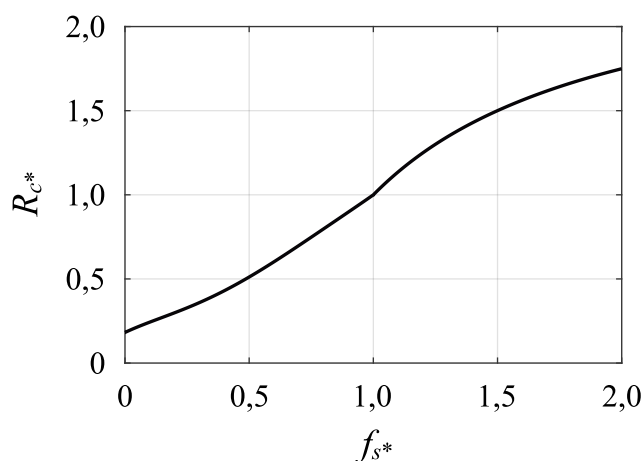


Рисунок 2.9 – Зависимость эквивалентного сопротивления потерь мощности магнитопровода статора R_c^* от частоты тока обмотки статора f_s^*

2.3. Разработка математической модели, описывающей преобразование энергии в асинхронном двигателе

Математические модели асинхронного двигателя, представленные в [26, 27, 32, 135], описывают электродинамические процессы в нем без учета нелинейных эффектов и потерь мощности в магнитопроводе статора. Они не всегда позволяют получить переходные и статические процессы приближенные к реальным.

Для математического моделирования электромеханических процессов в асинхронном двигателе целесообразно использовать математическую модель, учитывающую потери мощности в магнитопроводе статора и другие нелинейные электромагнитные процессы, протекающие в нем. Для учета потерь мощности в магнитопроводе статора был проанализирован ряд исследований [8, 10, 27, 35, 43, 50, 89, 90, 92, 112, 133]. В результате установлено, что основным принципом учета потерь мощности в магнитопроводе статора является введение в эквивалентную схему замещения асинхронного двигателя дополнительного сопротивления R_c или R_m , потери в котором эквивалентны потерям мощности в магнитопроводе. Можно выделить три основных подхода к синтезу эквивалентной схемы замещения асинхронного двигателя с учетом потерь мощности в магнитопроводе статора:

1. последовательное соединение сопротивления R_m и взаимной индуктивности L_m ;

2. последовательное соединение сопротивлений R_{sc} и R_{rc} , потери в которых эквивалентны потерям мощности в магнитопроводах статора и ротора соответственно, с сопротивлениями обмоток статора R_s и ротора R_r соответственно;

3. параллельное соединение сопротивления R_c и взаимоиндуктивности L_m .

Использование двух первых подходов дает возможность достичь удовлетворительных показателей точности при математическом моделировании динамических процессов в двигателе во всем диапазоне нагрузки при выполнении условия небольшого изменения тока намагничивания по сравнению с токами, действующими в обмотках статора и ротора [50]. В качестве достоинства таких схем можно выделить отсутствие дополнительных уравнений для построения математической модели асинхронного двигателя в связи с тем, что введение дополнительных эквивалентных сопротивлений не приводит к образованию новых контуров.

На основании исследования, проведенного в работе [50], можно сделать вывод, что параллельное включение эквивалентного сопротивления потерь мощности магнитопровода R_c позволяет получить математическую модель асинхронного двигателя с распределением потерь мощности в магнитопроводе, а также в обмотках статора и ротора двигателя наиболее приближенными к реальным. Кроме того, моделирование электромеханических процессов в динамических режимах работы двигателя дает более достоверные результаты при изменении нагрузки. Недостатком использования такой эквивалентной схемы замещения асинхронного двигателя можно считать появление еще одного замкнутого контура, что в свою очередь приводит к образованию дополнительных уравнений, усложняющих математическую модель.

Исходя из вышеописанного для дальнейшего математического моделирования трехфазного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором принимаем эквивалентную схему замещения с параллельным включением сопротивления R_c в системе координат α - β , которая представлена на рисунке 2.10. Также в математической модели целесообразно учесть эффекты насыщения главного магнитного пути и вытеснения тока.

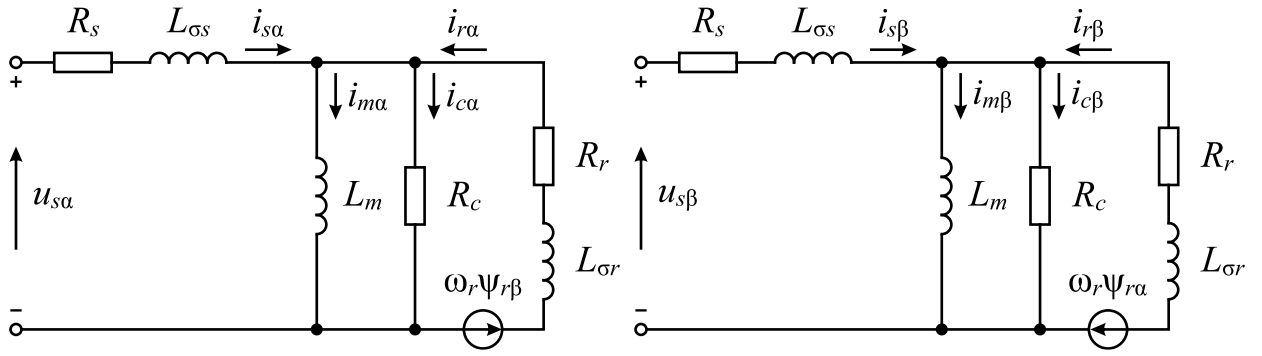


Рисунок 2.10 – Эквивалентная схема замещения асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором с учетом потерь мощности в магнитопроводе статора в системе координат α - β

Напряжения обмотки статора в системе координат α - β , для эквивалентной схемы замещения асинхронного двигателя, представленной на рисунке 2.10, имеют такой же вид как и уравнения (2.26).

Потокосцепления статора в системе координат α - β выглядят аналогично уравнениям (2.27) и для эквивалентной схемы замещения, представленной на рисунке 2.10, имеют вид:

$$\begin{aligned}\psi_{s\alpha} &= L_{\sigma s} i_{s\alpha} + L_m i_{m\alpha}, \\ \psi_{s\beta} &= L_{\sigma s} i_{s\beta} + L_m i_{m\beta},\end{aligned}\tag{2.96}$$

где $i_{m\alpha}$ и $i_{m\beta}$ – токи намагничивания по осям α и β соответственно.

Напряжения обмотки ротора, представленные в уравнениях (2.3) и (2.5) в системе координат α - β при использовании преобразования (2.55), для эквивалентной схемы замещения, представленной на рисунке 2.10, принимают следующий вид:

$$\begin{aligned}u_{r\alpha} &= R_r i_{r\alpha} + \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + \omega_r \psi_{r\beta} = 0, \\ u_{r\beta} &= R_r i_{r\beta} + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \omega_r \psi_{r\alpha} = 0.\end{aligned}\tag{2.97}$$

Потокосцепления ротора, представленные в уравнениях (2.5) и (2.7) в системе координат α - β при использовании преобразования (2.55), для эквивалентной схемы замещения, представленной на рисунке 2.10, могут быть записаны как представлено в уравнениях (2.98).

$$\begin{aligned}\psi_{r\alpha} &= L_{\sigma r} i_{r\alpha} + L_m i_{m\alpha}, \\ \psi_{r\beta} &= L_{\sigma r} i_{r\beta} + L_m i_{m\beta}.\end{aligned}\tag{2.98}$$

Уравнения напряжения нового замкнутого контура, образованного введением сопротивления R_c в системе координат α - β для эквивалентной схемы замещения, представленной на рисунке 2.10, могут быть представлены так:

$$\begin{aligned}0 &= R_c i_{c\alpha} - \frac{d\psi_{m\alpha}}{dt}, \\ 0 &= R_c i_{c\beta} - \frac{d\psi_{m\beta}}{dt},\end{aligned}\tag{2.99}$$

где $i_{c\alpha}$ и $i_{c\beta}$ – эквивалентные токи потерь мощности в магнитопроводе статора по осям α и β соответственно.

Потокосцепления ветвей намагничивания в уравнениях (2.99) в системе координат α - β для эквивалентной схемы замещения, представленной на рисунке 2.10, могут быть представлены следующим образом:

$$\begin{aligned}\psi_{m\alpha} &= L_m i_{m\alpha}, \\ \psi_{m\beta} &= L_m i_{m\beta}.\end{aligned}\tag{2.100}$$

Согласно первому закону Кирхгоффа уравнения токов для эквивалентной схемы замещения, представленной на рисунке 2.10, могут быть записаны следующим образом:

$$\begin{aligned}i_{s\alpha} + i_{r\alpha} &= i_{c\alpha} + i_{m\alpha}, \\ i_{s\beta} + i_{r\beta} &= i_{c\beta} + i_{m\beta}.\end{aligned}\tag{2.101}$$

На основании уравнения (2.30) выражение электромагнитного момента двигателя имеет следующий вид:

$$M = \frac{L_m}{L_r} [\psi_{r\alpha} (i_{s\beta} - i_{c\beta}) - \psi_{r\beta} (i_{s\alpha} - i_{c\alpha})].\tag{2.102}$$

Суммарные электромагнитные потери мощности в асинхронном двигателе с короткозамкнутым ротором можно рассчитать так:

$$P_{\Sigma} = P_{s.m} + P_{r.m} + P_c,\tag{2.103}$$

где $P_{s.m}$ и $P_{r.m}$ – электрические потери мощности в меди обмоток статора и ротора соответственно;

P_c – потери мощности в магнитопроводе статора.

Электрические потери мощности в меди обмоток статора $P_{s.m}$ и ротора $P_{r.m}$ двигателя можно рассчитать аналогично уравнению (2.88):

$$P_{s.m} = R_s(i_{s\alpha}^2 + i_{s\beta}^2), \quad (2.104)$$

$$P_{r.m} = R_s(i_{r\alpha}^2 + i_{r\beta}^2). \quad (2.105)$$

Потери мощности в магнитопроводе статора двигателя из уравнения (2.103) можно рассчитать аналогично (2.90):

$$P_c = R_c(i_{c\alpha}^2 + i_{c\beta}^2). \quad (2.106)$$

Для получения результатов математического моделирования электромеханических процессов в асинхронном двигателе, наиболее приближенных к реальным переходным процессам, целесообразно учесть в его математической модели насыщение главного магнитного пути и эффект вытеснения тока.

Насыщение главного магнитного пути можно учесть, основываясь на следующую эмпирическую зависимость взаимоиנדуктивности L_m от тока намагничивания i_m [35, 50]:

$$L_{m*} = -0,8795i_{m*}^5 + 3,2043i_{m*}^4 - 3,4507i_{m*}^3 + 0,8056i_{m*}^2 - 0,0826i_{m*} + 1,4008. \quad (2.107)$$

Эффект вытеснения тока происходит в короткозамкнутой обмотке ротора асинхронного двигателя и влияет как на активное R_r , так и на индуктивное X_{Lr} сопротивления обмотки ротора. На основании результатов исследований [35, 50] эмпирическая зависимость активного сопротивления обмотки ротора R_r от частоты тока обмотки ротора f_r , (причем $f_{r*} = f_r/f_s$) представлена ниже:

$$R_{r*} = 0,0304f_{r*}^5 - 0,2249f_{r*}^4 - 0,2834f_{r*}^3 + 0,9819f_{r*}^2 - 0,0255f_{r*} + 1. \quad (2.108)$$

Варьирование значения индуктивного сопротивления ротора X_{Lr} является следствием изменения индуктивности обмотки ротора L_r и частоты тока обмотки ротора f_r . Основываясь на результатах работ [35, 50], получена следующая эмпирическая зависимость индуктивности обмотки ротора L_r от частоты тока обмотки ротора f_r :

$$L_{r*} = -1,3867f_{r*}^5 + 5,0701f_{r*}^4 - 5,4991f_{r*}^3 + 1,444f_{r*}^2 - 0,2832f_{r*} + 1. \quad (2.109)$$

На рисунке 2.11 (а) представлена зависимость взаимоиндуктивности индуктивности L_m^* от тока намагничивания i_m^* (уравнение (2.107)), а на рисунке 2.11 (б) приведены зависимости сопротивления обмотки ротора R_r^* (уравнение (2.108)) и индуктивности обмотки ротора L_r^* от частоты тока обмотки ротора f_r^* (уравнение (2.109)).

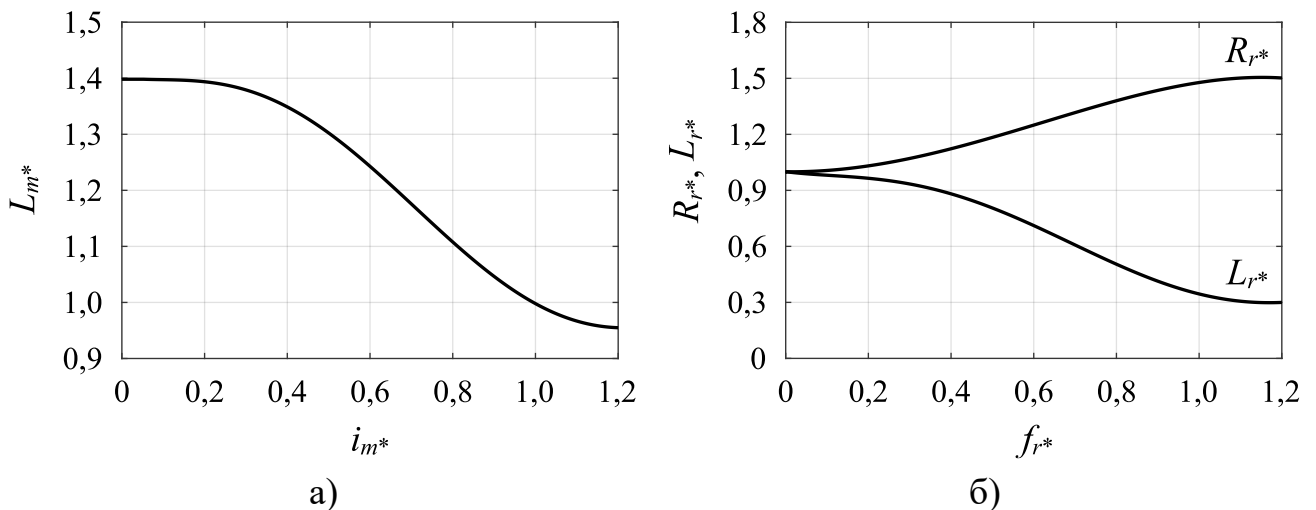


Рисунок 2.11 – Зависимость взаимоиндуктивности индуктивности L_m^* от тока намагничивания i_m^* (а), зависимости сопротивления обмотки ротора R_r^* и индуктивности обмотки ротора L_r^* от частоты тока обмотки ротора f_r^* (б)

2.4. Влияние температуры на параметры эквивалентных схем замещения двигателей переменного тока

Относительно небольшие массогабаритные параметры синхронного двигателя с постоянными магнитами предъявляют более жесткие требования к его системе охлаждения и поддержанию температуры. Температура оказывает значительное влияние на электромеханические параметры, срок службы и надежность тяговых синхронных двигателей с постоянными магнитами. Для двигателей, получивших широкое распространение, наиболее часто применяют магниты из сплавов самарий-кобальт (SmCo) или неодим-железо-бор (NdFeB) [91, 113, 114]. Недостатком таких материалов является возможность необратимого размагничивания, связанного с уменьшением коэрцитивных сил магнитов из-за

влияния повышенной температуры. Уменьшение остаточной намагниченности в процессе работы синхронного двигателя с постоянными магнитами приводит к увеличению тока обмотки статора. Работа двигателя при пониженном магнитном потоке приводит к тому, что происходит увеличение тока обмотки статора при том же моменте сопротивления. Это, в свою очередь, вызовет еще большее увеличение значения температуры как в меди обмотки статора, так и в постоянных магнитах ротора. Продолжение работы двигателя в таких условиях может вывести его из строя [65].

Влияние повышенной температуры на обмотку статора также имеет негативный характер за счет увеличения сопротивления меди. Кроме того, под длительным воздействием предельно-допустимой температуры изоляция может потерять свои свойства, что приведет к электрическому пробое и межвитковому короткому замыканию.

Влияние температуры на сопротивление обмоток статора и ротора и магнитопровода статора трехфазных двигателей переменного тока можно оценить следующим образом [49, 65]:

$$R_s = R_{s0}[1 + \alpha_{\theta_s}(\theta_s - \theta_{0s})], \quad (2.110)$$

$$R_r = R_{r0}[1 + \alpha_{\theta_r}(\theta_r - \theta_{0r})], \quad (2.111)$$

$$R_c = R_{c0}[1 + \alpha_{\theta_c}(\theta_c - \theta_{0c})], \quad (2.112)$$

где R_{s0} и R_{r0} , и R_{c0} – сопротивление обмоток статора и ротора и магнитопровода статора при температурах θ_{0s} и θ_{0r} , и θ_{0c} соответственно;

α_{θ_s} и α_{θ_r} , и α_{θ_c} – температурный коэффициент сопротивления материалов обмоток статора и ротора и магнитопровода статора соответственно;

θ_s и θ_r , и θ_c – температуры обмоток статора и ротора и магнитопровода статора соответственно;

θ_{0s} и θ_{0r} , и θ_{0c} – базовые температуры обмоток статора и ротора и магнитопровода статора соответственно в основном принимаемые равными 20 °С.

Изменение потокосцепления (или магнитного потока) синхронного двигателя с постоянными магнитами под влиянием температуры можно оценить согласно уравнению (2.113) [49, 65].

$$\psi_{pm} = \psi_{pm0} [1 + \beta_r (\theta_{pm} - \theta_{0pm})], \quad (2.113)$$

где ψ_{pm0} – потокосцепление ротора, сформированное постоянными магнитами при температуре θ_{0pm} ;

β_r – температурный коэффициент влияния на потокосцепление, формируемое постоянными магнитами, зависящий от материала самого магнита (например, для NdFeB $\beta_r = -0,11 \dots -0,12 \text{ \%}/^\circ\text{C}$);

θ_{pm} – температура постоянных магнитов ротора;

θ_{0pm} – базовая температура постоянных магнитов ротора.

Анализ зависимостей (2.110) – (2.113) показывает, что пренебрежение температурными эффектами, либо неправильный расчет системы охлаждения двигателя может привести к неправильным оценкам электромеханических, энергетических, тепловых характеристик, поскольку повышение температуры на 100°C для синхронного двигателя с постоянными магнитами может привести к увеличению фазного сопротивления двигателя примерно на 39%, а остаточная намагниченность может уменьшиться примерно на 12%.

Температуры обмотки статора θ_s в (2.110) и магнитов ротора θ_{pm} в (2.113) для синхронных двигателей с постоянными магнитами можно считать равными в первом приближении, температуры обмоток статора θ_s в (2.110) и ротора θ_r в (2.111) также можно принять одинаковыми.

Выводы по разделу 2

1. На основании общих положений теории преобразования энергии в электрических машинах переменного тока представлены фазные и координатные преобразования, позволяющие переходить от n -фазной электрической машины к двухфазной, вращающейся с произвольной частотой вращения, и наоборот с учетом несимметрии напряжения.

2. Предложено расположение обмоток синхронных двигателей с различными видами возбуждения во вращающейся синхронно с ротором системе координат d - q ; разработаны эквивалентная схема замещения и дифференциальные уравнения

синхронного двигателя с постоянными магнитами с учетом потерь мощности в магнитопроводе статора и постоянных магнитах, насыщения магнитопровода статора, температуры обмотки статора и постоянных магнитов.

3. Приведены эквивалентная схема замещения и дифференциальные уравнения асинхронного двигателя в неподвижной системе координат α - β с учетом потерь мощности в магнитопроводе, насыщения магнитопровода статора, эффекта вытеснения тока ротора, влияния температуры сопротивление обмоток статора и ротора

3. СИСТЕМЫ ПРЯМОГО УПРАВЛЕНИЯ МОМЕНТОМ ДВИГАТЕЛЯМИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

3.1. Общие положения прямого управления моментом двигателей переменного тока

Как было сказано в разделе 1 система прямого управления моментом впервые была представлена для асинхронных двигателей. Структурные схемы систем прямого управления моментом для электрических машин переменного тока могут иметь отличия. У синхронных двигателей в отличие от асинхронных отсутствует скольжение, но электрический угол нагрузки δ между векторами потокосцепления статора ψ_s и потокосцепления постоянных магнитов ротора ψ_{pm} связан со значением электромагнитного момента двигателя. При условии, что значение потокосцепления статора поддерживается постоянным, динамичное управление электромагнитным моментом двигателя возможно за счет изменения электрического угла нагрузки. На рисунке 3.1 представлены вектор потокосцепления статора ψ_s и его проекции, вектор тока обмотки статора I_s и его проекции, и их взаимное расположение в системе координат d - q для синхронного двигателя с постоянными магнитами.

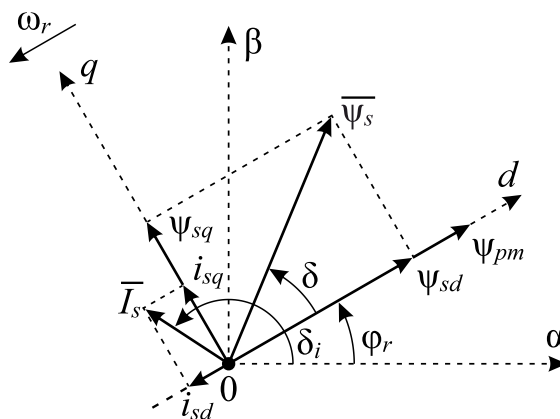


Рисунок 3.1 – Вектор потокосцепления статора ψ_s и его проекции, вектор тока обмотки статора I_s и его проекции, и их взаимное расположение в системе координат d - q для синхронного двигателя с постоянными магнитами

Электрический угол δ_i – угол между вектором тока обмотки статора I_s и осью d . С учетом рисунка 3.1 уравнения (2.83) могут быть записаны следующим образом:

$$\begin{aligned}\psi_{sd} &= \psi_s \cos \delta = L_{sd} i_{md} + \psi_{pm}, \\ \psi_{sq} &= \psi_s \sin \delta = L_{sq} i_{mq}.\end{aligned}\quad (3.1)$$

Составляющие тока намагничивания в магнитных ветвях по осям d и q из выражения (3.1) можно выразить следующим образом:

$$\begin{aligned}i_{md} &= \frac{\psi_s \cos \delta - \psi_{pm}}{L_{sd}}, \\ i_{mq} &= \frac{\psi_s \sin \delta}{L_{sq}}.\end{aligned}\quad (3.2)$$

С учетом уравнений (3.1) и (3.2) выражение электромагнитного момента синхронного двигателя с постоянными магнитами (2.86) принимает следующий вид:

$$\begin{aligned}M &= \frac{p_n \psi_s \psi_{pm} \sin \delta}{L_{sq}} + \frac{p_n (L_{sd} - L_{sq}) (\psi_s \cos \delta - \psi_{pm}) (\psi_s \sin \delta)}{L_{sd} L_{sq}} = \\ &= \frac{2p_n L_{sq} \psi_s \psi_{pm} \sin \delta}{2L_{sd} L_{sq}} + \frac{p_n (L_{sd} - L_{sq}) \psi_s^2 \sin 2\delta}{2L_{sd} L_{sq}} = \\ &= \frac{p_n \psi_s}{2L_{sd} L_{sq}} (2L_{sq} \psi_{pm} \sin \delta - (L_{sq} - L_{sd}) \psi_s \sin 2\delta).\end{aligned}\quad (3.3)$$

Из уравнения (3.3) видно, что электромагнитный момент синхронного двигателя с постоянными магнитами зависит от значения потокосцепления статора ψ_s и электрического угла нагрузки δ . У синхронных двигателей, у которых магнитная система ротора обеспечивает $\xi > 1$, в выражении электромагнитного момента присутствует реактивная составляющая, на которую влияют индуктивности L_{sd} и L_{sq} , а электромагнитный момент двигателей, имеющих $\xi = 1$, не зависит от значения разности индуктивностей, и выражение (3.3) в таком случае может принимать следующий вид:

$$M = p_n \frac{\psi_s \psi_{pm} \sin \delta}{L_s}, \quad (3.4)$$

где L_s – индуктивность обмотки статора синхронного двигателя с постоянными магнитами ($L_{sd} = L_{sq} = L_s$).

Из уравнения (3.4) следует, что электромагнитный момент увеличивается с увеличением электрического угла нагрузки δ . Если значение потокосцепления статора ψ_s поддерживается постоянным, а электрический угол нагрузки δ изменяется в диапазоне от -90° до $+90^\circ$, то производная электромагнитного момента M от него на основании уравнения (3.4) может быть представлена так:

$$\frac{dM}{d\delta} = p_n \frac{\psi_s \psi_{pm} \delta \cos \delta}{L_s}. \quad (3.5)$$

На основании уравнения (3.4) (с учетом коэффициента $a_c = 2/3$, обеспечивающего выполнение условия инвариантности мощности на фазу (2.22)) получены зависимости электромагнитного момента M от электрического угла нагрузки δ при разных значениях потокосцепления статора ψ_s , представленные на рисунке 3.2 (а) для синхронного двигателя с постоянными магнитами с $\xi = 1$ ($p_n = 2$, $\psi_{pm} = 0,3469$ Вб, $L_s = 0,0008673$ Гн). Из рисунка 3.2 (а) видно, что производная в уравнении (3.5) при разных значениях потокосцепления статора ψ_s всегда положительная в диапазоне изменения электрического угла нагрузки δ от -90° до $+90^\circ$. Исходя из этого можно сделать вывод, что значение потокосцепления статора ψ_s должно поддерживаться постоянным, а динамическому изменению частоты вращения соответствует быстрое изменение фактического электромагнитного момента.

Для двигателей с $\xi > 1$ производная электромагнитного момента M от электрического угла нагрузки δ на основании уравнения (3.3) выглядит так:

$$\frac{dM}{d\delta} = \frac{p_n \psi_s}{2L_{sd}L_{sq}} (2L_{sq}\psi_{pm}\delta \cos \delta - 2(L_{sq} - L_{sd})\psi_s\delta \cos 2\delta). \quad (3.6)$$

На рисунке 3.2 (б) представлены зависимости электромагнитного момента M от электрического угла нагрузки δ , полученные из уравнения (3.3) (с учетом коэффициента $a_c = 2/3$), при разных значениях потокосцепления статора ψ_s для синхронного двигателя с постоянными магнитами с $\xi > 1$ ($p_n = 2$, $\psi_{pm} = 0,2003$ Вб, $L_{sd} = 0,0005008$ Гн, $L_{sq} = 0,0015$ Гн).

На значение электромагнитного момента двигателя влияет реактивная составляющая, зависящая от значения индуктивностей обмотки статора по осям

d и q . Как видно из рисунка 3.2 (б) при $\psi_s = 2\psi_{pm}$ значение производной электромагнитного момента M в уравнении (3.6) в диапазоне изменения электрического угла нагрузки δ от 0° до 41° отрицательно и в этом случае система прямого управления моментом не может гарантировать максимальное быстродействие. Для того, чтобы гарантировать положительное изменение электромагнитного момента и, следовательно, максимальное быстродействие необходимо, чтобы в уравнении (3.6) выполнялось следующее условие:

$$\psi_s \leq \frac{L_{sq}}{(L_{sq} - L_{sd})} \psi_{pm}. \quad (3.7)$$

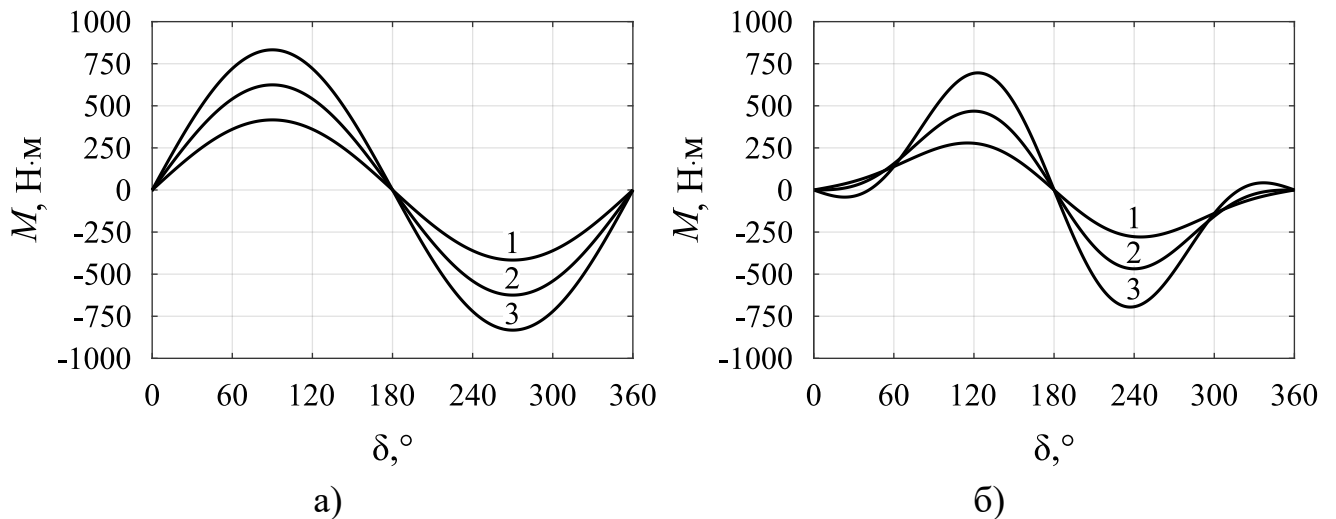


Рисунок 3.2 – Зависимости электромагнитного момента M от электрического угла нагрузки δ для двигателей с $\xi = 1$ (а) и с $\xi > 1$ (б) при следующих значениях потокосцепления статора 1 – $\psi_s = \psi_{pm}$, 2 – $\psi_s = 1,5\psi_{pm}$, 3 – $\psi_s = 2\psi_{pm}$

В системе прямого управления моментом задания на значения потокосцепления статора и момент двигателя формируются отдельно друг от друга. Вычисление значения потокосцепления статора целесообразно осуществить косвенно, без непосредственного измерения соответствующим датчиком, за счет использования математической модели, основанной на уравнениях напряжения или тока.

В первом случае определение потокосцепления статора происходит за счет использования уравнений напряжения обмотки статора двигателя. Определить

значение потокосцепления статора трехфазного двигателя переменного тока в системе координат α - β возможно на основании уравнений (2.26):

$$\begin{aligned}\psi_{s\alpha} &= \int_0^t (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt + \psi_{s\alpha|t=0}, \\ \psi_{s\beta} &= \int_0^t (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt + \psi_{s\beta|t=0},\end{aligned}\tag{3.8}$$

где $\psi_{s\alpha|t=0}$ и $\psi_{s\beta|t=0}$ – потокосцепления статора двигателя в начальный момент времени по осям α и β соответственно.

Данный метод определения потокосцепления статора двигателя обладает своими преимуществами. Он не зависит от электрического углового положения ротора и, следовательно, не требует обратной связи от датчика частоты вращения, но у синхронных двигателей с постоянными магнитами в отличие от асинхронных двигателей начальное значение потокосцепления статора не нулевое, что необходимо учитывать при синтезе системы управления.

На практике модель, основанная на уравнениях напряжения, имеет свои недостатки. При использовании уравнений напряжения на точность оценки потокосцепления в основном влияет значение сопротивления обмотки статора R_s , которое зависит от температуры самой обмотки. В уравнениях (3.8) используется интегрирование, точность применения которого зависит от корректности определения нулевого значения постоянного тока, что требует применения фильтров нижних частот и использование более совершенных схем компенсации.

В модели, основанной на уравнениях тока, нет необходимости использовать интегрирование. Она базируется на вычислении потокосцепления статора по математической модели и для трехфазного асинхронного двигателя определение потокосцепления статора в системе координат α - β основывается на уравнениях (2.27), а для трехфазного синхронного двигателя с постоянными магнитами потокосцепление статора определяется на основании уравнений (2.83) с последующим преобразованием в систему координат α - β при помощи (2.63).

Данная модель не зависит от влияния температуры на сопротивление обмотки статора, в ней отсутствует операция интегрирования, но в ней необходимо

учитывать эффект насыщения магнитопровода статора и для реализации системы прямого управления моментом для данной модели требуется обратная связь по электрическому угловому положению ротора. Данный метод целесообразно применять для систем управления, имеющих обратную связь по частоте вращения, т.к. в них можно организовать обратную связь по электрическому угловому положению ротора.

Значение потокосцепления статора для обеих моделей можно рассчитать следующим образом:

$$\psi_s = \sqrt{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2}, \quad (3.9)$$

$$\psi_s = \sqrt{\psi_{sd}^2 + \psi_{sq}^2}. \quad (3.10)$$

В системах прямого управления моментом, как правило, используют двухуровневые или трехуровневые автономные инверторы напряжения, входящие в состав силового канала преобразователя частоты. На рисунке 3.3 представлен силовой канал преобразователя частоты [37, 66] электропривода переменного тока, состоящий из мостового выпрямителя (диоды VD1 – VD6), звена постоянного тока (конденсатор C) и двухуровневого автономного инвертора напряжения (IGBT-транзисторы VT1 – VT6 имеют обратные диоды, необходимые для обеспечения двустороннего направления переменного тока обмотки статора).

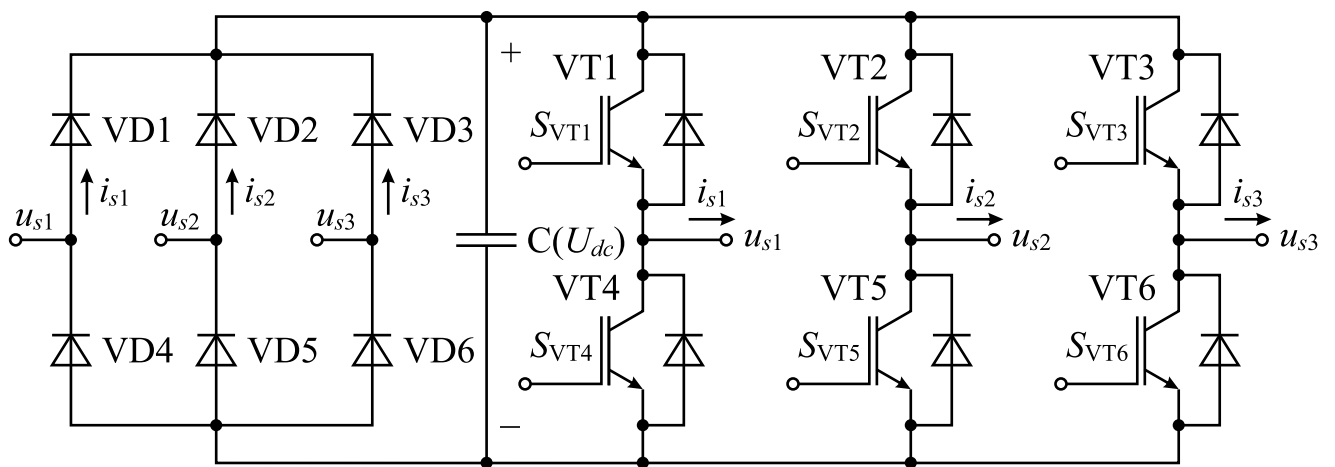


Рисунок 3.3 – Силовой канал преобразователя частоты электропривода переменного тока

Выходные напряжения инвертора u_{s1} , u_{s2} , u_{s3} определены состоянием функций переключения силовых ключей S_{L1} , S_{L2} , S_{L3} следующим образом:

$$\begin{aligned} u_{s1} &= \frac{1}{3} U_{dc} (2S_{L1} - S_{L2} - S_{L3}), \\ u_{s2} &= \frac{1}{3} U_{dc} (2S_{L2} - S_{L1} - S_{L3}), \\ u_{s3} &= \frac{1}{3} U_{dc} (2S_{L3} - S_{L1} - S_{L2}), \end{aligned} \quad (3.11)$$

где U_{dc} – напряжение звена постоянного тока.

Двухуровневый автономный инвертор напряжения формирует восемь векторов напряжения U_k (k – номер вектора), шесть из которых – ненулевые вектора напряжения, а оставшиеся два – нулевые. На рисунке 3.4 представлены векторы напряжения обмотки статора, формируемые двухуровневым автономным инвертором напряжения в системе координат α - β . Каждый вектор напряжения формируется определенным состоянием силовых ключей, которые можно описать функцией переключения S_L :

$$S_L = (S_{L1} \ S_{L2} \ S_{L3}), \quad (3.12)$$

$$S_{L1} = (S_{VT1} \ S_{VT4}),$$

$$S_{L2} = (S_{VT2} \ S_{VT5}), \quad (3.13)$$

$$S_{L3} = (S_{VT3} \ S_{VT6}),$$

где S_{VT} – состояние силового ключа (IGBT-транзистора).

При значении функции переключения, равной единице, действующая фаза подключена к положительному потенциалу звена постоянного тока U_{dc} , при нулевом значении – к отрицательному. Например, для первой пары транзисторов VT1, VT4 в стойке получается: если $S_{L1} = 1$, то $(S_{VT1} \ S_{VT4}) = (1 \ 0)$; если $S_{L1} = 0$, то $(S_{VT1} \ S_{VT4}) = (0 \ 1)$. Другие значения функций переключения в двухуровневых автономных инверторах напряжения запрещены.

Если фаза A обмотки статора подключена к положительному потенциалу звена постоянного тока, а другие фазы – к отрицательному, функция переключения примет вид: $S_L = (1 \ 0 \ 0)$; если к положительному потенциалу подключены фазы A и B обмотки статора, то $S_L = (1 \ 1 \ 0)$.

Шесть ненулевых векторов напряжения имеют одинаковую величину, определяемую по следующим уравнениям:

$$U_k = \frac{2}{3} U_{dc} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}}, k = 1, 2 \dots 6, \quad (3.14)$$

$$U_k = 0, k = 0, 7.$$

Эти векторы расположены под электрическим углом 60° друг относительно друга и с двумя нулевыми векторами образуют шесть одинаковых секторов в системе координат α - β .

Номер сектора N выбирается из неравенства:

$$60^\circ \cdot (N - 1) < \varphi_u \leq 60^\circ \cdot N, \quad (3.15)$$

где φ_u – электрический угол положения вектора напряжения.

Электрический угол положения вектора напряжения φ_u можно рассчитать следующим образом:

$$\varphi_u = \arctg\left(\frac{u_{s\beta}}{u_{s\alpha}}\right), \varphi_u \in [0, 2\pi]. \quad (3.16)$$

На рисунке 3.4 представлены векторы напряжения, формируемые двухуровневым автономным инвертором напряжения и секторы, образуемые ими в системе координат α - β , и процесс формирования вектора напряжения и определение его электрического углового положения в первом секторе.

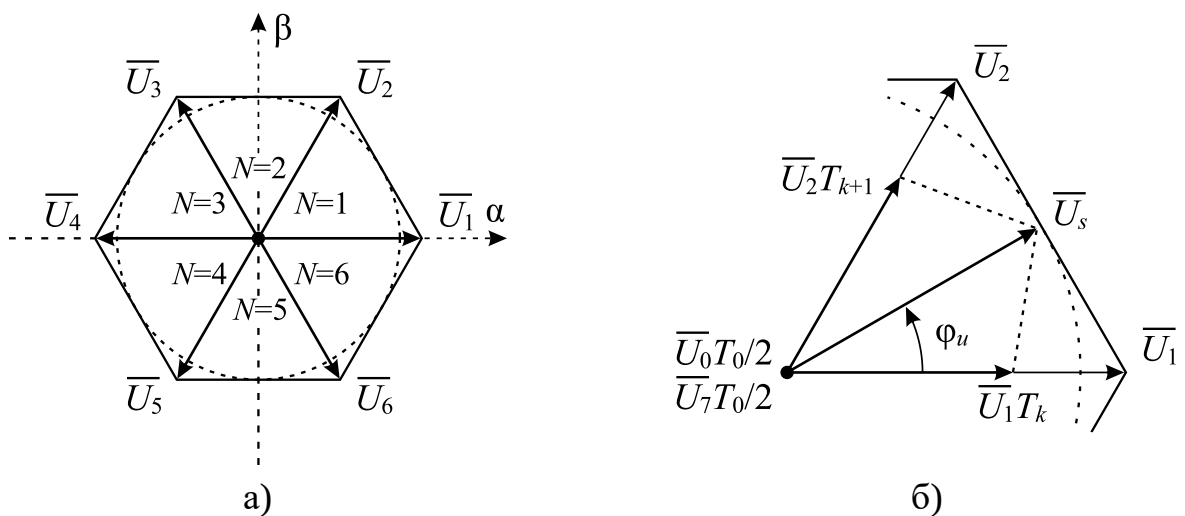


Рисунок 3.4 – Векторы напряжения, формируемые двухуровневым автономным инвертором напряжения в системе координат α - β (а), вектор напряжения и определение его электрического углового положения в секторе $N=1$ (б)

3.2. Особенности реализации системы прямого управления моментом в зависимости от способа коммутации автономного инвертора напряжения

В каждом секторе можно выбрать четыре вектора напряжения (два нулевых и два соседних ненулевых). Это определяется требованием к изменению значения потокосцепления статора и электромагнитного момента. Для классических систем прямого управления моментом с двухуровневым автономным инвертором напряжения [17, 19, 27, 31, 88, 124, 142, 143] применяют двухпозиционный релейный регулятор потокосцепления статора и трехпозиционный релейный регулятор момента, работающие следующим образом:

$$\Delta\psi_s = 1 (\psi_{s, \text{зад.}} - \psi_s > H_{\psi_s}), \quad (3.17)$$

$$\Delta\psi_s = 0 (\psi_{s, \text{зад.}} - \psi_s < H_{\psi_s}),$$

$$\Delta M = 1 (M_{\text{зад.}} - M > H_M),$$

$$\Delta M = 0 (M_{\text{зад.}} - M = H_M), \quad (3.18)$$

$$\Delta M = -1 (M_{\text{зад.}} - M < H_M),$$

где $\Delta\psi_s$ и ΔM – выходное значение регуляторов потокосцепления статора ψ_s и момента M соответственно;

H_{ψ_s} и H_M – ширина петли гистерезиса соответствующего регулятора.

