

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ ГОРНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»

На правах рукописи

Лутонин Александр Сергеевич



**Структура и алгоритмы энергоэффективного управления
электротехническим комплексом транспортного средства с
использованием мотор-колес с синхронными двигателями**

Специальность 05.09.03 —

Электротехнические комплексы и системы

Диссертация на соискание учёной степени
кандидата технических наук

Научные руководители:
доктор технических наук, доцент
Шклярский Ярослав Элиевич
доктор технических наук, профессор

Шонин Олег Борисович

Санкт-Петербург — 2020

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	5
ГЛАВА 1 АНАЛИЗ СОСТОЯНИЯ ТЕОРЕТИЧЕСКИХ ИССЛЕДОВАНИЙ И ПРАКТИЧЕСКИХ РАЗРАБОТОК СОВРЕМЕННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ НА БАЗЕ СИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ	11
1.1 Топологии электромобилей	11
1.2 Мотор-колеса в составе электротранспорта	13
1.3 Типы синхронных двигателей с постоянными магнитами	15
1.4 Методы управления синхронными двигателями с постоянными магнитами	18
1.4.1 Управление СДПМ от одного преобразователя частоты . . .	18
1.4.2 Управление СДПМ от нескольких преобразователей частоты	20
1.5 Выводы по Главе 1	25
ГЛАВА 2 МЕТОДИКА УПРАВЛЕНИЯ СДПМ С РАЗОМКНУТОЙ ОБМОТКОЙ СТАТОРА И БУФЕРНЫМ КОНДЕНСАТОРОМ ДЛЯ РАБОТЫ В ШИРОКОМ ДИАПАЗОНЕ СКОРОСТЕЙ	27
2.1 Математическое описание синхронного двигателя с постоянными магнитами	28
2.1.1 Преобразования Кларк и Парка	28
2.1.2 Математическая модель синхронного электродвигателя с постоянными магнитами во вращающейся системе координат $d - q$	30
2.2 Пределы рабочих характеристик синхронного двигателя с постоянными магнитами	35
2.2.1 Зона достижения максимального крутящего момента на валу с минимальным питающим током СДПМ (МТРА) . . .	37
2.2.2 Зона максимального тока СДПМ (МС)	42

2.2.3	Зона достижения максимального крутящего момента на валу к минимальному управляющему напряжению СДПМ (MTPV)	44
2.2.4	Зона ослабленного поля СДПМ (FW)	45
2.2.5	Определение пограничных точек смены алгоритма управления	47
2.2.6	Способ определения оптимального алгоритма управления	51
2.3	Алгоритм управления СДПМ в составе системы электропривода с двумя преобразователями частоты и буферным конденсатором в качестве вторичного источника энергии	52
2.4	Выводы по Главе 2	60
ГЛАВА 3 РАСЧЁТ ХАРАКТЕРИСТИК СИЛОВОЙ УСТАНОВКИ ЭЛЕКТРОТРАНСПОРТНОГО СРЕДСТВА		61
3.1	Математическая модель транспортного средства	62
3.1.1	Силы аэродинамического сопротивления	63
3.1.2	Силы трения качения	63
3.1.3	Силы трения скольжения	64
3.1.4	Результирующая сила	64
3.2	Расчёт параметров синхронного двигателя с постоянными магнитами с учетом параметров транспортного средства	65
3.3	Выбор буферного конденсатора	70
3.3.1	Типы конденсаторов	71
3.3.2	Определение минимального значения ёмкости конденсатора	75
3.4	Выводы по Главе 3	79
ГЛАВА 4 ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ УПРАВЛЕНИЯ СИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ С РАЗОМКНУТОЙ ОБМОТКОЙ СТАТОРА		81
4.1	Имитационное моделирование СДПМ РО	81
4.2	Параметры моделирования	86
4.3	Результаты моделирования	88
4.4	Выводы по Главе 4	91
ЗАКЛЮЧЕНИЕ		93

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	95
СПИСОК ИЛЛЮСТРАТИВНОГО МАТЕРИАЛА	110
ПРИЛОЖЕНИЕ А Листинг программного кода	113
ПРИЛОЖЕНИЕ Б Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ	121
ПРИЛОЖЕНИЕ В Справка о внедрении результатов кандидатской диссертационной работы в производственную деятельность	122
ПРИЛОЖЕНИЕ Г Акт внедрения результатов диссертационной работы в учебный процесс	123

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования

Мотор-колеса являются конкурентоспособным аналогом классической трансмиссии, так как они помогают избежать использования дополнительных передаточных механизмов, освобождают место в подкапотном пространстве и равномерно распределяют вес транспортного средства.

При этом, одной из особенностей использования мотор-колес является необходимость отказа от коробки передач. В этом случае подход к разработке тяговой установки с использованием мотор-колес значительно ограничен в выборе силовых агрегатов: механическая характеристика мотора должна позволять транспортному средству работать в широком диапазоне скоростей без потери крутящего момента на валу. Это затрудняет внедрение мотор-колес как основных тяговых агрегатов, поэтому задача разработки топологии и алгоритма управления системы электропривода, которые позволят обеспечить эффективность работы электромоторов в составе мотор-колес транспортного средства с увеличением диапазона рабочих скоростей является актуальной.

Авторы *D. Sun, Z. Zheng* и др., так же как и *Y. Lee* рассматривали возможность компенсации противо-ЭДС синхронного двигателя с постоянными магнитами в режимах ослабления поля за счёт подключения к концу обмоток преобразователя частоты с компенсирующей ёмкостью. Работы *M. Leijon, J. Lonkarski* и др. посвящены сравнительному анализу параметров двух топологий электропривода, в одной из которых электродвигатель подключён к двум батареям с одинаковой ёмкостью к началу и концу обмоток статора, в то время как в другой топологии электромотор подключается со стороны начала обмоток статора к батарее с двухкратным значением напряжения по отношению к предыдущему случаю, при этом конец обмоток статора подключается по схеме «Звезда». Результаты исследования показали, что, при использовании двух аккумуляторных батарей, электромотор имеет меньшие значения пульсаций тока в обмотках статора, а, следовательно, и более высокий КПД. Также данная система имеет возможность шунтирования концов обмоток преобразователя частоты при неисправности одной из батарей, что повышает надёжность системы. В трудах *C. Attainese* и *M. D'Arpino* была рассмотрена совместная работа двух электродвигателей, начала обмоток которых были подключены к преобразователям частоты с тяговыми батареями разной ёмкости, а их конец к преобразовате-

лю частоты с конденсаторной батареей. Авторы М. В. Пронин, О. Б. Шонин рассматривали возможность повышения эффективности работы СДПМ посредством использования многофазной обмотки статора, которая позволяет снизить уровень пульсаций электромагнитного момента. В работах И. Е. Овчинникова рассматривались особенности управления вентильным электродвигателем в составе транспортного средства. Труды Е. А. Смотровя посвящены исследованию характеристик транспортного средства с использованием мотор-колёс.

Однако, работ, в комплексе рассматривающих систему электропривода в составе электротехнического комплекса транспортного средства с использованием синхронных двигателей с постоянными магнитами (СДПМ) в качестве тяговых агрегатов для мотор-колес, подключённых к аккумуляторным батареям через преобразователь частоты со стороны начала обмоток статора электродвигателя и к конденсаторной батарее через вспомогательный преобразователь частоты к их концу для работы в широком диапазоне скоростей, на данный момент не было представлено.

Содержание диссертации соответствует пунктам паспорта научной специальности 05.09.03 «Электротехнические комплексы и системы»: п.1. «Развитие общей теории электротехнических комплексов и систем, изучение системных свойств и связей, физическое, математическое, имитационное и компьютерное моделирование компонентов электротехнических комплексов и систем»; п.2. «Обоснование совокупности технических, технологических, экономических, экологических и социальных критериев оценки принимаемых решений в области проектирования, создания и эксплуатации электротехнических комплексов и систем»; п.3. «Разработка, структурный и параметрический синтез электротехнических комплексов и систем, их оптимизация, а также разработка алгоритмов эффективного управления».

Объект исследования – электротехнический комплекс, включающий синхронные двигатели с постоянными магнитами в составе мотор-колес электротранспортных средств.

Предмет исследования – алгоритмы управления электроприводом с использованием синхронного двигателя с постоянными магнитами в составе электротехнического комплекса для работы в расширенном скоростном диапазоне.

Цель работы – повышение эффективности работы синхронного двигателя с постоянными магнитами в составе мотор-колес транспортного средства.

Для достижения поставленной цели необходимо было решить следующие задачи:

1. Анализ возможного увеличения диапазона рабочих скоростей системы электропривода за счёт подключения двух двухуровневых преобразователей частоты к началам и концам обмоток синхронного двигателя с постоянными магнитами, используя аккумуляторную батарею и буферный конденсатор в качестве независимых источников энергии;
2. Разработка алгоритма управления для синхронного двигателя с постоянными магнитами в составе двух двухуровневых преобразователей частоты, аккумуляторной батареи и буферного конденсатора для работы в широком диапазоне скоростей;
3. Разработка алгоритма определения необходимой мощности синхронного двигателя с постоянными магнитами в составе мотор-колёс транспортного средства;
4. Разработка алгоритма выбора оптимальных параметров буферного конденсатора для предложенной топологии системы электропривода в составе электротехнического комплекса транспортного средства;
5. Анализ влияния разработанной топологии системы электропривода на динамику движения транспортного средства;
6. Имитационное моделирование переходных процессов разработанной топологии системы электропривода в составе электротехнического комплекса транспортного средства;
7. Оценка эффективности предлагаемой системы в сравнении с существующими топологиями.

Научная новизна:

1. Разработана система электропривода в составе электротехнического комплекса транспортного средства с использованием синхронных двигателей с постоянными магнитами в качестве тяговых агрегатов для мотор-колес, которая обеспечивает повышение динамики транспортного средства за счёт использования буферного конденсатора в качестве компенсатора противо-ЭДС электродвигателя;
2. Разработаны методики определения оптимальных параметров синхронного двигателя с постоянными магнитами, а также буферного конденсатора для разработанной системы электропривода в составе

мотор-колёс на основе заданных динамических характеристик транспортного средства;

3. Выявлены отличия механической характеристики синхронного двигателя с постоянными магнитами в составе предложенной системы электропривода, которые заключается в увеличении максимальной скорости в режиме постоянства момента с увеличением максимального момента в режиме постоянства мощности и установлена зависимость механической характеристики от уровня напряжения конденсаторной батареи;
4. Выявлена зависимость изменения уровня пульсаций напряжения буферного конденсатора, токов статора синхронного двигателя с постоянными магнитами, а также выходного момента на валу ротора от ёмкости буферного конденсатора разработанной системы электропривода.

Теоретическая и практическая значимость представляют следующие основные результаты работы:

1. Разработанные алгоритмы позволяют обеспечить эффективное управление приводом при его работе в режиме ослабленного поля с целью обеспечения повышения максимальной рабочей скорости синхронного двигателя с постоянными магнитами;
2. Разработана структура электропривода, включающая в себя синхронный электродвигатель с постоянными магнитами с разомкнутой обмоткой статора, главный и вспомогательный преобразователь частоты, а также буферный конденсатор;
3. Результаты диссертационной работы рекомендованы к внедрению в учебный процесс Горного университета, а также приняты к внедрению в ООО «Невский машиностроитель», что подтверждается соответствующими актами.

Методология и методы исследования. Проведение исследований осуществлялось в соответствии с системным подходом, математическим и имитационным моделированием переходных процессов в программном пакете *MATLAB/Simulink*. Построение математических моделей преобразователей частоты, электродвигателя, а также системы управления базируется на основных положениях теории автоматизированного электропривода, теории систем автоматического управления, теоретических основ электротехники.

Основные положения, выносимые на защиту:

1. Обеспечение расширения диапазона рабочих скоростей синхронного двигателя с постоянными магнитами, входящего в состав электротехнического комплекса транспортного средства с использованием мотор-колёс, достигается за счёт использования разработанного алгоритма управления двумя преобразователями частоты, которые позволяют использовать буферный конденсатор, входящий в состав предложенной топологии системы электропривода, в качестве источника реактивной мощности;
2. Методика расчёта параметров электротранспорта, включая характеристики электромотора и ёмкости конденсаторной батареи для системы управления синхронным двигателем с постоянными магнитами с подключением преобразователей частоты к началу и концу обмоток статора, должна базироваться на применении разработанных алгоритмов расчёта, определяющих заданное расширение диапазона регулирования крутящего момента на валу ротора.

Степень обоснованности и достоверности научных положений, выводов и рекомендаций, содержащихся в диссертации, обусловлена использованием стандартных методов математического и имитационного моделирования и удовлетворительной сходимостью результатов имитационного моделирования работы электропривода, включающего в себя синхронный электродвигатель с постоянными магнитами с разомкнутой обмоткой статора, главный и вспомогательный преобразователь частоты с использованием буферного конденсатора. Использовано сравнение полученных автором результатов и установлена их сходимость с результатами исследований отечественных и зарубежных учёных.

Апробация диссертационной работы проведена на научно-практических мероприятиях с докладами: международная конференция «Наука, образование, общество», 2017 – Тамбов; III всероссийская научно-практическая конференция «Энергетика и энергосбережение: теория и практика», 2017 – Кузбасс; IV всероссийская научно-практическая конференция «Энергетика и энергосбережение: теория и практика», 2018 – Кузбасс; IV международная научно-практическая конференция «Экспериментальные и теоретические исследования в современной науке», 2017 – Новосибирск; международная конференция «13ый Коллоквиум молодых студентов Фрайберг-Санкт-Петербург», 2018 – Фрайберг, Германия; международная конференция «*International Scientific Electric Power*

Conference ISEPC-2019», 2019 – Санкт-Петербург; международная конференция «*International Scientific Conference on Energy, Environmental and Construction Engineering EECE-2019*», 2019 – Санкт-Петербург; международная конференция «*2020 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (2020 ElConRus)*», 2020 – Санкт-Петербург.

Личный вклад автора состоит в постановке цели и задач диссертационного исследования; анализе зарубежной и отечественной научной литературы по теме исследования; проведении математического и имитационного моделирования работы системы электропривода с использованием синхронного двигателя с постоянными магнитами в составе мотор-колёс, подключённых к тяговым батареям через главный преобразователь частоты со стороны начал обмоток статора и буферным конденсаторным батареям через вспомогательный преобразователь частоты к концам обмоток статора; обобщении и обработке экспериментальных данных; формулировке основных научных положений и выводов, а также в подготовке текстов научных публикаций и диссертации.

Публикации. Результаты диссертационной работы в достаточной степени освещены в 9 печатных работах, в том числе в 2 статьях — в изданиях из перечня рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание учёной степени кандидата наук, на соискание учёной степени доктора наук (далее – Перечень ВАК), в 3 статьях — в изданиях, входящих в международную базу данных и систему цитирования Scopus; получено 1 свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ.

Объем и структура работы. Диссертация состоит из введения, четырёх глав, заключения и библиографического списка. Содержит 123 страницы машинописного текста, 40 рисунков, 4 таблицы, список литературы из 134 наименований и четырёх приложений на 11 страницах.

ГЛАВА 1 АНАЛИЗ СОСТОЯНИЯ ТЕОРЕТИЧЕСКИХ ИССЛЕДОВАНИЙ И ПРАКТИЧЕСКИХ РАЗРАБОТОК СОВРЕМЕННЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ НА БАЗЕ СИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

1.1 Топологии электромобилей

Электромобили в настоящее время рассматриваются как наиболее перспективный вид транспортного средства, в том числе и в горно-добывающей отрасли. Например, к числу серийных моделей самосвалов, применяемых в карьерных выработках, где используется электродвигатель в качестве тягового агрегата, относятся:

1. Самосвал-электромобиль *eDumper* с использованием синхронного электродвигателя [9];
2. Самосвал-электромобиль *BYD V60* с использованием мотор-колес [9];
3. Роботизированный самосвал *Volvo HX1* [9];
4. Гибридный роботизированный самосвал БЕЛАЗ-7513R с использованием двигателей постоянного тока в составе мотор-колес [14];
5. Гибридный самосвал *Komatsu IAHV* с использованием мотор-колес [73].

Причиной этому служит ряд их преимуществ: отсутствие вредных выбросов во время движения, низкий шум, а также высокий крутящий момент на старте. Однако, на данный момент электромобили значительно уступают транспортным средствам с двигателями внутреннего сгорания (ДВС) по максимальному запасу хода. В условиях ограниченного запаса ёмкости аккумуляторных батарей (АБ) на борту электромобиля возникает необходимость в разработке наиболее энергоэффективной, лёгкой и компактной тяговой установки, с целью увеличения максимального запаса хода электромобиля на одном заряде.

На данный момент можно выделить два основных способа достижения максимального значения удельной мощности (отношения сумм мощностей тяговых агрегатов к конечному весу автомобиля) и максимальной эффективности трансмиссии электромобиля. Первый способ (рисунок 1.1) заключается в установке высокоскоростного электромотора (так как их вес и габариты существенно ниже, чем у моторов с более низкой скоростью и эквивалентной мощностью). Однако, недостатком такого способа является наличие механических потерь в трансмиссии, что сильно снижает общую эффективность топологии.

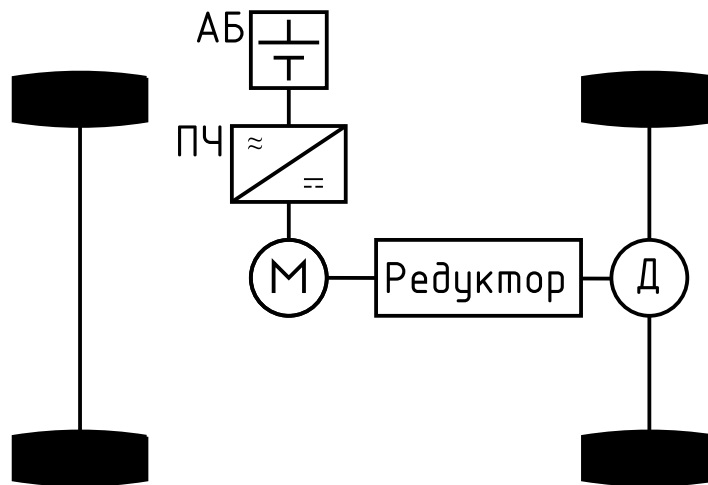


Рисунок 1.1 — Стандартная топология электротрансмиссии с одним мотором [69]

Более простым и эффективным способом повышения удельной мощности транспортного средства является использование мотор-колес: высоко-моментных, низкоскоростных моторов, установленных внутри колес автомобиля (рисунок 1.2). Подробно данный тип электромоторов был рассмотрен в [15; 17; 36]. Использование мотор-колес в трансмиссии электротранспорта позволит достичь улучшения его динамических характеристик, а также избавиться от таких частей трансмиссии как карданный вал, дифференциал и т.д. Это приведёт к снижению конечного веса агрегата, а также повысит общий КПД системы [52; 75].

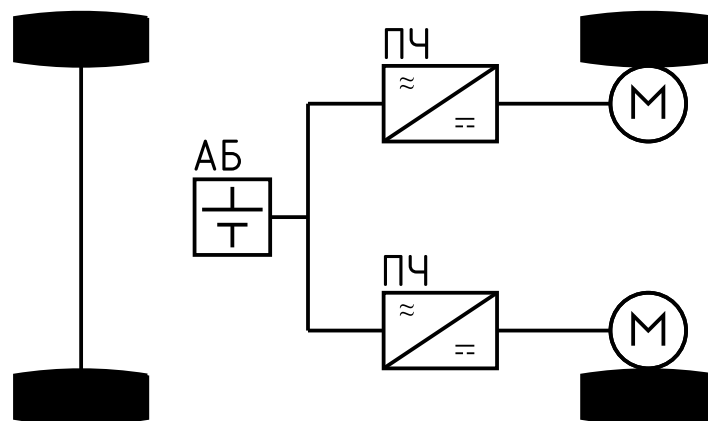


Рисунок 1.2 — Топология электротрансмиссии с мотор-колёсами [69]

К основным достоинствам использования мотор-колес можно отнести:

1. Независимое управление моментом и скоростью каждого колеса;
2. Оптимизация места (более компактное расположение).

На данный момент автомобили с мотор-колёсами разрабатываются многими производителями [66; 69], в том числе для условий бездорожья [51]. На ри-

сунке 1.3 изображено мотор-колесо, разработанное компанией *Protean*, а также его составные части.



Рисунок 1.3 — Мотор-колесо

Однако, несмотря на вышеперечисленные достоинства, данный тип моторов имеет один недостаток – большая неподрессоренная масса, которая снижает комфорт от езды, а также уменьшает способность автомобиля удерживать заданное направление движения. Существуют различные способы решения данной проблемы [67], однако их решение выходит за рамки поставленных в исследовании целей и задач.

1.2 Мотор-колеса в составе электротранспорта

Согласно проведённому анализу существующих работ, подключение электродвигателя к мотор-колесу осуществляется:

1. Напрямую к ротору электродвигателя [42; 49; 54; 58; 113];
2. Через одноступенчатый механический редуктор [27; 46];
3. Через электромагнитный редуктор [35; 70; 80];
4. Через коробку передач [50; 63].

Для установки электромотора на вал колеса напрямую без передаточных механизмов используют электродвигатели с постоянными магнитами и осевым магнитным потоком, номинальные параметры которых соответствуют режимам движения транспортного средства. Однако, данный тип электродвигателей, в

сравнении со стандартной конструкцией электродвигателя с радиальным магнитным потоком, несмотря на свою высокую эффективность, является более дорогим в производстве [111]. Использование многоступенчатой механической трансмиссии также позволяет добиться необходимых динамических параметров системы в пределах номинальных значений электромотора, при этом разработка и эксплуатация таких механизмов также является трудоёмким и ресурсозатратным процессом. Мотор-колеса, подразумевающие использование передаточных механизмов с одной ступенью без возможности изменения передаточного числа являются наиболее эффективным решением, так как цена конечной системы, а также затраты на обслуживание являются минимальными по сравнению с вышеобозначенными конструкциями. Однако, недостатком такого решения является необходимость расширения диапазона работы электромотора в несколько раз выше номинального значения, что подразумевает использование электродвигателя в режиме ослабленного поля.

Из вышесказанного следует, что для работы в составе мотор-колес могут быть использованы электродвигатели, параметры которых соответствуют следующим требованиям:

1. Высокий крутящий момент на низких скоростях;
2. Широкий диапазон регулирования скорости;
3. Высокий коэффициент удельной мощности.

Низкий вес мотора – наиболее важный параметр, необходимый для достижения его высоких динамических характеристик вследствие уменьшения общей неподрессоренной массы электромотоцикла. Таким образом отношение КПД мотора к его весу – основной критерий выбора электромотора. Электродвигатели, соответствующие вышеобозначенным критериям, представлены следующими типами:

1. Асинхронный электродвигатель [39; 59];
2. Синхронный двигатель с постоянными магнитами [5; 10; 11; 22; 53];
3. Бесщеточный двигатель постоянного тока [88; 129];
4. Вентильный реактивный электродвигатель [81].

Подробный анализ и сравнение различных типов электромоторов выходит за рамки поставленных в исследовании целей и задач. Работа, в которой проводится их подробный сравнительный анализ, представлена в [95]. Таким образом, представленное исследование направлено на использование синхронных двигателей с постоянными магнитами (СДПМ) в качестве тягового электромотора

в составе мотор-колес, так как данный тип электродвигателей имеет высокий коэффициент удельной мощности, низкую инерционность ротора, высокий крутящий момент на низких скоростях, высокий КПД (благодаря отсутствию обмоток в роторе), а также имеет возможность работать в широком скоростном диапазоне, в том числе в режиме ослабленного поля. Однако, и в случае применения СПДМ возникает ряд проблем, требующих решения, о чём будет сказано ниже.

1.3 Типы синхронных двигателей с постоянными магнитами

Конструктивно синхронный электродвигатель с постоянными магнитами состоит из двух основных частей: неподвижной (статора) и вращающейся (ротора). В соответствии с рисунком 1.4, ротор относительно статора может располагаться как с внешней, так и с внутренней стороны.

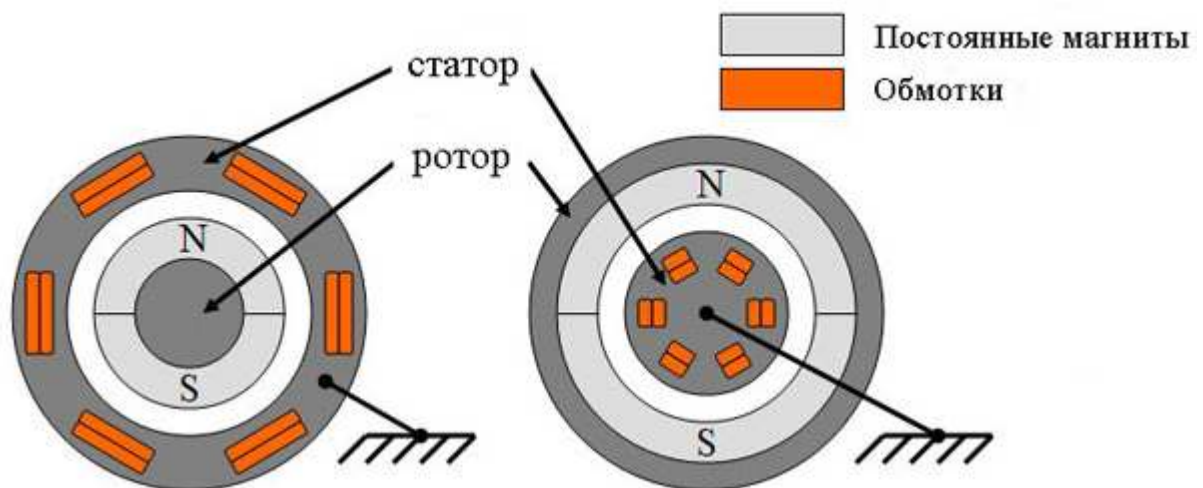
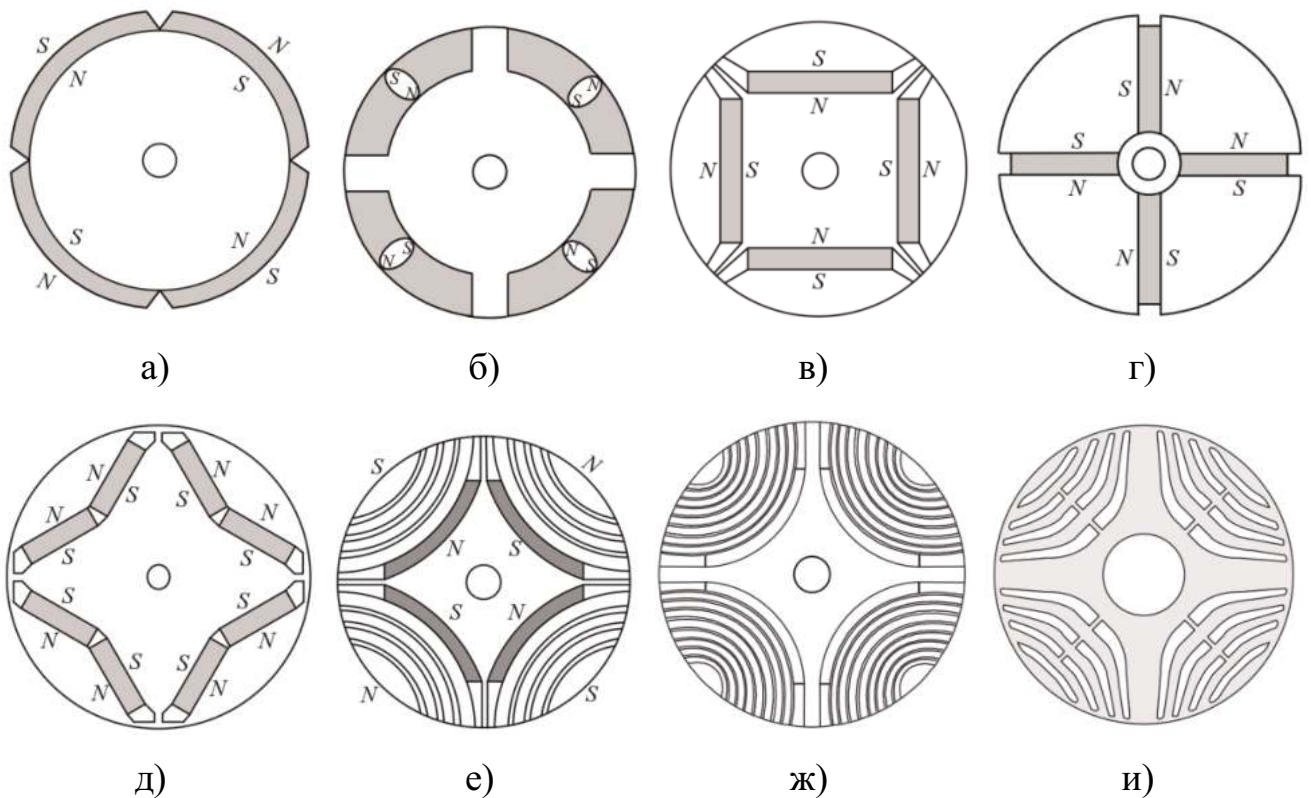


Рисунок 1.4 — Конструкции синхронного двигателя с постоянными магнитами: слева - стандартная, справа обращённая

На рисунке 1.5 изображены различные типы конфигурации роторов синхронных двигателей. В соответствии с рисунками [56], конструкции ротора синхронного двигателя можно разделить на:

1. Синхронные двигатели с поверхностной установкой постоянных магнитов на ротор (англ. *SPMSM* – *surface permanent magnet synchronous motor*), изображённые на рисунках 1.5а и 1.5б;
2. Синхронные двигатели с инкорпорированными постоянными магнитами (англ. *IPMSM* – *interior permanent magnet synchronous motor*), изображённые на рисунках 1.5в–1.5д;

3. Синхронно-реактивные двигатели (англ. *SynRM* – *synchronous reluctance motor*), изображённые на рисунках 1.5е–1.5и.



а) SPMSM; б) SPMSM с внутренней установкой постоянных магнитов; в) IPMSM с радиальным магнитным полем; г) IPMSM с тангенциальным магнитным полем; д) IPMSM с «V» – образным расположением постоянных магнитов; е) SynRM с внутренней установкой постоянных магнитов; ж) SynRM с продольной шихтовкой ротора; и) SynRM с поперечной шихтовкой ротора

Рисунок 1.5 – Конструкции типов ротора синхронного двигателя

Основным отличием типов конструкции ротора друг от друга заключается в различном отношении значений индуктивности по продольной и поперечной осям L_d/L_q относительно вращающейся системы координат $d - q$. Так, синхронные двигатели с поверхностной установкой постоянных магнитов на ротор имеют соотношение L_d/L_q равным единице. Такие электродвигатели используют только активную часть магнитного поля в качестве моментобразующей и, вследствие этого, имеют наибольшую эффективность на низких скоростях (в пределах номинальных значений скорости ротора). Синхронные двигатели с инкорпорированными постоянными магнитами используют как активную, так и реактивную часть магнитного поля в качестве моментобразующей и имеют соотношение результирующих значений индуктивности по осям $d - q$ равным

от 1 до 8 [124]. Такая конструкция ротора оптимальна как при использовании синхронного двигателя в пределах номинальных значений скорости вращения ротора, так и при их повышенных значениях (в режиме ослабления поля). Синхронно-реактивные двигатели, в соответствии с их названием, для генерации крутящего момента используют в большей степени реактивную составляющую электромагнитного поля и имеют соотношение L_d/L_q равным от 6 до 20 [4]. Ввиду отсутствия постоянных магнитов на валу ротора, синхронно-реактивные двигатели являются более дешёвыми в производстве, по сравнению с двумя вышеперечисленными типами электродвигателей, однако имеют меньшие показатели значения КПД [31].

Статор синхронного двигателя состоит из корпуса, сердечника и обмотки, которая представляет собой медный, либо алюминиевый проводник в изоляции. Существует два основных способа выполнения обмотки, согласно которым электродвигатели можно разделить на:

- Электродвигатели с распределенной обмоткой;
- Электродвигатели с сосредоточенной обмоткой.

Распределенная обмотка имеет число пазов на полюс и фазу больше единицы. Сосредоточенной называют такую обмотку, у которой число пазов на полюс и фазу равно единице. Представленное исследование рассматривает в качестве объекта синхронные двигатели с инкорпорированными постоянными магнитами и концентрированной обмоткой, так как данный тип моторов является наиболее подходящим для электротранспорта по следующим критериям:

- Высокие энергетические показатели (КПД более 90%);
- Меньшие масса и габариты в сравнении с остальными типами электромоторов при одинаковой мощности;
- Широкий диапазон изменения частоты вращения;
- Высокая перегрузочная способность по моменту;
- Большой срок службы и высокая надёжность;
- Возможность работы в режиме сильного ослабления поля.

В отличие от СДПМ с распределенной обмоткой, электромотор с концентрированной обмоткой имеет более низкий вес (так как распределенная обмотка укладывается «в нахлест»), что особенно важно, так как конечный вес электромобиля напрямую влияет на запас хода на одном заряде и, как следствие, на эффективность работы всей системы в целом. Таким образом, для дальнейшего исследования выбран СДПМ с концентрированной обмоткой по критериям

массы, энергетических показателей, диапазона изменения частоты вращения, перегрузочной способности и способности работы в различных состояниях магнитного поля, что предопределяет постановку задач, решаемых в диссертации по повышению эффективности работы электромоторов в составе электротехнического комплекса транспортного средства. К этим задачам относятся: разработка подходов и алгоритмов, позволяющих увеличить крутящий момент, диапазон регулируемой скорости, а также повышение надёжности управления.

1.4 Методы управления синхронными двигателями с постоянными магнитами

1.4.1 Управление СДПМ от одного преобразователя частоты

Решение задач по повышению механической характеристики электромотора тесно связано прежде всего с расширением возможностей СДПМ, в особенности посредством изменения топологии системы электропривода, а также алгоритма её управления. На основании этого, в представленном разделе проанализированы применяемые в настоящее время топологии систем электропривода, а также методы их управления с целью выявления возможности совершенствования в контексте поставленных в работе задач.

На данный момент существует множество схем для управления СДПМ. Основной из них является топология с подключением начальных обмоток фаз электродвигателя к двухуровневому трёхфазному преобразователю частоты с последующим подключением концов обмоток по схеме «Звезда» или «Треугольник» (рисунок 1.6). Данная схема подключения является наиболее простой, распространённой и широко используемой в промышленности. Основные алгоритмы управления, применимые для этой схемы, можно разделить на следующие категории: скалярное и векторное управление.

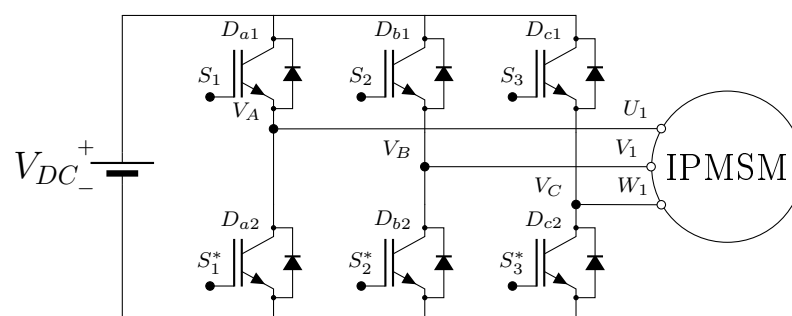


Рисунок 1.6 – СДПМ с управлением от одного преобразователя частоты

Основным принципом работы скалярного метода является поддержка постоянства отношения амплитуды питающего напряжения к её частоте [118]. Он является самым дешёвым и простым в исполнении и может быть использован как с датчиком обратной связи по скорости, так и без него [119]. Однако, в случае отказа от датчика положения ротора, при возникновении сильных внешних возмущающих воздействий со стороны системы, существует риск вывода двигателя из синхронизма с последующей потерей крутящего момента на валу и остановкой работы системы. Кроме того, скалярный алгоритм управления, по сравнению с векторным, обладает худшей эффективностью работы [106].

Основным принципом работы векторного метода управления является контроль амплитуды питающего тока, а также его фазы. В классическом представлении векторное управление подразумевает наличие обратной связи по положению ротора, а также по току в обмотках статора, однако существуют и бесдатчиковые алгоритмы векторного управления, которые строятся на основании математической модели двигателя, благодаря которой система может получить виртуальную обратную связь от двигателя [55; 65; 101]. Векторный алгоритм управления, прежде всего, предназначен для достижения наибольшей эффективности в работе системы, повышения её динамики, а также получение высокой точности позиционирования. Примерами, где вышеобозначенные критерии играют важную роль являются ЧПУ системы [107], электромобили [32; 112], железнодорожный транспорт [60]. На данный момент существует два основных типа векторного управления: полеориентированное управление (англ. Field-oriented control – FOC) [19] и прямое управление моментом (англ. Direct torque control – DTC).

Основной особенностью полеориентированного управления является независимое управление магнитным потоком и крутящим моментом электродвигателя с независимым их контролем в зависимости от задания по скорости [21]. Полеориентированное управление СДПМ рассматривается в работах многих авторов, например [1–3; 18; 20; 41; 43; 91]. Впервые работа СДПМ с полеориентированным управлением была представлена в работах [108; 109]. Одним из недостатков полеориентированного управления СДПМ является более низкое быстродействие системы по сравнению с векторным управлением? где используется алгоритм прямого управления моментом.

Прямое управление моментом основано на прямом управлении магнитным потоком и с крутящим моментом на валу ротора в соответствии с изменением

напряжения на обмотках статора [12; 28–30; 43; 44; 89; 92; 96; 117]. Основным недостатком системы электропривода с прямым управлением моментом является наличие высоких значений пульсаций электромагнитного момента. Работы [37; 38; 48; 87; 90; 100; 126; 128; 130; 131] предусматривают возможность стабилизации крутящего момента и снижения уровня пульсаций.

Проблемы обеспечения широкого диапазона скоростей для СДПМ посредством ослабления магнитного поля рассматривались в [33; 34; 71; 74; 76; 86; 93; 110; 121–123], где, в соответствии с необходимыми значениями скорости, крутящего момента, а также параметров двигателя, используются четыре оптимальных закона управления:

1. *МТРА* (англ. *Maximum torque per ampere*) – закон сохранения отношения минимально возможной амплитуды вектора тока к заданному значению момента на валу;
2. *МС* (англ. *Maximum current*) – закон формирования максимального управляющего значения по току в соответствии с заданием по скорости;
3. *МТРВ* (англ. *Maximum torque per voltage*) – закон сохранения достижения максимального значения момента на валу в соответствии с ограничением максимального напряжения на обмотках статора;
4. *FW* (англ. *Field weakening*) – закон формирования максимального управляющего значения по току в соответствии с заданными значениями момента и скорости на валу СДПМ.

