

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«КАЗАНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

На правах рукописи



Доан Нгок Ши

**СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМИ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯМИ
С КОМБИНИРОВАННОЙ ОБМОТКОЙ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ КПД ПУТЕМ
ОПТИМИЗАЦИИ МАГНИТНОГО ПОТОКА**

2.4.2 – Электротехнические комплексы и системы

Диссертация

на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Научный руководитель – к.т.н., доцент

Цветков Алексей Николаевич

Казань – 2024

Оглавление

Введение.....	4
1. ОБЗОР И СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ КОНСТРУКЦИИ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ С ОБЫЧНОЙ ОБМОТКОЙ И КОМБИНИРОВАННОЙ ОБМОТКОЙ В СОСТАВЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ И ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИХ СТЕНДОВ.....	12
1.1 Конструкция и принцип действия асинхронных электродвигателей с традиционной обмоткой статора.....	12
1.2 Конструктивные особенности и достоинства асинхронных электродвигателей с комбинированной обмоткой.....	17
1.3 Обзор систем контроля для исследования электродвигателей и экспериментального определения характеристик.....	28
1.4 Выводы.....	38
2. ПРИНЦИПЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯМИ С ПОМОЩЬЮ ЧАСТОТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ, РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ С КОМБИНИРОВАННОЙ ОБМОТКОЙ, ЭФФЕКТИВНЫХ АЛГОРИТМОВ УПРАВЛЕНИЯ И СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ.....	40
2.1 Принцип скалярного управления электродвигателями.....	41
2.2 Принцип векторного управления электродвигателями.....	48
2.3 Математическая модель двигателя с комбинированной обмоткой.....	55
2.4 Энергоэффективные методы управления асинхронными электродвигателями.....	60
2.5 Системы передачи данных, используемые в исследовательских аппаратно-программных комплексах.....	68
2.6 Выводы.....	73
3. РАЗРАБОТКА ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ЭФФЕКТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ И КОНТРОЛЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ С КОРОТКОЗАМКНУТЫМ РОТОРОМ С ТРАДИЦИОННОЙ ОБМОТКОЙ И ДВИГАТЕЛЕЙ С КОМБИНИРОВАННОЙ ОБМОТКОЙ.....	74

3.1 Построение системы эффективного управления на основе преобразователя частоты с векторной пространственной широтно-импульсной модуляции.....	75
3.2 Алгоритм пространственного вектора ШИМ, реализованный в составе системы эффективного управления.....	79
3.3 Разработка системы эффективного управления	97
3.4 Разработка системы контроля энергетических характеристик.....	106
3.5 Выводы.....	113
4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ И ВЫРАБОТКА ПРАКТИЧЕСКИХ РЕКОМЕНДАЦИЙ ПО СИНТЕЗУ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ НА ОСНОВЕ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С КОМБИНИРОВАННОЙ ОБМОТКОЙ.....	115
4.1 Метрологический анализ каналов измерения.....	116
4.2 Реализация и отладка принципа векторного управления в электроприводе системы эффективного управления.....	124
4.3 Исследование системы эффективного управления с асинхронным электродвигателем с комбинированной обмоткой.....	128
4.4 Исследования асинхронного электродвигателя с комбинированной обмоткой 4А80А4 под нагрузкой с применением системы эффективного управления и системы контроля.....	133
4.5 Выработка практических рекомендаций по синтезу систем управления электроприводов на основе асинхронных двигателей с комбинированной обмоткой.....	146
4.6 Выводы.....	148
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	150
ПЕРЕЧЕНЬ СОКРАЩЕНИЙ.....	152
СПИСОК РАБОТ АВТОРА, ОТРАЖАЮЩИХ ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ ДИССЕРТАЦИИ	154
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	157
Приложение А.....	173
Приложение Б.....	174
Приложение В.....	175

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования и степень ее разработанности.

Современное развитие техники ориентировано на повышение энергоэффективности электроприводов механизмов. В связи с этим проводятся исследования по нахождению путей повышения коэффициента полезного действия и коэффициентов мощности как электродвигателей, так и преобразователей частоты и электроприводов в целом.

Одним из путей повышения энергоэффективности асинхронных электродвигателей, как наиболее распространенных в настоящее время, является применение многослойных обмоток статора. Данные двигатели зарекомендовали себя с лучшей стороны в плане улучшения коэффициента полезного действия, коэффициента мощности, уровня шума и вибраций.

Область применения асинхронных электродвигателей с комбинированной обмоткой (АДКО) очень широка: от различных производственных механизмов промышленности до приводов станков-качалок нефтедобывающей отрасли. При этом, существует проблема тяжелого пуска станка-качалки нефти в холодное время после долгого простоя и образования эффекта запарафинивания напорной трубы скважины. Для решения данной проблемы чаще всего станки-качалки проектируются с электродвигателями завышенной мощности для создания достаточного пускового момента. Применение такого двигателя вызывает, в нормальном режиме работы станка-качалки, повышенный расход реактивной мощности и увеличение потерь активной, что ведет к снижению энергоэффективности.

Применение АДКО, имеющих повышенный пусковой момент, позволяет снизить типоразмер и вывести его на работу в нормальном режиме с большей энергоэффективностью по сравнению с асинхронными двигателями с традиционной обмоткой статора.

Однако электродвигатель с комбинированной обмоткой имеет все преимущества по сравнению с традиционным асинхронным двигателем только при прямом пуске и работе от сети. При необходимости регулирования частоты вращения вала, разработчики электроприводов сталкиваются с рядом проблем. Вызваны данные проблемы тем, что обмотки смещены относительно друг друга на 30 градусов. Особенно сильные затруднения вызывает применение самого прогрессивного и эффективного принципа векторного управления.

Процесс нефтедобычи требует от электроприводов станков-качалок нефти регулирования скорости вращения и скорости качания в широком диапазоне частот, эта необходимость наблюдается и в других отраслях, например в насосном оборудовании при регулировании производительности установки. Особенно востребованными режимами работы являются режимы с низкими скоростями вращения вала.

Поэтому возникает необходимость разработки алгоритмов управления частотными преобразователями для эффективного управления электродвигателями с комбинированной обмоткой особенно на низких скоростях. Одним из путей решения данной проблемы является отдельное управление каждым слоем обмотки, сдвинутым на 30 градусов, что ведет к существенному усложнению конструкции инвертора и его удорожанию, кроме этого исчезает возможность быстрой замены электродвигателя при выходе из строя. Производители преобразователей частоты не предусматривают возможности управления электродвигателями с комбинированной обмоткой, что повлечет трудности применения электроприводов в ближайшем будущем.

Для реализации разрабатываемых алгоритмов управления электродвигателями с комбинированной обмоткой требуется построение универсальных систем управления и систем контроля АДКО. Данные системы позволяют улучшить такие характеристики, как энергоэффективность, крутящий момент и снизить уровень помех за счет перестраиваемых способов управления и смещения результирующего вектора управления.

Задачи конструирования, испытания и исследования электрических машин с комбинированной обмоткой и методы управления рассмотрены в работах Д.А. Дуюнова, В.С. Дейнего, В.А. Иванова, К.А. Змиевой, А.П. Яковлева, Ю.А. Мощинского, Е.М. Соколовой, В.Ю. Корнилова, M. Chomat, L. Schreier, J. Bendl, H. Kasten, W. Hofmann, Y. Lei, Z. Zhao, S. Wang, D. G. Dorrell, W. Xu и других. В известных работах анализ и контроль энергоэффективных электродвигателей производился при прямом включении в сеть без применения электроприводов с регулированием производительности объектов исследования. Разработка систем контроля и управления на основе преобразователей частоты, предназначенных для работы с электродвигателями с комбинированной обмоткой позволит существенно снизить потребление электроэнергии и повысить крутящий момент двигателя на низких скоростях вращения.

Объект исследования: электропривод на основе преобразователя частоты и асинхронного электродвигателя с комбинированной обмоткой.

Предмет исследования: система эффективного управления асинхронным электродвигателем с комбинированной обмоткой.

Целью работы является создание системы эффективного управления и контроля для улучшения энергетических характеристик электроприводов (энергоэффективности, крутящего момента и снижения уровня помех) на основе асинхронных электродвигателей с комбинированной обмоткой.

Для достижения цели необходимо решить следующие **задачи**.

1) анализ электроприводов на основе двигателей с комбинированной обмоткой, как объекта контроля и управления;

2) разработка математической модели асинхронного электродвигателя с комбинированной обмоткой для реализации энергоэффективных алгоритмов управления асинхронными электродвигателями с комбинированной обмоткой с оптимизацией магнитного потока;

3) разработка электротехнической системы эффективного управления и контроля энергетических характеристик асинхронных электродвигателей с комбинированной обмоткой;

4) экспериментальное подтверждение работоспособности и эффективности разработанной системы эффективного управления электродвигателями.

Методология и методы диссертационного исследования определялись характером поставленных задач и опирались на положения теории электроприводов, теории электрических цепей, теории вероятностей и математической статистики. Исследования и расчеты выполнялись на персональной ЭВМ с применением стандартных и специально разработанных алгоритмов и программ. При разработке программного обеспечения системы эффективного управления и контроля применялась среда разработки VisualStudio, при отладке алгоритмов управления использовалась среда имитационного моделирования Simulink, а при проектировании электронных блоков аппаратуры – среда моделирования и программирования Multisim.

Обоснованность и достоверность выводов и результатов работы достигается использованием при решении поставленных задач математических методов, экспериментальной обоснованностью принятых допущений, непротиворечивостью результатов с общеизвестными, опубликованными в научно-технической литературе исследованиями.

Положения, выносимые на защиту.

1. Математическая модель асинхронного электродвигателя с комбинированной обмоткой, позволяющая определить оптимальный магнитный поток для снижения уровня потерь мощности.

2. Электротехническая система управления с алгоритмами эффективного управления, оптимизирующая магнитный поток асинхронного электродвигателя с комбинированной обмоткой.

3. Электротехническая система контроля энергетических характеристик электродвигателей для корректировки и отладки алгоритмов эффективного

управления асинхронными электродвигателями с комбинированной обмоткой с системой удаленного мониторинга.

4. Результаты экспериментальных исследований работоспособности и эффективности разработанной системы эффективного управления.

Научная новизна работы заключается в следующем.

1. Разработана математическая модель асинхронного электродвигателя с комбинированной обмоткой, позволяющая формировать управляющее воздействие на двигатель для получения оптимального магнитного потока и минимизации потерь мощности.

2. Разработана усовершенствованная система эффективного управления с универсальным преобразователем частоты и алгоритмом на основе математической модели асинхронного электродвигателя с комбинированной обмоткой, отличающаяся улучшенными характеристиками электропривода за счет оптимизации магнитного потока, снижения потерь мощности и смещения результирующего вектора управления.

3. Разработана электротехническая система для контроля энергетических характеристик асинхронного электродвигателя с комбинированной обмоткой на основе системы эффективного управления.

Практическая и теоретическая значимость.

Теоретическая значимость результатов работы состоит в дальнейшем развитии теории методов управления электродвигателями с нетрадиционной конструкцией обмотки статора.

Практическая значимость результатов работы состоит в возможности практического использования разработанной системы контроля и управления, а также рекомендаций по синтезу систем управления электроприводов на основе асинхронных электродвигателей с комбинированной обмоткой, требующих корректировки алгоритмов управления.

Реализация результатов работы. Полученные теоретические и практические результаты работы использованы:

- в процессе опытно-промышленных испытаний на станке-качалке нефти АО «ГРИЦ», расположенной в Черемшанском районе Республики Татарстан с целью повышения энергоэффективности управления асинхронным электродвигателем с комбинированной обмоткой с применением частотного регулирования при работе на пониженных скоростях вращения (акт приведен в приложении диссертации).

- в учебном процессе кафедры «Электроснабжение промышленных предприятий» ФГБОУ ВО «КГЭУ» при подготовке магистров по направлению 13.04.02 «Электроэнергетика и электротехника».

Апробация работы. Основные положения и результаты работы докладывались и обсуждались на XIV Международной молодежной научной конференции «Тинчуринские Чтения» (Казань, 23 – 26 апреля 2019 г.), VI Международной научно-практической конференции «Достижения, проблемы и перспективы развития нефтегазовой отрасли» (Альметьевск 16-18 октября 2019 г.), V Национальной научно-практической конференции «Приборостроение и автоматизированный электропривод в топливно-энергетическом комплексе и жилищно-коммунальном хозяйстве» (Казань, 12–13 декабря 2019 г.), Международной молодежной научной конференции «Тинчуринские Чтения – 2020 «Энергетика и цифровая трансформация» (Казань, 28–29 апреля 2020 г.), XXV Всероссийском аспирантско-магистерском научном семинаре, посвященном дню энергетика (Казань, 7-8 декабря 2021 г.), VII Национальной научно-практической конференции «Приборостроение и автоматизированный электропривод в топливно-энергетическом комплексе и жилищно-коммунальном хозяйстве» (Казань, 9-10 декабря 2021 г.).

Публикации. Основное содержание диссертации изложено в 11 печатных работах, из них 1 статья в рецензируемом научном издании, индексируемом в международной базе данных SCOPUS, 2 статьи в журналах, входящих в перечень ВАК (в том числе 2 статьи в журнале, входящем в перечень ВАК по специальности диссертации), 1 свидетельство о регистрации программы для ЭВМ

и 7 публикаций в материалах всероссийских, национальных и международных научных конференций.

Личный вклад автора. Результаты, представленные в диссертации и отраженные в публикациях, получены при непосредственном участии соискателя. Автор принимал участие в разработке метода управления электродвигателем с комбинированной обмоткой, создании электротехнического комплекса для контроля характеристик, реализующего возможность корректировки алгоритмов управления, в разработке системы эффективного управления и контроля, обсуждении результатов, написании статей и представлении докладов на конференциях.

Соответствие диссертации научной специальности.

Диссертация соответствует научной специальности 2.4.2. – «Электротехнические комплексы и системы».

Полученные в работе научные результаты соответствуют следующим пунктам Паспорта специальности:

П.3. «Разработка, структурный и параметрический синтез, оптимизация электротехнических комплексов, систем и их компонентов, разработка алгоритмов эффективного управления», в диссертационной работе представлена разработанная математическая модель асинхронного электродвигателя с комбинированной обмоткой, позволяющая определить оптимальный магнитный поток для снижения уровня потерь мощности, усовершенствованная система эффективного управления и электротехническая система контроля энергетических характеристик.

П.4. «Исследование работоспособности и качества функционирования электротехнических комплексов, систем и их компонентов в различных режимах, при разнообразных внешних воздействиях, диагностика электротехнических комплексов», в диссертационной работе представлены результаты экспериментальных исследований работоспособности алгоритмов эффективного управления асинхронными электродвигателями с комбинированной обмоткой с

применением системы эффективного управления и электротехнической системы контроля.

Структура и объем работы. Диссертационная работа состоит из введения, 4 глав, заключения, списка литературы, включающего 116 наименований, и 3 приложений. Содержит 175 страниц машинописного текста, 66 рисунков и 6 таблиц.

1. ОБЗОР И СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ КОНСТРУКЦИИ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ С ОБЫЧНОЙ ОБМОТКОЙ И КОМБИНИРОВАННОЙ ОБМОТКОЙ В СОСТАВЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ И ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИХ СТЕНДОВ

Введение

Одним из путей повышения энергоэффективности асинхронных электродвигателей, как наиболее распространенных в настоящее время, является применение комбинированных обмоток статора. Данные двигатели зарекомендовали себя с лучшей стороны в плане улучшения коэффициента полезного действия (КПД), коэффициента мощности ($\cos\phi$), уровня шума и вибраций.

По сравнению с традиционными методами повышения энергоэффективности асинхронного привода новизна конструкции комбинированной обмотки заключается в изменении принципа расположения обмоток двигателя, а именно: в совмещении двух схем подключения нагрузки к трехфазной цепи (звезда и треугольник) в одной обмотке, а также выборе оптимальных соотношений чисел пазов ротора и статора [1, 2].

Электродвигатель с комбинированной обмоткой имеет лучшие показатели и энергетические характеристики, по сравнению с традиционным асинхронным электродвигателем [3].

1.1 Конструкция и принцип действия асинхронных электродвигателей с традиционной обмоткой статора

В современной промышленности наиболее распространенным типом электродвигателя является асинхронный электродвигатель (АД) переменного тока с короткозамкнутым ротором. Большое распространение асинхронный двигатель

получил благодаря простоте конструкции, хорошей ремонтпригодности, большому сроку службы.

Конструктивно АД разделяются на две большие группы: электродвигатели с короткозамкнутой обмоткой ротора и двигатели с фазной обмоткой ротора, то есть электродвигатели с контактными кольцами. АД с короткозамкнутым ротором показывают меньшую стоимость производства, высокую эксплуатационную надежность, жесткую механическую характеристику, когда при изменении нагрузки на валу двигателя от нулевой до номинальной, частота вращения вала машины уменьшается всего на 2...5% за счет появления скольжения.

К недостаткам такого типа электродвигателей относятся невозможность плавного регулирования частоты вращения вала в пределах от 0 до номинальной скорости, что проявляется особенно на низких скоростях, малый пусковой момент, большие пусковые токи.

Такие недостатки устранены у двигателей с фазным ротором, однако конструкция у них существенно сложнее, что ведет к удорожанию АД в целом. Поэтому двигатели с фазным ротором применяют только в сложных условиях пуска и когда требуется ступенчатое регулирование частоты вращения вала в широком диапазоне.