Номер сектора N определяется аналогично (3.15), а электрический угол положения вектора потокосцепления статора φ_ψ аналогично уравнению (3.16):

$$60^\circ \cdot (N - 1) < \varphi_\psi \leq 60^\circ \cdot N, \quad (3.19)$$

$$\varphi_\psi = \arctg\left(\frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}}\right), \varphi_\psi \in [0, 2\pi]. \quad (3.20)$$

В таблице 3.1 представлена коммутация силовых ключей для классической системы прямого управления моментом, в которой продемонстрирован выбор пространственного вектора напряжения в зависимости от сектора, в котором расположен вектор потокосцепления статора и значений регуляторов потокосцепления статора и момента. На рисунке 3.5 представлена структура классической системы прямого управления моментом двигателем переменного тока с двумя контурами регулирования потокосцепления статора и момента.

Отличие в системах управления, предназначенных для синхронных и асинхронных двигателей, заключается лишь в реализации блока «Уравнение тока двигателя». Схемы этого блока для разных типов двигателей приведены на рисунках 3.6 и 3.7.

Таблица 3.1 – Выбор пространственных векторов для двухуровневого автономного инвертора напряжения

Выход регулятора		Сектор N					
$\Delta\psi_s$	ΔM	1	2	3	4	5	6
$\Delta\psi_s = 1$	$\Delta M = 1$	$U_2 (110)$	$U_3 (010)$	$U_4 (011)$	$U_5 (001)$	$U_6 (101)$	$U_1 (100)$
	$\Delta M = 0$	$U_7 (111)$	$U_0 (000)$	$U_7 (111)$	$U_0 (000)$	$U_7 (111)$	$U_0 (000)$
	$\Delta M = -1$	$U_6 (101)$	$U_1 (100)$	$U_2 (110)$	$U_3 (010)$	$U_4 (011)$	$U_5 (001)$
$\Delta\psi_s = 0$	$\Delta M = 1$	$U_3 (010)$	$U_4 (011)$	$U_5 (001)$	$U_6 (101)$	$U_1 (100)$	$U_2 (110)$
	$\Delta M = 0$	$U_0 (000)$	$U_7 (111)$	$U_0 (000)$	$U_7 (111)$	$U_0 (000)$	$U_7 (111)$
	$\Delta M = -1$	$U_5 (001)$	$U_6 (101)$	$U_1 (100)$	$U_2 (110)$	$U_3 (010)$	$U_4 (011)$

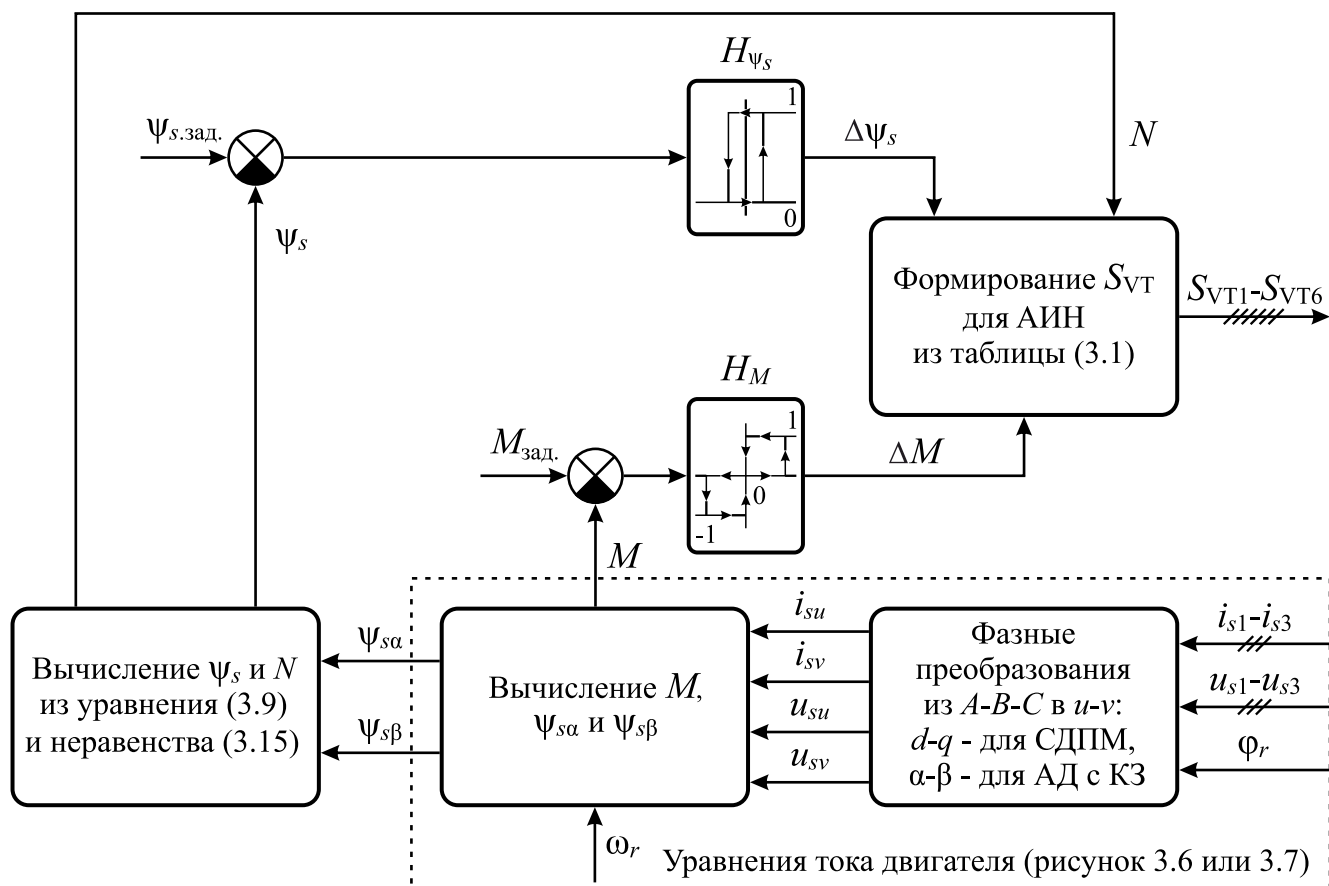


Рисунок 3.5 Структура классической системы прямого управления моментом двигателем переменного тока

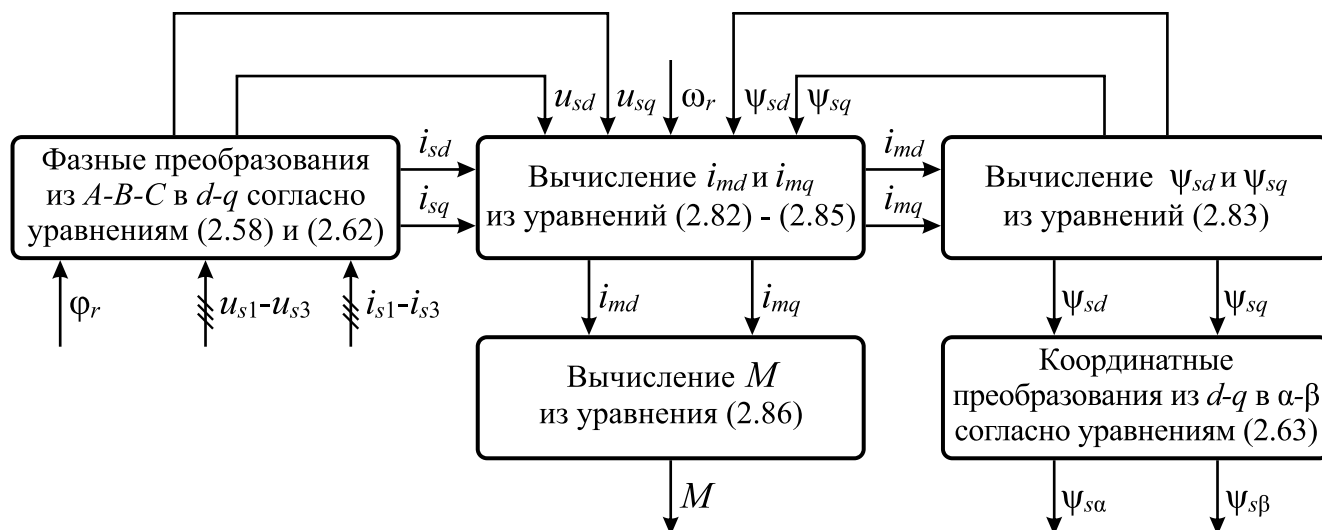


Рисунок 3.6 – Вычисление параметров синхронного двигателя с постоянными магнитами на основании уравнений тока, необходимых для расчетов в системе прямого управления моментом

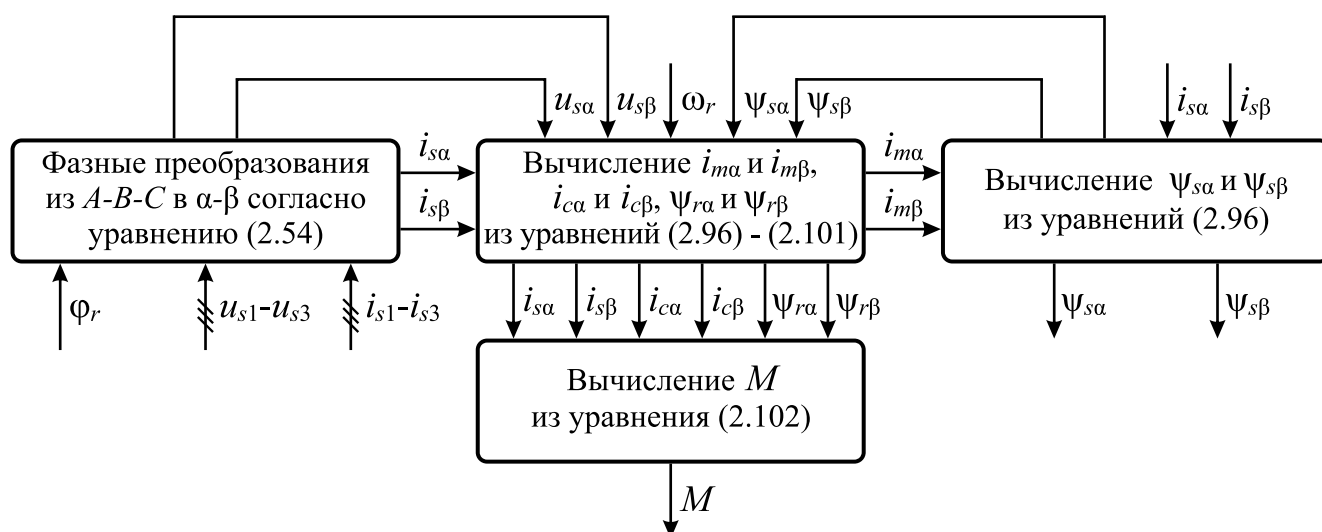


Рисунок 3.7 – Вычисление параметров асинхронного двигателя на основании уравнений тока, необходимых для расчетов в системе прямого управления моментом

Альтернативой описанной выше классической структуре может быть система прямого управления моментом с применением пространственно-векторной модуляции напряжения обмотки статора [7, 21, 46]. Этот подход дает следующие преимущества по сравнению с модуляцией, получаемой при помощи таблицы переключения:

1. постоянство частоты коммутации силовых ключей;
2. меньшие пульсации потокосцепления статора и электромагнитного момента;
3. меньший коэффициент гармонических искажений тока обмотки статора.

Особенностью алгоритмов пространственно-векторной модуляции является то, что напряжение, формируемое инвертором, зависит от времени работы граничных векторов для каждого сектора и одного из нулевых векторов (для первого сектора это векторы U_1 , U_2 и U_0). Выбор нулевого вектора происходит согласно принципу соседнего кодирования, которое заключается в том, что обеспечивается изменение только одной функции переключения. В простейшем случае при использовании симметричной последовательности коммутации при условии, что каждый первый полупериод будет начинаться с нулевого вектора U_0 , первым ненулевым вектором будет нечетный вектор U_1 , U_3 или U_5 из текущего сектора, вторым – четный вектор U_2 , U_4 или U_6 из текущего сектора, после четного вектора идет второй нулевой вектор U_7 . Данная очередность объясняется тем, что все нечетные ненулевые векторы отличаются от вектора U_0 функцией переключения только одной стойки транзисторов, а четные ненулевые векторы – от вектора U_7 . Второй полупериод при симметричной последовательности получается путем зеркального отражения первого [48, 63].

Описать работу инвертора с пространственно-векторной модуляцией напряжения в системе координат α - β при формировании вектора напряжения обмотки статора U_s можно следующим образом:

$$U_s = T_s \sqrt{u_{s\alpha}^2 + u_{s\beta}^2}, \quad (3.21)$$

где T_s – период переключения силовых ключей.

Уравнение (3.21) для пространственно-векторной модуляции с учетом граничных векторов напряжения можно представить так:

$$\frac{1}{2} U_s T_s = U_k T_k + U_{k+1} T_{k+1}, \quad (3.22)$$

где T_k и T_{k+1} – время включения граничных векторов сектора в действующем полупериоде переключения.

Времена включений граничных векторов за весь период переключения с учетом постоянства векторов напряжения при определенном задании напряжений по осям α и β могут быть рассчитаны так:

$$T_k = \frac{\sqrt{3}T_s}{2U_{dc}} \left(\sin\left(\frac{k(N)\pi}{3}\right) u_{s\alpha.\text{зад.}} - \cos\left(\frac{k(N)\pi}{3}\right) u_{s\beta.\text{зад.}} \right), \quad (3.23)$$

$$T_{k+1} = \frac{\sqrt{3}T_s}{2U_{dc}} \left(-\sin\left(\frac{(k(N)-1)\pi}{3}\right) u_{s\alpha.\text{зад.}} + \cos\left(\frac{(k(N)-1)\pi}{3}\right) u_{s\beta.\text{зад.}} \right). \quad (3.24)$$

Время включения нулевых векторов распределяется на равные промежутки как для вектора U_0 , так и для вектора U_7 следующим образом:

$$T_0 = T_s - 2(T_k + T_{k+1}). \quad (3.25)$$

Схема пространственно-векторной модуляции представлена на рисунке 3.8, а очередность следования функций переключения и время работы граничных и нулевых векторов инвертора с пространственно-векторной модуляцией напряжения каждого из шести секторов представлены на рисунке 3.9.

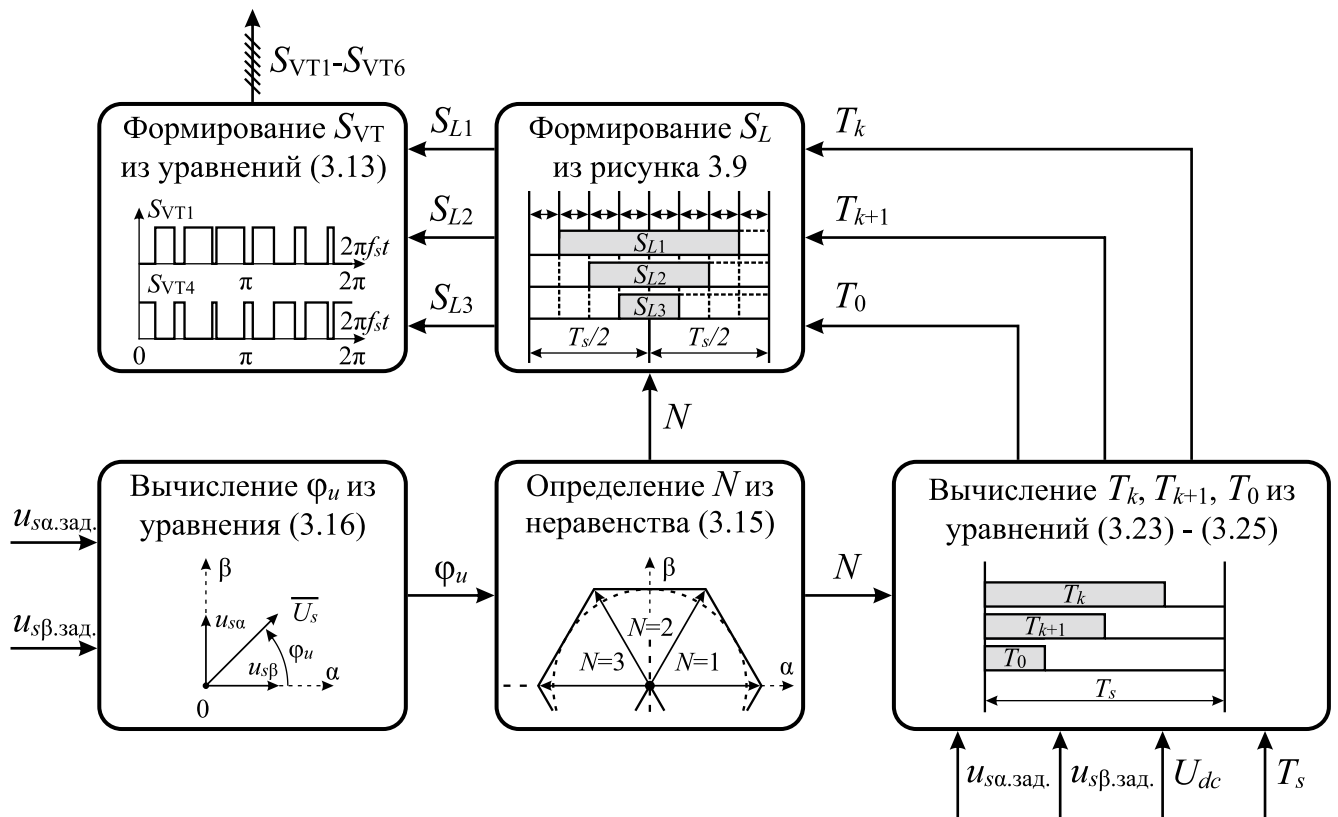


Рисунок 3.8 – Обобщенная функциональная схема реализации пространственно-векторной модуляции напряжения инвертора

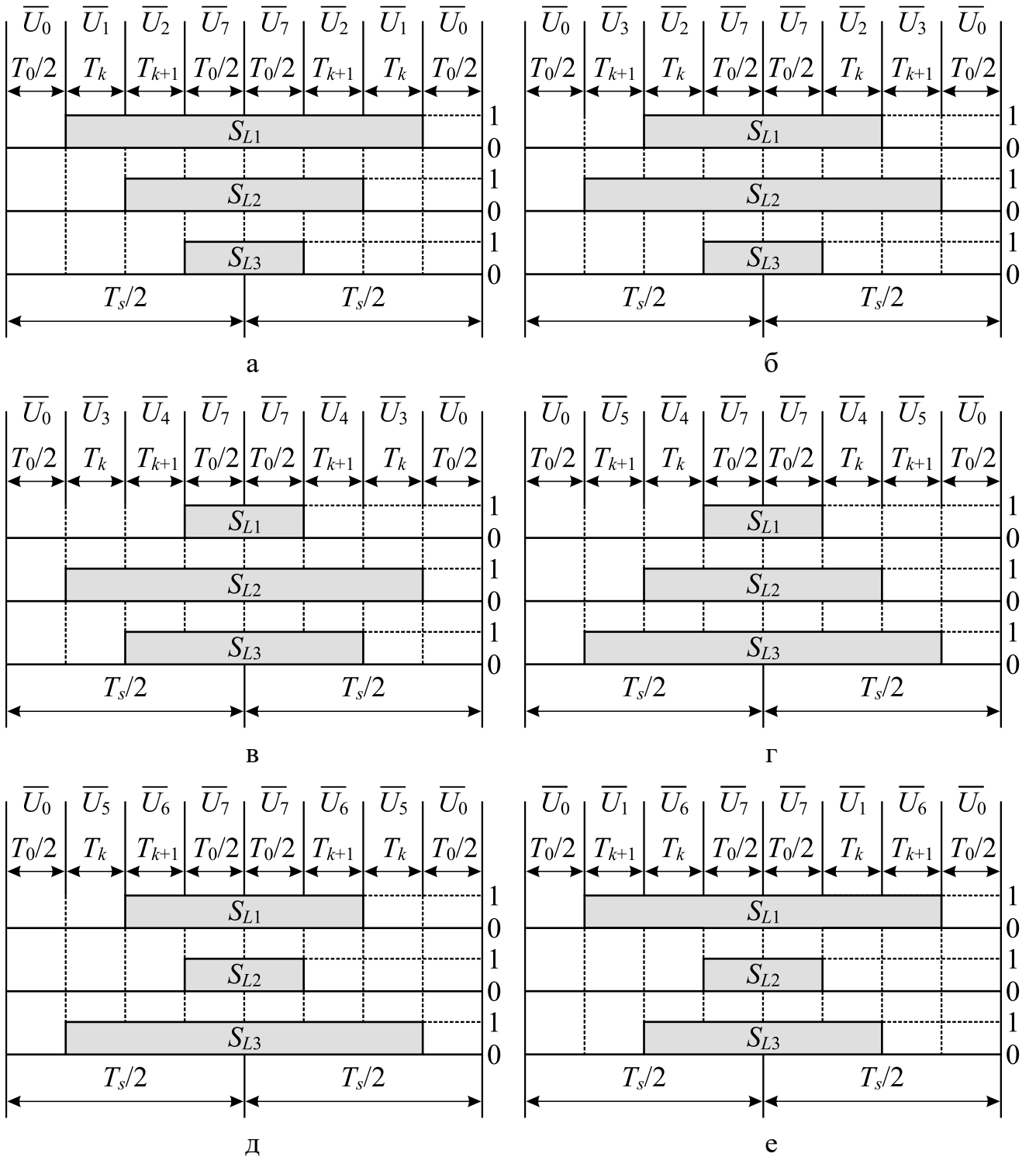


Рисунок 3.9 – Очередность следования функций переключения и время работы граничных и нулевых векторов инвертора для первого (а), второго (б), третьего (в), четвертого (г), пятого (д) и шестого (е) секторов

Основной принцип работы системы прямого управления моментом с пространственно-векторной модуляцией напряжения обмотки статора отражен в зависимости (3.3). Значение электрического угла δ изменяется в зависимости от

электрического углового положения вектора потокосцепления статора ψ_s относительно вектора потокосцепления постоянных магнитов ψ_{pm} (электрическое угловое положение ψ_s относительно оси α определяется электрическим углом ϕ_ψ на рисунке 3.10 (а)). Изменение электрического угла ϕ_ψ происходит за счет определения текущего положения вектора напряжения обмотки статора, модулируемого инвертором. В установившихся режимах электрический угол δ не меняет своего значения, и он является электрическим углом нагрузки. В динамических режимах электрический угол δ изменяется, в следствии чего потокосцепления статора и ротора вращаются с разной частотой. В системах с пространственно-векторной модуляцией напряжения обмотки статора управление моментом выполняется за счет контроля электрического угла $\Delta\delta$, т.е., чем быстрее изменяется электрический угол δ , тем быстрее изменяется электромагнитный момент ($\Delta\delta$ – электрический угол между векторами $\psi_{s.зад.}$ и ψ_s на рисунке 3.10 (а)). Погрешность вектора потокосцепления статора выражается так:

$$\Delta\psi_s = \psi_{s.зад.} - \psi_s = U_{s.зад.} T_s. \quad (3.26)$$

Для более эффективного изменения электромагнитного момента целесообразно выполнить разделение вектора заданного напряжения на две составляющие, одна из которых направлена перпендикулярно вектору потокосцепления статора ψ_s и отвечает за создание электромагнитного момента, а другая расположена параллельно вектору потокосцепления ψ_s и отвечает за его создание – u_M и u_ψ соответственно (графическое представление на рисунке 3.10 (б)).

Зависимость (3.3) при изменении задания на момент двигателя с пространственно-векторной модуляцией напряжения обмотки статора будет выглядеть следующим образом:

$$\Delta M = M_{зад.} - M, \quad (3.27)$$

где:

$$M_{зад.} = \frac{p_n \psi_{s.зад.}}{2L_{sd}L_{sq}} (2L_{sq}\psi_{pm} \sin(\delta + \Delta\delta) - (L_{sq} - L_{sd})\psi_{s.зад.} \sin(2(\delta + \Delta\delta))), \quad (3.28)$$

$$M = \frac{p_n}{2L_{sd}L_{sq}} \psi_s (2L_{sq}\psi_{pm} \sin \delta - (L_{sq} - L_{sd})\psi_s \sin 2\delta). \quad (3.29)$$

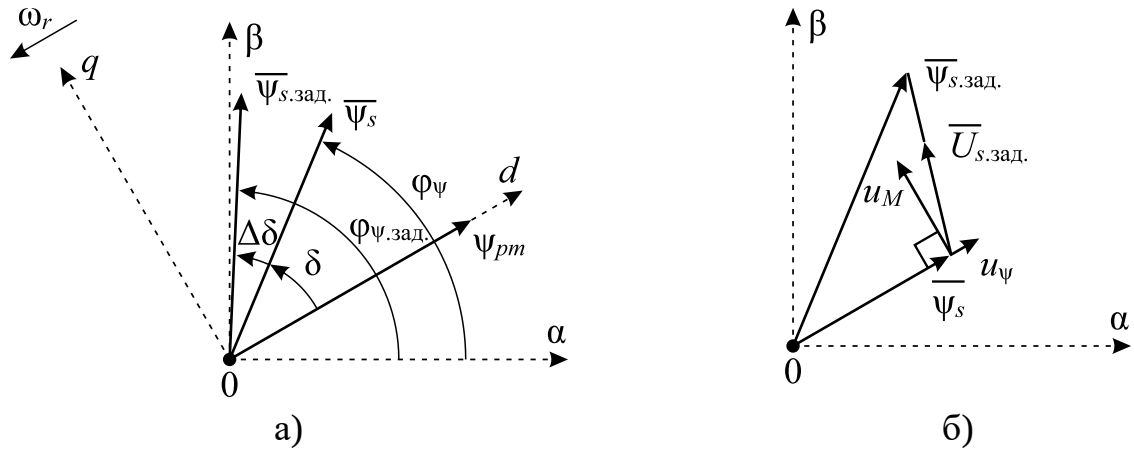


Рисунок 3.10 – Положение векторов потокосцепления (а), формирование напряжения обмотки в зависимости от задания на потокосцепление статора (б)

Из уравнений (3.27) – (3.29) видно, что связь между изменением электромагнитного момента ΔM и электрическим углом $\Delta\delta$ нелинейная, поэтому целесообразно использовать ПИ-регулятор, который формирует приращение электрического угла $\Delta\delta$, обеспечивающего минимизацию мгновенной ошибки между заданием и текущим значением.

Пространственно-векторная модуляция напряжения инвертора происходит за счет формирования опорного вектора напряжения на основании его составляющих в системе координат α - β . Поэтому формирование задания для системы управления двухуровневым автономным инвертором напряжения удобно организовывать в системе координат α - β .

Из рисунка 3.10 (а) видно, что формирование заданий на потокосцепления статора в осях α и β возможно, путем разложения вектора задания потокосцепления статора следующим образом:

$$\begin{aligned}\psi_{s\alpha,зад.} &= \psi_{s,зад.} \cos(\varphi_{\psi} + \Delta\delta), \\ \psi_{s\beta,зад.} &= \psi_{s,зад.} \sin(\varphi_{\psi} + \Delta\delta).\end{aligned}\tag{3.30}$$

Текущие значения потокосцеплений статора в осях α и β вычисляются так (рисунок 3.10 (а)):

$$\begin{aligned}\psi_{s\alpha} &= \psi_s \cos \varphi_{\psi}, \\ \psi_{s\beta} &= \psi_s \sin \varphi_{\psi}.\end{aligned}\tag{3.31}$$

Разница между заданиями на потокосцепления статора и текущими значениями в осях α и β вычисляется так:

$$\begin{aligned}\Delta\psi_{s\alpha} &= \psi_{s.\text{зад.}} \cos(\varphi_\psi + \Delta\delta) - \psi_s \cos \varphi_\psi, \\ \Delta\psi_{s\beta} &= \psi_{s.\text{зад.}} \sin(\varphi_\psi + \Delta\delta) - \psi_s \sin \varphi_\psi.\end{aligned}\tag{3.32}$$

Задания на напряжения управления двухуровневым автономным инвертором напряжения в осях α и β формируются следующим образом:

$$\begin{aligned}u_{s\alpha.\text{зад.}} &= \frac{\Delta\psi_{s\alpha}}{T_s} + R_s i_{s\alpha}, \\ u_{s\beta.\text{зад.}} &= \frac{\Delta\psi_{s\beta}}{T_s} + R_s i_{s\beta}.\end{aligned}\tag{3.33}$$

Основным недостатком применения пространственно-векторной модуляции в таких системах является наличие ПИ-регуляторов, которые в сравнении с релейными регуляторами замедляют быстроедействие соответствующих контуров регулирования. На рисунке 3.11 представлена система прямого управления моментом с пространственно-векторной модуляцией напряжения обмотки статора синхронного двигателя с постоянными магнитами с одним контуром регулирования момента (с регулятором ПИ-М). На рисунке 3.12 представлен блок, формирующий сигналы управления силовыми ключами S_{VT} инвертора с пространственно-векторной модуляцией напряжения. Формирование заданий на напряжения управления инвертором происходит по уравнениям (3.30) – (3.33).

Альтернативным вариантом для вышеописанной системы является система прямого управления моментом с пространственно-векторной модуляцией напряжения обмотки статора, дополнительно содержащая контур регулирования потокосцепления статора. Для реализации такой системы управления потребуется дополнительное координатное преобразование из системы координат $d-q$ в систему координат $u-v$, вращающуюся синхронно с вектором потокосцепления статора. На рисунках 3.13 и 3.14 представлена система прямого управления с пространственно-векторной модуляцией напряжения обмотки статора синхронного двигателя с постоянными магнитами с двумя контурами регулирования потокосцепления статора и момента (с регуляторами ПИ- ψ_s и ПИ-М).

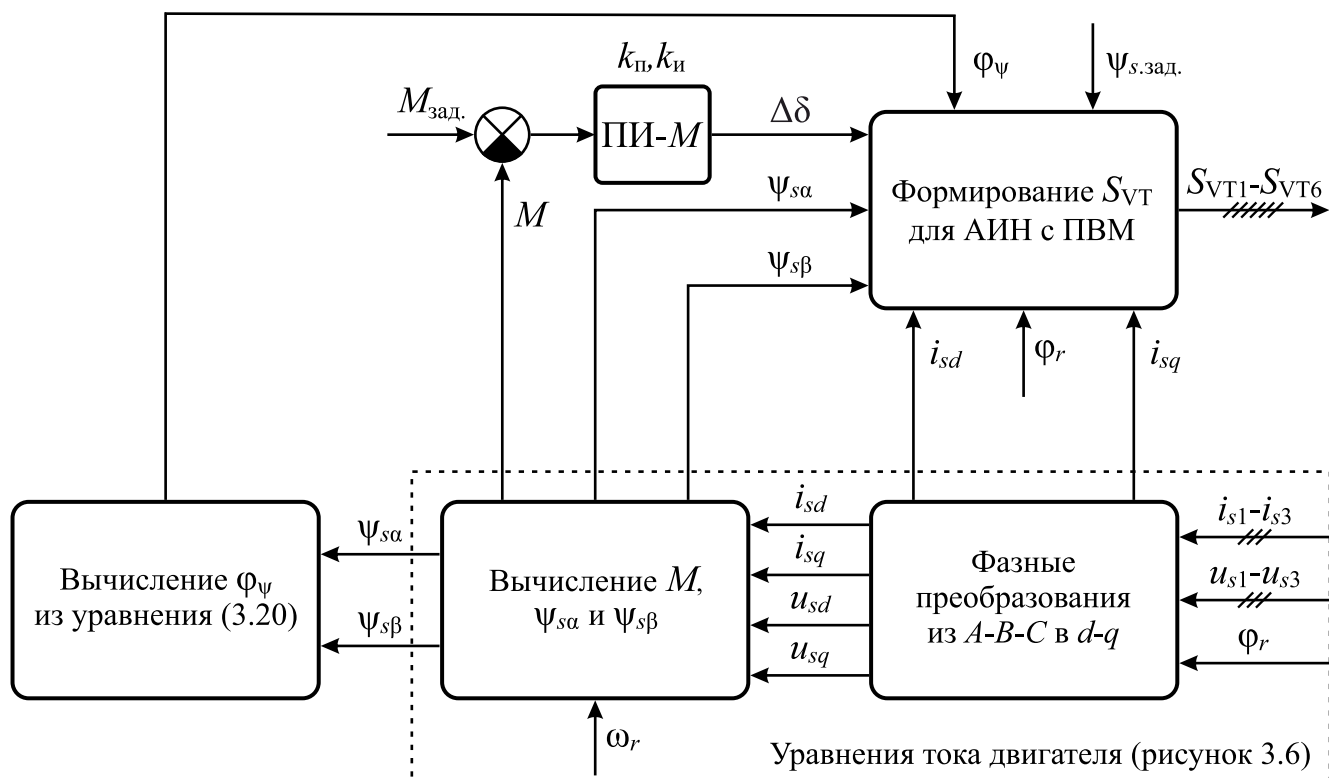


Рисунок 3.11 – Структура системы прямого управления моментом синхронного двигателя с постоянными магнитами

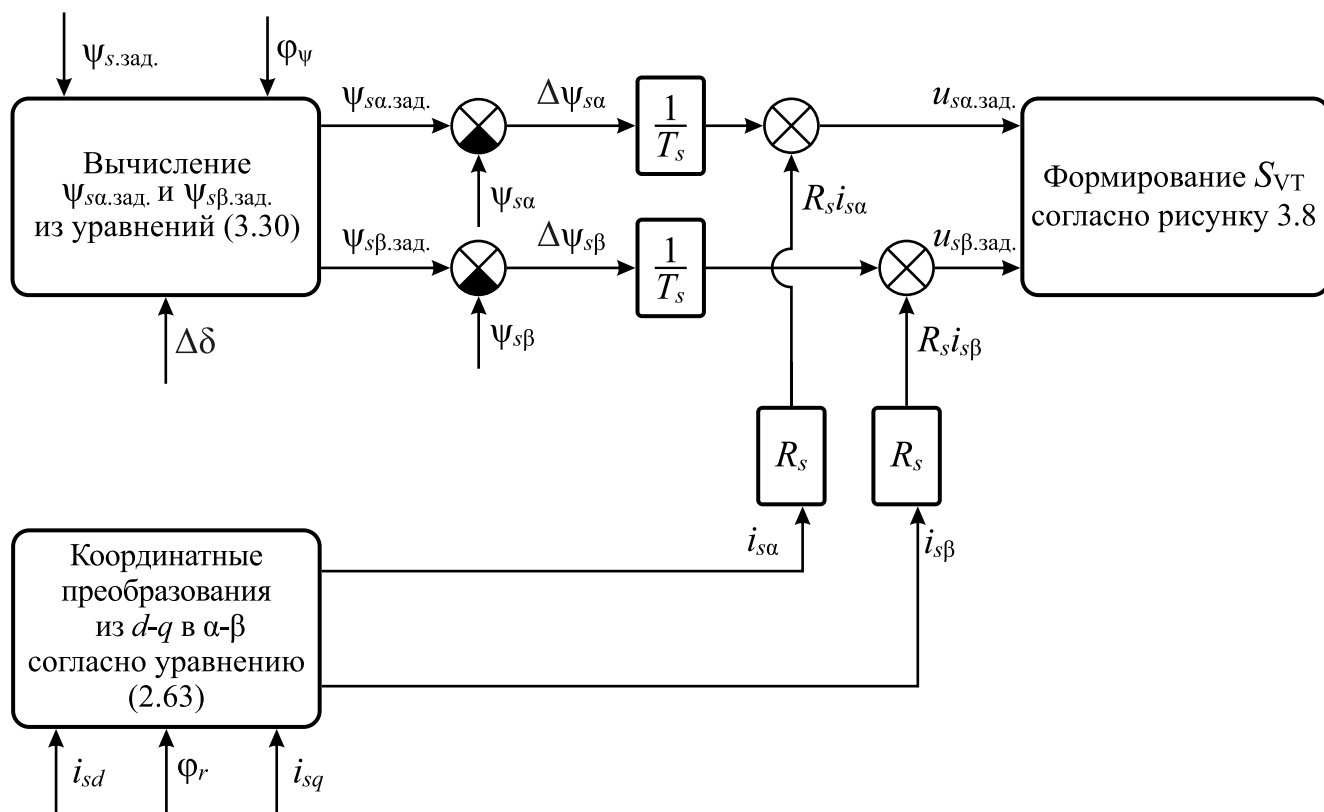


Рисунок 3.12 – Структура блока «Формирование S_{VT} для АИН с ПВМ», представленного на рисунке 3.11

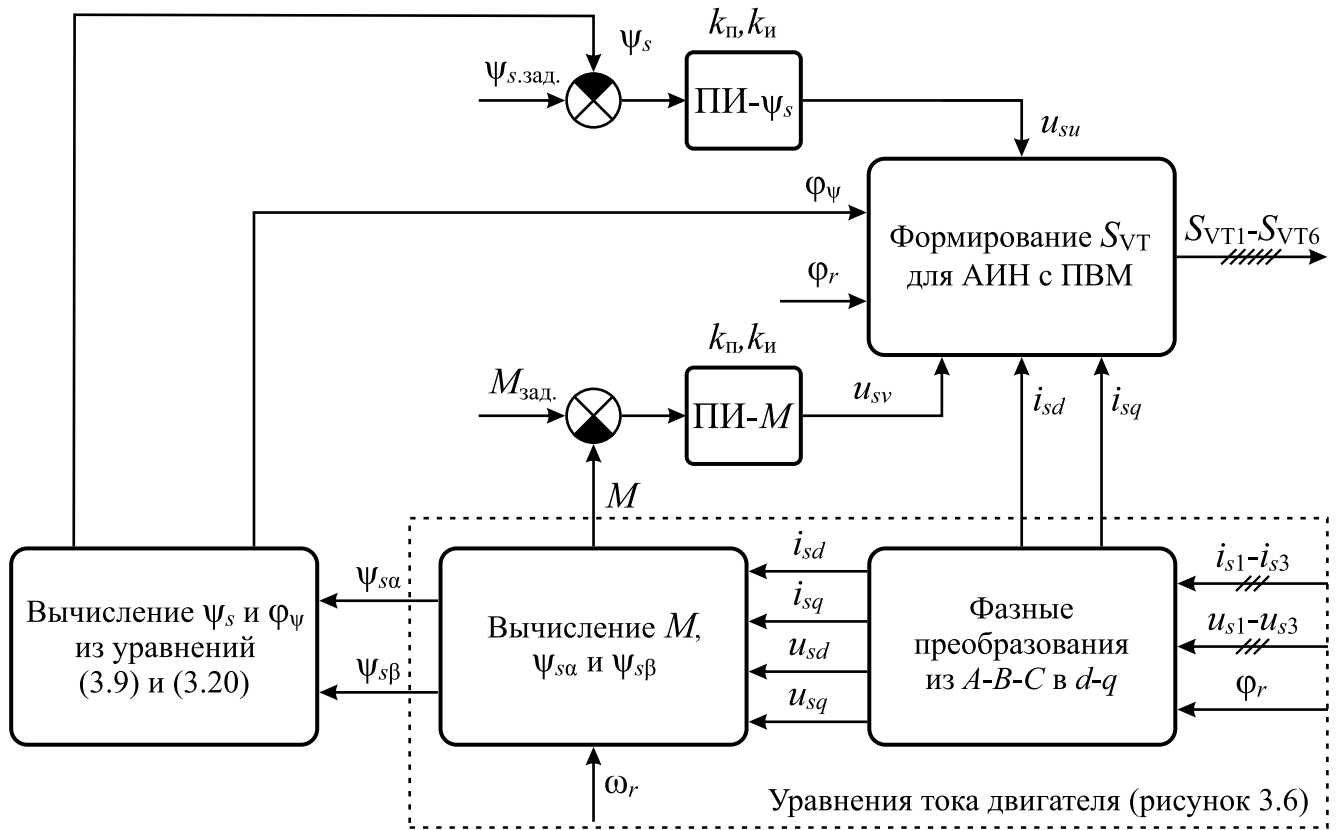


Рисунок 3.13 – Структура системы прямого управления моментом синхронного двигателя с постоянными магнитами

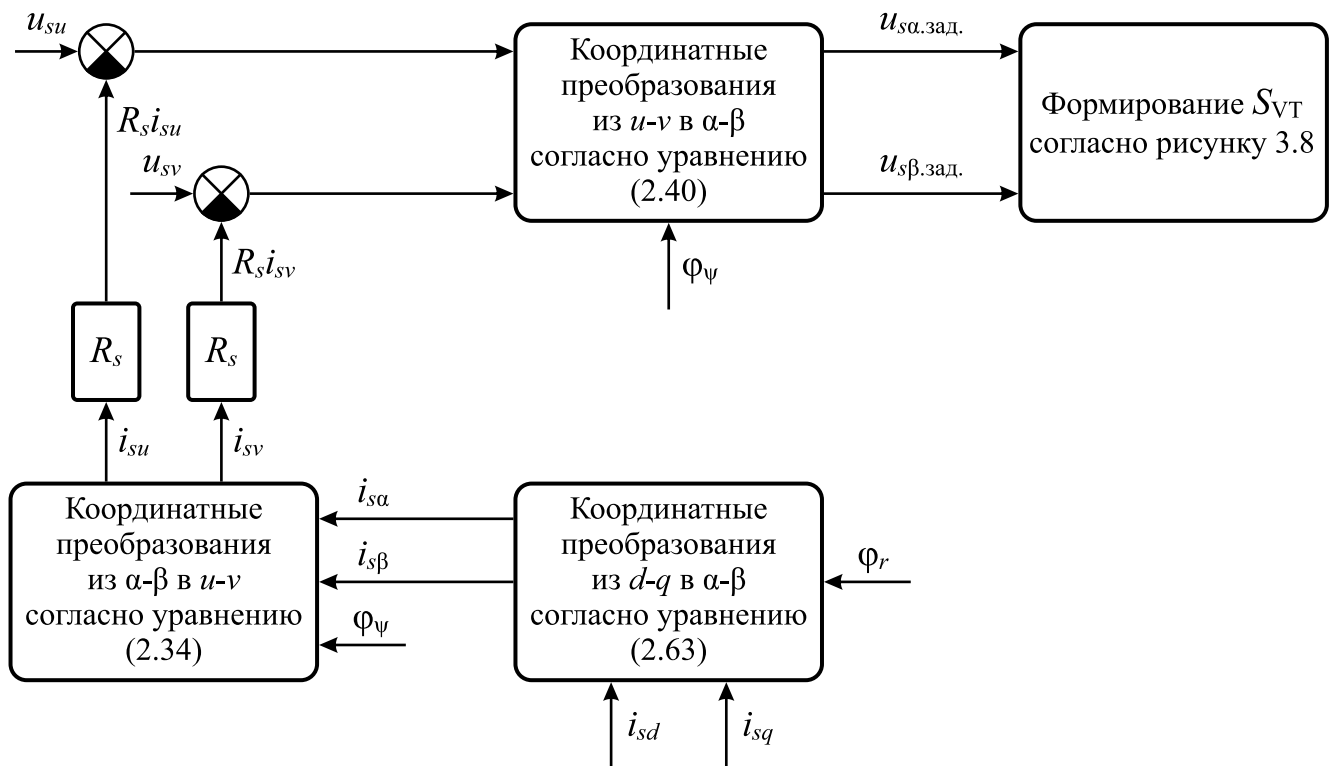


Рисунок 3.14 – Структура блока «Формирование S_{VT} для АИН с ПВМ», представленного на рисунке 3.13

Таким образом, структурная схема тягового электропривода с системой прямого управления моментом для подвижного состава представлена на рисунке 3.15.