Более подробно вышеобозначенные алгоритмы управления представлены в главе 2. Таким образом выявлены недостатки представленных выше методов управления, которые в определённой степени снижаются в случае применения нескольких преобразователей частоты.

1.4.2 Управление СДПМ от нескольких преобразователей частоты

Использование топологии синхронного двигателя с постоянными магнитами с подключением конца обмотки статора дополнительного источника энергии через дополнительный преобразователь частоты [82] является одним из способом расширения диапазона рабочих скоростей двигателя. В сравнении со стандартной топологией, рассмотренной в разделе 1.4.1, такая схема подключения, в зависимости от схемы соединения и типа используемого источника энергии, может иметь следующие преимущества:

- Возможность расширения скоростного диапазона СДПМ посредством компенсации противо-ЭДС электродвигателя [26; 79; 99; 103; 132];
- Возможность резервного переключения в режим «Звезда» в случае выхода из строя одного из ПЧ при питании вспомогательного преобразователя частоты от аккумуляторной батареи или от общей в главном ПЧ сети. [64; 120; 127];
- Наличие дополнительного источника энергии с возможностью её резервирования [64; 127];
- Возможность повышения уровня напряжения, прикладываемого к СДПМ в случае отсутствия как повышающих преобразователей, так и дополнительных источников энергии [40; 57; 120; 134];
- Снижение амплитуды пульсаций токов [45].

Основные топологии, используемые при разработке систем управления электропривода с разомкнутыми обмотками статора, согласно [78; 98] представлены на рисунке 1.7, в соответствии с которым системы управления электродвигателями с разомкнутой обмоткой можно разделить на две основные категории:

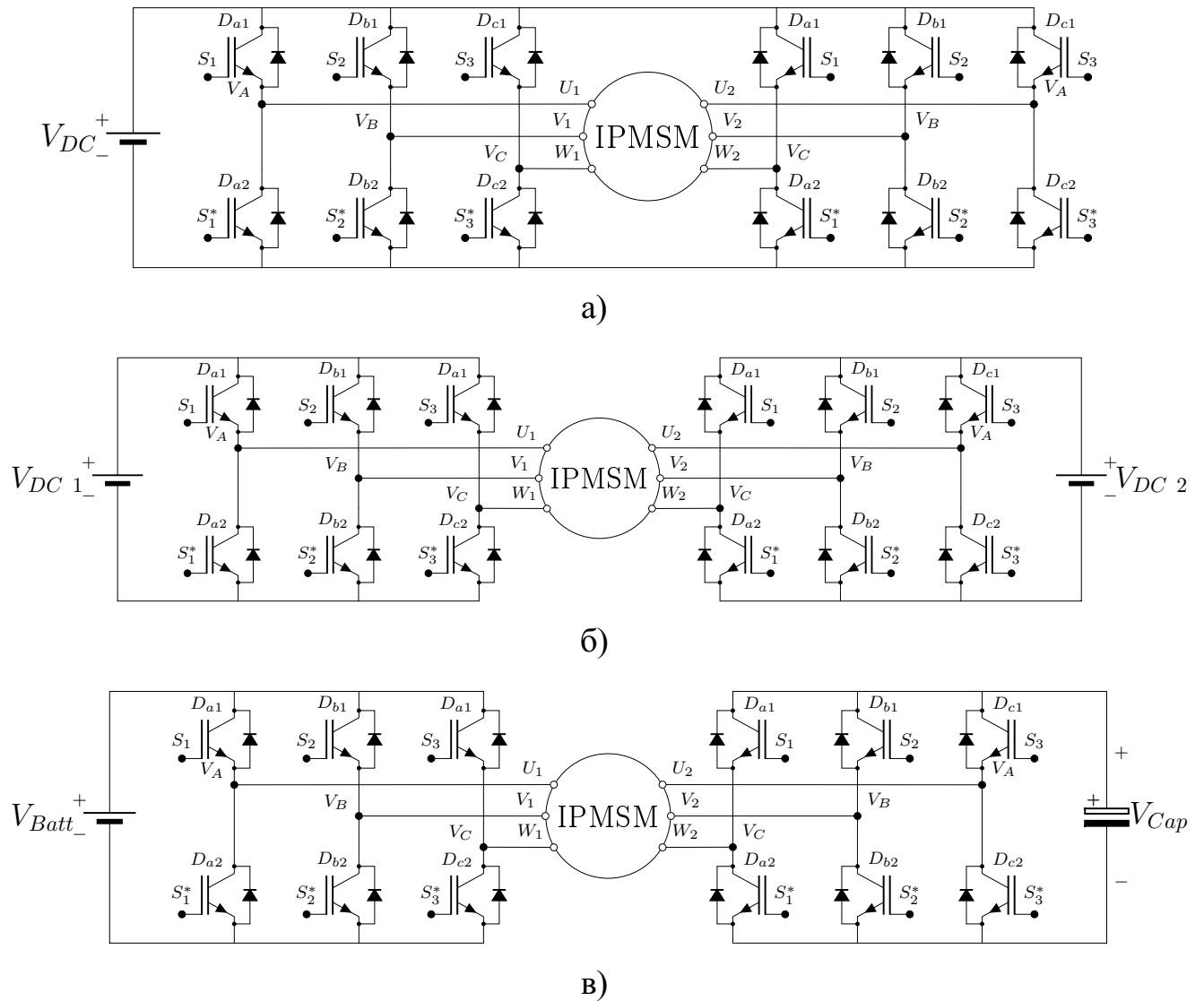
- Изолированный двойной преобразователь частоты (ИДПЧ) – рисунок 1.7а;
- Неизолированный двойной преобразователь частоты (НДПЧ) – рисунки 1.7б и 1.7в.

Изолированный двойной преобразователь частоты

Топология ИДПЧ включают в себя два независимых источника энергии, одним из которых является главный источник постоянного напряжения и вспомогательный, который может быть представлен одним из трёх типов:

- Аккумуляторная батарея [64; 127];
- Конденсатор [79; 99; 103; 132];
- Основной источник постоянного напряжения, подключенный через изолирующий трансформатор [24].

ИДПЧ с аккумуляторной батареей имеет наибольшее значение коэффициента использования напряжения и, в сравнении с другими топологиями, имеет наименьший суммарный коэффициент гармонических составляющих [98]. ИДПЧ также полностью резервируем и, при выходе из строя полупроводниковых ключей одного из преобразователей частоты, может продолжить свою



- а) СДПМ с разомкнутой обмоткой статора с общим звеном постоянного тока; б) СДПМ с разомкнутой обмоткой статора с изолированными звеньями постоянного тока и аккумуляторными батареями; в) СДПМ с разомкнутой обмоткой статора с изолированными звеньями постоянного тока и буферным конденсатором;

Рисунок 1.7 — Топологии системы управления электроприводом с разомкнутой обмоткой статора

работу в режиме ограниченной мощности с предварительным замыканием ключей аварийного ПЧ по схеме «Звезда». В работе [64] рассмотрен алгоритм реализации перераспределения заряда между тяговыми батареями, что позволяет упростить эксплуатацию конечного устройства и расширяет возможности системы в режиме рекуперации. В случае использования гибридных схем ШИМ, представленных в [64; 127], топология имеет сопоставимые с СДПМ, подклю-

чѐнных к одному ПЧ, потери на коммутацию. При этом, одним из главных недостатков, применимо к транспортным средствам, является существенное прибавление как веса конечного оборудования, так и его объѐма, что приводит к дополнительным сложностям в компоновке системы электропривода.

ИДПЧ с подключѐнным ко второму ПЧ буферным конденсатором, в отличие от топологии с аккумуляторной батареей, используется только в качестве компенсатора против-ЭДС СДПМ, благодаря чему существует возможность использования главной аккумуляторной батареи как источника активной мощности что, в режиме сильного ослабления поля, позволит повысить коэффициент использования напряжения в 1.4 раза по сравнению с СДПМ, подключѐнным к одному ПЧ [79; 99; 103; 132]. В сравнении с использованием в качестве вторичного источника энергии аккумуляторной батареи, буферный конденсатор является более компактным и дешѐвым решением.

Топология с использованием подключения главного источника постоянного напряжения, подключѐнного через изолирующий трансформатор выходит обладает схожими с ИДПЧ с аккумуляторной батареей характеристиками, однако необходимость наличия дополнительного изолирующего устройства делает её неприменимой для использования в составе транспортных средств.

Неизолированный двойной преобразователь частоты

Главным достоинством НДПЧ состоит в отсутствии дополнительного источника напряжения, что снижает конечную стоимость системы и её вес. При этом топология имеет, в сравнении со стандартным ПЧ с подключение конца обмоток по схеме «Звезда», двойной прирост амплитуды действующего напряжения. Однако, одним из недостатков такой топологии является наличие токов нулевой последовательности, которые вызывают дополнительные потери на нагрев [23; 97; 133]. В следствие этого пространственно-векторная широтно-импульсная модуляция (векторная ШИМ) не может быть использована для формирования управляющих импульсов. Однако, высокочастотные переключения, которые в кратное число раз превышают частоту коммутации ШИМ, не оказывают сильного влияния на КПД системы. Таким образом, существует возможность использования как шеститактной ШИМ модуляции, так и синусоидальной ШИМ [40; 57; 120; 134]. В следствие чего, результирующий вектор напряжения НДПЧ имеет амплитуду на 15% меньше чем у топологий ИДПЧ. Согласно исследованиям, представленным в работах [64; 78; 98], значения мак-

симально достижимой амплитуды фазного напряжения для каждой из топологий представлены в таблице 1.

Таблица 1 — Значения максимально достижимой амплитуды фазного напряжения для СДПМ различных топологий

Топология	Рисунок	Макс. фазное напряжение
Один ПЧ с удвоенным уровнем напряжения источника	Рисунок 1.6	$\frac{2U_{dc}}{\sqrt{3}}$
Два ПЧ с общим источником напряжения	Рисунок 1.7а	$\frac{2U_{dc}}{\sqrt{3}}$
Два ПЧ с двумя независимыми источниками напряжения	Рисунок 1.7б	$\frac{4U_{dc}}{3}$
Два ПЧ с источником напряжения и буферным конденсатором	Рисунок 1.7в	$\frac{2U_{dc}}{\sqrt{6}}$

В соответствии с таблицей 1, топология СДПМ с разомкнутой обмоткой статора, использованием изолированного вспомогательного ПЧ и буферного конденсатора в качестве вторичного источника энергии является наиболее перспективным решением, так как, в сравнении с неизолированной топологией, не способствует появлению токов нулевой последовательности, а в сравнении с изолированными системами имеет наименьший вес и стоимость. Однако, для полноценного использования топологии СДПМ с разомкнутой обмоткой статора и буферным конденсатором необходимо решить ряд проблем, которые не были освещены в работах по их изучению, а именно:

1. Разработать алгоритм выбора оптимального размера буферного конденсатора;
2. Разработать алгоритм управления СДПМ с разомкнутой обмоткой статора и буферным конденсатором в широком диапазоне скоростей;
3. Проанализировать влияние использования СДПМ с разомкнутой обмоткой статора и буферным конденсатором на изменение расстояния, проходимого транспортным средством на одном заряде;
4. Проанализировать влияние использования СДПМ с разомкнутой обмоткой статора на динамику движения транспортного средства.

1.5 Выводы по Главе 1

Результаты проведенного анализа состояния теоретических исследований и практических работ показали, что:

1. Трансмиссия электротранспорта с использованием мотор-колес является наиболее перспективным решением, так как её использование позволяет снизить конечный вес электромобиля, а также повысить общий КПД системы;
2. Синхронный двигатель с постоянными магнитами с внутренней установкой постоянных магнитов на валу ротора является наиболее перспективным электродвигателем для использования в составе мотор-колес;
3. Для работы системы электропривода с СДПМ в составе мотор-колеса необходимо достижение широкого рационального диапазона скоростей, что может быть реализовано путём разработки нового алгоритма регулирования параметрами электромагнитного поля;
4. Система управления электроприводом СДПМ с разомкнутой обмоткой статора и буферным конденсатором в составе мотор-колеса является наиболее перспективным решением, так как имеет малый вес и низкую стоимость, а также не способствует появлению токов нулевой последовательности;
5. На данный момент не существует алгоритма подбора параметров буферного конденсатора для СДПМ с разомкнутой обмоткой статора;
6. В работах, рассматривающих алгоритмы работы СДПМ с разомкнутой обмоткой статора и буферным конденсатором отсутствуют данные о влиянии использования топологии на изменение расстояния, проходимого транспортным средством на одном заряде, а также на динамику его движения.

Исходя из вышесказанного была сформирована цель работы: повышение эффективности работы синхронного двигателя с постоянными магнитами в составе мотор-колес транспортного средства с увеличением диапазона рабочих скоростей.

Для достижения поставленной цели были поставлены основные задачи, решаемые в работе:

1. Анализ возможного увеличения диапазона рабочих скоростей системы электропривода за счёт подключения второго преобразователя частоты к концам обмоток электродвигателя с компенсирующей ёмкостью;
2. Разработать алгоритм управления СДПМ с разомкнутой обмоткой статора и буферным конденсатором в широком диапазоне скоростей;
3. Разработка алгоритма выбора оптимального размера буферного конденсатора;
4. Анализ влияния использования СДПМ с разомкнутой обмоткой статора и буферным конденсатором на изменение расстояния, проходимого транспортным средством на одном заряде;
5. Анализ влияния использования СДПМ с разомкнутой обмоткой статора на динамику движения транспортного средства;
6. Математическое моделирование переходных процессов разработанной топологии;
7. Оценка эффективности предлагаемой системы в сравнении с существующими топологиями.

ГЛАВА 2 МЕТОДИКА УПРАВЛЕНИЯ СДПМ С РАЗОМКНУТОЙ ОБМОТКОЙ СТАТОРА И БУФЕРНЫМ КОНДЕНСАТОРОМ ДЛЯ РАБОТЫ В ШИРОКОМ ДИАПАЗОНЕ СКОРОСТЕЙ

Диапазон рабочих скоростей, значения крутящего момента на валу, а также максимально допустимая мощность электропривода обусловлены его эксплуатационными пределами, которые можно разделить на:

- Механические;
- Электрические;
- Тепловые.

Механические эксплуатационные пределы зависят от конструктивных особенностей электродвигателя, прочности подшипниковых узлов, сил трения, характера нагрузки. Тепловые пределы напрямую зависят от типа охлаждения электродвигателя. Электрически конечная скорость и выходной крутящий момент на валу зависят от конструктивных особенностей двигателя, таких как: радиус воздушной прослойки между ротором и статором, тип и количество постоянных магнитов на валу двигателя, а также способ их установки и типа намотки обмоток статора. Исследование подразумевает использование идеальной модели синхронного двигателя с постоянными магнитами в которой не учитываются электрические, термические, а также механические потери.

Для осуществления анализа возможного увеличения диапазона рабочих скоростей СДПМ в составе системы электропривода с двумя преобразователями частоты и буферным конденсатором в качестве второго источника энергии необходимо:

- Произвести математическое описание СДПМ;
- Определить пределы рабочих характеристик СДПМ;
- Разработать законы управления формирования управляющих токов СДПМ в широком диапазоне скоростей.

Математическое описание синхронного двигателя с постоянными магнитами представлено в разделе 2.1. Пределы рабочих характеристик СДПМ рассмотрены в разделе 2.3. На основании полученных данных разработана система управления для СДПМ в составе системы двойного электропривода с двумя преобразователями частоты и буферным конденсатором, определены законы формирования задания для главного и вспомогательного преобразователя частоты, которые представлены в разделе 2.4.

2.1 Математическое описание синхронного двигателя с постоянными магнитами

2.1.1 Преобразования Кларк и Парка

В целях упрощения конечного алгоритма управления, широко распространено применение преобразований Кларк и Парка для перевода трехфазной системы координат в двухфазную, вращающуюся совместно с ротором электродвигателя. Схематично данный вид преобразования представлен на рисунке 2.1.

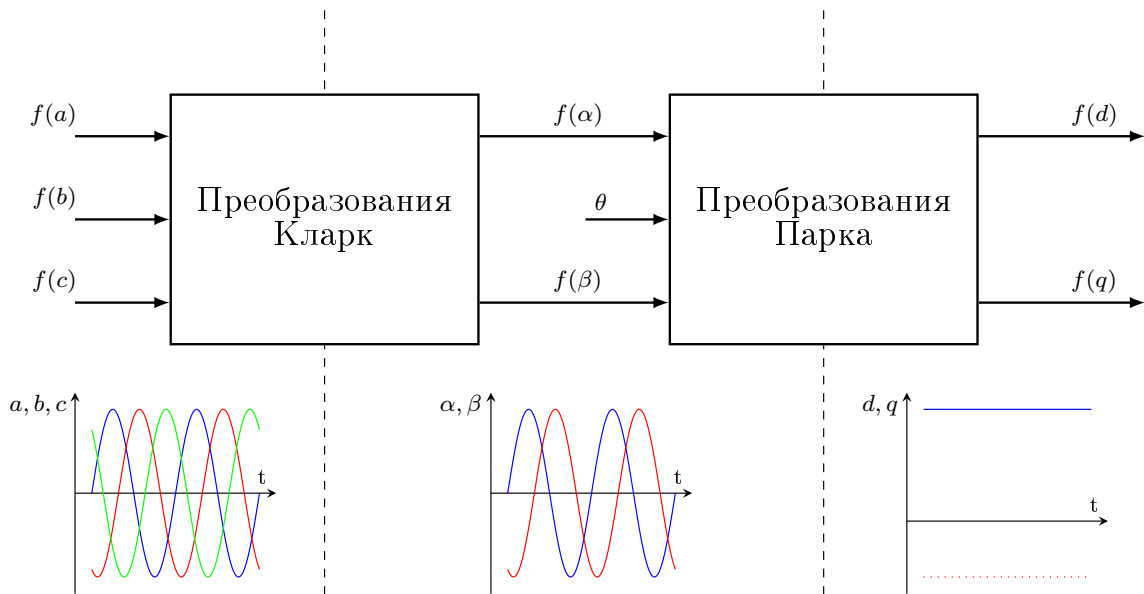


Рисунок 2.1 – Преобразования координат Кларка

Как видно из рисунка 2.1, преобразование из трехфазной неподвижной системы координат abc в подвижную $d - q$ проводится в два этапа. Первый этап включает в себя преобразование трехфазной системы в двухфазную статическую $\alpha - \beta$ при помощи уравнений Кларк, затем неподвижная двухфазная система координат преобразуется в двухфазную вращающуюся при помощи уравнений (2.1 и 2.2).

$$Z_{\alpha,\beta,\gamma}(t) = T_{a,b,c \rightarrow \alpha,\beta,\gamma} \cdot Z_{a,b,c}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_a(t) \\ Z_b(t) \\ Z_c(t) \end{bmatrix}, \quad (2.1)$$

$$Z_{d,q,o}(t) = T_{\alpha,\beta,\gamma \rightarrow d,q,o} \cdot Z_{\alpha,\beta,\gamma}(t) = \begin{bmatrix} \cos(\vartheta_{dq}(t)) & -\sin(\vartheta_{dq}(t)) & 0 \\ \sin(\vartheta_{dq}(t)) & \cos(\vartheta_{dq}(t)) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_\alpha(t) \\ Z_\beta(t) \\ Z_\gamma(t) \end{bmatrix}, \quad (2.2)$$

где $Z_{\alpha,\beta,\gamma}(t)$ – преобразованные в статическую двухфазную систему векторы токов и напряжений; $Z_{d,q,o}(t)$ – преобразованные в двухфазную вращающуюся систему координат векторы токов и напряжений $Z_{a,b,c}(t)$ – трехфазные вектора токов и напряжений; $T_{a,b,c \rightarrow \alpha,\beta,\gamma}$ – матрица преобразования Кларк; $T_{\alpha,\beta,\gamma \rightarrow d,q,o}$ – матрица преобразования Парка; ϑ_{dq} – угол поворота ротора электромотора (*pad*). Обратные преобразования производятся согласно формулам (2.3 и 2.4).

$$Z_{\alpha,\beta,\gamma}(t) = T_{d,q,o \rightarrow \alpha,\beta,\gamma} \cdot Z_{d,q,o}(t) = \begin{bmatrix} \cos(\vartheta_{dq}(t)) & \sin(\vartheta_{dq}(t)) & 0 \\ -\sin(\vartheta_{dq}(t)) & \cos(\vartheta_{dq}(t)) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_d(t) \\ Z_q(t) \\ Z_o(t) \end{bmatrix}, \quad (2.3)$$

где $T_{d,q,o \rightarrow \alpha,\beta,\gamma}$ – обратная матрица преобразования Парка.

$$Z_{a,b,c}(t) = T_{\alpha\beta \rightarrow d,q,o} \cdot Z_{\alpha,\beta,\gamma}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_\alpha(t) \\ Z_\beta(t) \\ Z_\gamma(t) \end{bmatrix}, \quad (2.4)$$

где $T_{\alpha,\beta,\gamma \rightarrow d,q,o}$ – обратная матрица преобразования Кларк. Также система преобразования может быть проведена в один этап, согласно уравнению (2.5) для прямого преобразования Кларк и (2.6) для обратного преобразования Кларк.

$$Z_{d,q,o} = T_{a,b,c \rightarrow d,q,o} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \vartheta_{dq} & \cos(\vartheta_{dq} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\vartheta_{dq} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \vartheta_{dq} & -\sin(\vartheta_{dq} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\vartheta_{dq} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_a \\ Z_b \\ Z_c \end{bmatrix}, \quad (2.5)$$

$$Z_{abc} = T_{d,q,o \rightarrow a,b,c} = \begin{bmatrix} \cos(\vartheta_{dq}(t)) & \frac{1}{2}\pi(\vartheta_{dq}(t)) & 1 \\ \cos(\vartheta_{dq}(t) - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\vartheta_{dq}(t) - \frac{2}{3}\pi) & 1 \\ \cos(\vartheta_{dq}(t) - \frac{4}{3}\pi) & -\sin(\vartheta_{dq}(t) - \frac{4}{3}\pi) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_a \\ Z_b \\ Z_c \end{bmatrix}, \quad (2.6)$$

где $T_{a,b,c \rightarrow d,q,o}$ и $T_{d,q,o \rightarrow a,b,c}$ – прямая и обратная матрица преобразования Блонделя-Парка [18; 61; 104].

Так как исследуемая система является симметричной и в ней отсутствуют составляющие нулевой последовательности, то система преобразования может быть упрощена и приведена к уравнению (2.7) для прямого преобразования Кларк, и к уравнению (2.8) для обратного преобразования Кларк, уравнению

(2.9) для прямого преобразования Парка и уравнению (2.10) для обратного преобразования Парка.

$$Z_{\alpha,\beta}(t) = T_{a,b,c \rightarrow \alpha,\beta} \cdot Z_{a,b,c}(t) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_a \\ Z_b \\ Z_c \end{bmatrix}, \quad (2.7)$$

$$Z_{a,b,c}(t) = T_{\alpha,\beta \rightarrow a,b,c} \cdot Z_{\alpha,\beta} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 \\ -\frac{1}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_\alpha \\ Z_\beta \end{bmatrix}, \quad (2.8)$$

$$Z_{d,q}(t) = T_{\alpha,\beta \rightarrow d,q} \cdot Z_{\alpha,\beta}(t) = \begin{bmatrix} \cos(\vartheta_{dq}) & \sin(\vartheta_{dq}) \\ -\sin(\vartheta_{dq}) & \cos(\vartheta_{dq}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_\alpha(t) \\ Z_\beta(t) \end{bmatrix}, \quad (2.9)$$

$$Z_{\alpha,\beta}(t) = T_{d,q \rightarrow \alpha,\beta} \cdot Z_{d,q}(t) = \begin{bmatrix} \cos(\vartheta_{dq}) & -\sin(\vartheta_{dq}) \\ \sin(\vartheta_{dq}) & \cos(\vartheta_{dq}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_d(t) \\ Z_q(t) \end{bmatrix}, \quad (2.10)$$

где $Z_{\alpha,\beta}(t)$ – преобразованные в статическую двухфазную систему векторы токов и напряжений без учёта составляющей нулевой последовательности; $Z_{d,q}(t)$ – преобразованные в двухфазную вращающуюся систему координат векторы токов и напряжений без учёта составляющей нулевой последовательности; $T_{\alpha,\beta \rightarrow d,q}$ и $T_{\alpha,\beta \rightarrow a,b,c}$ – прямая и обратная матрица преобразования Кларк без учёта составляющей нулевой последовательности; $T_{a,b,c \rightarrow \alpha,\beta}$ и $T_{d,q \rightarrow \alpha,\beta}$ – прямая и обратная матрица преобразования Парка без учёта составляющей нулевой последовательности.

Полученные прямые и обратные уравнения Кларк и Парка без учёта составляющих нулевой последовательности, представленные в (2.7–2.10), используются в разделах 2.1.2, 2.2 и 2.3 с целью формирования математической модели СДПМ во вращающейся системе координат $d - q$, а также упрощения конечного алгоритма управления для СДПМ с разомкнутой обмоткой статора и буферным конденсатором.

2.1.2 Математическая модель синхронного электродвигателя с постоянными магнитами во вращающейся системе координат $d - q$

Для моделирования синхронного двигателя с постоянными магнитами была использована эквивалентная схема замещения для вращающейся системы координат $d - q$, согласно уравнению (2.9). На рисунке 2.2 приведена иллюстрация поперечного сечения трехфазной двухполюсной электрической машины относительно $d - q$ и $a - b - c$ координат.

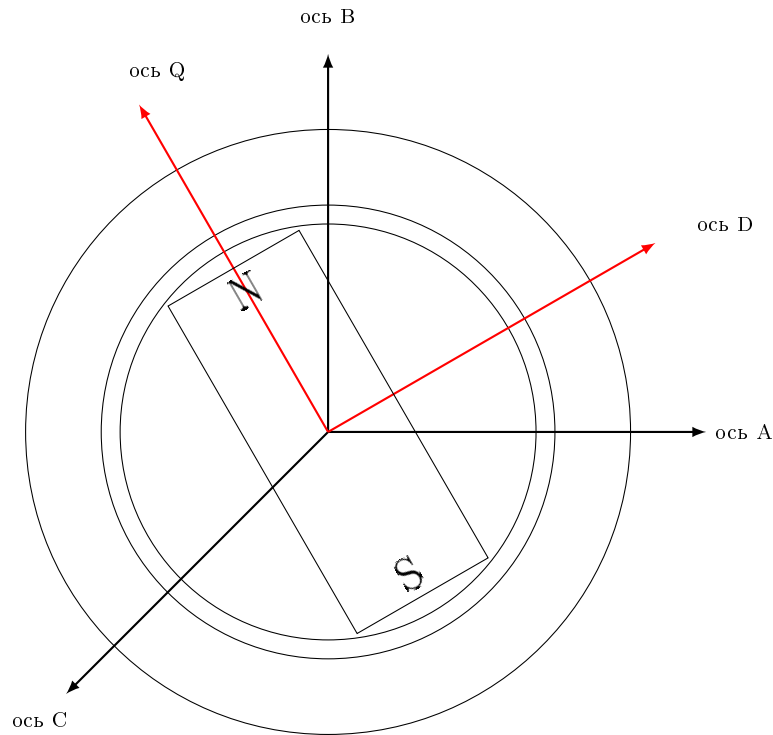


Рисунок 2.2 – Синхронный двигатель с постоянными магнитами

Динамические уравнения напряжений относительно каждой фазы электродвигателя могут быть записаны в соответствии с уравнениями (2.11–2.13).

$$u_a(t) = Ri_a(t) + \frac{d\psi_a(t)}{dt}, \quad (2.11)$$

$$u_b(t) = Ri_b(t) + \frac{d\psi_b(t)}{dt}, \quad (2.12)$$

$$u_c(t) = Ri_c(t) + \frac{d\psi_c(t)}{dt}, \quad (2.13)$$

где $u_a(t)$, $u_b(t)$, $u_c(t)$ – напряжения обмоток статора; R – сопротивление обмотки статора; $i_a(t)$, $i_b(t)$, $i_c(t)$ – токи статора; $\psi_a(t)$, $\psi_b(t)$, $\psi_c(t)$ – значения потокосцеплений относительно фаз статора, которые можно выразить согласно уравнениям (2.14–2.16).

$$\psi_a = L_{aa}i_{1a} + L_{ab}i_{1b} + L_{ac}i_{1c} + \psi_{ma}, \quad (2.14)$$

$$\psi_b = L_{ab}i_{1a} + L_{bb}i_{1b} + L_{bc}i_{1c} + \psi_{mb}, \quad (2.15)$$

$$\psi_c = L_{ac}i_{1a} + L_{bc}i_{1b} + L_{cc}i_{1c} + \psi_{mc}, \quad (2.16)$$

где L_{aa} , L_{bb} , L_{cc} – значения индуктивностей фаз обмоток статора; L_{ab} , L_{ac} , L_{ba} , L_{bc} , L_{ca} , L_{cb} – взаимные индуктивности между фазами обмоток

статора; $\psi_{ma}, \psi_{mb}, \psi_{mc}$ – значения потокосцепления постоянных магнитов относительно фаз статора. Потокосцепления постоянных магнитов зависят от угла поворота ротора и могут быть выражены в соответствии с уравнениями (2.17–2.19).

$$\psi_{ma} = \psi_{pm} \cos \vartheta, \quad (2.17)$$

$$\psi_{mb} = \psi_{pm} \cos (\vartheta - 120^\circ), \quad (2.18)$$

$$\psi_{mc} = \psi_{pm} \cos (\vartheta + 120^\circ), \quad (2.19)$$

где $\psi_{ma}, \psi_{mb}, \psi_{mc}$ – потокосцепления постоянных магнитов относительно фаз a, b, c ; ψ_{pm} – значение потокосцепления постоянных магнитов ротора; ϑ – электрический угол поворота ротора.

Принимая во внимание то, что в симметричной трехфазной машине значения индуктивностей для каждой фазы одинаковы ($L_a = L_b = L_c = L$), уравнения для нахождения фазных значений потокосцепления электромотора могут быть представлены выражениями (2.20–2.22).

$$\psi_a(t) = \psi_{pm} \cos \vartheta + Li_a(t), \quad (2.20)$$

$$\psi_b(t) = \psi_{pm} \cos (\vartheta - 120^\circ) + Li_b(t), \quad (2.21)$$

$$\psi_c(t) = \psi_{pm} \cos (\vartheta + 120^\circ) + Li_c(t), \quad (2.22)$$

где L – эквивалентное значение индуктивности одинаковое для каждой фазы электродвигателя; $\psi_a(t), \psi_b(t), \psi_c(t)$ – значения потокосцеплений для фаз a, b, c .

Продифференцировав по времени уравнения (2.20–2.22), получим формулы (2.23–2.25).

$$\frac{d\psi_a(t)}{dt} = Li_a(t) + e_a(t), \quad (2.23)$$

$$\frac{d\psi_b(t)}{dt} = Li_b(t) + e_b(t), \quad (2.24)$$

$$\frac{d\psi_c(t)}{dt} = Li_c(t) + e_c(t), \quad (2.25)$$

где $e_a(t), e_b(t), e_c(t)$ – значения противо-ЭДС электродвигателя, которые зависят от величины потокосцепления постоянных магнитов, а также от скорости электромотора и могут быть получены в соответствии с (2.26–2.28).

$$e_a(t) = \psi_{pm} \omega_{me}(t) \cos(\vartheta_{me}(t) + \pi/2), \quad (2.26)$$

$$e_b(t) = \psi_{pm} \omega_{me}(t) \cos(\vartheta_{me}(t) + \pi/2 - 2\pi/3), \quad (2.27)$$

$$e_c(t) = \psi_{pm} \omega_{me}(t) \cos(\vartheta_{me}(t) + \pi/2 - 4\pi/3), \quad (2.28)$$

где ω_{me} – электрическая скорость электродвигателя. Подставив уравнения (2.23–2.28) в уравнения (2.11–2.13), получим выражения зависимости фазных напряжений от параметров электромотора (2.29–2.31).

$$u_a(t) = Ri_a(t) + L \frac{di_a(t)}{dt} + \psi_{pm} \omega_{me}(t) \cos(\vartheta_{me}(t) + \pi/2), \quad (2.29)$$

$$u_b(t) = Ri_b(t) + L \frac{di_b(t)}{dt} + \psi_{pm} \omega_{me}(t) \cos(\vartheta_{me}(t) + \pi/2 - 2\pi/3), \quad (2.30)$$

$$u_c(t) = Ri_c(t) + L \frac{di_c(t)}{dt} + \psi_{pm} \omega_{me}(t) \cos(\vartheta_{me}(t) + \pi/2 - 4\pi/3), \quad (2.31)$$

где $u_a(t), u_b(t), u_c(t)$ – фазные значения напряжений для синхронного двигателя с постоянными магнитами.

Полученные уравнения для трехфазной системы координат можно преобразовать в двухфазную согласно уравнениям Кларк, по формуле (2.7). Таким образом, результирующее выражения для нахождения напряжения относительно системы координат $\alpha - \beta$ могут быть найдены в соответствии с (2.32 и 2.33).

$$u_\alpha(t) = Ri_\alpha(t) + L \frac{di_\alpha(t)}{dt} - \omega_{me}(t) \psi_{\beta,mg}(t), \quad (2.32)$$

$$u_\beta(t) = Ri_\beta(t) + L \frac{di_\beta(t)}{dt} + \omega_{me}(t) \psi_{\alpha,mg}(t), \quad (2.33)$$

где $u_\alpha(t), u_\beta(t)$ – фазные значения напряжений для синхронного двигателя с постоянными магнитами относительно статической двухфазной системы координат $\alpha - \beta$; $\psi_{\beta,mg}(t), \psi_{\alpha,mg}(t)$ – значения потокосцеплений относительно статической двухфазной системы координат $\alpha - \beta$. Затем, применяя к уравнениям (2.32 и 2.33) преобразование Парка (2.9), получим зависимость параметров электродвигателя относительно значений напряжений во вращающейся системе координат (2.34 и 2.35).

$$u_d(t) = Ri_d(t) + L \frac{di_d(t)}{dt} - \omega_{me}(t) Li_q(t), \quad (2.34)$$

$$u_q(t) = Ri_q(t) + L \frac{di_q(t)}{dt} + \omega_{me}(t) Li_d(t) + \omega_{me}(t) \psi_{mg}, \quad (2.35)$$

где $u_d(t), u_q(t)$ – фазные значения напряжений для синхронного двигателя с постоянными магнитами относительно вращающейся двухфазной системы координат $d - q$.

Таким образом, эквивалентная схема замещения синхронного двигателя с постоянными магнитами, на основании уравнений (2.34 и 2.35), может быть представлена в соответствии с рисунком 2.3.

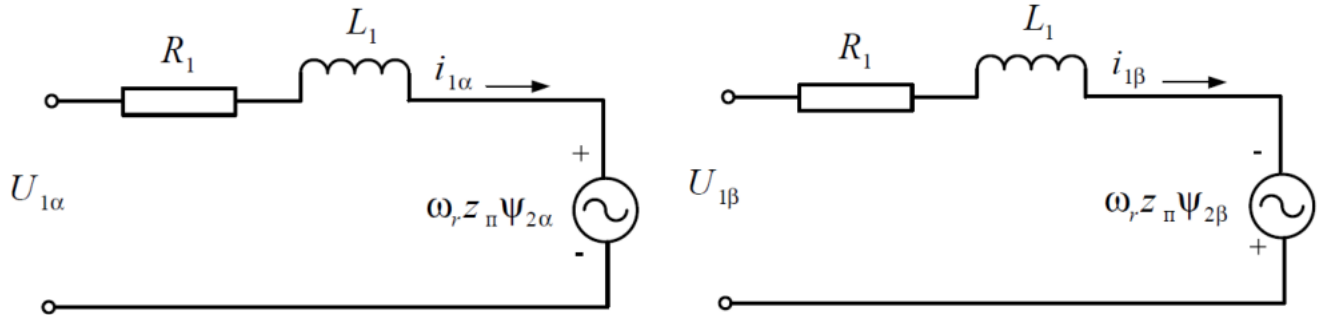


Рисунок 2.3 – Схема замещения двухфазного синхронного двигателя с постоянными магнитами

Уравнение энергетического баланса для СДПМ может быть получено согласно уравнению (2.36).

$$\frac{2}{3}P_e(t) = \frac{2}{3}P_j(t) + \frac{2}{3}\frac{dW_m(t)}{dt} + \frac{2}{3}P_{em}(t), \quad (2.36)$$

где $P_e(t)$ – входная электрическая мощность; $P_j(t)$ – энергия рассеяния, уходящая на нагрев обмоток статора; $W_m(t)$ – энергия магнитного поля; $P_{em}(t)$ – электрохимическая мощность. Наличие коэффициента $2/3$ обусловлено преобразованием статической системы координат во вращающуюся. Значения $P_e(t), W_m(t), P_{em}(t)$ рассчитываются в соответствии с уравнениями (2.37–2.40).

$$\frac{2}{3}P_e(t) = u_d(t)i_d(t) + u_q(t)i_q(t), \quad (2.37)$$

$$\frac{2}{3}P_j(t) = R(i_d^2(t) + i_q^2(t)), \quad (2.38)$$

$$\frac{2}{3}\frac{dW_m(t)}{dt} = L \left(i_d(t)\frac{di_d(t)}{dt} + i_q(t)\frac{di_q(t)}{dt} \right), \quad (2.39)$$

$$\frac{2}{3}P_{em}(t) = \omega_{me}(t)\psi_{pm}i_q(t) + \frac{3}{2}p(L_d - L_q), \quad (2.40)$$

Так как электрохимическая мощность выражается на основании формулы (2.41).

$$P_{em}(t) = T_e(t)\omega_m(t). \quad (2.41)$$

где $T_e(t)$ – крутящий момент на валу двигателя; $\omega_m(t)$ – механическая скорость СДПМ, то, подставив уравнения (2.37–2.40) в (2.41), получим выражения для нахождения крутящего момента СДПМ (2.42).

$$\begin{aligned} T_e(t) &= \frac{3}{2}p\psi_{mg}i_q(t) + \frac{3}{2}p(L_d - L_q)i_d(t)i_q(t) \\ &= \frac{3}{2}p(\psi_{mg} + (L_d - L_q)i_d(t))i_q(t), \end{aligned} \quad (2.42)$$

С учётом того, что во вращающейся системе координат $d - q$ величина индуктивности для каждой из оси определяется своим значением, математическая модель синхронного двигателя с постоянными магнитами сводится к системе уравнений (2.43).

$$\begin{cases} u_d(t) &= Ri_d(t) + L_d \frac{di_d(t)}{dt} - \omega_{me}(t)L_d i_d(t) \\ u_q(t) &= Ri_q(t) + L_q \frac{di_q(t)}{dt} + \omega_{me}(t)L_q i_q(t) + \omega_{me}(t)\psi_{mg} \\ T_e(t) &= \frac{3}{2}p(\psi_{mg} + (L_d - L_q)i_d(t))i_q(t) \end{cases} \quad (2.43)$$

Система уравнений, представленная в (2.43), необходима для определения переходных процессов происходящих во время работы СДПМ относительно вращающейся системы координат $d - q$, определения пределов его рабочих характеристик, рассмотренных в разделе 2.2, а также формирования конечного алгоритма управления для двух ПЧ в составе предложенной системы электропривода, которая рассмотрена в разделе 2.3.