Конструктивно АД состоит из двух основных частей. Неподвижная часть (статор) состоит из множества листов электротехнической стали, собранных вместе в внешнюю оболочку с прикрепленными к ней ребрами рассеивания тепла. Обмоточный провод имеет изоляцию и помещен в пазы железного сердечника для создания вращающегося магнитного поля внутри двигателя. Кроме этого в АД имеется подвижная часть, называемая ротором, установленным на подшипниках, зафиксированных в крышках лобовых частей. В роторе, под воздействием статорного вращающегося магнитного поля, создается электромагнитный момент, который и приводит во вращение ротор, который имеет в своем составе вал и подключенный механически к нему исполнительный механизм. Основой обмоток статора и ротора являются сердечники, изготавливаемые из стали

электротехнической с лаковой изоляцией. Листы статора имеют пазы, образующие при сборке продольные канавки, в которых размещаются обмотки. Обмотка ротора, выполняемая короткозамкнутой, выполняется литой из алюминиевого или медного сплава. При этом образуются стержни обмотки и замыкающие их накоротко кольца. Кольца часто снабжают вентиляционными лопатками для улучшения внутренней вентиляции двигателя и обеспечения отвода тепла от ротора. На обмотке ротора отсутствует изоляция, что обеспечивает повышенный отвод тепла от обмотки к телу ротора.

Статорная обмотка улаживается в специальные пазы. Она состоит из катушек, которые соединяются друг с другом со сдвигом по фазам. Катушка, в свою очередь, – это отдельные витки изолированного провода, называемые секциями и намотанные согласно обмоточным данным. Если в паз производится укладка одной катушки, то это однослойная обмотка, а если двух, тогда двухслойная.

Коэффициент заполнения паза обязательно стоит учитывать, ведь чем толще провод, тем сложнее намотка. Расчет этого коэффициента проводят по формуле:

$$K_3 = \frac{S_{\text{ПРОВОД}}}{S_{\text{П}}} \quad (1.1)$$

Видно, что он прямо пропорционален сечению проводов $S_{\text{ПРОВОД}}$ вместе с изоляцией и обратно пропорционален площади самого паза $S_{\text{П}}$. Обмотка должна быть плотно размещена в пазах, для исключения появления паразитной индуктивности, которая может вызывать лишний нагрев

Иногда обмотка ротора выполняется из сплавов на основе меди. В этом случае наружная обмотка выполняется из латуни, иногда бронзы, с относительно большим активным сопротивлением. Внутренняя обмотка - выполняется из меди с минимальным активным сопротивлением. Короткозамыкающие торцевые кольца обеих обмоток обычно изготавливаются из меди. Внешняя обмотка в таком случае является пусковой, а внутренняя выполняет функции основной рабочей

обмотки двигателя. Пазы в обеих обмотках могут быть круглыми, однако пазы внутренней обмотки часто выполняются прямоугольной или овальной формы.

Такие пазы являются наиболее характерными для асинхронных двигателей, также применяются и другие модификации пазов ротора, такие как бутылочного и трапецеидального профиля.

Общая конструкция АД показана на рисунке 1.1.

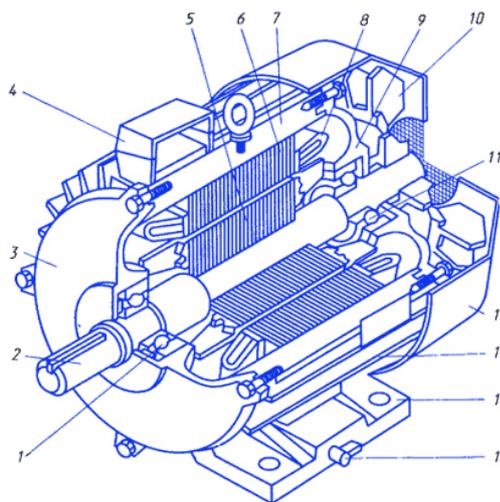


Рисунок 1.1. Конструкция традиционного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором. 1, 11 - подшипники; 2 - вал; 3, 9 - подшипниковые щиты; 5 – ротор; 6 – статор; 10 – вентилятор; 12 – колпак; 13 – ребра охлаждения; 14 – лапы крепления.

Фазный ротор обычно имеет полузакрытые пазы, в которые укладывается трехфазная обмотка из медного провода или стержней с одинаковым числом пар полюсов, что и обмотка статора. Изолированные стержни такой обмотки вставляют в ротор с торцевой стороны. В цепь обмотки фазного ротора с помощью контактных колец и соприкасающихся с ним щеток можно подключать добавочные сопротивления или вводить дополнительную ЭДС. Такие режимы применяются при возникновении потребности в изменении рабочих и пусковых характеристик АД. Благодаря наличию контактных колец и щеток появляется возможность замыкать накоротко обмотку ротора, приводя двигатель в режим работы с короткозамкнутым ротором.

Пространство между ротором и статором называется воздушным зазором. При рассмотрении выбора величины воздушного зазора наблюдаются противоречивые тенденции. Чем меньше воздушный зазор, тем меньше ток холостого хода двигателя, а также увеличенный коэффициент мощности. Однако при малом воздушном зазоре потери в поверхностном слое статора и ротора возрастают, увеличивается крутящий момент, а также увеличивается шумность двигателя. И конечно, при увеличении потерь производительность двигателя снизится. Поэтому в современных сериях асинхронных двигателей воздушный зазор часто выбирают несколько большим, чем требуется по механическим причинам (чтобы ротор не касался статора во время работы).

Схемы соединения обмоток.

Обмотки в трехфазных асинхронных двигателях обычно соединяют по двум схемам: звездой и треугольником. Чтобы сделать выбор схемы подключения гибким, концы катушки соединяются друг с другом через клеммы, размещенные в клеммной коробке, установленной на корпусе машины.

Питающее напряжение.

Асинхронные двигатели часто изготавливаются для работы на двух уровнях напряжения, например 220/380 В, а в последнее время в связи с увеличением промышленной нагрузки усиливается тенденция производства двигателей с напряжением 380/660 В. При питании двигателя напряжением 380/660 В фазы двигателя соединяются звездой, а при питании двигателя напряжением 220/380 В фазы соединяются треугольником.

Существуют различные стандарты, определяющие степень защиты людей от контакта с токоведущими или движущимися частями, расположенными внутри машины, а также от попадания твердых предметов и воды в машину. По ГОСТ 17494-72 существует 15 стандартных исполнений с маркировкой от IP00 до IP56 для защиты электрических машин. Для асинхронных двигателей с рабочим напряжением до 1 кВ применяются две основные степени защиты: IP23 и IP44.

Способ охлаждения двигателей регламентируется требованиями ГОСТ 20459-75. Асинхронные двигатели общего назначения выпускаются с двумя способами охлаждения - с самовентиляцией (лопатки вентилятора расположены на роторе двигателя) типа IC01 и с наружным вентилятором, расположенным на валу двигателя, типа IC0141. В ряде модификаций двигателей применяются способы охлаждения IC0041 (естественное без вентилятора) и IC06 (охлаждение от пристроенного вентилятора, приводимого во вращение собственным двигателем).

1.2 Конструктивные особенности и достоинства асинхронных электродвигателей с комбинированной обмоткой

Обеспокоенные необходимостью снижения энергопотребления, производители электродвигателей стремятся повысить эффективность своей продукции [4]. Требования действующих стандартов очень строгие, и их соблюдение необходимо. Удовлетворить эти потребности очень сложно, в основном в случае с асинхронными двигателями. В результате научных исследований, проведенных многими учеными, были предложены различные способы повышения эффективности, одним из которых можно отметить, использование материалов с лучшими электрическими и магнитными свойствами. Например, исследователи пытались заменить алюминиевые клетки, присутствующие в теле ротора, медными. Другой метод, который использовали ученые, - это ограничение гармонического содержания тока, плотности магнитного потока в зазорах статора и ротора, а также тока в проводниках. Кроме того, для повышения энергоэффективности электродвигателей используют многофазные электродвигатели, также известные как двигатели с комбинированной обмоткой. Примеры применения многофазных двигателей представлены в [3]. Теория разработки многофазного электродвигателя представлена в [5].

Для эффективного использования рабочих характеристик многофазные двигатели должны питаться от инверторов с различными методами управления в зависимости от применения. Эти типы двигателей подробно представлены в [6 - 9].

Когда многофазный двигатель снабжается подходящим источником напряжения, он устраняет большое количество гармонических составляющих высокого порядка, и, следовательно, его эффективность значительно увеличивается по сравнению с обычным трехфазным асинхронным двигателем той же мощности [10]. Одним из основных преимуществ многофазных двигателей является их способность выдерживать потерю фазы и кратковременные перегрузки лучше, чем у обычных трехфазных двигателей [11–13].

Другой способ уменьшить содержание пространственных гармоник — также использовать шесть обмоток, почти как в шестифазном двигателе, но эти обмотки разделены на две отдельные трехфазные группы звезда и треугольник, называемые объединенными обмотками статора [14]. Асинхронные двигатели с комбинированными обмотками были изобретены в начале прошлого века. Однако на долгое время о них забыли, а теперь они возвращаются благодаря способности улучшать распределение магнитного потока в двигателе и повышать его энергоэффективность. Анализ, показывающий улучшение характеристик этих двигателей, проведен в [15 - 18].

Как и обычные двигатели, этот тип двигателя может питаться напрямую от трехфазной сети без использования инвертора. Подробные сведения об асинхронных двигателях с комбинированными обмотками представлены и проанализированы в [7]. В данной работе мы проанализируем методы снижения пространственных гармоник асинхронных двигателей с использованием метода комбинированной обмотки, которые будут подробно представлены в следующей главе. Анализ проводится с использованием теории пространственных векторов и симметричной составляющей мгновенных значений [6, 8].

В результате многочисленных испытаний отремонтированных, с заменой традиционной обмотки статора на комбинированную, серийно выпускаемых асинхронных двигателей и последующей обработки полученных данных были сделаны выводы, что двигатели после ремонта имеют улучшенные по сравнению с паспортными параметры:

- меньший потребляемый ток, 20 - 35% в зависимости от режима;
- более высокий пусковой момент - на 35%;
- меньшие пусковые токи - на 35%;
- больший минимальный пусковой момент - на 35%;
- больший максимальный пусковой момент - на 10%;
- имеют возможность эксплуатации как в режиме работы S1 (продолжительный), так и в режиме работы S3 (повторно-кратковременный);
- улучшены виброшумовые характеристики, в среднем уровень звука ниже на 5 дБ;
- КПД и $\cos\varphi$, близкий к номинальному в диапазоне нагрузок от 30 до 100%;
- большая перегрузочная способность [2, 3].

Электродвигатели с комбинированными обмотками, хотя и давно исследованы и внедрены в практику, еще не получили распространения на рынке [2, 9]. Причина в том, что производители не заинтересованы в изменении технологии. Поэтому данная технология в основном применяется при замене обмоток при ремонте обычных трехфазных двигателей с «сгоревшими» обмотками в организациях, освоивших технологию изготовления двигателей с комбинированными обмотками.

Достоинства АД с комбинированной обмоткой отражены в большом количестве публикаций.

Многие авторы называют такую конструкцию совмещенными обмотками, другие – шестифазными или «славянкой». Известны два способа включения таких обмоток: параллельное и последовательное (рис.1.2). Во всех публикациях, на основе проведенных исследований, утверждается, что поле в рабочем зазоре

стандартного двигателя ступенчатое. В результате этого в двигателе возникают гармоники, вибрации и тормозящие моменты, которые оказывают отрицательное воздействие на двигатель и ухудшают его характеристики. Когда стандартный двигатель работает с нагрузкой, отличной от номинального значения, его характеристики сильно изменяются, что приводит к снижению коэффициента мощности и КПД.

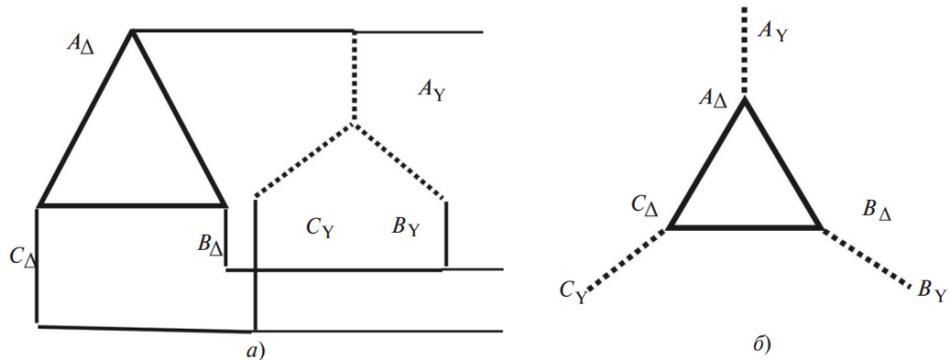


Рисунок 1.2. Схемы включения обмоток АД а) параллельное, б) последовательное

А форма поля двигателя с комбинированными обмотками (“Славянка”) ближе к синусоидальной (рис.1.4), чем у стандартного двигателя (рис. 1.3). В ряде опубликованных научных работ, показано, что производителям нет необходимости повышать трудоемкость, снижать расход сырья, изменять существующую технологию, все остальные условия те же, получаем двигатель, со значительно превосходящими характеристиками по сравнению со стандартным двигателем [2].

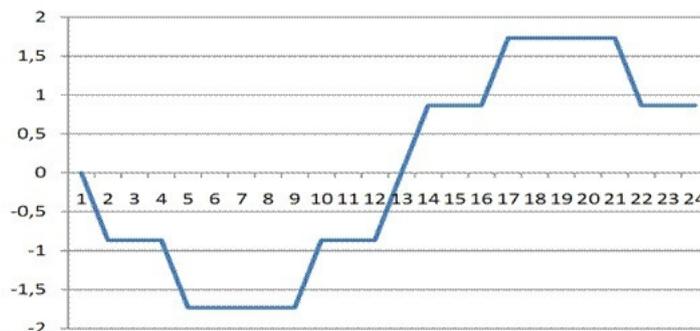


Рисунок 1.3. Форма поля в магнитном зазоре стандартного АД

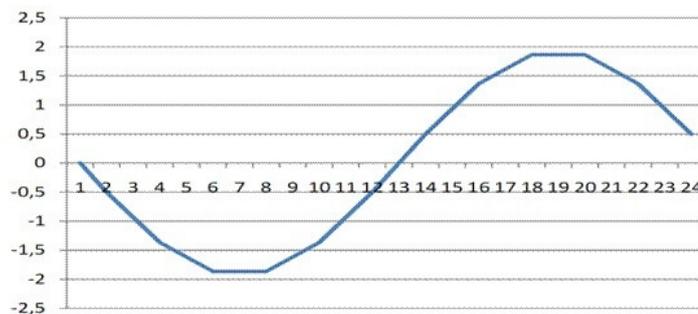


Рисунок 1.4. Форма поля в магнитном зазоре АД с комбинированной обмоткой

В работе А. П. Змиева отмечено, что по сравнению с известными методами повышения энергоэффективности асинхронного привода новизна предлагаемого подхода заключается в изменении основополагающего принципа конструирования классических обмоток двигателя, а именно: в совмещении двух схем подключения нагрузки к трехфазной цепи (звезда и треугольник) в одной обмотке, а также выборе оптимальных соотношений чисел пазов ротора и статора. Частотнорегулируемый привод при этом может быть выполнен на базе двигателей с комбинированными обмотками с повышенной частотой питающего напряжения, что достигается за счёт меньших потерь в стали магнитопровода двигателя. Себестоимость такого привода получается существенно ниже, чем при использовании стандартных двигателей, а также значительно снижаются уровень шума и вибраций [11].

Предложенная конструкция АДКО позволит добиться снижения пускового тока двигателя, повышения пускового момента, высокого значения КПД в широком диапазоне нагрузок, повышения коэффициента мощности в широком диапазоне нагрузок, облегчения работы двигателя при пониженном напряжении, снижения температуры двигателя за счет меньших потерь, и следовательно, повышения надежности двигателя. Расчетное значение экономии электроэнергии по сравнению со стандартными асинхронными двигателями может составить 25–30%. Подтверждение эффективности разработанного метода требует дальнейших экспериментальных исследований и испытаний С.33, С.35 [2].

В работе Ю. А. Мощинского отмечено, что двигатели с совмещенными обмотками имеют наилучшие характеристики при $k_2 = 1/\sqrt{3}$ и $R_{1y} = k_2^2 R_{1\Delta}$, и тогда его характеристики превышают стандартные свойства двигателя в пределах 3–5%. С. 30.[3].

Виталий Дайнего и Дмитрий Дуюнов регулярно исследуют и внедряют электродвигатели с комбинированными обмотками. Они утверждают, что поскольку производители новых электродвигателей не заинтересованы в изменении своей технологии, предлагаемая технология в основном применяется при ремонте двигателей с поврежденными обмотками.

В отличие от стандартных двигателей, АДКО имеет низкий уровень шума и вибрации, более высокий крутящий момент, КПД и коэффициент мощности, близкий к номинальному в широком диапазоне нагрузок. Это позволяет улучшить характеристики оборудования, которое обслуживает привод, и увеличить среднюю нагрузку на двигатель в частности до 0,8, что существенно снижает энергопотребление двигателя [7].

J. V. M. Chomat показал, что оба типа электродвигателей, стандартный асинхронный и с комбинированной обмоткой, могут иметь разные свойства в отношении их способности подавлять высшие пространственные гармоники плотности магнитного потока в воздушном зазоре. Использование комбинированной обмотки звезда-треугольник позволяет уменьшить или даже устранить определенные пространственные гармоники и, таким образом, снизить паразитные потери. Еще одно преимущество комбинированных обмоток звезда-треугольник состоит в том, что они обычно имеют более высокий коэффициент заполнения паза по сравнению с трехфазными обмотками с таким же количеством пазов на полюс и фазу. Использование комбинированных обмоток статора звезда-треугольник представляет интересную возможность улучшить распределение плотности магнитного потока в воздушном зазоре индукционной машины. В отличие от многофазных электрических машин, машины с комбинированными

обмотками статора звезда-треугольник могут питаться от стандартных систем трехфазного напряжения или трехфазных инверторов С.4369, С.4373 [6].