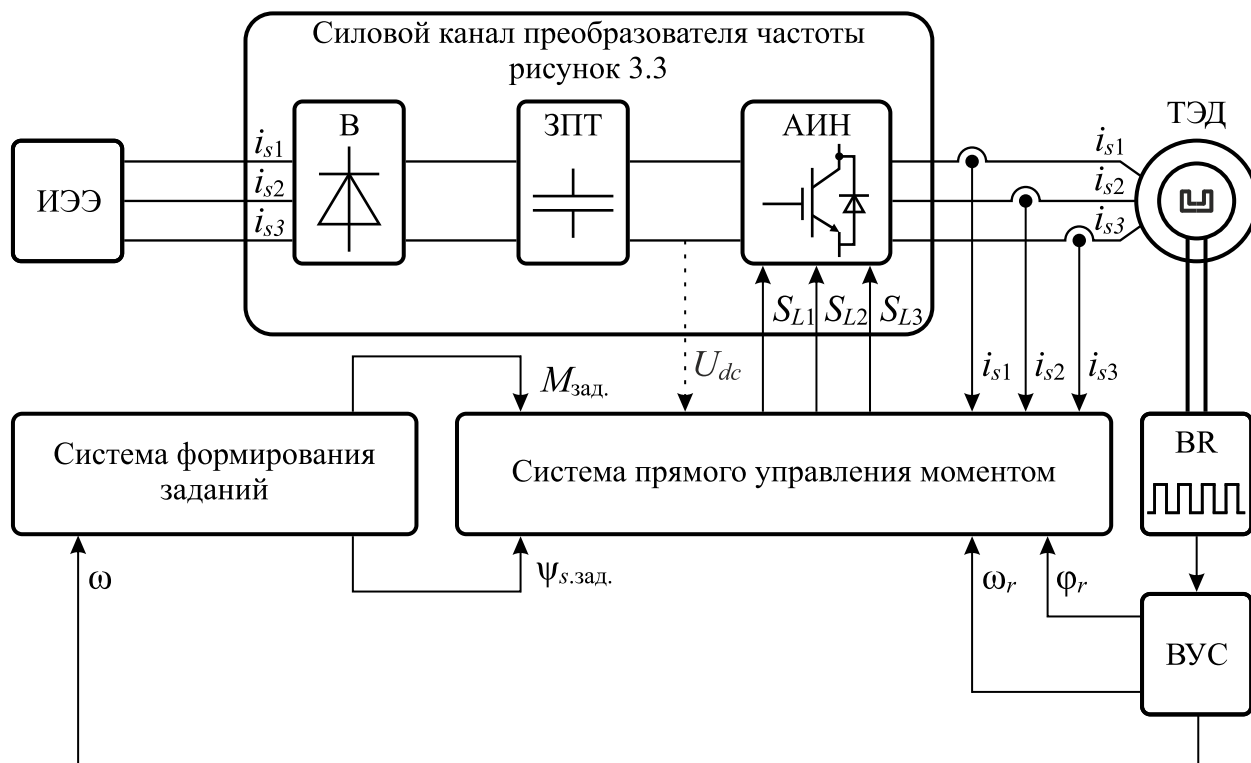


Рисунок 3.15 – Структурная схема тягового электропривода с системой прямого управления моментом

В структурной схеме на рисунке 3.15 приняты обозначения: ИЭЭ – источник электрической энергии; ТЭД – тяговый электродвигатель (или синхронный двигатель с постоянными магнитами, или асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором); BR – датчик частоты вращения; ВУС – вычислитель угла и скорости (определяет электрическую ω_r и механическую ω частоты вращения ротора и электрическое угловое положение ротора ϕ_r).

Блок «Система формирования заданий» отвечает за формирования задания на потокосцепление статора $\psi_{s, \text{зад.}}$ и момента $M_{\text{зад.}}$. Задание на момент определяется выходом регулятора частоты вращения, имеющего в простейшем случае коэффициент усиления k_{pc} [53]. Задание на потокосцепление статора может задаваться вручную либо вычисляться по определенному критерию.

3.3. Энергетические характеристики электропривода с системой прямого управления моментом синхронного двигателя с постоянными магнитами

Целесообразно оценить возможность создания энергетически эффективных электроприводов за счет выбора задания на потокосцепление статора, реализуемого в блоке «Система формирования заданий» (рисунок 3.15). Для компьютерного моделирования использовались два синхронных двигателя с постоянными магнитами, имеющие параметры, полученные на основании работы [3]. Номинальные параметры двигателей представлены в таблице 3.2 (базовая температура узлов двигателей равна 20°C ($\theta_{0s} = \theta_{0c} = \theta_{0pm} = 20^{\circ}\text{C}$)).

Таблица 3.2 – Номинальные параметры синхронных двигателей с постоянными магнитами с магнитной симметрией и магнитной несимметрией

Параметр двигателя и его обозначение		Тип магнитной системы	
		$\xi = 1$	$\xi > 1$
Номинальная мощность	P_H	132 кВт	
Номинальная механическая частота вращения	ω_H	314 рад/с	
Номинальное напряжение обмотки статора	$u_{s,H}$	220 В	
Номинальный КПД	η_H	97 %	
Напряжение звена постоянного тока	U_{dc}	536 В	
Номинальный ток обмотки статора	$i_{s,H}$	286,3 А	281,8 А
Номинальный электромагнитный момент	M_H	420 Н·м	
Активное сопротивление обмотки статора	R_s	0,013 Ом	
Сопротивление магнитопровода статора	R_c	150 Ом	
Сопротивление магнитов ротора	R_{pm}	25 Ом	
Число пар полюсов	p_n	2	
Потокосцепление статора	$\psi_{s,H}$	0,493 Вб	
Потокосцепление постоянных магнитов	ψ_{pm}	0,3469 Вб	0,2003 Вб
Индуктивность обмотки статора по оси d	L_{sd}	0,0008673 Гн	0,0005008 Гн
Индуктивность обмотки статора по оси q	L_{sq}	0,0008673 Гн	0,0015 Гн

В качестве системы управления электропривода при компьютерном моделировании использовалась система прямого управления моментом, структура которой представлена на рисунке 3.5. Стоит отметить, что результаты моделирования не зависят от системы управления инвертором, они идентичны, если система прямого управления моментом, представленная на рисунке 3.11, имеет частоту коммутации не менее 4 кГц.

Для моделирования электроприводов с синхронными двигателями с постоянными магнитами (таблица 3.2) использовались следующие параметры классической системы прямого управления моментом: $k_{pc} = 100$ Нм/(рад/с) для регулятора частоты вращения; $H_{\psi_s} = 0,01$ Вб для релейного регулятора потокосцепления статора; $H_M = 5$ Н·м для релейного регулятора момента. Задание на потокосцепление статора изменялось в сторону уменьшения с шагом 0,001 Вб от номинального значения $\psi_{s,n} = 0,493$ Вб для обоих типов двигателей.

Результаты моделирования при $\omega < \omega_n$ (т.е. в зоне постоянства момента) для двигателя с $\xi = 1$ приведены на рисунках 3.16 – 3.18, для двигателя с $\xi > 1$ на рисунках 3.19 – 3.21. Количественная характеристика точек минимума для граничных зависимостей 1 и 4 тока i_s и суммарных электромагнитных потерь мощности ΔP_Σ в рассматриваемых диапазонах изменения частоты вращения ω , момента сопротивления M_c и температур $\theta_s, \theta_c, \theta_{pm}$ сведена в таблице 3.3.

В таблице 3.3 приняты следующие обозначения: $\psi_{\Delta i}$ – значение потокосцепления статора, при котором обеспечивается минимальное значение тока обмотки статора i_s ; $\delta i = (i_{s(\psi_{s,n})} - i_s) / i_{s(\psi_{s,n})} \cdot 100\%$, где $i_{s(\psi_{s,n})}$ – действующее значение тока обмотки статора при $\psi_{s,n}$, а i_s – минимальное действующее значение тока обмотки статора в данном режиме работы; $\delta i_{s,n} = (i_{s(\psi_{s,n})} - i_s) / i_{s,n} \cdot 100\%$; $\psi_{\Delta P}$ – значение потокосцепления статора, обеспечивающее минимальное значение суммарных электромагнитных потерь мощности ΔP_Σ ; $\delta P_\Sigma = (\Delta P_{\Sigma(\psi_{s,n})} - \Delta P_\Sigma) / \Delta P_{\Sigma(\psi_{s,n})} \cdot 100\%$, где $\Delta P_{\Sigma(\psi_{s,n})}$ – значение суммарных электромагнитных потерь мощности при $\psi_{s,n}$, а ΔP_Σ – минимальное значение суммарных электромагнитных потерь мощности в данном режиме работы; $\delta P_{\Sigma n} = (\Delta P_{\Sigma(\psi_{s,n})} - \Delta P_\Sigma) / \Delta P_{\Sigma n} \cdot 100\%$, где $\Delta P_{\Sigma n}$ – значение номинальных суммарных электромагнитных потерь мощности двигателя.

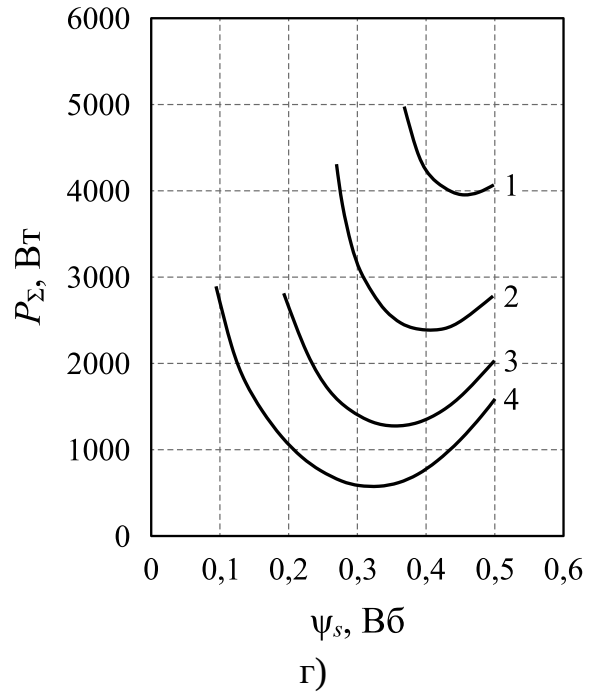
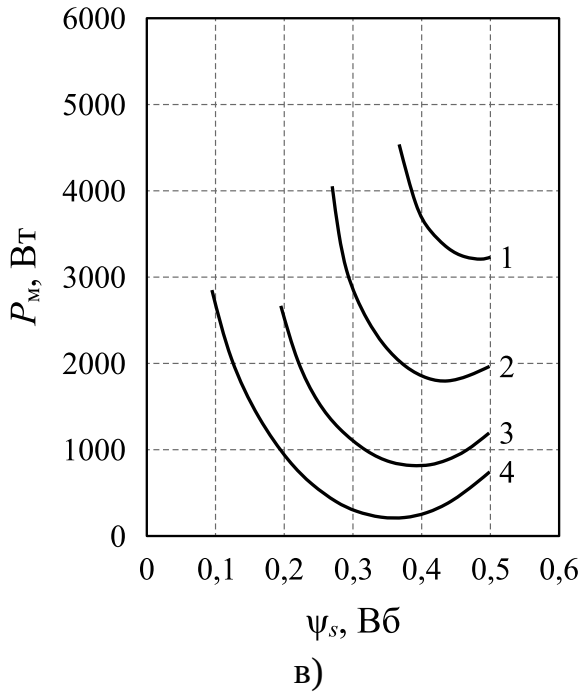
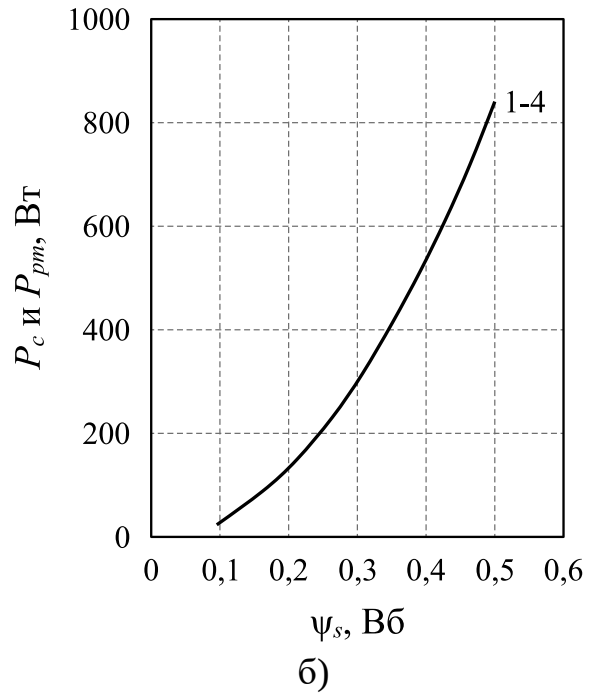
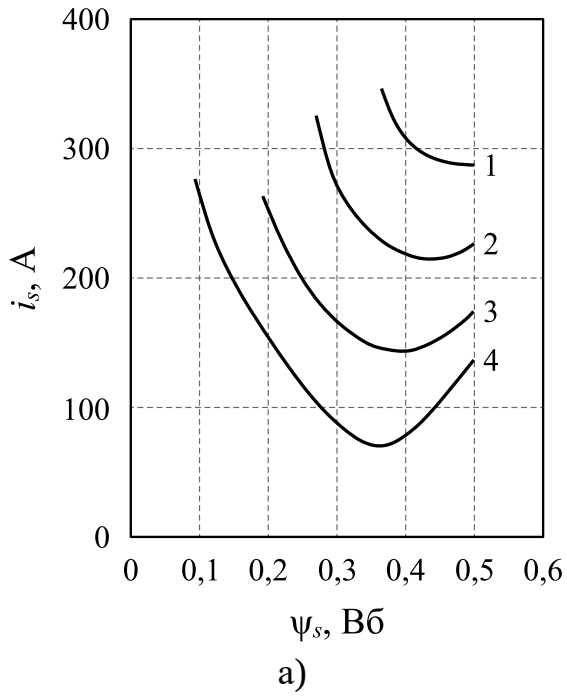


Рисунок 3.16 – Зависимости действующего значения тока обмотки статора i_s (а), суммарных потерь мощности в магнитопроводе статора P_c и в постоянных магнитах P_{pm} (б), электрических потерь мощности в меди обмотки статора P_m (в), суммарных электромагнитных потерь мощности P_Σ (г) от потокосцепления статора ψ_s ($\xi = 1$) при частоте вращения $\omega = \omega_n$, температурах обмотки статора $\theta_s = 20^\circ\text{C}$, магнитопровода статора $\theta_c = 20^\circ\text{C}$, постоянных магнитов $\theta_{pm} = 20^\circ\text{C}$, при следующих моментах сопротивления: 1 – $M_c = M_n$, 2 – $M_c = 0,75M_n$, 3 – $M_c = 0,5M_n$, 4 – $M_c = 0,25M_n$

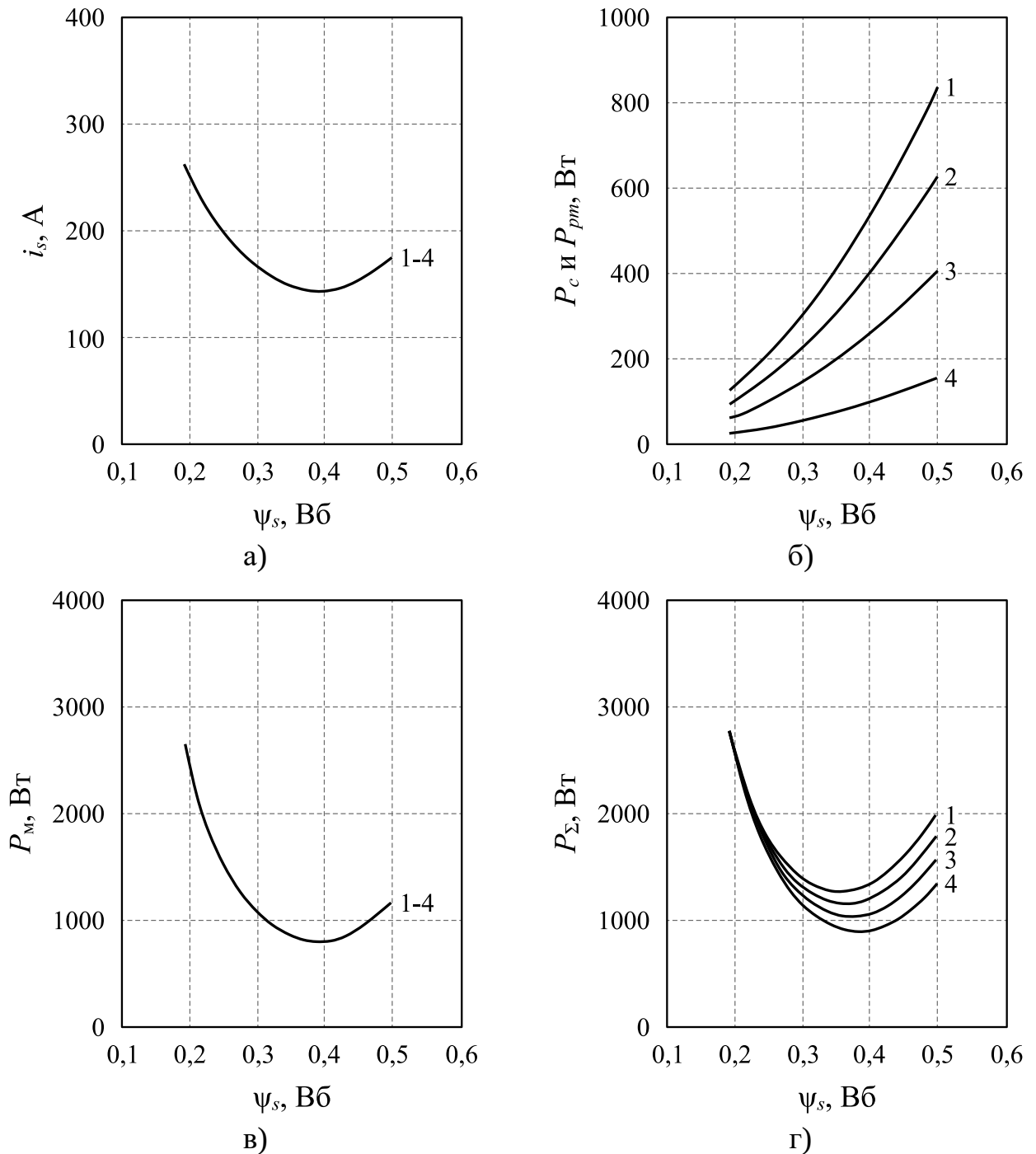


Рисунок 3.17 – Зависимости действующего значения тока обмотки статора i_s (а), суммарных потерь мощности в магнитопроводе статора P_c и в постоянных магнитах P_{pm} (б), электрических потерь мощности в меди обмотки статора P_M (в), суммарных электромагнитных потерь мощности P_Σ (г) от потокосцепления статора ψ_s ($\xi = 1$) при моменте сопротивления $M_c = 0,5M_H$, температурах обмотки статора $\theta_s = 20^\circ\text{C}$, магнитопровода статора $\theta_c = 20^\circ\text{C}$, постоянных магнитов $\theta_{pm} = 20^\circ\text{C}$, при следующих частотах вращения: 1 – $\omega = \omega_H$, 2 – $\omega = 0,75\omega_H$, 3 – $\omega = 0,5\omega_H$, 4 – $\omega = 0,25\omega_H$

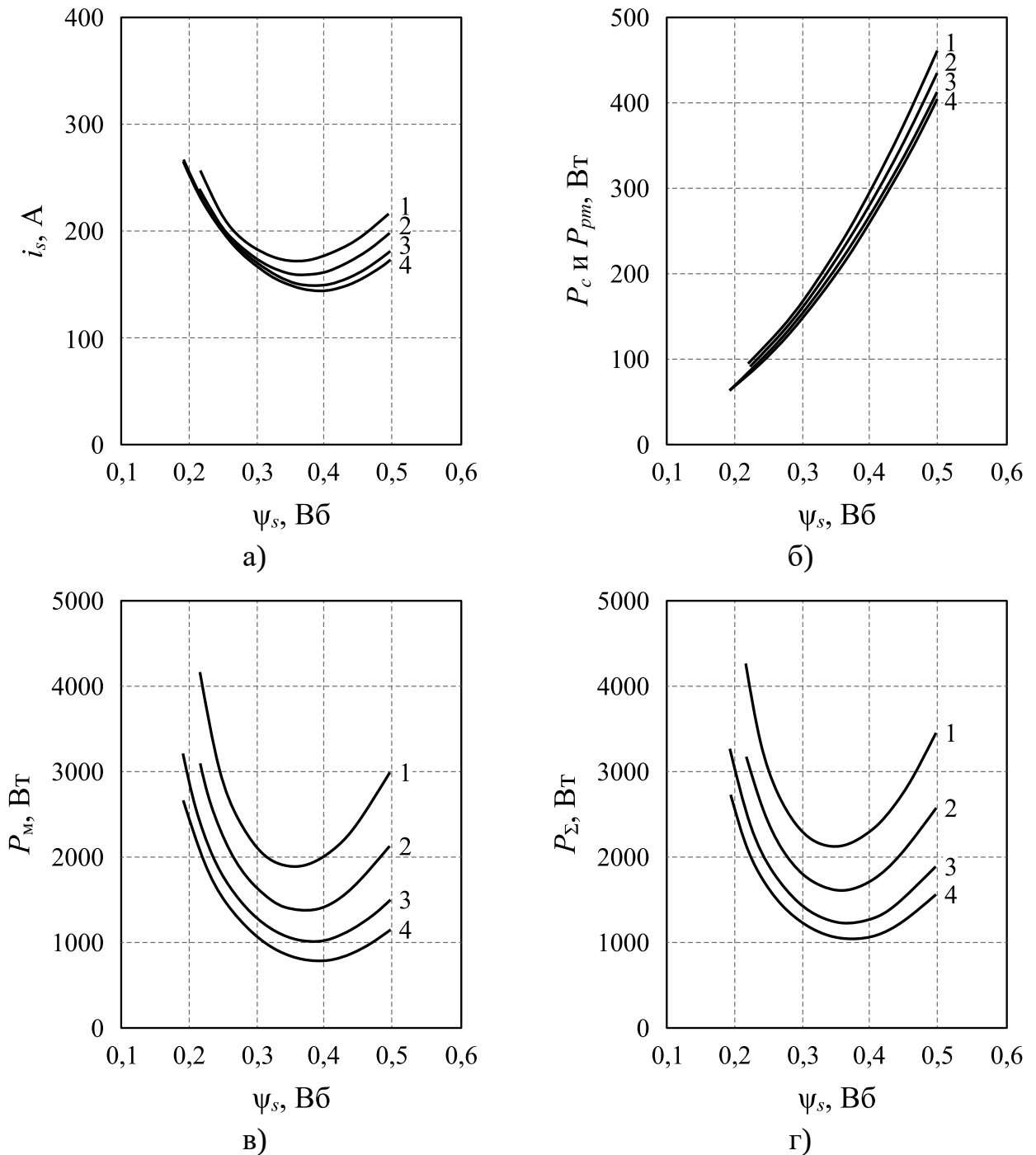


Рисунок 3.18 – Зависимости действующего значения тока обмотки статора i_s (а), суммарных потерь мощности в магнитопроводе статора P_c и в постоянных магнитах P_{pm} (б), электрических потерь мощности в меди обмотки статора P_M (в), суммарных электромагнитных потерь мощности P_Σ (г) от потокосцепления статора ψ_s ($\xi = 1$) при частоте вращения $\omega = 0,5\omega_n$, моменте сопротивления $M_c = 0,5M_n$, при следующих температурах соответствующих узлов двигателя 1 – $\theta_s = 180$ °C, $\theta_c = 165$ °C, $\theta_{pm} = 170$ °C, 2 – $\theta_s = 120$ °C, $\theta_c = 105$ °C, $\theta_{pm} = 110$ °C, 3 – $\theta_s = 60$ °C, $\theta_c = 45$ °C, $\theta_{pm} = 50$ °C, 4 – $\theta_s = 20$ °C, $\theta_c = 20$ °C, $\theta_{pm} = 20$ °C

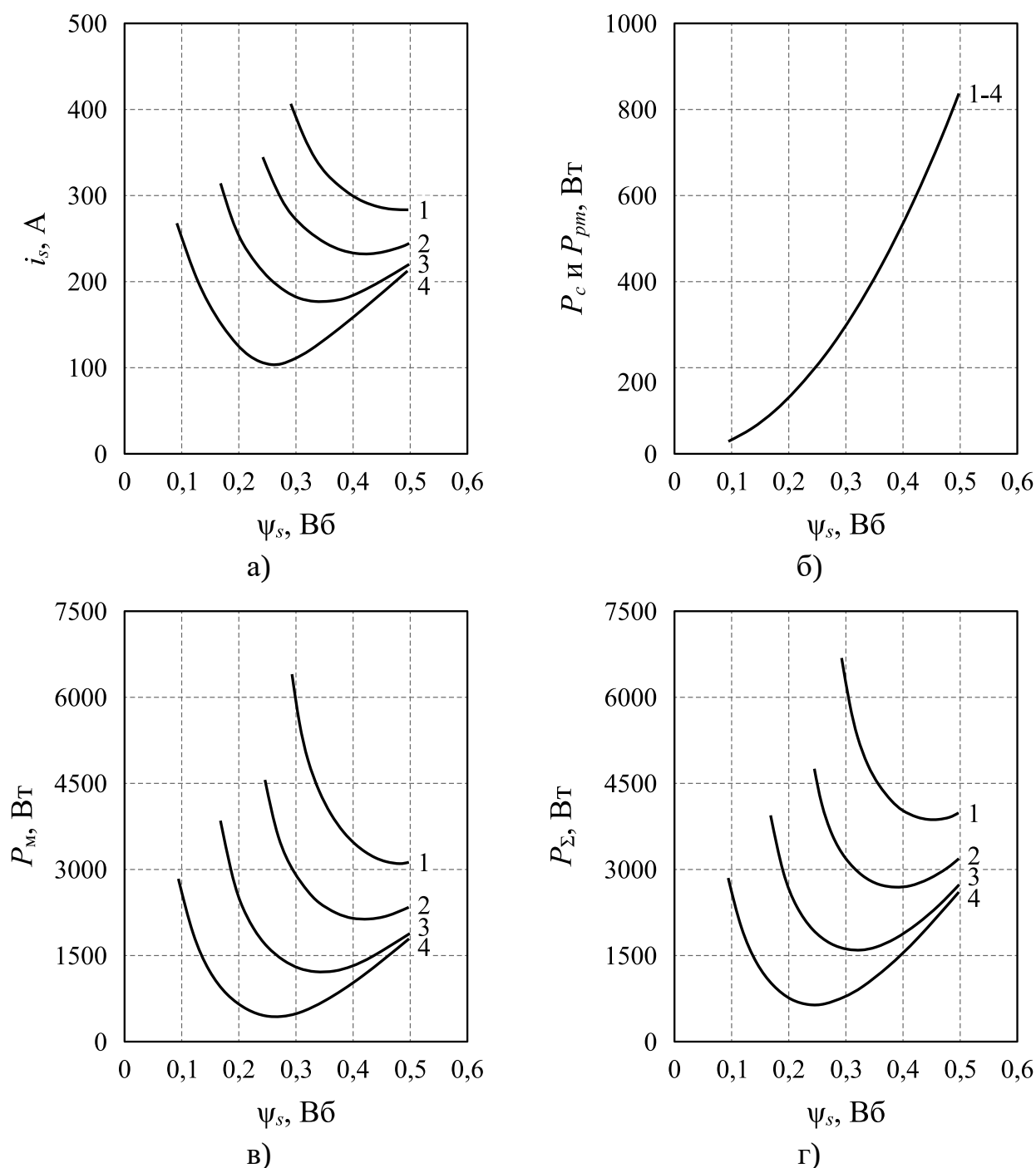


Рисунок 3.19 – Зависимости действующего значения тока обмотки статора i_s (а), суммарных потерь мощности в магнитопроводе статора P_c и в постоянных магнитах P_{pm} (б), электрических потерь мощности в меди обмотки статора P_m (в), суммарных электромагнитных потерь мощности P_Σ (г) от потокосцепления статора ψ_s ($\xi > 1$) при частоте вращения $\omega = \omega_n$, температурах обмотки статора $\theta_s = 20^\circ\text{C}$, магнитопровода статора $\theta_c = 20^\circ\text{C}$, постоянных магнитов $\theta_{pm} = 20^\circ\text{C}$, при следующих моментах сопротивления: 1 – $M_c = M_n$, 2 – $M_c = 0,75M_n$, 3 – $M_c = 0,5M_n$, 4 – $M_c = 0,25M_n$

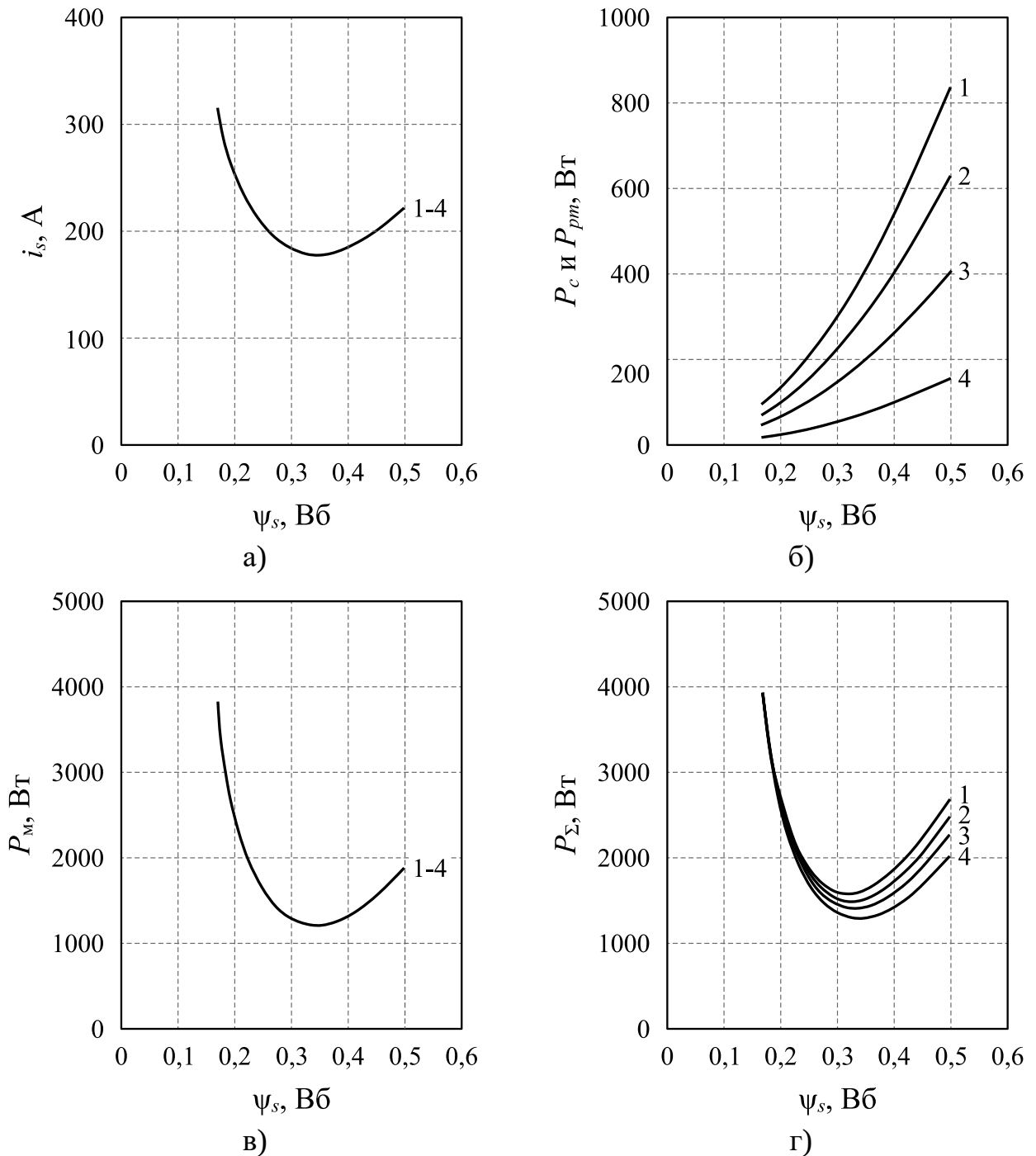


Рисунок 3.20 – Зависимости действующего значения тока обмотки статора i_s (а), суммарных потерь мощности в магнитопроводе статора P_c и в постоянных магнитах P_{pm} (б), электрических потерь мощности в меди обмотки статора P_M (в), суммарных электромагнитных потерь мощности P_Σ (г) от потокосцепления статора ψ_s ($\xi > 1$) при моменте сопротивления $M_c = 0,5M_H$, температурах обмотки статора $\theta_s = 20^\circ\text{C}$, магнитопровода статора $\theta_c = 20^\circ\text{C}$, постоянных магнитов $\theta_{pm} = 20^\circ\text{C}$, при следующих частотах вращения: 1 – $\omega = \omega_H$, 2 – $\omega = 0,75\omega_H$, 3 – $\omega = 0,5\omega_H$, 4 – $\omega = 0,25\omega_H$

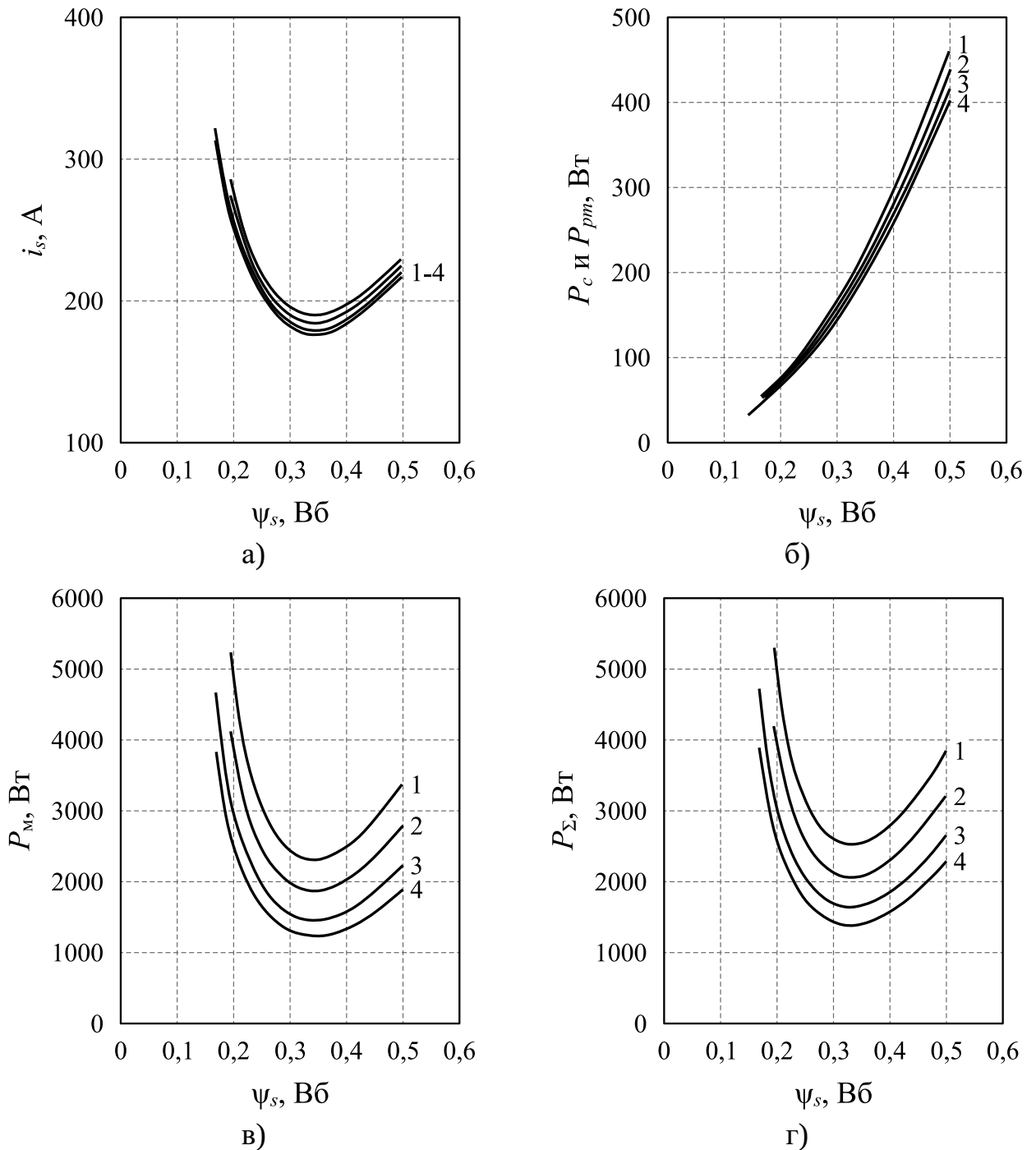


Рисунок 3.21 – Зависимости действующего значения тока обмотки статора i_s (а), суммарных потерь мощности в магнитопроводе статора P_c и в постоянных магнитах P_{pm} (б), электрических потерь мощности в меди обмотки статора P_M (в), суммарных электромагнитных потерь мощности P_Σ (г) от потокосцепления статора ψ_s ($\xi > 1$) при частоте вращения $\omega = 0,5\omega_n$, моменте сопротивления $M_c = 0,5M_n$, при следующих температурах соответствующих узлов двигателя 1 – $\theta_s = 180$ °C, $\theta_c = 165$ °C, $\theta_{pm} = 170$ °C, 2 – $\theta_s = 120$ °C, $\theta_c = 105$ °C, $\theta_{pm} = 110$ °C, 3 – $\theta_s = 60$ °C, $\theta_c = 45$ °C, $\theta_{pm} = 50$ °C, 4 – $\theta_s = 20$ °C, $\theta_c = 20$ °C, $\theta_{pm} = 20$ °C

Таблица 3.3 – Количественная характеристика точек минимума для граничных зависимостей

Рисунок	Номер	Минимум тока				Минимум потерь мощности			
		$\psi_{\Delta i}$, Вб	i_s , А	δi , %	$\delta i_{с.н.}$, %	$\psi_{\Delta P}$, Вб	ΔP_{Σ} , Вт	δP_{Σ} , %	$\delta P_{\Sigma н.}$, %
Синхронный двигатель с постоянными магнитами $\xi = 1$									
3.16	1	0,493	286,4	0	0	0,443	3962	1,4	1,4
	4	0,358	71,5	46,5	21,7	0,318	590	61,2	23,2
3.17	1	0,389	143,0	16,4	9,8	0,343	1270	35,1	17,1
	4	0,389	143,0	16,4	9,8	0,389	895	30,6	9,8
3.18	1	0,368	171,8	19,5	14,6	0,343	2128	37,2	31,5
	4	0,389	143,0	16,4	9,8	0,368	1040	32,2	12,3
Синхронный двигатель с постоянными магнитами $\xi > 1$									
3.19	1	0,493	281,7	0	0	0,443	3862	1,8	1,7
	4	0,259	104,1	50,6	37,9	0,243	638	74,9	48,7
3.20	1	0,343	175,7	19,2	14,8	0,318	1580	40,4	27,2
	4	0,343	175,7	19,2	14,8	0,343	1287	35,2	17,8
3.21	1	0,343	189,5	16,5	13,3	0,318	2523	32,8	31,3
	4	0,343	175,7	19,2	14,8	0,318	1405	37,0	21,0

Анализ рисунков 3.16 – 3.21 и таблицы 3.3 показывает, что в зоне постоянства момента в различных режимах уменьшение тока обмотки статора может составить до 21,7% от номинального значения для двигателя с $\xi = 1$ и 37,9% – для двигателя с $\xi > 1$; уменьшение суммарных электромагнитных потерь мощности – до 31,5% от номинального значения для двигателя с $\xi = 1$ и 48,7% – для двигателя с $\xi > 1$ (номинальные суммарные электромагнитные потери мощности составляют $\Delta P_{\Sigma н} = 4$ кВт). Уменьшение потерь мощности приводит к снижению нагрева соответствующих узлов двигателя, что положительно сказывается на сроке службы изоляции и постоянных магнитов ротора.

Независимо от типа магнитной системы ротора синхронных двигателей ($\xi = 1$ или $\xi \neq 1$) влияние момента сопротивления на характер их зависимостей одинаково – снижение нагрузки вызывает соответствующее уменьшение

потокосцепления статора, при котором достигается минимум тока обмотки статора и минимум суммарных электромагнитных потерь мощности двигателя (рисунки 3.16 и 3.19). При номинальной нагрузке получен закономерный результат, когда режим минимума тока обмотки статора и суммарных электромагнитных потерь мощности двигателя обеспечивается номинальным значением потокосцепления статора. Эти режимы имеют близкие значения потокосцепления статора (наибольшая разница потокосцеплений в этом режиме не превышает 10,6% в рассматриваемом диапазоне изменения варьируемых величин), что объясняется доминирующим влиянием электрических потерь мощности в меди обмотки статора на суммарные электромагнитные потери мощности. Аналогично объясняется одинаковый характер трех зависимостей от потокосцепления статора – тока обмотки статора, электрических потерь мощности в меди обмотки статора и суммарных электромагнитных потерь мощности.

Уменьшение потокосцепления статора при уменьшении момента сопротивления оказывает наибольший эффект уменьшения тока обмотки статора и потерь мощностей для синхронных двигателей с постоянными магнитами с $\xi > 1$, причем для этого типа двигателей оптимальное значение потокосцепления статора меньше, чем для двигателей, имеющих $\xi = 1$. Результаты моделирования также показали большую перегрузочную способность при пониженном потокосцеплении статора для двигателей с $\xi > 1$. Эти закономерности связаны с меньшим номинальным значением потокосцепления постоянных магнитов, следовательно, для таких синхронных двигателей синтез энергетически эффективных систем управления наиболее критичен. Отметим, что именно синхронные двигатели с постоянными магнитами, имеющие $\xi > 1$, рассматриваются как перспективный вариант для тяговых электроприводов, т.к. они лучше работают в зоне постоянства мощности за счет размагничивания магнитов и для производства их ротора требуется меньшее количество редкоземельных материалов.