2.2 Пределы рабочих характеристик синхронного двигателя с постоянными магнитами

Предельные значения крутящего момента и скорости ротора электродвигателя ограничены максимально допустимыми значениями токов и напряжений, приложенных к обмоткам статора. Таким образом, максимальные значения токов и напряжений относительно вращающейся системы координат могут быть выражены согласно формулам (2.44 и 2.45).

$$i_d^2 + i_q^2 \leq I_s^2 \max, \quad (2.44)$$

$$u_d^2 + u_q^2 \leq U_s^2 \max, \quad (2.45)$$

где $I_{s \max}$ – максимально допустимый длительный ток электродвигателя; $U_{s \max} = U_{dc}/\sqrt{3}$ – максимальное выходное напряжение преобразователя частоты. После подстановки выражений (2.34 и 2.35) в уравнения (2.44 и 2.45) при этом рассматривая их в статическом режиме ($di_d(t)/dt = 0$; $R \cdot i_d(t) = 0$; $R \cdot i_q(t) = 0$) и исключив из расчёта падение напряжения на обмотках статора получим уравнение эллипса ограничения скорости СДПМ от напряжения (2.46).

$$\frac{\left(i_d + \frac{\psi_{pm}}{L_d}\right)^2}{\left(\frac{U_{s \max}}{L_d \cdot \omega_{me}}\right)^2} + \frac{i_q^2}{\left(\frac{U_{s \max}}{L_q \cdot \omega_{me}}\right)^2} \leq 1, \quad (2.46)$$

где $(-\psi_{pm}/L_d; 0)$ – центр эллипса, в точке которого возможно достижение максимальной скорости электродвигателя. Для расчётов режимов работы СДПМ в качестве уравнения ограничения скорости электродвигателя в зависимости от напряжения наиболее удобно использовать преобразованную форму уравнения (2.47).

$$\omega_{me} \leq \frac{U_{m \max}}{\sqrt{(L_q \cdot i_q)^2 + (\psi_{pm} + L_d \cdot i_d)^2}}, \quad (2.47)$$

где ω_{me} – электрическая скорость СДПМ. На рисунке 2.4 изображён график зависимостей токов во вращающейся системе координат $d - q$ от параметров синхронной машины, участки работы которого можно разделить на 4 части: *МТРА*, *МС*, *МТРВ* и *FW*.

Согласно [84], каждый из четырёх участков является оптимальным для своего диапазона значений скорости и момента на валу ротора СДПМ:

1. *МТРА* (*Maximum torque per ampere*) – участок, где возможно достижение максимально возможного значения отношения выходного крутящего момента на валу с минимальным питающим током. Достигается в диапазоне от 0 до номинальной скорости электродвигателя (участок 0 – 1);
2. *МС* (*Maximum current*) – пограничный участок ограничения значения потребляемого тока. Используется в диапазоне скоростей от номинальной до скорости перехода в режим *МТРВ* (участок 1 – 2);
3. *МТРВ* (*Maximum torque per voltage*) – пограничный участок ограничения значения потребляемого тока. Используется в диапазоне от

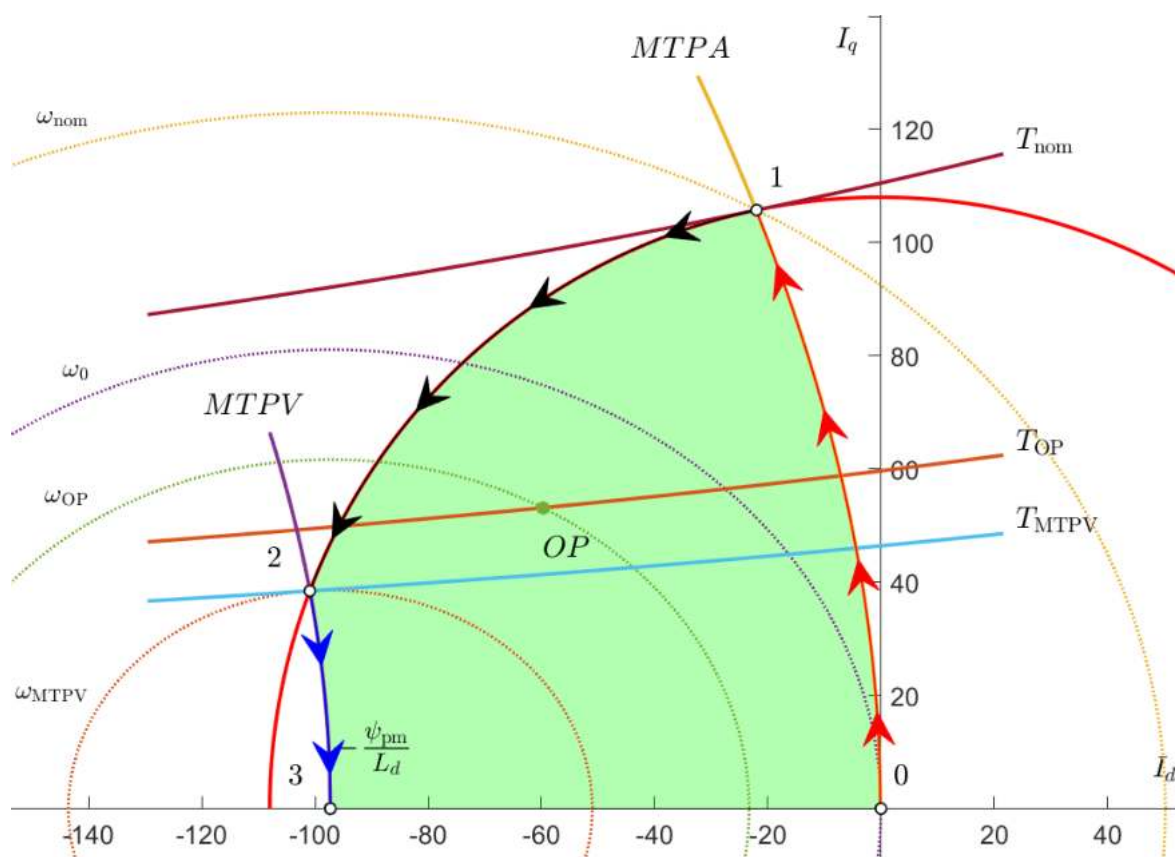


Рисунок 2.4 — Пределы рабочих характеристик СДПМ с явно выраженными полюсами

скорости перехода в режим *MTPV* до максимально возможной скорости электродвигателя (участок 2 – 3);

4. *FW* (*Field weakening*) – режим ослабленного поля. Является наиболее оптимальным способом управления в режимах работы отличных от пограничных в диапазоне скоростей свыше номинальной (семейство точек внутри диапазона, ограниченное кривыми 0 – 1 – 2 – 3).

На рисунке 2.5 представлен график зависимости скорости СДПМ от крутящего момента на валу. Согласно графику, достижение номинального значения крутящего момента возможно при скоростях меньших чем номинальное значение (участок *MTPA*), в то время как повышение задания по скорости ведёт за собой снижение значения максимального момента на валу электродвигателя.

2.2.1 Зона достижения максимального крутящего момента на валу с минимальным питающим током СДПМ (*MTPA*)

Согласно [102], крутящий момент на валу синхронного двигателя с постоянными магнитами состоит из суммы крутящих моментов поля постоянных магнитов и реактивного крутящего момента (2.48).

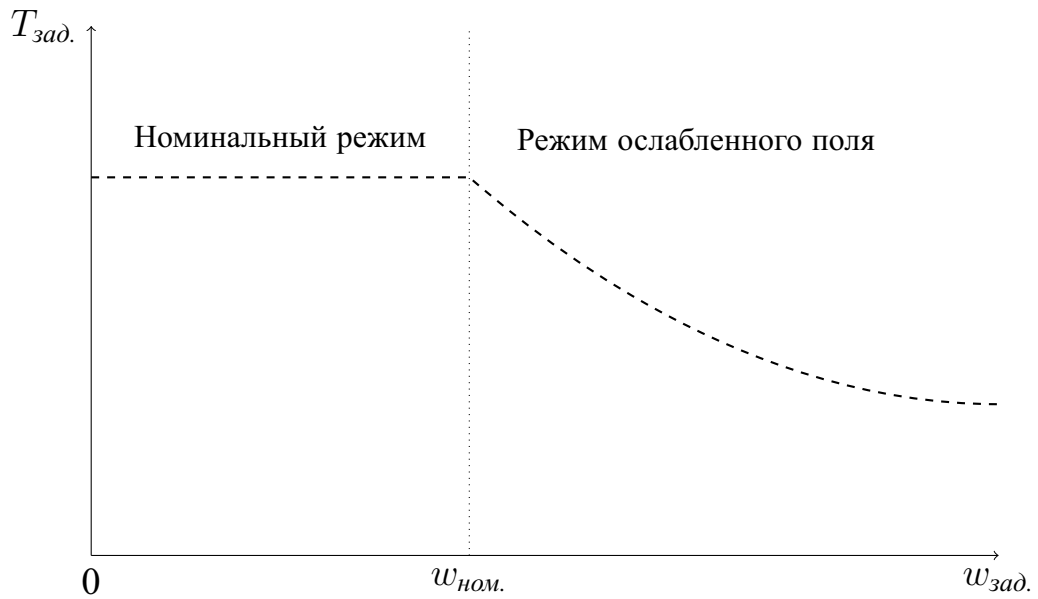


Рисунок 2.5 — Зависимость скорости от крутящего момента

На рисунке 2.6 представлен график зависимости кривых крутящего момента магнитного поля, образованного полем постоянных магнитов T_{PM} , реактивного момента T_{react} и их суммы T_{tot} в зависимости от угла результирующего вектора тока. В соответствии с уравнениями (2.42) и (2.48), момент, образуемый постоянными магнитами T_{PM} пропорционален току по оси q , в то время как реактивный момент T_{react} пропорционален произведению значений токов по осям d и q .

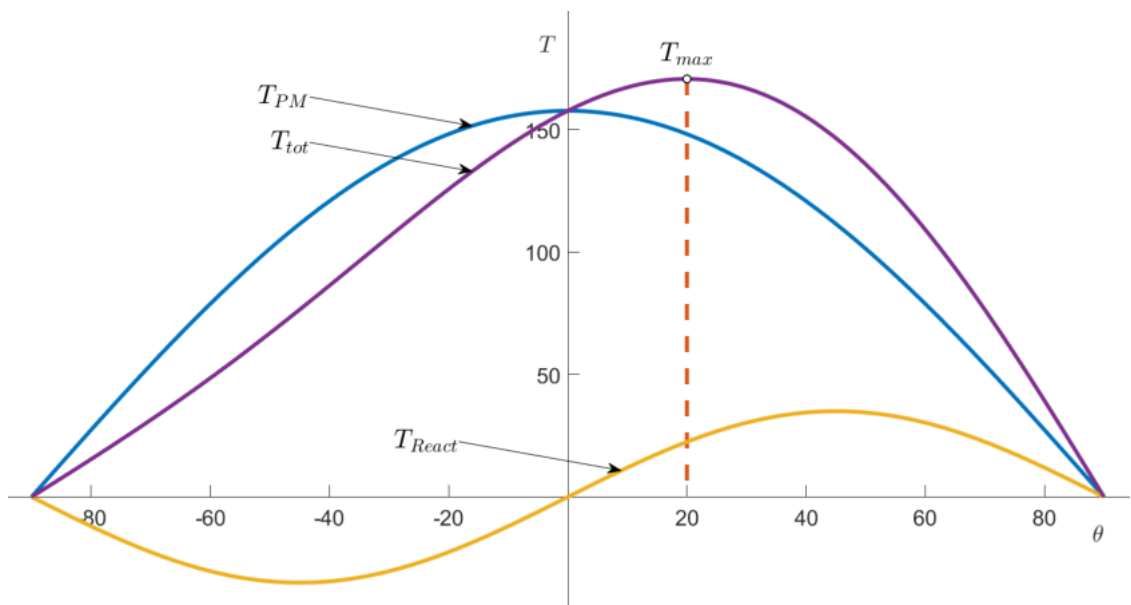


Рисунок 2.6 — График кривых крутящего момента СДПМ в зависимости от угла результирующего вектора тока

На рисунке 2.6 видно, что максимальный момент, образуемый кривой T_{PM} соответствует углу вектора тока в 0° , а максимальный момент кривой T_{react} - 45° . При этом максимальное значение результирующего момента T_{tot} находится между вышеупомянутыми точками и соответствует углу 20° и является значением $MTPA$ для текущего заданного амплитудного значения тока I_{ph} (2.48).

$$T_e = 3p \left(\lambda_m I_{ph} \cos(\theta) + \frac{(L_q - L_d)}{2} I_s^2 \sin(2\theta) \right), \quad (2.48)$$

где I_s - заданное амплитудное значение тока; ψ_{pm} - значение потокосцепления постоянных магнитов ротора; где L_d, L_q - значения индуктивностей фаз обмоток статора относительно вращающейся системы координат $d - q$; p - число пар полюсов СДПМ; θ - угол вектора тока.

Согласно графику на рисунке 2.7, необходимый момент на валу, выраженный относительно токов статора во вращающейся системе координат $d - q$, в соответствии с уравнением (2.42), представляет собой множество точек, образующих гиперболу T_{OP} , при этом управление в режиме $MTPA$ подразумевает поиск вектора тока с наименьшей длиной относительно заданного значения (вектор I_{s3}). Таким образом дифференцирование момента относительно угла вектора тока в точке $MTPA$ должна быть равна нулю (2.49).

$$\frac{dT_e}{d\theta} = 3p \left(\psi_{pm} I_{ph} \cos(\theta) + \frac{(L_q - L_d)}{2} I_s^2 \sin(2\theta) \right) = 0. \quad (2.49)$$

Выразив угол θ из уравнения (2.49), получим уравнение (2.50).

$$\theta_{MTPA} = \cos^{-1} \left(\frac{-\psi_{pm} + \sqrt{\psi_{pm}^2 + 8(L_d - L_q)^2 I_m^2}}{4(L_d - L_q) I_s} \right), \quad (2.50)$$

где θ_{MTPA} - угол вектора тока амплитудой I_s , расположенного на кривой $MTPA$. При этом токи относительно вращающейся системы координат могут быть выражены в соответствии с выражениями (2.51 и 2.52).

$$i_{d \ MTPA} = I_s \cos(\theta_{MTPA}), \quad (2.51)$$

$$i_{q \ MTPA} = I_s \sin(\theta_{MTPA}). \quad (2.52)$$

где $i_{d \ MTPA}, i_{q \ MTPA}$ - значения вектора тока амплитудой I_s , расположенного на кривой $MTPA$ относительно вращающейся системы координат $d - q$.

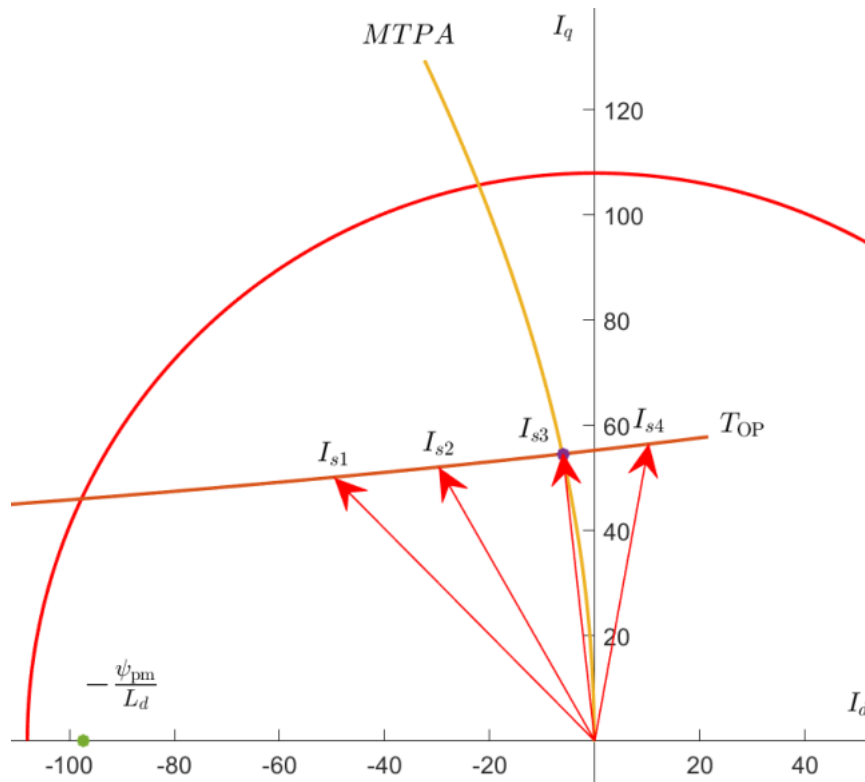


Рисунок 2.7 — Момент на валу СДПМ во вращающейся системе координат $d - q$ и его результирующие векторы тока

Упростив выражения (2.51 и 2.52), и выразив ток $i_{q \text{ МТРА}}$ через I_s , согласно [72], получим конечную запись уравнения нахождения токов во вращающейся системе координат $d - q$ относительно заданной амплитуды тока статора (2.53 и 2.54).

$$i_{d \text{ МТРА}} = \frac{\psi_{pm}}{4(L_d - L_q)} - \sqrt{\frac{\psi_{pm}^2}{16(L_d - L_q)^2} + \frac{I_s^2}{2}}, \quad (2.53)$$

$$i_{q \text{ МТРА}} = \pm \sqrt{I_s^2 - i_{d \text{ МТРА}}^2}. \quad (2.54)$$

При этом, нахождение решения для уравнений (2.53 и 2.54) относительно заданного значения выходного момента на валу является задачей оптимизации, которая может быть сформулирована как поиск минимума функции $I_s^2_{max} = i_d^2 + i_q^2$ при условии соблюдения ограничений, образуемых уравнением (2.48). Посредством метода множителей Лагранжа составим функцию (2.55).

$$L(i_d, i_q, \lambda) = i_d^2 + i_q^2 + \lambda \left(\frac{3p}{2} (\psi_{pm} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) - T_e \right), \quad (2.55)$$

где $L(i_d, i_q, \lambda)$ – функция Лагранжа от переменных i_d, i_q, λ ; λ – значение коэффициента множителя Лагранжа.

Необходимым условием экстремума (2.55) является система уравнений, которая, в соответствии с приливами дифференцирования, записывается как (2.56).

$$\begin{cases} \frac{dL}{di_d} = 2i_d + \frac{3p}{2}\lambda(L_d - L_q)i_q = 0 \\ \frac{dL}{di_q} = 2i_q + \frac{3p}{2}(\psi_{pm} + \lambda(L_d - L_q)i_q) = 0 \\ \frac{dL}{di_\lambda} = \frac{3p}{2}(\psi_{pm}i_q + (L_d - L_q)i_di_q) - T_e = 0 \end{cases} \quad (2.56)$$

Решением (2.56) является система уравнений четвёртого порядка (2.57).

$$i_d^4 + A_1i_d^3 + B_1i_d^2 + C_1i_d + D_1 = 0 \quad (2.57)$$

где коэффициенты A_1, B_1, C_1, D_1 выражаются в соответствии с уравнениями (2.58–2.61).

$$A_1 = \frac{3\psi_{pm}}{(L_d - L_q)}, \quad (2.58)$$

$$B_1 = \frac{3\psi_{pm}^2}{(L_d - L_q)^2}, \quad (2.59)$$

$$C_1 = \frac{\psi_{pm}^3}{(L_d - L_q)^3}, \quad (2.60)$$

$$D_1 = \frac{4T_e^2}{9p^2(L_d - L_q)^2}. \quad (2.61)$$

Выразив i_d из уравнения (2.57), получим уравнение (2.62).

$$i_d = -\frac{A_1}{4} - \frac{\eta_1}{2} - \frac{\mu_1}{2}. \quad (2.62)$$

Знаки «минус» для коэффициентов η_1, μ_1 поставлены из условия нахождения действительных значений корней уравнения.

Коэффициенты η_1, μ_1 выражаются в соответствии с уравнениями (2.63–2.67).

$$\eta_1 = \sqrt{\frac{A_1^2}{4} - B_1 + \gamma_1}, \quad (2.63)$$

$$\gamma_1 = \frac{B_1}{3} + \sqrt[3]{-\frac{\beta_1}{2} + \sqrt{\frac{\beta_1^2}{4} + \frac{\alpha_1^3}{27}}} + \sqrt[3]{-\frac{\beta_1}{2} - \sqrt{\frac{\beta_1^2}{4} + \frac{\alpha_1^3}{27}}}, \quad (2.64)$$

$$\alpha_1 = \frac{1}{3} (3A_1C_1 - 12D_1 - B_1^2), \quad (2.65)$$

$$\beta_1 = \frac{1}{27} (-2B_1^3 + 9A_1B_1C_1 + 72B_1D_1 - 27C_1^2 - 27A_1^2D_1), \quad (2.66)$$

$$\mu_1 = \sqrt{\frac{3}{4}A_1^2 - \eta_1^2 - 2B_1 - \frac{1}{4\eta_1} (4A_1B_1 - 8C_1 - A_1^3)}, \quad (2.67)$$

где $\alpha_1, \beta_1, \gamma_1$ – составные коэффициенты необходимые для нахождения значений η_1, μ_1 . При этом токи относительно вращающейся системы координат могут быть выражены в соответствии с выражениями (2.51 и 2.52). Знак «минус» перед дробью $1/(4\eta_1)$ для уравнения μ_1 был поставлен из условия нахождения действительных значений корней уравнения.

Таким образом, конечная запись системы уравнений для определения токов статора во вращающейся системе координат $d-q$ в режиме *МТРА* выражается в соответствии с (2.68 и 2.69).

$$i_{d \text{ МТРА}} = -\frac{A_1}{4} - \frac{\eta_1}{2} - \frac{\mu_1}{2}, \quad (2.68)$$

$$i_{q \text{ МТРА}} = \frac{2T_e/3p}{\psi_{pm} + (L_d - L_q) i_{d \text{ МТРА}}} \quad (2.69)$$

Пограничной величиной для данного участка является значение номинальной скорости электромотора, которое можно выразить, подставив в уравнения (2.53 и 2.54) параметр максимально допустимого длительного тока I_{max} .

2.2.2 Зона максимального тока СДПМ (МС)

В случае, когда требуется достижение максимального крутящего момента при скоростях выше номинального значения, необходимо использовать *МС* алгоритм управления (рисунок 2.8).

Согласно уравнениям (2.46 и 2.47), задание по скорости во вращающейся системе координат относительно токов I_d, I_q представляет собой множество

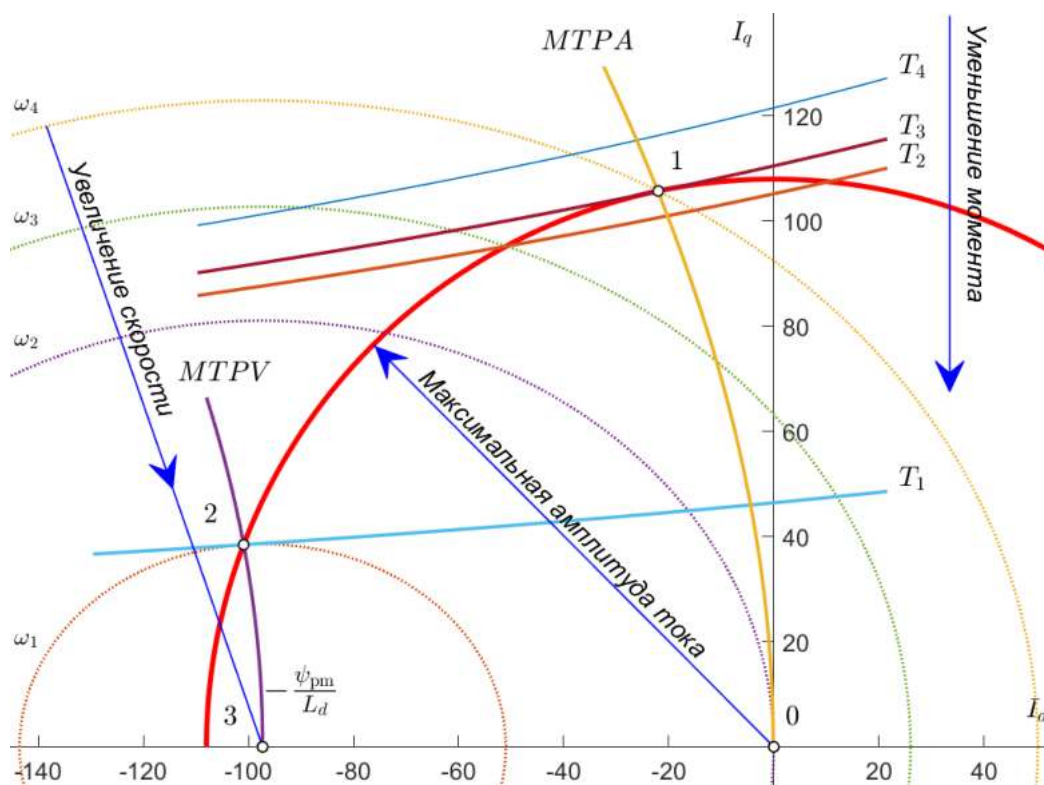


Рисунок 2.8 — Кривые скорости и момента СДПМ с явно выраженными полюсами во вращающейся системе координат $d - q$

точек, образующих эллипс, представленных на рисунке 2.8, радиус которого сужается в зависимости от увеличения скорости к центру с координатами $(-\psi_{pm}/L_d; 0)$. Таким образом, справедливо неравенство $\omega_1 > \omega_2 > \omega_3 > \omega_4$. При этом, задание момента на валу в выше обозначенной системе координат, согласно уравнению (2.48), представляет собой гиперболу. Для рисунка 2.8 справедливо неравенство $T_1 < T_2 < T_3 < T_4$. При этом максимальный момент на валу не может выходить за круг, ограниченный максимальной амплитудой тока статора. Таким образом, момент на валу T_3 , который находится в точке пересечения кривой МТРА и круга максимальной амплитуды тока является предельно достижимым выходным моментом электродвигателя (точка «1» на рисунке 2.8). Эллипс проходящий через эту точку является эллипсом со значением скорости, равным номинальному.

В случае задания по скорости выше номинального значения при уставке крутящего момента на валу равным или больше предельного для СДПМ значения на заданной скорости, выходные параметры токов статора во вращающейся системе координат $d - q$ можно найти в точках пересечения уравнения для нахождения скорости (2.47) с максимальной амплитудой тока статора (2.44 и 2.45).

Таким образом, для режима *МС*, задания для токов i_d, i_q находятся согласно уравнениям (2.70 и 2.71).

$$i_d \text{ МС} = \frac{-\psi_{pm}L_q + \sqrt{(\psi_{pm}L_q)^2 - (L_d - L_q)^2 \left(L_q I_{s \text{ max}}^2 + \psi_{pm}^2 - \frac{U_m^2 \text{ max}}{\omega_{me}^2} \right)^2}}{4(L_d - L_q)}, \quad (2.70)$$

$$i_q \text{ МС} = \sqrt{I_{m \text{ max}}^2 - I_d^2 \text{ МС}}. \quad (2.71)$$

2.2.3 Зона достижения максимального крутящего момента на валу к минимальному управляющему напряжению СДПМ (МТРВ)

В режимах сильного ослабления поля в случае, когда максимально допустимая амплитуда тока I_{max} превышает значение ψ_{pm}/L_d (то есть центр эллипса, находится внутри окружности, радиус которой равен максимальной амплитуде тока статора I_{max}), при необходимости достижения максимально возможного выходного момента на валу ротора, следует использовать *МТРВ* алгоритм управления. Таким образом, при достижении определённой скорости (скорость « ω_2 » на рисунке 2.8) оптимальная траектория движения токов по осям $d - q$ смещается от круга, ограниченного максимальной амплитудой тока статора к кривой *МТРВ* (кривая, ограниченная точками «2» – «3»). При этом, максимальный момент находится как касательная гиперболы, формируемой уравнением (2.42) к эллипсу (2.47). Подставив в уравнение (2.47) значение тока i_d как $(\psi_d - \psi_{pm})/L_d$, получим выражение (2.72).

$$(L_q i_q^e)^2 + \psi_d^2 = (U_s/\omega_{em})^2, \quad (2.72)$$

где ψ_d – значение потокосцепления постоянных магнитов относительно оси d во вращающейся системе координат $d - q$. Затем, выразим уравнение (2.42) через (2.72), получив формулу (2.73).

$$T_e^2 = \left(\frac{3p}{2} \right)^2 \left(\psi_d - L_q \frac{\psi_d - \psi_{pm}}{L_d} \right)^2 \frac{(U_s/\omega_{em})^2 - \psi_d^2}{L_q^2}. \quad (2.73)$$

Взяв производную уравнения (2.73) и приравняв её к нулю, получим уравнение (2.74).

$$\psi_{\text{МТРВ}} = \frac{-L_q \psi_m + \sqrt{L_q^2 \psi_{pm}^2 + 8(L_d - L_q)^2 (U_s/\omega_{em})^2}}{4(L_d - L_q)}. \quad (2.74)$$

где ψ_{MTPV} – максимальное значение потокосцепления постоянных магнитов относительно оси d во вращающейся системе координат $d - q$ в режиме $MTPV$. Затем, выразим уравнение (2.42) через (2.72), получив формулу (2.73).

Подставив (2.74) в выражение (2.73) и учитывая, что $i_d = (\psi_{MTPV} - \psi_{pm}) / L_d$, получим уравнения для нахождения управляющих токов в режиме $MTPV$ (2.75 и 2.76).

$$i_{d \text{ MTPV}} = -\frac{\psi_{MTPV} + \psi_{pm}}{L_d}, \quad (2.75)$$

$$i_{q \text{ MTPV}} = \frac{L_q \psi_{pm} - \sqrt{(L_q \cdot \psi_{pm})^2 + 8(L_d - L_q)^2 (U_s / \omega_{em})}}{4(L_d - L_q)} \quad (2.76)$$

2.2.4 Зона ослабленного поля СДПМ (FW)

Во всех диапазонах управления, не являющихся пограничными, при достижении скорости выше номинального значения следует использовать FW алгоритм управления. Задающее значение для токов в данном режиме находится на пересечении эллипса, зависящего от задания по скорости (согласно уравнению (2.47)) с гиперболой, формируемой в соответствии с заданным моментом на валу электродвигателя (уравнение (2.42)). Пример такой точки представлен на рисунке 2.9, где точка OP является оптимальным значением для задания по скорости, образующего эллипс ω_{OP} и задания по моменту, образующего гиперболу T_{OP} . Решением для нахождения управляющих токов во вращающейся системе координат $d - q$ для режима FW будет являться система уравнений четвёртого порядка (2.77).

$$i_d^4 + A_2 i_d^3 + B_2 i_d^2 + C_2 i_d + D_2 = 0, \quad (2.77)$$

где коэффициенты A_2, B_2, C_2, D_2 выражаются в соответствии с (2.78–2.81).

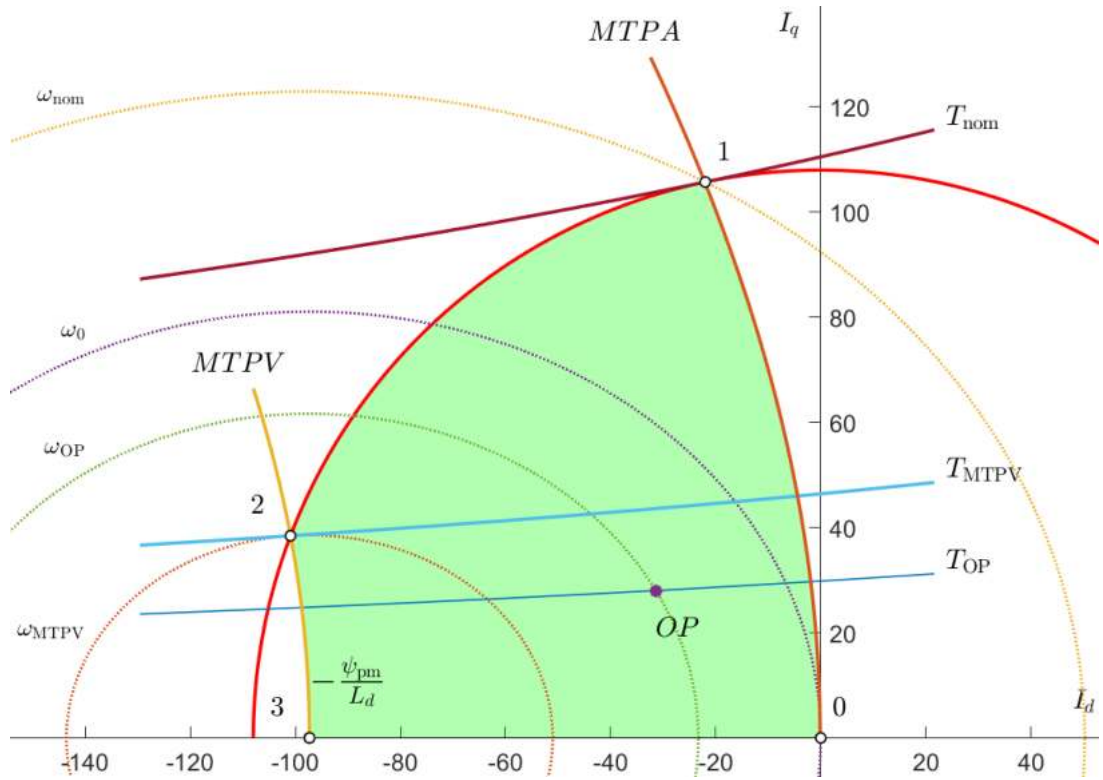


Рисунок 2.9 — Зона управления FW для СДПМ с явно выраженными полюсами во вращающейся системе координат $d - q$

$$A_2 = \frac{2\psi_{pm}}{(L_d - L_q)} \left(2 - \frac{L_d}{L_q} \right), \quad (2.78)$$

$$B_2 = \frac{\psi_{pm}^2}{(L_d - L_q)^2} + \frac{4\psi_{pm}^2}{L_d(L_d - L_q)^2} + \frac{\psi_{pm}^2}{L_d} - \frac{U_m^2}{\omega_{em}^2 L_d^2}, \quad (2.79)$$

$$C_2 = \frac{2\psi_{pm}}{L_d} \left(\frac{\psi_{pm}^2}{(L_d - L_q)^2} + \frac{\psi_{pm}^2}{L_d(L_d - L_q)} - \frac{U_m^2}{\omega_{em}^2 L_d(L_d - L_q)} \right), \quad (2.80)$$

$$D_2 = D_2 = \frac{1}{(L_d - L_q)^2} \left(\frac{\psi_{pm}^4}{L_d^2} + \frac{4L_q^2 T_e}{9L_d^2 p} - \frac{U_m^2 \psi_{pm}^2}{\omega_{em}^2 L_d} \right). \quad (2.81)$$

Выразив i_d из (2.57) получим уравнение (2.82).

$$i_d = -\frac{A_2}{4} - \frac{\eta_2}{2} + \frac{\mu_2}{2}. \quad (2.82)$$

Знак «минус» для коэффициента η_1 и знак «плюс» для коэффициента μ_1 поставлены из условия нахождения действительных значений корней уравнения. Коэффициенты η_2, μ_2 выражаются в соответствии с уравнениями (2.83–2.87).

$$\eta_2 = \sqrt{\frac{A_2^2}{4} - B_2 + \gamma_2}, \quad (2.83)$$

$$\gamma_2 = \frac{B_2}{3} + \sqrt[3]{-\frac{\beta_2}{2} + \sqrt{\frac{\beta_2^2}{4} + \frac{\alpha_2^3}{27}}} + \sqrt[3]{-\frac{\beta_2}{2} - \sqrt{\frac{\beta_2^2}{4} + \frac{\alpha_2^3}{27}}}, \quad (2.84)$$

$$\alpha_2 = \frac{1}{3} (3A_2C_2 - 12D_2 - B_2^2), \quad (2.85)$$

$$\beta_2 = \frac{1}{27} (-2B_2^3 + 9A_2B_2C_2 + 72B_2D_2 - 27C_2^2 - 27A_2^2D_2), \quad (2.86)$$

$$\mu_2 = \sqrt{\frac{3}{4}A_2^2 - \eta_2^2 - 2B_2 - \frac{1}{4\eta_2} (4A_2B_2 - 8C_2 - A_2^3)}, \quad (2.87)$$

где $\alpha_2, \beta_2, \gamma_2$ – составные коэффициенты необходимые для нахождения значений η_2, μ_2 . Знак «минус» перед дробью $1/(4\eta_2)$ для уравнения μ_2 был поставлен из условия нахождения действительных значений корней уравнения.

Таким образом, конечная запись системы уравнений для определения токов статора во вращающейся системе координат $d - q$ в режиме FW выражается в соответствии с (2.88 и 2.89).

$$i_{d \text{ FW}} = -\frac{A_2}{4} - \frac{\eta_2}{2} + \frac{\mu_2}{2}, \quad (2.88)$$

$$i_{q \text{ FW}} = \frac{2T_e/3p}{\psi_{pm} + (L_d - L_q) i_{d \text{ FW}}}. \quad (2.89)$$

2.2.5 Определение пограничных точек смены алгоритма управления

Для определения оптимального алгоритма управления необходимо предварительное вычисление значений пограничных параметров, которыми, в соответствии с рисунком 2.10, являются $\omega_0^*, \omega_{nom}^*, \omega_{MTPV}^*, T_{nom}^*, T_{MTPV}^*, T_{MTPV}^{\omega_{ref}}, T_{MTPA}^{\omega_{ref}}$ и $T_{MC}^{\omega_{ref}}$. Условно их можно разделить на «статические», которые необходимо вычислить один раз перед началом работы алгоритма, и «динамические», которые вычисляются каждый цикл алгоритма управления. К «статическим» параметрам относятся: $\omega_0^*, \omega_{nom}^*, \omega_{MTPV}^*, T_{nom}^*, T_{MTPV}^*$, к «динамическим» – $T_{MTPV}^{\omega_{ref}}, T_{MTPA}^{\omega_{ref}}$ и $T_{MC}^{\omega_{ref}}$.