Благодаря улучшенным механическим свойствам и более высокой энергоэффективности использование АДКО не только позволяет сэкономить от 30 до 50% энергопотребления при той же полезной работе, но также создает набор регулируемых приводов с уникальными характеристиками, недоступными при использовании других типов двигателей. АДКО особенно подчеркивает свои преимущества при использовании в системах с переменными нагрузками в широком диапазоне С.4369, С.4373 [6].

Использование комбинированной обмотки звезда-треугольник позволяет уменьшить или даже исключить удельные пространственные гармоники, что способствует уменьшению паразитных потерь. Важным преимуществом машин с комбинированными обмотками звезда-треугольник перед многофазными машинами с аналогичными свойствами является возможность их питания от обычной трехфазной сети или преобразователя частоты С.2478 [8].

Зарубежными авторами М. С. Ludek Schreier и Jiri Bendl отмечено, что одним из способов повышения КПД асинхронных машин, к которым чаще всего относятся электрические машины, является использование так называемой комбинированной обмотки статора. Авторы отмечают, что такая обмотка позволяет значительно снизить содержание высших пространственных гармоник токового слоя, плотность магнитного потока в воздушном зазоре и магнитный поток в ярме. Уменьшение содержания высших пространственных гармоник приводит к уменьшению потерь и, таким образом, к повышению энергоэффективности С.147 [9].

Трехфазные обмотки звезда-треугольник фактически используются в некоторых двухполюсных трехфазных асинхронных двигателях, приводящих в действие высокоинерционные нагрузки, требующие высокого пускового момента, чтобы обеспечить регулирование намагничивающего потока и ограничение пускового тока. Однако такие обмотки могут использоваться также для экономии

энергии в асинхронных двигателях с переменной нагрузкой и для регулировки напряжения на клеммах синхронных генераторов.

М. V. Cistelecan, F. J. T. E. Ferreira и Н. В. Cosan в своей работе отметили важность переключения на комбинированное соединение звезда-треугольник, особенно когда частичная нагрузка уменьшается ниже 0,5 номинальной нагрузки. Когда нагрузка ниже 0,3 от номинальной, Y-соединение обеспечивает высокое значение КПД. Комбинированные трехфазные обмотки звезда-треугольник фактически используются в некоторых 2-полюсных двигателях, приводящих в действие системы жесткого пуска и/или высокоинерционные системы, чтобы обеспечить регулирование намагничивающего потока и ограничение пускового тока. Авторами разработана полная теория и методика анализа данного типа обмотки с точки зрения содержания пространственных гармоник. Разработанный метод анализа проверяется с помощью экспериментальных испытаний двигателя со специально разработанной обмоткой статора, допускающей многоступенчатое регулирование потока в воздушном зазоре. С.1, С.5 [10]

В работе Д. А. Дуюнова по модернизации асинхронных двигателей показано, что значительное изменение основных характеристик АДКО обусловлено непосредственно модернизацией и находится за пределами погрешности измерений. Зафиксировано существенное улучшение характеристик АД практически во всех режимах и рост КПД в более широком диапазоне нагрузок. По результатам исследований и экспериментов показано, что приводы с АДКО позволят снизить энергопотребление в пределах 25-30% от фактического потребления приводов с традиционными двигателями.

Результаты расчетов и анализа моделей говорят о существенном улучшении моментных характеристик модернизированного (перемотанного) и в особенности перепроектированного двигателя, что может быть использовано для снижения энергопотребления и повышения качества технологических процессов в механизмах с переменной производительностью для АД в составе частотно регулируемого привода. Установлено значительное повышение эффективности

АДКО в широком диапазоне нагрузок, что также соответствует требованиям электроприводов, работающих преимущественно за пределами номинальных режимов.

В частности, применение комбинированных обмоток, а также перепроектированных элементов магнитопровода АД для ряда машин общепромышленного и специального назначения позволило добиться существенного улучшения энергетических и эксплуатационных характеристик, в частности, снижения энергопотребления от 12 до 50- 60% при той же полезной работе, увеличение срока службы приводов за счет снижения уровня вибраций, снижение уровня электромагнитных помех, генерируемых в сеть, возможность повышения класса энергоэффективности АД и перевода оборудования на использование двигателей меньшей мощности С.58, С.59 [11].

В работе М. N. Ibrahim, P. Sergeant и Е. Е. М. Rashad с одной стороны, было обнаружено, что обмотки, соединенные звездой-треугольником, имеют средний крутящий момент примерно на 5% выше, чем обмотки, соединенные звездой. При увеличении выходной мощности на 5% КПД немного выше. Интересный вывод, что машина с комбинированной обмоткой имеет как более высокую удельную мощность, так и более высокий КПД, чем машина с традиционной обмоткой, с примерно такими же потерями в стали [12].

Авторы Н. Kasten и W. Hofmann показали, что обмотка, питаемая 6 фазами, имеет два преимущества по сравнению с классическими трехфазными обмотками: более высокие коэффициенты заполнения обмотки и меньшее содержание гармоник в форме магнитного потока, создаваемого статорной обмоткой. Более высокий основной коэффициент заполнения обмотки снижает потери меди в обмотке статора на 7–13% за счет использования той же массы меди и железа. Меньшее содержание гармоник снижает пульсации крутящего момента, дополнительные потери в роторе и магнитный шум. Кроме того, это способствует возрастанию пускового момента. Благодаря использованию комбинированной

обмотки получают машины с очень высоким КПД и с высоким соотношением мощность / размер С.103 [13].

В соответствии с требованиями мировых стандартов IEC 60034-30, необходимо повышать эффективность стандартных асинхронных двигателей повышением уровня КПД. Данные требования заключаются в необходимости снижении потребления энергии и выбросов CO₂. Комбинированные обмотки повышают эффективность электрических машин. Преимущества: может использоваться один и тот же корпус машины, не требуются более высокие массы меди и железа, могут быть изготовлены однослойные или двухслойные обмотки. Кроме того, можно заменить обычную двухслойную обмотку однослойной комбинированной обмоткой без высших гармоник в воздушном зазоре. Величина сохраненных потерь мощности такая же, как у ротора из литой под давлением меди. Следовательно, недостатки (более дорогое производство и большая масса ротора) этого способа будут устранены С1379 [14].

В статье Y. Lei, Z. Zhao, S. Wang, D. G. Dorrelli W. Xu утверждается, что комбинация обмоток, соединенных по схеме Y и Δ, позволяет уменьшить определенные пространственные гармоники обмотки, что снижает паразитные потери. Кроме того, обмотка увеличивает основной коэффициент распределения, так что количество витков катушки может быть уменьшено, что экономит медь и снижает сопротивление статора (то есть снижение потерь в меди).

Это аналогично использованию многофазных обмоток (где количество фаз больше трех); в приводах с асинхронными двигателями они обеспечивают более низкую пульсацию крутящего момента на высоких частотах, снижение гармоник тока ротора и улучшенное распределение нагрузки между многофазным инвертором и КПД.

Поскольку комбинированная обмотка Y–Δ может уменьшать пятую и седьмую гармоники, короткий шаг может использоваться для уменьшения 13-й и 11-й гармоник. Тестирование проводилось в соответствии со стандартом IEEE 112-B. В результате общие потери были уменьшены на 7,5%, а номинальный КПД

увеличен на 0,4%. Паразитные потери можно рассматривать как часть потерь в стали и, следовательно, включать в них. Очевидно, что потери в меди и паразитные потери (которые являются одним из компонентов общих потерь в стали) значительно снижаются С.3758, С3765 [15].

О. Misir, S. M. Raziee, N. Hammouche, C. Klaus, R. Kluge и В. Ponick показали, что основное преимущество комбинированной обмотки - меньшее содержание гармоник по сравнению с классической трехфазной обмоткой. Через обмотку, соединенную звездой и треугольником, можно уменьшить удельные пространственные гармоники, что, следовательно, снизит коэффициент утечки гармоник. При этом увеличивается основной коэффициент заполнения пазов. Следовательно, количество витков в каждой фазе может быть уменьшено в той же степени, так что средняя длина проводника также уменьшается. Соответственно, это приводит к более низкому коэффициенту заполнения слота. Это означает, что по мере увеличения основного коэффициента заполнения катушки площадь поперечного сечения провода будет увеличиваться. Таким образом, увеличение основного коэффициента обмотки приводит к уменьшению сопротивления обмотки и потерь в обмотке статора, которые пропорциональны квадрату основных коэффициентов обмотки трехфазной и комбинированной обмоток звезда-треугольник. Комбинированная обмотка звезда-треугольник используется для увеличения основного коэффициента обмотки, а вместе с тем выходного крутящего момента и уменьшения содержания гармоник для машин с распределенными и сосредоточенными обмотками. Кроме того, еще одно применение комбинированной обмотки - регулировка магнитного потока или рабочего напряжения путем изменения соединения обмотки с целью повышения эффективности, а также коэффициента мощности двигателя в широком диапазоне нагрузок и напряжений С.116 [16].

1.3 Обзор систем контроля для исследования электродвигателей и экспериментального определения характеристик

В настоящее время для исследования электродвигателей разработано большое количество аналитических систем контроля в составе испытательных стендов [21, 22]. Данные системы имеют широкий функционал по формированию воздействия на объект управления и регистрации развиваемых характеристик. Но все они имеют ряд ограничений, в частности, по возможности исследования только конкретного типа электродвигателя и по гибкости настройки алгоритмов управления объектом исследования.

Одним из примеров таких систем можно отметить испытательный стенд НТЦ ВЕКТОР (рисунок 1.5). Данная система предназначена для выполнения научно-исследовательских и учебных работ по экспериментальному определению статических, динамических, энергетических и других характеристик двигателей переменного тока и комплектных электроприводов в различных режимах работы, экспериментального исследования электроприводов с различными структурами и параметрами системы управления.



Рисунок 1.5. Внешний вид стенда НТЦ ВЕКТОР

В состав оборудования стенда входят: электропривод с АД с инверторным управлением; электропривод с синхронным двигателем с инверторным управлением; рекуперативный выпрямитель; система датчиков; фильтр электромагнитной совместимости; пуско-защитная аппаратура; контрольно-измерительная аппаратура; панель управления; панель силовых выключателей; персональный компьютер.

Стенд выполнен в виде открытой стойки с электрооборудованием (рисунок 1.6) и электромеханической части. В задней части стойки установлены два преобразователя частоты, рекуперативные выпрямители, электрические устройства защиты и силовые выключатели.



Рисунок 1.6. Внешний вид стойки с электрооборудованием

АД - двигатель с короткозамкнутым ротором, независимой вентиляцией и датчиками угловой скорости. В синхронном двигателе используется двигатель с постоянными магнитами со встроенным электромагнитным тормозом и датчиком углового смещения. Двигатели смонтированы на жесткой сварной раме, установленной на амортизаторе, валы двух двигателей жестко соединены между собой шарниром, как показано на рисунке 1.7.



Рисунок 1.7. Внешний вид нагрузочного устройства

В зависимости от требований эксперимента каждый электропривод (асинхронный и синхронный) может использоваться как исследуемый или как нагрузочный. Выбором этих исполнительных механизмов в качестве испытуемого устройства или нагрузки можно управлять вручную или с компьютера. Эти электроприводы питаются от рекуперативной установки или напрямую от сети. За счет использования регенеративного оборудования система может работать в генераторном режиме неограниченное время для любого двигателя на любой рабочей частоте с подачей энергии обратно в сеть.

В системе имеется возможность измерения мгновенных значений следующих переменных:

- 1) напряжение питающей сети;
- 2) ток питающей сети;
- 3) выпрямленное напряжение;
- 4) ток звена постоянного напряжения;
- 5) входной $\cos\varphi$;
- 6) уровни задающих сигналов;
- 7) токи фаз двигателей;
- 8) скорость двигателя;
- 9) угловое положение вала;
- 10) электромагнитный момент двигателя;

- 11) потокосцепление ротора двигателя;
- 12) выходные сигналы регуляторов;
- 13) частота выходного напряжения преобразователя частоты;
- 14) действующее значение выходного напряжения преобразователя частоты;
- 15) активная мощность на выходе преобразователя частоты;
- 16) температура радиатора преобразователя частоты;
- 17) температуры IGBT-кристаллов преобразователя частоты;
- 18) состояние входных управляющих сигналов преобразователя частоты;
- 19) состояние выходных сигналов преобразователя частоты.

Также заслуживает внимания стенд, выпускаемый обществом с ограниченной ответственностью научно-производственным предприятием «Электромаш» (ООО НПП «Электромаш»), внешний вид которого представлен на рисунке 1.8.



Рисунок 1.8. Внешний вид испытательного стенда 02.01.07 производства ООО НПП «Электромаш»

Стенд 02.01.07 предназначен для испытаний асинхронных двигателей переменного тока после капитального ремонта мощностью до 100 кВт, напряжением 220 В, 380 В, 500 В и 660 В, частотой 50 Гц как для АД с фазным

ротором, так и для АД с короткозамкнутым ротором. Данное оборудование предусматривает следующие испытания:

1. измерение сопротивления изоляции обмоток между обмотками и относительно корпуса агрегата;
2. замер при постоянном токе сопротивления обмоток;
3. испытание при высокой частоте вращения;
4. проверка на электрическую прочность изоляции обмоток относительно корпуса и обмотками;
5. испытание изолированности обмоток между витками на электрическую прочность;
6. установление характеристики холостого хода;
7. определение регулировочных и рабочих характеристик агрегатов постоянного тока.

Стенд для испытания после удаления обмотки, способен обнаруживать сердечники с большими потерями, что существенно уменьшает расход новой обмотки. Кроме этого в его конструкцию вносятся изменения, которые адаптируют оборудование к конкретным условиям работы.

Стенд для испытания имеет возможность построения осциллограмм напряжения и тока, позволяющих определить реактивную составляющую намагничивающего тока, который соответствует состоянию сердечника.

Усовершенствованная версия стенда 02.01.07 под названием модель 02.01.07А (рис. 1.9) включает технические характеристики, приведенные в таблице 1.3. Помимо приведенных испытаний, установленное на стенде оборудование позволяет производить:

- измерение сопротивления обмоток постоянному току в практически холодном состоянии;
- определение коэффициента трансформации;
- опыт короткого замыкания;
- испытание под нагрузкой.

Процесс тестирования проводится в соответствии со строгими процедурами и контролируется программным обеспечением стенда.

Результаты испытаний автоматически сохраняются в электронной базе данных с формированием протокола.

В состав стенда входят шкаф контрольно-силовой, пульт управления, индукционный регулятор напряжения, нагрузочное устройство с синхронным генератором.

Шкаф контрольно-силовой предназначен для обеспечения подачи питающего напряжения на стенд, производит низковольтную коммутацию между элементами стенда, а также выполняет функцию по обеспечению защиты измерительной и коммутационной аппаратуры стенда. В состав панели управления входят центральный процессор, измеритель сопротивления обмоток и сопротивления изоляции, а также контроллер стенда. Центральный процессор состоит из модуля программируемого логического управления OMRON и необходимых модулей для координации с измерительными устройствами и исполнительными механизмами.

Блок измерения сопротивления обмоток состоит из цифрового миллиомметра и блока коммутации.



Рисунок 1.9. Внешний вид испытательного стенда 02.01.07А производства ООО НПП «Электромаш»

Таблица 1.1 – Основные технические характеристики Испытательного стенда для электротехнического оборудования

Технические характеристики	
Потребляемая мощность, кВА	130
Напряжение питающей сети, В	380
Сила тока нагрузки, А	250
Класс защиты по электробезопасности,	IP00
В тесте измерения сопротивления изоляции	
напряжение, В	до 1000
диапазон измеряемого сопротивления, Мом	1-1000
погрешность измерения сопротивления, %	2,0
В тесте испытания изоляции на электрическую прочность:	
переменное напряжение, В	до 4000
погрешность измерения напряжения, %	2
погрешность измерения тока, %	2,5
В тестах определения коэффициента трансформации, определения тока и потерь холостого хода:	
напряжение, В	до 590
погрешность измерения напряжения, %	0,2
погрешность измерения тока, %	0,5
погрешность измерения мощности, %	1
погрешность измерения оборотов, %	0,2
В тесте испытания межвитковой изоляции:	
напряжение, В	до 590
погрешность измерения напряжения, %	0,2
погрешность измерения тока, %	0,5
В тесте определения напряжения и потерь короткого замыкания	
ток, А	до 1000
погрешность измерения тока, %	0,5
погрешность измерения мощности, %	1
погрешность измерения напряжения, %	0,2
В тесте измерения активного сопротивления:	
максимальный ток через обмотку, А	10

диапазон измеряемых сопротивлений, Ом	0,001-100
погрешность измерения сопротивления, %	0,5
В тесте работы под нагрузкой:	
напряжение, В	до 590
погрешность измерения напряжения, %	0,2
погрешность измерения тока, %	0,5
погрешность измерения мощности, %	1
погрешность измерения виброускорений, %	2,5
погрешность измерения оборотов, %	2,0
погрешность измерения момента, %	5,0
номинальные обороты генератора, об/мин	1500

Для испытания изоляции в качестве испытательного устройства используется установка для проверки электрической безопасности GPI-745A (проверка напряжения пробоя, измерение сопротивление главной изоляции).