Изменение частоты вращения, как и ожидалось, не оказывает существенного влияния на зависимости тока обмотки статора и электрических потерь мощности в меди обмотки статора от потокосцепления статора, но приводит к незначительному

изменению суммарных электромагнитных потерь мощности за счет зависимости потерь мощности в магнитопроводе статора от частоты тока обмотки статора.

Анализ суммарных потерь мощности в магнитопроводе статора и в постоянных магнитах показал, что их зависимость от потокоцепления статора носит монотонный характер без точек экстремума для всех исследуемых изменений варьируемых параметров для обоих типов двигателей. Наибольшее влияние на их значение оказывает частота тока обмотки статора (частота вращения ротора), которое проявляется в тем большей степени, чем больше потокоцепление статора. Изменение момента сопротивления на потери мощности в магнитопроводе статора не оказывает влияния (во всем диапазоне изменения момента сопротивления (и выше, и ниже номинального значения момента двигателей) потери мощности в магнитопроводе изменяются менее, чем на 1%), что характерно для все типов двигателей переменного тока. Изменение температур меди обмотки и магнитопровода статора также не оказывает значительного воздействия на потери мощности в магнитопроводе и в магнитах. Данный результат соответствует научным работам, посвященным исследованию зависимости потерь мощности в магнитопроводе статора от частоты перемагничивания, в которых показано, что при частоте перемагничивания магнитопровода около десятков и сотен Гц существенного влияния температуры магнитопровода на потери мощности в нем не обнаруживается [12, 13]. Исследуемый диапазон изменения частоты тока обмотки статора – 25...100 Гц, поэтому ярко выраженная зависимость потерь мощности в магнитопроводе от температуры отсутствует. Значимость определения потерь мощностей в магнитопроводе и в постоянных магнитах объясняется их влиянием на температуру отдельных узлов двигателя, в первую очередь магнитов.

В результате исследования влияния температуры на характеристики электропривода установлено, что увеличение температуры обмотки и магнитов приводит к увеличению всех видов потерь мощности и тока обмотки статора, причем этот эффект в наибольшей степени проявляется для электрических потерь мощности в меди обмотки статора и суммарных электромагнитных потерь мощности. Для синхронных двигателей с $\xi = 1$ повышение температуры приводит

к смещению точки экстремума тока обмотки статора и потерь мощностей на графиках (рисунки 3.18 (а), 3.18 (в), 3.18 (г)) в сторону меньших значений потокосцепления статора, а для двигателей с $\xi > 1$ согласно рисункам 3.21 (а), 3.21 (в), 3.21 (г) изменение температуры не оказывает значительного влияния на значение потокосцепления статора, обеспечивающего минимум тока обмотки статора и потерь мощностей. Следовательно, температура меди обмотки статора, магнитопровода статора и магнитов ротора оказывает гораздо большее влияние на определение значения потокосцепления статора, обеспечивающего режим минимума тока или потерь мощности, для двигателей с $\xi = 1$.

Таким образом, эффект от регулирования потокосцепления статора при работе с пониженными нагрузками очевиден – это позволяет обеспечивать работу с максимальными значениями энергетических показателей качества при данных условиях работы, что улучшает не только технико-экономические, но и эксплуатационные характеристики. Основной задачей системы управления в таком случае является определение рационального с точки зрения энергетической эффективности значения потокосцепления статора и его регулирование без снижения качества переходных процессов. Учитывая близость режимов минимума тока обмотки статора и суммарных электромагнитных потерь мощности, в качестве показателя энергетической эффективности целесообразно выбрать ток обмотки статора в связи с наличием технических средств его непосредственного измерения.

Результаты моделирования при $\omega > \omega_n$ (т.е. в зоне постоянства мощности) для двигателя с $\xi = 1$ приведены на рисунках 3.22 – 3.24, для двигателя с $\xi > 1$ на рисунках 3.25 – 3.27. Количественная характеристика, аналогичная $\omega < \omega_n$ представлена в таблице 3.4.

В таблице 3.4 приняты следующие обозначения, отличающиеся от таблицы 3.3: $\delta i = (i_{s(\psi_{s.m})} - i_s) / i_{s(\psi_{s.m})} \cdot 100\%$, где $i_{s(\psi_{s.m})}$ – действующее значение тока обмотки статора при максимально возможном значении потокосцепления статора в данном режиме работы $\psi_{s.m}$; $\delta P_\Sigma = (\Delta P_{\Sigma(\psi_{s.m})} - \Delta P_\Sigma) / \Delta P_{\Sigma(\psi_{s.m})} \cdot 100\%$, где $\Delta P_{\Sigma(\psi_{s.m})}$ – значение суммарных электромагнитных потерь мощности при $\psi_{s.m}$, $\delta i_{s.h} = (i_{s(\psi_{s.m})} - i_s) / i_{s.h} \cdot 100\%$; $\delta P_{\Sigma h} = (\Delta P_{\Sigma(\psi_{s.m})} - \Delta P_\Sigma) / \Delta P_{\Sigma h} \cdot 100\%$. Остальные параметры совпадают с таблицей 3.3.

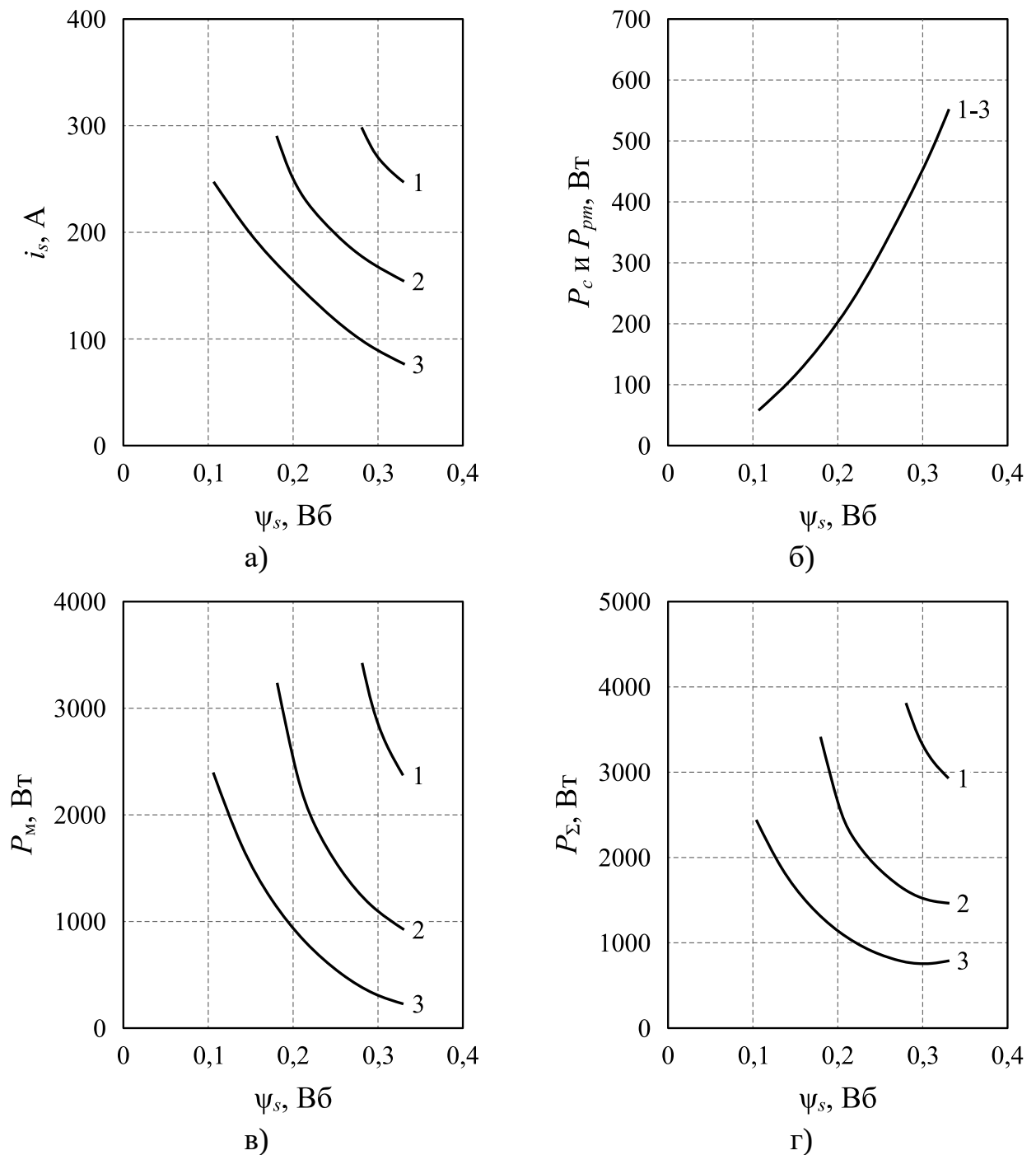


Рисунок 3.22 – Зависимости действующего значения тока обмотки статора i_s (а), суммарных потерь мощности в магнитопроводе статора P_c и в постоянных магнитах P_{pm} (б), электрических потерь мощности в меди обмотки статора P_m (в), суммарных электромагнитных потерь мощности P_Σ (г) от потокосцепления статора ψ_s ($\xi = 1$) при частоте вращения $\omega = 1,5\omega_H$, температурах обмотки статора $\theta_s = 20^\circ C$, магнитопровода статора $\theta_c = 20^\circ C$, постоянных магнитов $\theta_{pm} = 20^\circ C$, при следующих моментах сопротивления: 1 – $M_c = 0,75M_H$, 2 – $M_c = 0,5M_H$, 3 – $M_c = 0,25M_H$

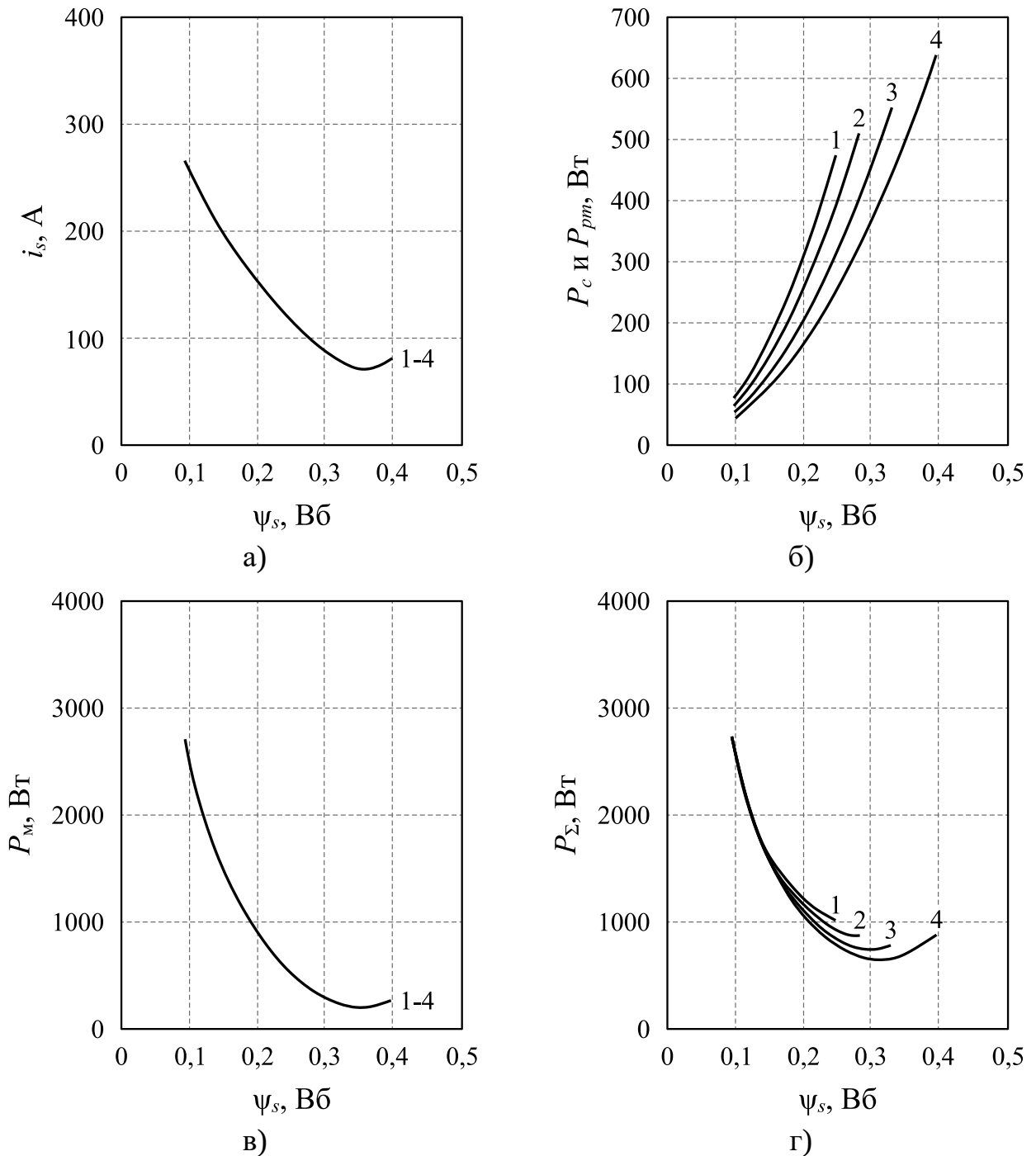


Рисунок 3.23 – Зависимости действующего значения тока обмотки статора i_s (а), суммарных потерь мощности в магнитопроводе статора P_c и в постоянных магнитах P_{pm} (б), электрических потерь мощности в меди обмотки статора P_M (в), суммарных электромагнитных потерь мощности P_Σ (г) от потокосцепления статора ψ_s ($\xi = 1$) при моменте сопротивления $M_c = 0,25M_n$, температурах обмотки статора $\theta_s = 20^\circ\text{C}$, магнитопровода статора $\theta_c = 20^\circ\text{C}$, постоянных магнитов $\theta_{pm} = 20^\circ\text{C}$, при следующих частотах вращения: 1 – $\omega = 2\omega_n$, 2 – $\omega = 1,75\omega_n$, 3 – $\omega = 1,5\omega_n$, 4 – $\omega = 1,25\omega_n$

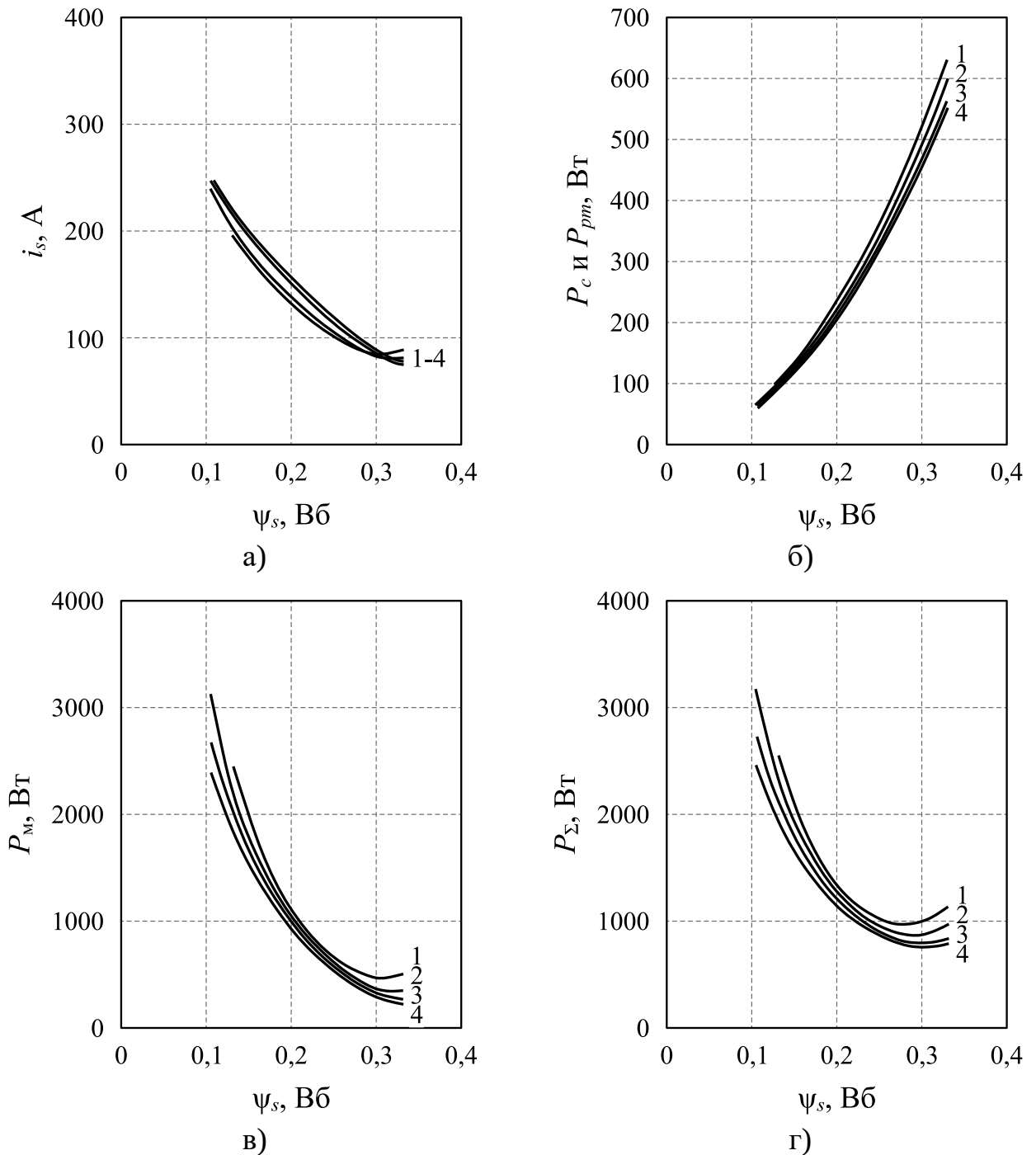


Рисунок 3.24 – Зависимости действующего значения тока обмотки статора i_s (а), суммарных потерь мощности в магнитопроводе статора P_c и в постоянных магнитах P_{pm} (б), электрических потерь мощности в меди обмотки статора P_M (в), суммарных электромагнитных потерь мощности P_Σ (г) от потокосцепления статора ψ_s ($\xi = 1$) при частоте вращения $\omega = 1,5\omega_n$, моменте сопротивления $M_c = 0,25M_n$, при следующих температурах соответствующих узлов двигателя 1 – $\theta_s = 180\text{ }^\circ\text{C}$, $\theta_c = 165\text{ }^\circ\text{C}$, $\theta_{pm} = 170\text{ }^\circ\text{C}$, 2 – $\theta_s = 120\text{ }^\circ\text{C}$, $\theta_c = 105\text{ }^\circ\text{C}$, $\theta_{pm} = 110\text{ }^\circ\text{C}$, 3 – $\theta_s = 60\text{ }^\circ\text{C}$, $\theta_c = 45\text{ }^\circ\text{C}$, $\theta_{pm} = 50\text{ }^\circ\text{C}$, 4 – $\theta_s = 20\text{ }^\circ\text{C}$, $\theta_c = 20\text{ }^\circ\text{C}$, $\theta_{pm} = 20\text{ }^\circ\text{C}$

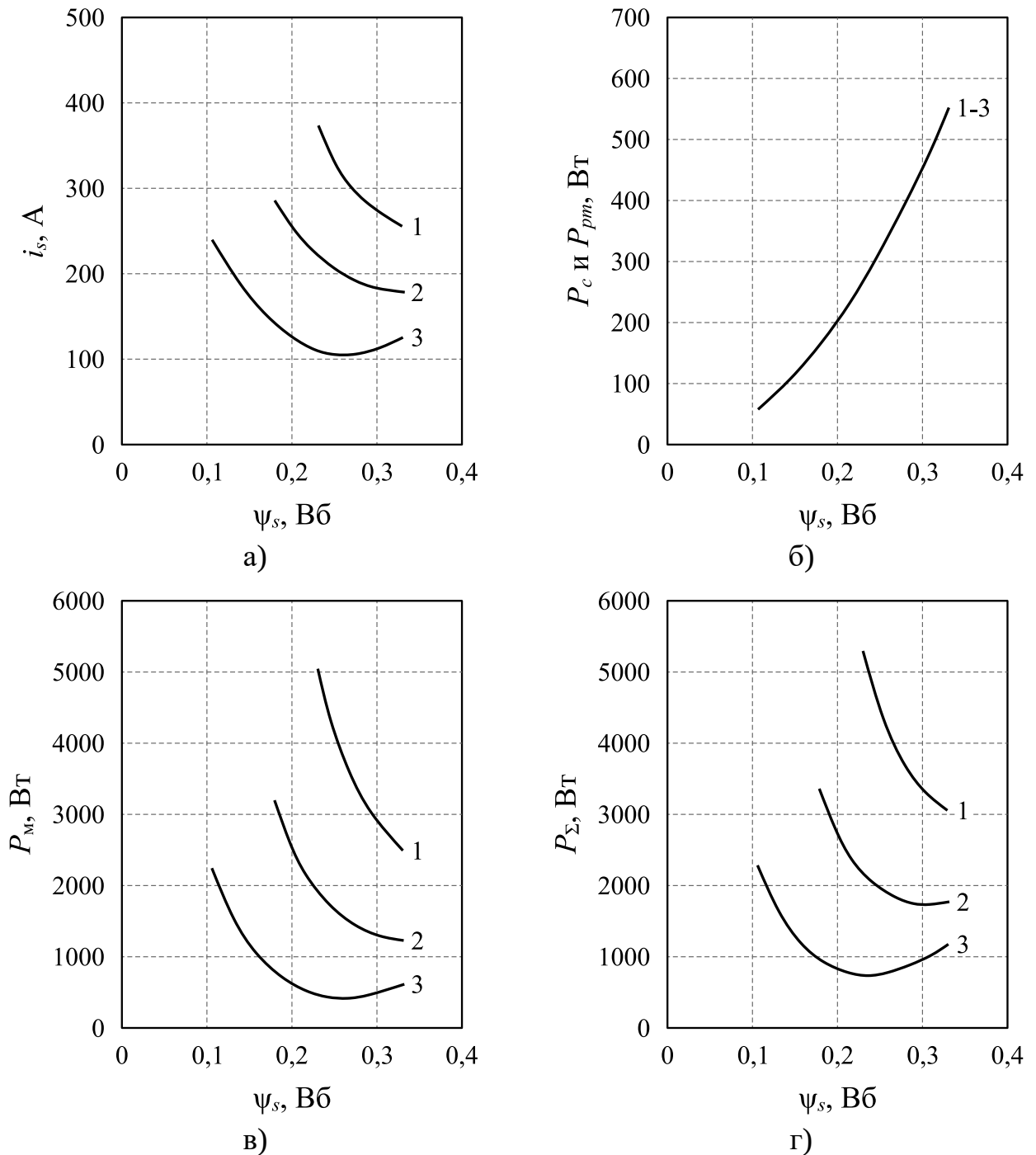


Рисунок 3.25 – Зависимости действующего значения тока обмотки статора i_s (а), суммарных потерь мощности в магнитопроводе статора P_c и в постоянных магнитах P_{pm} (б), электрических потерь мощности в меди обмотки статора P_M (в), суммарных электромагнитных потерь мощности P_Σ (г) от потокосцепления статора ψ_s ($\xi > 1$) при частоте вращения $\omega = 1,5\omega_H$, температурах обмотки статора $\theta_s = 20^\circ\text{C}$, магнитопровода статора $\theta_c = 20^\circ\text{C}$, постоянных магнитов $\theta_{pm} = 20^\circ\text{C}$, при следующих моментах сопротивления: 1 – $M_c = 0,75M_H$, 2 – $M_c = 0,5M_H$, 3 – $M_c = 0,25M_H$

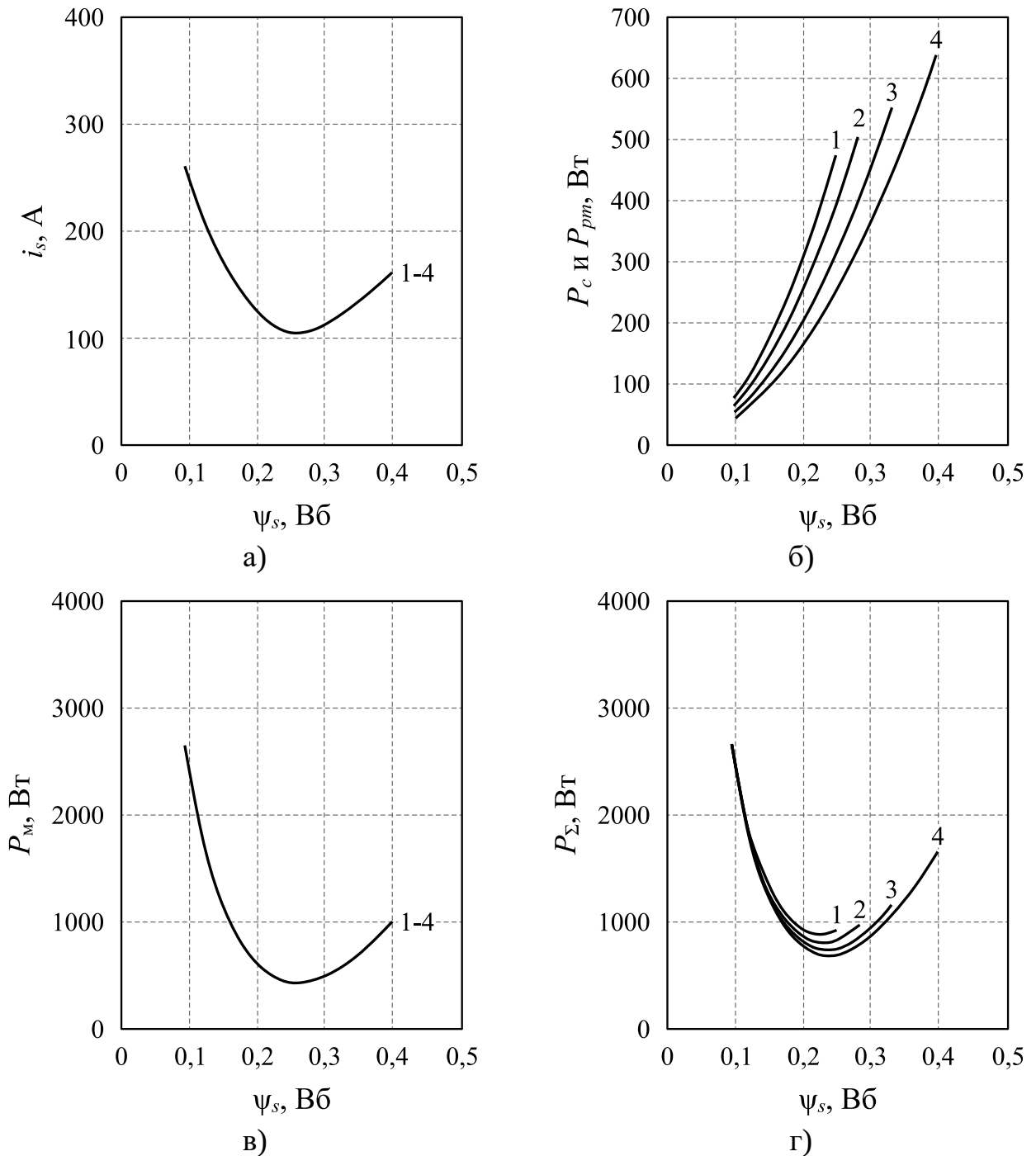


Рисунок 3.26 – Зависимости действующего значения тока обмотки статора i_s (а), суммарных потерь мощности в магнитопроводе статора P_c и в постоянных магнитах P_{pm} (б), электрических потерь мощности в меди обмотки статора P_M (в), суммарных электромагнитных потерь мощности P_Σ (г) от потокосцепления статора ψ_s ($\xi > 1$) при моменте сопротивления $M_c = 0,25M_H$, температурах обмотки статора $\theta_s = 20^\circ\text{C}$, магнитопровода статора $\theta_c = 20^\circ\text{C}$, постоянных магнитов $\theta_{pm} = 20^\circ\text{C}$, при следующих частотах вращения: 1 – $\omega = 2\omega_H$, 2 – $\omega = 1,75\omega_H$, 3 – $\omega = 1,5\omega_H$, 4 – $\omega = 1,25\omega_H$

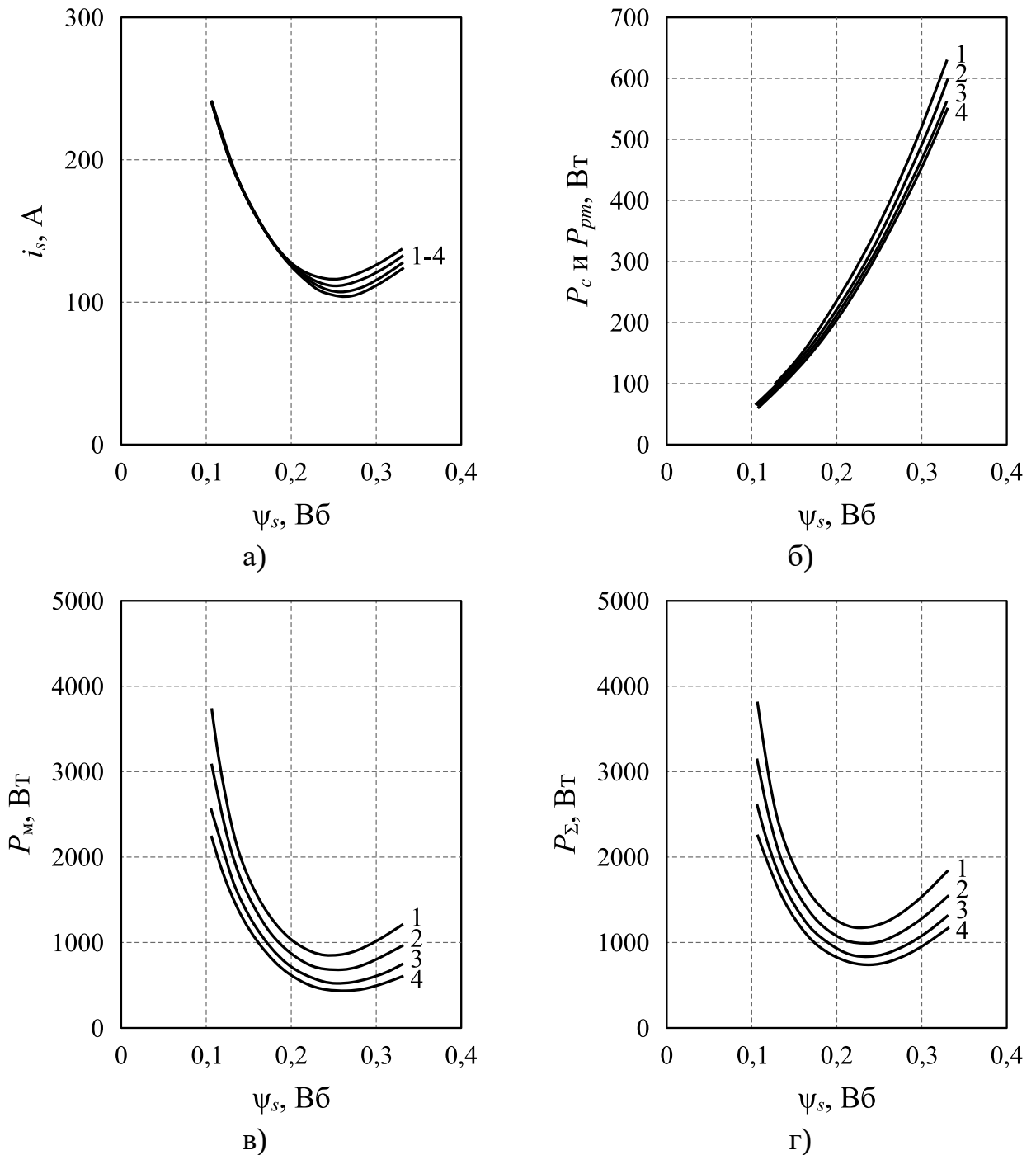


Рисунок 3.27 – Зависимости действующего значения тока обмотки статора i_s (а), суммарных потерь мощности в магнитопроводе статора P_c и в постоянных магнитах P_{pm} (б), электрических потерь мощности в меди обмотки статора P_M (в), суммарных электромагнитных потерь мощности P_Σ (г) от потокосцепления статора ψ_s ($\xi > 1$) при частоте вращения $\omega = 1,5\omega_n$, моменте сопротивления $M_c = 0,25M_n$, при следующих температурах соответствующих узлов двигателя 1 – $\theta_s = 180\text{ }^\circ\text{C}$, $\theta_c = 165\text{ }^\circ\text{C}$, $\theta_{pm} = 170\text{ }^\circ\text{C}$, 2 – $\theta_s = 120\text{ }^\circ\text{C}$, $\theta_c = 105\text{ }^\circ\text{C}$, $\theta_{pm} = 110\text{ }^\circ\text{C}$, 3 – $\theta_s = 60\text{ }^\circ\text{C}$, $\theta_c = 45\text{ }^\circ\text{C}$, $\theta_{pm} = 50\text{ }^\circ\text{C}$, 4 – $\theta_s = 20\text{ }^\circ\text{C}$, $\theta_c = 20\text{ }^\circ\text{C}$, $\theta_{pm} = 20\text{ }^\circ\text{C}$

Таблица 3.4 – Количественная характеристика точек минимума для граничных зависимостей

Рисунок	Номер	Минимум тока				Минимум потерь мощности			
		$\psi_{\Delta i}$, Вб	i_s , А	δi , %	$\delta i_{s.н.}$, %	$\psi_{\Delta P}$, Вб	ΔP_{Σ} , Вт	δP_{Σ} , %	$\delta P_{\Sigma н.}$, %
Синхронный двигатель с постоянными магнитами $\xi = 1$									
3.22	1	0,331	246,8	0	0	0,331	2922	0	0
	3	0,331	76,4	0	0	0,305	750	3,8	0,7
3.23	1	0,248	117,4	0	0	0,248	1022	0	0
	4	0,346	72,1	8,9	2,5	0,321	660	24,8	5,5
3.24	1	0,305	84,8	4,0	1,3	0,280	970	13,9	3,9
	4	0,331	76,4	0	0	0,305	750	3,8	0,7
Синхронный двигатель с постоянными магнитами $\xi > 1$									
3.25	1	0,331	253,1	0	0	0,331	3047	0	0
	3	0,255	104,7	15,6	6,8	0,231	733	36,3	10,4
3.26	1	0,248	105,1	0	0	0,223	875	3,1	0,7
	4	0,271	105,3	33,3	18,7	0,246	679	57,8	23,2
3.27	1	0,255	116,1	15,2	7,4	0,231	1183	35,4	16,2
	4	0,255	104,7	15,6	6,8	0,231	733	36,3	10,4

Анализ рисунков 3.22 – 3.27 и таблицы 3.4 показывает, что в зоне постоянства мощности при частотах вращения выше номинального значения у синхронного двигателя с постоянными магнитами, имеющего $\xi = 1$, уменьшение тока обмотки статора может составить до 2,5% от номинального значения, для двигателя с $\xi > 1$ – до 18,7%; уменьшение суммарных электромагнитных потерь мощности – до 5,5% от номинального значения для двигателя с $\xi = 1$ и 23,2% – для двигателя с $\xi > 1$.

Получение эффекта уменьшения тока обмотки статора и, следовательно, суммарных электромагнитных потерь мощности двигателя происходит в небольшом диапазоне изменения частоты вращения (для двигателя с $\xi = 1$ эффект наблюдается при увеличении частоты вращения до $\omega = 1,25\omega_n$; для двигателя с $\xi > 1$ – до $\omega = 1,5\omega_n$). При дальнейшем увеличении частоты вращения уменьшение тока обмотки статора и суммарных электромагнитных потерь мощности двигателя

при изменении значения потокосцепления статора не происходит. При этом максимальное значение потокосцепления статора, обеспечивающее минимум тока обмотки статора, при котором двигатель может достичь установленной частоты вращения, можно рассчитать исходя из соблюдения следующих условий: амплитудное значение фазного напряжения двигателя принимает максимальное значение $U_s = U_{s.m}$ и амплитудное значение тока обмотки статора должно быть меньше максимального $I_s < I_{s.m}$.

Тогда, если увеличение частоты вращения ротора двигателя происходит в небольшом диапазоне, задание на потокосцепление статора можно вычислить так:

$$\psi_{s.зад.} = \frac{U_{s.m}}{\omega_r}. \quad (3.34)$$

На рисунке 3.28 представлены предельная механическая характеристика двигателей (таблица 3.2) и зависимость частоты вращения от максимально возможного значения потокосцепления статора, полученная при помощи уравнения (3.34). При расчете и построении графиков принято, что максимальная частота вращения в пять раз выше номинальной, в зоне постоянства мощности $U_{s.m} = U_{s.n}$; $I_{s.m} = I_{s.n}$, в зоне постоянства момента максимальный момент в установившихся режимах равен номинальному.

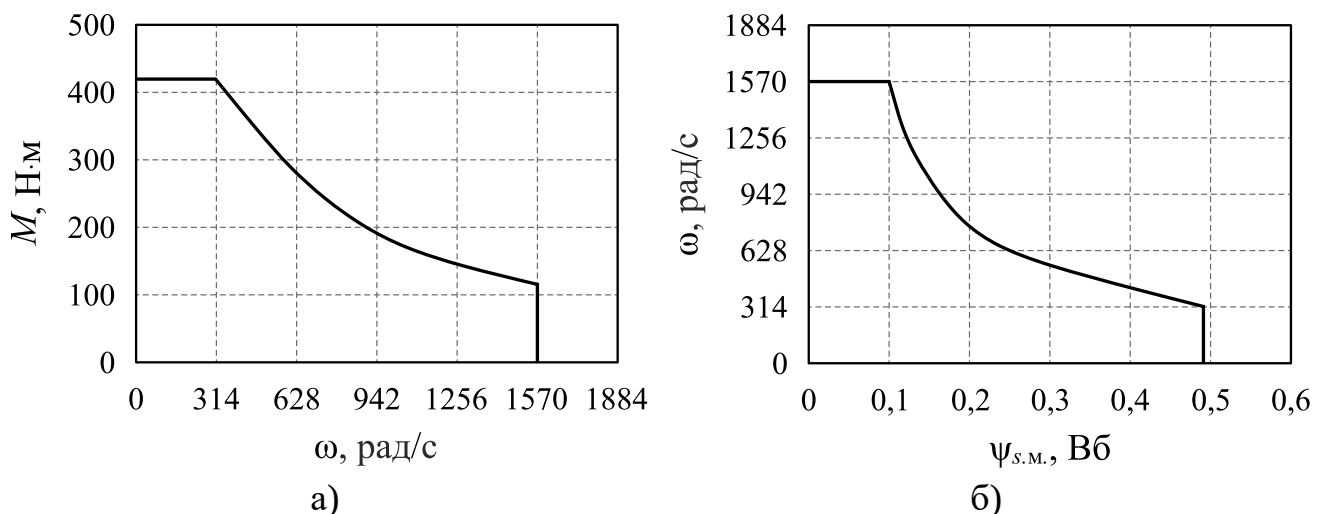


Рисунок 3.28 – Предельная механическая характеристика двигателей (а), зависимость частоты вращения от максимально возможного значения потокосцепления статора (б)

В случае превышения значения момента сопротивления, представленного на рисунке 3.28 (б), ток в обмотке статора двигателя будет больше номинального значения. Предельная механическая характеристика двигателя может быть получена и для других условий, которые зависят от задач тягового электропривода.

В результате анализа можно прийти к выводу, что при работе двигателя в зоне постоянства мощности ключевым фактором является обеспечение устойчивой работы тягового электропривода на соответствующей частоте вращения с поддержанием постоянной мощности на валу ротора двигателей.

3.4. Энергетические характеристики электропривода с системой прямого управления моментом асинхронного двигателя

Подтвердить адекватность предлагаемых математических моделей двигателей переменного тока и электропривода в целом можно при помощи лабораторного стенда. Функциональная лабораторного схема стенда, разработанного с участием автора, представлена на рисунке 3.29.

Условно лабораторный стенд можно поделить на пять функциональных частей: система управления, электрическая часть, измерительная часть, электромеханическая часть, механическая часть.

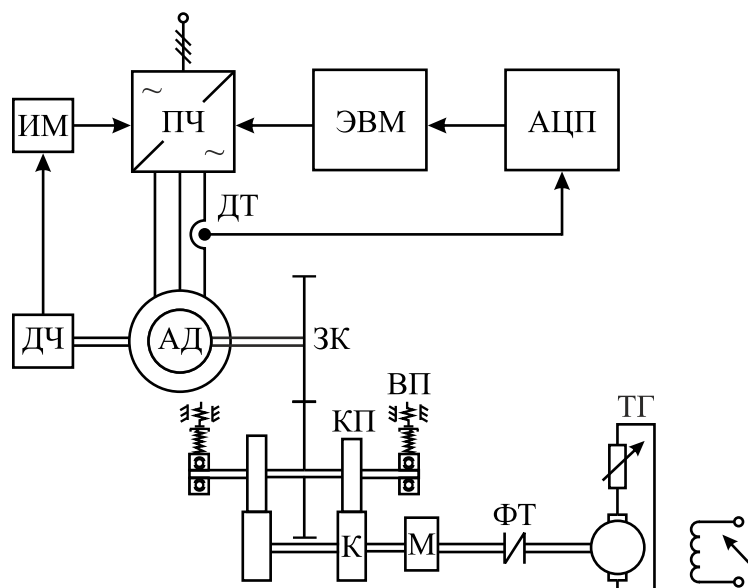


Рисунок 3.29 – Функциональная схема лабораторного стенда

Система управления реализуется при помощи электронно-вычислительной машины (ЭВМ), которая по средствам связи через интерфейс RS-485 управляет электрической частью, представленной преобразователем частоты (ПЧ). Настройка параметров в преобразователе частоты осуществляется с электронно-вычислительной машины при помощи программного комплекса DriveStudio.