Параметр ω_0^* является значением скорости при котором эллипс, полученный в соответствии с уравнением (2.47) проходит через начало координат (рисунок 2.9). Для скоростей, превышающих ω_0^* , $MTPA$ алгоритм управления

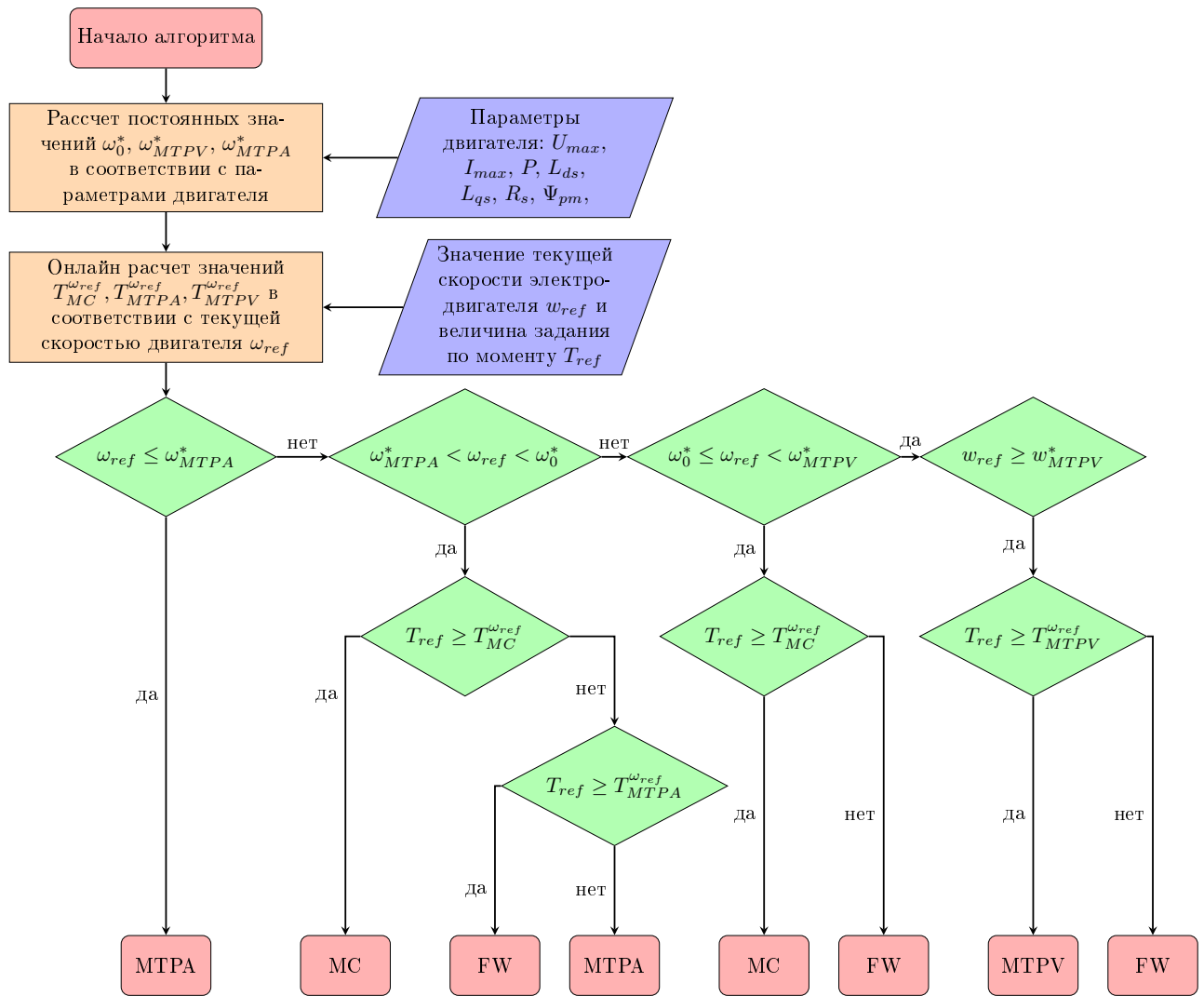


Рисунок 2.10 — Диаграмма выбора оптимального алгоритма управления

более не является оптимальным. В соответствии с этим, уравнение для нахождения ω_0^* находится в соответствии с (2.90).

$$\omega_0^* = \frac{U_{s \max}}{\psi_{pm}}. \quad (2.90)$$

Параметры T_{nom}^* и ω_{nom}^* являются номинальными значениями скорости и момента СДПМ и находятся на пересечении кривой *МТРА*, полученный в соответствии с уравнениями (2.53 и 2.54) с окружностью, ограниченной максимально допустимой амплитудой вектора статора (точка «1» на рисунке 2.9). Для нахождения значения токов i_d, i_q в точке «1», подставим в уравнение (2.68) вместо задания тока статора I_s максимальное значение его амплитуды I_{max} . Таким образом, уравнение для нахождения токов $i_{d \text{ nom}}^*, i_{q \text{ nom}}^*$ в точке «1» может быть выражено в соответствии с уравнениями (2.91 и 2.92).

$$i_{d\ nom}^* = \frac{\psi_{pm}}{4(L_d - L_q)} - \sqrt{\frac{\psi_{pm}^2}{16(L_d - L_q)^2} + \frac{I_{max}^2}{2}}, \quad (2.91)$$

$$i_{q\ nom}^* = \pm \sqrt{I_{max}^2 - i_{d\ MTPV}^2}. \quad (2.92)$$

Для определения значений T_{MTPV}^* и ω_{MTPV}^* , которые являются пограничными величинами перехода от режима *MC* к режиму *MTPV*, необходимо найти точку пересечения кривой *MTPV* (2.75 и 2.76) с радиусом, ограниченным вектором максимальной амплитуды тока статора (2.44 и 2.45) (точка «2» на рисунке 2.9). Таким образом, уравнение для нахождения токов $i_{d\ MTPV}^*$, $i_{q\ MTPV}^*$ может быть выражено в соответствии с уравнениями (2.93 и 2.94).

$$i_{d\ MTPV}^* = \frac{\sqrt{4\psi_{pm}\sqrt{\psi_{pm}^2 + 8I_{max}^2(L_d - L_q)^2} - 4\psi_{pm}^2 + 16I_{max}^2(L_d - L_q)^2}}{4(L_d - L_q)}, \quad (2.93)$$

$$i_{q\ MTPV}^* = \sqrt{I_{max}^2 - I_{d\ MC}^2}. \quad (2.94)$$

Параметр $T_{MC}^{\omega_{ref}}$ является значением максимально возможного момента на заданной скорости ω_{ref} и находится как точка пересечения эллипса, зависящего от задания по скорости (2.47) с радиусом, ограниченным вектором максимальной амплитуды тока статора (2.44 и 2.45). Таким образом, уравнение для нахождения токов $i_{d\ MC}^{\omega_{ref}}$, $i_{q\ MC}^{\omega_{ref}}$ может быть выражено в соответствии с уравнениями (2.95 и 2.96).

$$i_{d\ MC}^{\omega_{ref}} = \frac{\sqrt{p_3 - p_4 - p_5^2 - p_2 + p_6 - p_1 + 2p_5\sqrt{p_2 - p_1 + p_7 + p_4 - p_3}}}{\omega_{ref}(L_d^2 - L_q^2)}, \quad (2.95)$$

$$i_{q\ MC}^{\omega_{ref}} = \sqrt{I_{max}^2 - I_{d\ MC}^2}. \quad (2.96)$$

где коэффициенты $p_1 - p_7$ выражаются в соответствии с уравнениями (2.97–2.103).

$$p_1 = I_{max}^2 L_d^2 L_q^2 \omega_{ref}^2, \quad (2.97)$$

$$p_2 = \Psi_{pm}^2 L_q^2 \omega_{ref}^2, \quad (2.98)$$

$$p_3 = L_q^2 U_m^2, \quad (2.99)$$

$$p_4 = L_d^2 U_m^2, \quad (2.100)$$

$$p_5 = \Psi_{pm} L_d \omega_{ref}, \quad (2.101)$$

$$p_6 = I_{max}^2 L_d^4 \omega_{ref}^2, \quad (2.102)$$

$$p_7 = I_{max}^2 L_q^4 \omega_{ref}^2. \quad (2.103)$$

Значение момента $T_{MTPA}^{\omega_{ref}}$ находится на точке пересечения эллипса, зависящего от задания по скорости, согласно уравнению (2.47), с кривой $MTPA$, получаемой в соответствии с уравнениями (2.75 и 2.76). Таким образом, уравнения для нахождения токов $i_d^{\omega_{ref}} MTPA, i_q^{\omega_{ref}} MTPA$ может быть выражено согласно формулам (2.104 и 2.105).

$$i_d^{\omega_{ref}} MTPA = \frac{\sqrt{4U_m^2 \sigma_3^2 + \sigma_1 \sigma_4 + \sigma_2 (4L_d - 3L_q)}}{2\omega_{ref} \sigma_3 (L_d - L_q)} - \frac{\Psi_{mg} (L_d^2 - L_d L_q + L_q^2 / 2)}{(L_d - L_q) \sigma_3}, \quad (2.104)$$

$$i_q^{\omega_{ref}} MTPA = \sqrt{I_{max}^2 - I_d^2 MC}, \quad (2.105)$$

где коэффициенты $\sigma_1 - \sigma_4$ выражаются в соответствии с уравнениями (2.106–2.109).

$$\sigma_1 = 8U_{max} L_d L_q, \quad (2.106)$$

$$\sigma_2 = \omega_{ref}^2 \Psi_{pm}^2 L_q^3, \quad (2.107)$$

$$\sigma_3 = L_d^2 + L_q^2, \quad (2.108)$$

$$\sigma_4 = L_d^2 - L_q^2. \quad (2.109)$$

Значение момента $T_{MTPV}^{\omega_{ref}}$ находится на точке пересечения эллипса, зависящего от задания по скорости, согласно уравнению (2.47), с кривой $MTPV$, получаемой в соответствии с уравнениями (2.68 и 2.69). Таким образом, уравнения для нахождения токов $i_d^{\omega_{ref}} MTPV, i_q^{\omega_{ref}} MTPV$ могут быть выражены согласно (2.110 и 2.111).

$$i_d^{\omega_{ref}} MTPV = -\frac{\Psi_{mg}}{L_d} - \frac{\Psi_{mg} L_q - \sqrt{\Psi_{mg}^2 L_q^2 + \frac{8U_m^2 (L_d - L_q)^2}{\omega_{ref}^2}}}{L_d (L_d - L_q)}, \quad (2.110)$$

$$i_{q_{MTPV}}^{\omega_{ref}} = \sqrt{\frac{U_s^2}{\omega_{ref}^2} - \frac{\psi_{mg}L_q - \sqrt{\psi_{mg}^2L_q^2 + \frac{8U_s^2(L_d - L_q)^2}{\omega_{ref}^2}}}{2(L_d - L_q)^2}}. \quad (2.111)$$

Значения моментов T и скорости ω для определения пограничных значений могут быть получены путём подстановки полученных величин i_d, i_q в уравнения (2.47) и (2.42).

2.2.6 Способ определения оптимального алгоритма управления

Основной алгоритм выбора оптимального алгоритма управления представлен на рисунке 2.10. Первоначально необходимо осуществить расчёт пограничных значений скорости и момента, в соответствии с разделом 2.2.5. Далее, выбор одного из режимов работы ($MTPA$, FW , MC , $MTPV$) осуществляется на основании следующих условий:

1. $MTPA$ алгоритм управления выбирается когда значения текущей скорости электродвигателя находится в диапазоне от 0 до ω_{nom}^* . Также, в случае нахождения значения скорости в диапазоне от ω_{MTPA}^* до ω_0^* при значениях задания по моменту, ниже $T_{MTPA}^{\omega_{ref}}$. В таком режиме точка пересечения кривых момента и скорости находится вне области диапазона, ограниченного точками 0–1–2–3. При этом, оптимальным заданием для управления будут значения токов находящиеся на пересечении гиперболы задания по моменту с кривой $MTPA$;
2. MC алгоритм управления выбирается когда значения текущей скорости электродвигателя находится в диапазоне от ω_{nom}^* до ω_{MTPV}^* при значениях задания по моменту на валу ротора СДПМ выше либо равного максимальному значению для текущей скорости $T_{MC}^{\omega_{ref}}$;
3. $MTPV$ алгоритм управления выбирается когда текущая скорость электродвигателя превышает ω_{MTPV}^* при значениях задания по моменту на валу ротора СДПМ выше, либо равного значению $T_{MTPA}^{\omega_{ref}}$;
4. FW алгоритм управления выбирается при значениях текущей скорости выше ω_{nom}^* в случае, когда точка пересечения гиперболы, формируемой заданием по моменту в соответствии с уравнением (2.42) с эллипсом, формируемом согласно (2.47), находится внутри диапазона, ограниченного кривыми 0–1–2–3.

Таким образом, полученные в разделе 2.2 уравнения определения управляющих токов для *МТРА* (2.68 и 2.69), *FW* (2.88 и 2.89), *МС* (2.70 и 2.71) и *МТРV* (2.75 и 2.76) режимов работы СДПМ, а также алгоритм их выбора на основании определения пограничных точек, представленных уравнениями (2.90–2.102 и 2.104–2.111) в соответствии с диаграммой, изображённой на рисунке 2.10, необходимы для формирования конечного вектора управляющего напряжения U_m , который, относительно вращающейся системы координат $d - q$ находится по формуле (2.43). На основе полученного управляющего значения вектора напряжения формируются задания по напряжению для главного (ПЧ-1) и вспомогательного (ПЧ-2) преобразователей частоты согласно алгоритму, представленному в разделе 2.3.

2.3 Алгоритм управления СДПМ в составе системы электропривода с двумя преобразователями частоты и буферным конденсатором в качестве вторичного источника энергии

В схемах управления электродвигателем с разомкнутой обмоткой каждая из обмоток статора разомкнута и подключена к соответствующему плечу одного из двух преобразователей частоты (ПЧ) (рисунок 2.11).

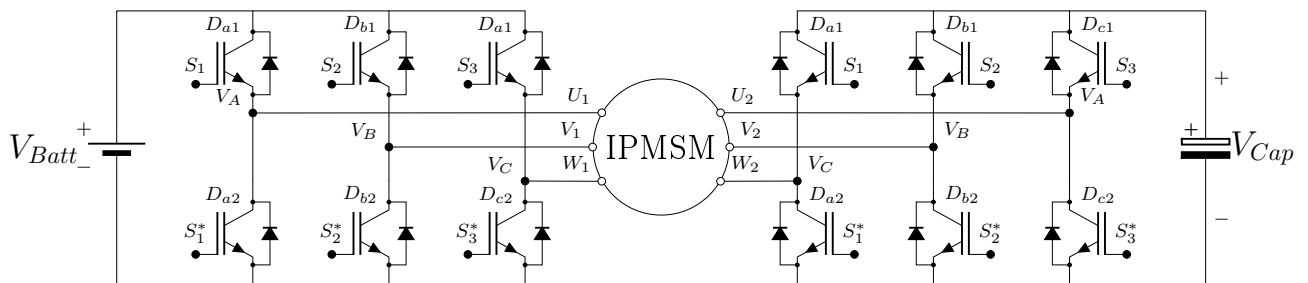


Рисунок 2.11 — Двойной преобразователь частоты с буферным конденсатором

В схемах с изолированным звеном постоянного тока каждый из ПЧ подключён либо к аккумуляторной батарее, либо к буферному конденсатору. В представленном исследовании главный преобразователь частоты (ПЧ-1) рассматривается как первичный источник энергии и подключён к тяговой батарее электромобиля. Вспомогательный преобразователь частоты (ПЧ-2) подключён к буферному конденсатору (рисунок 2.11). Эквивалентная схема замещения для каждой фазы представлена на рисунке 2.12. Напряжения U_{MI} и U_{CI} генерируются ПЧ-1 и ПЧ-2 соответственно [83; 85].

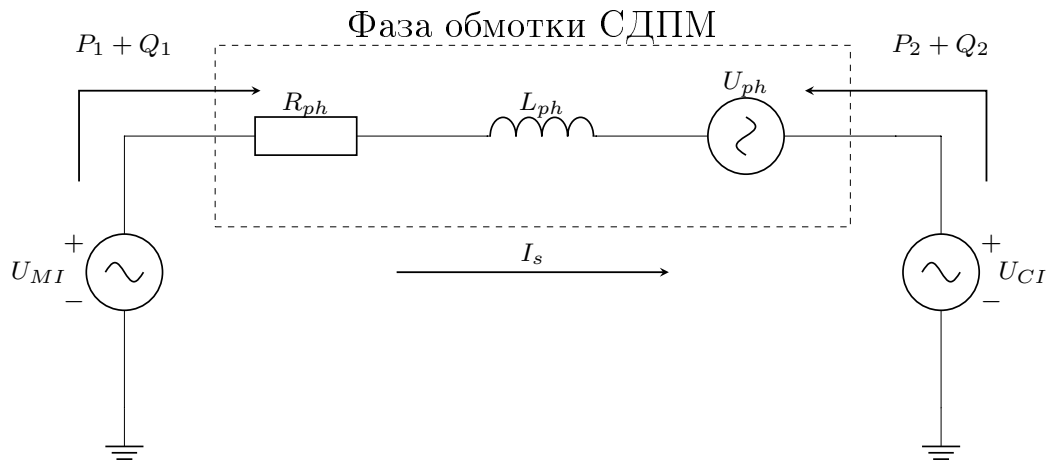


Рисунок 2.12 — Эквивалентная схема замещения СДПМ с разомкнутой обмоткой статора для каждой фазы

В соответствии с рисунком 2.12 можно записать следующие уравнения (2.112–2.114).

$$\vec{U}_{MI} = \vec{U}_m + \vec{U}_{CI}, \quad (2.112)$$

$$U_{MI\ d} - U_{m\ d} - U_{CI\ d} = 0, \quad (2.113)$$

$$U_{MI\ q} - U_{m\ q} - U_{CI\ q} = 0, \quad (2.114)$$

где $U_{MI\ d}, U_{MI\ q}$ — значения напряжения U_{MI} во вращающейся системе координат $d-q$ источником которого является ПЧ-1; $U_{CI\ d}, U_{CI\ q}$ — значения напряжения U_{CI} во вращающейся системе координат $d-q$ источником которого является ПЧ-2; $U_{m\ d}, U_{m\ q}$ — значения напряжения U_m во вращающейся системе координат $d-q$, которое является разностью потенциалов относительно начала и конца обмотки статора СДПМ.

На рисунке 2.13 представлена векторная диаграмма напряжений для топологии электропривода СДПМ с разомкнутой обмоткой статора, двумя ПЧ и буферным конденсатором в режиме ослабленного поля.

В соответствии с рисунком 2.13, вектор тока электродвигателя I_m опережает его напряжение U_m на угол ψ_b . На рисунке видно, что вектор напряжения U_{MI} также опережает вектор тока I_m , что свидетельствует о том, что ПЧ-1 является источником как активной, так и реактивной мощности в то время как напряжение U_I , будучи перпендикулярным току I_m , способствует передачи только реактивной мощности от ПЧ-2. Таким образом, активная и реактивная мощность подводимая к электродвигателю от каждого из преобразователей частоты регулируется посредством изменения угла сдвига фаз напряжений U_{MI} и U_{CI}

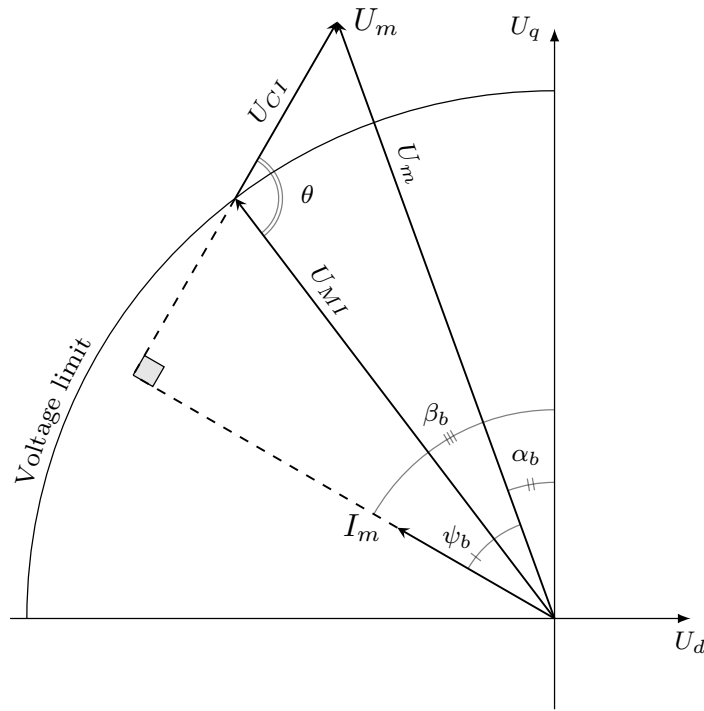


Рисунок 2.13 — Векторная диаграмма напряжений для топологии электропривода СДПМ с разомкнутой обмоткой статора

относительно вектора тока статора. При этом, существует возможность регулирования амплитуд и углов каждого из вектора напряжений при сохранении вектора напряжения U_m в фиксированном положении. Таким образом, увеличение угла θ способствует уменьшению амплитуды вектора напряжения U_{MI} . С другой стороны, также существует возможность увеличения результирующего вектора U_m если ПЧ-1 использовать как активно-реактивный источник энергии с заданием максимально возможной амплитуды вектора U_{MI} . В соответствии с рисунком 2.13, амплитуда векторов U_{CI} , U_m могут быть найдены в соответствии с уравнениями (2.115 и 2.116).

$$U_{CI} = \frac{\cos(\psi + \theta)}{\cos(\psi_b)} U_{MI}, \quad (2.115)$$

$$U_m = \frac{\sin(\theta)}{\cos(\psi_b)} U_{MI}. \quad (2.116)$$

где ψ – угол между током и напряжением СДПМ; θ – угол между векторами напряжения U_{MI} и U_{CI} источниками которых являются ПЧ-1 и ПЧ-2.

В соответствии с (2.116), в случае сохранения угла ψ_b неизменным, амплитуда результирующего вектора U_m будет изменяться в зависимости от изменения амплитуды U_{MI} и угла θ . При значении угла $\theta = 90^\circ$, влияние изменения вектора

U_{MI} на U_m будет максимальным, что также позволит использовать ПЧ-1 исключительно как источник активной мощности. Таким образом, уравнения (2.115 и 2.116) могут быть представлены как (2.117 и 2.118).

$$U_m = \frac{1}{\cos(\psi)} U_{MI}, \quad (2.117)$$

$$U_{CI} = \operatorname{tg}(\psi) U_{MI}. \quad (2.118)$$

Сравнение векторных диаграмм напряжения для СДПМ с одним и двумя ПЧ в различных режимах работы представлены на рисунке 2.14. При работе ПЧ-1 в качестве источника активной мощности, диапазон номинальных значений скорости СДПМ, в соответствии с уравнениями (2.47, 2.117 и 2.118), может быть увеличен в $\sqrt{1 + \operatorname{tg}(\psi)^2}$ раз. Угол ψ_b , в соответствии с рисунком 2.13, находится как разность углов β_b и α_b которые выражаются согласно уравнениям (2.119 и 2.120).

$$\beta_b = \cos^{-1} \left(\frac{I_q}{I_m} \right), \quad (2.119)$$

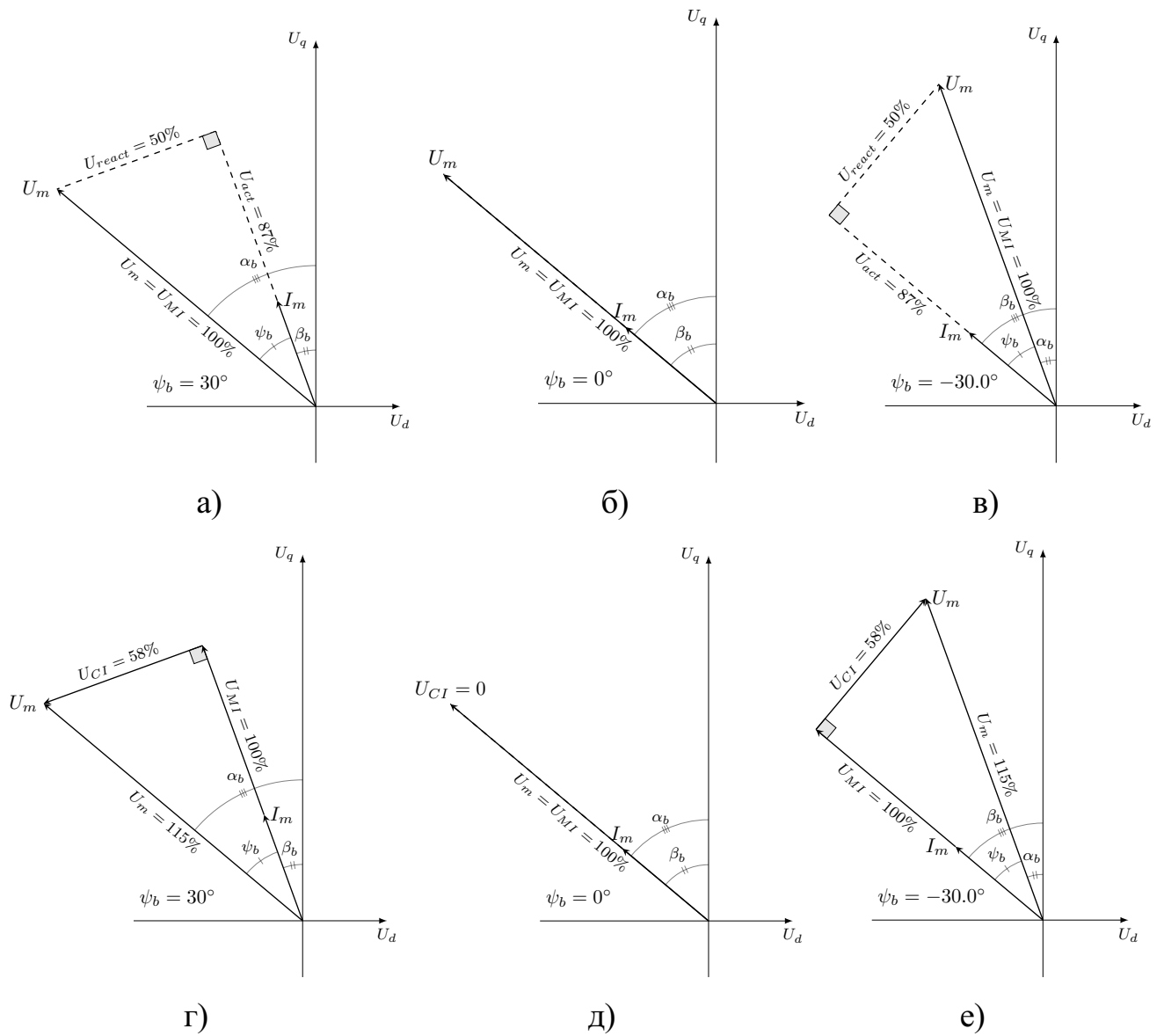
$$\alpha_b = \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{U_d}{U_q} \right) = \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{R_s I_a \sin \beta + \omega_{em} L_q I_a \cos \beta_b}{R_s I_m \cos \beta_b - \omega_{me} L_d I_m \sin \beta_b + \omega_{me} \psi_{pm}} \right), \quad (2.120)$$

где α_b – угол между напряжением СДПМ и осью q ; β_b – угол между током СДПМ и осью q . При условии $L_d, L_q \gg R/\omega_{me}$, уравнение для нахождения угла α_b может быть упрощено и, в соответствии с [116], представлено в виде (2.121).

$$\alpha_b \approx \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{L_q \cos \beta_b}{-L_d \sin \beta_b + \psi_{pm}/I_m} \right). \quad (2.121)$$

Таким образом, в соответствии с рисунками 2.14а и 2.14г, при номинальном значении тока I_m и углом ψ_b равным 30° возможное увеличение диапазона номинальных значений скорости, а, следовательно, и результирующей мощности, составляет 15% по сравнению с СДПМ, подключённым к одному ПЧ. При увеличении скорости выше номинального значения угол ψ_b между векторами тока и напряжения уменьшается до тех пор, пока не становится равным нулю (2.14б и 2.14д). В этом режиме СДПМ потребляет исключительно активную мощность (рисунки 2.14б и 2.14д). В этом режиме векторные диаграммы для топологий с одним и двумя ПЧ становятся идентичными.

При дальнейшем увеличении скорости, угол между векторами тока и напряжения становится отрицательным, что ведёт к снижению активной и увеличению реактивной составляющей мощности соответственно (рисунки 2.14в



а) Один ПЧ в режиме МТРА; б) Один ПЧ в режиме FW №1 в) Один ПЧ в режиме FW №2 г) Два ПЧ в режиме МТРА; д) Два ПЧ в режиме FW №1 е) Два ПЧ в режиме FW №2

Рисунок 2.14 — Векторные диаграммы напряжения для СДПМ с одним и двумя ПЧ в МТРА и FW режимах

и 2.14е). Но, не смотря на увеличение доли реактивной мощности, ПЧ-1, в топологии с двумя преобразователями частоты, продолжает работать в режиме полной активной мощности тем самым повышая выходной крутящий момент на валу электродвигателя в сравнении с топологией, использующей один ПЧ. ПЧ-1 может продолжать работу с коэффициентом мощности, равным единице до тех пор, пока выполняется условие (2.118). Таким образом, уровень напряжения

конденсатора должен соответствовать уравнению (2.122).

$$V_{cap} = \operatorname{tg}(\psi)V_{Batt}, \quad (2.122)$$

где V_{Batt} – уровень напряжения аккумулятора подключённого к ПЧ-1; V_{cap} – уровень напряжения конденсатора подключённого к ПЧ-2.

При нахождении уровня напряжения конденсатора ниже значения $V_{Batt} \operatorname{tg}(\psi)$, ПЧ-2 не сможет генерировать амплитуду вектора напряжения достаточной для компенсации реактивной мощности, что приведёт к необходимости дополнительного использования для этой цели ПЧ-1 и потере выходной мощности.

В зависимости от уровня заряда конденсатора в составе ПЧ-2, существует три основных алгоритма работы системы:

1. $V_{cap} = 0$. В этом режиме выходная мощность системы электропривода с двумя ПЧ является аналогичной системе с одним ПЧ. Результирующий вектор напряжения формируется полностью за счёт ПЧ-1;
2. $V_{cap} \geq \operatorname{tg}(\psi)V_{Batt}$. В этом случае СДПМ будет работать в режиме постоянства мощности (с использованием ПЧ-1 как источника активной мощности) до достижения скорости, когда выходной амплитуды ПЧ-2 будет не достаточно для формирования результирующего вектора напряжения. Дальнейшее увеличение скорости будет приводить к потере активной мощности СДПМ;
3. $V_{cap} < \operatorname{tg}(\psi)V_{Batt}$. Данный режим позволяет использовать ПЧ-1 в качестве источника активной мощности до тех пор, пока заданная скорость не превысит значения, при котором максимальной выходной амплитуды ПЧ-2 будет не достаточно для формирования результирующего вектора напряжения. В таком случае ПЧ-1 будет работать в смешанном режиме отдавая энергию как на формирование результирующего вектора напряжения, так и на заряд конденсаторной батареи. Затем, при достижении уровня напряжения конденсатора выше $\operatorname{tg}(\psi)V_{Batt}$, ПЧ-1 далее сможет работать в качестве источника активной мощности.

Конечные уравнения для формирования задания напряжения относительно вращающейся системы координат $d - q$, в соответствии с рисунками 2.13 и 2.14, для ПЧ-1 могут быть получены согласно уравнениям (2.123 и 2.124) и в соответствии с [8].

$$U_{MI}^d = U_m \cos(\psi_b) \cos(\beta_b) - U_m (\sin(\psi_b) - U_{react}) \sin(\beta_b), \quad (2.123)$$

$$U_{MI}^q = U_m \sin(\psi_b) \cos(\beta_b) + U_m (\sin(\psi_b) - U_{react}) \cos(\beta_b), \quad (2.124)$$

где U_{MI}^d, U_{MI}^q – управляющее задание напряжений для ПЧ-1; U_m – результирующий вектор напряжения, который может быть найден в соответствии с выражениями (2.125 и 2.126).

Для ПЧ-2 уравнения формирования задания напряжения могут быть получены согласно формулам (2.125 и 2.126).

$$U_{CI}^d = U_{cap}^{set} \cos(\beta_b) + U_{react} \sin(\psi_b), \quad (2.125)$$

$$U_{CI}^q = U_{cap}^{set} \sin(\beta_b) - U_{react} \cos(\psi_b), \quad (2.126)$$

где U_I^d, U_I^q – управляющее задание напряжений для ПЧ-2; U_{cap} – уровень напряжения буферного конденсатора; U_{cap}^{set} – заданное значение уровня напряжения конденсатора, которое формируется как отношение выходного сигнала ПИ регулятора, входом которого является разница заданного и текущего уровня напряжения.

Амплитуда реактивной составляющей управляющего вектора напряжения U_{react} , которую может компенсировать ПЧ-2, находится в соответствии с (2.127 и 2.128).

$$U_{react} = k_d U_m \sin(\psi_b), \quad \text{если } U_m \sin(\psi_b) < U_{cap}/\sqrt{3}, \quad (2.127)$$

$$U_{react} = k_d U_{cap}/\sqrt{3}, \quad \text{если } U_m \sin(\psi_b) \geq U_{cap}/\sqrt{3}, \quad (2.128)$$

где k_d – коэффициент, фиксирующий положение вектора U_m относительно вектора тока I_m который равен «1» при значениях угла $\psi_b \geq 0$ и «-1» при значениях угла $\psi_b < 0$.

Полная схема топологии для управления СДПМ с разомкнутой обмоткой статора и буферным конденсатором для работы в режиме сильного ослабления поля представлена на рисунке 2.15 и включает в себя следующие блоки:

- Ограничитель задания по моменту;
- Блок выбора режима управления;
- Блок формирования задания по току в МТРА, МС, FW, МТРV режимах;
- Блок формирования задания по напряжению для ПЧ №1 и ПЧ №2;
- Блок прямого и обратного преобразования Парка;

- Блоки формирования управляющих импульсов для полупроводниковых ключей ПЧ-1 и ПЧ-2, которые формируются согласно законам пространственно-векторной ШИМ модуляции.

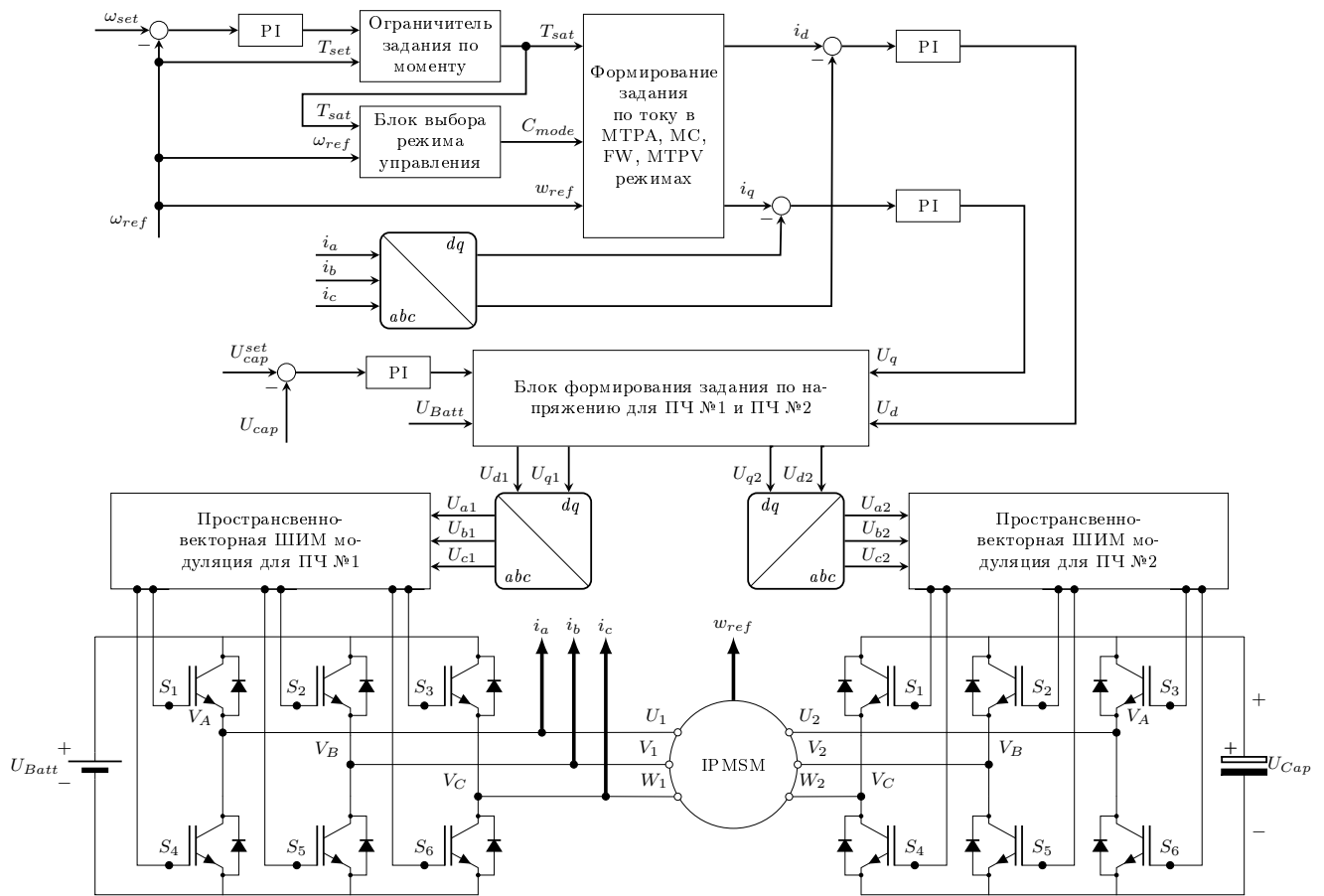


Рисунок 2.15 – Схема топологии для управления СДПМ с разомкнутой обмоткой статора и буферным конденсатором для работы в режиме сильного ослабления поля

В соответствии с рисунком 2.15, генерация управляющего вектора осуществляется на основе конечного алгоритма управления согласно уравнениям (2.68–2.71, 2.75, 2.76, 2.88 и 2.89) относительно вращающейся системы координат $d - q$. Режим работы формируется в соответствии с алгоритмом, представленным в разделе 2.2.5 где, на основании уравнений (2.90–2.102 и 2.104–2.111), осуществляется выбор МТРА, МС, FW или МТРВ режим работы. Блок ограничения по моменту формирует выходной сигнал на основании (2.42) где токи i_d, i_q выражаются в соответствии с уравнениями (2.75), значения которых находятся из условия достижения максимально возможного выходного момента на валу ротора для текущих значений скорости электродвигателя и амплитуды напряжения звена постоянного тока. Далее, управляющее значение токов вычитается с текущими их значениями и поступает на ПИ регуляторы,

тем самым формируя управляющий вектор напряжения U_m во вращающейся системе координат $d - q$. Блок задания по напряжению для ПЧ №1 и ПЧ №2, на основании значений амплитуды управляющего вектора напряжения U_m , его угла α_b , угла тока β_b , значений напряжений звеньев постоянного тока ПЧ-1 и ПЧ-2, а также задания по уровню напряжения конденсатора U_{cap}^{set} , в соответствии с (2.123–2.126), формирует независимые векторы напряжения для каждого из преобразователей частоты. Далее, полученные значения поступают в блок формирования управляющих импульсов для полупроводниковых ключей каждого из ПЧ который, в соответствии с законами пространственно-векторной ШИМ модуляции, осуществляет непосредственное управление преобразователями частоты.