Для построения блока управления и контроля стенда использованы промышленные компьютеры, элементы управления и сигнальная арматура. Программное обеспечение стенда позволяет производить ввод параметров испытуемого двигателя, контроль проведения испытаний, сохранение и последующее использование результатов испытаний.

Для обеспечения источника напряжения, способного плавно изменять величину на нагрузке, на стенде 02.01.07А используется индуктивный стабилизатор напряжения. Регулятор напряжения представляет собой асинхронную машину с заторможенным фазным ротором, в котором с помощью поворотного устройства можно изменять положение ротора относительно статора. Первичное и вторичное напряжения складываются и вызывают изменение фазы ЭДС вторичной обмотки, возникающее при вращении ротора, что вызывает изменение напряжения на нагрузке.

Все измерительные приборы собираются на панельной стойке, а соединительные и измерительные кабели подключаются с ее задней стороны.

Испытательное поле предназначено для установки испытываемого электродвигателя при проведении испытания под нагрузкой и опыта короткого замыкания. При испытании под нагрузкой вал испытываемого электродвигателя соединяется с нагрузочным генератором с помощью зубчатоременной передачи. При проведении опыта короткого замыкания для механического затормаживания ротора испытываемого электродвигателя используется механизм фиксации вала.

Комплексный стенд проверки асинхронных двигателей (КСПАД-005) производства группы компаний ООО НПП «АВЭМ» и ООО «Авиаагрегат-Н» (рисунок 1.10). Комплексный стенд предназначен для проведения механических и электрических испытаний асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором и с фазным ротором, мощностью до 160кВА.



Рисунок 1.10. Внешний вид стенда КСПАД-005

КСПАД – 005 используется для проведения следующих экспериментов:

- измерение сопротивления изоляции обмоток;
- испытание изоляции обмоток на электрическую прочность;
- испытание межвитковой изоляции обмоток;
- определение тока и потерь холостого хода;
- определение тока и потерь короткого замыкания;
- измерение активного сопротивления обмоток.

Метрологические характеристики КСПАД – 005 приведены в таблице 1.2 и соответствуют метрологическим характеристикам входящих в состав приборов приведенных в таблице 1.3.

Таблица 1.2 – Метрологические характеристики КСПАД – 005

Наименование измеряемой величины	Диапазон измерений	Предел погрешности
Температура	от 10 до 135° С	±1°С
Сопротивление	от 120 кОм до 100 ГОм	±3%
Напряжение	от 20 до 400 В	±0,5%
Ток	от 1 до 100 А	±0,5%
Полная мощность	от 0,7 до 70 кВ-А	±1%
Активная мощность	от 0,7 до 70 кВт	±1%
Реактивная мощность	от 0,7 до 70 кВар	±1%
Активное сопротивление обмоток	от 0,001 до 100 Ом	±0,1%

Таблица 1.3 – Приборы в составе КСПАД – 005

Тип	Наименование
M4122RS	Мегаомметр
PF-M-2-F43-80	Универсальный цифровой программируемый измеритель мощности
PM175	Прибор для измерения показателей качества и учета электрической энергии
ИКАС	Измерительный комплекс активного сопротивления
ТОП-0,66 - 5 - 0,2S - 5/5УЗ	Трансформатор тока опорный ТОП-0,66
ТОП-0,66 - 5 - 0,2S - 30/5УЗ	Трансформатор тока опорный ТОП-0,66
ТОП-0,66 - 5 - 0,2S - 100/5УЗ	Трансформатор тока опорный ТОП-0,66

Составные части КСПАД – 005: кнопочный пост с кнопкой экстренного отключения; датчик температуры ДТС034-РТ100ВЗ 20/1,6; персональный компьютер с оптическим портом; шкаф силового оборудования; испытательная платформа; комплект соединительных и испытательных кабелей.

Датчик температуры позволяет контролировать температуру корпуса двигателя во время работы.

В состав шкафа электрооборудования КСПАД - 005 входят:

- электронный контроллер;
- электрическое оборудование;
- автотрансформатор АТФ;
- модуль силовых выключателей;
- аппаратура измерения, защиты и сигнализации.

Шкафы электрооборудования выполняют следующие функции:

- преобразование данных и обработка команд управления с персонального компьютера;
- формирование сигналов управления для модуля коммутации;
- буферизацию, преобразование, обработку параметров входных и выходных сигналов;
- выявление аварийных режимов работы;
- отключение питания для выполнения функций аппаратной и программной защиты.

Испытание АД производится в автоматическом режиме с использованием программного обеспечения.

Все рассмотренные исследовательские стенды обладают существенным недостатком, выраженным в не возможности корректировки алгоритмов управления и математических моделей в системе управления исследуемого двигателя, что существенно ограничивает их возможности в плане адаптации электроприводов под конкретные виды электродвигателей.

1.4. Выводы

В данной главе проведен обзор и сравнительный анализ конструктивных особенностей АД с традиционной и комбинированной обмотками.

Выявлены преимущества применения комбинированной обмотки.

Рассмотрены промышленно выпускаемые исследовательские стенды для определения энергетических характеристик электродвигателей. При этом выявлен их основной недостаток – это отсутствие возможности тонкой настройки электропривода под конкретные задачи и корректировки программного обеспечения микропроцессорных систем управления.

2. ПРИНЦИПЫ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯМИ С ПОМОЩЬЮ ЧАСТОТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ, РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ С КОМБИНИРОВАННОЙ ОБМОТКОЙ, ЭФФЕКТИВНЫХ АЛГОРИТМОВ УПРАВЛЕНИЯ И СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Введение

Частотно регулируемый привод в сочетании с АДКО может быть выполнен для применения как с повышенной, так и с пониженной частотой питающего напряжения, что достигается за счёт меньших потерь в двигателе. Себестоимость такого привода получается существенно ниже, чем при использовании стандартных двигателей за счет уменьшения массогабаритных показателей на 1-2 типоразмера, а также значительно снижаются уровень шума и вибраций.

Поэтому возникает необходимость разработки алгоритмов управления частотными преобразователями для эффективного управления АДКО особенно на низких скоростях. Одним из путей решения данной проблемы является отдельное управление каждым слоем обмотки, сдвинутым на 30 градусов, что ведет к существенному усложнению конструкции инвертора и его удорожанию, кроме этого исчезает возможность быстрой замены электродвигателя при выходе из строя.

В настоящее время ни один производитель промышленных преобразователей частоты не закладывает специальные алгоритмы для управления АДКО. Но все большее распространение такого типа двигателей говорит о том, что в ближайшем будущем спрос на частотное регулирование энергоэффективных двигателей резко возрастет.

2.1 Принцип скалярного управления электродвигателями

Уникальные черты скалярного управления:

- недорогое и универсальное управление самым дешевым трехфазным асинхронным двигателем;
- управление прерываниями;
- низкие требования к памяти и вычислительным ресурсам системы микропроцессорного управления.

Благодаря высокой долговечности, надежности, низкой стоимости и высокому КПД асинхронные двигатели используются во многих промышленных сферах, включая:

- бытовую технику;
- системы отопления, вентиляции и кондиционирования воздуха;
- промышленные электроприводы;
- автомобили (электромобили).

Однако недостатком асинхронных двигателей является то, что они работают с номинальной скоростью только при подключении к сети. В связи с этим возникает необходимость применения преобразователей частоты для управления скоростью вращения вала асинхронного двигателя. Наиболее широко используемый алгоритм управления трехфазными асинхронными двигателями — это алгоритм, поддерживающий постоянное соотношение напряжение/частота и использующий обычное управление инвертором напряжения с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). На рисунке 2.1 показано, как реализуется данный алгоритм при помощи микропроцессорных систем управления [23 - 25].

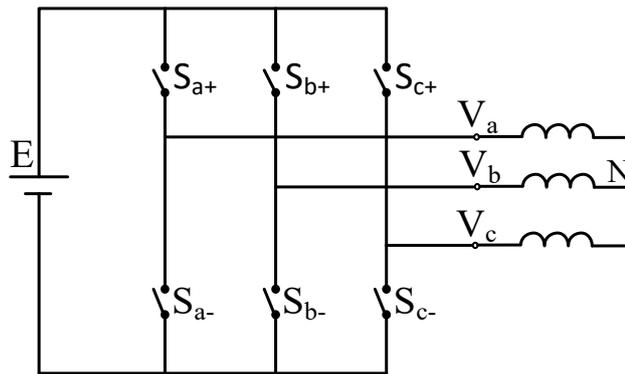


Рисунок 2.1. Типовая схема применения инверторного привода на базе асинхронного электродвигателя

Принцип скалярного управления, подразумевающий реализацию постоянства соотношения U/f наиболее широко используется на протяжении уже многих лет в управляемых асинхронных электроприводах, к которым предъявляются заниженные требования в плане точности управления по скорости [26-31]. Этот принцип можно использовать в приложениях, которые не требуют высоких динамических характеристик, а нуждаются только в эффективном изменении скорости во всем ее диапазоне от почти нулевых до номинальных скоростей. При скоростях выше номинальных, эффективность скалярного управления падает за счет ослабления поля двигателя. Это позволяет использовать традиционную математическую модель электродвигателя. В такой модели величина магнитного потока поля статора соответствует отношению амплитуды напряжения обмотки статора к частоте этого напряжения, при чем, это соотношение прямо пропорционально. Если это отношение сохраняется на постоянном уровне, то поток статора остается постоянным, поэтому крутящий момент зависит только от частоты скольжения [29].

Принцип скалярного управления основан на общей модели асинхронного двигателя.

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_s}{dt} + R_s I_s &= V_s; & \frac{d\psi_r}{dt} - j\omega_m \psi_r + R_r I_r &= 0; \\ \psi_s &= L_s I_s + L_m I_r; & \psi_r &= L_r I_r + L_m I_s; \end{aligned} \quad (2.1)$$

$$M_e = \frac{2p}{3} L_m I_m (I_s I_r^*); \quad \Omega_m = \frac{\omega_m}{p}$$

где - $V_s, \psi_s, \psi_r, I_s, I_r$ напряжение статора, магнитные потоки статора и ротора, токи статора и ротора, соответственно, а $R_s, R_r, L_s, L_r, L_m, \omega_m$ - общее сопротивление статора, сопротивление ротора, индуктивность статора, индуктивность ротора, общая индуктивность рассеяния и угловая частота вращения, соответственно.

Когда двигатель питается трехфазным напряжением синусоидальной формы с частотой ω_s , $V_s = V_{sm} e^{j\omega_s t}$ установившиеся токи в статоре, а также и в роторе, будут иметь синусоидальную форму с частотой ω_s : $I_s = I_{sm} e^{j(\omega_s t + \varphi_t)}$ и $I_r = I_{rm} e^{j(\omega_s t + \varphi_r)}$. Преобразуем предыдущие выражения к виду

$$I_s = \frac{R_r + jL_r \omega_{slp}}{\Delta} V_s, \quad I_r = -\frac{jL_m \omega_{slp}}{\Delta} V_s \quad \text{и} \quad \psi_r = \frac{L_m R_r}{\Delta} V_s, \quad \text{где} \quad \omega_{slp} = \omega_s - \omega_m, \quad \text{а}$$

$$\Delta = (R_s + jL_s \omega_s)(R_r + jL_r \omega_{slp}) + L_m^2 \omega_{slp} \omega_s. \quad \text{Если соотношение} \quad \frac{V_{sm}}{|\Delta|} \quad \text{постоянно,}$$

поток ротора двигателя постоянен и крутящий момент станет независимым от входной частоты. Учитывая, что двигатель работает со скоростью, превышающей номинальную, то $\Delta \approx jR_r L_s \omega_s$, ток намагничивания, создающий поток в воздушном зазоре, можно приблизительно рассчитать по соотношению напряжения статора и частоты $\phi_{rm} \approx \frac{L_m R_r}{R_r L_s \omega_s}; V_{sm} = \frac{L_m V_{sm}}{L_s \omega_s}$. Тогда крутящий момент

записывается выражением $M_e = \frac{3p}{3} \frac{\phi_{rm}^2}{R_r} \omega_{slp}$ и показывает, что он пропорционален

частоте скольжения двигателя. Значение крутящего момента и скорости вращения двигателя достигнут максимума при $\omega_s = \omega_m + \frac{2M_e R_r}{3p \phi_{rm}^2}$. При работе двигателя в

низкочастотном диапазоне его параметры будут считаться эквивалентными следующим образом: $\Delta \approx R_s R_r; \quad \phi_{rm} \approx \frac{L_m R_r}{R_r L_s \omega_s}; \quad V_{sm} = \frac{L_m V_{sm}}{L_s \omega_s}$. В случае, если

входная частота настроена ниже допустимого порога, входное напряжение также необходимо уменьшить, чтобы сохранить постоянное соотношение. Если напряжение, приложенное к статору, слишком низкое, поток потока ротора

больше не будет стабильным. Это приводит ко многим трудностям в управлении двигателем скалярным методом на очень малых скоростях. Кроме того, благодаря принципу поддержания постоянного отношения $\frac{V_{sm}}{\omega_s}$, когда необходимо отрегулировать входную частоту двигателя выше номинальной частоты, напряжение, приложенное к статору, также увеличивается больше, чем номинальное, что приводит к тому, что полупроводниковые переключатели работают в состоянии насыщения. Таким образом, для управления инвертором скалярным методом необходимо разработать алгоритм управления, обеспечивающий связь между напряжением и частотой, прикладываемой к статору двигателя, как показано на рисунке 2.2.

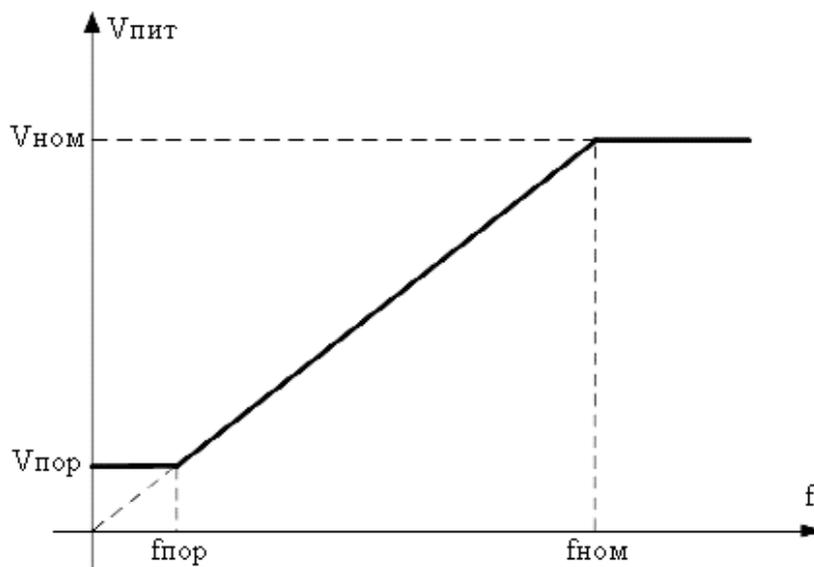


Рисунок 2.2. Зависимость амплитуды напряжения статора от частоты статора при скалярном управлении

На рисунке видно, что по мере увеличения скорости напряжение статора должно увеличиваться пропорционально, чтобы поддерживать постоянное соотношение $\frac{V_{sm}}{\omega_s}$, за исключением частот ниже порогового значения и выше номинального значения. Кроме того, частота (или синхронная скорость) не является фактической скоростью, поскольку значение скольжения является функцией нагрузки двигателя. При моменте холостого хода значение скольжения

очень мало, а скорость практически синхронна. Следовательно, простая система с разомкнутым контуром не может точно контролировать скорость при наличии момента нагрузки. Компенсацию скольжения можно преодолеть, внедрив в систему датчик скорости и систему регулирования с обратной связью. Помимо компенсации скольжения, это также позволяет инвертору скалярного управления построить стабильную по скорости систему автоматического регулирования (рисунок 2.3).

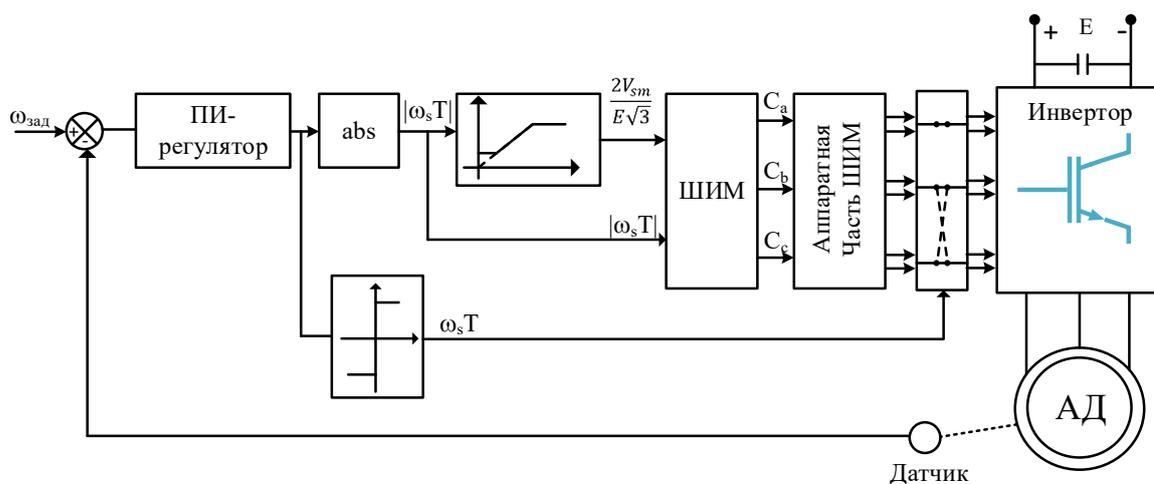


Рисунок 2.3. Блок-схема системы автоматического управления скоростью

В данной схеме управление осуществляется путем определения отклонения заданной скорости от измеренного фактического значения скорости. Значение ошибки отправляется в ПИ-регулятор, который вычисляет значение частоты напряжения статора. ПИ-регулятор представляет собой разновидность фазозамедляющей схемы с обратной связью, которая является комбинацией интегральной и пропорциональной частей. Пропорциональная часть умножает сигнал ошибки фактической скорости и заданной скорости на постоянную величину, называемую коэффициентом пропорциональности. Пропорциональная часть определяет, насколько быстро регулятор реагирует на изменение заданного значения. Интегральная часть позволяет сохранять устойчивость контроллера. Он выполняет суммирование всех предыдущих сигналов ошибок с постоянным

значением, называемым коэффициентом интегрирования. Предыдущие значения сигнала ошибки для расчета сохраняются в памяти и обновляются до тех пор, пока значение ошибки не станет отличным от нуля. Это позволяет контроллеру устранить отклонение между фактическим значением и заданным значением. Однако это также снижает производительность и стабильность системы. Благодаря такому сочетанию ПИ-регулятор имеет возможность как быстро реагировать, так и устранять статические ошибки. Регулировка будет производиться непрерывно до тех пор, пока напряжение ошибки не достигнет значения, приближающегося к 0. Этот сигнал после регулировки будет подаваться в широтно-импульсный модулятор ШИМ для создания сигнала управления силовыми транзисторами.