В электрической части используется преобразователь частоты ABB ACS-850 [54] (номинальная мощность $P_n = 11$ кВт). Преобразователь частоты обладает возможностью реализации скалярной системы управления и системы прямого управления моментом. ACS-850 имеет внутренние датчики тока, выполняющие функции обратной связи по току, информация с них также используется для математических расчетов параметров модели двигателя. Для подключения энкодера к преобразователю использован дополнительный интерфейсный модуль FEN-31 (ИМ), позволяющий обрабатывать сигналы транзисторно-транзисторной логики. FEN-31 подключается в соответствующий разъем ACS-850.

Измерительная часть состоит из датчика тока (ДТ) LEM LTS 25-NP, аналого-цифрового преобразователя ЗАО «Руднев – Шиляев» ЛА-2USB (АЦП) [13] и инкрементального энкодера Leine&Linde 861007455 (ДЧ). Датчик тока LTS 25-NP измеряет действующее значение фазного тока (номинальное значение измеряемого тока $i_{изм.н} = 25$ А) и формирует на выходе аналоговый сигнал. Аналого-цифровой преобразователь ЛА-2USB предназначен для преобразования непрерывных входных аналоговых сигналов в цифровой вид. К ЛА-2USB подключен LTS 25-NP. Инкрементальный энкодер 861007455 с разрешением 2048 импульсов на один оборот предназначен для измерения частоты вращения двигателя, выходной сигнал формируется с помощью транзисторной логики высокого уровня. Энкодер установлен на валу ротора двигателя, выходной сигнал с него поступает в преобразователь частоты ACS-850 через интерфейсный модуль FEN-31.

Электромеханическая часть представлена в виде асинхронного двигателя (АД) с короткозамкнутым ротором. Двигатель имеет следующие номинальные параметры: $P_n = 11$ кВт, $\omega_n = 152,81$ рад/с, $u_s = 220$ В, $i_{s,н} = 21,1$ А, $M_n = 71,27$ Н м, $R_s = 0,34$ Ом, $R_r = 0,29$ Ом, $R_c = 504$ Ом, $\psi_{s,н} = 0,962$ Вб, $L_{\sigma s} = 0,0023248$ Гн,

$L_{\sigma r} = 0,0051910$ Гн, $L_m = 0,987$ Гн. Обмотка статора асинхронного двигателя подключена к ACS-850, вал ротора асинхронного двигателя соединен с механической частью стенда посредством карданного вала.

Механическая часть организована при помощи зубчатого колеса (ЗК), колесной пары (КП), винтовых пружин (ВП), катков (К), маховика (М), соединенного с колесной парой (КП), фрикционного тормоза (ФТ) и электрической машины независимого возбуждения (НГ), работающей в генераторном режиме. Электромагнитный момент асинхронного двигателя посредством карданного вала передается на зубчатое колесо, которое имеет жесткую механическую связь с колесной парой, тем самым нивелируется влияние упругих связей. Колесная пара взаимодействует с катками. Это позволяет моделировать различные режимы динамических процессов в месте контакта колеса с поверхностью рельса путем использования винтовых пружин, которые регулируют пятно контакта, тем самым приводя к изменению тормозного момента сопротивления. Катки имеют механическую связь с маховиком, который позволяет имитировать вес подвижного состава.

Фрикционный тормоз и генератор постоянного тока независимого возбуждения образуют нагрузочный механизм. При небольших значениях частоты вращения используется фрикционный тормоз, а при средних значениях применяется генератор для создания тормозного момента. Тормозной момент в генераторе регулируется путем изменения значения сопротивления в обмотке якоря (значением сопротивления реостата) или значением тока возбуждения в обмотке возбуждения. Стенд позволяет имитировать различные режимы работы тягового электропривода подвижного состава (боксование и автоколебания на различных конфигурациях железнодорожного пути). На лабораторный стенд получен патент на полезную модель [47].

На рисунке 3.30 показаны графики токов обмотки статора, полученные при помощи математической модели, приведенной в подразделе 2.3, и лабораторного стенда. Частота вращения двигателя задается равной $\omega = 157$ рад/с (1500 об/мин), моменты сопротивления устанавливаются при помощи тормозного генератора.

Задание на потокосцепление статора уменьшалось от номинального значения $\psi_{s,n} = 0,962$ Вб с шагом 0,025 Вб. Температура обмотки статора двигателя на стенде не контролировалась, при каждой новой нагрузке двигатель охлаждался до температуры окружающей среды.

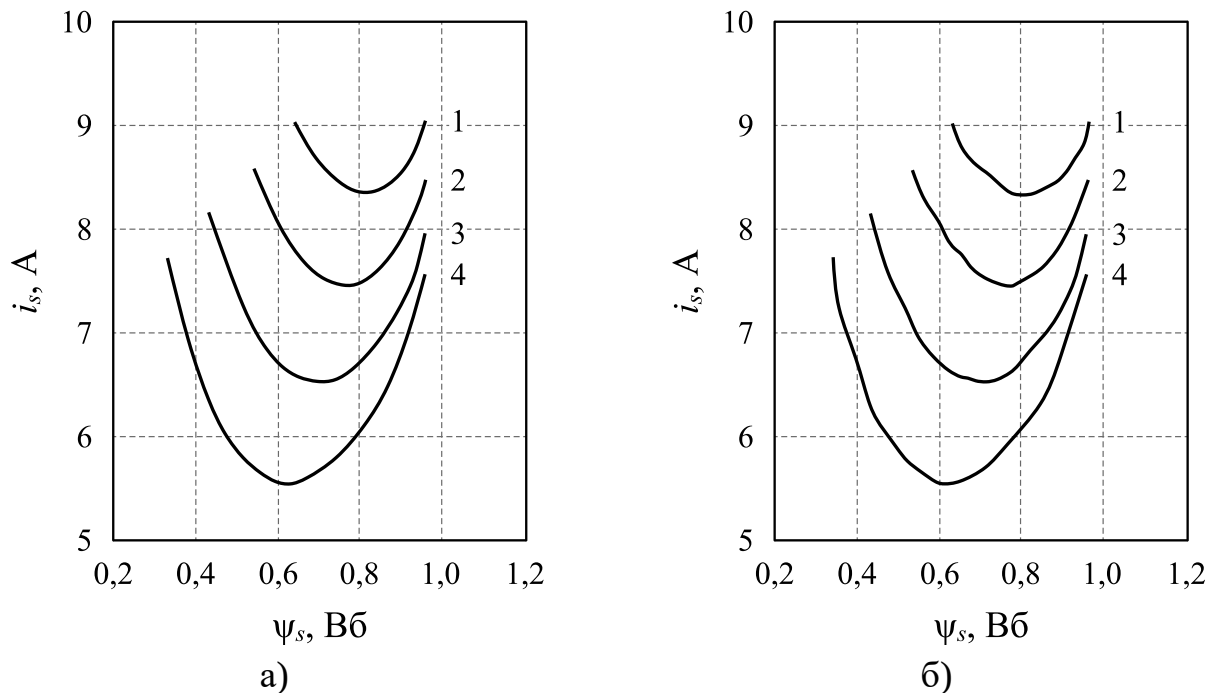


Рисунок 3.30 – Зависимости действующего значения тока обмотки статора i_s от потокосцепления статора ψ_s асинхронного двигателя, полученные в результате компьютерного моделирования (а) и в результате исследований на лабораторном стенде (б), при частоте вращения $\omega = 0,5\omega_n$, температурах обмотки статора $\theta_s = 20$ °С, магнитопровода статора $\theta_c = 20$ °С, обмотки ротора $\theta_r = 20$ °С, при следующих моментах сопротивления 1 – $M_c = 0,3M_n$, 2 – $M_c = 0,25M_n$, 3 – $M_c = 0,2M_n$, 4 – $M_c = 0,15M_n$

Как видно из рисунка 3.30 результаты, полученные при помощи математической модели и лабораторного стенда совпадают во всем рассматриваемом диапазоне частот вращения и нагрузок, рассогласование находится в пределах от 2% до 4%. На рисунках 3.30 показаны результаты исследования для моментов сопротивления в диапазоне до $M_c = 0,3M_n$, т.к. наибольший эффект от изменения потокосцепления статора асинхронного

двигателя проявляется при малых нагрузках, близких к режиму холостого хода (при $M_c = 0,15M_H$ потокосцепление статора, обеспечивающее минимум тока обмотки статора, составляет $\psi_{\Delta i} = 0,662$ Вб, минимум тока при этом $i_s = 5,6$ А ($\delta i = 25,9\%$); при $M_c = 0,3M_H$ – $\psi_{\Delta i} = 0,812$ Вб, $i_s = 8,4$ А ($\delta i = 7,3\%$); начиная с $M_c = 0,35M_H$ разница токов δi не будет превышать 3% и применение системы минимизации тока обмотки статора нецелесообразно).

На рисунке 3.31 представлены зависимости тока обмотки статора i_s от времени t , полученные в результате компьютерного моделирования (а), (в) и в результате исследований на лабораторном стенде (б), (г).

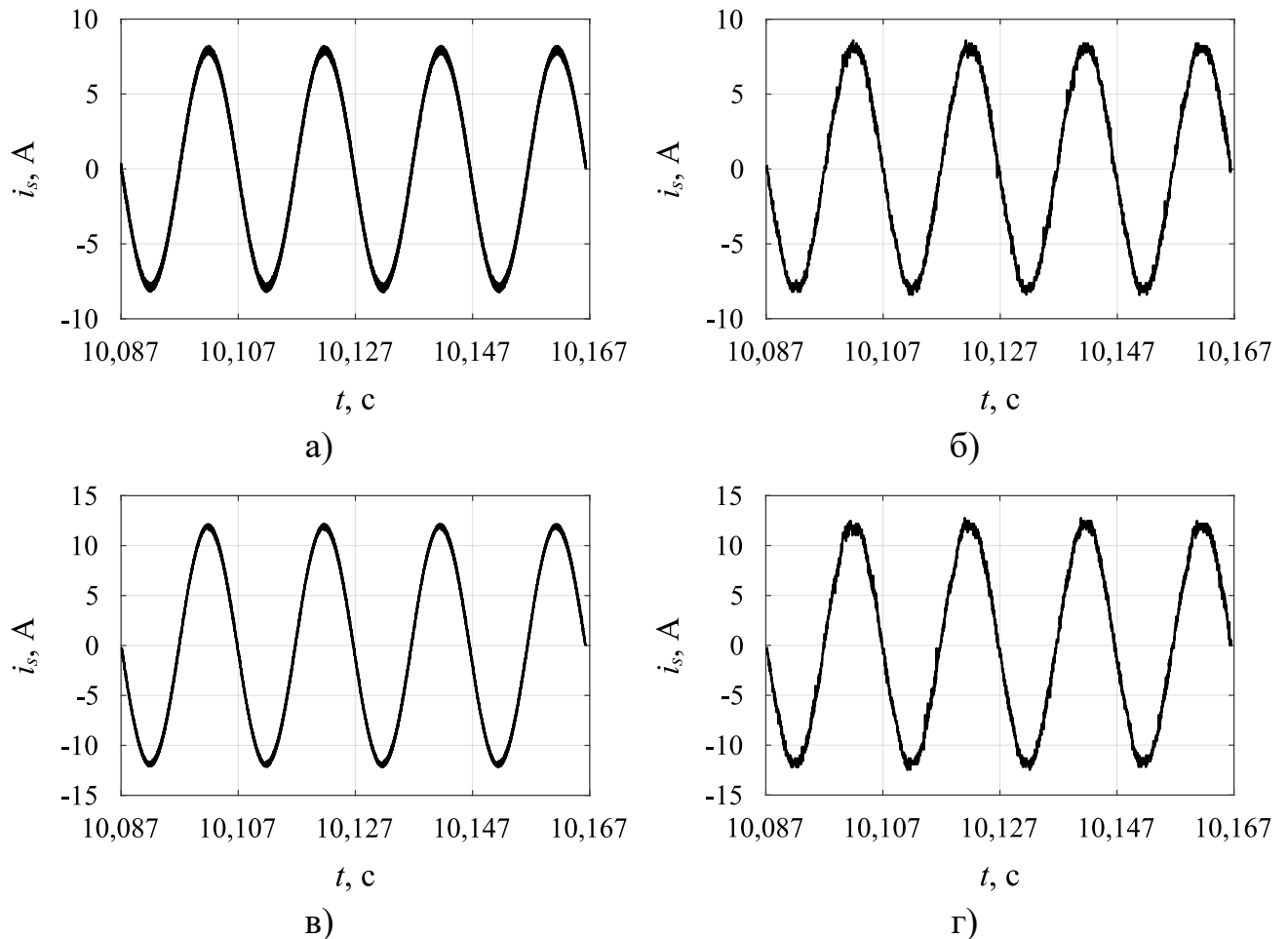


Рисунок 3.31 – Зависимости тока обмотки статора i_s от времени t , полученные в результате компьютерного моделирования (а), (в) и в результате исследований на лабораторном стенде (б), (г) при частоте вращения $\omega = 0,5\omega_H$, моменте сопротивления $M_c = 0,15M_H$ и потокосцеплений статора $\psi_{s.H} = 0,962$ Вб (а), (б), и $\psi_s = 0,662$ Вб (в), (г)

Полученные результаты подтверждают адекватность разработанных математических моделей двигателей переменного тока и системы прямого управления моментом, а также выводов, касающихся зависимостей тока обмотки статора и электрических потерь мощности в меди обмотки статора от потокоцепления статора.

Сравнивая целесообразность применения систем минимизации тока обмотки статора асинхронных и синхронных двигателей, следует признать неэффективность использования таких систем для тяговых электроприводов с асинхронными двигателями, т.к. уменьшение тока обмотки статора начинает происходить при малых нагрузках (близких к режиму холостого хода), его значение невелико по отношению номинальному значению тока обмотки статора и составляет $\delta i_{s,n} = 9,3\%$ для $M_c = 0,15M_n$.

Выводы по разделу 3

1. Разработаны структурные схемы и математическое описание трех вариантов системы прямого управления моментом синхронного двигателя с постоянными магнитами: с двумя контурами регулирования потокоцепления статора и момента с таблицей переключений вектора напряжения; с одним контуром регулирования момента с пространственно-векторной модуляцией напряжения обмотки статора; с двумя контурами регулирования потокоцепления статора и момента с пространственно-векторной модуляцией напряжения обмотки статора;

2. Установлено, что в зоне постоянства момента уменьшение потокоцепления статора при уменьшении момента сопротивления оказывает наибольший эффект уменьшения тока обмотки статора и потерь мощностей для синхронных двигателей с постоянными магнитами с магнитной несимметрией, причем для этого типа двигателей оптимальное значение потокоцепления статора меньше, чем для двигателей, имеющих магнитную симметрию (уменьшение тока обмотки статора может составить до 21,7% от номинального значения для

двигателя с магнитной симметрией и 37,9% – для двигателя с магнитной несимметрией; уменьшение суммарных электромагнитных потерь мощности – до 31,5% от номинального значения для двигателя с магнитной симметрией и 48,7% – для двигателя с магнитной несимметрией (номинальная мощность двигателей 132 кВт, номинальные потери составляют 4 кВт)).

3. Установлено, что в зоне постоянства мощности в широком диапазоне изменения частоты вращения минимум тока обмотки статора обеспечивается заданием на потокосцепление статора, реализующем предельную механическую характеристику для установленной частоты вращения. Изменение потокосцепления статора при снижении нагрузки приводит к уменьшению тока обмотки статора для двигателей с магнитной симметрией при значениях частоты вращения $\omega \leq 1,25\omega_n$, для двигателей с магнитной несимметрией – $\omega \leq 1,5\omega_n$ (уменьшение тока обмотки статора может составить до 2,5% от номинального значения для двигателя с магнитной симметрией и 18,7% – для двигателя с магнитной несимметрией; уменьшение суммарных электромагнитных потерь мощности – до 5,5% от номинального значения для двигателя с магнитной симметрией и 23,2% – для двигателя с магнитной несимметрией).

4. Установлено, что зависимость потерь мощности в магнитопроводе и постоянных магнитах от потокосцепления статора носит монотонный характер без точек экстремума для обоих типов магнитной системы. При этом наибольшее влияние на их значение оказывает частота тока обмотки статора (частота вращения ротора), которое проявляется в тем большей степени, чем больше потокосцепление статора.

5. Установлено, что увеличение температуры обмоток и магнитов приводит к увеличению всех видов потерь мощности и тока обмотки статора, причем этот эффект в наибольшей степени проявляется для электрических потерь мощности в меди обмотки статора и суммарных электромагнитных потерь мощности. Для синхронных двигателей с магнитной симметрией повышение температуры приводит к смещению точки экстремума тока обмотки статора и потерь мощностей в сторону меньших значений потокосцепления статора, а для

двигателей с магнитной несимметрией изменение температуры не оказывает значительного влияния на значение потокосцепления статора, обеспечивающего минимум тока обмотки статора и потерь мощностей.

6. Разработан лабораторный стенд для исследования процессов электромеханического преобразования энергии в электроприводе с системой прямого управления моментом асинхронного двигателя; установлено, что наибольший эффект от изменения потокосцепления статора асинхронного двигателя проявляется только при малых нагрузках, близких к режиму холостого хода (уменьшение тока обмотки статора по отношению к номинальному значению тока обмотки статора составляет 9,3% для нагрузки менее 20% от номинальной).

7. Полученные результаты подтверждают адекватность разработанных математических моделей двигателей переменного тока и системы прямого управления моментом, а также выводов, касающихся зависимостей тока обмотки статора и электрических потерь мощности в меди обмотки статора от потокосцепления статора.

8. Сравнивая энергетическую эффективность применения систем минимизации тока обмотки статора асинхронных и синхронных двигателей, следует отметить большую эффективность использования таких систем для тяговых электроприводов с синхронными двигателями, т.к. они обеспечивают больший эффект уменьшения тока обмотки статора и потерь мощности в широком диапазоне изменения нагрузки.

4. ФОРМИРОВАНИЕ ЗАДАНИЯ НА ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЕ СТАТОРА СИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ, ОБЕСПЕЧИВАЮЩЕГО МИНИМУМ ТОКА ОБМОТКИ СТАТОРА

4.1. Вывод аналитической зависимости задания на потокосцепление статора от параметров эквивалентной схемы замещения

Реализация энергетически эффективных замкнутых систем управления электропривода требует организации обратной связи по регулируемой координате. В общем случае организация обратной связи по потерям мощности или коэффициенту мощности нецелесообразна, т.к. из-за отсутствия соответствующих датчиков придется вводить дополнительные идентификаторы и/или наблюдатели, что приведет к усложнению программной реализации системы управления и увеличению времени ее вычислений. В связи с этим для синтеза энергетически эффективных систем управления целесообразно в качестве регулируемой переменной использовать ток обмотки статора, т.к. режим минимума тока близок к режиму минимума суммарных электромагнитных потерь мощности.

В системах прямого управления моментом, содержащих две управляемые переменные (потокосцепление статора и электромагнитный момент), контур регулирования момента подчиняется внешнему контуру частоты вращения, его работа в тяговом электроприводе определяется также ограничениями кривой сцепления и ограничениями силовой энергетической установки (при ее наличии). Таким образом, единственной переменной, управление которой можно подчинить задаче минимизации тока, является потокосцепление статора. Результаты, полученные в подразделе 3.3, подтверждают экстремальный характер зависимости тока обмотки статора от потокосцепления статора, следовательно, задачей синтеза энергетически эффективной системы управления является определение значения потокосцепления, которое обеспечивает минимум тока.

Выполним синтез системы прямого управления, аналитически определив задание на потокосцепление статора на основе математического описания

эквивалентной схемы замещения синхронного двигателя с постоянными магнитами.

Значение вектора тока обмотки статора на основании токов i_{sd} и i_{sq} согласно рисунку 3.1 можно вычислить так:

$$I_s = \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2} \quad (4.1)$$

Для синхронных двигателей с постоянными магнитами проекции тока обмотки статора i_{sd} и i_{sq} в системе координат d - q на основании рисунка 3.1 могут быть представлены так:

$$\begin{aligned} i_{sd} &= I_s \cos \delta_i, \\ i_{sq} &= I_s \sin \delta_i. \end{aligned} \quad (4.2)$$

Если принять, что токи $i_{sd} \approx i_{md}$ и $i_{sq} \approx i_{mq}$ (т.к. влияние i_{cd} и i_{cq} невелико), то с учетом (4.2) уравнение электромагнитного момента (2.86) принимает вид:

$$\begin{aligned} M &= p_n \psi_{pm} I_s \sin \delta_i + p_n (L_{sd} - L_{sq}) I_s \cos \delta_i I_s \sin \delta_i = \\ &= p_n I_s \sin \delta_i (\psi_{pm} + (L_{sd} - L_{sq}) I_s \cos \delta_i). \end{aligned} \quad (4.3)$$

Дальнейшая последовательность расчетов зависит от типа магнитной системы ротора.

Для синхронных двигателей с $\xi = 1$ уравнение (4.3) можно записать так:

$$M = p_n I_s \psi_{pm} \sin \delta_i. \quad (4.4)$$

Как видно из уравнения (4.4) электромагнитный момент в синхронных двигателях с постоянными магнитами с $\xi = 1$ зависит только от одной составляющей вектора тока обмотки статора i_{sq} . Для реализации минимума тока обмотки статора в системе прямого управления моментом синхронного двигателя с постоянными магнитами, который имеет $\xi = 1$, необходимо обеспечить, чтобы ток i_{sd} не изменялся и его значение было равно нулю. Для этого требуется поддерживать электрический угол δ_i постоянным и равным 90° , тем самым единственной моментобразующей составляющей тока обмотки статора будет $i_{sq} = I_s$. С учетом этого в выражении (3.1) для ψ_{sd} ток $i_{sd} = 0$.

В уравнении (4.5) представлено потокосцепление статора ψ_{sq} , полученное на основании уравнения (3.4).

$$\psi_{sq} = \psi_s \sin \delta = \frac{ML_s}{p_n \psi_{pm}}. \quad (4.5)$$

В системе прямого управления моментом вычисление задания на потокосцепление статора двигателя, которое обеспечивает минимум тока обмотки статора при соответствующем задании на момент на основании уравнений (3.10) и (4.5), можно представить так:

$$\psi_{s.зад.} = \sqrt{(\psi_s \cos \delta)^2 + (\psi_s \sin \delta)^2} = \sqrt{\psi_{pm}^2 + \left(\frac{M_{зад.} L_s}{p_n \psi_{pm}}\right)^2}. \quad (4.6)$$

Реализация выражения (4.6) обеспечивает минимум тока обмотки статора для синхронных двигателей с постоянными магнитами с $\xi = 1$ в автоматическом режиме при изменении нагрузки двигателя.

В синхронных двигателях с постоянными магнитами, которые имеют магнитную систему с $\xi > 1$, присутствует реактивная составляющая момента, в связи с чем ток i_{sd} не может быть равен нулю. Определение проекции тока обмотки статора на ось d , обеспечивающей минимум тока, возможно на основании уравнения электромагнитного момента (4.3), которое записано следующим образом:

$$M = p_n \left(I_s \sin \delta_i \psi_{pm} + \frac{1}{2} (L_{sd} - L_{sq}) I_s^2 \sin 2\delta_i \right). \quad (4.7)$$

Соотношение между током обмотки статора и текущим электрическим углом δ_i можно получить, приравняв производную электромагнитного момента M от электрического угла δ_i , полученную на основании уравнения (4.7), к нулю:

$$\frac{dM}{d\delta_i} = p_n (I_s \cos \delta_i \psi_{pm} + (L_{sd} - L_{sq}) I_s^2 \cos 2\delta_i) = 0. \quad (4.8)$$

С учетом уравнения (4.2), выражение (4.8) принимает следующий вид:

$$(L_{sd} - L_{sq}) i_{sd}^2 + \psi_{pm} i_{sd} - (L_{sd} - L_{sq}) i_{sq}^2 = 0. \quad (4.9)$$

В результате решения уравнения (4.9) получается:

$$i_{sd} = \frac{\psi_{pm}}{2(L_{sq} - L_{sd})} - \sqrt{\frac{\psi_{pm}^2}{4(L_{sq} - L_{sd})^2} + i_{sq}^2}. \quad (4.10)$$

Из выражения (4.10), используя математические преобразования, можно получить зависимость тока i_{sq} от тока i_{sd} , представленную ниже:

$$i_{sq} = \sqrt{\frac{(\psi_{pm} - (L_{sq} - L_{sd})i_{sd})^2 - (\psi_{pm} - (L_{sq} - L_{sd})i_{sd})\psi_{pm}}{(L_{sq} - L_{sd})^2}}. \quad (4.11)$$

Из уравнения электромагнитного момента (2.86) ток i_{sq} можно выразить следующим образом:

$$i_{sq} = \frac{M}{p_n(\psi_{pm} - (L_{sq} - L_{sd})i_{sd})}. \quad (4.12)$$

Из уравнений (3.10), (4.11) и (4.12) с учетом выражения (3.1) получим:

$$M^2 = \frac{p_n^2 \left((\psi_{pm} - (L_{sq} - L_{sd})i_{sd})^4 - (\psi_{pm} - (L_{sq} - L_{sd})i_{sd})^3 \psi_{pm} \right)}{(L_{sq} - L_{sd})^2}. \quad (4.13)$$

В уравнении (4.13) введем переменную b :

$$b = \frac{\psi_{pm} - (L_{sq} - L_{sd})i_{sd}}{\psi_{pm}}. \quad (4.14)$$

Уравнение (4.13) с учетом (4.14) принимает следующий вид:

$$M^2 = \frac{p_n^2 (b^4 \psi_{pm}^4 - b^3 \psi_{pm}^4)}{(L_{sq} - L_{sd})^2}. \quad (4.15)$$

Решив уравнение (4.15) относительно неизвестной переменной b , получим:

$$b = \frac{(c + 1)}{4} \left(1 + \sqrt{\frac{2}{c} - 1} \right), \quad (4.16)$$

где

$$c = \sqrt{\frac{1}{2} \left[\left(\sqrt{3z^2 + 1} + 1 \right)^{\frac{1}{3}} - \left(\sqrt{3z^2 + 1} - 1 \right)^{\frac{1}{3}} \right]^3}, \quad (4.17)$$

$$z = \frac{16(L_{sq} - L_{sd})M_{\text{зад.}}}{9p_n\psi_{pm}^2}. \quad (4.18)$$

Задание на потокосцепление статора можно получить на основании (3.10), с учетом (4.9) и (4.14). Уравнение задания представлено в (4.19).

$$\psi_{s.зад.} = \sqrt{\frac{(L_{sq} - L_{sd})^2 \psi_{pm}^2 b^2 - L_{sq}(L_{sq} + 2L_{sd})\psi_{pm}^2 b + L_{sq}^2 \psi_{pm}^2}{(L_{sq} - L_{sd})^2}}. \quad (4.19)$$

На рисунке 4.1 представлен математический процесс формирования задания на потокосцепление статора

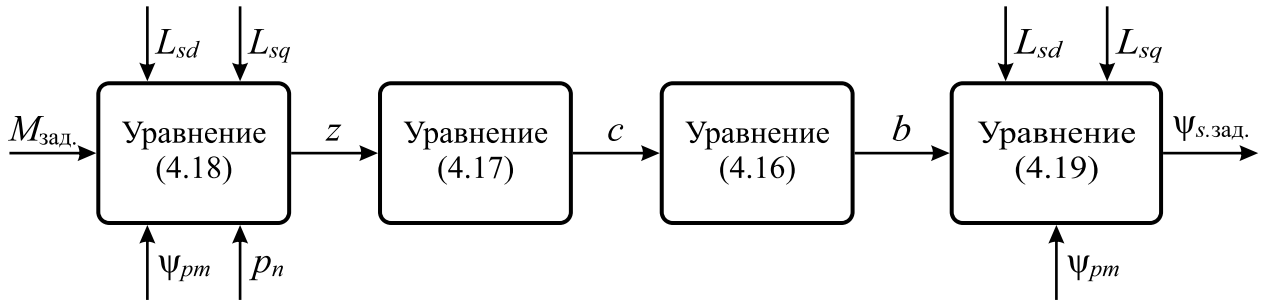


Рисунок 4.1 – Математическое формирование задания на потокосцепление статора

Данная система минимизации тока обмотки статора работоспособна в зоне постоянства момента при следующих условиях: $\omega \leq \omega_n$, $U_s < U_{s.m}$ и $I_s \leq I_{s.m}$

В системе прямого управления моментом для обеспечения максимального быстродействия и стабильности работы ограничение на момент двигателя должно динамически вычисляться в зависимости от его частоты вращения и нагрузки. При переходе из режима постоянства момента в режим постоянства мощности необходимо уменьшать ограничение на максимальный момент двигателя. Для ограничения момента удобно использовать систему координат $u-v$, вращающуюся синхронно с потокосцеплением статора. Уравнение динамического ограничения момента представлено ниже:

$$M_{огр.} = p_n \psi_s \sqrt{I_{s.m}^2 - i_{su}^2}. \quad (4.20)$$

Если двигатель работает в большом диапазоне изменения частоты вращения, целесообразно использовать следующую зависимость для вычисления задания на потокосцепление статора:

$$\psi_{s.зад.} = \frac{\sqrt{U_{s.m.m.}^2 - (R_s i_{su})^2} - R_s i_{sv}}{\omega_r}. \quad (4.21)$$

Таким образом, уравнения (3.34), (4.6), (4.21) формируют задания на потокосцепление статора во всем диапазоне частот для двигателей с $\xi = 1$, а уравнения (3.34), (4.16) – (4.19), (4.21) – для двигателей с $\xi > 1$.

4.2. Формирование задания на потокосцепление статора с поиском минимума тока обмотки статора

Системы управления, полученные в предыдущем подразделе, позволяют поддерживать минимальное значение тока обмотки статора для двигателей с различными типами магнитной системы ротора. Однако эти системы имеют ряд недостатков. Во-первых, вычисление задания на потокосцепление статора зависит от типа магнитной системы ротора, т.е. каждая система управления не является универсальной, а подходит только для конкретного типа двигателя. Во-вторых, вычисление задания на потокосцепление статора построено на расчете параметров схемы замещения, которые в процессе работы из-за насыщения магнитопровода статора и нагрева различных узлов двигателя (меди обмотки статора, магнитопровода статора и магнитов ротора) изменяются в достаточно широком диапазоне, что может привести к существенной погрешности вычисления потокосцепления и отклонению от точки минимума тока.

В данном подразделе приведен синтез системы, свободной от этих недостатков. Для адаптации системы управления к изменениям параметров схемы замещения и параметра ξ применим поисковый алгоритм нахождения минимума тока обмотки статора. Для этого к заданию на потокосцепление статора, которое в зоне постоянства момента равняется своему номинальному значению, а в зоне постоянства мощности определяется по уравнению (3.34) или (4.21), добавлен тестовый сигнал треугольной формы $\Delta\psi_{s.тест.}$ (рисунок 4.2), описываемый так:

$$\begin{aligned}\Delta\psi_{s.тест.} &= kt, t \in (0; T_T/2], \\ \Delta\psi_{s.тест.} &= kT_T - kt, t \in (T_T/2; T_T],\end{aligned}\tag{4.23}$$

где k – эмпирическая постоянная;

T_T – период треугольного сигнала $\Delta\psi_{s.тест.}$.

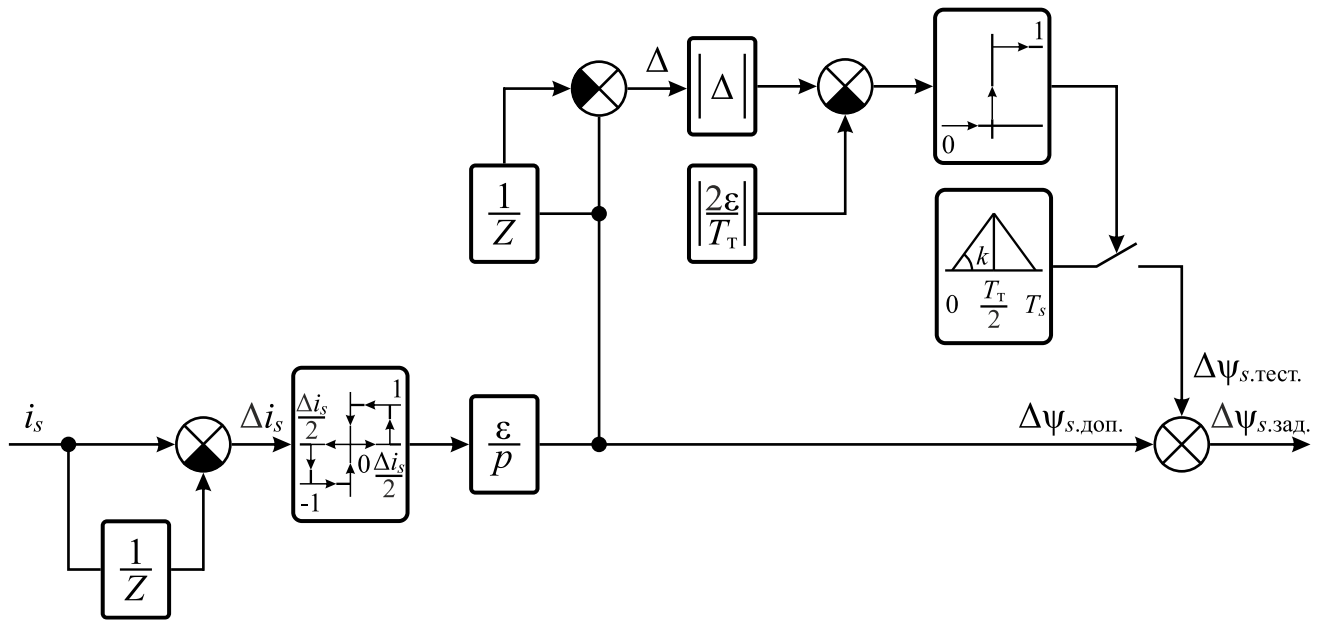


Рисунок 4.2 – Система поиска минимума тока обмотки статора двигателей переменного тока

В этом случае положение текущей точки на графике зависимости тока от потокосцепления относительно минимального значения тока можно определить в функции знака изменения тока, вызванного изменением потокосцепления треугольной формы $\Delta\psi_{s,\text{тест.}}$ в течение первого полупериода $T_T/2$. Для этого система поиска минимума тока обмотки статора осуществляет сравнение двух значений действующего тока в текущий и предыдущий моменты времени:

$$\Delta i_s = \Delta i_{s(T_T/2)} - \Delta i_{s(0)}. \quad (4.24)$$

Шаг дискретизации равняется половине периода сигнала $\Delta\psi_{s,\text{тест.}}$, а само сравнение происходит только для первого полупериода сигнала $\Delta\psi_{s,\text{тест.}}$, что позволяет определить изменение тока Δi_s при увеличении потокосцепления статора.

Алгоритм работы поисковой системы потокосцепления статора, обеспечивающей минимум тока обмотки статора двигателей переменного тока, представлен ниже:

- если происходит возрастание тока обмотки статора, т.е. текущее значение потокосцепления статора больше значения, обеспечивающего минимум тока, то для уменьшения тока обмотки статора необходимо уменьшить потокосцепление;

- если происходит уменьшение тока обмотки статора, т.е. текущее значение потокосцепления статора меньше значения, обеспечивающего минимум тока, то для уменьшения тока обмотки статора необходимо увеличивать потокосцепление;
- если ток обмотки статора постоянен, то значение потокосцепления статора, обеспечивающее минимум тока, определено и не нуждается в изменении.

Для обеспечения режима работы синхронного двигателя с постоянными магнитами, приближенного к режиму минимума тока обмотки статора, необходимо определить направление изменения задания на дополнительное потокосцепление $\Delta\psi_{s, \text{доп.}} = \varepsilon t$ (ε – коэффициент, определяющий темп изменения дополнительного потокосцепления) так:

- в случае увеличения тока обмотки статора задание дополнительного потокосцепления должно быть направлено на уменьшение задания потокосцепления статора следующим образом:

$$\Delta\psi_{s, \text{зад.}} = \Delta\psi_{s, \text{тест.}} - \Delta\psi_{s, \text{доп.}} = \Delta\psi_{s, \text{тест.}} - \varepsilon t; \quad (4.25)$$

- в случае уменьшения тока обмотки статора задание дополнительного потокосцепления должно быть направлено на увеличение задания потокосцепления статора следующим образом:

$$\Delta\psi_{s, \text{зад.}} = \Delta\psi_{s, \text{тест.}} + \Delta\psi_{s, \text{доп.}} = \Delta\psi_{s, \text{тест.}} + \varepsilon t. \quad (4.26)$$

Задание на суммарное значение потокосцепления статора, таким образом, является суммой двух составляющих:

$$\Delta\psi_{s, \text{зад.}\Sigma} = \psi_{s, \text{зад.}} + \Delta\psi_{s, \text{зад.}}. \quad (4.27)$$

Определение знака разницы токов выполнено с помощью трехпозиционного реле с гистерезисом (рисунок 4.2). Наличие гистерезиса аналогично применению фильтра высокочастотных помех тока, оно обеспечивает нечувствительность системы к его случайным изменениям и колебаниям, вызванным работой автономного инвертора напряжения. Наличие нулевой позиции позволяет фиксировать оптимальное значение потокосцепления статора при его достижении.

Дополнительный сигнал не должен мешать нормальному функционированию системы прямого управления моментом, а быстродействие системы поиска минимума тока обмотки статора должно обеспечивать фиксацию

знака изменения тока, обусловленного дополнительной составляющей потокосцепления, с учетом электромагнитной постоянной времени статора и релейного регулятора потокосцепления статора в системе прямого управления моментом с таблицей переключения (рисунок 3.5) или постоянной времени ПИ-регулятора потокосцепления статора (или момента) в системе прямого управления моментом с пространственно-векторной модуляцией напряжения (рисунки 3.11 и 3.13). Все неизвестные коэффициенты, входящие в выражения (4.23) – (4.27), целесообразно определять исходя из перечисленных условий и при необходимости корректировать с помощью имитационных экспериментов.

Введение $\Delta\psi_{s, \text{тест.}}$ является возмущающим воздействием для электропривода, ухудшает его шумовые и вибрационные характеристики из-за дополнительных пульсаций потокосцепления и тока, поэтому длительность введения $\Delta\psi_{s, \text{тест.}}$ необходимо минимизировать. Для этого целесообразно применить отключение поиска при достижении минимума тока обмотки статора. Отключение сигнала $\Delta\psi_{s, \text{тест.}}$ происходит при неизменном в течении $4T_T$ значении $\Delta\psi_{s, \text{доп.}}$, включение сигнала $\Delta\psi_{s, \text{тест.}}$ – при изменении значения $\Delta\psi_{s, \text{доп.}}$ за время $4T_T$ более, чем на $|2\varepsilon/T_T|$, что является признаком изменения условий работы электропривода.

Синтезированная система поиска минимума тока обмотки статора не меняет ни топологию, ни параметры системы прямого управления моментом, а является, по сути, блоком адаптации, обеспечивающим работу электропривода в режиме минимума тока обмотки статора.

4.3. Результаты моделирования электропривода с синтезированными системами управления

Для подтверждения адекватности разработанных систем управления было проведено компьютерное моделирование переходных процессов в электроприводе. На рисунках 4.3 – 4.23 приведены результаты для электропривода с системой прямого управления моментом с одним контуром регулирования момента (рисунок 3.11). Были использованы следующие параметры системы прямого

управления моментом: $k_{pc} = 100 \text{ Н}\cdot\text{м}/(\text{рад}/\text{с})$ для регулятора частоты вращения; $k_{\pi} = 0,005 \text{ рад}/\text{Н}\cdot\text{м}$, $k_{\text{и}} = 0,25 \text{ с}$ для ПИ-регулятора момента (ПИ-М). Для системы поиска минимума тока обмотки статора (подраздел 4.2) были использованы следующие значения параметров: $\Delta i_s = 10 \text{ А}$, $T_T = 0,02 \text{ с}$, $k = 2 \text{ Вб}/\text{с}$, $\varepsilon = 0,15 \text{ Вб}$.

На рисунках 4.3 – 4.14 приведены результаты моделирования при частоте коммутации силовых ключей $f_k = 2 \text{ кГц}$. Пуск электропривода производился при нагрузке $M_c = 0,25M_n$. Затем момент сопротивления ступенчато изменялся до значений $M_c = 0,5M_n$, $M_c = 0,75M_n$, $M_c = M_n$ в соответствующие моменты времени.

На рисунках 4.15 – 4.17 приведены некоторые результаты моделирования при частоте коммутации силовых ключей $f_k = 1 \text{ кГц}$ (рисунки 4.15 (а), 4.16 (а) – для электропривода с системой поиска минимума тока обмотки статора; 4.15 (б), 4.16 (б) – для электропривода с формированием задания на потокосцепление статора по уравнению (4.6)) и рисунку 4.1. Пуск электропривода производился при нагрузке $M_c = 0,25M_n$. Затем момент сопротивления ступенчато изменялся до значений $M_c = 0,5M_n$, $M_c = 0,75M_n$, $M_c = M_n$ в соответствующие моменты времени.

На рисунках 4.18 – 4.20 приведены некоторые результаты моделирования при частоте коммутации силовых ключей $f_k = 8 \text{ кГц}$ (рисунки 4.18 (а), 4.19 (а) – для электропривода с системой поиска минимума тока обмотки статора; 4.18 (б), 4.19 (б) – для электропривода с формированием задания на потокосцепление статора по уравнению (4.6) и рисунку 4.1). Пуск электропривода производился при нагрузке $M_c = 0,25M_n$. Затем момент сопротивления ступенчато изменялся до значений $M_c = 0,5M_n$, $M_c = 0,75M_n$. Данный диапазон изменения нагрузки выбран с учетом снижения выходной мощности преобразователей частоты аналогичной мощности при работе на высоких значениях частоты коммутации. Отметим, что этот диапазон совпадает с диапазоном изменения момента двигателя, при которой наблюдается максимальный эффект уменьшения тока обмотки статора.

На рисунках 4.21 – 4.23 приведены переходные процессы механических параметров двигателей (рисунки 4.21 (а), 4.22 (а) – для электропривода с системой поиска минимума тока обмотки статора; 4.21 (б), 4.22 (б) – для электропривода с формированием задания на потокосцепление по уравнению (4.6) и рисунку 4.1).