2.4 Выводы по Главе 2

В соответствии с проведённым анализом характеристик синхронного двигателя с постоянными магнитами, были достигнуты следующие результаты:

1. Определены пределы рабочих характеристик СДПМ которые формируются на основании максимальных значений тока и напряжения статора электродвигателя, потокосцепления постоянных магнитов, количества пар полюсов и значений индуктивности относительно вращающейся системы координат $d - q$;
2. Получены уравнения формирования управляющих токов статора СДПМ относительно вращающейся системы координат $d - q$ как для номинального диапазона скоростей, так и в режиме сильного ослабления поля для СДПМ;
3. Разработан алгоритм выбора оптимального режима работы который, на основании текущих значений скорости и задания по моменту на валу ротора СДПМ, а также в соответствии с параметрами электродвигателя, определяет способ формирования управляющих токов статора;
4. Разработана методика формирования управляющих векторов напряжения для главного и вспомогательного ПЧ системы СДПМ с разомкнутой обмоткой статора и буферным конденсатором и возможностью контроля уровня напряжения звена постоянного тока вспомогательного преобразователя частоты.

ГЛАВА 3 РАСЧЁТ ХАРАКТЕРИСТИК СИЛОВОЙ УСТАНОВКИ ЭЛЕКТРОТРАНСПОРТНОГО СРЕДСТВА

Для достижения целей осуществления анализа возможного увеличения диапазона рабочих скоростей системы электропривода за счёт подключения второго ПЧ к концам обмоток электромотора с компенсирующей ёмкостью, её влияние на динамику движения транспортного средства с использованием мотор-колёс, а также оценки эффективности предлагаемой системы в сравнении с существующими топологиями, необходимо решить следующие задачи:

- Разработать способ определения параметров электромоторов для достижения необходимых динамических характеристик транспортного средства;
- Разработать алгоритма выбора оптимального размера буферного конденсатора в соответствии с требуемой мощностью системы электропривода.

При проектировании различных систем, в составе которых используется электродвигатель, одним из важнейших пунктов является достижение соответствия характеристик электродвигателя условиям его эксплуатации. В случае использования электромотора в составе трансмиссии транспортного средства, такими характеристиками является достижение необходимой динамики при разгоне/торможении, возможность работы в заданном диапазоне скоростей с учётом сохранения крутящего момента на валу ротора, достаточного для компенсации сил сопротивления движению. Математическое описание уравнения движения транспортного средства представлен в разделе 3.1.

Определение параметров электродвигателя в соответствии с необходимыми электрическими, механическими и массогабаритными параметрами может осуществляться как аналитическими, так и численными методами, в том числе методами конечных элементов [68; 105; 114]. Однако, использование этих методов является долгим и трудоёмким процессом. В условиях, когда первоначальной целью является разработка алгоритмов управления электроприводом и где нет необходимости в использовании точной модели электромотора, выбор электродвигателя на основе корректировки параметров уже существующих серийных электромоторов, представленный в разделе 3.2, является оптимальным решением.

Выбор буферного типа буферного конденсатора в соответствии с условиями его эксплуатации рассмотрен в разделе 3.3.1. Алгоритм определения ёмкости

буферного конденсатора на основании достижения минимально допустимых пульсаций напряжения в звене постоянного тока представлен в разделе 3.3.2.

3.1 Математическая модель транспортного средства

Для определения и расчёта оптимальных параметров системы управления электроприводом будет использована одномерная модель транспортного средства, что подразумевает представление корпуса автомобиля как сосредоточенной массы в центре тяжести транспортного средства в которой учитываются только продольные силы перемещения. Основные силы, воздействующие на авто, представлены на рисунке 3.1.

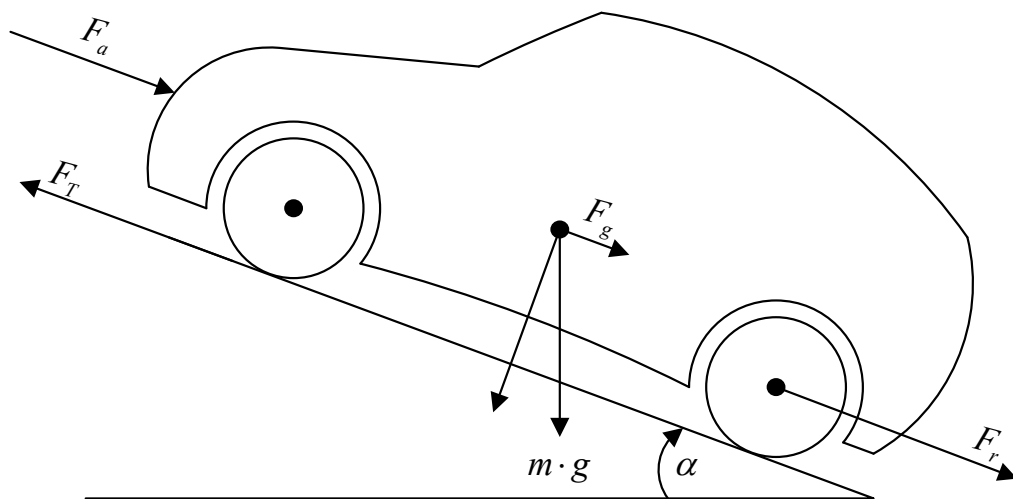


Рисунок 3.1 — Направления результирующих векторов сил, воздействующих на транспортное средство при движении

Согласно второму закону Ньютона, динамика движения автомобиля может быть представлена как сумма сил, воздействующих в одной плоскости (3.1).

$$ma = m \frac{d}{dt} v(t) = F_T(t) - F_R(t), \quad (3.1)$$

где m (кг.) – результирующая масса электротранспортного средства, включая все инерционные составляющие; a (м/с²) – ускорение транспортного средства; F_T (Н.м.) – результирующий крутящий момент, способствующий движению электромобиля, который включает в себя как сумму крутящих моментов электромоторов, так и силу притяжения при движении по уклону вниз.; F_R (Н.м.)

– сумма сил противодействующих движению транспортного средства, которая включает в себя силы аэродинамического сопротивления, силы трения качения и скольжения. В состав этих сил входят силы аэродинамического сопротивления, силы трения качения, силы трения скольжения.

3.1.1 Силы аэродинамического сопротивления

Силы аэродинамического сопротивления отражают влияние набегающих потоков воздуха навстречу транспортному средству и согласно [62; 115] могут быть выражены в соответствии с (3.2).

$$F_a = \frac{1}{2} \rho_a C_d A_f (v_v - v_w)^2, \quad (3.2)$$

где ρ_a (кг/м³) – плотность воздуха; C_d – коэффициент аэродинамического сопротивления; A_f (м²) – площадь лобовой части транспортного средства; v_v и v_w (м/с) – скорость автомобиля и встречного потока ветра соответственно.

Согласно формуле (3.2), силы аэродинамического сопротивления возрастают в зависимости от скорости транспортного средства и могут существенно снижать КПД системы в целом. Плотность воздуха варьируется в зависимости от его температуры, влажности, атмосферного давления. Стандартным значением плотности воздуха, используемым в исследованиях является 1.225 (кг/м²) – давление при температуре в 15 С° и атмосферном давлении в 101325 Па (атмосферное давление на уровне моря) Коэффициент лобового сопротивления напрямую зависит от геометрии корпуса автомобиля и может быть получен посредством экспериментального определения в аэродинамической трубе [62; 115]. Согласно [62; 115], среднее значение коэффициента лобового сопротивления варьируется в диапазоне от 0.33 до 0.25. Площадь лобовой части автомобиля может быть вычислена как посредством 3D моделирования, так и экспериментальным путём с использованием аэродинамической трубы.

3.1.2 Силы трения качения

В процессе движения (перекатывания) одного тела по поверхности другого возникают силы способствующие как деформации перекатываемого тела, так и опорного полотна. Величина силы трения качения может быть определена согласно выражению (3.3).

$$F_r = C_r mg \cos(\alpha), \quad (3.3)$$

где C_r – коэффициент трения качения; m (кг) – масса транспортного средства; g (м/с²) – ускорение свободного падения; α (рад.) – уклон дорожного полотна. Коэффициент трения качения зависит от многих факторов: материал из которого изготовлены колеса автомобиля, давления в шинах, температура колеса, качество дорожного полотна, погодные условия, скорость движения и может варьироваться в диапазоне от 0.007 до 0.025. Среднее значение коэффициента для колес, предназначенных для движения в скоростном диапазоне от 0 до 180 км/ч составляет 0.0098 [62; 115].

3.1.3 Силы трения скольжения

Во время движения по дорожному полотну с уклоном на транспортное средства воздействует сила гравитации, которая способствует, либо противодействует движению в зависимости от направления движения [13]. Силу трения скольжения можно выразить согласно формуле (3.4).

$$F_g = mg \sin(\alpha), \quad (3.4)$$

где m (кг) – масса транспортного средства; g (м/с²) – ускорение свободного падения; α (рад.) – уклон дорожного полотна.

3.1.4 Результирующая сила

Усилие, которое должно быть приложено к колесу для преодоления противодействующих сил и достижение необходимой динамики движения выражается в соответствии с (3.5).

$$F_w(t) = F_{acc}(t) + F_a(t) + F_r(t) + F_g(t), \quad (3.5)$$

где $F_{acc} = ma$ (Н.м.) – сила, необходимая для придания заданного ускорения транспортному средству; g (м/с²) – ускорение свободного падения; α (рад.) – уклон дорожного полотна. Знак силы F_w определяется режимом движения: положительный во время ускорения, отрицательный во время торможения или замедления. Максимальное значение силы, которое может быть приложено к колесу и которое не будет вызывать проскальзывания колеса относительно дорожного полотна может быть выражено согласно формуле (3.6).

$$F_{w(max)} = \mu F_n, \quad (3.6)$$

где μ – коэффициент трения между колесом и дорожным полотном; F_n – нормаль силы, зависящая от распределения веса транспортного средства.

Полученные, согласно разделу 3.1 уравнения движения транспортного средства необходимы для расчёта параметров синхронного двигателя с постоянными магнитами, алгоритм расчёта которых представлен в разделе 3.2.

3.2 Расчёт параметров синхронного двигателя с постоянными магнитами с учетом параметров транспортного средства

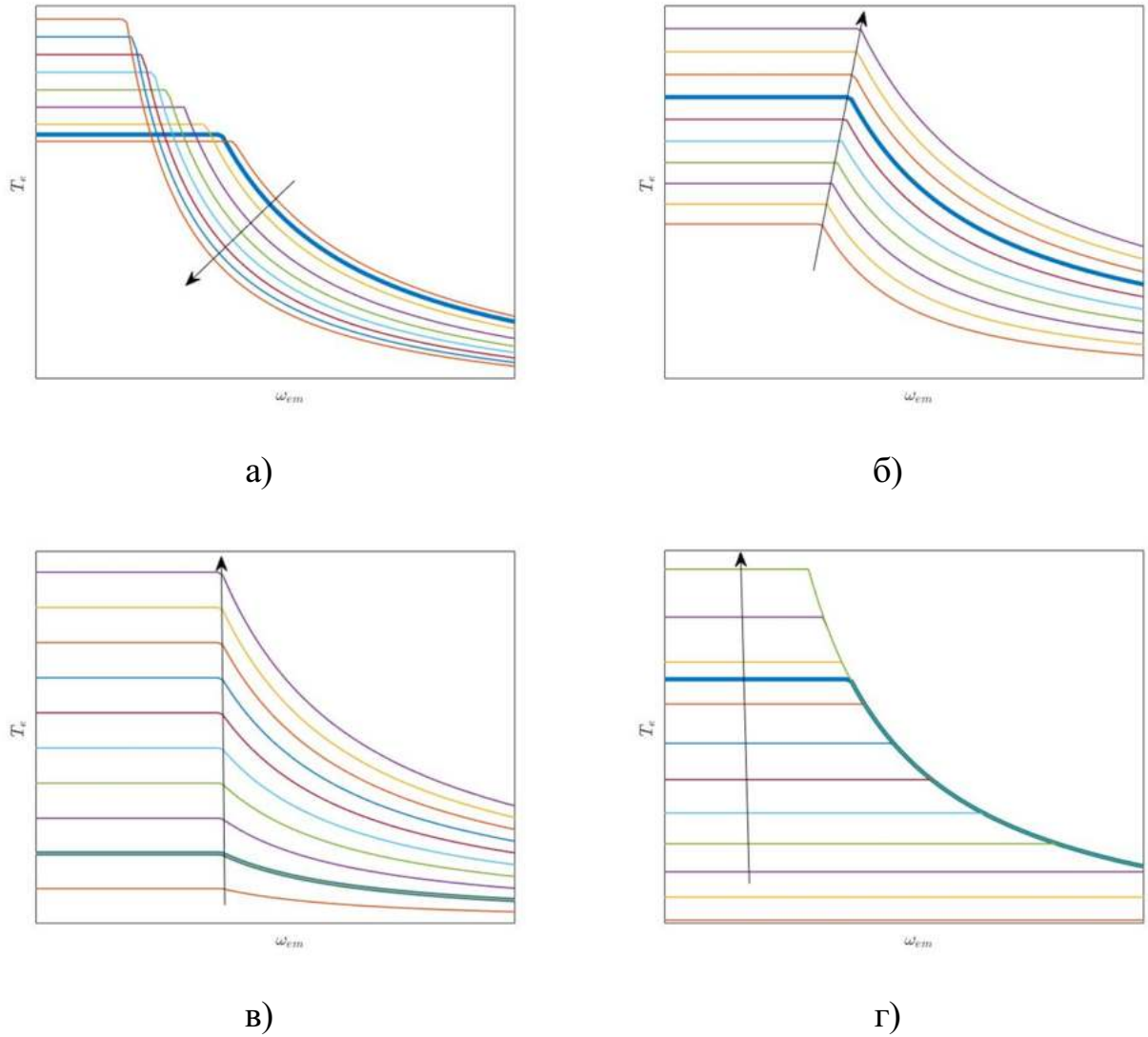
Расчёт характеристик силовой установки будет осуществлён относительно параметров серийного электромобиля *Nissan Leaf*, данные которого представлены в работах [62; 115]. Подбор электродвигателя производится на основании необходимости достижения необходимой динамики при разгоне/торможении, а также возможности работы в заданном диапазоне скоростей с учётом сохранения крутящего момента на валу ротора, достаточного для компенсации сил сопротивления движению. На основании проведённого моделирования были получены зависимости параметров электродвигателя в составе мотор-колёс относительно требуемой динамики транспортного средства, а также максимально допустимого уклона дорожного полотна.

Определение электрических характеристик СДПМ, на основании требуемых значений крутящего момента и скорости электродвигателя, осуществляется опираясь на характеристики серийно производимых СДПМ. Корректировка параметров производится с учётом следующих ограничений:

- Максимальное значение амплитуды тока напряжения СДПМ ограничены параметрами используемого источника (тяговой батареи);
- Достижение постоянства мощности возможно при сохранении соотношения $\psi_{pm} = L_d I_{s\ max}$.

На рисунке 3.2 приведены результаты расчёта кривой механической характеристики в зависимости от изменения параметров. Стрелка указывает направление увеличения соответствующего параметра:

- Увеличение значения индуктивности по оси q при неизменном соотношении L_d/L_q ;
- Увеличение значения магнитного потока постоянных магнитов ψ_{pm} ;
- Увеличение числа пар полюсов ротора p ;
- Увеличение максимально допустимого тока $I_{m\ max}$.



а) Увеличение L_q при неизменном соотношении L_d/L_q ; б) Увеличение ψ_{pm} в) Увеличение числа пар полюсов ротора г) Увеличение $I_{m \max}$
 Рисунок 3.2 — Влияние изменения параметров электродвигателя на его механическую характеристику

Сравнение параметров электродвигателей производится в соответствии с уравнением нахождения максимально допустимого крутящего момента СДПМ в зависимости от его текущей скорости (3.7).

$$T_{e \max}(\omega_{em}) = \sqrt{\frac{-\delta + \sqrt{\delta^2 - 4\zeta\sigma}}{2\zeta}}, \quad (3.7)$$

где коэффициенты ζ , δ , σ находятся в соответствии с уравнениями (3.8–3.10).

$$\zeta = 4096\omega_{em}^8 L_d^4 L_q^4 (L_d - L_q)^2, \quad (3.8)$$

$$\delta = -144p^2\omega_{em}^4 L_d^2 L_q^2 (-\psi_{pm}^4 \omega_{em}^4 L_q^4 + 20\psi_{pm}^2 \omega_e^2 U_{\max}^2 L_d^2 L_q^2 8U_{\max}^4 L_d^4 - 32U_{\max}^4 L_d^3 L_q + 48U_{\max}^4 L_d^2 L_q^2 - 32U_{\max}^4 L_d L_q^3) \quad (3.9)$$

$$-40\psi_{pm}^2 \omega_{em}^2 U_{\max}^2 L_d L_q^3 + 20\psi_{pm}^2 \omega_{em}^2 U_{\max}^2 L_q^4 + 8U_{\max}^4 L_q^4),$$

$$\sigma = 81p^4 U_{\max}^2 (U_{\max} L_d - \omega_{em} \psi_{pm} L_q - U_{\max} L_q)^3 \cdot (U_{\max} L_d + \omega_e \psi_m L_q - U_{\max} L_q)^3. \quad (3.10)$$

Из приведённых на рисунке 3.2 графиков можно установить следующие зависимости:

- Увеличение значения индуктивности по оси q при неизменном соотношении L_d/L_q ведёт к смещению механической характеристики в сторону увеличения момента и снижению значения номинальной скорости при неизменной результирующей мощности;
- Увеличение значения магнитного потока постоянных магнитов ψ_{pm} ведёт как к увеличению номинальной скорости электродвигателя, так и к увеличению номинальной мощности, что повышает конечную мощность СДПМ;
- Увеличение числа пар полюсов ротора увеличивает значение максимального момента на валу двигателя при неизменном значении номинальной скорости электродвигателя и приводит к повышению результирующей мощности;
- Увеличение значение максимально допустимого тока приводит к увеличению момента и результирующей мощности электродвигателя в зоне от 0 до номинальной скорости, при этом сохраняя неизменным значение результирующей мощности в зоне ослабленного поля;

Таким образом алгоритм подбора параметров основывается на следующей последовательности действий:

1. Определение максимальных значений тока и напряжения СДПМ на основании параметров основного источника энергии;
2. Использование методики «а» или «б» рисунка 3.2 для получения необходимого значения максимальной скорости в режиме постоянства крутящего момента;
3. Увеличение числа пар полюсов для корректировки значения максимального крутящего момента на валу ротора.

В соответствии с алгоритмом, представленным выше, был осуществлён подбор параметров электродвигателя для мотор-колёс транспортного средства на основании серийной модели синхронного двигателя с постоянными магнитами, который устанавливается в *Nissan Leaf*. Параметры существующего серийного электромотора и электромотора, подобранного в соответствии с алгоритмом, представлены в таблице 2.

На основании технических характеристик *Nissan Leaf* (таблица 3) и параметров синхронных двигателей, представленных в таблице 2, в соответствии с уравнениями, описывающими сопротивление движению транспортного средства (3.1—3.5) и уравнению нахождения механической характеристики синхронного двигателя на основании его параметров (3.7), был построен совмещённый график сил, противодействующих движению транспортного средства и момента электродвигателя (рисунок 3.3).

Таблица 2 — Параметры серийного мотора *Nissan Leaf* и мотора, подобранного в соответствии с разработанным алгоритмом

Тип электромотора	Параметры мотора Nissan leaf	Подобранный мотор
Номинальное напряжение	370 В	370 В
Номинальный ток	480 А	360 А
Номинальная скорость	2500 об/мин	3000 об/мин
Число пар полюсов	4	8
Индуктивность по оси q	0.16 мГн	0.297 мГн
Индуктивность по оси d	0.37 мГн	0.243 мГн
Потокоцепление	0.07 Вб	0.043 Вб
Сопротивление обмотки	0.0116 Ом	0.01 Ом
Момент инерции	0.5066 кг · м ²	0.5066 кг · м ²

Представленный на рисунке 3.3 график механической характеристики подобранного, на основании разработанного алгоритма, СДПМ приведён с удвоенным значением крутящего момента на валу, по отношению к параметрам электродвигателя, устанавливаемого в *Nissan Leaf*, так как для переднеприводного автомобиля с использованием мотор-колес необходимое количество устанавливаемых электромоторов равняется двум.

Таблица 3 — Технические характеристики *Nissan Leaf*

Параметр	Символ	Значение	Размерность
Номинальная ёмкость батареи	E_{Batt}	24	$кВт$
КПД батареи	η_{Batt}	0.95	–
Коэффициент трения качения	C_r	0.008	–
Коэффициент трения скольжения	C_d	0.29	–
Площадь лобовой части	A_f	2.19	$м^2$
Плотность воздуха	ρ_a	1.25	$кг/м^3$
КПД трансмиссии	η_G	0.97	–
Передаточный коэффициент редуктора	G	8.2	–
Радиус колес	R_w	0.315	$м$
Мощность электромотора	P_{Mot}	80	$кВт$
КПД электромотора	η_{Mot}	0.8 – 0.95	–
Потребление энергии дополнительным оборудованием	P_{add}	0.2 – 0.7	$кВт$
Собственный вес автомобиля	m	1521	$кг$
Вес автомобиля с пассажирами	m_{tot}	1701	$кг$

На основании совмещённого графика сил видно, что параметры разработанного электромотора, характеристика которого отмечена как T_{dev} уступают в значении максимально достижимого крутящего момента на валу ротора серийному мотору *Nissan Leaf*, характеристика которого отмечена как T_{origin} . При этом кривая механической характеристики T_{dev} имеет постоянное значение крутящего момента на больших скоростях, чем у кривой T_{origin} , также как и более высокие значения момента в режиме ослабленного поля. Также предложенный электродвигатель имеет достаточное значение крутящего момента для достижения необходимой динамики транспортного средства при нулевом уклоне (T_{acc}) и преодоления максимально допустимого уклона дорожного полотна (24°).

Таким образом, параметры подобранного синхронного двигателя с постоянными магнитами для использования в составе мотор-колёс соответствуют условиям эксплуатации транспортного средства. На основании параметров

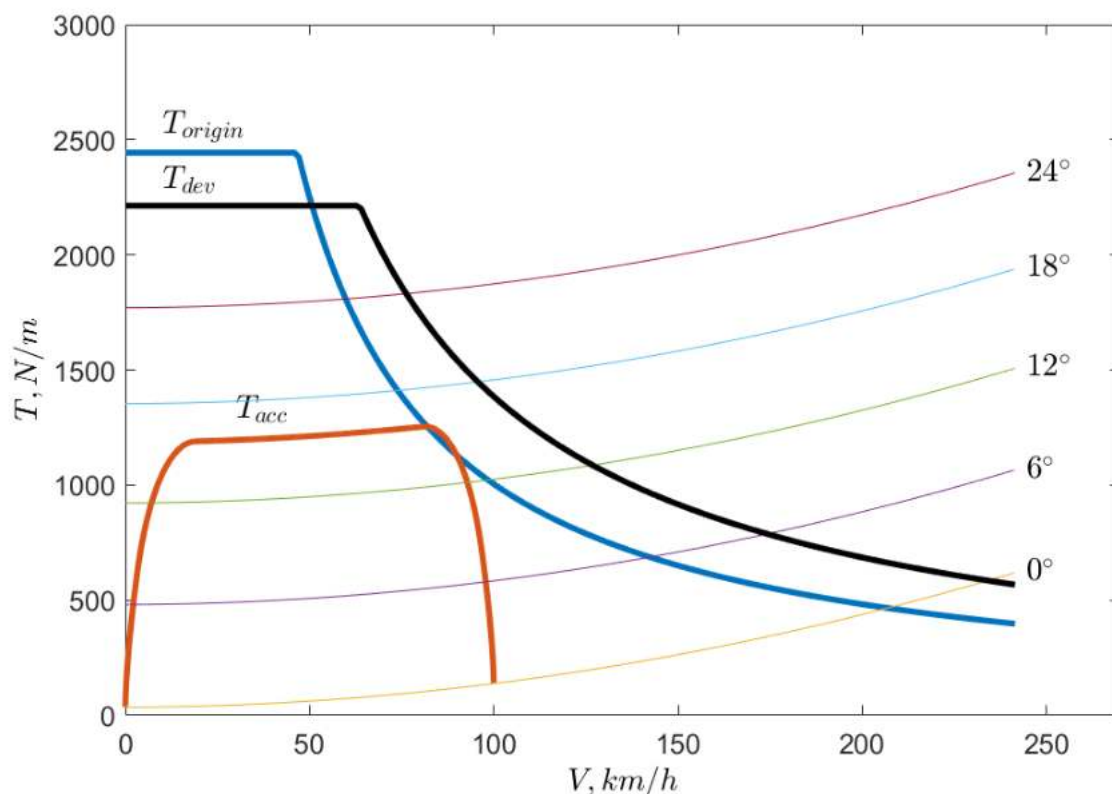


Рисунок 3.3 — Совмещённый график сил, противодействующих движению транспортного средства и момента электродвигателя

СДПМ, полученных согласно алгоритму, представленному в разделе 3.2 определяется минимально необходимая ёмкость буферного конденсатора, параметры которого находятся в соответствии с разделами 3.3 и 3.4.

3.3 Выбор буферного конденсатора

Для осуществления выбора конденсаторной батареи в составе электронной системы не достаточно определить значение ёмкости и номинальное напряжение. Много других параметров, таких как последовательное активное, индуктивное сопротивление, значение постоянной времени, устойчивость работы в различных температурных режимах, габариты, вес, а также конечная стоимость конденсатора оказывают прямое влияние на конечную эффективность системы. Таким образом, для решения проблемы выбора конденсатора необходимо определить наиболее подходящий для условий использования тип конденсатора, а затем на основе разработанного алгоритма и расчётных данных, выявить требуемые для него параметры.

3.3.1 Типы конденсаторов

Конденсатор является пассивным электронным компонентом, основная задача которого состоит в накоплении заряда и энергии электрического поля. Конструктивно, конденсаторы состоят из двух основных компонентов – электродов (количеством в два и более) и диэлектрика. В соответствии с [47], конденсаторы можно разделить по:

- Типу компонентов, используемых для изготовления диэлектрика и электродов;
- Области их функционального применения.

Относительно материалов, используемых в составе диэлектрика, конденсаторы разделяются на:

- Электростатические;
- Электролитические;
- Электрохимические.

Электростатические конденсаторы используют изолирующие материалы в составе диэлектрика и не имеют полярности. Они характеризуются самыми низкими параметрами последовательного эквивалентного сопротивления и индуктивности, и, как следствие, наличием малого значения постоянной времени, что определяет их применение в качестве элементов логических цепей, где требуется высокое быстродействие. Существует два типа электростатических конденсаторов: с переменной и постоянной ёмкостью. Постоянной ёмкостью обладают конденсаторы следующих типов:

1. Бумажные конденсаторы, пропитанные маслом, парафином или эпоксидным составом;
2. Полипропиленовые (ПП) плёночные конденсаторы;
3. Бумажно-полипропиленовые конденсаторы;
4. Полиэтилентерефталатные конденсаторы;
5. Метало-бумажные, метало-пропиленовые плёночные, метало-полиэстеровые плёночные конденсаторы;
6. Полифенил-сульфидные конденсаторы;
7. Полиэтиленнафталатные (ПЭТ) конденсаторы;
8. Поликарбонатные (ПК) конденсаторы;
9. Слюдяные конденсаторы;
10. Керамические дисковые конденсаторы;

11. Многослойные керамические конденсаторы;
12. Вакуумные конденсаторы;
13. Стекланные конденсаторы.

Типы конденсаторов, включённых в пункты 1–3, используются в качестве компенсаторов реактивной мощности в сетях переменного тока, а также в условиях, где необходима устойчивость к температурным воздействиям. Конденсаторы типов 2 и 4 широко используются в условиях, где необходима устойчивость к влаге. Конструкция конденсаторов 5 имеет свойство самовосстановления электрической прочности после пробоя диэлектрического слоя. Поликарбонатные конденсаторы используются как сглаживающие в составе звена постоянного тока. Слюдяные конденсаторы применяются в качестве фильтра высоких частот. Вакуумные конденсаторы имеют наименьшую диэлектрическую проницаемость, могут пропускать через себя большие токи (до 100 А) и имеют высокий уровень номинального напряжения (до 50 кВ). Однако их максимальная ёмкость ограничена значением в $10^{-3} \mu F$. Стекланные конденсаторы имеют низкий температурный коэффициент, могут использоваться в широком диапазоне температурных режимов (до $200\text{ }^{\circ}C$), имеют высокую стабильность, не подвержены изменению характеристик с течением времени, стойки к радиации. Конденсаторы переменной ёмкости используют, в основном, в качестве отстрочных при проектировании и отладке аппаратуры. Также областью их применения является использование в колебательных контурах для изменения резонансной частоты, а также в цепях коррекции амплитудно частотных характеристик усилителей. Электролитические конденсаторы используют как жидкие, так и твёрдые материалы в качестве электролита. Этот тип конденсаторов является полярным и может быть подключён в цепь питания в соответствии с ней. На данный момент существует три основных типа электролитических конденсаторов:

1. Алюминиевые;
2. Титановые;
3. Ниобий-оксидные.

Электролитические конденсаторы широко применяются в составе фильтров, выпрямительных каскадов, в производстве аудио аппаратуры, а также в качестве пусковых для электродвигателей.

Электрохимические конденсаторы формируют слой диэлектрика на основе приложенного к обкладкам напряжения. Конструктивно включают в себя

электрод, состоящий из пористого материала и электролита, который является водным раствором щёлочи. Раствор, контактируя с поверхностью пористого электрода, оставляет на нём оксидную плёнку, которая является слоем диэлектрика. Существует тип электрохимического конденсатора в котором используются два пористых электрода и электролит. Подобная конструкция позволяет повысить напряжение на обкладках конденсатора до 2.3 – 2.8 В. Такие конденсаторы широко известны под названиями: двухслойный электрохимический конденсатор, суперконденсатор, ионистор.

На основании данных, представленных в [47], сравнительный график конденсаторов различного типа в зависимости от параметров ёмкости и напряжения может быть представлен в соответствии с рисунком 3.4.

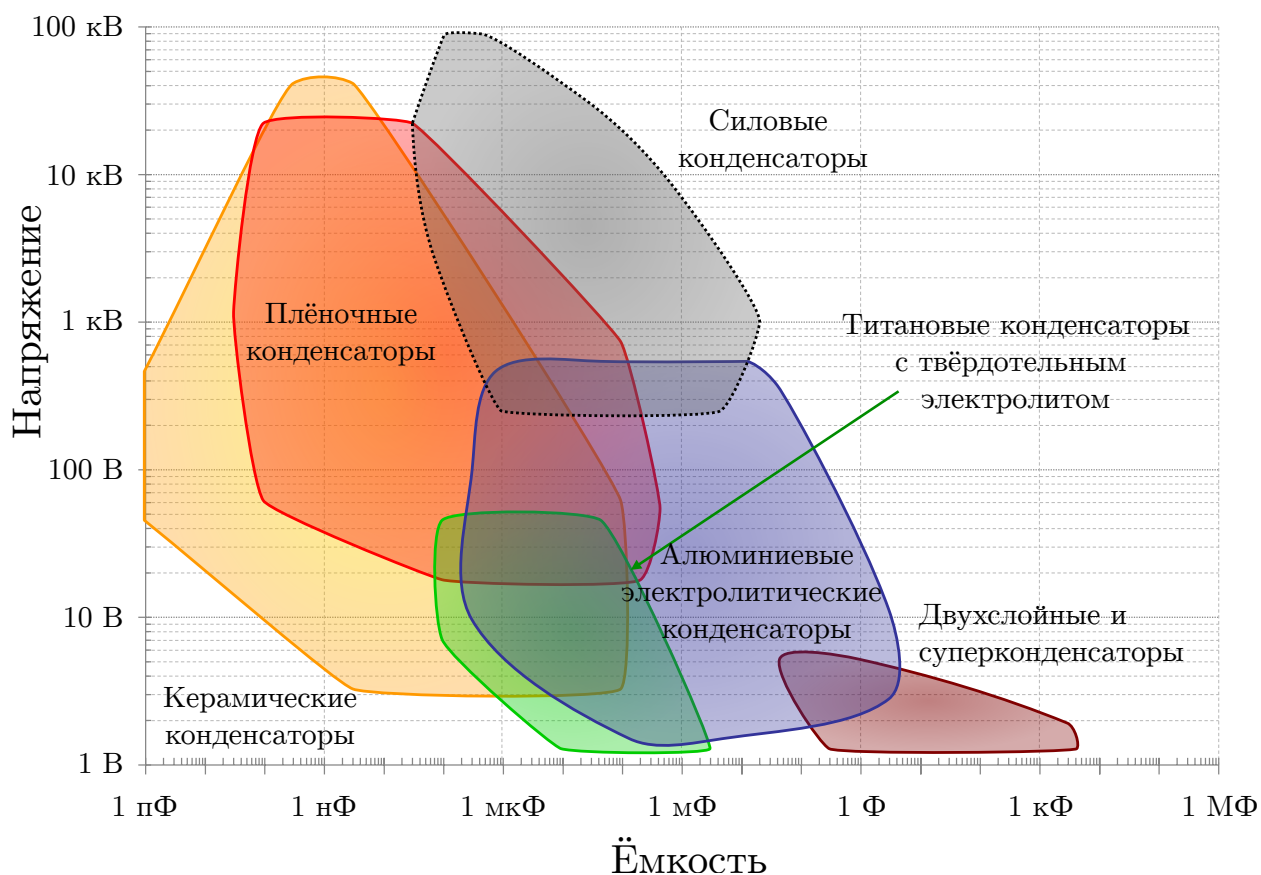


Рисунок 3.4 — Сравнение параметров ёмкости и напряжения различных типов конденсаторов

Согласно рисунку 3.4, а также данным, представленным в работах [47; 125], наиболее применимыми в составе звена постоянного тока являются:

1. Аллюминиевые электролитические конденсаторы;
2. Метало-пропиленовые плёночные;
3. Многослойные керамические конденсаторы повышенной ёмкости.

Каждый из вышперечисленных типов конденсаторов имеет как свои достоинства, так и недостатки. К достоинствам алюминиевых электролитических конденсаторов можно отнести высокие показатели энергетической плотности и низкую стоимость по отношению к значению максимально возможной запасаемой энергии. К недостаткам можно отнести высокое значение последовательного эквивалентного сопротивления, низкое значение допустимо возможных колебаний тока в цепи, а также сравнительно низкий срок эксплуатации, который обусловлен предрасположенностью электролита к испарению с течением времени.

Многослойные керамические конденсаторы имеют наименьший вес, могут быть использованы в широком частотном диапазоне и могут эксплуатироваться в широких температурных режимах (до $200\text{ }^{\circ}\text{C}$). Однако, данный тип конденсаторов является наиболее дорогостоящим. Также, к недостаткам можно отнести высокую чувствительность к механическим воздействиям.

Метало-пропиленовые плёночные конденсаторы являются наиболее оптимальным выбором на основании следующих показателей: низкая стоимость, малое значение последовательного эквивалентного сопротивления, высокая надёжность, высокое значение допустимо возможных колебаний тока в цепи. Также немаловажным достоинством метало-пропиленовых конденсаторов является их способность к самовосстановлению за счёт очень тонкого слоя металла у электродов, который, при получении пробоя, точно испаряется за короткое время не успевая нанести серьёзный ущерб устройству. Недостатком такого типа конденсаторов является сравнительно высокий объём, а также низкая, по сравнению с вышперечисленными типами конденсаторов, устойчивость к перепадам температуры.

Таким образом, на основании данных, представленных в [47; 125], метало-пропиленовые плёночные конденсаторы являются наиболее оптимальным выбором для применений в качестве компенсатора реактивной мощности в составе транспортного средства, так как:

1. В сравнении с алюминиевыми электролитическими конденсаторами, метало-пропиленовые имеют лучшие электрические характеристики, а также более долгий срок эксплуатации;
2. В сравнении с многослойными керамическими конденсаторами, метало-пропиленовые имеют лучшую устойчивость к механическим воздействиям (таким как вибрация), а также имеют более низкую цену.

3.3.2 Определение минимального значения ёмкости конденсатора

Переходные процессы относительно электродвигателя не оказывают существенное влияние на изменения уровня напряжения, в отличие от пульсаций тока. Таким образом, минимально допустимую ёмкость конденсаторной батареи следует определять относительно наибольших значений пульсаций тока, протекающих в конденсаторе во время работы системы электропривода. Так как буферный конденсатор подключается к обмоткам электродвигателя через преобразователь частоты, то токи, протекающие через него, будут пропорциональны токам электродвигателя с учётом их ограничения посредством коммутации полупроводниковых ключей. Таким образом метод генерации Широтно-Импульсной Модуляции (ШИМ) для преобразователей частоты оказывает существенное влияние на выбор конечной ёмкости конденсатора.