Управляющий сигнал осуществляет процесс переключения так, что напряжение, приложенное к обмотке статора, имеет квазисинусоидальную форму и сдвинуто по фазе на 120 градусов. Эффективным способом решения вышеуказанной проблемы является алгоритм модуляции, основанный на таблице синусоид. В этом случае для расчета мгновенных значений каждого фазного напряжения статора мы используем три интегратора дискретного времени.

$$\begin{aligned}\theta_1[k] &= \theta_1[k-1] + \omega_s[k]T_s \\ \theta_2[k] &= \theta_2[k-1] + \omega_s[k]T_s \\ \theta_3[k] &= \theta_3[k-1] + \omega_s[k]T_s\end{aligned}\tag{2.2}$$

где $\theta_1[0] = 0$; $\theta_2[0] = -\frac{2\pi}{3}$; $\theta_3[0] = -\frac{4\pi}{3}$; T_s - период дискретизации.

На основе таблицы синусов трехфазное напряжение, приложенное к статору, задается следующими выражениями:

$$\begin{aligned}V_a[k] &= V_{sm}(\omega_s[k] \sin(\theta_1[k])) \\ V_b[k] &= V_{sm}(\omega_s[k] \sin(\theta_2[k])) \\ V_c[k] &= V_{sm}(\omega_s[k] \sin(\theta_3[k]))\end{aligned}\tag{2.3}$$

где V_{sm} - максимальное значение фазного напряжения, определяется на основе принципов постоянства отношения напряжение-частота; $\sin(\theta_n) = \sin(\theta)$.

Достичь улучшения можно путем добавления к чистой синусоиде в таблице синусов третьей гармоники $\text{sita}(\theta) = \sin(\theta) + 1/6\sin(3\theta)$, т.к. она не оказывает влияние на поведение электродвигателя и позволяет генерировать сигнал, первая гармоника которого имеет амплитуду на 15,47% выше ($\frac{2}{\sqrt{3}}$) по сравнению с максимумом сигнала (см. рисунок 2.4).

Таким образом, имеется возможность увеличения частоты вращения электродвигателя при сохранении постоянства отношения U/F.

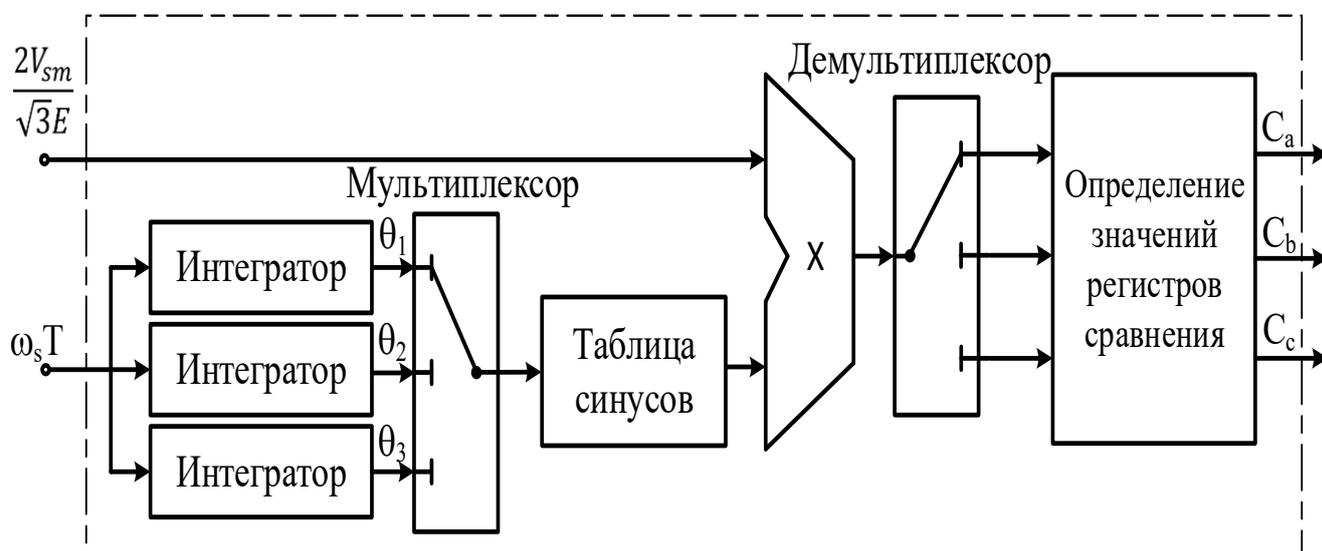


Рисунок 2.4. Способ увеличения скорости вращения двигателя за счет добавления третьей гармоники в питающем напряжении

Чтобы уменьшить размер таблицы синусоид, необходимо установить значение напряжения только в диапазоне от 0 до $\pi/3$. Остаток легко определить, исходя из свойств тригонометрических функций.

$$\text{если } \pi/3 \leq \theta \leq 2\pi/3 \Rightarrow \sin(\theta) = \sin(\theta - \pi/3) + \sin(2\pi/3 - \theta);$$

$$\text{если } 2\pi/3 \leq \theta \leq \pi \Rightarrow \sin(\theta) = \sin(\pi - \theta);$$

$$\text{если } \pi \leq \theta \leq 4\pi/3 \Rightarrow \sin(\theta) = -\sin(\theta - \pi);$$

если $4\pi/3 \leq \theta \leq 5\pi/3 \Rightarrow \sin(\theta) = -\sin(\theta - 4\pi/3) + \sin(5\pi/3 - \theta)$;

если $5\pi/3 \leq \theta \leq 2\pi \Rightarrow \sin(\theta) = -\sin(2\pi - \theta)$;

Этот подход помогает уменьшить размер таблицы синусоид, но не позволяет добавлять третьи гармоники, как описано выше. Это является причиной, почему необходимо использовать таблицу преобразования $\text{sita}(\theta)$ со значениями или $\sin(\theta)$ или $\sin(\theta) + (1/6) \cdot \sin(\theta)$ в диапазоне θ между 0 и $\pi/2$, а также использовать следующие соотношения для вычисления $\sin(\theta)$ между $\pi/2$ и 2π :

если $\pi/2 \leq \theta \leq \pi \Rightarrow \text{sita}(\theta) = \text{sita}(\pi - \theta)$;

если $\pi \leq \theta \leq 3\pi/2 \Rightarrow \text{sita}(\theta) = \text{sita}(\theta - \pi)$;

если $3\pi/2 \leq \theta \leq 2\pi \Rightarrow \text{sita}(\theta) = -\text{sita}(2\pi - \theta)$.

2.2 Принцип векторного управления электродвигателями

Отличительные особенности векторного управления:

1. недорогой способ управления 3-фазным асинхронным электродвигателем, отличающийся высокой эффективностью.
2. возможность одновременно управлять многомерными переменными и выполнять сложные математические операции. При этом векторы используются для представления таких параметров, как ток, напряжение, скорость и направление.
3. обеспечивает точное и гибкое управление переменными в режиме реального времени.

В предыдущем разделе описывался метод реализации устройства управления асинхронным электродвигателем с использованием принципа постоянства отношения напряжение-частота (правило Костенко) и обычной широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Однако использование векторной модуляции позволяет обеспечить более энергоэффективную работу и улучшить производительность по сравнению с традиционной широтно-импульсной модуляцией [32]. Целью приведенного описания по применению является

демонстрация возможности реализации данного более требовательного к вычислительным способностям способа управления [33, 34].

На рисунке 2.1 показана типичная структура трехфазного асинхронного электродвигателя, подключенного к инвертору напряжения. Учитывая, что двигатель имеет сбалансированные фазы нагрузки и изоляцию нейтральной точки, поэтому $V_n = (V_a + V_b + V_c)/3$; $V_{an} = V_a - V_n = (V_{ab} - V_{ca})/3$; $V_{bn} = V_b - V_n = (V_{bc} - V_{ab})/3$; $V_{cn} = V_c - V_n = (V_{ca} - V_{bc})/3$. Поскольку пары силовых переключателей каждой фазы при векторном управлении должны всегда находиться в противоположных состояниях (верхнее включено, нижнее выключено и наоборот), поэтому для управления трехфазным электродвигателем переключатели силового инвертора будут работать с восемью состояниями как показано на рисунке 2.5. В котором два состояния силовых переключателей верхней половины мостовой схемы и нижней половины мостовой схемы либо включены, либо выключены, в результате чего мощность, подаваемая на фазы нагрузки, равна нулю. Остальные шесть состояний формируют ненулевые фазовые напряжения. Если применить преобразование Конкордия, то эти шесть значений напряжения будут шестью вершинами шестиугольника (см. рисунок 2.6).

Как показано на рисунке 2.6, угол между ненулевыми напряжениями всегда равен 60 градусов. В комплексном виде эти напряжения записываются как $V_k = E e^{j(k-1)n/3}$, где $k = 1 \dots 6$ и $V_0 = V_7 = 0$. В таблице 2.1 приведены значения линейного и фазного напряжения для 8 состояний инвертора при работе по принципу векторного управления.

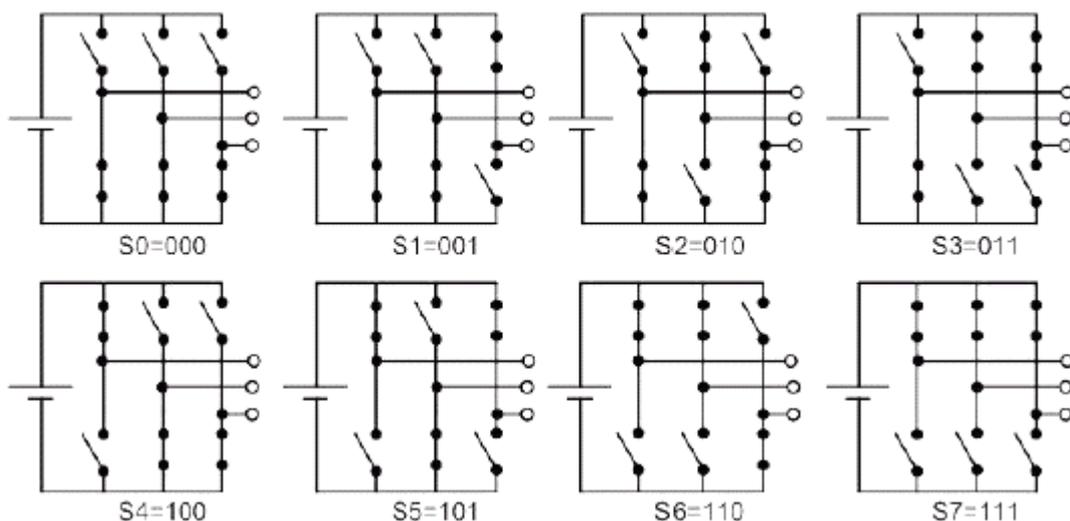


Рисунок 2.5. Восемь возможных состояний силовой схемы управления

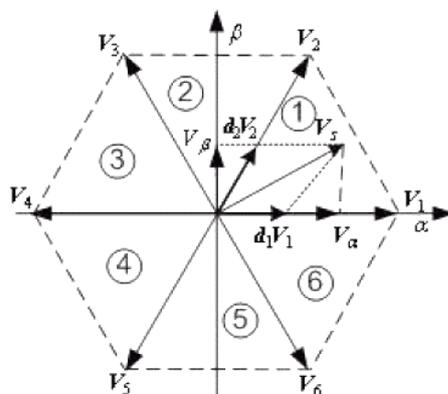


Рисунок 2.6. Представление восьми возможных конфигураций инвертора в системе координат «Concordia»

Таблица 2.1. Состояния ключей инвертора и его выходные напряжения

S_{a+}	S_{b+}	S_{c+}	S_i	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{α}	V_{β}	V_i
0	0	0	S_0	0	0	0	0	0	0	0	0	V_0
0	0	1	S_1	0	-E	E	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$+\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E\sqrt{3}}{2}$	V_1
0	1	0	S_2	-E	E	0	$-\frac{E}{3}$	$+\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E\sqrt{3}}{2}$	V_2
0	1	1	S_3	-E	0	E	$-\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	-E	0	V_3
1	0	0	S_4	E	0	-E	$+\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	E	0	V_4
1	0	1	S_5	E	-E	0	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E\sqrt{3}}{2}$	V_5

S_{a+}	S_{b+}	S_{c+}	S_i	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_α	V_β	V_i
1	1	0	S_6	0	E	-E	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E\sqrt{3}}{2}$	V_6
1	1	1	S_7	0	0	0	0	0	0	0	0	V_7

Таблица 2.2. Выражения коэффициентов заполнения импульсов для каждого сектора

Номер сектора	θ	d_k	d_{k+1}
1	$\left[0, \frac{\pi}{3}\right]$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{E} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{E} \sin(\theta)$
2	$\left[\frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3}\right]$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{E} \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right)$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{E} \sin\left(\frac{5\pi}{3} + \theta\right)$
3	$\left[\frac{2\pi}{3}, \pi\right]$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{E} \sin(\theta)$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{E} \sin\left(\frac{4\pi}{3} + \theta\right)$
4	$\left[\pi, \frac{4\pi}{3}\right]$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{E} \sin\left(\frac{5\pi}{3} + \theta\right)$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{E} \sin(2\pi - \theta)$
5	$\left[\frac{4\pi}{3}, \frac{5\pi}{3}\right]$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{E} \sin\left(\frac{4\pi}{3} + \theta\right)$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{E} \sin\left(\frac{2\pi}{3} + \theta\right)$
6	$\left[\frac{5\pi}{3}, 2\pi\right]$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{E} \sin(2\pi - \theta)$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{E} \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta\right)$

В системе координат «Concordia» любое статорное напряжение $V_s = V_\alpha + jV_\beta = V_{sm} \cos(\theta) + jV_{sm} \sin(\theta)$ попадает вовнутрь одного из секторов шестиугольника и может быть выражено как линейное сочетание двух ненулевых фазных напряжений, которые определяют границы данного сектора: $V_s = d_k \cdot V_k + d_{k+1} \cdot V_{k+1}$. Приравнявая $d_k \cdot V_k + d_{k+1} \cdot V_{k+1}$ к $V_{sm} \cos(\theta) + j \cdot V_{sm} \sin(\theta)$ получаем выражения коэффициентов заполнения импульсов для каждого сектора, которые представлены в таблице 2.2. В векторном методе управления опорное значение напряжения V_s формируется не напрямую, а представляет собой среднее значение напряжения с периодом T_s . В частности, V_s достигается путем генерации двух

напряжений V_k в течение $T_k = d_k \cdot T_s$ и V_{k+1} в течение $T_{k+1} = d_{k+1} \cdot T_s$. Поскольку $d_k + d_{k+1} \leq 1$, V_s должно иметь значение, V_0 и/или V_7 в течение времени переключения T_s . Возможно несколько вариантов решений [38], у которых минимизация общих гармонических искажений статорного тока выполняется за счет приложения напряжений V_0 и V_7 одинаковой длительности $T_0 = T_7 = \frac{(1 - d_k - d_{k+1})T_s}{2}$. Напряжение V_0 устанавливается в начале и конце цикла переключения, а V_7 устанавливается в середине цикла переключения. В верхней части рисунка 2.7 показана форма сигнала для вектора 1. Из таблицы 2.3 видно, что выражения для коэффициента заполнения импульса в каждом секторе различны. Поскольку $\sin(x) = \sin(\pi - x)$, коэффициенты заполнения импульсов в общем виде можно записать следующим образом:

$$d_k = \frac{2V_{sm}\sin(\theta'')}{E\sqrt{3}} \text{ и } d_{k+1} = \frac{2V_{sm}\sin(\theta')}{E\sqrt{3}}$$

$$\text{где } \theta'' = \pi/3 - \theta',$$

$$\theta' = \theta - (k-1)\pi/3.$$

Из приведенного выше выражения мы видим, что оно не зависит от количества секторов, поэтому его обычно можно называть d_a и d_b . Поскольку значение θ всегда лежит между 0 и $\pi/3$, при вычислении d_a и d_b для этого интервала необходима только таблица синусов. Это уменьшает объем программной памяти, необходимой для хранения таблицы синусоид, экономя ресурсы контроллера. Счетчики микроконтроллера, на котором реализуется метод управления выполняют счет от нуля до значения, соответствующего половине периода коммутации (как показано в нижней части рисунка 2.8), а затем считает обратно до 0. Значения, которые необходимо сохранить в трех регистрах сравнения, показаны в таблице 2.3.