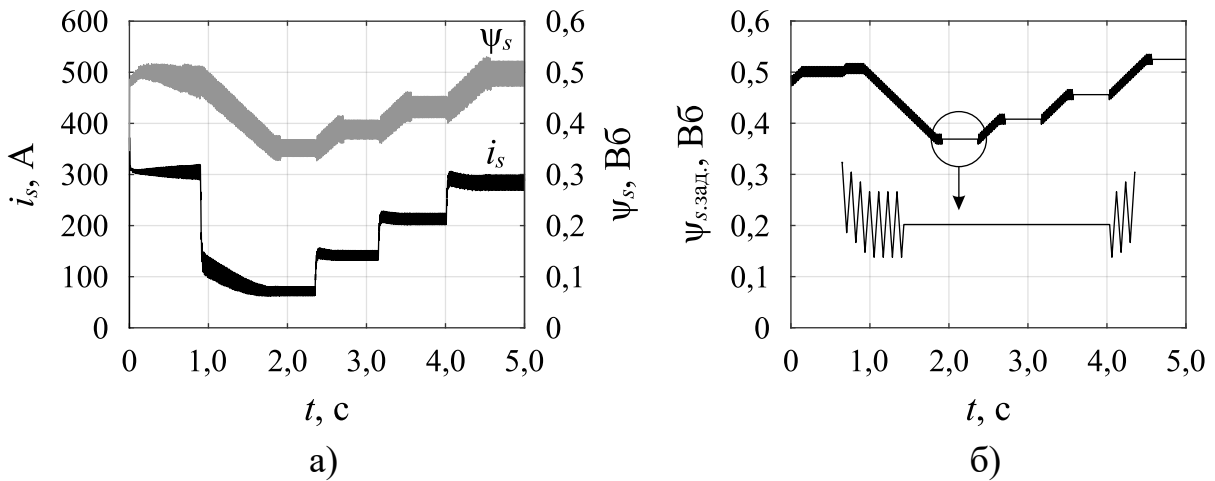


Рисунок 4.3 – Переходные процессы в электроприводе ($\xi = 1$) с системой поиска минимума тока обмотки статора при $f_k = 2$ кГц и $\omega = 314$ рад/с

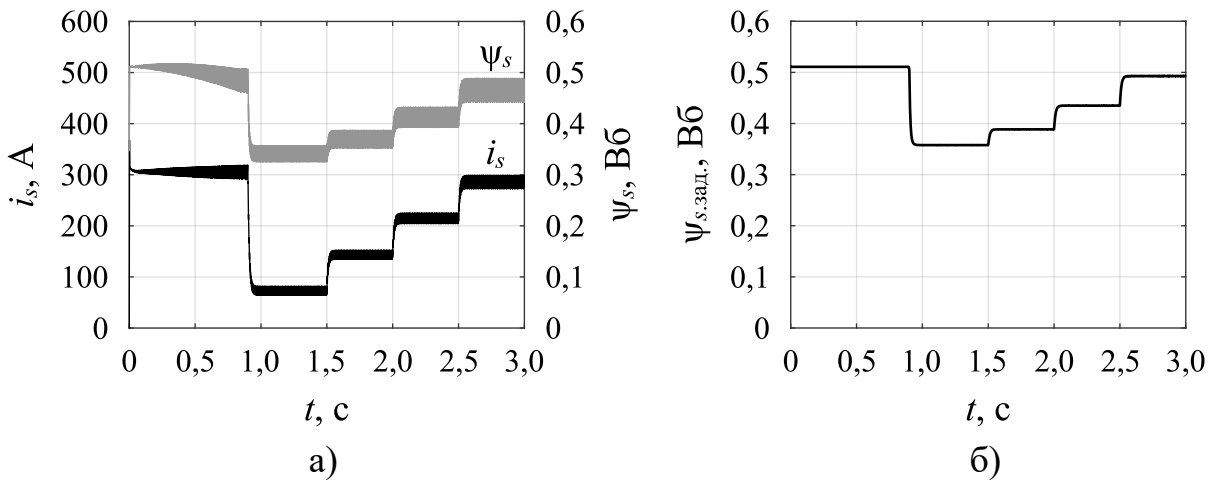


Рисунок 4.4 – Переходные процессы в электроприводе ($\xi = 1$) с заданием на потокосцепление статора согласно уравнению (4.6) при $f_k = 2$ кГц и $\omega = 314$ рад/с

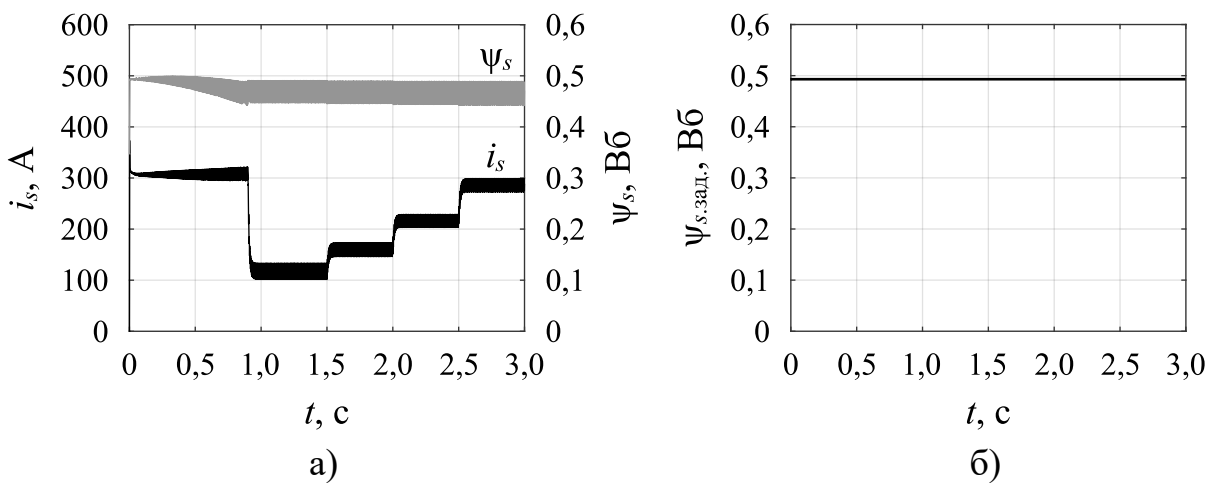


Рисунок 4.5 – Переходные процессы в электроприводе ($\xi = 1$) с постоянством задания на потокосцепление статора при $\psi_s = 0,493$ Вб, $f_k = 2$ кГц, $\omega = 314$ рад/с

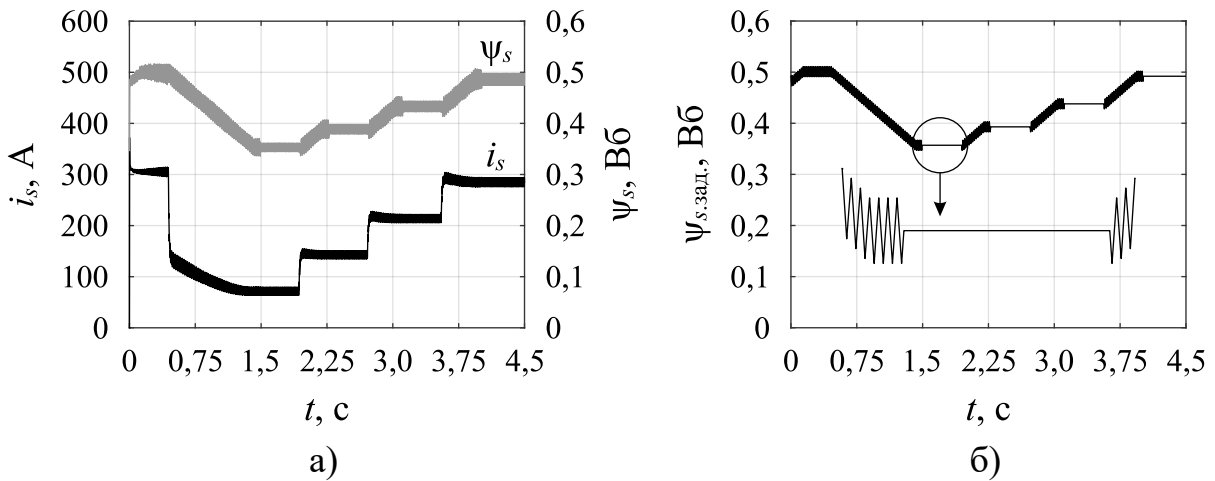


Рисунок 4.6 – Переходные процессы в электроприводе ($\xi = 1$) с системой поиска минимума тока обмотки статора при $f_k = 2$ кГц и $\omega = 157$ рад/с

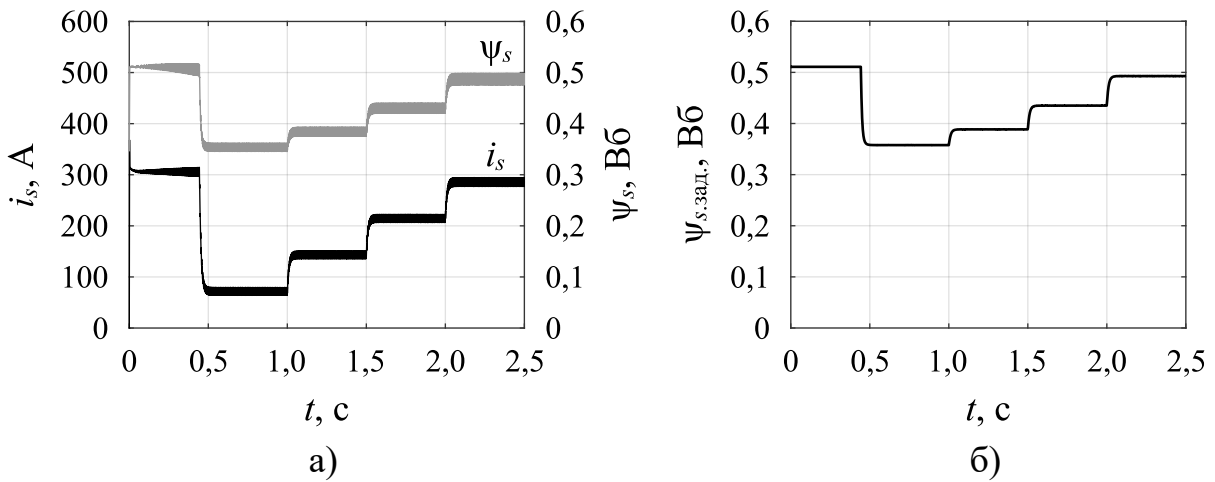


Рисунок 4.7 – Переходные процессы в электроприводе ($\xi = 1$) с заданием на потокосцепление статора согласно уравнению (4.6) при $f_k = 2$ кГц и $\omega = 157$ рад/с

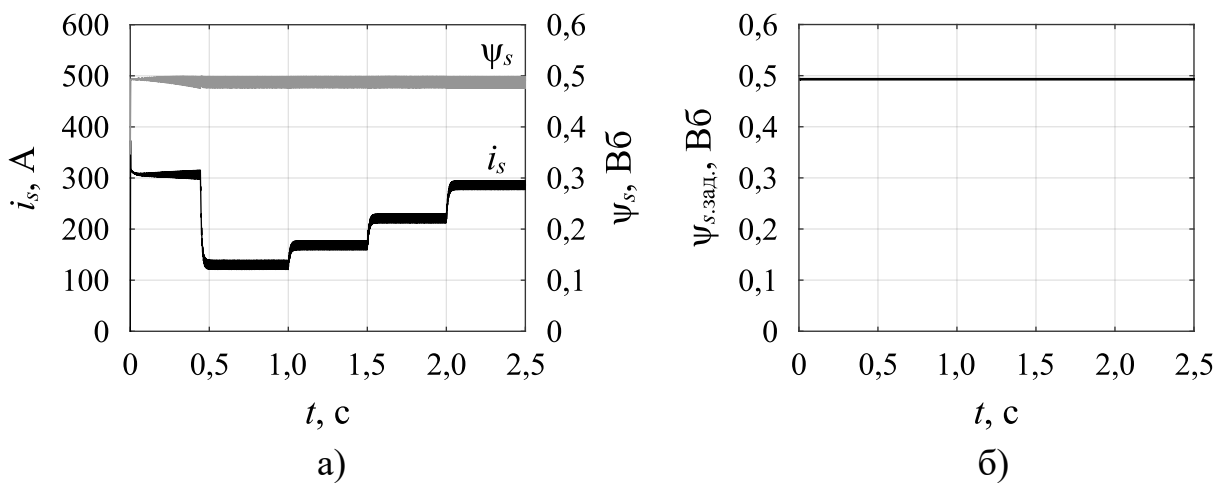


Рисунок 4.8 – Переходные процессы в электроприводе ($\xi = 1$) с постоянством задания на потокосцепление статора при $\psi_s = 0,493$ Вб, $f_k = 2$ кГц, $\omega = 157$ рад/с

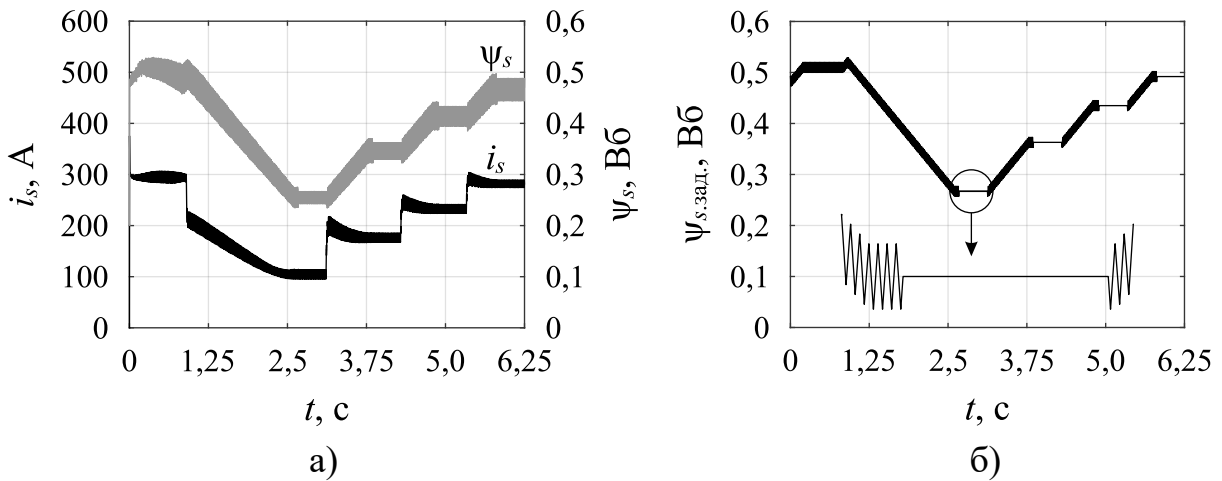


Рисунок 4.9 – Переходные процессы в электроприводе ($\xi > 1$) с системой поиска минимума тока обмотки статора при $f_k = 2$ кГц и $\omega = 314$ рад/с

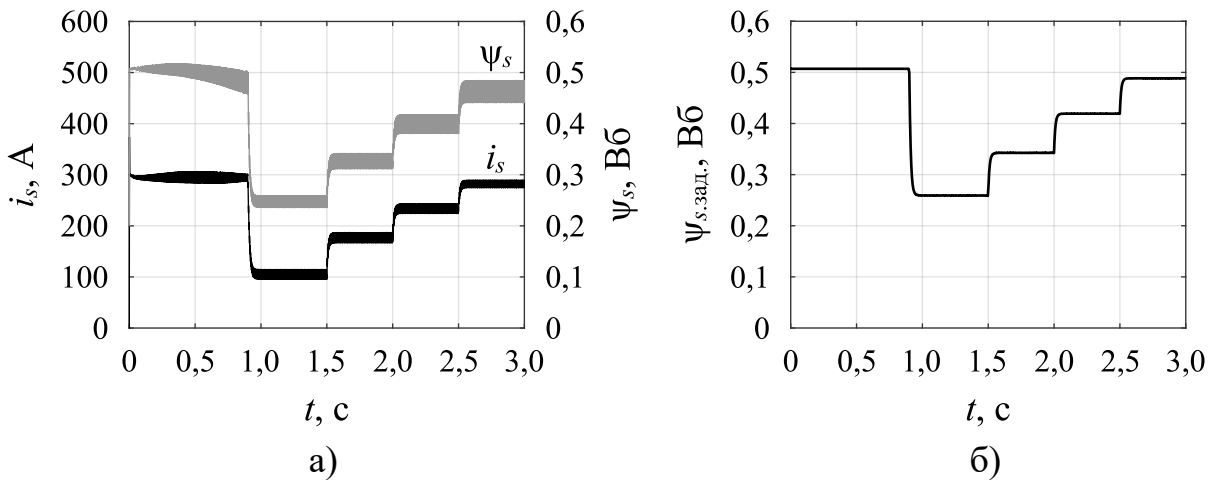


Рисунок 4.10 – Переходные процессы в электроприводе ($\xi > 1$) с заданием на потокосцепление статора согласно рисунку 4.1 при $f_k = 2$ кГц и $\omega = 314$ рад/с

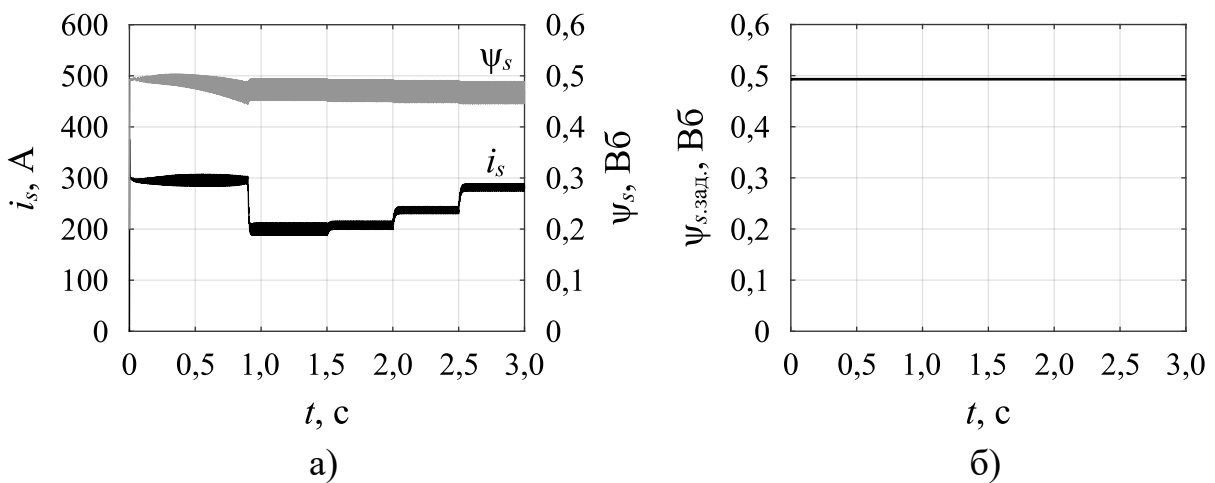


Рисунок 4.11 – Переходные процессы в электроприводе ($\xi > 1$) с постоянством задания на потокосцепление статора при $\psi_s = 0,493$ Вб, $f_k = 2$ кГц, $\omega = 314$ рад/с

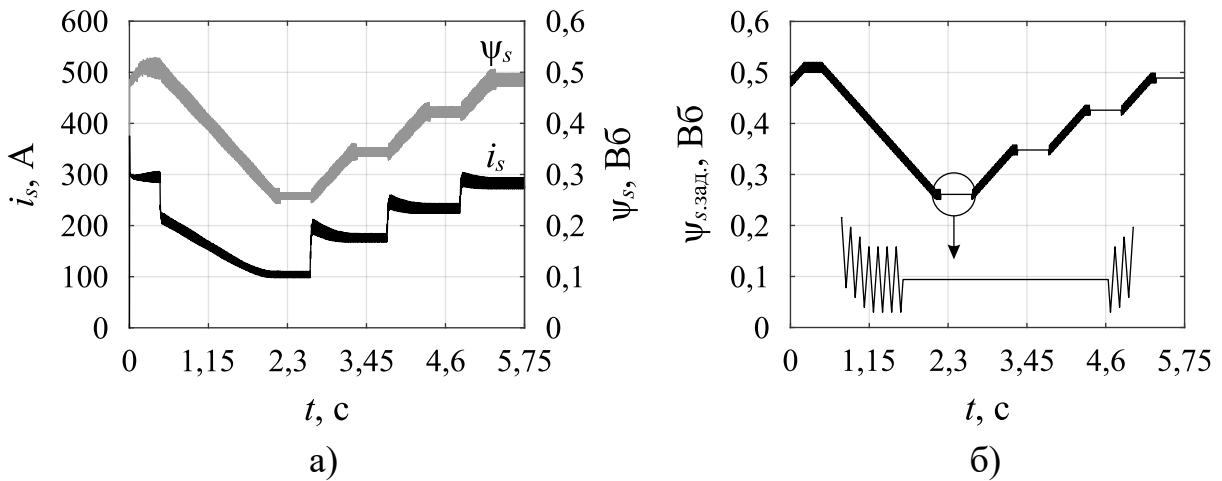


Рисунок 4.12 – Переходные процессы в электроприводе ($\xi > 1$) с системой поиска минимума тока обмотки статора при $f_k = 2$ кГц и $\omega = 157$ рад/с

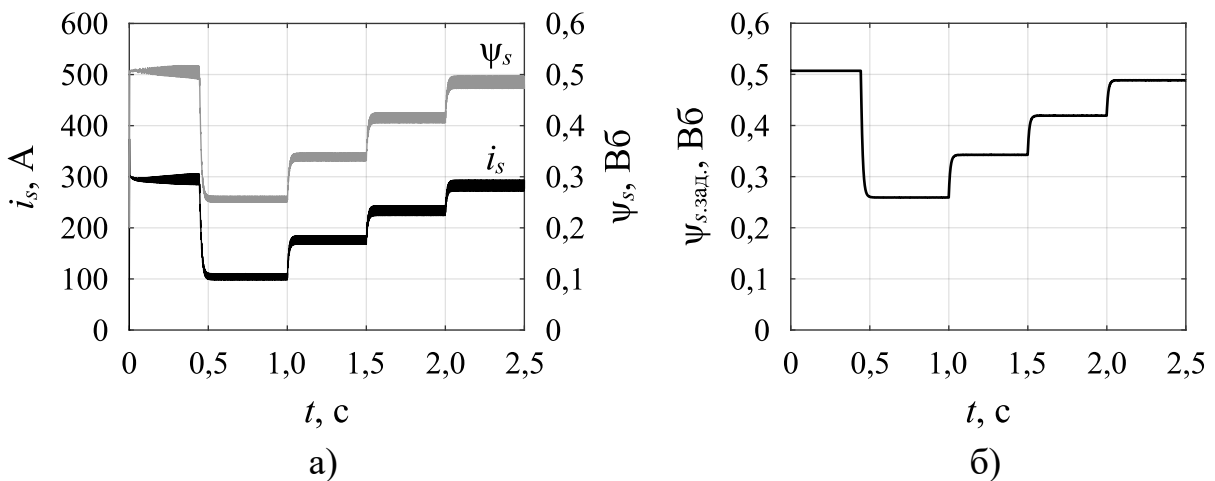


Рисунок 4.13 – Переходные процессы в электроприводе ($\xi > 1$) с заданием на потокосцепление статора согласно рисунку 4.1 при $f_k = 2$ кГц и $\omega = 157$ рад/с

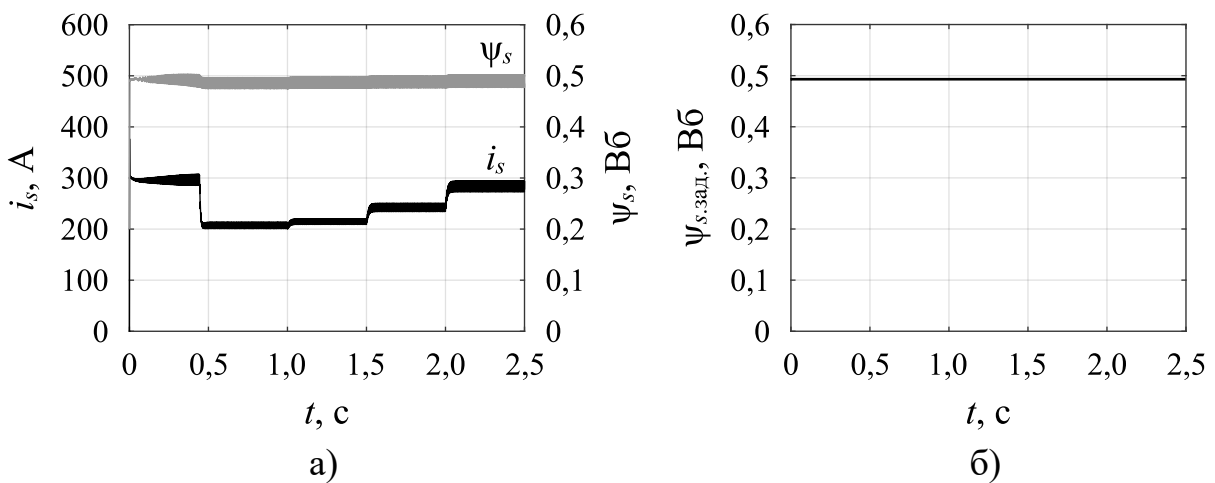


Рисунок 4.14 – Переходные процессы в электроприводе ($\xi > 1$) с постоянством задания на потокосцепление статора при $\psi_s = 0,493$ Вб, $f_k = 2$ кГц, $\omega = 157$ рад/с

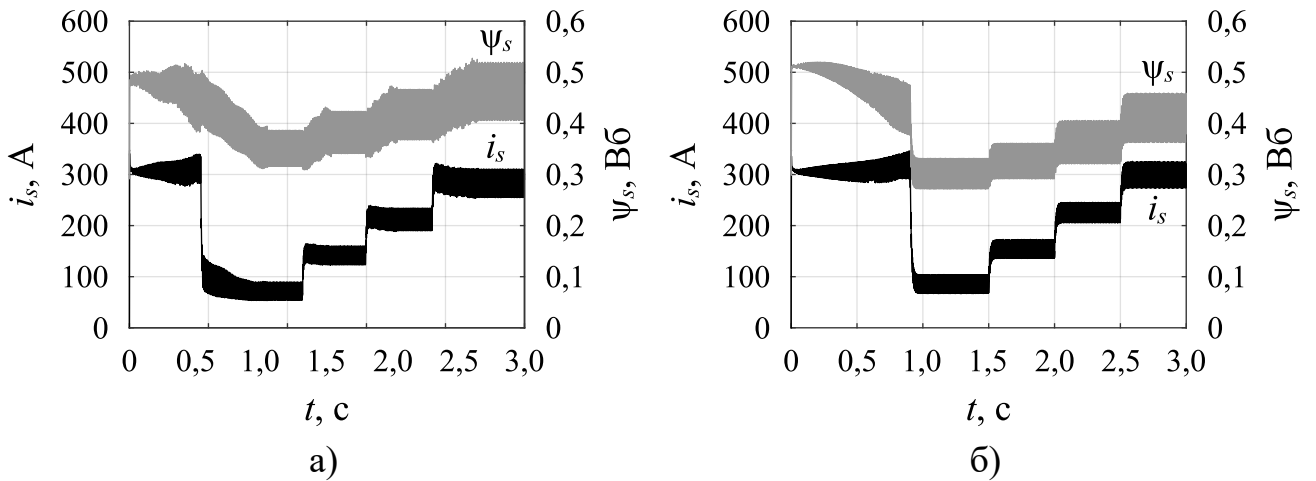


Рисунок 4.15 – Переходные процессы в электроприводе ($\xi = 1$) с синтезированными системами управления при $f_k = 1$ кГц и $\omega = 314$ рад/с

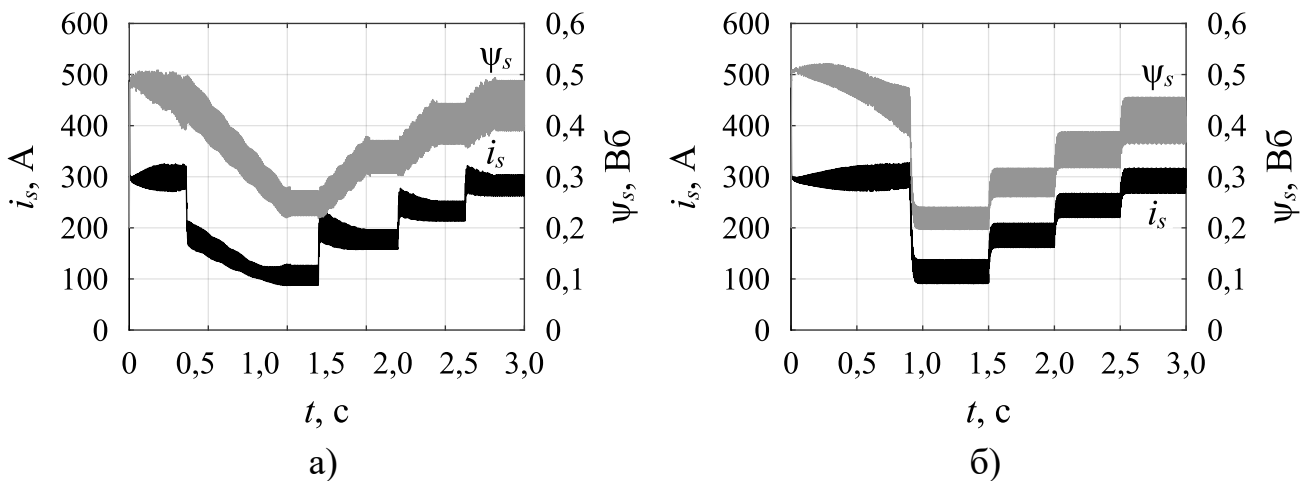


Рисунок 4.16 – Переходные процессы в электроприводе ($\xi > 1$) с синтезированными системами управления при $f_k = 1$ кГц и $\omega = 314$ рад/с

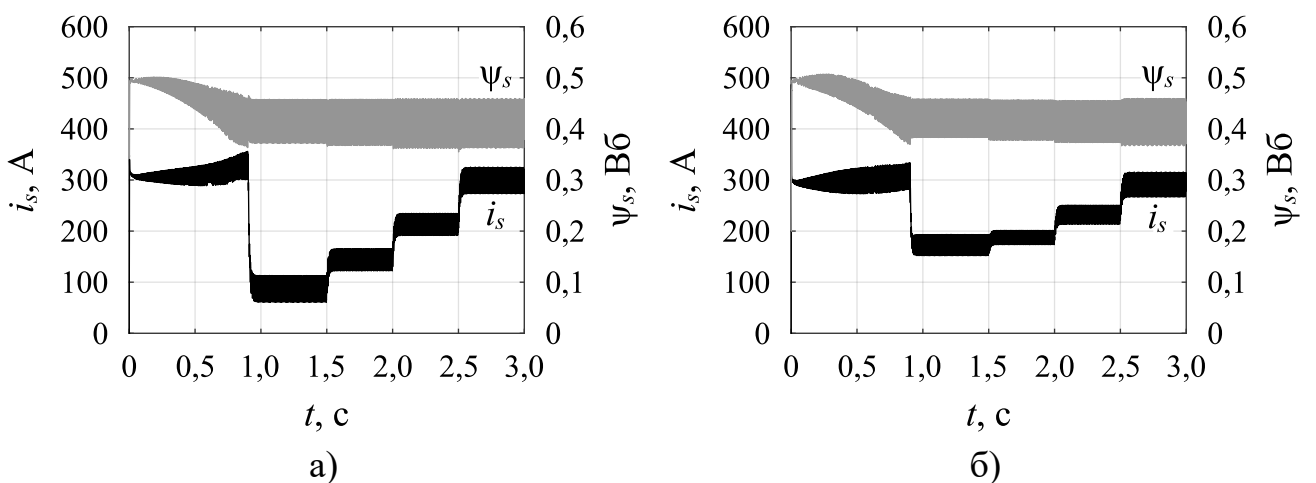


Рисунок 4.17 – Переходные процессы в электроприводах ($\xi = 1$ (а) и $\xi > 1$ (б)) с постоянством задания на потокосцепление статора при $f_k = 1$ кГц и $\omega = 314$ рад/с

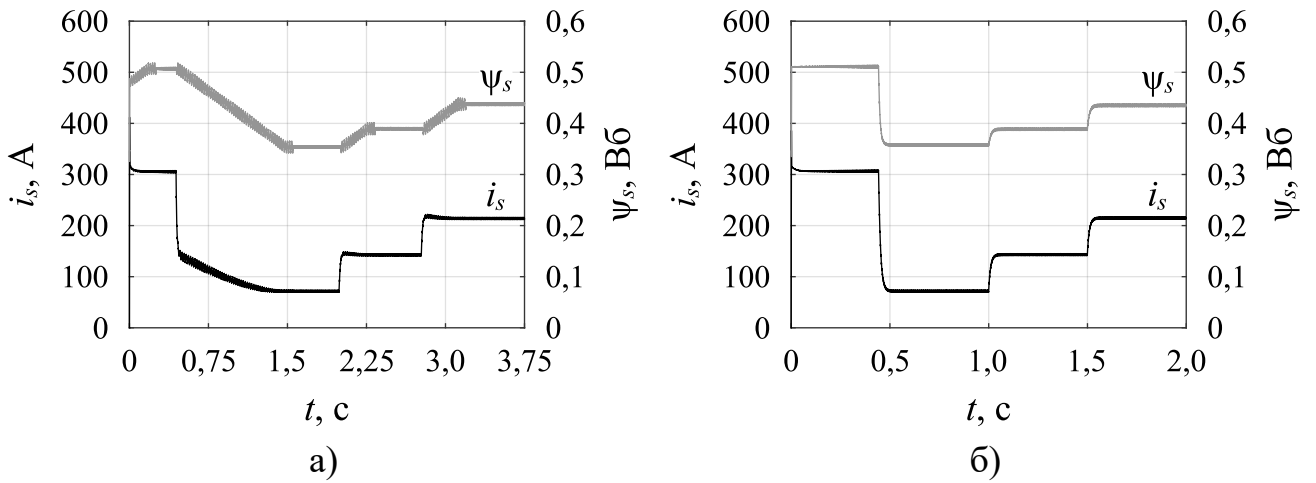


Рисунок 4.18 – Переходные процессы в электроприводе ($\xi = 1$) с синтезированными системами управления при $f_k = 8$ кГц и $\omega = 157$ рад/с

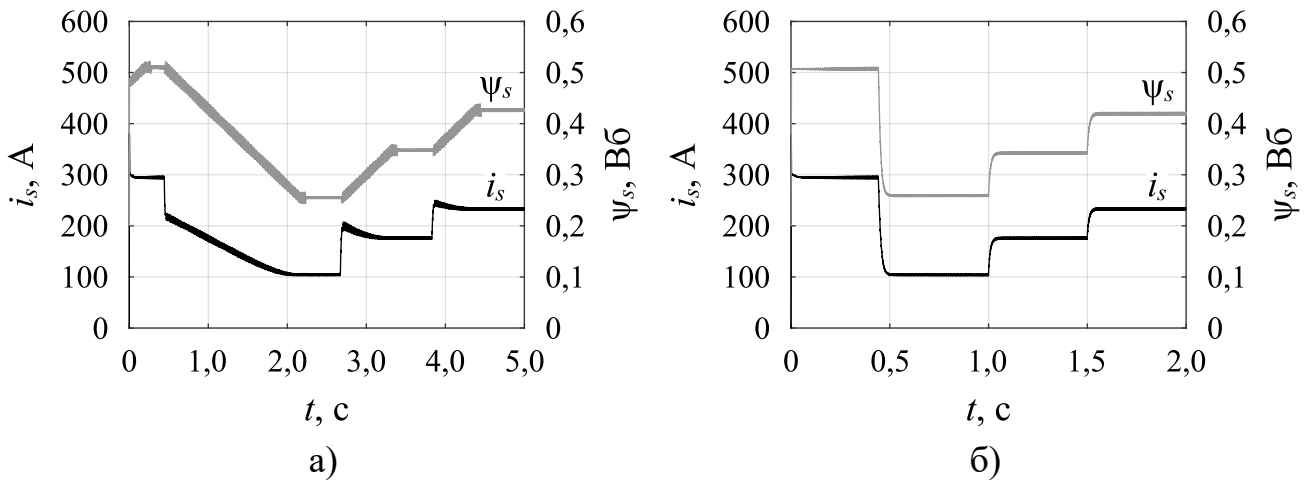


Рисунок 4.19 – Переходные процессы в электроприводе ($\xi > 1$) с синтезированными системами управления при $f_k = 8$ кГц и $\omega = 157$ рад/с

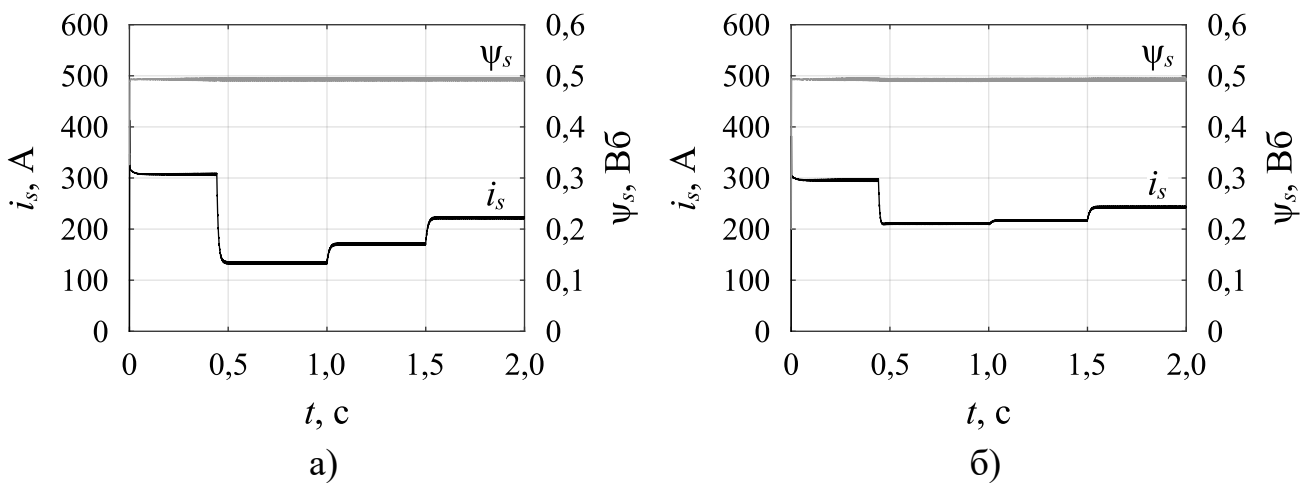


Рисунок 4.20 – Переходные процессы в электроприводах ($\xi = 1$ (а) и $\xi > 1$ (б)) с постоянством задания на потокосцепление статора при $f_k = 8$ кГц и $\omega = 157$ рад/с

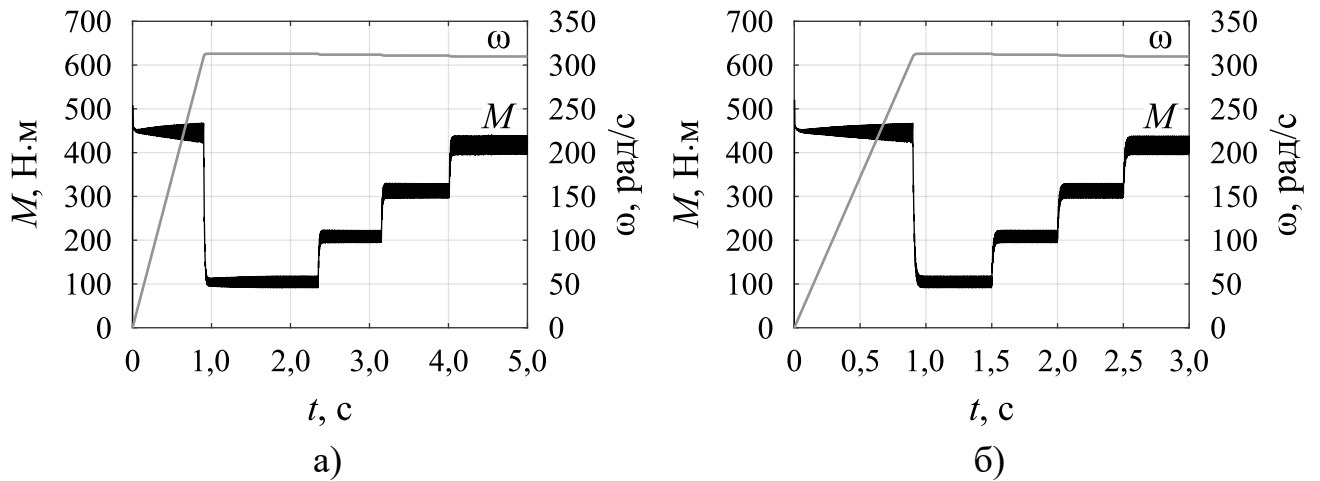


Рисунок 4.21 – Переходные процессы в электроприводе ($\xi = 1$) с синтезированными системами управления при $f_k = 2$ кГц и $\omega = 314$ рад/с

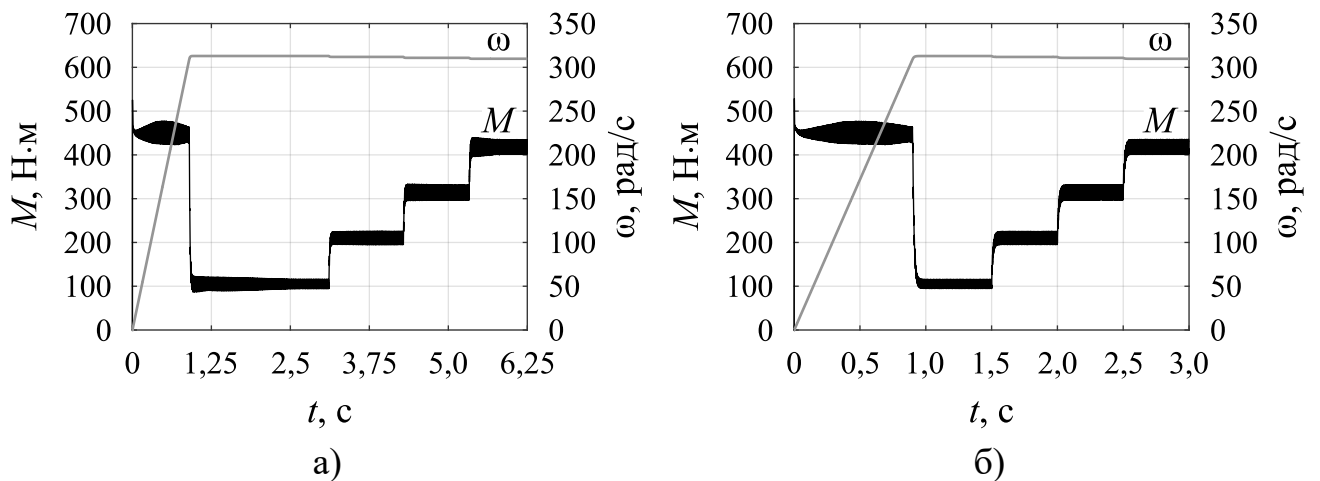


Рисунок 4.22 – Переходные процессы в электроприводе ($\xi > 1$) с синтезированными системами управления при $f_k = 2$ кГц и $\omega = 314$ рад/с

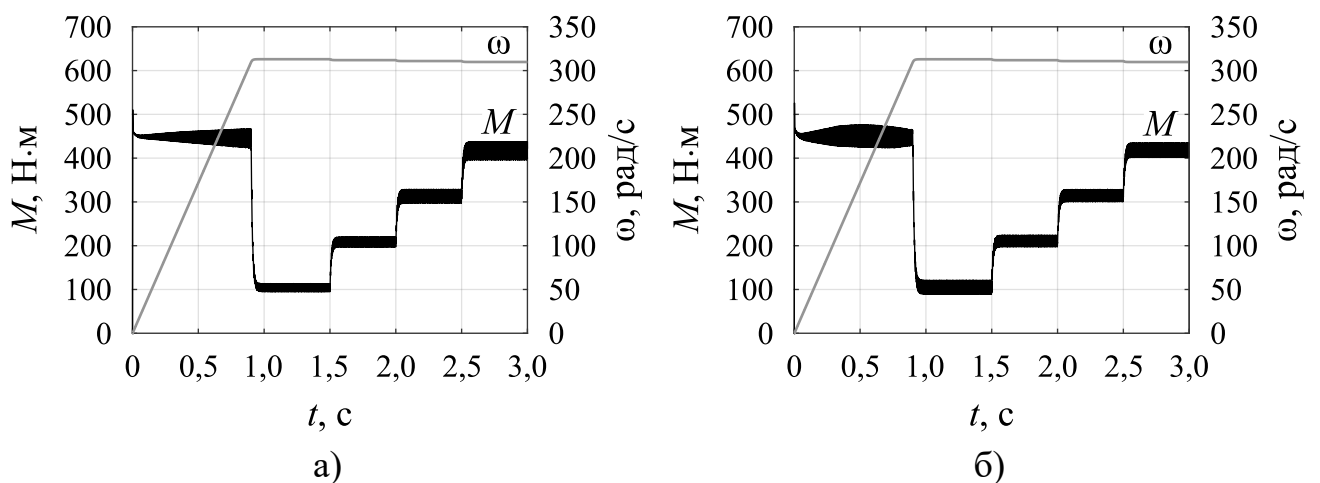


Рисунок 4.23 – Переходные процессы в электроприводах ($\xi = 1$ (а) и $\xi > 1$ (б)) с постоянством задания на потокосцепление статора при $f_k = 2$ кГц и $\omega = 314$ рад/с

Анализ полученных результатов моделирования показывает адекватность всех синтезированных систем управления. Для двигателей обоих типов магнитной системы осуществляется определение и поддержание минимального значения тока за счет соответствующего изменения потокосцепления статора. Эффективность предложенных решений возрастает с уменьшением нагрузки. Минимальные значения тока совпадают с соответствующими значениями, приведенными на рисунках 3.16 (а) и 3.19 (а), в пределах погрешности, указанной в таблице 4.1.