Данное исследование рассматривает использование пространственно-векторной ШИМ модуляции в качестве метода формирования управляющих импульсов для коммутации полупроводниковых ключей как для главного, так и для вспомогательного преобразователя частоты, так как векторная ШИМ модуляция, в сравнении с синусоидальной, является более оптимальным методом по использованию запаса напряжения звена постоянного тока [6].

Законы формирования векторной ШИМ модуляции для ИДПЧ

Минимальное значение ёмкости конденсатора определяется относительно наибольших значений пульсаций тока, протекающих в конденсаторе во время работы системы электропривода. Так как буферный конденсатор подключается к обмоткам электродвигателя через преобразователь частоты, то токи, протекающие через него, будут пропорциональны токам электродвигателя с учётом их ограничения посредством коммутации полупроводниковых ключей посредством ШИМ модуляции [7].

На рисунке 3.5 представлена векторная ШИМ диаграмма для ПЧ-1 и ПЧ-2 в системе координат $\alpha - \beta$. Согласно рисунку 3.5, векторы напряжения формируются из восьми основных векторов, два из которых являются нулевыми. Положение вектора определяет состояние верхнего плеча преобразователя частоты. Нижнее плечо устанавливается в положение, противоположное верхнему с учётом переходных процессов. Таким образом, состояние ключей для вектора «3» ПЧ-1 и вектора «2'» ПЧ-2 будут определяться согласно рисунку 3.6а.

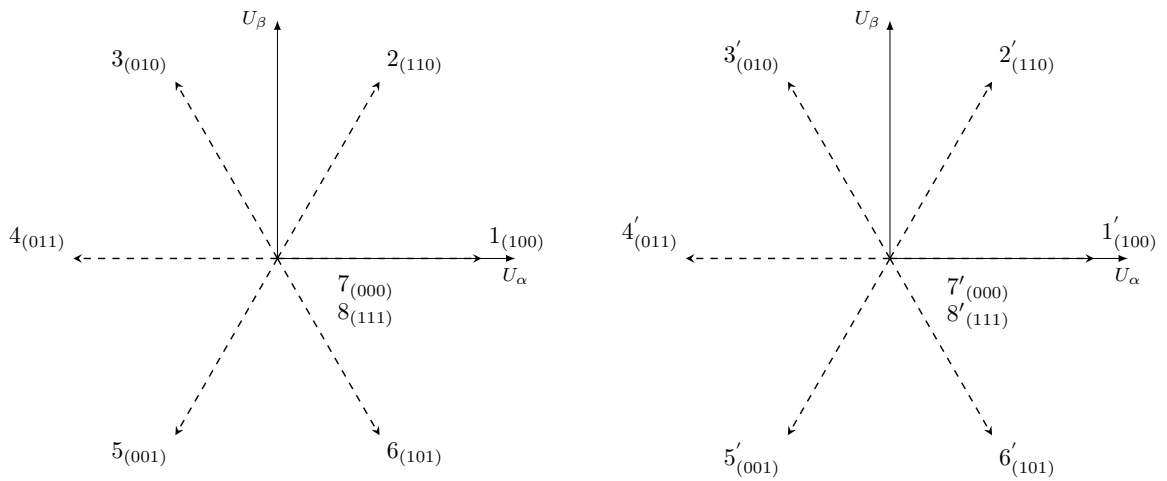
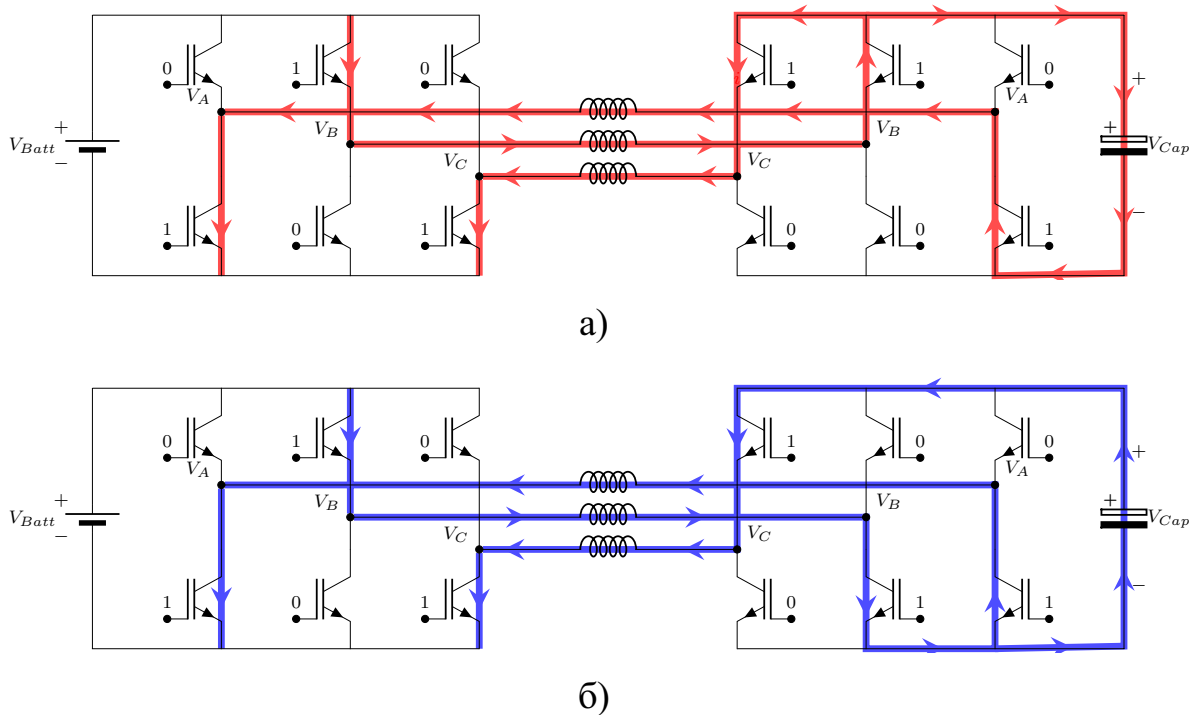


Рисунок 3.5 — Векторная ШИМ диаграмма для ПЧ-1 и ПЧ-2



а) Состояние при положении векторов $32'$ L_d/L_q ; б) Состояние при положении векторов $31'$

Рисунок 3.6 — Состояние конденсатора при различной комбинации ключей ПЧ-1, ПЧ-2

Как видно из рисунка 3.6, различные положения векторов ведут к изменению состояния конденсатора. Ключи, находящиеся в положении « $31'$ » (рисунок 3.6б) приводят к разряду конденсаторной батареи, в то время как положение ключей « $32'$ » (рисунок 3.6а) ведёт к накоплению в нём энергии. Комбинированная векторная диаграмма для двух преобразователей частоты с отображённым влиянием комбинация на заряд/разряд конденсатора представлена на рисунке

3.7. В соответствии с рисунком 3.7, комбинации ключей имеют три состояния, а именно:

1. «Красный» – состояние ключей, при котором происходит разряд конденсаторной батареи
2. «Синий» – состояние ключей, при котором не происходит изменения заряда; конденсаторной батареи;
3. «Зелёный» – состояние ключей, при котором происходит заряд конденсаторной батареи.

Для системы управления, с использованием двойного преобразователя частоты, наиболее важным критерием в выборе конденсатора является коэффициент колебаний звена уровня напряжения в звене постоянного тока вспомогательного частоты. Колебательность звена имеет наиболее выраженный характер при переключении положения ПЧ из состояния «Заряд конденсатора» в состояние «Разряд конденсатора» (рисунок 3.6). При этом, характер изменения напряжения определяется в соответствии с диаграммой, представленной на рисунке 3.8.

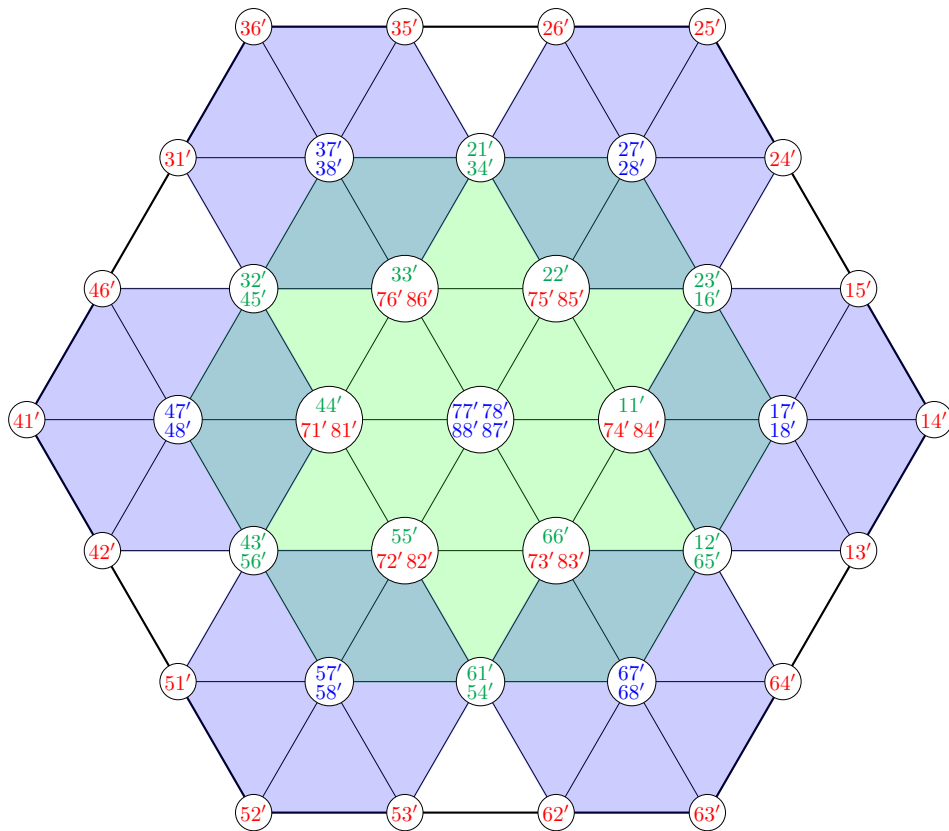


Рисунок 3.7 — Комбинированная ШИМ модуляция для двойного преобразователя частоты

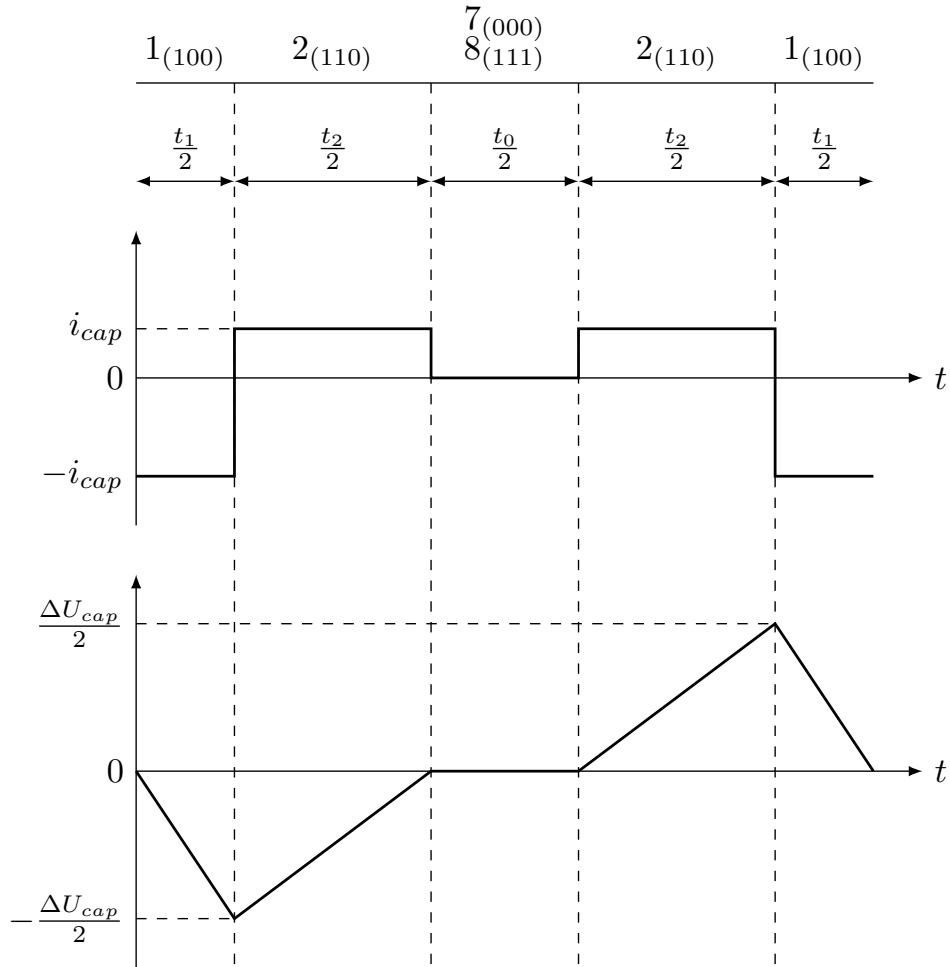


Рисунок 3.8 — Объединённая диаграмма пространственно-векторной ШИМ модуляции

Максимальное значение колебаний уровня напряжения звена постоянного тока вспомогательного преобразователя частоты определяется на основании векторной диаграммы векторной ШИМ модуляции (рисунок 3.8), а также на основании с уравнений формирования длительности включения каждого из векторов (3.11–3.13).

$$t_1 = m\sqrt{3}\frac{T_{sw}}{2} \sin(\pi/3 - \vartheta), \quad (3.11)$$

$$t_2 = m\sqrt{3}\frac{T_{sw}}{2} \sin \vartheta, \quad (3.12)$$

$$t_0 = \frac{T_{sw}}{2} \left(1 - \sqrt{3}m \sin(\pi/3 + \vartheta) \right), \quad (3.13)$$

где t_0, t_1, t_2 - время включения базовых векторов напряжения, которые, могут быть найдены в соответствии с уравнениями; T_{sw} – полный период включения ШИМ, значение которого обратно пропорционально частоте включений ШИМ: $1/f_{sw}$; ϑ – угол поворота ротора электродвигателя.

В соответствии с рисунком 3.8, изменение уровня напряжения за период может быть найдено, согласно уравнению (3.14).

$$\Delta U_{cap} = \frac{2}{C} I_{cap} \frac{t_2}{2} = \frac{I_{cap} t_2}{C}. \quad (3.14)$$

Подставив в уравнение (3.14) значение времени t_2 , получим выражение (3.15).

$$\Delta U_{cap} = \frac{\sqrt{3} m T_{sw} I_{cap} \sin(\vartheta)}{2C}. \quad (3.15)$$

В соответствии с уравнением 3.15, максимальное значение отклонения напряжения находится при значении угла $\vartheta = \pi/2$ и значением коэффициента модуляции равным 1. Таким образом, конечная формула нахождения минимального значения ёмкости буферного конденсатора может быть найдена в соответствии с уравнением (3.16).

$$C = \frac{\sqrt{3} I_{cap}}{2 f_{sw} \Delta U_{cap}}. \quad (3.16)$$

Таким образом, в соответствии с разделом 3.3 уравнение определения минимальной ёмкости конденсаторной батареи в составе двойного преобразователя частоты для СДПМ с разомкнутой обмоткой статора находится по формуле 3.16. Имитационная модель, отображающая влияние ёмкости конденсаторной батареи на колебание уровня напряжения звена постоянного тока вспомогательного преобразователя частоты, а также результаты моделирования, представлены в разделе 4.3.

3.4 Выводы по Главе 3

В соответствии с проведённым исследованием характеристик синхронного двигателя с постоянными магнитами а также регулирования его параметров в соответствии с необходимостью достижения им необходимой динамики при разгоне/торможении в составе транспортного средства с использованием мотор-колёс, наличия возможности работы в заданном диапазоне скоростей с учётом

сохранения крутящего момента на валу ротора, а также выбора буферного конденсатора для двойного преобразователя частоты системы электропривода, были достигнуты следующие результаты:

1. Определены оптимальные характеристики синхронного двигателя с постоянными магнитами для работы в режиме ослабленного поля.
2. Сформирован алгоритм корректировки параметров для достижения необходимых характеристик СДПМ на основе существующих серийных образцов электродвигателей.
3. Определён оптимальный тип буферной конденсаторной батареи для системы двойного преобразователя частоты, соответствующий условиям его эксплуатации.
4. Разработан алгоритм подбора минимальной ёмкости буферного конденсатора, основанный на достижении допустимых значений пульсаций напряжения звена постоянного тока вспомогательного преобразователя частоты в соответствии с достижением, необходимых для условий эксплуатации, значений тока электродвигателя.

ГЛАВА 4 ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ УПРАВЛЕНИЯ СИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ С РАЗОМКНУТОЙ ОБМОТКОЙ СТАТОРА

Для оценки эффективности предложенной в главе 2 топологии системы электропривода, с учётом использования параметров электродвигателя, полученных в соответствии с алгоритмом, представленным в разделе 3.2, а также конечной ёмкостью буферного конденсатора, подобранного согласно уравнению, разработанного в разделе 3.3, необходимо разработать модель системы управления электроприводом предложенной топологии. Имитационная модель позволит решить следующие задачи:

1. Анализ возможности увеличения конечной скорости электродвигателя в режиме ослабленного поля.
2. Анализ возможности увеличения скоростного диапазона СДПМ в режиме постоянства момента.
3. Анализ возможного влияния увеличения массы транспортного средства за счёт использования разработанной топологии и её влияние на динамику системы.
4. Анализ изменения конечной ёмкости буферного конденсатора на эффективность работы системы электропривода.

4.1 Имитационное моделирование СДПМ РО

Имитационное моделирование проводилось при помощи программного пакета MATLAB/Simulink. Общий вид модели представлен на рисунке 4.1. В соответствии с рисунком 4.1, имитационная модель состоит из следующих блоков:

1. Блок «*Inputs*» – формирующий задание на ускорение и торможение транспортного средства, а также задающий значение уклона дорожного полотна и силу встречного потока ветра.
2. Блок «*Vehicle Controller*» – преобразующий значения задания на ускорение/торможение в задание по моменту на валу электродвигателя.
3. Блок «*Drive Controller*» – формирующий на основании задания по моменту, в соответствии с параметрами СДПМ, алгоритм переключения полупроводниковых ключей для главного и вспомогательного преобразователя частоты.

4. Блок «*OWPMSM*» – моделирующий СДПМ с разомкнутой обмоткой статора, а также главный и вспомогательный преобразователь частоты.
5. Блок «*Gearbox*» – моделирующий редуктор в составе мотор-колеса.
6. Блок «*Vehicle Dynamics*» – моделирующий динамику движения транспортного средства.
7. Блок «*Scopes*» – подсистема сбора данных имитационной модели.
8. Блоки аккумуляторной и конденсаторной батареи.

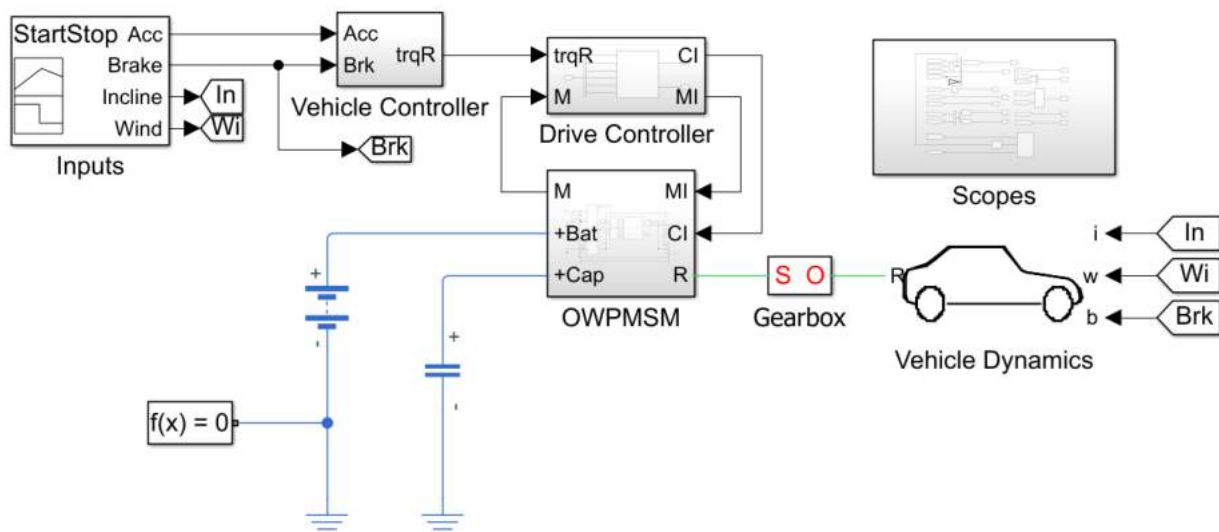


Рисунок 4.1 – Общий вид модели СДПМ РО в программном пакете *MATLAB/Simulink*

Основным блоком управления, формирующим заданные управляющие напряжения во вращающейся системе координат $d - q$ для главного и вспомогательного преобразователя частоты, является подсистема «*Drive controller*», которая более подробно представлена на рисунке 4.2.

В соответствии с рисунком, 4.2, в состав блока «*Drive controller*» входят следующие модули:

1. «*Measurements*» – принимает значения с датчиков токов статора СДПМ, скорости вращения ротора, угла его поворота, уровня напряжения конденсатора, аккумуляторной батареи и осуществляет их опрос с периодом в 100 мкс.
2. «*Outer Loop control*» – формирует в зависимости установленного значения крутящего момента, полученного от блока «*Drive controller*», задание по току во вращающейся системе координат $d - q$ на основании алгоритма, представленного в главе 2, а также формирует ограничения по моменту для СДПМ с периодом в 1 мс.

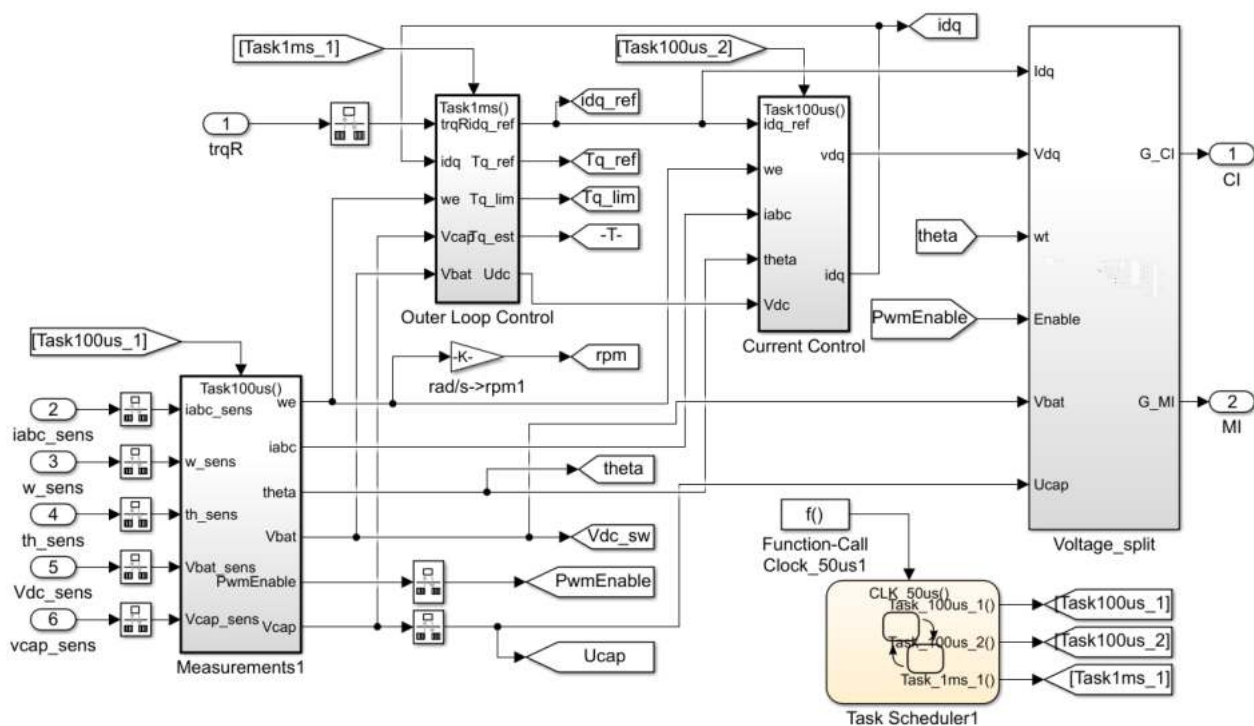


Рисунок 4.2 — Общий вид блока «*Drive_controller*»

3. «*Current control*» – на основании заданных токов, полученных от блока «*Outer Loop control*» формирует общее задание по напряжению во вращающейся системе координат $d - q$ для главного и вспомогательного преобразователя частоты с периодом в 100мкс.
4. «*Voltage split*» – формирует на основании полученного от блока «*Current control*» результирующего вектора напряжения управляющие импульсы для полупроводниковых ключей главного и вспомогательного преобразователя частоты.
5. «*Task Scheduler*» – формирует временные уставки для опроса, а также формирования управляющих значений для каждого из блоков.

В соответствии с рисунком 4.3, подсистема «*Outer Loop control*» состоит из модуля «*Tsat*», который формирует ограничение на задание по моменту относительно текущей скорости СДПМ в соответствии с уравнением (3.7), модуля «*Control choose*», который на основании задания по скорости и моменту осуществляет выбор оптимального режима управления на основании алгоритма, представленного в главе 2 (рисунок 2.10), согласно уравнениям (2.90–2.102 и 2.104–2.111), модуля «*Id Iq currents forming*», который, на основании выбранного алгоритма, формирует управляющие токи для СДПМ в соответствии с уравнениями (2.68–2.71, 2.75, 2.76, 2.88 и 2.89). Более подробно свойства блоков

« T_{sat} », «*Control choose*» и «*Id Iq currents forming*» представлены в приложениях А.2–А.4.

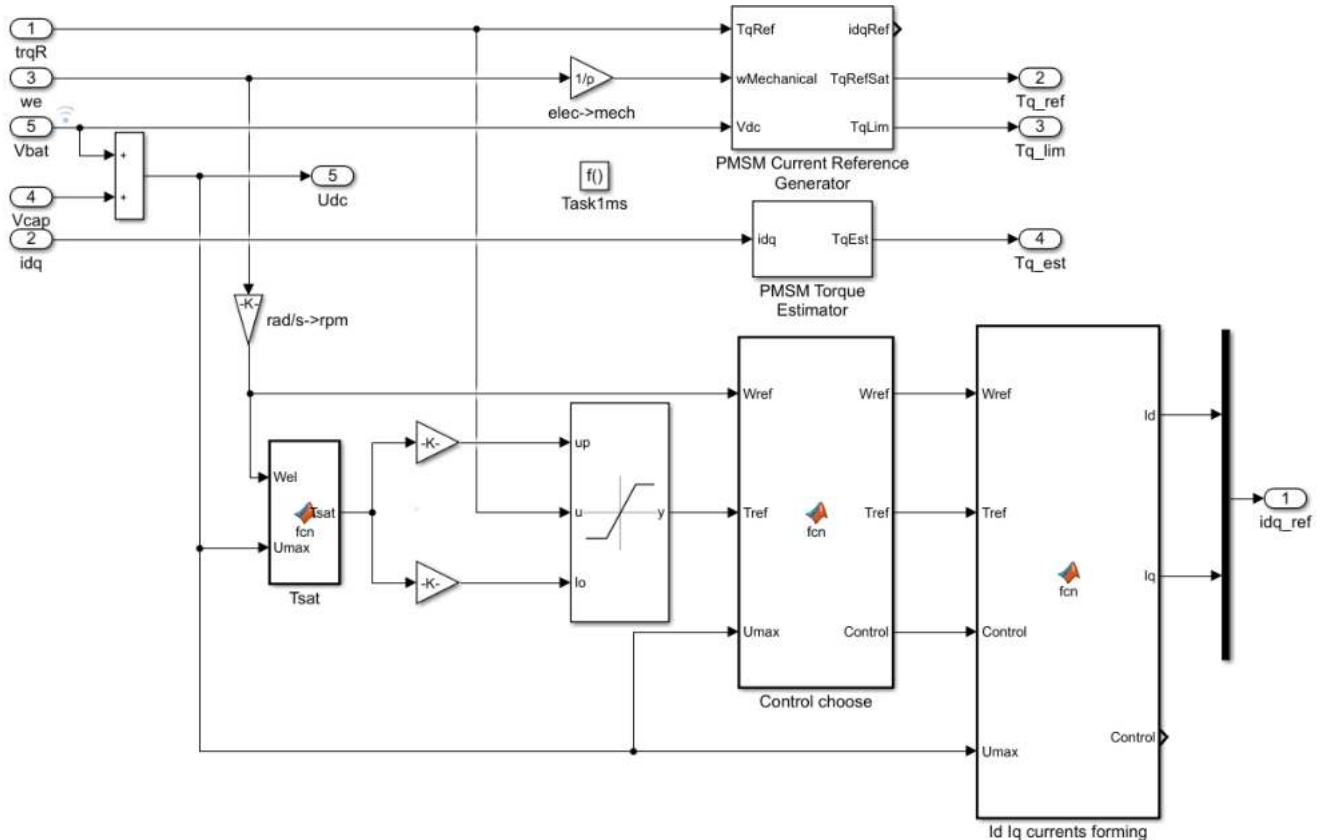
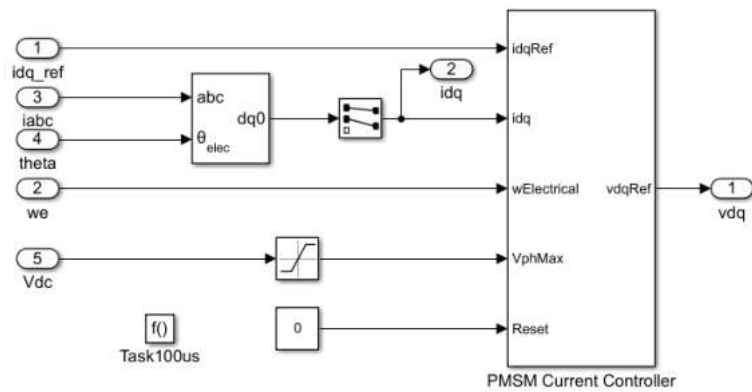
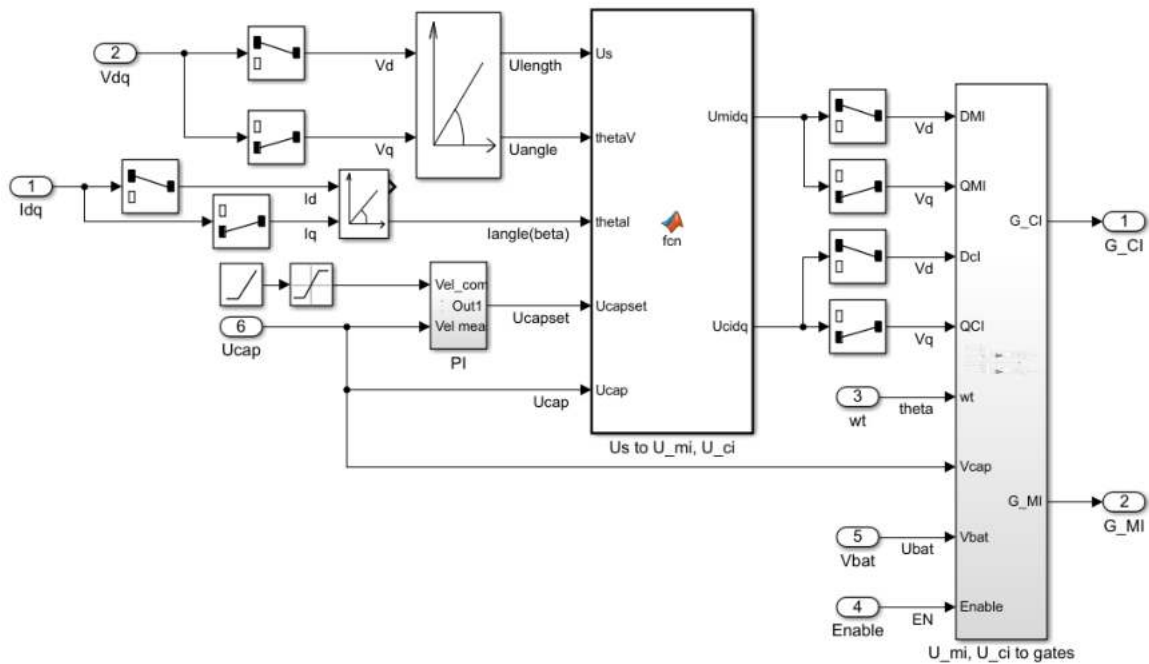


Рисунок 4.3 — Свойства блока «Outer Loop Control»

Подсистема «*Current control*» включает в себя два ПИ регулятора для токов « I_d » и « I_q », которые объединены в блок «*PMSM Current Controller*», входными параметрами для которого являются: задание по току, получаемое от подсистемы «*Outer Loop Control*»; значения токов статора, получаемые от блока измерений «*Measurements*» после преобразования в системы координат $d - q$; ограничение задания по напряжению и значение команды останова формирования выходных управляющих импульсов (рисунок 4.4).

В состав модуля «*Voltage split*», на основании рисунка 4.5, входят два основных блока: «*Us to U_mi, U_ci*», который формирует управляющие вектора напряжения для главного и вспомогательного преобразователя частоты на основании результирующего вектора напряжения, в соответствии с уравнениями (2.123–2.128) и блока «*U_mi, U_ci to gates*», который формирует управляющие импульсы напряжения для полупроводниковых ключей, входящих в состав преобразователей частоты в соответствии с законами векторной ШИМ модуляции. Более подробно свойства блока «*Us to U_mi, U_ci*» представлены в приложении А.5.

Рисунок 4.4 — Свойства блока «*Current Control*»Рисунок 4.5 — Общий вид блока «*Voltage split*»

Подсистема «OWPMSM», а также блоки аккумуляторной и конденсаторной батареи представляют собой силовую часть модели. Задающие сигналы напряжений с блока «*Drive controller*» приходят на блоки формирования векторной ШИМ «*Driver_1*» и «*Driver_2*», сигналы на выходе которой управляют соответствующим преобразователем частоты. Модель мотора написана на языке *Simscape* согласно уравнениям, описанным в главе 2. Более подробно свойства блока «OWPMSM» представлены на рисунке 4.6. Листинг кода, используемый для моделирования СДПМ, представлен в приложении А.1.

Блок «*Vehicle dynamics*», а также блок «*Gearbox*» имитируют сопротивление движению транспортного средства. Стоит отметить, что модель «*Gearbox*» представлена в качестве редуктора с удвоенным выходным крутящим моментом

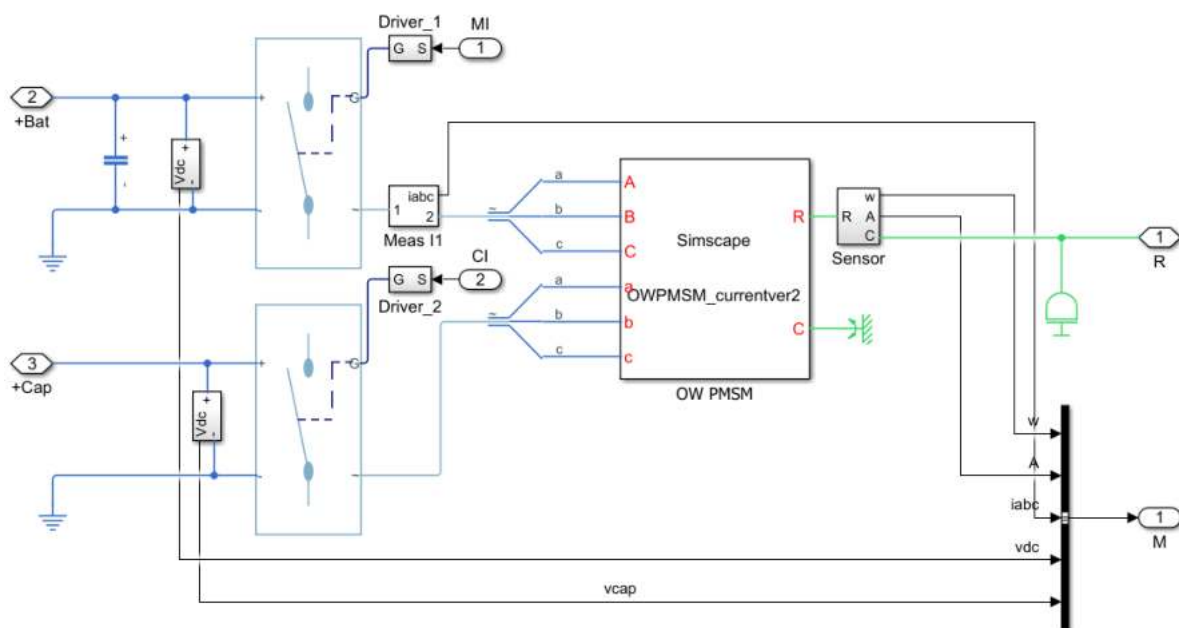


Рисунок 4.6 — Общий вид блока «OWPMSM»

на валу для того, чтобы имитировать влияние двух мотор колес на транспортное средство, используя одну модель СДПМ и систему его управления. Данное упрощение не влияет на характеристики системы, так как каждое из мотор-колёс идентично друг-другу, однако позволяет существенно снизить время на моделирование переходных процессов разработанной системы.