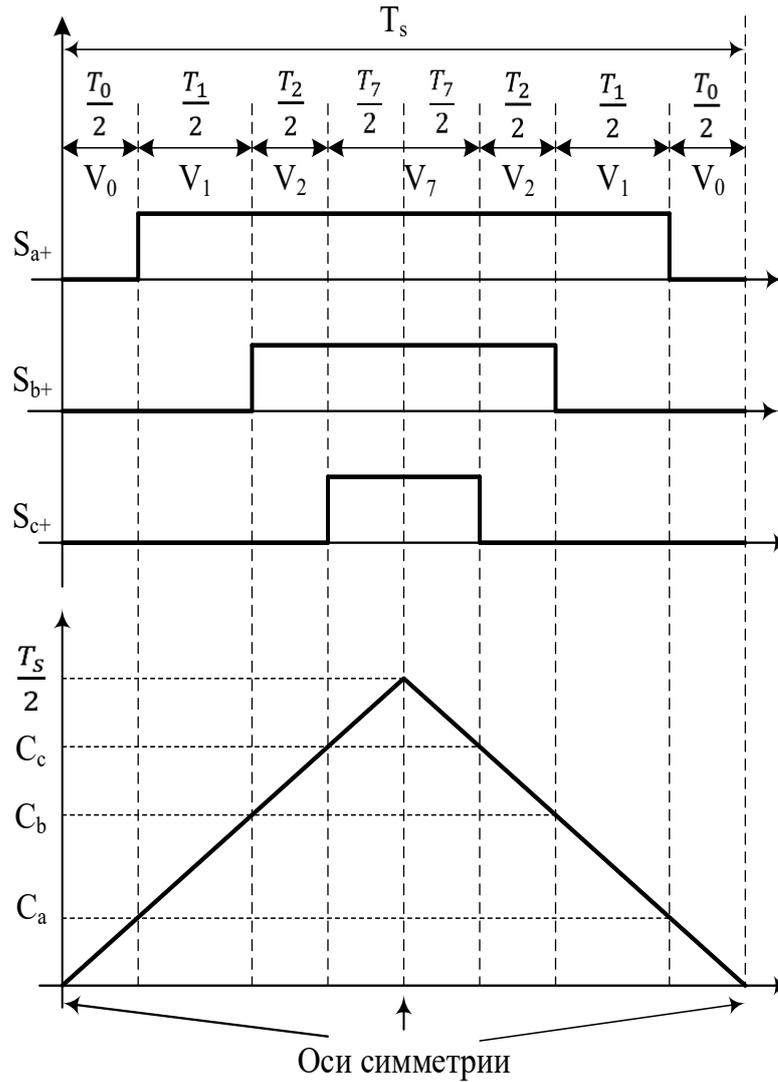


Рисунок 2.7. Осциллограммы сигналов управления инвертором и соответствующие значения регистров сравнения

Таблица 2.3. Значения регистров сравнения в зависимости от номера сектора

Номер сектора	$\frac{4}{T_s} C_a - 1$	$\frac{4}{T_s} C_b - 1$	$\frac{4}{T_s} C_c - 1$
1	$-d_a - d_b$	$d_a - d_b$	$d_a + d_b$
2	$-d_a + d_b$	$-d_a - d_b$	$d_a + d_b$
3	$d_a + d_b$	$-d_a - d_b$	$d_a - d_b$
4	$d_a + d_b$	$-d_a + d_b$	$-d_a - d_b$
5	$d_a - d_b$	$d_a + d_b$	$-d_a - d_b$
6	$-d_a - d_b$	$d_a + d_b$	$-d_a + d_b$

В предыдущих исследованиях некоторые авторы вводили алгоритмы определения сектора, к которому относится заданное напряжение статора. Эти алгоритмы часто требуют большого количества арифметических действий и основаны на координатах напряжения V_s на плоскости Конкордии или в фазовом пространстве a-b-c. При использовании принципа управления U/f величина амплитуды напряжения статора рассчитывается в соответствии с правилом константы U/f , что обсуждалось в предыдущих рекомендациях по применению. Фаза этих напряжений θ определяется с помощью интегратора дискретного времени. Алгоритм определения сектора реализован в специальном интеграторе с обрабатываемыми переменными θ' и k вместо θ , как показано на рисунке 2.9. Сектор k определяется счетчиком по модулю 6 и активируется, когда θ'' достигает значения $\pi/3$. Это ограничивает значение θ' диапазоном от 0 до $\pi/3$. (см. рисунок 2.9).

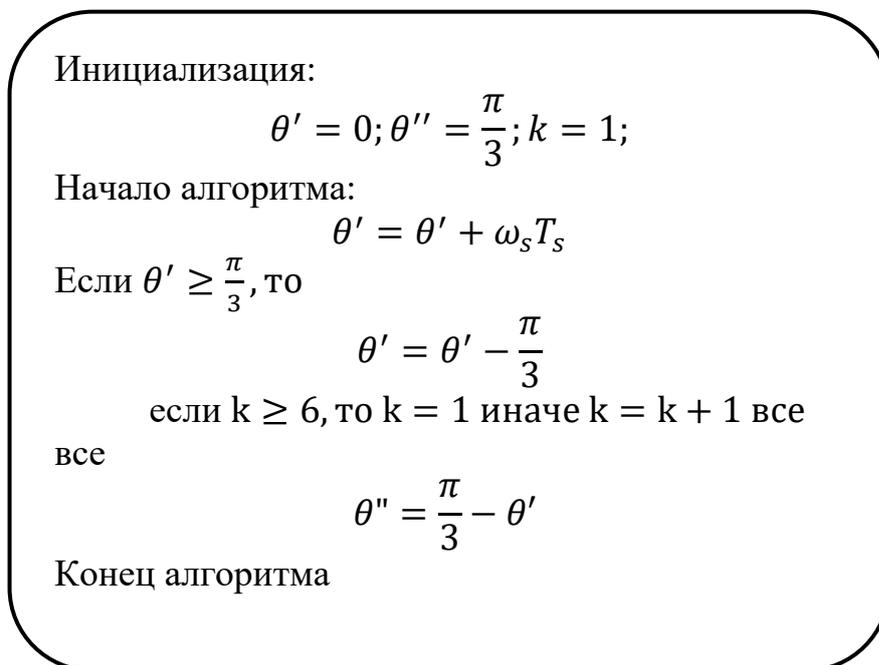


Рисунок 2.8. Алгоритм определения сектора

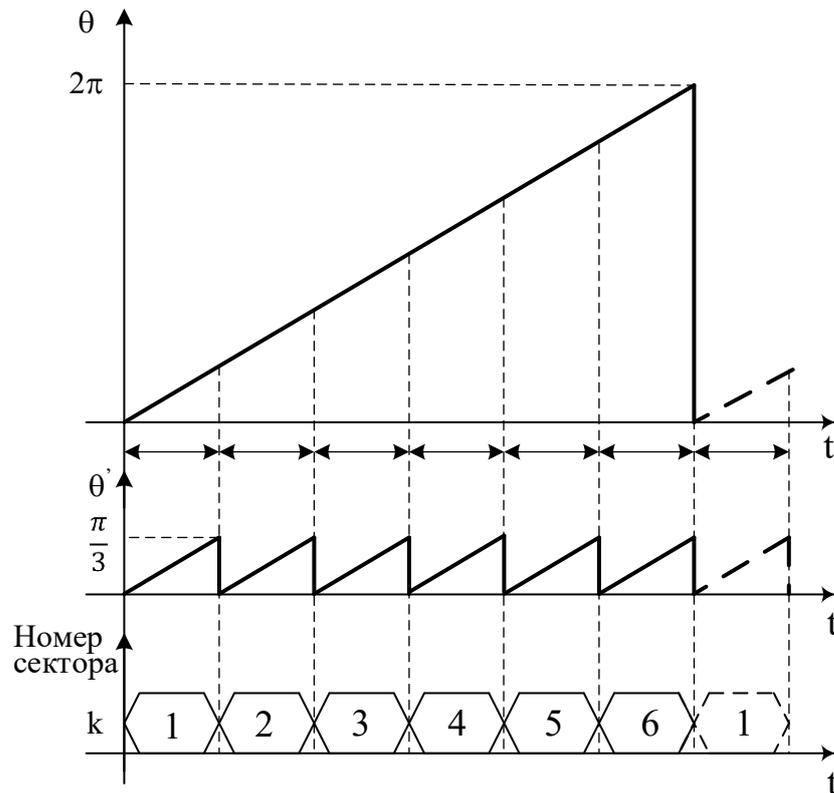


Рисунок 2.9. Определение сектора

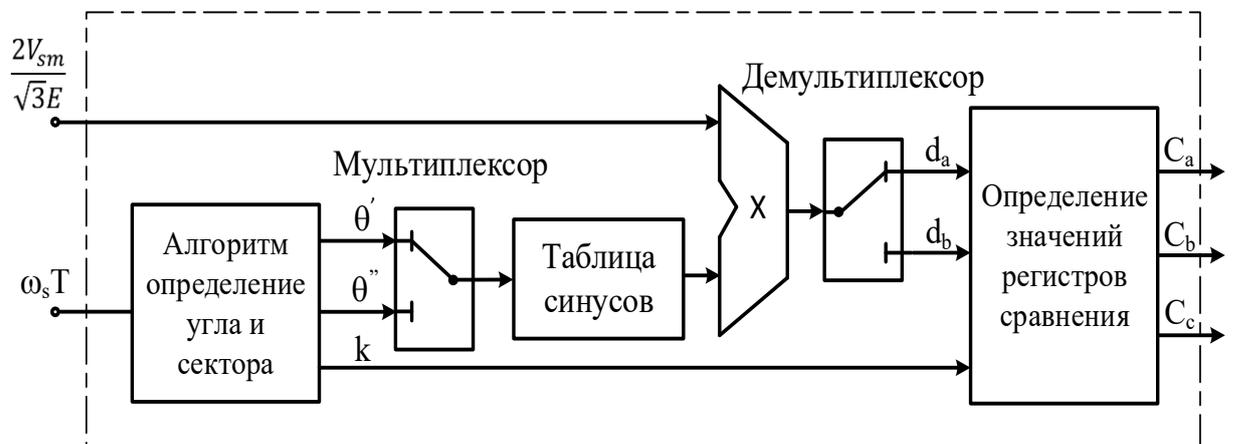


Рисунок 2.10. Блок-схема системы векторного управления

2.3 Математическая модель двигателя с комбинированной обмоткой

Как и во всех типах традиционных двигателей, для повышения качества системы управления при оптимизации метода проектирования необходимо сначала уточнить состояние АДКО посредством математического моделирования.

Для облегчения исследования расчет электрической и магнитной цепей двигателя описывается эквивалентной схемой, состоящей из сопротивлений и реактивных сопротивлений.

Обмотки статора АДКО разделены на две группы трехфазных обмоток, называемых звездой и треугольником. Построение модели не имеет целью чисто математического описания объектов двигателя, а в основном служит для построения алгоритмов управления. Это позволяет принять некоторые предполагаемые условия в процессе моделирования, что, конечно, создаст определенное отклонение между объектом и моделью в допустимых пределах. Эти отклонения должны быть устранены методом регулировки [42]. Динамические характеристики двигателя описываются системой дифференциальных уравнений в предположении идеализации структуры обмотки и магнитопровода следующим образом:

- обмотки статора расположены симметрично в пространстве.
- не учитываются ферромагнитные потери и насыщение магнитопровода.
- ток намагничивания и магнитное поле распределяются в воздушном зазоре синусоидально.
- значения активного и реактивного сопротивления считаются неизменными.

Эквивалентная принципиальная схема АДКО показана на рисунке 2.11.

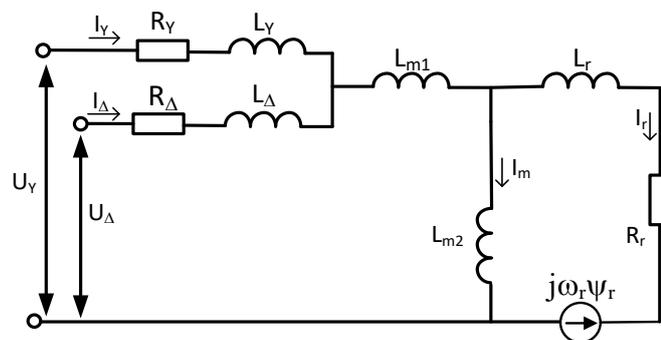


Рисунок 2.11. Эквивалентная схема АДКО

Из эквивалентной схемы имеем систему уравнений напряжения на обмотках статора, записанную следующим образом:

$$\begin{cases} \bar{u}_Y = R_Y \cdot \bar{i}_Y + \frac{d\bar{\psi}_Y}{dt} \\ \bar{u}_\Delta = R_\Delta \cdot \bar{i}_\Delta + \frac{d\bar{\psi}_\Delta}{dt} \end{cases} \quad (2.4)$$

Точно так же мы можем построить уравнение напряжения ротора. Поскольку используемый ротор представляет собой короткозамкнутую клетку, можно записать:

$$\bar{u}_r = \bar{0} = R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\psi}_r}{dt} - j\omega_r \bar{\psi} \quad (2.5)$$

где в уравнениях выше векторы тока и напряжения:

$$\begin{aligned} \bar{u}_Y &= \begin{bmatrix} u_{1Y} \\ u_{2Y} \\ u_{3Y} \end{bmatrix}; \bar{\psi}_Y = \begin{bmatrix} \psi_{1Y} \\ \psi_{2Y} \\ \psi_{3Y} \end{bmatrix}; \bar{i}_Y = \begin{bmatrix} i_{1Y} \\ i_{2Y} \\ i_{3Y} \end{bmatrix}; \\ \bar{u}_D &= \begin{bmatrix} u_{1D} \\ u_{2D} \\ u_{3D} \end{bmatrix}; \bar{\psi}_D = \begin{bmatrix} \psi_{1D} \\ \psi_{2D} \\ \psi_{3D} \end{bmatrix}; \bar{i}_D = \begin{bmatrix} i_{1D} \\ i_{2D} \\ i_{3D} \end{bmatrix}; \end{aligned} \quad (2.6)$$

и уравнение потока определяется как:

$$\begin{aligned} \bar{\psi}_Y &= \bar{i}_Y L_Y + \bar{i}_\Delta L_{m1} + \bar{i}_r L_{m2} \\ \bar{\psi}_\Delta &= \bar{i}_Y L_{m1} + \bar{i}_\Delta L_\Delta + \bar{i}_r L_{m2} \\ \bar{\psi}_r &= \bar{i}_Y L_{m2} + \bar{i}_\Delta L_{m2} + \bar{i}_r L_r \end{aligned} \quad (2.7)$$

Ток обмотки треугольника имеет большую амплитуду, чем обмотка звезды в $\sqrt{3}$ раз, и отстает по фазе, чем угол θ ($\theta = 30^\circ$), тогда уравнение напряжения обмотки треугольника можно записать в форме обмотки звезды.

$$\bar{i}_\Delta = \sqrt{3} \bar{i}_Y e^{-j\theta} \quad (2.8)$$

$$\bar{\psi}_\Delta = \sqrt{3} \bar{\psi}_Y e^{-j\theta} = \sqrt{3} \bar{\psi}'_Y$$

$$\bar{u}_\Delta = \sqrt{3} \bar{u}_Y e^{j\theta} = R_\Delta \cdot \bar{i}_\Delta + \frac{d\bar{\psi}_\Delta}{dt} \quad (2.9)$$

Таким образом, система уравнений для напряжения статора АДКО переписывается следующим образом:

$$\begin{cases} \bar{u}_Y = R_Y \cdot \bar{i}_Y + \frac{d\bar{\psi}_Y}{dt} \\ \bar{u}_\Delta = \sqrt{3} (R_\Delta \cdot \bar{i}_Y + \frac{d\bar{\psi}'_Y}{dt}) \end{cases} \quad (2.10)$$

Данная система уравнений описывает электромагнитный процесс в двух обмотках, имеющих схему звезды, соединенных параллельно и со сдвигом по фазе на 30 градусов.