Таблица 4.1 – Результаты моделирования электроприводов с синтезированными системами управления.

Параметр	Номер рисунка							
	Двигатель с $\xi = 1$				Двигатель с $\xi > 1$			
	4.3	4.4	4.15 а	4.15 б	4.6	4.7	4.16 а	4.16 б
$M_c = 0,25M_c$ ($\xi = 1: i_s = 71,5 \text{ A}$, $\psi_{\Delta i} = 0,358 \text{ Вб}$; $\xi > 1: i_s = 104,0 \text{ A}$, $\psi_{\Delta i} = 0,259 \text{ Вб}$)								
$\Delta i_s, \text{ A}$	0,25	1,5	0,5	13,5	0	1,0	1,0	8,0
$\Delta \psi_s, \text{ Вб}$	-0,004	-0,016	-0,002	-0,053	-0,004	-0,011	-0,009	-0,039
$M_c = 0,5M_c$ ($\xi = 1: i_s = 143,0 \text{ A}$, $\psi_{\Delta i} = 0,389 \text{ Вб}$; $\xi > 1: i_s = 175,75 \text{ A}$, $\psi_{\Delta i} = 0,343 \text{ Вб}$)								
$\Delta i_s, \text{ A}$	0	2,0	0	12,0	0,25	1,75	0	9,25
$\Delta \psi_s, \text{ Вб}$	0,001	-0,018	-0,002	-0,059	0,005	-0,015	0	-0,053
$M_c = 0,75M_c$ ($\xi = 1: i_s = 214,75 \text{ A}$, $\psi_{\Delta i} = 0,435 \text{ Вб}$; $\xi > 1: i_s = 233,0 \text{ A}$, $\psi_{\Delta i} = 0,419 \text{ Вб}$)								
$\Delta i_s, \text{ A}$	0	2,25	-0,75	12,75	0	1,0	0,5	12,0
$\Delta \psi_s, \text{ Вб}$	0,001	-0,018	-0,01	-0,065	0,003	-0,018	-0,009	-0,064
$M_c = M_c$ ($\xi = 1: i_s = 286,25 \text{ A}$, $\psi_{\Delta i} = 0,493 \text{ Вб}$; $\xi > 1: i_s = 281,75 \text{ A}$, $\psi_{\Delta i} = 0,493 \text{ Вб}$)								
$\Delta i_s, \text{ A}$	0,15	2,75	0,75	16,25	1,25	1,25	3,25	13,25
$\Delta \psi_s, \text{ Вб}$	0,002	-0,023	-0,018	-0,073	-0,023	-0,026	-0,043	-0,073

Точность поддержания тока в системе поиска минимума тока обмотки статора не зависит от частоты коммутации, параметров схемы замещения, температуры и т.д. и остается примерно постоянной во всех рабочих диапазонах. Точность поддержания тока в системах формирования задания на потокосцепление статора по аналитическим выражениям (уравнение (4.6) или рисунок 4.2)

понижается с уменьшением частоты коммутации, зависимость точности от значения момента сопротивления выражена слабо, несмотря на эффект насыщения.

Значения потокосцепления статора совпадают с заданными для систем с двумя контурами регулирования потокосцепления статора и момента вне зависимости от способа коммутации (рисунки 3.5 и 3.13); для системы с одним контуром регулирования момента (рисунок 3.11) появляется ошибка между заданием на потокосцепление статора и реально действующим значением, возрастающая с уменьшением частоты коммутации силовых ключей (при $f_k = 8$ кГц максимальная ошибка составляет 0,4%, при $f_k = 2$ кГц – 4,7%, при $f_k = 1$ кГц – 14,8%). Данный результат закономерен, т.к. ошибка отсутствует в системах, содержащих контуры регулирования потокосцепления с релейным (или ПИ) регулятором (результаты исследований системы с двумя контурами регулирования потокосцепления статора и момента с таблицей переключений вектора напряжения представлены для аналитических выражений согласно уравнению 4.6 в [64] и рисунку 4.1 в [96], для системы поиска минимума тока обмотки статора в [49]). Увеличение ошибки с уменьшением частоты коммутации силовых ключей при использовании системы с одним контуром регулирования момента связано с возрастанием колебаний момента, что приводит к повышению пульсаций электрического угла $\Delta\delta$ и соответствующему рассогласованию задания на потокосцепление статора и обратной связи по нему.

Время переходного процесса больше в системе с поиском минимума тока обмотки статора, чем в системе с формированием задания по аналитическим выражениям (рисунок 4.2 или уравнение (4.6)), что объясняется необходимостью введения сигналов $\Delta\psi_{s, \text{доп.}}$ и $\Delta\psi_{s, \text{тест.}}$. Сравнение длительности переходных процессов в разных типах двигателей показывает, что большая продолжительность переходных процессов характерна для двигателей с $\xi > 1$, что обусловлено большим диапазоном изменения потокосцепления статора. Стоит отметить, что можно увеличить скорость поиска минимума тока обмотки статора для таких двигателей. Увеличение коэффициента ϵ приводит к уменьшению точности поиска минимума, особенно в диапазоне малых нагрузок, но уменьшает время поиска.

Отключение потокосцепления треугольной формы $\Delta\psi_{s, \text{тест}}$ в системе поиска при достижении минимума тока происходит через четыре периода $4T_T$, включение $\Delta\psi_{s, \text{доп}}$ также происходит через четыре периода $4T_T$ после выхода из режима минимума тока обмотки статора (во время длительных пусков систему отключать нецелесообразно). Амплитуда колебаний потокосцепления $\Delta\psi_{s, \text{тест}}$ во время работы системы поиска минимума тока обмотки статора составляет 0,02 Вб или 4 % от номинального значения для всех исследованных режимов работы (это приводит к незначительному увеличению пульсаций тока обмотки статора, имеющих наибольшее влияние в области $\omega = 157$ рад/с и $M_c = 0,25M_n$).

На рисунках 4.24 – 4.26 приведены результаты для электропривода с системой прямого управления моментом с двумя контурами потокосцепления статора и момента (рисунок 3.13). Были использованы следующие параметры системы прямого управления моментом: $k_{pc} = 100$ Н·м/(рад/с) для регулятора частоты вращения; $k_{\pi} = 1500$ В/Вб, $k_{\text{и}} = 5$ с для ПИ-регулятора потокосцепления статора (ПИ- ψ_s); $k_{\pi} = 12$ В/Н·м, $k_{\text{и}} = 75$ с для ПИ-регулятора момента (ПИ- M).

Анализ полученных электромеханических характеристик показывает, что применение синтезированных систем формирования задания на потокосцепление статора не повлияло на точность и быстродействие контуров регулирования частоты вращения и момента, т.к. независимо от типа двигателя электропривод без изменений отрабатывает задание по частоте вращения и возмущения по моменту сопротивления. Введение дополнительной составляющей потокосцепления статора $\Delta\psi_{s, \text{тест}}$ не оказывает существенного негативного влияния на механические характеристики электропривода из-за значительной инерции механической части.

На рисунках 4.24 – 4.26 приведены некоторые результаты моделирования при частоте коммутации силовых ключей $f_k = 2$ кГц (рисунки 4.24 (а), 4.25 (а) – для электропривода с системой поиска минимума тока обмоток статора; 4.24 (б), 4.25 (б) – для электропривода с формированием задания на потокосцепление статора по уравнению (4.6) и рисунку 4.1). Пуск электропривода производился при нагрузке $M_c = 0,25M_n$. Затем момент сопротивления ступенчато изменялся до значений $M_c = 0,5M_n$, $M_c = 0,75M_n$, $M_c = M_n$ в соответствующие моменты времени.

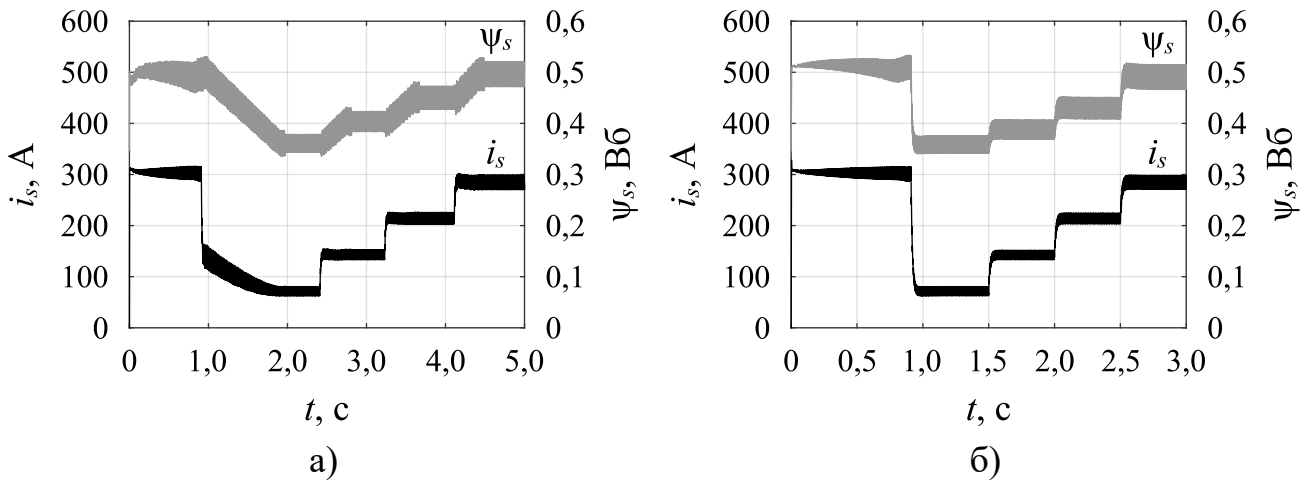


Рисунок 4.24 – Переходные процессы в электроприводе ($\xi = 1$) с синтезированными системами управления при $f_k = 2$ кГц и $\omega = 314$ рад/с

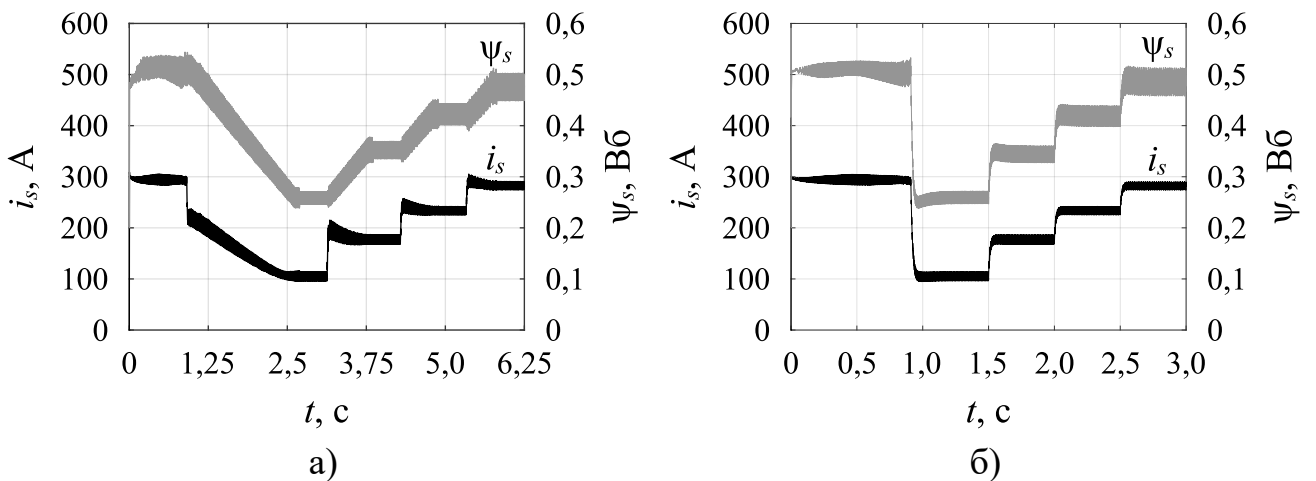


Рисунок 4.25 – Переходные процессы в электроприводе ($\xi > 1$) с синтезированными системами управления при $f_k = 2$ кГц и $\omega = 314$ рад/с

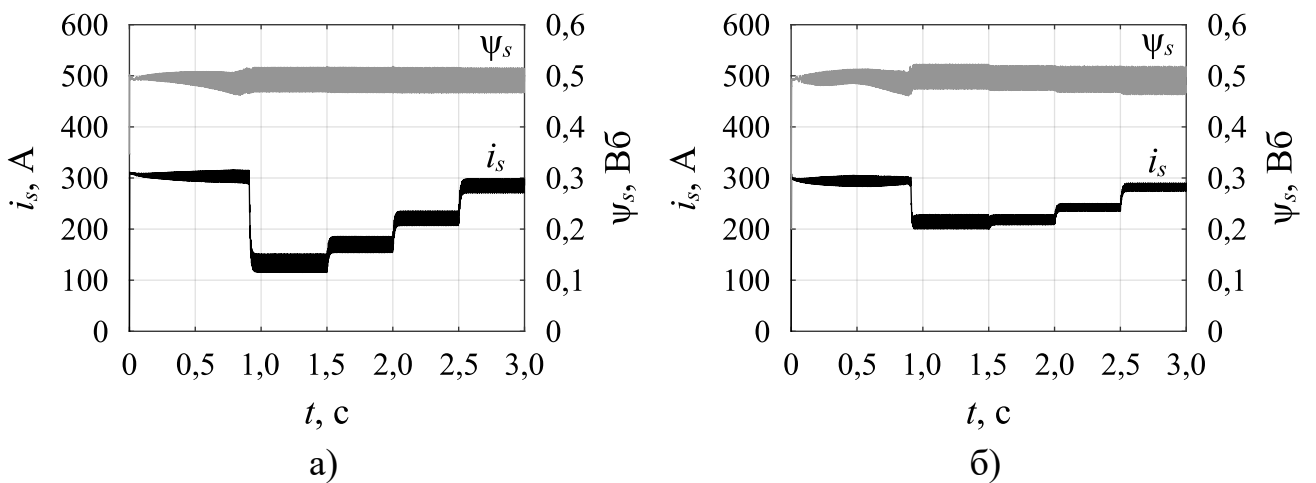


Рисунок 4.26 – Переходные процессы в электроприводах ($\xi = 1$ (а) и $\xi > 1$ (б)) с постоянством задания на потокосцепление статора при $f_k = 2$ кГц и $\omega = 314$ рад/с

Результаты моделирования системы прямого управления моментом с двумя контурами регулирования потокосцепления статора и момента (рисунок 3.13) подтвердили, что задание и действующее значение потокосцепления статора совпадают.

Для обеих систем прямого управления момента с пространственно-векторной модуляцией напряжения с уменьшением частоты коммутации увеличивается коэффициент гармонических искажений тока обмотки статора, что приводит к уменьшению негативного влияния дополнительного сигнала задания потокосцепления статора треугольной формы во время его.

На рисунках 4.27 – 4.32 приведены результаты для электропривода с системой прямого управления моментом с одним контуром регулирования момента (рисунок 3.11). Параметры системы управления не изменились.

На рисунках 4.27 – 4.29 приведены некоторые результаты моделирования при частоте коммутации силовых ключей $f_k = 2$ кГц (рисунки 4.27 (а), 4.28 (а) – для электропривода с системой поиска минимума тока обмотки статора; 4.27 (б), 4.28 (б) – для электропривода с формированием задания на потокосцепление статора по уравнению (4.6) и рисунку 4.1). Пуск электропривода производился при нагрузке $M_c = 0,25M_n$ и частоте вращения $\omega = 0,5\omega_n$. Затем частота вращения линейно изменялась до значений $\omega = \omega_n$, $\omega = 1,5\omega_n$ в соответствующие моменты времени. Электромагнитный момент двигателя ограничивался заданием на частоту вращения. При работе электропривода в зоне постоянства мощности вычисление задания на потокосцепление статора происходит по уравнению (3.34) для обоих вариантов формирования задания на потокосцепление статора. По завершению переходного процесса на рисунках 4.27 (а) и 4.28 (а) в зоне постоянства мощности включается система поиска минимума тока обмотки статора.

На рисунках 4.30 – 4.32 приведены переходные процессы механических параметров двигателей (рисунки 4.30 (а), 4.31 (а) – для электропривода с системой поиска минимума тока обмотки статора; 4.30 (б), 4.31 (б) – для электропривода с формированием задания на потокосцепление статора по рисунку 4.1 и уравнениям (3.34) и (4.6)).

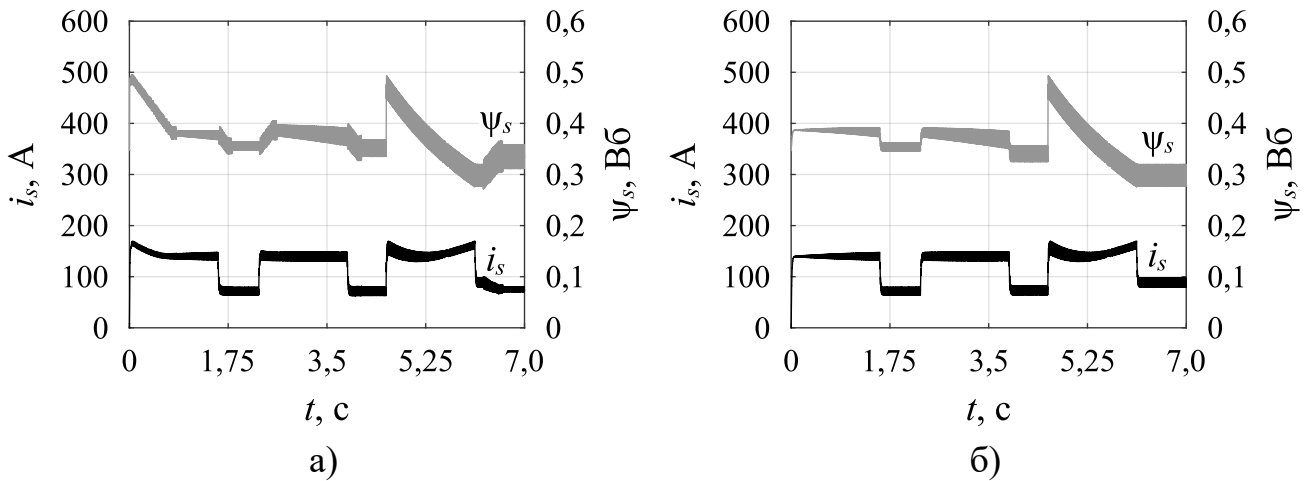


Рисунок 4.27 – Переходные процессы в электроприводе ($\xi = 1$) с синтезированными системами управления при $f_k = 2$ кГц и $M_c = 0,25M_H$

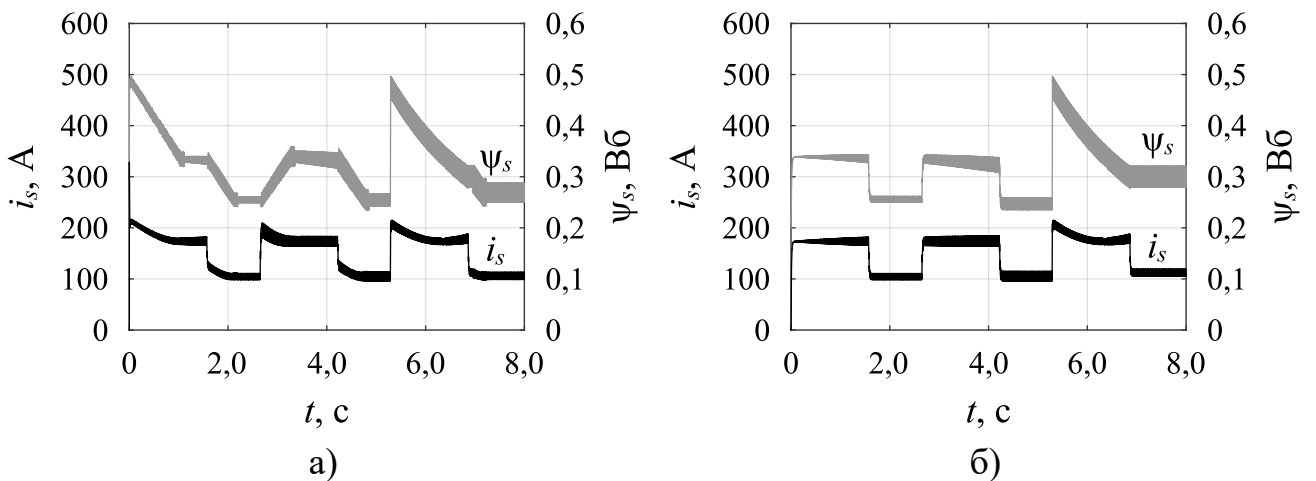


Рисунок 4.28 – Переходные процессы в электроприводе ($\xi > 1$) с синтезированными системами управления при $f_k = 2$ кГц и $M_c = 0,25M_H$

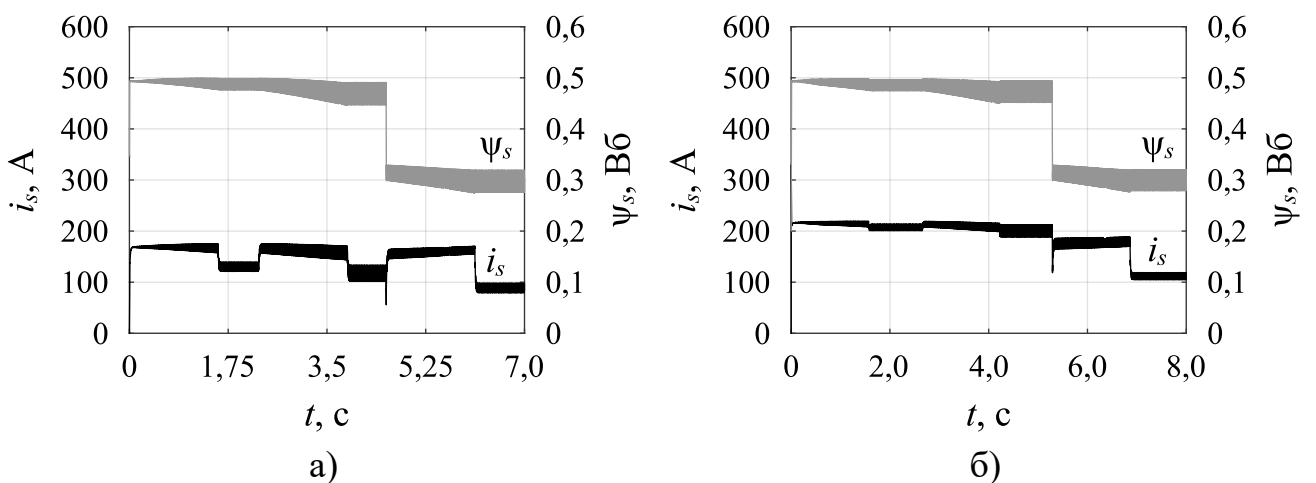


Рисунок 4.29 – Переходные процессы в электроприводах ($\xi = 1$ (a) и $\xi > 1$ (б)) с постоянством задания на потокосцепление статора при $f_k = 2$ кГц и $M_c = 0,25M_H$

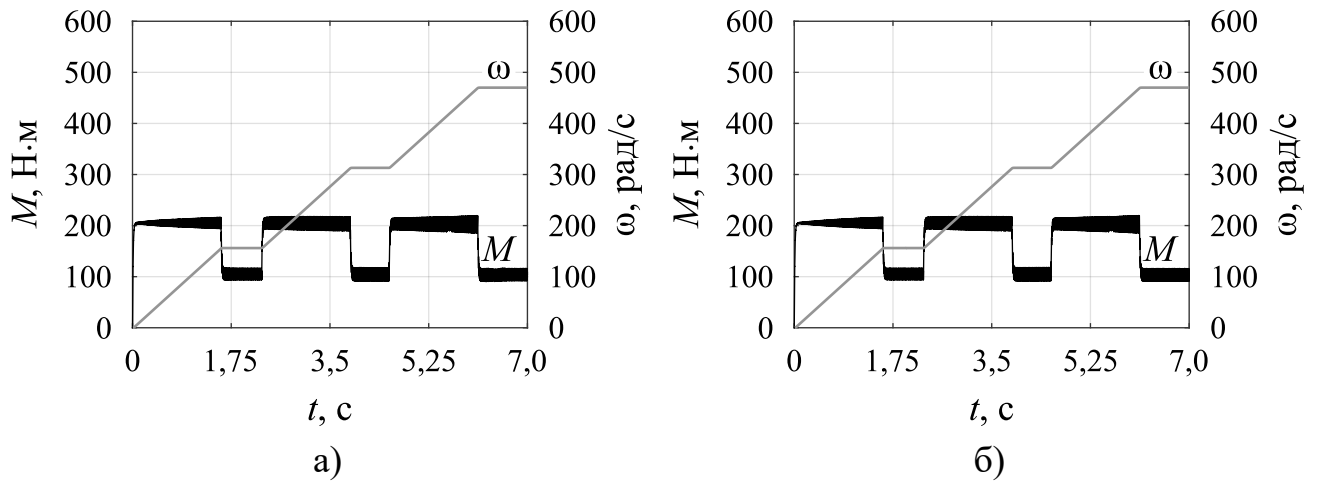


Рисунок 4.30 – Переходные процессы в электроприводе ($\xi = 1$) с синтезированными системами управления при $f_k = 2$ кГц и $M_c = 0,25M_H$

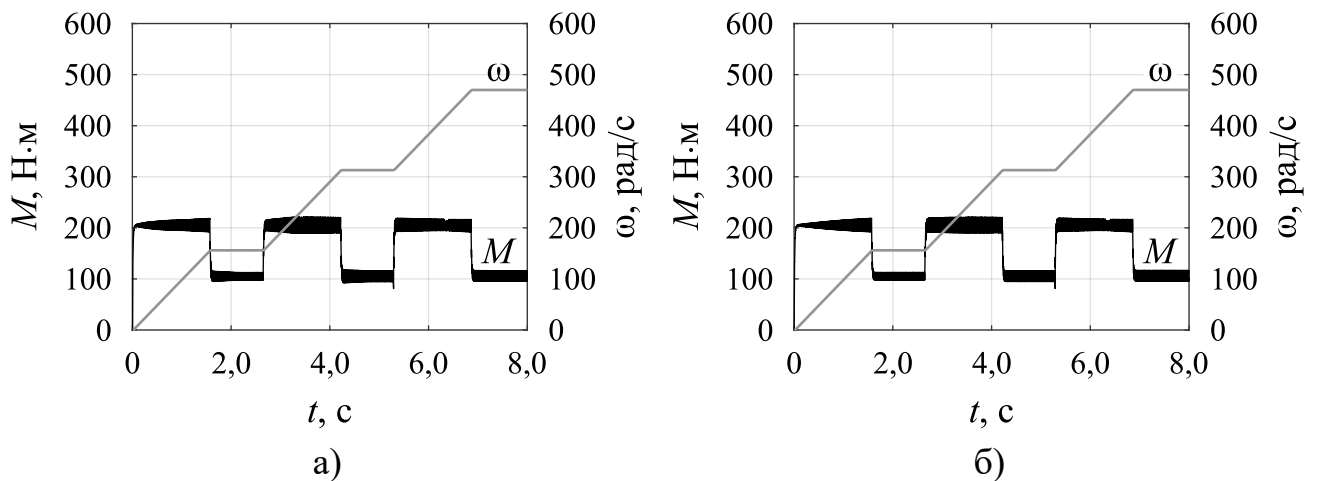


Рисунок 4.31 – Переходные процессы в электроприводе ($\xi > 1$) с синтезированными системами управления при $f_k = 2$ кГц и $M_c = 0,25M_H$

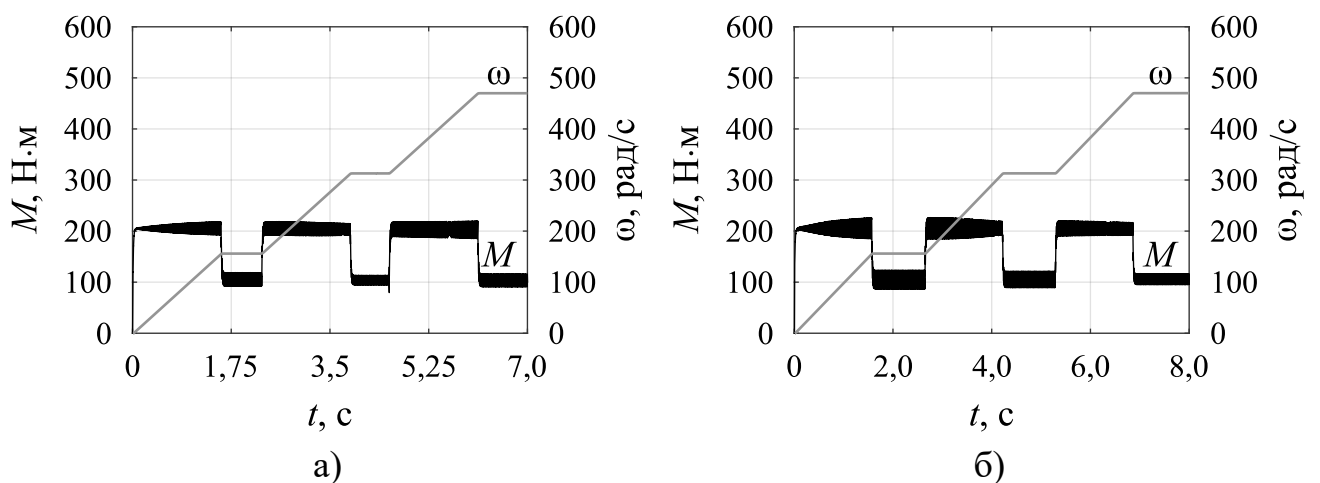


Рисунок 4.32 – Переходные процессы в электроприводах ($\xi = 1$ (а) и $\xi > 1$ (б)) с постоянством задания на потокосцепление статора при $f_k = 2$ кГц и $M_c = 0,25M_H$

Полученные результаты моделирования показывают, что электропривод с синхронными двигателями с постоянными магнитами адекватно работает как в зоне постоянства момента, так и в зоне постоянства мощности.

Классическая система прямого управления моментом с двумя контурами регулирования потокосцепления статора и момента и система прямого управления моментом с пространственно-векторной модуляцией напряжения обмотки статора с двумя контурами регулирования потокосцепления статора и момента показывают идентичные энергетические характеристики. Но система с пространственно-векторной модуляцией имеет меньшее значение пульсаций момента и постоянное значение частоты коммутации силовых ключей. Оба подхода по минимизации тока обмотки статора подтвердили свою работоспособность в данных системах.

В системе прямого управления моментом с пространственно-векторной модуляцией напряжения обмотки статора с одним контуром регулирования момента задание на потокосцепление статора требует корректировки в процессе работы электропривода на больших значениях частот вращения и небольших значениях частоты коммутации силовых ключей, что характерно для тяговых электроприводов. Но данная система лишена недостатков классической системы прямого управления моментом. Применение аналитических подходов в данной системе не всегда может обеспечить минимум тока обмотки статора. Поисковый метод позволяет достичь минимум тока во всем диапазоне изменения частоты вращения и момента сопротивления. Синтез системы управления в данном случае не требует дополнительных координатных преобразований в систему координат, связанную с потокосцеплением статора, в отличие от системы прямого управления моментом с пространственно-векторной модуляцией напряжения обмотки статора с двумя контурами регулирования потокосцепления статора и момента.

Таким образом, результаты моделирования показали, что аналитические зависимости на задание потокосцепления статора обеспечивают высокую точность определения минимума тока обмотки статора во всем диапазоне изменения частоты вращения и нагрузки только в системе прямого управления моментом, содержащей два контура регулирования потокосцепления статора и момента. При

этом система прямого управления моментом, содержащая два контура регулирования потокосцепления статора и момента, при работе в зоне постоянства мощности обеспечивает минимум тока обмотки статора при задании на потокосцепление статора по уравнениям (3.34) или (4.21).

Применение системы поиска минимума тока обмотки статора обеспечивает высокую точность определения минимума тока во всем диапазоне изменения частоты вращения и нагрузки для всех рассматриваемых способов коммутации.

Выводы по разделу 4

1. Получены аналитические зависимости задания на потокосцепление статора от параметров эквивалентной схемы замещения синхронного двигателя с постоянными магнитами с различными конструкциями ротора и его момента сопротивления, обеспечивающие минимум тока обмотки статора.

2. Разработаны структурная схема, алгоритмы работы и математическое описание системы прямого управления моментом синхронным двигателем с постоянными магнитами с поиском минимума тока обмотки статора; структурная схема, алгоритм и математическое описание не зависят от типа магнитной системы ротора.

3. Установлено, что для синхронных двигателей с постоянными магнитами с различными типами магнитной системы ротора определение и поддержание минимального значения тока осуществляется за счет соответствующего изменения потокосцепления статора. Точность поддержания тока в системе поиска минимума тока обмотки статора не зависит от частоты коммутации силовых ключей, параметров схемы замещения, температуры и т.д. и остается примерно постоянной во всех рабочих диапазонах. Точность поддержания тока в системах формирования задания на потокосцепление статора по аналитическим выражениям понижается с уменьшением частоты коммутации силовых ключей, зависимость точности от значения момента сопротивления выражена слабо, несмотря на эффект насыщения магнитопровода статора.

4. Установлено, что время переходного процесса больше в системе с поиском минимума тока обмотки статора, чем в системе с формированием задания по аналитическим выражениям. Сравнение длительности переходных процессов для синхронных двигателей с постоянными магнитами с различными типами магнитной системы ротора показывает, что большая продолжительность переходных процессов характерна для двигателей с магнитной несимметрией.

5. Установлено, что применение синтезированных систем формирования задания на потокосцепление статора не повлияло на точность и быстродействие контуров регулирования частоты вращения и момента, т.к. независимо от типа двигателя электропривод без изменений отрабатывает задание по частоте вращения и возмущения по моменту сопротивления.

6. Формирование задания на потокосцепление статора по аналитическим выражениям может быть рекомендована для применения только в системе прямого управления моментом, содержащей два контура регулирования потокосцепления статора и момента. Система поиска минимума тока обмотки статора может быть рекомендована для применения в различных вариантах реализации систем прямого управления моментом.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основе полученных результатов диссертационного исследования получены следующие итоги, рекомендации и перспективы дальнейшей разработке темы:

1. Проведен анализ основных направлений развития тягового электропривода железнодорожного транспорта, который показал, что дальнейшее совершенствование процессов электромеханического преобразования энергии с обеспечением требуемого качества в переходных и установившихся режимах возможно за счет применения синхронных двигателей с постоянными магнитами.

2. Разработаны эквивалентная схема замещения и дифференциальные уравнения синхронного двигателя с постоянными магнитами с учетом потерь мощности в магнитопроводе статора и постоянных магнитах, насыщения магнитопровода статора, температур обмотки и магнитопровода статора и постоянных магнитов.

3. Разработаны структурные схемы и математическое описание трех вариантов системы прямого управления моментом синхронного двигателя с постоянными магнитами: с двумя контурами регулирования потокосцепления статора и момента с таблицей переключений вектора напряжения; с одним контуром регулирования момента с пространственно-векторной модуляцией напряжения обмотки статора; с двумя контурами регулирования потокосцепления статора и момента с пространственно-векторной модуляцией напряжения обмотки статора.

4. Установлено, что в зоне постоянства момента уменьшение потокосцепления статора при уменьшении момента сопротивления оказывает наибольший эффект уменьшения тока обмотки статора и потерь мощностей для синхронных двигателей с постоянными магнитами с магнитной несимметрией, причем для этого типа двигателей оптимальное значение потокосцепления статора меньше, чем для двигателей, имеющих магнитную симметрию (уменьшение тока обмотки статора может составить до 21,7% от номинального значения для

двигателя с магнитной симметрией и 37,9% – для двигателя с магнитной несимметрией; уменьшение суммарных электромагнитных потерь мощности – до 31,5% от номинального значения для двигателя с магнитной симметрией и 48,7% – для двигателя с магнитной несимметрией (номинальная мощность двигателей 132 кВт, номинальные потери составляют 4 кВт)).

5. Установлено, что в зоне постоянства мощности в широком диапазоне изменения частоты вращения минимум тока обмотки статора обеспечивается заданием на потокосцепления статора, реализующем предельную тяговую характеристику для установленной частоты вращения. Изменение потокосцепления статора при снижении нагрузки приводит к уменьшению тока обмотки статора для двигателей с магнитной симметрией при значениях частоты вращения $\omega \leq 1,25\omega_n$, для двигателей с магнитной несимметрией – $\omega \leq 1,5\omega_n$ (уменьшение тока обмотки статора может составить до 2,5% от номинального значения для двигателя с магнитной симметрией и 18,7% – для двигателя с магнитной несимметрией; уменьшение потерь мощности – до 5,5% от номинального значения для двигателя с магнитной симметрией и 23,2% – для двигателя с магнитной несимметрией).

6. Установлено, что для синхронных двигателей с магнитной симметрией повышение температуры приводит к смещению точки экстремума тока обмотки статора и потерь мощностей в сторону меньших значений потокосцепления статора, а для двигателей с магнитной несимметрией изменение температуры не оказывает значительного влияния на значение потокосцепления статора, обеспечивающего минимум тока обмотки статора и потерь мощности.

7. Разработан лабораторный стенд для исследования процессов электромеханического преобразования энергии в электроприводе с классической системой прямого управления моментом асинхронного двигателя; установлено, что наибольший эффект от изменения потокосцепления статора асинхронного двигателя проявляется только при малых нагрузках, близких к режиму холостого хода (уменьшение тока статора по отношению к номинальному значению тока обмотки статора составляет 9,3% для нагрузки менее 20% от номинальной).

8. Получены аналитические зависимости задания на потокосцепление статора от параметров эквивалентной схемы замещения синхронного двигателя с постоянными магнитами с различными конструкциями ротора и его момента сопротивления, обеспечивающие минимум тока обмотки статора.

9. Разработаны структурная схема, алгоритмы работы и математическое описание системы прямого управления моментом синхронными двигателями с постоянными магнитами с поиском минимума тока обмотки статора; структурная схема, алгоритм и математическое описание не зависят от конструкции ротора.

10. Установлено, что применение синтезированных систем управления (формирования задания на потокосцепление статора) не повлияло на точность и быстродействие контуров регулирования частоты вращения. Точность поддержания тока в системе поиска минимума тока обмотки статора не зависит от частоты коммутации, параметров схем замещения, температуры и т.д. и остается примерно постоянной во всех рабочих диапазонах. Точность поддержания тока в системах формирования задания на потокосцепление статора по аналитическим выражениям понижается с уменьшением частоты коммутации, зависимость точности от значения момента сопротивления выражена слабо, несмотря на эффект насыщения.

11. Рекомендуется применять систему формирования задания на потокосцепление статора по аналитическим выражениям только в системе прямого управления моментом, содержащей два контура регулирования потокосцепления статора и момента. Система поиска минимума тока обмотки статора может быть рекомендована для применения в различных вариантах реализации системы прямого управления моментом.