4.2 Параметры моделирования

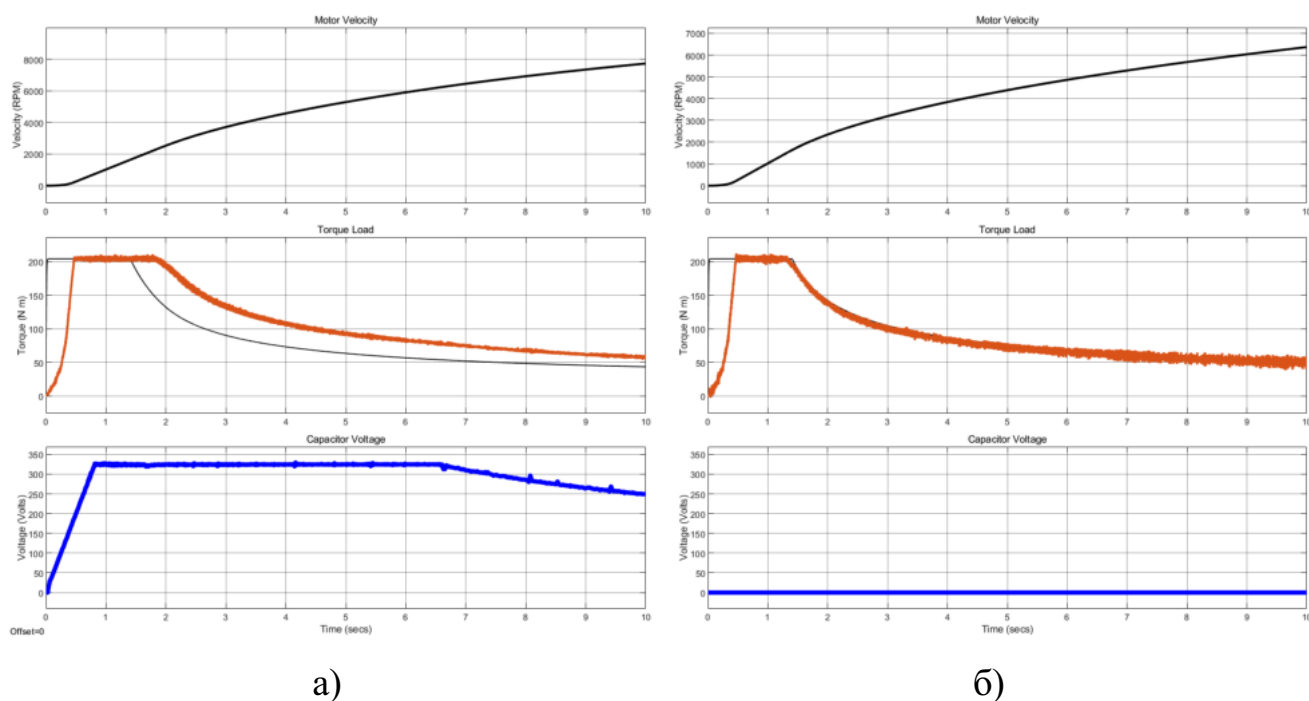
Имитационное моделирование проводилось с использованием параметров серийного производимого транспортного средства *Nissan Leaf*. Параметры электромоторов, которые были использованы в составе мотор-колёс, а также ёмкость конденсаторной батареи выбраны на основании алгоритма, представленного в главе 3.3. Ёмкость аккумуляторной батареи была выбрана бесконечной, чтобы избежать влияния изменения уровня напряжения АКБ на динамику системы. Основные параметры имитационной модели сведены в таблицу 4. Длительность симуляции разработанной модели составляет 10 секунд, при этом задание управления, поступающее с блока «Inputs» увеличивает своё значение от 0% до 100% за 0.45 секунд. Значения уклона дорожного полотна, а также скорости встречного потока ветра на протяжении всей симуляции равны нулю. Сигнал торможения также не используется во время имитационного моделирования.

Таблица 4 – Значения параметров, используемых для имитационного моделирования в программном пакете *Matlab/Simulink*

Параметр	Символ	Значение	Размерность
Параметры транспортного средства			
Коэффициент трения качения	C_r	0.008	–
Коэффициент трения скольжения	C_d	0.29	–
Площадь лобовой части	A_f	2.19	m^2
Плотность воздуха	ρ_a	1.25	$кг/м^3$
Передаточный коэффициент редуктора	G	8.2	–
Радиус колес	R_w	0.315	$м$
Собственный вес автомобиля	m	1521	$кг$
Параметры электродвигателя			
Напряжение	U_{max}	325	B
Ток	I_{max}	0.29	A
Число пар полюсов	p	8	–
Индуктивность по оси q	L_q	0.297	$мГн$
Индуктивность по оси d	L_d	0.243	$мГн$
Потокоцепление	Ψ_{pm}	0.043	$Bб$
Сопротивление обмотки	R_s	0.01	$Ом$
Момент инерции ротора	J	0.5066	$кг \cdot м^2$
Параметры накопителей энергии			
Напряжение АКБ	U_{batt}	325	B
Напряжение конденсатора	U_{cap}	325	B
Ёмкость конденсатора	C	4800	$мкФ$
Параметры системы управления			
Частота ШИМ для ПЧ1, ПЧ2	f_{PWM}	10000	$Гц$

4.3 Результаты моделирования

На рисунке 4.7 представлены зависимости выходных характеристик скорости, крутящего момента на валу и уровня напряжения конденсатора для разработанной и стандартной топологии системы электропривода. Значение максимальных колебаний напряжения буферного конденсатора при определении его ёмкости был установлен на значении 5%. На основании полученных результатов, можно отметить, что колебания напряжения звена постоянного тока удерживается пределах 20В, что соответствует значению в 5% при использовании значения ёмкости конденсаторной батареи, полученной в соответствии с уравнением (3.16) (рисунок 4.7а).



а) Система электропривода с двумя ПЧ и буферным конденсатором; б) Система электропривода с одним ПЧ.

Рисунок 4.7 — Графики зависимости выходных характеристик скорости, крутящего момента на валу и уровня напряжения конденсатора разработанной и стандартной топологии системы электропривода

В сравнении с топологией со стандартным преобразователем частоты с подключением конца обмотки статора по схеме «Звезда» (рисунок 4.7б), можно отметить, что конечная максимальная скорость увеличивается на 17.2% (7700 об/мин для топологии с использованием буферного конденсатора против 6350

об/мин для топологии с подключением концов обмоток статора по схеме «Звезда»), в то время как крутящий момент на валу ротора повышается на 16.6% (60 Нм с использованием разработанной топологии против 50 Нм для стандартной топологии системы электропривода). При этом скоростной диапазон в режиме постоянства момента увеличился на 34% (2300 об/мин для топологии с использованием буферного конденсатора против 1500 об/мин для топологии с подключением концов обмоток статора по схеме «Звезда»).

Таким образом, использование разработанной системы электропривода существенно улучшает динамические показатели транспортного средства. В соответствии с рисунком 4.8, разгон электромобиля до скорости 100 км/ч с использованием разработанной системы электропривода занял 8 секунд, в то время как разгон электромобиля с использованием стандартной топологии превышает значение в 10 секунд.

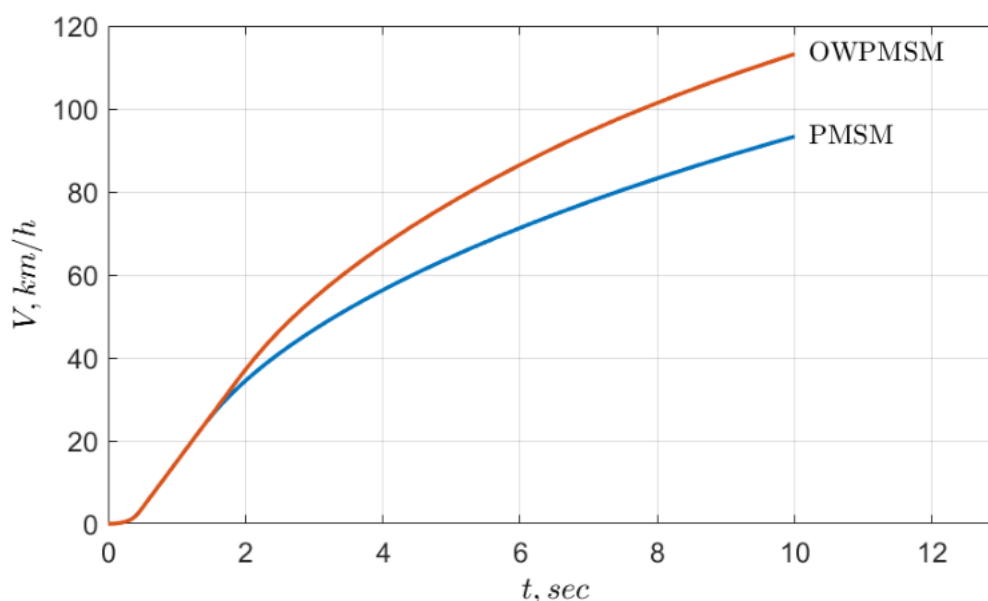
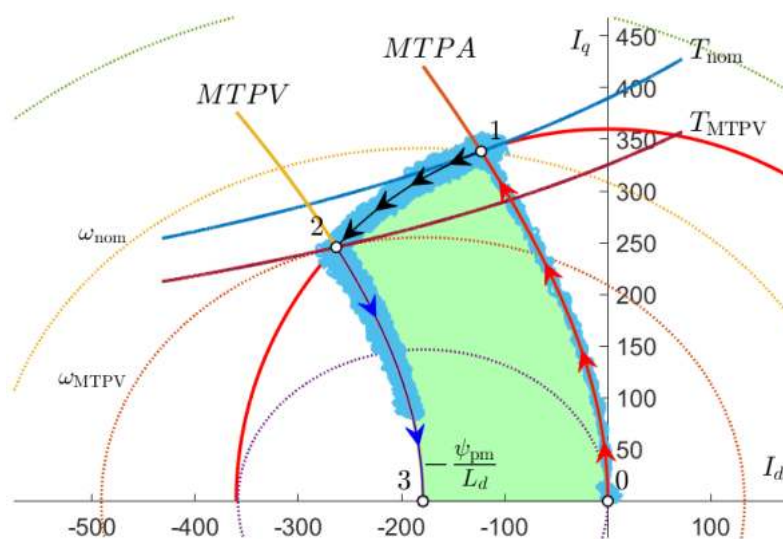


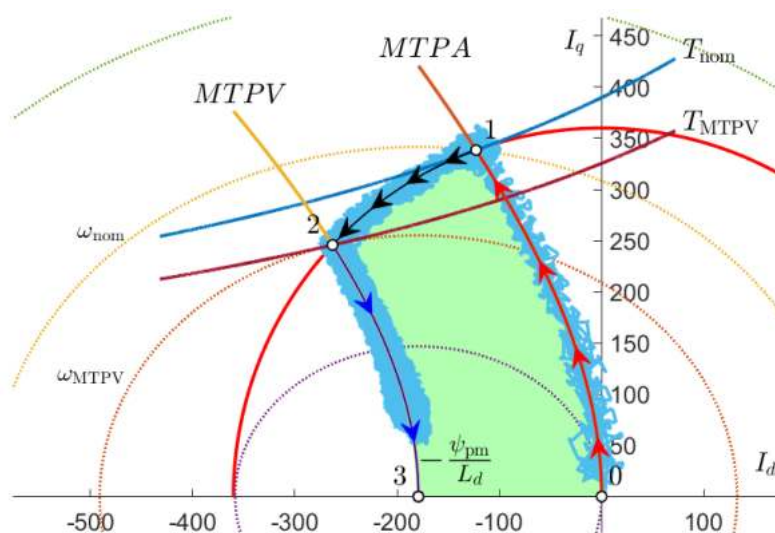
Рисунок 4.8 — Скорость транспортного средства при использовании различных топологий системы электропривода

При этом, согласно рисунку 4.9, значения пульсаций токов статора СДПМ относительно вращающейся системы координат $d - q$, с использованием топологии электропривода с буферным конденсатором существенно ниже, чем в случае использования стандартной топологии с соединением концов обмоток статора СДПМ по схеме «Звезда».

Рассматривая изменение значения ёмкости конденсаторной батареи выше или ниже значения, полученного при использовании уравнения 3.16, получено



а)



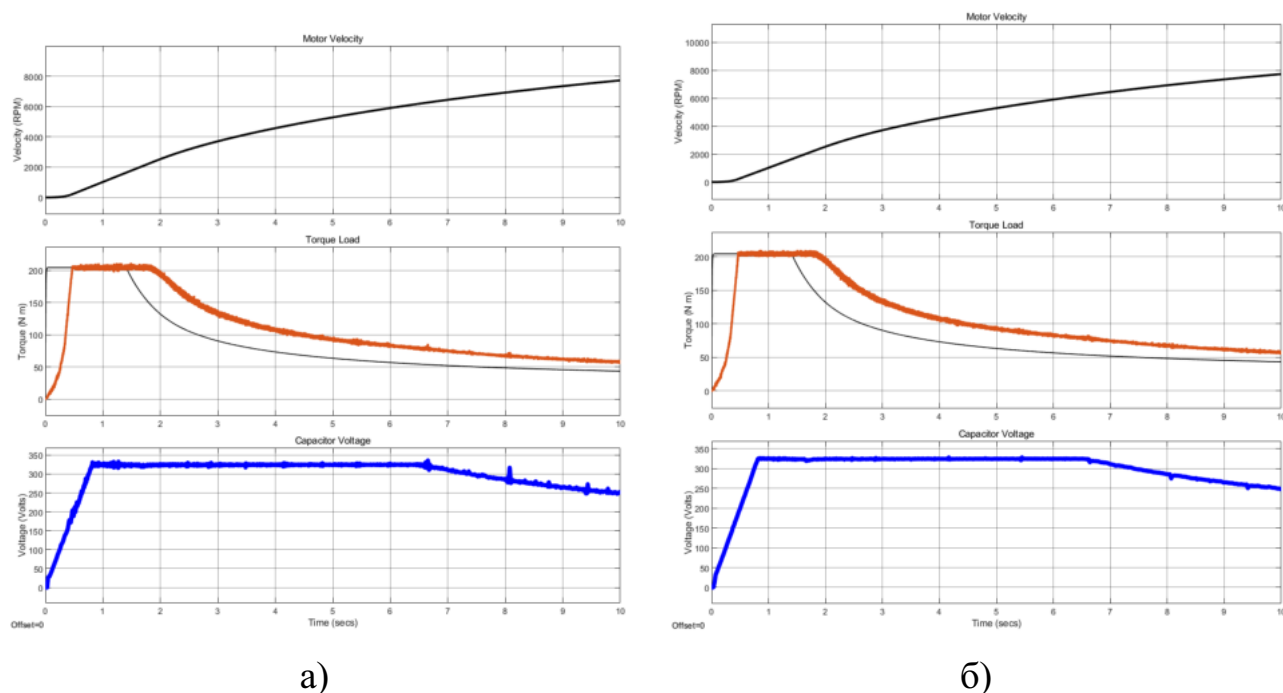
б)

а) Система электропривода с двумя ПЧ и буферным конденсатором; б) Система электропривода с одним ПЧ.

Рисунок 4.9 — Значения пульсаций токов статора СДПМ для системы электропривода разработанной топологии

семейство графиков, представленных на рисунке 4.10. В соответствии с рисунками 4.10а и 4.10б, при уменьшении минимально требуемого значения ёмкости в 2 раза (рисунок 4.10а), колебания звена постоянного тока увеличиваются, соответственно, в 2 раза. При этом возникают дополнительные пульсации момента на валу ротора. При увеличении минимально требуемого значения ёмкости в 2 раза (рисунок 4.10б), колебания звена постоянного тока сводятся к нулю. При этом, также снижаются пульсации крутящего момента на валу. Однако измене-

ние ёмкости конденсаторной батареи в вышеобозначенных пределах не влияет на динамику движения транспортного средства.



а) $C_{cap} = C_{nom}/2$; б) $C_{cap} = 2C_{nom}$.

Рисунок 4.10 — Графики зависимости выходных характеристик скорости, крутящего момента на валу и уровня напряжения конденсатора предложенной топологии в зависимости от значения ёмкости буферного конденсатора

Конечный вес буферного конденсатора для рассматриваемых параметров транспортного средства не превышает 4.2 кг на основании каталожных данных компании «ТДК» в случае использования метало-пропиленовых плёночных конденсаторов, что составляет от 0.5% до 1% увеличения конечной массы транспортного средства с учётом веса дополнительного преобразователя частоты, который эквивалентен весу аналогичного оборудования, устанавливаемого в серийные автомобили *Nissan Leaf*. С учётом возможного увеличения скоростного диапазона, а также крутящего момента на валу ротора во всём диапазоне скоростей, увеличение массы не оказывает негативного влияния на динамику системы.

4.4 Выводы по Главе 4

На основании проведённого моделирования системы двойного преобразователя частоты с использованием буферного конденсатора в качестве источника энергии для вспомогательного преобразователя частоты были достигнуты следующие результаты:

1. Разработана модель системы управления электроприводом предложенной топологии в среде Matlab/Simulink.
2. Результаты моделирования показали возможность увеличения конечной скорости электродвигателя в режиме ослабленного поля на 17%, в то время как крутящий момент на валу ротора повышается на 16.6% по сравнению с топологией электропривода с подключением конца обмотки статора по схеме «Звезда».
3. Использование разработанной топологии позволяет увеличить скоростной диапазон в режиме постоянства момента на 34% по сравнению с топологией электропривода с подключением конца обмоток статора по схеме «Звезда».
4. Увеличение массы транспортного средства за счёт установки дополнительного оборудования (а именно буферного конденсатора и вспомогательного преобразователя частоты с учётом сохранения остальных параметров транспортного средства в неизменном виде) составляет 0.5% – 1%
5. Увеличение конечной массы до 0.5% – 1% не оказывает влияние на изменение динамики движения транспортного средства.
6. Определённая, в соответствии с главой 3.3 минимальная ёмкость конденсаторной батареи удерживает значение колебательности напряжения звена постоянного тока в установленном диапазоне.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате решения актуальной научно-технической задачи по повышению эффективности работы синхронного двигателя с постоянными магнитами в составе мотор-колес транспортного средства с увеличением диапазона рабочих скоростей посредством использования топологии двойного двухуровневого преобразователя частоты с буферным конденсатором достигнуты следующие результаты:

1. Проведён анализ возможного увеличения диапазона рабочих скоростей системы электропривода за счёт подключения двух двухуровневых преобразователей частоты к началам и концам обмоток синхронного двигателя с постоянными магнитами, используя аккумуляторную батарею и буферный конденсатор в качестве независимых источников энергии.
2. На основе полученных уравнений формирования управляющих токов синхронного двигателя с постоянными магнитами, разработан алгоритм управления для системы электропривода электротехнического комплекса в составе двух двухуровневых преобразователей частоты, аккумуляторной батареи и буферного конденсатора для работы в широком диапазоне скоростей с возможностью контроля уровня напряжения звена постоянного тока вспомогательного преобразователя частоты, на основе которого разработана программа для ЭВМ и получено свидетельство о ее государственной регистрации № 2020615693 «Программа расчета управляющих токов во вращающейся системе координат $d - q$ в зависимости от заданных параметров скорости и крутящего момента для синхронного двигателя с постоянными магнитами».
3. Разработан алгоритм определения необходимой мощности синхронного двигателя с постоянными магнитам в составе мотор-колёс транспортного средства, позволяющий достичь заданных параметров максимального ускорения, а также возможности осуществления движения при значении менее, либо равным заданному максимальному уклону дорожного полотна.
4. Определён оптимальный тип буферной конденсаторной батареи (по критериям устойчивости к механическим воздействиям, стоимости, электрическим характеристикам) для системы с использованием двух

преобразователей частоты, соответствующий условиям его эксплуатации, а также разработан алгоритм подбора минимальной ёмкости буферного конденсатора, основанный на достижении допустимых значений пульсаций напряжения звена постоянного тока вспомогательного преобразователя частоты.

5. Проведён анализ влияния разработанной топологии системы электропривода на динамику движения транспортного средства, который показал возможность увеличения конечной скорости электродвигателя в режиме ослабленного поля на 17%, с повышением крутящего момента на валу ротора на 16.6% по сравнению с топологией электропривода с подключением конца обмоток по схеме «Звезда».
6. Разработана модель системы управления электроприводом в составе электротехнического комплекса транспортного средства предложенной топологии в программном пакете *Matlab* и среде разработки *Simulink*.
7. Оценка эффективности предлагаемой системы в сравнении с существующими топологиями показала, что использование разработанной топологии позволяет увеличить скоростной диапазон в режиме постоянства максимального момента на 34% по сравнению с топологией электропривода с подключением конца обмоток по схеме «Звезда».
8. Результаты, полученные в ходе диссертационного исследования, приняты к внедрению в ООО «Невский Машиностроитель», а также рекомендованы к внедрению в учебный процесс Горного университета.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Вейнгер, А.* Регулируемые электроприводы переменного тока: Конспект вводных лекций / А. Вейнгер // Москва. — 2009.
2. *Виноградов, А.* Векторное управление электроприводами переменного тока. т. 298 / А. Виноградов. — ГОУ ВПО Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина, 2008.
3. *Водовозов, В.* Теория и системы электропривода: Учебное пособие / В. Водовозов // СПб.: Изд-во СПбГЭТУ"ЛЭТИ. — 2004.
4. *Гельвер, Ф. А.* Конструкции реактивных электрических машин. Характеристики, достоинства и недостатки / Ф. А. Гельвер // Труды Крыловского государственного научного центра. — 2020. — т. 1, № 391.
5. *Громышева, А. Д.* Управление скоростью и моментом вентильного двигателя в приводе транспортного средства / А. Д. Громышева, И. Е. Овчинников, А. В. Егоров // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. — 2011. — 3 (73).
6. *Калачев, Ю. Н.* Векторное регулирование / Ю. Н. Калачев // ЭФО. — 2013. — т. 63.
7. *Лутонин, А. С.* Определение минимальной ёмкости буферного конденсатора для системы электропривода с двойным двухуровневым преобразователем частоты / А. С. Лутонин // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. — 2020. — № 6. — с. 263—270.
8. *Лутонин, А. С.* Система управления синхронным двигателем с постоянными магнитами с разомкнутой обмоткой статора и буферным конденсатором / А. С. Лутонин, Я. Э. Шклярский // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. — 2020. — № 5. — с. 407—414.
9. Обзор транспорта с электропитанием в фокусе развития горнодобывающих предприятий / В. А. Черепанов [и др.] // Проблемы недропользования. — 2019. — т. 1, 20).
10. *Овчинников, И. Е.* Вентильные электрические двигатели и привод на их основе / И. Е. Овчинников. — 2006.

11. *Овчинников, И.* Привод легких транспортных средств на основе дискового вентильного электрического двигателя / И. Овчинников, Н. Леви // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. — 2007. — № 44.
12. *Перельмутер, В.* Прямое управление моментом и током двигателей переменного тока / В. Перельмутер // Харьков: Основа. — 2004. — с. 210.
13. Повышение энергоэффективности электротранспорта с децентрализованной трансмиссией за счет введения системы компенсации проскальзывания колес / А. Лутонин [и др.] // III Всероссийская научно-практическая конференция «Энергетика и энергосбережение: теория и практика». — 2017. — № 413. — с. 1–6.
14. *Попов, В. А.* Тяговый электропривод карьерных самосвалов БелАЗ / В. А. Попов, В. Н. Кислов, И. Н. Паскарь // Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири. Сибресурс. — 2018. — с. 711–1.
15. Построение тягового электропривода транспортного средства на основе многодвигательной схемы / Е. Смотров [и др.] // Журнал автомобильных инженеров. — 2011. — № 5. — с. 30–34.
16. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2020615693 Российская Федерация. Программа расчета управляющих токов во вращающейся системе координат D-Q в зависимости от заданных параметров скорости и крутящего момента для синхронного двигателя с постоянными магнитами: № 2020614440; заявл. 18.05.20; опубл. 29.05.20, Бюл. № 6 / А. С. Лутонин, Я. Э. Шклярский, А. Я. Шклярский // заявитель Санкт-Петербургский горный университет. — 1 с.
17. *Смотров, Е. А.* Исследование характеристик легкого электротранспортного средства с электроприводом мотор-колесо / Е. А. Смотров, Д. Вершинин, А. Ю. Сусленко // Електротехнічні та комп'ютерні системи. — 2011. — № 3. — с. 119–122.
18. *Соколовский, Г. Г.* Электроприводы переменного тока с частотным регулированием / Г. Г. Соколовский. — 2006.

19. *Соловьев, С. В.* Система управления синхронным двигателем с постоянными магнитами на базе микроконтроллеров STM32 / С. В. Соловьев, А. С. Лутонин // IV Всероссийская научно-практическая конференция «Энергетика и энергосбережение: теория и практика». — 2018. — № 331. — с. 1–4.
20. *Юферов, Ф. М.* Электрические двигатели автоматических устройств. т. 8 / Ф. М. Юферов. — Гос. энерг. изд-во, 1959.
21. A comparative study of model predictive current control and FOC for PMSM / N. Li [et al.] // 2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). — IEEE. 2014. — P. 3143–3147.
22. A control system-based reduction of electromagnetic torque ripples in a vsi-fed poly-phase pmsm with nonsinusoidal back-emf / M. Pronin [et al.] // IEEE EUROCON 2009. — IEEE. 2009. — P. 990–995.
23. A dual two-level inverter scheme with common mode voltage elimination for an induction motor drive / M. Baiju [et al.] // IEEE transactions on power electronics. — 2004. — Vol. 19, no. 3. — P. 794–805.
24. A dual two-level inverter with a single source for open end winding induction motor drive application / S. Chowdhury [et al.] // 2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe). — IEEE. 2015. — P. 1–9.
25. A Hybrid PWM-Based Field Weakening Strategy for a Hybrid-Inverter-Driven Open-Winding PMSM System / D. Sun [et al.] // IEEE Transactions on Energy Conversion. — 2017. — Sept. — Vol. 32, no. 3. — P. 857–865.
26. A hybrid PWM-based field weakening strategy for a hybrid-inverter-driven open-winding PMSM system / D. Sun [et al.] // IEEE Transactions on Energy Conversion. — 2017. — Vol. 32, no. 3. — P. 857–865.
27. A New Traction Motor System With Integrated-Gear: A Solution for Off-Road Machinery / J. Montonen [et al.] // IEEE Access. — 2019. — Vol. 7. — P. 113740–113750.
28. A novel direct torque control for permanent magnet synchronous motor drive / J. Wang [et al.] // 2008 International Conference on Electrical Machines and Systems. — IEEE. 2008. — P. 110–114.

29. A novel drive implementation for pmsm by using direct torque control with space vector modulation / K. Chikh [et al.] // Canadian Journal on Electrical and Electronics Engineering. — 2011. — Vol. 2, no. 8. — P. 400—408.
30. A novel fuzzy logic direct torque controller for a permanent magnet synchronous motor with a field programmable gate array / Y.-J. Chen [et al.] // Journal of Chongqing University. — 2008. — Vol. 7, no. 3. — P. 228—233.
31. A permanent magnet-assisted synchronous reluctance motor / H. Murakami [et al.] // Electrical Engineering in Japan. — 2003. — Vol. 142, no. 4. — P. 66—74.
32. A robust observer-based sensor fault-tolerant control for PMSM in electric vehicles / S. K. Kommuri [et al.] // IEEE Transactions on Industrial Electronics. — 2016. — Vol. 63, no. 12. — P. 7671—7681.
33. A unified theory for optimal feedforward torque control of anisotropic synchronous machines / H. Eldeeb [et al.] // International Journal of Control. — 2018. — Vol. 91, no. 10. — P. 2273—2302.
34. An accurate wide-speed range control method of IPMSM considering resistive voltage drop and magnetic saturation / S. Wang [et al.] // IEEE Transactions on Industrial Electronics. — 2019. — Vol. 67, no. 4. — P. 2630—2641.
35. An improved magnetic-gear permanent magnet in-wheel motor for electric vehicles / Y. Fan [et al.] // 2010 IEEE Vehicle power and propulsion conference. — IEEE. 2010. — P. 1—5.
36. Analysis of a three-phase in-wheel electric motor / D. Luque [et al.] // 2009 44th International Universities Power Engineering Conference (UPEC). — 09/2009. — P. 1—5.
37. *Batzel, T. D.* Commutation torque ripple minimization for permanent magnet synchronous machines with Hall effect position feedback / T. D. Batzel, K. Y. Lee // IEEE Transactions on Energy Conversion. — 1998. — Sept. — Vol. 13, no. 3. — P. 257—262.
38. *Batzel, T. D.* Commutation torque ripple minimization for permanent magnet synchronous machines with Hall effect position feedback / T. D. Batzel, K. Y. Lee // IEEE Transactions on Energy Conversion. — 1998. — Vol. 13, no. 3. — P. 257—262.

39. *Benoudjit, A.* New dual-airgap axial and radial-flux induction motor for on wheel drive electric propulsion systems / A. Benoudjit, N. Nait Said // POWERCON '98. 1998 International Conference on Power System Technology. Proceedings (Cat. No.98EX151). Vol. 1. — 08/1998. — 615—619 vol.1.
40. *Bodo, N.* A space vector PWM with common-mode voltage elimination for open-end winding five-phase drives with a single DC supply / N. Bodo, M. Jones, E. Levi // IEEE Transactions on Industrial Electronics. — 2013. — Vol. 61, no. 5. — P. 2197—2207.
41. *Bouchiker, S.* Vector control of a permanent-magnet synchronous motor using AC-AC matrix converter / S. Bouchiker, G.-A. Capolino, M. Poloujadoff // IEEE Transactions on Power Electronics. — 1998. — Vol. 13, no. 6. — P. 1089—1099.
42. *Chasiotis, I. D.* Design optimization and modelling of high power density direct-drive wheel motor for light hybrid electric vehicles / I. D. Chasiotis, Y. L. Karnavas, T. Donateo // Hybrid Electric Vehicles. — IntechOpen, 2017.
43. *Chikhi, A.* A comparative study of field-oriented control and direct-torque control of induction motors using an adaptive flux observer / A. Chikhi, M. Djarallah, K. Chikhi // Serbian Journal of Electrical Engineering. — 2010. — Vol. 7, no. 1. — P. 41—55.
44. Comparative evaluation of direct torque control strategies for permanent magnet synchronous machines / F. Niu [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2015. — Vol. 31, no. 2. — P. 1408—1424.
45. Comparison of output current ripple in single and dual three-phase inverters for electric vehicle motor drives / J. Loncarski [et al.] // Energies. — 2015. — Vol. 8, no. 5. — P. 3832—3848.
46. Control-oriented modelling and experimental modal analysis of electric vehicles with geared In-Wheel motors / T. Beauduin [et al.] // 2017 IEEE International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM). — IEEE. 2017. — P. 541—546.
47. *Deshpande, R.* Capacitors: technology and trends / R. Deshpande. — Tata McGraw-Hill Education, 2012.

48. Design and implementation of an adaptive controller for torque ripple minimization in PM synchronous motors / V. Petrovic [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2000. — Sept. — Vol. 15, no. 5. — P. 871—880.
49. Design considerations of a brushless open-slot radial-flux PM hub motor / R. Wrobel [et al.] // IEEE Transactions on Industry Applications. — 2013. — Vol. 50, no. 3. — P. 1757—1767.
50. Design of a traction motor with two-step gearbox for high-torque applications / J. Montonen [et al.] // 2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM). — IEEE. 2014. — P. 1069—1075.
51. Design of an electrical motor with wide speed range for the in-wheel drive in a heavy duty off-road vehicle / S. Zhitkova [et al.] // 2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM). — 09/2014. — P. 1076—1082.
52. Design procedure for low cost, low mass, direct drive, in-wheel motor drive-trains for electric and hybrid vehicles / H. C. Lovatt [et al.] // IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. — 11/2011. — P. 4558—4562.
53. Design, analysis and control of a permanent magnet in-wheel motor based on magnetic-gear for electric vehicles / Y. Fan [et al.] // 2011 International Conference on Electrical Machines and Systems. — 08/2011. — P. 1—6.
54. Development of a 20-pole–24-slot SPMSM with consequent pole rotor for in-wheel direct drive / S.-U. Chung [et al.] // IEEE Transactions on Industrial Electronics. — 2015. — Vol. 63, no. 1. — P. 302—309.
55. Discrete-time sliding mode observer for sensorless vector control of permanent magnet synchronous machine / T. Bernardes [et al.] // IEEE Transactions on Industrial Electronics. — 2013. — Vol. 61, no. 4. — P. 1679—1691.
56. Driving Control Technologies of New High-Efficient Motors / C.-M. Liaw [et al.] // Electromechanical Devices and Machines. — IntechOpen, 2019.
57. Dual-space vector control of open-end winding permanent magnet synchronous motor drive fed by dual inverter / Q. An [et al.] // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2016. — Vol. 31, no. 12. — P. 8329—8342.

58. *Fei, W.* A new axial flux permanent magnet segmented-armature-torus machine for in-wheel direct drive applications / W. Fei, P. Luk, K. Jinupun // 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference. — IEEE. 2008. — P. 2197—2202.
59. *Fei Xu.* Characteristics analysis of multiple in-wheel-induction-motors drive system / Fei Xu, Liming Shi // 2011 IEEE International Conference on Industrial Technology. — 03/2011. — P. 121—126.
60. FOC and DTC comparison in PMSM for railway traction application / M. Aguirre [et al.] // Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications. — IEEE. 2011. — P. 1—10.
61. Generalizing the Blondel-Park transformation of electrical machines: Necessary and sufficient conditions / X. Z. Liu [et al.] // IEEE Transactions on Circuits and Systems. — 1989. — Vol. 36, no. 8. — P. 1058—1067.
62. *Hayes, J. G.* Simplified electric vehicle powertrain model for range and energy consumption based on epa coast-down parameters and test validation by argonne national lab data on the nissan leaf / J. G. Hayes, K. Davis // 2014 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC). — IEEE. 2014. — P. 1—6.
63. *Hoang, N.-T.* On the Design of In-Wheel-Hub Motor Transmission Systems with Six-Link Mechanisms for Electric Vehicles / N.-T. Hoang, H.-S. Yan // Energies. — 2018. — Vol. 11, no. 11. — P. 2920.
64. *Hong, J.* Charging method for the secondary battery in dual-inverter drive systems for electric vehicles / J. Hong, H. Lee, K. Nam // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2014. — Vol. 30, no. 2. — P. 909—921.
65. Implementation of sensorless vector control for super-high-speed PMSM of turbo-compressor / B.-H. Bae [et al.] // IEEE Transactions on Industry Applications. — 2003. — Vol. 39, no. 3. — P. 811—818.
66. In-wheel motor for a small hybrid electric vehicle: design, realization and experimental characterization / C. Espanet [et al.] // 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). — 09/2012. — P. 892—898.
67. Indirect drive in-wheel system for HEV/EV traction / Y. Tang [et al.] // 2013 World Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27). — 11/2013. — P. 1—9.

68. *Jabbar, M.* Time-stepping finite-element analysis for the dynamic performance of a permanent magnet synchronous motor / M. Jabbar, Z. Liu, J. Dong // IEEE transactions on magnetics. — 2003. — Vol. 39, no. 5. — P. 2621—2623.
69. *Jain, M.* Suitability analysis of in-wheel motor direct drives for electric and hybrid electric vehicles / M. Jain, S. S. Williamson // 2009 IEEE Electrical Power Energy Conference (EPEC). — 10/2009. — P. 1—5.
70. *Jian, L.* An integrated magnetic-g geared permanent-magnet in-wheel motor drive for electric vehicles / L. Jian, K. Chau, J. Jiang // 2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference. — IEEE. 2008. — P. 1—6.
71. *Jolly, L.* Optimization of the constant power speed range of a saturated permanent-magnet synchronous motor / L. Jolly, M. Jabbar, L. Qinghua // IEEE Transactions on Industry Applications. — 2006. — Vol. 42, no. 4. — P. 1024—1030.
72. *Jung, S.-Y.* Current minimizing torque control of the IPMSM using Ferrari's method / S.-Y. Jung, J. Hong, K. Nam // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2013. — Vol. 28, no. 12. — P. 5603—5617.
73. Justification of the concept of creating a perspective dump truck / A. Kartashov [et al.] // Bulletin of the State Technical University named after GI and Nosova GI. — 2018. — Vol. 16. — P. 11—17.
74. *Kim, J.-M.* Speed control of interior permanent magnet synchronous motor drive for the flux weakening operation / J.-M. Kim, S.-K. Sul // IEEE Transactions on Industry Applications. — 1997. — Vol. 33, no. 1. — P. 43—48.
75. *King-Jet Tseng.* Computer-aided design and analysis of direct-driven wheel motor drive / King-Jet Tseng, G. H. Chen // IEEE Transactions on Power Electronics. — 1997. — May. — Vol. 12, no. 3. — P. 517—527.
76. *Kwon, T. .-.* Novel Antiwindup of a Current Regulator of a Surface-Mounted Permanent-Magnet Motor for Flux-Weakening Control / T. .-. Kwon, S. .-. Sul // IEEE Transactions on Industry Applications. — 2006. — Sept. — Vol. 42, no. 5. — P. 1293—1300.
77. *Lee, Y.* Hybrid Modulation of Dual Inverter for Open-End Permanent Magnet Synchronous Motor / Y. Lee, J. Ha // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2015. — June. — Vol. 30, no. 6. — P. 3286—3299.

78. *Lee, Y.* Power enhancement of dual inverter for open-end permanent magnet synchronous motor / Y. Lee, J.-I. Ha // 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). — IEEE. 2013. — P. 1545—1551.
79. *Lin, B.* Analysis on constant power range enhancement in hybrid-inverter open winding PMSM drive system / B. Lin, D. Sun // 2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). — IEEE. 2014. — P. 2923—2929.
80. *Liu, C.* Comparison of outer-rotor permanent magnet machines for in-wheel drives / C. Liu, C. H. Lee, M. Chen // 2013 IEEE International Symposium on Industrial Electronics. — IEEE. 2013. — P. 1—6.
81. *Luk, P. C. K.* An In-Wheel Switched Reluctance Motor for Electric Vehicles / P. C. K. Luk, P. Jinupun // 2006 CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference. Vol. 3. — 08/2006. — P. 1—5.
82. *Lutonin, A.* Control strategy of dual fed openend winding PMSM drive with floating bridge capacitor / A. Lutonin, A. Shklyarskiy, Y. Shklyarskiy // International Journal of Mechanical Engineering and Technology (IJMET). — 2018. — Vol. 10, no. 03. — P. 1475—1482.
83. *Lutonin, A.* PMSM control system with open-end winding and floating bridge capacitor / A. Lutonin, Y. Shklyarskiy, P. P.S. // International Scientific Electric Power Conference ISEPC-2019. — 2019. — P. 323—329.
84. *Lutonin, A.* Operation modes and control algorithms of anisotropic permanent magnet synchronous motor (IPMSM) / A. Lutonin, A. Shklyarskiy, Y. Shklyarskiy // International Scientific Conference on Energy, Environmental and Construction Engineering (EECE-2019). Vol. 140. — EDP Sciences. 2019. — P. 1—5.
85. *Lutonin, A. S.* Control Strategy of Dual Fed Open-End Winding PMSM Drive for Traction Applications / A. S. Lutonin, A. Y. Shklyarskiy, Y. E. Shklyarskiy. — 2020.
86. *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.