Выполняя преобразование из фиксированного плоского пространства u, v, w в синхронное плоское пространство d, q , как показано выше, получим эквивалентную схему асинхронного двигателя с рассматриваемой комбинированной обмоткой на плоскости d, q , имеющую вид, как показано на рисунке 2.12

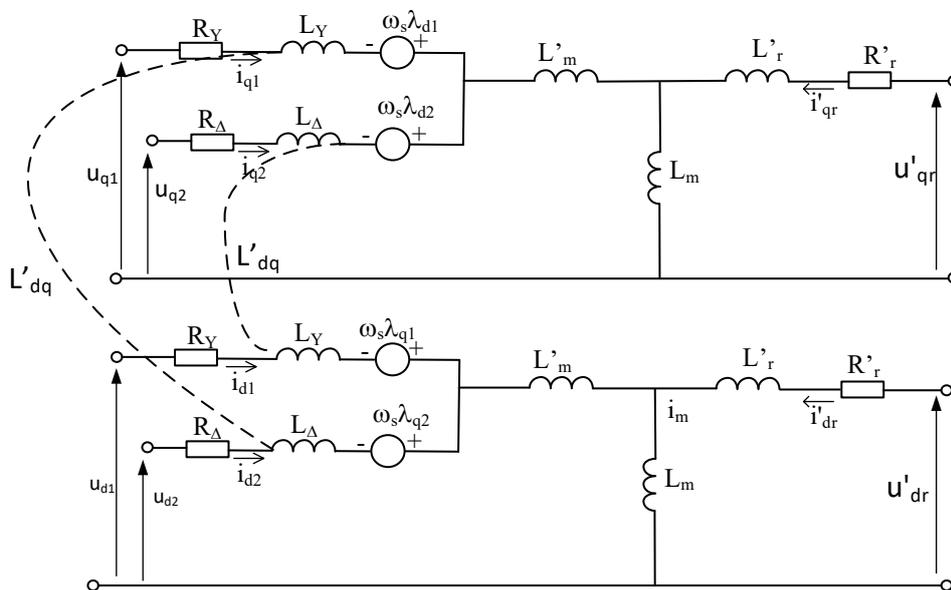


Рисунок 2.12 Преобразование эквивалентной схемы замещения АДКО

Следующая система уравнений напряжения записана для асинхронного двигателя с комбинированной обмоткой на плоскости d, q .

$$\begin{aligned} u_{d1} &= R_Y i_{d1} + \omega_k \psi_{q1} + \rho \psi_{d1} \\ u_{q1} &= R_Y i_{q1} + \omega_k \psi_{d1} + \rho \psi_{q1} \end{aligned} \quad (2.11)$$

$$\begin{aligned}
u_{d2} &= R_{\Delta} i_{d2} + \omega_k \psi_{q2} + \rho \psi_{d2} \\
u_{q2} &= R_{\Delta} i_{q2} + \omega_k \psi_{d2} + \rho \psi_{q2} \\
0 &= R_r i_{qr} + \omega_{sl} \psi_{dr} + \rho \psi_{qr} \\
0 &= R_r i_{dr} + \omega_{sl} \psi_{qr} + \rho \psi_{dr}
\end{aligned}$$

где ω_k скорость системы отсчета, ρ производная по времени. Уравнения потокосцепления статора и ротора:

$$\begin{aligned}
\psi_{d1} &= L_Y i_{d1} + L' m (i_{d1} + i_{d2}) + L'_{dq} i_{q2} + L_m (i_{d1} + i_{d2} + i_{dr}) \\
\psi_{q1} &= L_Y i_{q1} + L' m (i_{q1} + i_{q2}) - L'_{dq} i_{d2} + L_m (i_{q1} + i_{q2} + i_{qr}) \\
\psi_{d2} &= L_{\Delta} i_{d2} + L' m (i_{d1} + i_{d2}) - L'_{dq} i_{d1} + L_m (i_{d1} + i_{d2} + i_{dr}) \\
\psi_{q2} &= L_{\Delta} i_{q2} + L' m (i_{q1} + i_{q2}) + L'_{dq} i_{d1} + L_m (i_{q1} + i_{q2} + i_{qr})
\end{aligned} \tag{2.12}$$

Магнитный поток и ток в приведенных выше уравнениях представлены в синхронно вращающейся системе отсчета. Предполагается, что составной поток ротора ψ_r , также известный как фаза потокосцеплений статора, лежит на прямой оси, а потокосцепления ротора являются переменными [43, 44]. Следовательно, необходимо выполнить совмещение оси координат d с фазой потока ротора.

$$\psi_r = \psi_{dr}; \quad \psi_{qr} = 0; \quad \frac{d\psi_r}{dt} = 0 \tag{2.13}$$

Тогда уравнение напряжения ротора будет:

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d\psi_r}{dt} \tag{2.14}$$

$$0 = R_r i_{qr} + \omega_{sl} \psi_r$$

Ток ротора рассчитывается по току статора:

$$i_{qr} = - \left(\frac{L_m}{L_r} \right) (i_{q1} + i_{q2}) \tag{2.15}$$

$$i_{dr} = \frac{\psi_r}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} (i_{d1} + i_{d2})$$

Крутящий момент двигателя определяется выражением

$$M = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \left((i_{q1} + i_{q2}) \psi_{dr} - (i_{d1} + i_{d2}) \psi_{qr} \right) \tag{2.16}$$

2.4 Энергоэффективные методы управления асинхронными электродвигателями

Управление движением, используемое в промышленных преобразователях частоты, все чаще требует высокой точности как скорости, так и крутящего момента [45]. Многие недавние исследования показали, что векторное управление обеспечивает высокоэффективное управление двигателями переменного тока [41, 46, 47]. Для двигателей, используемых в промышленности, где требуется быстрый отклик крутящего момента на внешнее воздействие, плавное управление во всем диапазоне скоростей, особенно в околонулевой скорости, быстрое ускорение и торможение, полеориентированное управление и методы прямого управления крутящим моментом являются двумя наиболее энергоэффективными и часто используемыми методами в настоящее время.

Прямое управление крутящим моментом, предложенное Такахахи и Депенброком, подразумевает простое прямое управление крутящим моментом, отсутствие необходимости преобразования системы координат, применения ПИ-регулятора, широтно-импульсной модуляции и энкодера положения. Принцип действия метода управления заключается в независимом и непосредственном управлении потоком и крутящим моментом двигателя путем выбора оптимальных режимов переключения инвертора. Поток статора и электромагнитный момент рассчитываются на основе входных параметров двигателя, таких как ток и напряжение статора. Недостаток этого метода в том, что реакция медленная как при пуске двигателя, так и при изменении потока или момента, отклонение потока и момента определить невозможно [48-51].

В методе полеориентированного управления (Field Oriented Control, FOC), который является одним из передовых методов управления двигателями переменного тока, можно реализовать управление ротором по потоку статора. FOC может управлять составляющей тока, создающей крутящий момент, и потокосцеплением. Однако только управление потоком ротора позволяет

полностью разделить каналы. В идеальных условиях двигатель переменного тока, управляемый методом векторного управления, рассматривается как линейное управление, как и двигатель постоянного тока, когда мы рассматриваем его во вращающейся системе отсчета, связанной с потоком ротора [52-60].

В методе FOC, основное внимание уделяется двум проблемам: 1) система привода и контроллер должны быть устойчивы к отклонениям параметров и помехам; 2) должна быть построена интеллектуальная система для автоматической настройки системы на требования контроллера и изменение параметров во время работы. Если контур управления скоростью не способен точно вырабатывать требуемый ток, желаемая реакция крутящего момента также будет невозможна. Следовательно, регулирование скорости играет очень важную роль в создании желаемого крутящего момента двигателя и в обеспечении развязки каналов в управлении крутящим моментом и потоком. Скорость обычно измеряется датчиком скорости или вычисляется по датчику абсолютного положения. В то же время установка датчиков скорости требует больше места и увеличивает вероятность ошибок и усложняет систему управления. В результате исследования по управлению скоростью асинхронных электродвигателей сместились в сторону бездатчикового управления скоростью, что избавляет от необходимости устанавливать датчик скорости для снижения затрат или для работы в определенных условиях отдельно. Бессенсорное управление скоростью - это, по сути, алгоритм оценки скорости, который может вывести требуемое измерение из других более доступных измерений, таких как напряжение и ток. Предложены методы управления для оценки скорости вращения ротора в двигателях без датчиков, обычно использующие модель в системе координат (d , q) для представления динамических уравнений, предполагая синусоидальную функцию распределения потока и игнорируя насыщение. Работа контроллера двигателя FOC зависит от точности параметров модели. Неточность параметров приводит к перекосу магнитного поля и нежелательной связи между регулятором момента и магнитным потоком. Знание параметров двигателя играет важную роль

в настройке контроллера высокопроизводительного силового агрегата. Параметры двигателя оцениваются путем наблюдения за входными и выходными данными для построения математической модели кинематической системы. Параметры изменяются в зависимости от температуры, частоты и насыщенности потока, при работе системы могут возникать значительные отклонения. Это изменение необходимо компенсировать непосредственно во время управления двигателем.

Ток потока i_d и ток крутящего момента i_q представлены как параметры двигателя постоянного тока с фиксированным, ортогональным и развязанным состоянием. Таким образом, токи крутящего момента и магнитный поток можно регулировать независимо для достижения генерирования крутящего момента так же, как в двигателе постоянного тока. Точное управление крутящим моментом имеет два обязательных условия:

- точное управление токами i_d и i_q .
- точно оценить угол потока ротора ϑ_s , чтобы можно было преобразовать переменные из фиксированной системы координат во вращающуюся систему координат.

Первое требование можно легко выполнить с помощью классического ПИ-регулятора. Могут использоваться и другие методы управления, такие как нечеткое логическое управление, скользящий режим.

Второе требование состоит в том, чтобы определить угол потока ротора ϑ_s на основе формул модели, которая может быть реализована двумя способами либо в направлении прямого потока (DRFO), либо в направлении магнитного потока непрямая связь (IRFO). Векторное управление основано на системе координат потока ротора с возможностью независимого управления потоком и крутящим моментом. Однако математическая модель асинхронного двигателя нелинейна, поэтому разделение каналов возможно только при постоянном потоке.

В методе прямого векторного управления направлением, угол потока ротора рассчитывается на основе проекции вектора потока на фиксированную систему координат. Наблюдатель на основе модели использовался для оценки

компонентов $\psi_{r\alpha}$ и $\psi_{r\beta}$. Базовая структура контроллера DRFO показана на рисунке 2.13.

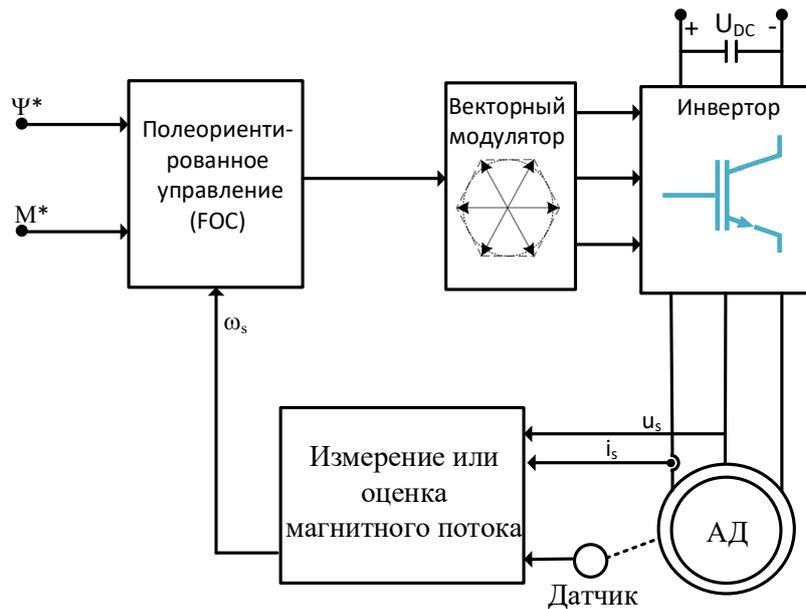


Рисунок 2.13. Метод управления на основе DRFO

Метод IRFO может использовать или не использовать датчик скорости. Когда датчик не используется, скорость должна быть оценена, а определение угла ротора ϑ_s основано на определении потока ротора в фиксированной системе координат (α, β) согласно уравнению:

$$\vartheta_s = \arctan\left(\frac{\psi_{r\beta}}{\psi_{r\alpha}}\right) \quad (2.17)$$

$$\omega_s = \omega_{sl} + \omega_e; \quad \omega_e = \frac{L_m i_{sq}}{T_r \Psi_{rd}}$$

Однако этот метод сложен в реализации и работает нестабильно, поэтому на практике IRFO лучше работает при использовании датчика скорости. Угол ротора определяется интегрированием синхронной скорости. Согласно формулам скорости этот метод требует точного определения скорости вращения ротора и постоянной времени ротора [59]. Кроме того, интегрирование может привести к неточным оценкам угла ротора ϑ_s , если начальное условие выбрано неправильно [60].

Модель контроллера IRFO показана на рисунке 2.14

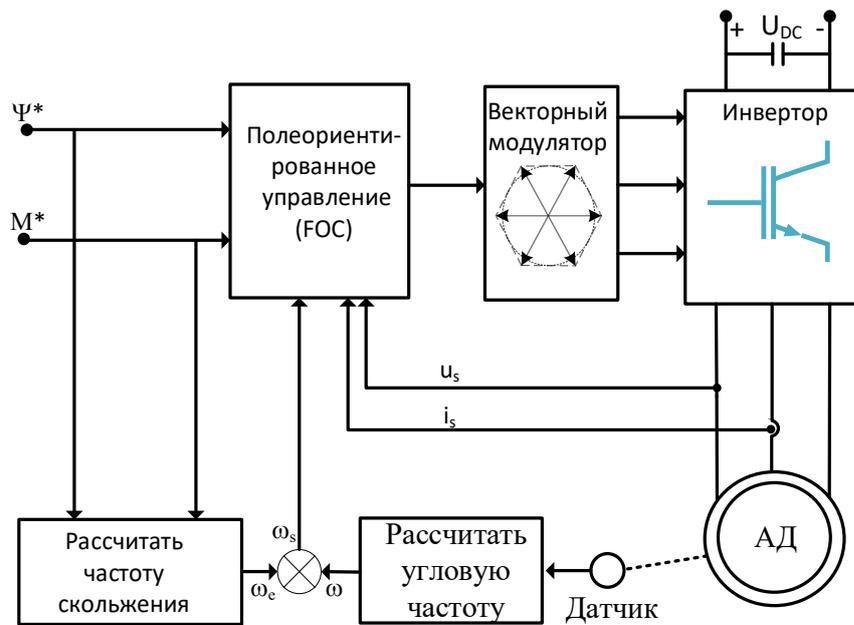


Рисунок 2.14. Метод управления на основе IRFO

В рамках данной работы выбран метод управления FOC, как к наиболее энергоэффективный в применении к асинхронному двигателю с комбинированными обмотками в совокупности с методом оптимизации потерь LMT.

С целью проверки работоспособности, алгоритм минимизации потерь моделируется в среде Simulink, которая сочетает в себе управление FOC и метод оптимизации потерь LMT. Как показано на блок-схеме на рисунке 2.15, в верхнем канале управления измеряются фазы тока статора, затем он преобразуется в пространственно-векторную систему координат A, B, C . Преобразуется ток в системе координат A, B, C к системе координат α, β , а затем преобразуется в систему координат вращения d, q по системе отсчета оси вращения ротора, мы можем определить значения id и iq во времени. Интегрируя скорость, измеренную тахометром, можно определить положение ротора, и в то же время выходная скорость АДКО сравнивается с заданной скоростью ω^* , а затем обнаруживается ошибка, которая обрабатывается ПИ-регулятором для обеспечения опорного тока по оси q (i_{sq}^*), который сравнивается с током i_{sq} двигателя. С другой стороны, вектор потока ротора оценивается путем умножения вектора тока статора на

магнитную индукцию L_m . Действительная ось d вектора тока статора используется для управления потоком ротора, а мнимая ось q используется для управления крутящим моментом. Между тем, ПИ-регуляторы используются для управления вышеуказанными токами. ПИ-регулятор обеспечивает компоненты напряжения в координатах d, q . К выходу контроллера добавлен коммутатор для повышения производительности, чтобы уменьшить перекрытие открывания ключей инвертора, внезапные изменения скорости, тока и потока. ПИ-регулятору требуется фильтр нижних частот на входе или выходе для устранения пульсаций тока при переключении транзисторов из-за чрезмерного усиления и нестабильности драйвера. Компоненты напряжения преобразуются из системы координат d, q в систему координат α, β . Компоненты напряжения преобразуются из системы координат α, β в широтно-импульсный модулятор ШИМ, используемый для передачи сигналов инвертору [61]. Второй канал управления характеризуется блоком минимизации потерь мощности, обеспечивающим оптимальный уровень намагниченности для минимизации потерь ψ_{rd}^{opt} . Ошибка (отклонение) возникает из-за дальнейшего сравнения опорного тока по оси d , i_{sd}^* , и тока АДКО, а именно i_{sd} , который определяет опорное напряжение по оси d , v_{sd}^* .