12. Перспективой дальнейшей разработки темы является оценка возможности минимизации тока обмотки статора других двигателей переменного тока, не рассмотренных в диссертации (синхронных реактивных двигателей, вентильно-индукторных двигателей и др.) за счет изменения задания на потокосцепление статора аналитическим способом и при помощи системы поиска минимума тока обмотки статора в системе прямого управления моментом.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Аносов, В. Н. Методы и средства повышения эффективности систем тягового электропривода автономных транспортных средств: специальность 05.09.03 «Электротехнические комплексы и системы»: диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук [Текст] / Аносов Владимир Николаевич. – Новосибирск, 2008. – 293 с.
2. Анучин, А. С. Разработка системы управления многофазного вентильно-индукторного привода с промежуточным регулируемым звеном постоянного тока: специальность 05.09.03 «Электротехнические комплексы и системы»: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук [Текст] / Анучин Алексей Сергеевич. – Москва, 2004. – 194 с.
3. Анучин, А. С. Разработка цифровых систем эффективного управления комплектов тягового электрооборудования гибридных электрических транспортных средств: специальность 05.09.03 «Электротехнические комплексы и системы»: диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук [Текст] / Анучин Алексей Сергеевич, 2018. – 445 с.
4. Беспалов, В. Я. Математическая модель асинхронного двигателя в обобщенной ортогональной системе координат [Текст] / В.Я. Беспалов, Ю.А. Мощинский, А.П. Петров // Электричество. – 2002. - № 8. – С. 33 – 38.
5. Браславский, И. Я. Энергосберегающий асинхронный электропривод [Текст] / И. Я. Браславский, З. Н. Ишматов, В. Н. Поляков. – М.: Академия, 2004. – 256 с.
6. Бурков, А. Ф. Повышение энергетической эффективности асинхронных электроприводов [Текст] / А. Ф. Бурков, В. В. Миханошин, В. Х. Нгуен // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. – 2021. – № 11. – С. 7-11.
7. Васильев, Б. Ю. Повышение эффективности асинхронных электроприводов с прямым управлением моментом [Текст] / Б. Ю. Васильев, А. Е. Козярук // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: Энергетика. – 2013. – Т. 13, № 2. – С. 75-84.

8. Виноградов, А. Б. Учет потерь и насыщения стали при оптимальном векторном управлении тяговым асинхронным электроприводом [Текст] / А. Б. Виноградов, Н. Е. Гнездов, Н. А. Глебов, С. В. Журавлев // Вестник Ивановского государственного энергетического университета. – 2012. – № 1. – С. 35-41.

9. Виноградов, А. Б. Развитие теории и практическая реализация векторных электроприводов переменного тока с микропроцессорным управлением: специальность 05.09.03 «Электротехнические комплексы и системы»: диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук [Текст] / Виноградов Анатолий Брониславович. – Иваново, 2011. – 339 с.

10. Виноградов, А.Б. Учет потерь в стали, насыщения и поверхностного эффекта при моделировании динамических процессов в частотно-регулируемом асинхронном электроприводе [Текст] / А. Б. Виноградов // Электротехника. – 2005. – №5. – С. 57 – 61.

11. Власьевский, С. В. Анализ тяговых характеристик грузовых электровозов с асинхронным и коллекторным электроприводом [Текст] / С. В. Власьевский, В. Г. Скорик, Л. В. Бузмакова, В. А. Ковалев // Транспорт Азиатско-Тихоокеанского региона. – 2018. – № 1 (14). – С. 22 – 26.

12. Власьевский, С. В. Сравнение энергетической эффективности тягового электропривода электровозов переменного тока на основе коллекторных и асинхронных двигателей [Текст] / С. В. Власьевский, В. А. Кучумов, В. Г. Щербаков // Электротехника. – 2017. – № 9. – С. 72 – 78.

13. Внешнее устройство аналогово-цифрового преобразования для IBM PC/AT – совместимых компьютеров LA-2USB. Руководство по эксплуатации. Режим доступа: https://rudshel.nt-t.ru/images/manuals/LA-2USB-12_14_Y.pdf.

14. Голицын, Е. В. Оценка целесообразности применения мощных и энергоемких накопителей энергии на железнодорожном транспорте [Текст] / Е. В. Голицын // Наукосфера. – 2022. – № 6-1. – С. 182-189.

15. Голоколос, Д. А. Синтез системы управления экранированным асинхронным двигателем на основе векторного описания [Текст] / Д. А. Голоколос,

К. К. Ким, С. Н. Иванов, К. О. Бельский // Ученые записки Комсомольского-на-Амуре государственного технического университета. – 2023. – № 1(65). – С. 31-39.

16. Горожанкин, А. Н. Развитие теории синхронных реактивных и индукторных электрических машин: специальность 2.4.2 «Электротехнические комплексы и системы»: диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук / Горожанкин Алексей Николаевич, 2023. – 305 с.

17. Григорьев, М. А. Оценка возможностей частотных методов синтеза системы управления полупроводниковыми преобразователями [Текст] / М. А. Григорьев // Электротехника. – 2017. – № 4. – С. 6-9.

18. Григорьев, М. А. Синхронный реактивный электропривод с независимым управлением по каналу возбуждения и предельными характеристиками по быстродействию и перегрузочным способностям: специальность 05.09.03 «Электротехнические комплексы и системы»: диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук / Григорьев Максим Анатольевич. – Челябинск, 2013. – 325 с.

19. Евстафьев, А. М. Моделирование энергоэффективной системы прямого управления моментом тягового асинхронного двигателя [Текст] / А. М. Евстафьев, А. А. Пугачев // Электроника и электрооборудование транспорта. – 2022. – № 3. – С. 11-17.

20. Евстафьев, А. М. Повышение энергетической эффективности электрического подвижного состава: специальность 05.09.03 «Электротехнические комплексы и системы»: диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук [Текст] / Евстафьев Андрей Михайлович, 2018. – 396 с.

21. Емельянов, А. П. Алгоритмы управления, моделирование и анализ высокودинамичных асинхронных электроприводов [Текст] / А. П. Емельянов, А. Е. Козярук // Электротехника. – 2011. – № 2. – С. 2-9.

22. Зарифьян, А. А. Повышение энергетической эффективности пассажирских электровозов с асинхронным тяговым приводом при питании от сети постоянного тока: специальность 05.22.07 «Подвижной состав железных дорог, тяга поездов и электрификация»: диссертация на соискание ученой степени

кандидата технических наук [Текст] / Зарифьян Александр Александрович, 2016. – 124 с.

23. Иньков, Ю. М. Формирование задания на потокосцепление ротора в системе векторного управления асинхронным двигателем [Текст] / Ю. М. Иньков, А. С. Космодамианский, А. А. Пугачев // Электроника и электрооборудование транспорта. – 2018 – № 6. – С. 40-42.

24. . Иньков, Ю. М. Потери мощности в асинхронных тяговых двигателях перспективного электроподвижного состава [Текст] / Ю. М. Иньков, Т. Н. Фадейкин, Я. А. Бредихина // Электротехника. – 2014. – № 8. – С. 44 – 47.

25. Казакбаев, В. М. Разработка высокоэффективного синхронного реактивного двигателя: специальность 05.09.01 «Электромеханика и электрические аппараты»: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук [Текст] / Казакбаев Вадим Маратович, 2017. – 128 с.

26. Ключев, В.И. Теория электропривода [Текст] / В.И. Ключев – М.: Энергоатомиздат, 2001. – 704 с.

27. Козярук, А. Е. Современное и перспективное алгоритмическое обеспечение частотно-регулируемых электроприводов [Текст] / А.Е. Козярук, В. В. Рудаков; под ред. А.Г. Народицкого. – СПб.: С.-Петербург. электротехн. компания, 2004. – 128 с.

28. Козярук, А. Е. Структура и алгоритмы управления и автоматизации при использовании мощных электромеханических комплексов с полупроводниковыми преобразователями [Текст] / А. Е. Козярук, М. С. Черемушкина // Записки Горного института. – 2008. – Т. 177. – С. 69-74.

29. Колпахчян, П. Г. Методология комплексного моделирования и способы управления асинхронным тяговым приводом магистральных электровозов: специальность 05.09.03 «Электротехнические комплексы и системы»: диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук [Текст] / Колпахчян Павел Григорьевич. – Новочеркасск, 2006. – 402 с.

30. Колпахчян, П. Г. Перспективы применений синхронных тяговых двигателей с постоянными магнитами на роторе на электроподвижном составе

[Текст] / П. Г. Колпахчян, М. С. Подберезная, А. Р. Шайхиев // Сборник научных трудов «Транспорт: наука, образование, производство»: Сборник трудов Международной научно-практической конференции, Ростов-на-Дону, 17–20 апреля 2018 года. Том 2. – Ростов-на-Дону: Ростовский государственный университет путей сообщения, 2018. – С. 105-108.

31. Конохов, Д. В. Энергоэффективное прямое управление моментом асинхронных тяговых электродвигателей: специальность 05.09.03 «Электротехнические комплексы и системы»: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук [Текст] / Конохов Дмитрий Владимирович, 2018. – 138 с.

32. Копылов, И.П. Математическое моделирование электрических машин: учеб. для вузов [Текст] / И.П. Копылов – М.: Высш.шк., 2001 – 327 с.

33. Космодамианский, А. С. Применение тяговых электроприводов с двух- и трехуровневыми автономными инверторами напряжения [Текст] / А. С. Космодамианский, В. И. Воробьев, А. А. Пугачев // Наука и техника транспорта, 2013. – №1. – С.74 – 83.

34. Космодамианский, А. С. Концепция развития энергосберегающих электромеханических систем: монография [Текст] / А. С. Космодамианский, М. И. Борзенков, В. И. Воробьев, С. Ю. Радченко, О. В. Измеров, О. В. Дорофеев, А. А. Пугачев, С. Н. Злобин, А. В. Самотканов. – Орел: Госуниверситет-УНПК, 2014. – 244 с.

35. Космодамианский, А. С. Моделирование электропривода с асинхронным двигателем в режиме минимума мощности потерь [Текст] / А. С. Космодамианский, В. И. Воробьев, А. А. Пугачев // Электротехника. – 2012. – № 12. – С. 26 – 31.

36. Космодамианский, А. С. Синхронные тяговые электродвигатели в приводах перспективных локомотивов [Текст] / А. С. Космодамианский, С. Н. Злобин, О. В. Измеров // Фундаментальные и прикладные проблемы техники и технологии. – 2023. – № 2(358). – С. 124-137.

37. Литовченко, В. В. Моделирование аварийных режимов в инверторе

напряжения асинхронного тягового привода локомотива [Текст] / В. В. Литовченко, Г. А. Федяева // Вестник МИИТ: Научно-технический журнал. – Выпуск 13. – М.: МИИТ, 2005. – С. 25-29.

38. Маклаков, А. С. Энергосберегающий электропривод на базе двухзвенного преобразователя частоты с активным выпрямителем и автономным инвертором напряжения [Текст] / А. С. Маклаков, В. Р. Гасияров, А. В. Белый // Электротехника: сетевой электронный научный журнал. – 2014. – Т. 1, № 1. – С. 23-30.

39. Маневровый тепловоз ТЭМ23 // TMX URL: <https://tmholding.ru/products/promyshlennyye-manevrovyey/manevrovyy-teplovoz-tem23/> (дата обращения: 03.04.2024).

40. Мещеряков, В. Н. Энергосберегающий асинхронный электропривод на базе матричного преобразователя частоты [Текст] / В. Н. Мещеряков, Д. В. Байков // Электротехника: сетевой электронный научный журнал. – 2015. – Т. 2, № 2. – С. 35-39.

41. Мирошниченко, Е. Е. Алгоритм расчета и исследование сил одностороннего магнитного притяжения в вентильно-индукторной электрической машине при неравномерном воздушном зазоре: специальность 05.09.01 «Электромеханика и электрические аппараты»: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук [Текст] / Мирошниченко Екатерина Евгеньевна, 2016. – 117 с.

42. Михальчук, Н. Л. Электровоз с плавным управлением в режимах независимого и последовательного возбуждения тяговых электродвигателей [Текст] / Н. Л. Михальчук и др. // Железнодорожный транспорт. – 2022. – № 9. – С. 35-39.

43. Мощинский, Ю. А. Обобщенная математическая модель частотно-регулируемого асинхронного двигателя с учетом потерь в стали [Текст] / Ю. А. Мощинский, Аунг Вин Тут // Электричество. – 2007. - № 11. – С. 60 – 66.

44. Мыцык, Г. С. Об использовании асинхронной машины с короткозамкнутым ротором при синтезе генерирующих электротехнических

комплексов [Текст] / Г. С. Мыщык, М. Т. Мье // Практическая силовая электроника. – 2019. – № 2(74). – С. 46-55.

45. Никифоров, Б. В. Вентильно-индукторные двигатели для тяговых электроприводов [Текст] / Б. В. Никифоров, С. А. Пахомин, Г. К. Птах // Электричество. – 2007. – № 2. – С. 34-38.

46. Омара, А. М. Прямое управление моментом в тяговом электроприводе с магнитоэлектрическим двигателем на основе пространственно-векторной модуляции [Текст] / А. М. Омара, М. А. Слепцов // Электричество. – 2019. – № 5. – С. 47-57.

47. Патент на полезную модель № 210195 U1 Российская Федерация, МПК G01M 17/00. Стенд для моделирования динамических процессов в тяговом приводе локомотива с электропередачей: № 2021138435: заявл. 21.12.2021: опубл. 31.03.2022 [Текст] / Н. В. Чуприна, А. А. Пугачев, В. И. Воробьев, С. В. Седых; заявитель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Брянский государственный технический университет».

48. Пугачев, А. А. Моделирование динамических режимов работы электроприводов с системой векторного управления синхронным двигателем [Текст] / А. А. Пугачев, Н. В. Чуприна // Бюллетень результатов научных исследований. – 2023. – № 3. – С. 100-113.

49. Пугачев, А. А. Система прямого управления моментом синхронного двигателя с постоянными магнитами с поиском минимума тока статора [Текст] / А. А. Пугачев, Н. В. Чуприна // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. – 2024. – Т. 67, № 1. – С. 46-55.

50. Пугачев, А. А. Энергоэффективные электроприводы с асинхронными двигателями для магистральных локомотивов: специальность 05.09.03 «Электротехнические комплексы и системы»: диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук [Текст] / Пугачев Александр Анатольевич, 2020. – 251 с.

51. Раджибаев, Д. О. Применение электровозов с четырехквadrантным преобразователем на железных дорогах Узбекистана: специальность 05.22.07

«Подвижной состав железных дорог, тяга поездов и электрификация»: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук [Текст] / Раджибаев Давран Октамбаевич. – Санкт-Петербург, 2011. – 101 с.

52. Ребров, И. А. Накопители электрической энергии в системе тягового электроснабжения железных дорог постоянного тока [Текст] / И. А. Ребров, М. В. Шевлюгин, А. В. Котельников, Д. В. Ермоленко // Интеллектуальная энергетика на транспорте и в промышленности : Материалы всероссийской молодежной научно-практической конференции с международным участием, Омск, 04–05 октября 2018 года. – Омск: Омский государственный университет путей сообщения, 2018. – С. 67-79.

53. Савоськин, А.Н. Автоматизированные системы управления электроподвижным составом: учебник: в 3 ч. Ч. 1: Теория автоматического управления [Текст] / под ред. Л.А. Баранова, А.Н. Савоськина – изд-во УМЦ ЖДТ (Маршрут), 2014. – 400 с.

54. Седых, С. В. Идентификация параметров асинхронного двигателя посредством преобразователя частоты ACS850 [Текст] / С. В. Седых, Н. В. Чуприна // Новые горизонты: Материалы VII научно-практической конференции с международным участием, Брянск, 20 марта 2020 года. – Брянск: Брянский государственный технический университет, 2020. – С. 543-547.

55. Седых, С. В. Моделирование электропривода с асинхронным двигателем и системой векторного управления в энергосберегающем режиме [Текст] / С. В. Седых, Н. В. Чуприна, А. А. Пугачев // САПР и моделирование в современной электронике : Сборник научных трудов IV Международной научно-практической конференции, Брянск, 22–23 октября 2020 года. – Брянск: Брянский государственный технический университет, 2020. – С. 181-184.

56. Сидоров, С. Н. Матричный преобразователь частоты в режимах скалярного управления [Текст] / С. Н. Сидоров // Электричество. – 2010. – № 7. – С. 26-33.

57. Татуйко, П. С. Повышение энергоэффективности систем электроснабжения транспортных средств: специальность 05.09.03

«Электротехнические комплексы и системы»: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук [Текст] / Татуйко Павел Станиславович, 2022. – 140 с.

58. Фадейкин, Т. Н. Исследование тяговых электроприводов с асинхронными двигателями для подвижного состава железных дорог с целью повышения их энергетической эффективности: специальность 05.09.03 «Электротехнические комплексы и системы»: автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук [Текст] / Фадейкин Тимофей Николаевич. – Москва, 2016. – 22 с.

59. Федяева, Г. А. Прогнозирование динамических процессов при нестационарных и аварийных режимах тяговых электроприводов с асинхронными двигателями: специальность 05.09.03 «Электротехнические комплексы и системы», 05.22.07 «Подвижной состав железных дорог, тяга поездов и электрификация»: диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук [Текст] / Федяева Галина Анатольевна. – Москва, 2008. – 372 с.

60. Чуприна, Н. В. Анализ технических характеристик тяговых электроприводов подвижного состава [Текст] / Н. В. Чуприна // Новые горизонты: VIII научно-практическая конференция с международным участием. Сборник материалов и докладов, Брянск, 20 марта 2021 года. – Брянск: Брянский государственный технический университет, 2021. – С. 723-727.

61. Чуприна, Н. В. Моделирование системы векторного управления тяговым синхронным двигателем с постоянными магнитами [Текст] / Н. В. Чуприна, А. А. Пугачев // Электротехнические системы и комплексы. – 2022. – № 2(55). – С. 10-17.

62. Чуприна, Н. В. Моделирование системы «синхронный генератор - преобразователь частоты - синхронный двигатель» [Текст] / Н. В. Чуприна, А. А. Пугачев // Автоматизация и моделирование в проектировании и управлении. – 2023. – № 3(21). – С. 89-96.

63. Чуприна, Н. В. Моделирование электропривода переменного тока с алгоритмами пространственно-векторной модуляции [Текст] / Н. В. Чуприна и др.

// Автоматизация и моделирование в проектировании и управлении. – 2022. – № 1(15). – С. 80-88.

64. Чуприна, Н. В. Результаты сравнительной оценки тяговых электроприводов с синхронными и асинхронными двигателями [Текст] / Н. В. Чуприна, А. А. Пугачев // Энергетика: состояние, проблемы, перспективы: Материалы XIII Всероссийской научно-технической конференции, Оренбург, 25–27 октября 2022 года. – Оренбург: Оренбургский государственный университет, 2022. – С. 337-341.

65. Чуприна, Н. В. Система прямого управления моментом тягового синхронного двигателя с постоянными магнитами с минимизацией потерь мощности [Текст] / Н. В. Чуприна, А. А. Пугачев // Интеллектуальная электротехника. – 2022. – № 4(20). – С. 22-37.

66. Чуприна, Н. В. Сравнение энергоэффективности частотных преобразователей, используемых в электроприводе тягового подвижного состава [Текст] / Н. В. Чуприна // Новые горизонты: Материалы VI Международной научно-практической конференции, посвященной 90-летию БГТУ, Брянск, 21 марта 2019 года. – Брянск: Брянский государственный технический университет, 2019. – С. 925-929.

67. Чуприна, Н. В. Сравнительная оценка энергоэффективности систем управления автономным инвертором напряжения в составе электропривода переменного тока [Текст] / Н. В. Чуприна, С. В. Седых, А. А. Пугачев // САПР и моделирование в современной электронике : Сборник научных трудов IV Международной научно-практической конференции, Брянск, 22–23 октября 2020 года. – Брянск: Брянский государственный технический университет, 2020. – С. 208-211.

68. Чуприна, Н. В. Сравнительная оценка энергоэффективности электроприводов с асинхронными двигателями при различных законах управления [Текст] / Н. В. Чуприна, С. В. Седых, А. А. Пугачев // САПР и моделирование в современной электронике : Сборник научных трудов III Международной научно-

практической конференции, Брянск, 24–25 октября 2019 года. – Брянск: Брянский государственный технический университет, 2019. – С. 132-135.

69. Чуприна, Н. В. Сравнительный анализ систем управления автономным инвертором напряжения для электроприводов переменного тока [Текст] / Н. В. Чуприна // САПР и моделирование в современной электронике: Сборник научных трудов V Международной научно-практической конференции, Брянск, 21–22 октября 2021 года. – Брянск: Новый формат, 2021. – С. 148-151.

70. Шевлюгин, М. В. Энергосберегающие технологии на железнодорожном транспорте и метрополитенах, реализуемые с использованием накопителей энергии: специальность 05.09.03 «Электротехнические комплексы и системы»: диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук [Текст] / Шевлюгин Максим Валерьевич. – Москва, 2014. – 345 с.

71. Шохин, В. В. Моделирование системы векторного управления асинхронным двигателем с преобразованием координат электропривода [Текст] / В. В. Шохин и др. // Электротехнические системы и комплексы. – 2022. – № 1(54). – С. 29-37.

72. Экспозиция TMX // TMX URL: <https://tmholding.ru/railway-expo/> (дата обращения: 03.04.2024).

73. Abu-Rub, H. High Performance Control of AC Drives with Matlab/Simulink Models / H. Abu-Rub, A. Iqbal, J. Guzinski. – John Wiley & Sons Ltd., 2012. – 492 pp.

74. Ba, X. Development of Equivalent Circuit Models of Permanent Magnet Synchronous Motors Considering Core Loss / X. Ba [et al.] //Energies. – 2022. – Vol. 15. – No. 6. – P. 1-18.

75. Balamurali, A. Online multi-parameter identification of permanent magnet synchronous motors in EV application considering iron losses / A. Balamurali [et al.] // 2016 XXII International Conference on Electrical Machines. – 2016. – P. 2306-2312.

76. Boldea, I. Active Flux Concept for Motion-Sensorless Unified AC Drives / I. Boldea, M. C. Paicu, G. -D. Andreescu // IEEE Transactions on Power Electronics. 2008. – Vol. 23. No. 5. P. 2612-2618.

77. Cao, Y. Research on Characteristic Model-based Adaptive Control of High-speed Permanent Magnet Synchronous Motor With Time Delay / Y. Cao, J. Guo // *Int. J. Control Autom. Syst.* 22. – 2024. – P. 460–474.
78. Cao, Y. Sensorless Control of High-Speed Motors Subject to Iron Loss / Y. Cao, J. Guo // *Energies*. – 2022. – P. 1-14.
79. Caruso, M. Characterization of the parameters of interior permanent magnet synchronous motors for a loss model algorithm / M. Caruso [et al.] // *Measurement*. – 2017. – Vol. – 106. – P. 196-202.
80. Cavallaro, C. Efficiency enhancement of permanent-magnet synchronous motor drives by online loss minimization approaches / C. Cavallaro [et al.] // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. – 2005. – Vol. 52. – No. 4. – P. 1153-1160.
81. Chen, X. A High-Fidelity and Computationally Efficient Model for Interior Permanent-Magnet Machines Considering the Magnetic Saturation, Spatial Harmonics, and Iron Loss Effect / X. Chen [et al.] // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. – 2015. – Vol. 62. – No. 7. P. 4044-4055.
82. Crider, J. M. An Inner Rotor Flux-Modulated Permanent Magnet Synchronous Machine for Low-Speed High-Torque Applications / J. M. Crider, S. D. Sudhoff // *IEEE Transactions on Energy Conversion*. – 2015. – Vol. 30. – No. 3. – P. 1247-1254.
83. Depenbrock, M. Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine / M. Depenbrock // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 1988. – Vol. 3. – No. 4. – P. 420-429.
84. Dutta, C. Comparison between conventional and loss d-q model of PMSM / C. Dutta, S. M. Tripathi // *2016 International Conference on Emerging Trends in Electrical Electronics & Sustainable Energy Systems*. – 2016. – P. 256-260.
85. Elsherbiny, H. Comparative Evaluation for Torque Control Strategies of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor for Electric Vehicles / H. Elsherbiny, M. K. Ahmed, M. A. Elwany // *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*. – 2021. – Vol. 65. – No. 3. – P. 244-261.

86. Fernandez-Bernal, F. Determination of parameters in interior permanent-magnet synchronous motors with iron losses without torque measurement / F. Fernandez-Bernal, A. Garcia-Cerrada, R. Faure // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2001. – Vol. 37. – No. 5. – P. 1265-1272.
87. Gao, F. Optimal Pulsewidth Modulation of Nine-Switch Converter / F. Gao // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2010. – Vol. 25. – No. 9. – P. 2331-2343.
88. Guo, Q. Design and implementation of a loss optimization control for electric vehicle in-wheel permanent-magnet synchronous motor direct drive system / Q. Guo [et al.] // Applied Energy. – 2017. – Vol. 204. – P. 1317-1332.
89. Guo, Z. The Study on Mathematical Model and Simulation of Asynchronous Motor Considering Iron Loss / Z. Guo, Q. Zhang // Journal of Physics: Conference Series. – 2018. – P. 1-6.
90. Haddoun, A. A Loss-Minimization DTC Scheme for EV Induction Motors / A. Haddoun [et. al.] // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2007. – Vol. 56. – No. 1. P. 81-88.
91. Hillmansen, S. The Rise of the Permanent Magnet Traction Motor / S. Hillmansen, Felix Schmid, Thomas Schmid // Railway Gazette International. 2011. – P. 3034.
92. Hrkel, M. Maximum torque per ampere control strategy of induction motor with iron losses / M. Hrkel, J. Vittek, Z. Biel // 2012 ELEKTRO. – 2012. – P. 185-190.
93. Ibrahim, Z. Independent speed sensorless control of dual parallel PMSM based on Five-Leg Inverter / Z. Ibrahim, J. M. Lazi, M. Sulaiman // International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices. – 2012. – P. 1-6.
94. Iino, K. An experimental study on induction motor drive with a single phase — Three phase matrix converter / K. Iino, K. Kondo, Y. Sato // 2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications. – 2009. – P. 1-9. 94
95. Inkov, Y.M., Comparative Assessment of Electric Drives with a Vector-Control System for Asynchronous Motors / Y. M Inkov, A. S. Kosmodamianskiy, A. A. Pugachev, T. N. Fadeykin, N. V. Chuprina // Russian Electrical Engineering. – 2022. – Vol. 93. – P. 570–575.

96. Inkov, Y. M. Formation of a Task of the Stator Flux Linkage of a Synchronous Motor with Permanent Magnets in a Direct Torque-Control System / Y. M. Inkov, A. S. Kosmodamiansky, A. A. Pugachev, N. V. Chuprina // Russian Electrical Engineering. – 2023. – Vol. 94, No. 9. – P. 645-649.
97. Inoue, Y. Comparative study of PMSM Drive systems based on current control and direct torque control in flux-weakening control region / Y. Inoue, S. Morimoto, M. Sanada // 2011 IEEE International Electric Machines & Drives Conference. – 2011. – P. 1094-1099.
98. Ishikawa, K. Traction inverter that applies hybrid module using 3-kV SiC-SBDs / K. Ishikawa [et al.] // The 2010 International Power Electronics Conference. – 2010. – P. 3266-3270.
99. Kakosimos P. Deadbeat Predictive Control for PMSM Drives With 3-L NPC Inverter Accounting for Saturation Effects / P. Kakosimos, H. Abu-Rub // IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics. – 2018. – Vol. 6. – No. 4. – P. 1671-1680.
100. Kang, G.-H., Improved parameter modeling of interior permanent magnet synchronous motor based on finite element analysis / G.-H. Kang [et al.] // IEEE Transactions on Magnetics. – 2000. – Vol. 36. – No. 4. – P. 1867-1870.
101. Kondo, M. Energy consumption calculation of permanent magnet synchronous motors for railway vehicle traction using equivalent circuit / M. Kondo, J. Kawamura, T. Terauchi // IEEJ Transaction. – 2005. 125-D(4). –P. 313–320.
102. Kondo, M. Rotor design for high efficiency induction motors for railway vehicle traction / M. Kondo, R. Ebizuka, A. Yasunaga // International Conference on Electrical Machines and Systems. – 2009. – P. 1-4.
103. Krishnan, R. Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives / R. Krishnan. – CRC Press, 2017. – 611 p.
104. Li, H. In-depth study on technical advantages and technical difficulties of high power permanent magnet direct drive / H. Li [et al.] // Railway Loco. & Car. – 2020. – Vol. 40. – No. 4. – P. 51–53.

105. Liu, L. Research on energy saving technology of metro permanent magnet synchronous traction system / L. Liu, W. Chen, X. Liu, T. He // *Electric Drive for Locomotives*. – 2018. – Vol. 6. – P. 23–25, 2018.

106. Ma, G. Review on permanent magnet direct drive technology of railway vehicles / G. Ma [et al.] // *Journal of Traffic and Transportation Engineering*. – 2021. – Vol. 21. – No. 1. – P. 217–232.

107. Mademlis, C. On considering magnetic saturation with maximum torque to current control in interior permanent magnet synchronous motor drives / C. Mademlis , V. G. Agelidis // *IEEE Transactions on Energy Conversion*. – 2001. – Vol. 16. – No. 3. – P. 246-252.

108. Matsuoka, K. Development Trend of the Permanent Magnet Synchronous Motor for Railway Traction / K. Matsuoka, S. Member // *IEEJ Trans Electr. Electron. Eng.* – 2007. – Vol. 2. – P. 154–161.

109. Matsuoka, K. Totally-Enclosed Type Traction Motor Using Permanent Magnet Synchronous Motor / K. Matsuoka, M. Kondo, Y. Shimizu // *IEEJ Transactions on Industry Applications*. – 2004. – Vol. 124. – No. 2. – P. 175-182.

110. Meessen, K. J. Inductance Calculations of Permanent-Magnet Synchronous Machines Including Flux Change and Self- and Cross-Saturations / K. J. Meessen [et al.] // *IEEE Transactions on Magnetics*. – 2008. – Vol. 44. No. 10. – P. 2324-2331.

111. Mellor, P. H. A computationally efficient iron loss model for brushless AC machines that caters for rated flux and field weakened operation / P. H. Mellor, R. Wrobel, D. Holliday // *IEEE International Electric Machines and Drives Conference*. – 2009. – P. 490-494.

112. Mitran, I.-A. Induction motor parameters determination for iron losses analysis / I.-A. Mitran, A. Bitoleanu, M. Lincă // *2012 International Conference on Applied and Theoretical Electricity*. 2012. – P. 1-6.

113. Morimoto, S. Effects and Compensation of Magnetic Saturation in Flux-Weakening Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor Drives / S. Morimoto, M. Sanada, Y. Takeda // *IEEE Transactions on Industry Applications*. – 1994. – Vol. 30. – No. 6. – P. 1632-1637.

114. Morimoto, S. Loss minimization control of permanent magnet synchronous motor drives / S. Morimoto [et al.] // IEEE Trans. Ind. Electron. – 1994. – Vol. 41. – No. 5. – P. 511–517.
115. Nategh, N. A Review on Different Aspects of Traction Motor Design for Railway Applications / S. Nategh [et al.] // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2020. – Vol. 56. – No. 3. – P. 2148-2157.
116. Nozawa, Y. Performance for Position Control of Two Permanent Magnet Synchronous Motors with the Five-Leg Inverter / Y. Nozawa [et al.] // IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics. – 2006. – P. 1182-1187.
117. Ogawa, K. Development of High-Efficiency Drive System with All-SiC Inverter and High-Efficiency 8-pole PMSM / K. Ogawa, et al. // Technologies to Achieve Smarter Mobility. – 2020. – Vol. 69. – No. 6. P. 65-68.
118. Paul, S. State-of-the-art review of railway traction motors for distributed traction considering South Korean high-speed railway / S. Paul [et al.] // Energy Reports. – 2022. – Vol. 8. – P. 14623-14642.
119. Qi, G. Influence of Skew and Cross-Coupling on Flux-Weakening Performance of Permanent-Magnet Brushless AC Machines / G. Qi [et al.] // IEEE Transactions on Magnetics. – 2009. – Vol. 45. – No. 5. – P. 2110-2117.
120. Qiao, F. An Accurate Mathematic Model for PMSM by Taking Total Losses and Saturation into Account / F. Qiao, Z. Liu // Appl. Mech. Mater. – 2015. – Vol. 742. – P. 505–510.
121. Ronanki, D. Comprehensive Topological Overview of Rolling Stock Architectures and Recent Trends in Electric Railway Traction Systems / D. Ronanki, S. A. Singh, S. S. Williamson// IEEE Transactions on Transportation Electrification. – 2017. – Vol. 3. – No. 3. – P. 724-738.
122. Setiyoso, A. Design of traction motor 180kW type SCIM for KRL (EMU) Jabodetabek re-powering project / A. Setiyoso [et al.] // International Conference on Electrical Engineering and Computer Science. – 2014. – P. 341-344.

123. Shutta, Y. Behavioral modeling of permanent magnet synchronous motor fed by PWM inverters considering iron losses due to carrier harmonics / Y. Shutta; Y. Takahashi, K. Fujiwara // *Electr. Eng. Jpn.* – 2020. – P. 1-10.

124. Siahbalaee, J. Model-based loss minimization of direct torque controlled permanent magnet synchronous motors / J. Siahbalaee, S. Vaez-Zadeh // *2010 1st Power Electronic & Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC)*. – 2010. – P. 273-278.

125. Simanek, J. FOC and flux weakening for traction drive with permanent magnet synchronous motor / J. Simanek, J. Novak, O. Cerny // *Proceedings of the 2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. – 2008. – P. 753-758.

126. Sough, M. L. Permanent Magnet Motor Modeling For Railway Application / M. L. Sough [et al.] // *Semaine des jeunes chercheurs de Bourgogne Franche-Comté*. – 2012.

127. Takahashi, I. A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor / I. Takahashi, T. Noguchi // *IEEE Transactions on Industry Applications*. – 1986. – Vol. IA-22. – No. 5. – P. 820-827.

128. Torrent, M. Permanent Magnet Synchronous Motor with Different Rotor Structures for Traction Motor in High Speed Trains / M. Torrent, J.I. Perat, J.A. Jiménez // *Energies*. – 2018. – Vol. 11. – No. 6:1549. – P. 1-17.

129. Urasaki, N. Relationship of Parallel Model and Series Model for Permanent Magnet Synchronous Motors Taking Iron Loss Into Account / N. Urasaki, T. Senjyu, K. Uezato // *IEEE Transactions on Energy Conversion*. – 2004. – Vol. 19. – No. 2. – P. 265-270.

130. Vaez-Zadeh, S. Torque compensation in permanent magnet synchronous motor drives for constant torque, varying flux operation / S. Vaez-Zadeh // *IEEE 31st Ann. Power Electron. Specialists Conf.* – 2000. – Vol. 3. – P. 1124–1129.

131. Wang, A. A New Exponential Reaching Law of Sliding Mode Control to Improve Performance of Permanent Magnet Synchronous Motor / A. Wang, X. Jia, S. Dong // *IEEE Transactions on Magnetics*. – Vol. 49. – No. 5. – P. 2409-2412.

132. Wang, J. Research on Direct Drive Technology of the Permanent Magnet Synchronous Motor for Urban Rail Vehicles / J. Wang [et al.] // *Mathematical Problems in Engineering*. – 2022. – Vol. 2022. P.1-13.

133. Wee, S.-D. Stator-flux-oriented control of induction motor considering iron loss / S.-D. Wee, M.-H. Shin, D.-S. Hyun // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. – 2001. – Vol. 48. – No. 3. – P. 602-608.

134. Wijenayake, A. H. Modeling and analysis of permanent magnet synchronous motor by taking saturation and core loss into account / A. H. Wijenayake, P. B. Schmidt // *Proceedings of Second International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, Singapore. – 1997. – Vol. 2. – P. 530-534.

135. Wilamowski, B. M. Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives / B. M. Wilamowski, J. D. Irwin. – CRC Press, 2011. – 1016 p.

136. Xie, W. Dynamic Loss Minimization of Finite Control Set-Model Predictive Torque Control for Electric Drive System / W. Xie [et al.] // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 2016. – Vol. 31. – No. 1. – P. 849-860.

137. Yamazaki, K. A Novel Rotor Design of Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors to Cope with Both Maximum Torque and Iron-Loss Reduction / K. Yamazaki [et al.] // *IEEE Transactions on Industry Applications*. – 2013. – Vol. 49. – No. 6. – P. 2478-2486.

138. Yang, Y. Design and Comparison of Interior Permanent Magnet Motor Topologies for Traction Applications / Y. Yang [et al.] // *IEEE Transactions on Transportation Electrification*. – 2017. – Vol. 3. – No. 1. P. 86-97.

139. Yang, Y. Efficiency improvement of permanent magnet synchronous motor for electric vehicles / Y. Yang [et al.] // *Energy*. – 2020. – Vol. 213. – P. 1-11.

140. Zakharov, A. V. Experience in Developing a Synchronous Electric Motor with Permanent Magnet Excitation / A. V. Zakharov [et al.] // *Russ. Electr. Engin.* – 2024. – Vol. 95. P. 51–55.

141. Zhan, Z. Influence of different permanent magnet motors on rail transit direct-drive permanent magnet traction control system / Z. Zhan [et al.] // *Urban Mass Transit*. – 2021. – No. 3. – P. 81–85.

142. Zhang, H. Improved energy saving control of IMSM based on the weighted average current method / L. Zhao [et al.] // Energy Reports. – 2021. – Vol. 7. – P. 292-299.

143. Zhao, L. The Efficiency Optimization of Permanent Magnet Synchronous Machine DTC for Electric Vehicles Applications Based on Loss Model / L. Zhao, X. Zhou, D. Gao // Proceedings of the 2015 International Power, Electronics and Materials Engineering Conference. – 2015. – P. 70-75.

ПРИЛОЖЕНИЕ А. Патент на полезную модель № 210195

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ПОЛЕЗНУЮ МОДЕЛЬ

№ 210195

**Стенд для моделирования динамических процессов в
тяговом приводе локомотива с электропередачей**

Патентообладатель: *Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
"Брянский государственный технический университет"*
(RU)

Авторы: *Чуприна Николай Валентинович (RU), Пугачев
Александр Анатольевич (RU), Воробьев Владимир
Иванович (RU), Седых Сергей Владимирович (RU)*

Заявка № 2021138435

Приоритет полезной модели 21 декабря 2021 г.

Дата государственной регистрации
в Государственном реестре полезных
моделей Российской Федерации 31 марта 2022 г.Срок действия исключительного права
на полезную модель истекает 21 декабря 2031 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Ю.С. Зубов



ПРИЛОЖЕНИЕ Б. Акты о внедрении результатов кандидатской диссертации



АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО
«УПРАВЛЯЮЩАЯ КОМПАНИЯ
«БРЯНСКИЙ МАШИНОСТРОИТЕЛЬНЫЙ ЗАВОД»

Россия, 241035, г. Брянск, ул. Ульянова, д. 26

Тел.: [4832] 36-02-20, факс: [4832] 68-79-62,
http: //www.ukbmz.ru, e-mail: odo@ukbmz.ru



Дата _____ Исх. № _____
На № _____ от _____

АКТ

о внедрении результатов кандидатской диссертации

Диссертационная работа Чуприны Николая Валентиновича «Система прямого управления моментом тягового синхронного двигателя локомотива с минимизацией тока обмотки статора» и её результаты направлены на повышение энергоэффективности современного тягового электропривода переменного тока, доля которого в отечественном локомотивостроении постоянно повышается.

Применение синхронных тяговых электродвигателей с постоянными магнитами при проектировании новых серий маневровых и магистральных локомотивов с автономным источником энергии повысит качество работы тягового электропривода переменного тока в переходных и установившихся режимах. Для улучшения энергоэффективности перспективных локомотивов предлагаемые в диссертации решения могут быть учтены в проектах новой техники.

Тем не менее отдельные положения диссертационной работы Чуприны Н. В. учтены при подготовке технико-экономических обоснований проектов локомотивов с автономным источником энергии с асинхронным тяговым электроприводом, а также в работах по созданию «цифровых двойников» локомотивов (схемы и математическое описание системы прямого управления моментами в 1D моделировании).

АО «УК «БМЗ»:
241035, Брянская область,
г. Брянск, ул. Ульянова, д. 26

Заместитель технического директора

АО «УК «БМЗ»

E-mail: Vasyukov@ukbmz.ru

Тел. (4832) 36-02-52



Васюков

Евгений Сергеевич

17.06.2024г.

Система менеджмента качества
сертифицирована на соответствие
требованиям ISO/TS 22163:2017,
ISO 9001:2015, ГОСТ Р ИСО 9001-2015





Ф 7.5-533

Обособленное подразделение ООО «ТМХ Инжиниринг»
в г. Брянск «Конструкторское бюро «Локомотивы»
ул. Ульянова, д. 26, Брянск,
Брянская обл., Россия, 241035
Тел.: +7 495 539 22 05
Email: op_brk@tmh-eng.ru

19.06.2024 № _____

На № _____ от _____

АКТ

о внедрении результатов кандидатской диссертации

Настоящим подтверждается, что результаты, полученные в диссертационной работе Чуприны Николая Валентиновича «Система прямого управления моментом тягового синхронного двигателя локомотива с минимизацией тока обмотки статора», представленной для рассмотрения на соискание ученой степени кандидата технических наук, приняты и учтены при проектировании новых магистральных и маневровых автономных локомотивов, в тяговом электроприводе которых применяются двигатели переменного тока.

Предложенный алгоритм поиска минимума тока обмотки статора в различных режимах работы тяговых двигателей переменного тока, необходимый для повышения энергетической эффективности тягового электропривода может быть использован при синтезе системы управления тяговым и вспомогательным электроприводом; учтен полученный сравнительный анализ энергетической эффективности применяемых и перспективных двигателей переменного тока в тяговом электроприводе железнодорожного транспорта.



Главный конструктор

В.С. Титомир

Лауреат Премии
Стандартизатор года

Система менеджмента предприятия
сертифицирована на соответствие
требованиям ISO 9001:2015,
ГОСТ Р ИСО 9001-2015, EN 15085-2

«УТВЕРЖДАЮ»

Первый проректор

ФГБОУ ВО «Брянский государственный
технический университет», к.т.н., доц.

В.М. Сканцев

2024 г

АКТ о внедрении

результатов диссертационной работы Чуприны Николая Валентиновича
«Система прямого управления моментом тягового синхронного двигателя
локомотива с минимизацией тока обмотки статора»

Настоящим подтверждаем, что материалы диссертации Н.В. Чуприны
«Система прямого управления моментом тягового синхронного двигателя
локомотива с минимизацией тока обмотки статора» получили практическое
применение в ФГБОУ ВО «Брянский государственный технический университет».

На кафедре «Турбиностроение, электро- и теплоэнергетика» («ТЭиТЭ») факультета энергетики и электроники разработанные математические модели двигателей переменного тока и систем прямого управления моментом используются при изучении дисциплин «Электрический привод», «Системы управления электроприводов», «Нелинейные системы автоматического управления», а также при прохождении студентами направлений подготовки бакалавриата 13.03.02 и магистратуры 13.04.02 Электроэнергетика и электротехника производственной практики (научно-исследовательская работа).

Заведующий кафедрой «ТЭиТЭ»

д.т.н., доц.

А.А. Пугачев