87. *Mattavelli, P.* Torque-ripple reduction in PM synchronous motor drives using repetitive current control / P. Mattavelli, L. Tubiana, M. Zigliotto // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2005. — Nov. — Vol. 20, no. 6. — P. 1423—1431.
88. *Miyamasu, M.* Efficiency comparison between Brushless dc motor and Brushless AC motor considering driving method and machine design / M. Miyamasu, K. Akatsu // IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. — 11/2011. — P. 1830—1835.
89. Modified direct torque control of permanent magnet synchronous motor drives / M. Kadjoudj [et al.] // International Journal of Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering IJ-STA. — 2007. — Vol. 1, no. 2. — P. 167—180.
90. *Mohamed, Y. A. I.* A Current Control Scheme With an Adaptive Internal Model for Torque Ripple Minimization and Robust Current Regulation in PMSM Drive Systems / Y. A. I. Mohamed, E. F. El-Saadany // IEEE Transactions on Energy Conversion. — 2008. — Mar. — Vol. 23, no. 1. — P. 92—100.
91. *Mohamed, Y. A.-R. I.* Design and implementation of a robust current-control scheme for a PMSM vector drive with a simple adaptive disturbance observer / Y. A.-R. I. Mohamed // IEEE transactions on industrial electronics. — 2007. — Vol. 54, no. 4. — P. 1981—1988.
92. *Mohamed, Y. A.-R. I. M.* A novel direct instantaneous torque and flux control with an ADALINE-based motor model for a high performance DD-PMSM / Y. A.-R. I. M. Mohamed // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2007. — Vol. 22, no. 5. — P. 2042—2049.
93. *Morimoto, S.* Wide-speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high-performance current regulator / S. Morimoto, M. Sanada, Y. Takeda // IEEE Transactions on Industry Applications. — 1994. — Vol. 30, no. 4. — P. 920—926.
94. Multi inverter electrical drive for double motor electric vehicles / C. Attaianesi [et al.] // 2012 IEEE International Electric Vehicle Conference. — 03/2012. — P. 1—8.

95. *Nanda, G.* A Survey and Comparison of Characteristics of Motor Drives Used in Electric Vehicles / G. Nanda, N. C. Kar // 2006 Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering. — 05/2006. — P. 811—814.
96. *Noriega, G.* Direct torque control of a permanent magnet synchronous motor with pulse width modulation using fuzzy logic / G. Noriega, M. Strefezza // WSEAS Transactions on Electronics. — 2007. — Vol. 4, no. 11.
97. On the causes of circulating currents in PWM drives with open-end winding AC machines / A. Somani [et al.] // IEEE Transactions on industrial electronics. — 2012. — Vol. 60, no. 9. — P. 3670—3678.
98. Overall assessments of dual inverter open winding drives / B. Wang [et al.] // 2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC). — IEEE. 2015. — P. 1029—1035.
99. *Pan, D.* Efficiency improvement and evaluation of floating capacitor open-winding PM motor drive for EV application / D. Pan, K.-K. Huh, T. A. Lipo // 2014 IEEE energy conversion congress and exposition (ECCE). — IEEE. 2014. — P. 837—844.
100. *Panda, S. K.* Review of torque ripple minimization in PM synchronous motor drives / S. K. Panda, Jian-Xin Xu, Weizhe Qian // 2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century. — 07/2008. — P. 1—6.
101. *Paponpen, K.* An improved sliding mode observer for speed sensorless vector control drive of PMSM / K. Paponpen, M. Konghirun // 2006 CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference. Vol. 2. — IEEE. 2006. — P. 1—5.
102. Parameter extraction for three phase IPM machines through simple torque tests / S. Odhano [et al.] // 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). — IEEE. 2015. — P. 1892—1898.
103. *Park, J. S.* Dual inverter strategy for high speed operation of HEV permanent magnet synchronous motor / J. S. Park, K. Nam // Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting. Vol. 1. — IEEE. 2006. — P. 488—494.

104. Passivity-based control of a class of Blondel-Park transformable electric machines / P. J. Nicklasson [et al.] // IEEE Transactions on Automatic Control. — 1997. — Vol. 42, no. 5. — P. 629—647.
105. *Pechlivanidou, M. C.* A comparative study on 2D and 3D magnetic field analysis of permanent magnet synchronous motor using FEM simulations / M. C. Pechlivanidou, I. D. Chasiotis, Y. L. Karnavas // Journal of Electromagnetic Waves and Applications. — 2019. — Vol. 33, no. 17. — P. 2215—2241.
106. Performance analysis of control strategies of permanent magnet synchronous motor / R. Pindoriya [et al.] // 2016 IEEE Region 10 Conference (TENCON). — IEEE. 2016. — P. 3224—3227.
107. *Pietruszewicz, K.* Multi-degree of freedom robust control of the CNC XY table PMSM-based feed-drive module / K. Pietruszewicz // Archives of Electrical Engineering. — 2012. — Vol. 61, no. 1. — P. 15—31.
108. *Pillay, P.* Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives. I. The permanent-magnet synchronous motor drive / P. Pillay, R. Krishnan // IEEE Transactions on Industry Applications. — 1989. — Mar. — Vol. 25, no. 2. — P. 265—273.
109. *Pillay, P.* Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives. II. The brushless DC motor drive / P. Pillay, R. Krishnan // IEEE Transactions on Industry Applications. — 1989. — Mar. — Vol. 25, no. 2. — P. 274—279.
110. *Qinghua, L.* Analysis, design and control of permanent magnet synchronous motors for wide-speed operation : PhD thesis / Qinghua Liu. — 2005.
111. *Qu, R.* Performance comparison of dual-rotor radial-flux and axial-flux permanent-magnet BLDC machines / R. Qu, M. Aydin, T. A. Lipo // IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. Vol. 3. — IEEE. 2003. — P. 1948—1954.
112. Research on the performances and parameters of interior PMSM used for electric vehicles / X. Liu [et al.] // IEEE Transactions on Industrial Electronics. — 2016. — Vol. 63, no. 6. — P. 3533—3545.
113. *Rix, A. J.* Radial-flux permanent-magnet hub drives: A comparison based on stator and rotor topologies / A. J. Rix, M. J. Kamper // IEEE Transactions on Industrial Electronics. — 2011. — Vol. 59, no. 6. — P. 2475—2483.

114. *Saadoun, A.* Validation of a PMSM model based on static and transient FEM / A. Saadoun, Y. Amirat // 4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives. — IEEE. 2013. — P. 1130—1134.
115. Simplified electric vehicle power train models and range estimation / J. G. Hayes [et al.] // 2011 IEEE vehicle power and propulsion conference. — IEEE. 2011. — P. 1—5.
116. Sine-wave drive for PM motor controlling phase difference between voltage and current by detecting inverter bus current / M. Matsushita [et al.] // IEEE transactions on industry applications. — 2009. — Vol. 45, no. 4. — P. 1294—1300.
117. *Soliman, H. F.* Improving the torque ripple in DTC of PMSM using Fuzzy Logic / H. F. Soliman, M. E. Elbuluk // 2008 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. — IEEE. 2008. — P. 1—8.
118. Stable sensorless V/f and $\cos\varphi=1$ control for permanent magnet synchronous motor drives / K. Yang [et al.] // 2014 17th International conference on electrical machines and systems (ICEMS). — IEEE. 2014. — P. 3564—3568.
119. *Stellas, D.* Sensorless scalar and vector control of a subsea PMSM / D. Stellas // Chalmers University of Technology. — 2013.
120. Torque quality improvement of an open-end winding PMSM / N. Hunter [et al.] // 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). — IEEE. 2018. — P. 4254—4261.
121. *Tripathi, A.* Dynamic control of torque in overmodulation and in the field weakening region / A. Tripathi, A. M. Khambadkone, S. K. Panda // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2006. — July. — Vol. 21, no. 4. — P. 1091—1098.
122. *Tursini, M.* Feedforward Flux-Weakening Control of Surface-Mounted Permanent-Magnet Synchronous Motors Accounting for Resistive Voltage Drop / M. Tursini, E. Chiricozzi, R. Petrella // IEEE Transactions on Industrial Electronics. — 2010. — Jan. — Vol. 57, no. 1. — P. 440—448.
123. *Uddin, M. N.* Performance of interior permanent magnet motor drive over wide speed range / M. N. Uddin, T. S. Radwan, M. A. Rahman // IEEE Transactions on Energy Conversion. — 2002. — Vol. 17, no. 1. — P. 79—84.

124. Uncontrolled generation in interior permanent-magnet machines / C.-Z. Liaw [et al.] // IEEE Transactions on Industry Applications. — 2005. — Vol. 41, no. 4. — P. 945—954.
125. *Wang, H.* Reliability of capacitors for DC-link applications in power electronic converters—An overview / H. Wang, F. Blaabjerg // IEEE Transactions on Industry Applications. — 2014. — Vol. 50, no. 5. — P. 3569—3578.
126. *Weizhe Qian.* Torque ripple minimization in PM synchronous motors using iterative learning control / Weizhe Qian, S. K. Panda, Jian-Xin Xu // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2004. — Mar. — Vol. 19, no. 2. — P. 272—279.
127. *Welchko, B. A.* A double-ended inverter system for the combined propulsion and energy management functions in hybrid vehicles with energy storage / B. A. Welchko // 31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. — IEEE. 2005. — 6—pp.
128. *Xiao, X.* Reduction of Torque Ripple Due to Demagnetization in PMSM Using Current Compensation / X. Xiao, C. Chen // IEEE Transactions on Applied Superconductivity. — 2010. — June. — Vol. 20, no. 3. — P. 1068—1071.
129. *Yee-Pien Yang.* Design and control of axial-flux brushless DC wheel motors for electric Vehicles-part I: multiobjective optimal design and analysis / Yee-Pien Yang, Yih-Ping Luh, Cheng-Huei Cheung // IEEE Transactions on Magnetics. — 2004. — July. — Vol. 40, no. 4. — P. 1873—1882.
130. *Yoon-Ho Kim.* High performance IPMSM drives without rotational position sensors using reduced-order EKF / Yoon-Ho Kim, Yoon-Sang Kook // IEEE Transactions on Energy Conversion. — 1999. — Dec. — Vol. 14, no. 4. — P. 868—873.
131. *Zhang, Y.* A Novel Duty Cycle Control Strategy to Reduce Both Torque and Flux Ripples for DTC of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives With Switching Frequency Reduction / Y. Zhang, J. Zhu // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2011. — Oct. — Vol. 26, no. 10. — P. 3055—3067.
132. *Zhou, W.* A modified flux weakening direct torque control for open winding PMSM system fed by hybrid inverter / W. Zhou, D. Sun, B. Lin // 2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). — IEEE. 2014. — P. 2917—2922.

133. *Zhou, Y.* Zero-sequence current suppression strategy of open-winding PMSG system with common DC bus based on zero vector redistribution / Y. Zhou, H. Nian // IEEE Transactions on industrial Electronics. — 2014. — Vol. 62, no. 6. — P. 3399—3408.
134. *Zhu, B.* A novel predictive current control for open-end winding induction motor drive with reduced computation burden and enhanced zero sequence current suppression / B. Zhu, K. Rajashekara, H. Kubo // 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). — IEEE. 2017. — P. 552—557.

СПИСОК ИЛЛЮСТРАТИВНОГО МАТЕРИАЛА

РИСУНКИ

1.1	Стандартная топология электротрансмиссии с одним мотором [69] . . .	12
1.2	Топология электротрансмиссии с мотор-колёсами [69]	12
1.3	Мотор-колесо	13
1.4	Конструкции синхронного двигателя с постоянными магнитами: слева - стандартная, справа обращённая	15
1.5	Конструкции типов ротора синхронного двигателя	16
1.6	СДПМ с управлением от одного преобразователя частоты	18
1.7	Топологии системы управления электроприводом с разомкнутой обмоткой статора	22
2.1	Преобразования координат Кларка	28
2.2	Синхронный двигатель с постоянными магнитами	31
2.3	Схема замещения двухфазного синхронного двигателя с постоянными магнитами	34
2.4	Пределы рабочих характеристик СДПМ с явно выраженными полюсами	37
2.5	Зависимость скорости от крутящего момента	38
2.6	График кривых крутящего момента СДПМ в зависимости от угла результатирующего вектора тока	38
2.7	Момент на валу СДПМ во вращающейся системе координат $d - q$ и его результирующие векторы тока	40
2.8	Кривые скорости и момента СДПМ с явно выраженными полюсами во вращающейся системе координат $d - q$	43
2.9	Зона управления FW для СДПМ с явно выраженными полюсами во вращающейся системе координат $d - q$	46
2.10	Диаграмма выбора оптимального алгоритма управления	48
2.11	Двойной преобразователь частоты с буферным конденсатором	52
2.12	Эквивалентная схема замещения СДПМ с разомкнутой обмоткой статора для каждой фазы	53
2.13	Векторная диаграмма напряжений для топологии электропривода СДПМ с разомкнутой обмоткой статора	54

2.14	Векторные диаграммы напряжения для СДПМ с одним и двумя ПЧ в МТРА и FW режимах	56
2.15	Схема топологии для управления СДПМ с разомкнутой обмоткой статора и буферным конденсатором для работы в режиме сильного ослабления поля	59
3.1	Направления результирующих векторов сил, воздействующих на транспортное средство при движении	62
3.2	Влияние изменения параметров электродвигателя на его механическую характеристику	66
3.3	Совмещённый график сил, противодействующих движению транспортного средства и момента электродвигателя	70
3.4	Сравнение параметров ёмкости и напряжения различных типов конденсаторов	73
3.5	Векторная ШИМ диаграмма для ПЧ-1 и ПЧ-2	76
3.6	Состояние конденсатора при различной комбинации ключей ПЧ-1, ПЧ-2	76
3.7	Комбинированная ШИМ модуляция для двойного преобразователя частоты	77
3.8	Объединённая диаграмма пространственно-векторной ШИМ модуляции	78
4.1	Общий вид модели СДПМ РО в программном пакете <i>MATLAB/Simulink</i>	82
4.2	Общий вид блока « <i>Drive_controller</i> »	83
4.3	Свойства блока « <i>Outer Loop Control</i> »	84
4.4	Свойства блока « <i>Current Control</i> »	85
4.5	Общий вид блока « <i>Voltage split</i> »	85
4.6	Общий вид блока « <i>OWPMSM</i> »	86
4.7	Графики зависимости выходных характеристик скорости, крутящего момента на валу и уровня напряжения конденсатора разработанной и стандартной топологии системы электропривода	88
4.8	Скорость транспортного средства при использовании различных топологий системы электропривода	89
4.9	Значения пульсаций токов статора СДПМ для системы электропривода разработанной топологии	90

- 4.10 Графики зависимости выходных характеристик скорости, крутящего момента на валу и уровня напряжения конденсатора предложенной топологии в зависимости от значения ёмкости буферного конденсатора 91

ТАБЛИЦЫ

- | | | |
|---|--|----|
| 1 | Значения максимально достижимой амплитуды фазного напряжения для СДПМ различных топологий | 24 |
| 2 | Параметры серийного мотора <i>Nissan Leaf</i> и мотора, подобранного в соответствии с разработанным алгоритмом | 68 |
| 3 | Технические характеристики <i>Nissan Leaf</i> | 69 |
| 4 | Значения параметров, используемых для имитационного моделирования в программном пакете <i>Matlab/Simulink</i> | 87 |

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Листинг программного кода

Листинг А.1 код, описывающий блок OWPMSM на языке Simscape

```

component OWPMSM
  %Синхронный двигатель с постоянными магнитами
  %Соединение обмотки звездой
  parameters
5  N={6, '1'};           % Число пар полюсов
   Rs={9.26e-3, 'Ohm'}; % Сопротивление обмотки
   L={0.137e-3, 'H'};   % Индуктивность q и d осей
   Lambda_m={59.5e-3, 'Wb'}; % Потокосцепление постоянных магнитов
  end
10 nodes
   a1=foundation.electrical.electrical; %a:left
   b1=foundation.electrical.electrical; %b:left
   c1=foundation.electrical.electrical; %c:left
15  a2=foundation.electrical.electrical; %a:left
   b2=foundation.electrical.electrical; %b:left
   c2=foundation.electrical.electrical; %c:left
   R=foundation.mechanical.rotational.rotational; %R:right
   C=foundation.mechanical.rotational.rotational; %C:right
20 end

  variables
   va={0, 'V'}; % Phase A Voltage
   vb={0, 'V'}; % Phase B Voltage
25  vc={0, 'V'}; % Phase C Voltage
   w={0, 'rad /s'}; % Angular Speed
   ia={0, 'A'}; % Phase A Current
   ib={0, 'A'}; % Phase B Current
   ic={0, 'A'}; % Phase C Current
30  T={0, 'N*m'}; % Torque
   id={0, 'A'}; % d- axis Current
   iq={0, 'A'}; % q- axis Current
   vd = {0, 'V'}; % d- axis Voltage
   vq = {0, 'V'}; % q- axis Voltage
35  theta={0, 'rad'}; % Angular Position
  end

  variables(Access=protected)

```

```

vo={0,'V'}; % o- axis Voltage
40 io={0,'A'}; % o- axis Current
end

branches
ia:a1.i->a2.i;
45 ib:b1.i->b2.i;
ic:c1.i->c2.i;
T:C.t->R.t;
end

50 equations
let
Lambda=sqrt(3/2)*Lambda_m ;
Lo=0.1* L;
in
55 va==a1.v-a2.v;
vb==b1.v-b2.v;
vc==c1.v-c2.v;
w==R.w-C.w;
w==theta.der;
60 T==N*Lambda*iq;
vd==sqrt(2/3)*(va*cos(N*theta)+vb*cos(N*theta-(2*pi/3))+vc*cos(N*
theta+(2*pi/3)));
vq==sqrt(2/3)*(-va*sin(N*theta)-vb*sin(N*theta-(2*pi/3))-vc*sin(N*
theta+(2*pi/3)));
vo==sqrt(1/3)*(va+vb+vc);
L*iq.der==vq-Rs*iq-N*w*(L*id+Lambda);
65 L*id.der==vd-Rs*id+N*w*L*iq;
Lo*io.der==vo-Rs*io;
ia==sqrt(2/3)*(id*cos(N*theta)-iq*sin(N*theta)+(io/sqrt(2)));
ib==sqrt(2/3)*(id*cos(N*theta-(2*pi/3))-iq*sin(N*theta-(2*pi/3))+(
io/sqrt(2)));
ic==sqrt(2/3)*(id*cos(N*theta+(2*pi/3))-iq*sin(N*theta+(2*pi/3))+(
io/sqrt(2)));
70 end
end
end

```

Листинг А.2 код, описывающий блока выбора МТРА, МС, FW, МТРV алгоритма управления

```

function [Wref, Tref, Control] = fcn(Wref, Tref, Lds, Lqs, Fluxpm,
    np, Umax, Imax)

5 % Nominal motor's speed calculation
MTPA_Iq = -((Fluxpm*(Fluxpm^2 + 8*Imax^2*Lds^2 - 16*Imax^2*Lds*Lqs
    + 8*Imax^2*Lqs^2)^(1/2))/2 - Fluxpm^2/2 + 2*Imax^2*Lds^2 + 2*
    Imax^2*Lqs^2 - 4*Imax^2*Lds*Lqs)^(1/2)/(2*(Lds - Lqs));
MTPA_Id = -sqrt(Imax^2-MTPA_Iq^2);
We.MTPA = Umax/(Fluxpm^2 + 2*Fluxpm*MTPA_Id*Lds + MTPA_Id^2*Lds^2
    + MTPA_Iq^2*Lqs^2)^(1/2);

10 % Speed at point when voltage ellipse crosses zero
We_zero = Umax/(Fluxpm^2 + 2*Fluxpm*0*Lds + 0^2*Lds^2 + 0^2*Lqs^2)
    ^(1/2);

% MTPV currents calc for MTPV cut-off speed
MTPV_Iq = -(2^(1/2)*(Lds*(2*Imax^2*Lds^5 - 2*Fluxpm^2*Lqs^3 - 2*
    Fluxpm^2*Lds^3 + 2*Imax^2*Lds*Lqs^4 - 4*Imax^2*Lds^4*Lqs -
    Fluxpm*Lqs^2*(- 3*Fluxpm^2*Lds^2 + 4*Fluxpm^2*Lds*Lqs + 4*Imax^2*
    Lds^4 - 8*Imax^2*Lds^3*Lqs + 8*Imax^2*Lds^2*Lqs^2 - 8*Imax^2*Lds
    *Lqs^3 + 4*Imax^2*Lqs^4)^(1/2) - 4*Imax^2*Lds^2*Lqs^3 + 4*Imax^2*
    Lds^3*Lqs^2 + Fluxpm^2*Lds*Lqs^2 + 2*Fluxpm^2*Lds^2*Lqs + 2*Fluxpm
    *Lds*Lqs*(- 3*Fluxpm^2*Lds^2 + 4*Fluxpm^2*Lds*Lqs + 4*Imax^2*Lds
    ^4 - 8*Imax^2*Lds^3*Lqs + 8*Imax^2*Lds^2*Lqs^2 - 8*Imax^2*Lds*Lqs
    ^3 + 4*Imax^2*Lqs^4)^(1/2)))^(1/2))/(2*(Lds^3 - Lds^2*Lqs + Lds*
    Lqs^2 - Lqs^3));

15 MTPV_Id = -sqrt(Imax^2-MTPV_Iq^2);
We_MTPV = Umax/(Fluxpm^2 + 2*Fluxpm*MTPV_Id*Lds + MTPV_Id^2*Lds^2
    + MTPV_Iq^2*Lqs^2)^(1/2);

% MPTV curve and voltage ellipse intersection (according to Wref
    speed)
MTPV_Wref_Id = (((-Lqs*Fluxpm + sqrt(Fluxpm^2*Lqs^2+8*(Lds-Lqs)
    ^2*(Umax/Wref)^2))/(4*(Lds-Lqs))) - Fluxpm)/Lds;
20 MTPV_Wref_Iq = sqrt((Umax/Wref)^2-((-Lqs*Fluxpm + sqrt(Fluxpm^2*
    Lqs^2+8*(Lds-Lqs)^2*(Umax/Wref)^2))/(4*(Lds-Lqs)))^2)/Lqs;
%Torque for MTPV and voltage ellipse intersection (according to
    Wref speed)
Te_MTPV = 3/2*np*(Fluxpm+(Lds-Lqs)*MTPV_Wref_Id)*MTPV_Wref_Iq;

% Maximum torque at measured speed in MC region
25 MC_Iq = 0;

```

```

MC_Id = 0;
if abs(Wref) > We.MTPA && abs(Wref) < We_MTPV
MC_Iq = -(Lqs^2*Umax^2 - Lds^2*Umax^2 - Fluxpm^2*Lds^2*Wref^2 -
    Fluxpm^2*Lqs^2*Wref^2 + Imax^2*Lds^4*Wref^2 - Imax^2*Lds^2*Lqs
    ^2*Wref^2 + 2*Fluxpm*Lds*Wref*(Fluxpm^2*Lqs^2*Wref^2 - Imax^2*Lds
    ^2*Lqs^2*Wref^2 + Imax^2*Lqs^4*Wref^2 + Lds^2*Umax^2 - Lqs^2*Umax
    ^2)^(1/2))^(1/2)/(Wref*Lds^2 - Wref*Lqs^2);
MC_Id = -sqrt(Imax^2-MC_Iq^2);
30 end
Te_MC= 3/2*np*(Fluxpm+(Lds-Lqs)*MC_Id)*MC_Iq;

%Intersection of MTPA point and Voltage ellipse, this point
Torque calc
if abs(Tref) < Te_MC && abs(Wref) < We_zero
35 MTPA_Wref_Id = ((4*Fluxpm^2*Lds*Lqs^3*Wref^2 - 3*Fluxpm^2*Lqs^4*
    Wref^2 + 4*Lds^4*Umax^2 - 8*Lds^3*Lqs*Umax^2 + 8*Lds^2*Lqs^2*
    Umax^2 - 8*Lds*Lqs^3*Umax^2 + 4*Lqs^4*Umax^2)^(1/2) - 2*Fluxpm*Lds
    ^2*Wref - Fluxpm*Lqs^2*Wref + 2*Fluxpm*Lds*Lqs*Wref)/(2*(Wref*Lds
    ^3 - Wref*Lds^2*Lqs + Wref*Lds*Lqs^2 - Wref*Lqs^3));
MTPA_Wref_Iq = sqrt((MTPA_Wref_Id*(Fluxpm+(Lds-Lqs)*MTPA_Wref_Id))
    /(Lds-Lqs));
else
MTPA_Wref_Iq = 0;
MTPA_Wref_Id = 0;
40 end
Te_MTPA = 3/2*np*(Fluxpm+(Lds-Lqs)*MTPA_Wref_Id)*MTPA_Wref_Iq;

% Control initialization
% MTPA = 1; MC = 2; FW = 3; MTPV =4;
45 Control = 0;
if abs(Wref) <= We.MTPA
Control = 1; % MTPA
elseif abs(Wref) > We.MTPA && abs(Wref) < We_zero
if abs(Tref) >= Te_MC
50 Control = 2; % MC
elseif abs(Tref) < Te_MC
if abs(Tref) > Te_MTPA
Control = 3; % FW
elseif abs(Tref) <= Te_MTPA
55 Control = 1; % MTPA
end
end
elseif abs(Wref) >= We_zero && abs(Wref) < We_MTPV

```

```

if abs(Tref)>= Te_MC
60 Control = 2; % MC
elseif abs(Tref)< Te_MC
Control = 3; % FW
end
elseif abs(Wref)>= We_MTPV
65 if Tref>=Te_MTPV
Control = 4; % MTPV
elseif Tref<Te_MTPV
Control = 3; % FW
end
70 end

```

Листинг А.3 код, формирующий ограничение задания по моменту «Ts_{at}»

```

function Tsat = fcn(Wel, Lds, Lqs, Fluxpm, np, Imax, Umax)
Wref = abs(Wel);
IMTPAq = -((Fluxpm*(Fluxpm^2 + 8*Imax^2*Lds^2 - 16*Imax^2*Lds*Lqs
+ 8*Imax^2*Lqs^2)^(1/2))/2 - Fluxpm^2/2 + 2*Imax^2*Lds^2 + 2*
Imax^2*Lqs^2 - 4*Imax^2*Lds*Lqs)^(1/2)/(2*(Lds - Lqs));
5 IMTPAd = -sqrt(Imax^2-IMTPAq^2);
Wnom = Umax/(Fluxpm^2 + 2*Fluxpm*IMTPAd*Lds + IMTPAd^2*Lds^2 +
IMTPAq^2*Lqs^2)^(1/2);
Tnom = 3/2*np*(Fluxpm+(Lds-Lqs)*IMTPAd)*IMTPAq;
Tsat = Tnom;

10 if abs(Wref) > Wnom
Dzeta = 4096*Wref^8*Lds^4*Lqs^4*(Lds-Lqs)^2;
Delta = -144*(np*2)^2*Wref^4*Lds^2*Lqs^2*(-Fluxpm^4*Wref^4*Lqs
^4+20*Fluxpm^2*Wref^2*Umax^2*Lds^2*Lqs^2+8*Umax^4*Lds^4-32*Umax
^4*Lds^3*Lqs+48*Umax^4*Lds^2*Lqs^2-32*Umax^4*Lds*Lqs^3-40*Fluxpm
^2*Wref^2*Umax^2*Lds*Lqs^3+20*Fluxpm^2*Wref^2*Umax^2*Lqs^4+8*Umax
^4*Lqs^4);
Sigma = 81*(np*2)^4*Umax^2*(Umax*Lds-Wref*Fluxpm*Lqs-Umax*Lqs)^3*(
Umax*Lds+Wref*Fluxpm*Lqs-Umax*Lqs)^3;
Tcalc = sqrt((-Delta+sqrt(Delta^2-4*Dzeta*Sigma))/(2*Dzeta));
15 if Tcalc>=Tnom
Tsat = Tnom;
elseif Tcalc<Tnom
Tsat = Tcalc;
end
20 else
Tsat = Tnom;

```

```
end
```

Листинг А.4 Код формирования управляющих токов на основе выбранного алгоритма управления

```

function [Id, Iq, Control] = fcn(Wref, Tref, Control, Lds, Lqs,
    Fluxpm, np, Umax, Imax)

    % Control initialization
5  % MTPA = 1; MC = 2; FW = 3; MTPV =4;

    Id = double(0);
    Iq = double(0);
    if Control == 1 % MTPA
10  A1 = (3*Fluxpm)/(Lds-Lqs);
    B1 = (3*Fluxpm^2)/(Lds-Lqs)^2;
    C1 = Fluxpm^3/(Lds-Lqs)^3;
    D1 = -(16*Tref^2)/(9*(np*2)^2*(Lds-Lqs)^2);
    alpha1 = 1/3*(3*A1*C1-12*D1-B1^2);
15  beta1 = 1/27*(-2*B1^3+9*A1*B1*C1+72*B1*D1-27*C1^2-27*A1^2*D1);
    gamma1 = B1/3+ nthroot(-beta1/2+sqrt(beta1^2/4+alpha1^3/27), 3) +
        nthroot(-beta1/2-sqrt(beta1^2/4+alpha1^3/27), 3);
    eta1=sqrt(A1^2/4-B1+gamma1);
    mu1=sqrt(3/4*A1^2-eta1^2-2*B1-1/(4*eta1)*(4*A1*B1-8*C1-A1^3));
    IdMTPA = -A1/4-eta1/2-mu1/2;
20  IqMTPA = (4*Tref/(3*2*np))/(Fluxpm+(Lds-Lqs)*IdMTPA);
    Iq = IqMTPA;
    Id = IdMTPA;

    elseif Control == 2 % MC
25  if Wref >=0
        IdMC = ((Fluxpm^2*Lqs^2*Wref^2 - Imax^2*Lds^2*Lqs^2*Wref^2 + Imax
            ^2*Lqs^4*Wref^2 + Lds^2*Umax^2 - Lqs^2*Umax^2)^(1/2) - Fluxpm*
            Lds*Wref)/(Wref*Lds^2 - Wref*Lqs^2);
        IqMC = sqrt(Imax^2-IdMC^2);
        elseif Wref <= 0
            IdMC = ((Fluxpm^2*Lqs^2*Wref^2 - Imax^2*Lds^2*Lqs^2*Wref^2 + Imax
                ^2*Lqs^4*Wref^2 + Lds^2*Umax^2 - Lqs^2*Umax^2)^(1/2) - Fluxpm*
                Lds*Wref)/(Wref*Lds^2 - Wref*Lqs^2);
30  IqMC = -sqrt(Imax^2-IdMC^2)
        else
            IdMC = 0;
            IqMC = 0;
    end
    end

```

```

end
35 Iq = IqMC;
   Id = IdMC;

elseif Control == 3 % FW
   A2 = 2*Fluxpm/(Lds-Lqs)*(2-Lqs/Lds)
40 B2 = Fluxpm^2/(Lds-Lqs)^2+4*Fluxpm^2/(Lds*(Lds-Lqs))+Fluxpm^2/Lds
      ^2-Umax^2/(Wref^2*Lds^2)
   C2 = 2*Fluxpm/Lds*(Fluxpm^2/(Lds-Lqs)^2+Fluxpm^2/(Lds*(Lds-Lqs))-
      Umax^2/(Wref^2*Lds*(Lds-Lqs)))
   D2 = 1/(Lds-Lqs)^2*(Fluxpm^4/Lds^2+Lqs^2/Lds^2*16*Tref^2/(9*(2*np)
      ^2)-Umax^2/Wref^2*Fluxpm^2/Lds^2)
   alpha2 = 1/3*(3*A2*C2-12*D2-B2^2)
   beta2 = 1/27*(-2*B2^3+9*A2*B2*C2+72*B2*D2-27*C2^2-27*A2^2*D2)
45 gamma2 = B2/3+ nthroot(-beta2/2+sqrt(beta2^2/4+alpha2^3/27), 3) +
      nthroot(-beta2/2-sqrt(beta2^2/4+alpha2^3/27), 3)
   eta2=sqrt(A2^2/4-B2+gamma2)
   mu2=sqrt(3/4*A2^2-eta2^2-2*B2-1/(4*eta2)*(4*A2*B2-8*C2-A2^3))
   if Tref > 0
   IdFW = -A2/4-eta2/2+mu2/2;
50 IqFW = (4*Tref/(3*2*np))/(Fluxpm+(Lds-Lqs)*IdFW);
   elseif Tref <= 0
   IdFW = -A2/4-eta2/2+mu2/2;
   IqFW = (4*Tref/(3*2*np))/(Fluxpm+(Lds-Lqs)*IdFW);
   else
55 IqFW = 0;
   IdFW = 0;
   end
   Iq = IqFW;
   Id = IdFW;
60
   elseif Control == 4 % MTPV
   FluxMTPV = (-Lqs*Fluxpm + sqrt(Fluxpm^2*Lqs^2+8*(Lds-Lqs)^2*(Umax/
      Wref)^2))/(4*(Lds-Lqs));
   IdMTPV = (FluxMTPV - Fluxpm)/Lds;
   if Wref>=0
65 IqMTPV = sqrt((Umax/Wref)^2-FluxMTPV^2)/Lqs;
   elseif Wref<0
   IqMTPV = sqrt((Umax/Wref)^2-FluxMTPV^2)/Lqs;
   else
   IqMTPV = 0;
70 end
   Iq = IqMTPV;

```

```

Id = IdMTPV;

else
75 Id = 0;
   Iq = 0;
end
end

```

Листинг А.5 Код формирования управляющих напряжений для главного и вспомогательного преобразователя частоты

```

function [Umidq, Ucidq] = fcn(Us, thetaV, thetaI, Ucapset, Ucap )
V2Q = sign(sin(thetaV-thetaI))* min( abs(Us*sin(thetaV-thetaI)),
   Ucap/sqrt(3));
Vs1a = Us*cos(thetaV-thetaI)*cos(thetaI)-(Us*sin(thetaV-thetaI)-
   V2Q-Ucapset)*sin(thetaI);
5 Vs1b = Us*cos(thetaV-thetaI)*sin(thetaI)+(Us*sin(thetaV-thetaI)-
   V2Q)*cos(thetaI);
Vs2a = Ucapset*cos(thetaI)+V2Q*sin(thetaI);
Vs2b = Ucapset*sin(thetaI)-V2Q*cos(thetaI);
Umidq = [Vs1a Vs1b];
Ucidq = [Vs2a Vs2b];

```


ПРИЛОЖЕНИЕ Б

Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2020615693

ПРОГРАММА РАСЧЕТА УПРАВЛЯЮЩИХ ТОКОВ ВО
ВРАЩАЮЩЕЙСЯ СИСТЕМЕ КООРДИНАТ D-Q В
ЗАВИСИМОСТИ ОТ ЗАДАНЫХ ПАРАМЕТРОВ СКОРОСТИ И
КРУТЯЩЕГО МОМЕНТА ДЛЯ СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С
ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

Правообладатель: *федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Санкт-Петербургский горный университет» (RU)*

Авторы: *Лутонин Александр Сергеевич (RU), Шклярский Андрей
Ярославович (RU), Шклярский Ярослав Элиевич (RU)*

Заявка № 2020614440

Дата поступления 18 мая 2020 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 29 мая 2020 г.



*Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности*

Г.П. Ивлиев

ПРИЛОЖЕНИЕ В

Справка о внедрении результатов кандидатской диссертационной работы в производственную деятельность

ООО «НЕВСКИЙ МАШИНОСТРОИТЕЛЬ»

www.nevmash.com

195009, Российская Федерация, г. Санкт-Петербург, ул. Комиссара Смирнова, дом №11, литер Д, помещение 4-Н.
т/ф.: (812) 243-11-35, nevmash2013@mail.ru

АКТ ВНЕДРЕНИЯ

Результатов диссертационной работы

«Структура и алгоритмы энергоэффективного управления электротехническим комплексом транспортного средства с использованием мотор-колес с синхронными двигателями»

Предприятие: ООО «Невский машиностроитель», Российская Федерация, г. Санкт-Петербург, ул. Комиссара Смирнова, дом №11, литер Д, помещение 4-Н.

Настоящим актом подтверждается факт использования диссертационной работы «Структура и алгоритмы энергоэффективного управления электротехническим комплексом транспортного средства с использованием мотор-колес с синхронными двигателями», выполненной Лутониным Александром Сергеевичем в «Санкт-Петербургском горном университете» в период с 2015 по 2020г.

Результаты и рекомендации диссертационной работы приняты к использованию при разработке методов и средств повышения рабочих скоростей тяговых электроприводов

Внедрение результатов диссертационной работы состоит в использовании алгоритма управления для синхронных электродвигателей с постоянными магнитами в режиме ослабленного поля, обеспечивающей в соответствии с разработанными в диссертации методами и алгоритмами увеличение максимальной скорости электропривода.

Разработанные алгоритмы позволяют обеспечить и создать:

- Эффективное управление приводом при его работе в режиме ослабленного поля с целью обеспечения повышения максимальной рабочей скорости электромотора
- Структуру электропривода, включающую в себя синхронный электродвигатель с постоянными магнитами с разомкнутой обмоткой статора, главный и вспомогательный преобразователь частоты, а также буферный конденсатор.

Генеральный директор
ООО «Невский Машиностроитель»



(подпись)

А.А. Гайдученок
(ФИО)

ПРИЛОЖЕНИЕ Г

Акт внедрения результатов диссертационной работы в учебный процесс

УТВЕРЖДАЮ:

Проректор по учебно-методической
деятельности ФГБОУ ВО «Санкт-
Петербургский горный университет»
к.т.н. доц. Т.А. Петрова

« 21 » 09 2020 г.

АКТ

внедрения результатов диссертационной работы в учебный процесс

Результаты диссертационной работы Лутонина А.С. «Структура и алгоритмы энергоэффективного управления электротехническим комплексом транспортного средства с использованием мотор-колес с синхронными двигателями» внедрены в учебный процесс ФГБОУ ВО «Санкт-Петербургский Горный университет».

В частности, разработанный метод управления синхронным двигателем с постоянными магнитами с подключением концов обмоток статора к преобразователю частоты с буферным конденсатором и модель частотно-регулируемого привода на его базе предлагаются для изучения на практических занятиях при обучении студентов направления 13.03.02 – «Электроэнергетика и электротехника» по профилю «Электропривод и автоматика» и направления 13.04.02 – «Электроэнергетика и электротехника» по профилю «Электроприводы и системы управления электроприводов».

В ходе практических занятий студенты указанных направлений исследуют динамические процессы предложенной топологии частотно-регулируемого привода при изменении параметров синхронного двигателя с постоянными магнитами, а также ёмкости и напряжения конденсаторной батареи. Обучающиеся изучают динамику изменения напряжения буферного конденсатора, электромагнитного момента и скорости двигателя для работы в широком диапазоне скоростей, в том числе в режиме ослабленного поля.

Декан энергетического факультета, заведующий
кафедрой электроэнергетики и электромеханики
д.т.н., проф.



В.А. Шпенст