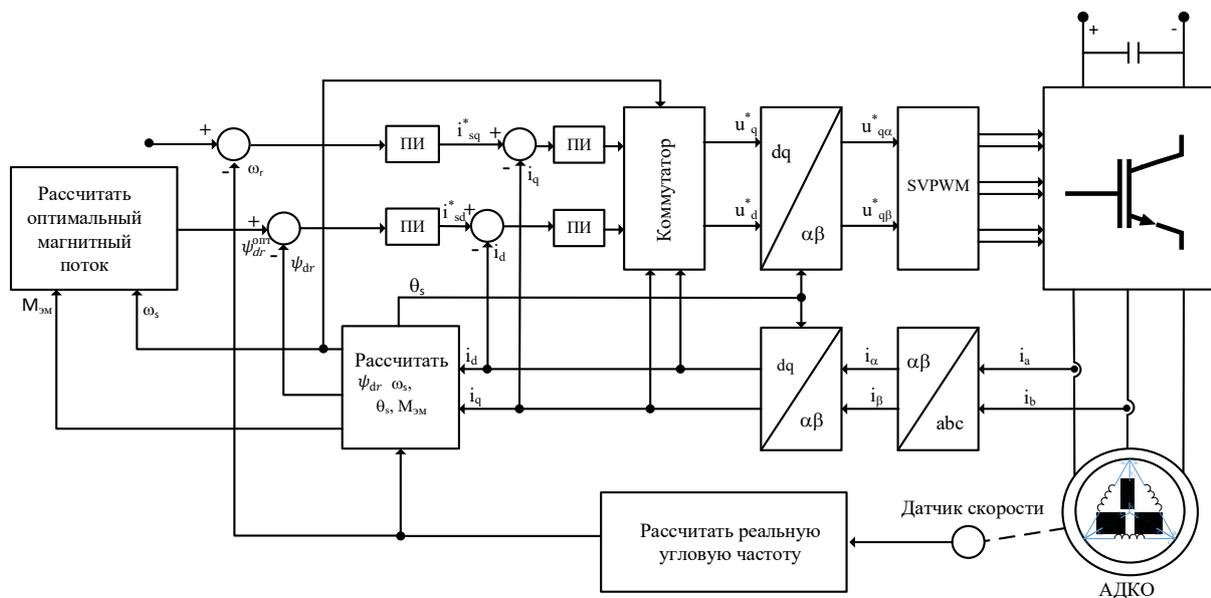


Рисунок 2.15. Блок-схема контроллера с оптимальной производительностью для АДКО, построенная в среде Simulink

Работа смоделированной системы была протестирована при различных заданных скоростях и условиях нагрузки [62]. Более конкретно, ω^* изменялся от 30 рад/с (286 обо/м) до 150 рад/с (1432 обо/м) с шагом 30 рад/с, и для каждого режима скорости крутящий момент нагрузки менялся от 0 Нм до 2,7 Нм с шагом 0,3 Нм. Для каждой комбинации угловой скорости и момента нагрузки оценивается величина потерь мощности при оптимальном управлении ΔP_{LMT} и сравнивается с потерями ΔP_{FOC} , рассчитанными с использованием традиционного управления FOC (без минимизации потерь).

На рисунках 2.16а и 2.16б показано сравнение между потерями мощности без применения метода минимизации потерь ΔP_{FOC} (синяя линия) и с применением метода минимизации потерь ΔP_{LMT} (зеленая линия) для угловой скорости ω^* равной 90 рад/с (859 обо/м) и 150 рад/с (1432 обо/м) соответственно. Из этих результатов моделирования становится ясно, что предлагаемое применение алгоритма снижения потерь более эффективно для низких или средних нагрузок. Этот аспект можно заметить по разнице потерь мощности между ΔP_{FOC} и ΔP_{LMT} , а именно $\Delta\Delta P$ (красная линия).

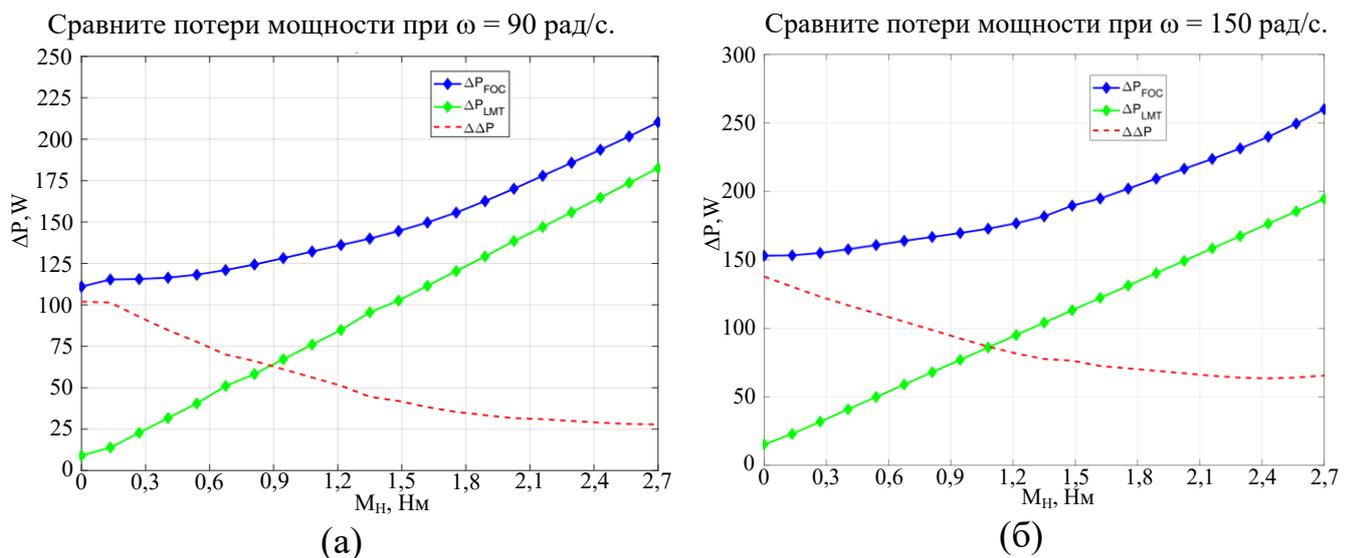


Рисунок 2.16. Сравнение потерь мощности с применением метода LMT и традиционного FOC. а) для скорости $\omega = 90$ [рад/с], б) для скорости $\omega = 150$ [рад/с]

На рисунке 2.17 показано сравнение динамических откликов скорости АДКО, полученных с помощью предлагаемого метода снижения потерь LMT (красная линия) и с традиционным FOC (синяя линия) при изменении нагрузки, от состояния холостого хода до номинальной нагрузки АДКО. Из графика видно, что реализация минимизатора потерь мощности существенно не влияет на динамические характеристики инвертора, за исключением ошибки скорости, которая кажется более очевидной. Это связано с меньшей динамикой составляющей потока ротора.

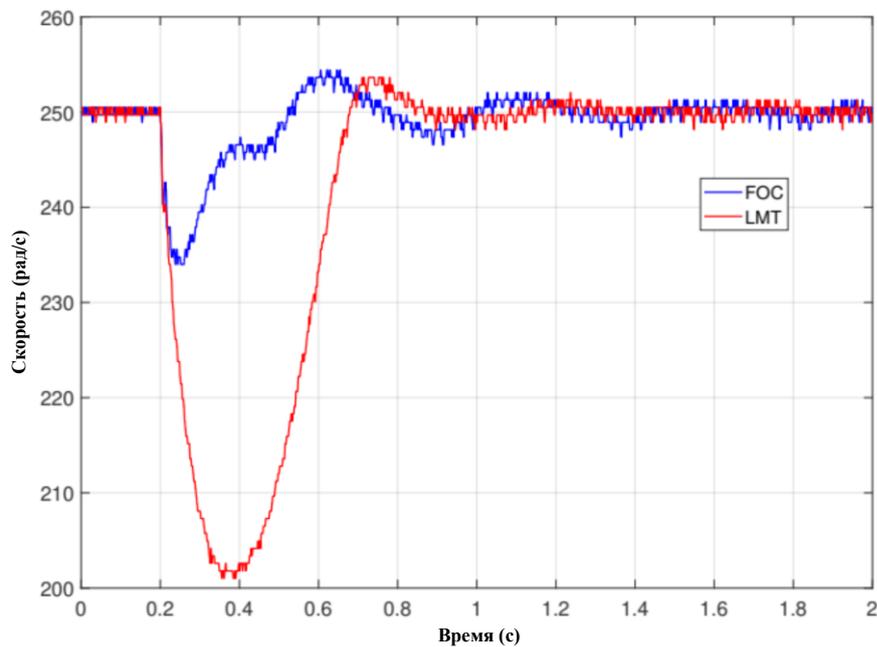


Рисунок 2.17. Сравнение динамических откликов скорости АДКО при изменении нагрузки от холостого хода до номинальной при обычном управлении и с применением минимизатора потерь

Наконец, динамическое поведение контура управления потоком ротора в режиме LMT показано на рисунке 2.18, при резком изменении скорости от 100 до 150 рад/с в момент времени $t = 2$ с, при котором рассчитанный поток ротора (синяя линия) сравнивается с потоком обратной связи ротора (красная линия). При этом слежение за потоком ротора обеспечивается с явной задержкой, зависящей от эквивалентных постоянных времени контуров стратифицированного канала i_d и от постоянной времени ротора.

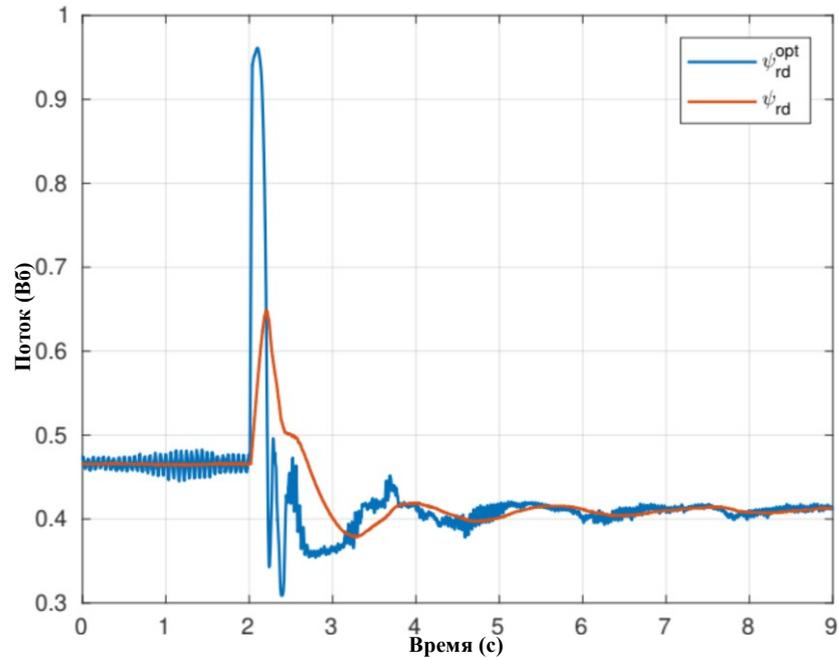


Рисунок 2.18. Динамический отклик контура управления потоком ротора в режиме LMT

2.5 Системы передачи данных, используемые в исследовательских аппаратно-программных комплексах

Современная тенденция развития систем электроснабжения подразумевает внедрение информационных систем на всех уровнях распределения электроэнергии. Это стало возможно благодаря бурному развитию цифровых систем, позволяющих собирать, обрабатывать и передавать информацию.

Основой всех цифровых систем являются компоненты сбора информации нижнего уровня, представленные в виде датчиков сетевых параметров. Это могут быть датчики напряжения, тока, температуры и т.д. Помимо датчиков часто используются процессоры обработки данных. В настоящее время наиболее распространенными устройствами являются микроконтроллеры, микропроцессоры и программируемые логические контроллеры, которые работают как небольшие вычислительные системы. После обработки полученных данных контроллеры передают их на следующий уровень, где осуществляется связь с системами мониторинга и управления.

Идея, предложенная авторами, состоит в том, чтобы отказаться от использования дополнительных дорогостоящих датчиков в системе электроснабжения, а собирать всю необходимую информацию с уже используемых устройств, в состав которых уже входят датчики тока и напряжения, и рассчитывать параметры на основе полученных данных. Устройства с такой структурой можно встретить в автоматических выключателях с электронными расцепителями, преобразователях частоты, устройствах релейной защиты в сетях высокого напряжения, счетчиках электроэнергии и другом электрооборудовании.

Например, можно применить работы некоторых авторов по внедрению элементов «умного щита» в низковольтные распределительные устройства. При этом распределительное устройство уже содержало в своем составе автоматические выключатели с электронными расцепителями, имеющими интерфейс RS-485 с протоколом ModBus RTU. При этом управление устройством осуществлялось с помощью программируемого реле ПР200 производства ОВЕН. В разработанной схеме выполнялась связь с несколькими автоматическими выключателями CompactNSX производства Schneider Electric. В дальнейшем полученная информация передавалась с помощью модема в облачный сервис OwenCloud.

Пример построения такой системы наглядно показан на рисунке 2.19. Здесь показаны автоматические выключатели 1 с электронными расцепителями 2, получающими информацию от датчиков тока и напряжения 4. Обмен информацией между устройствами осуществляется по сети 3 на основе интерфейса RS-485, информация собирается и обрабатывается в программируемом реле 5 и передается в модем 6.

Таким образом была реализована задача удаленного контроля состояния распределительного устройства и подключенных к нему линий

электроснабжения. Данная система позволяет реализовать круглосуточный мониторинг из любой точки Мира.

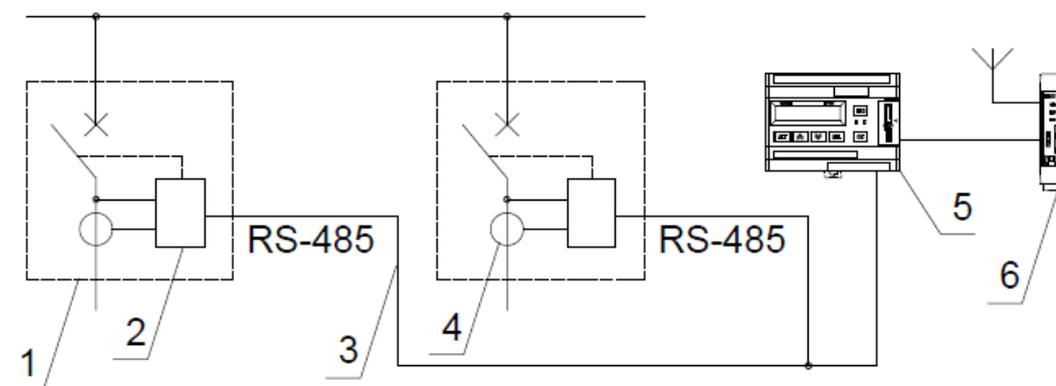


Рисунок 2.19. Построение системы мониторинга распределительного устройства на основе интерфейса RS-485. 1 – Автоматические выключатели, 2 – электронные расцепители, 3 – датчики тока и напряжения, 5 – программируемое реле, 6 – модем удаленной связи

При этом не потребовалось применение дополнительных датчиков, а все необходимые данные были получены от автоматических выключателей по сети RS-485, организованной внутри распределительного устройства. При этом затраты составили не более 10 тысяч рублей.

Программируемое реле ПР200 применялось для организации опроса автоматических выключателей по протоколу ModBus RTU, сбора и обработки полученных данных, а также для формирования информации о состоянии сети и состоянии выключателей (команды отключения по аварии и отключения по команде оператора). Кроме этого появилась возможность управления дополнительными устройствами и элементами индикации состояния, а также подключения устройства ввода и отображения информации, расположенного непосредственно в распределительном устройстве.

Подобная схема мониторинга была реализована в системе управления нефтяной скважины со штанговой скважинной насосной установкой. При этом в станцию управления был встроен контроллер и модем. Контроллер получал

информацию о нагрузке на электродвигатель, скорости вращения вала, напряжении, мощности и другие параметры от встроенного преобразователя частоты.

На рисунке 2.20 показан пример организации мониторинга параметров станции управления на основе преобразователя частоты 1 и приводимого им электродвигателя 2. В станцию встроен контроллер 3 и модем 4.

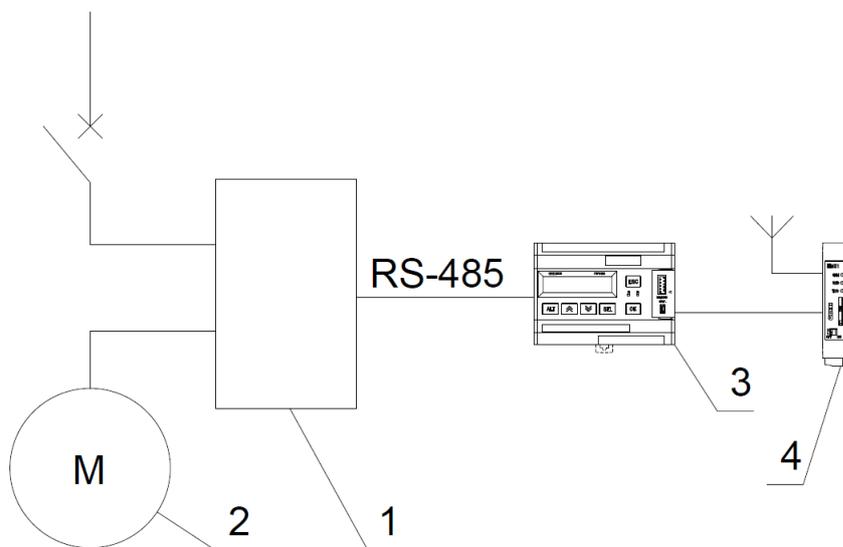


Рисунок 2.20. Построение системы мониторинга станции управления штанговой скважинной насосной установки. 1 – станция управления ШСНУ, 2 – электродвигатель привода, 3 – контроллер управления, 4 – модем удаленной связи

В такой схеме реализации появляется возможность отказа от применения дополнительных датчиков тока и напряжения. При этом вся информация получается от преобразователя частоты, который производит передачу не только измеренных, но и производит расчет дополнительных параметров.

В низковольтных распределительных устройствах очень часто применяются счетчики электроэнергии для организации коммерческого и технического учетов. Многие современные счетчики имеют в своем составе встроенные интерфейсы для систем автоматизированного учета электроэнергии. При этом получается готовая система измерения и вычисления параметров сети. Применив устройство опроса прибора учета можно получить готовую систему мониторинга и управления распределительным устройством [88, 93].

Пример такой системы показан на рисунке 2.21. Прибор учета электроэнергии 1 осуществляет измерение и обработку данных системы электроснабжения, такие как напряжение, ток, мощности, частота, коэффициент мощности и передает контроллеру 2, который осуществляет передачу данных на сервер через модем 3. Во многих случаях протокол обмена информацией счетчика и контроллера отличается от стандартного промышленного, при этом приходится усложнять программу для адаптации потоков информации в промышленный протокол ModBus RTU.

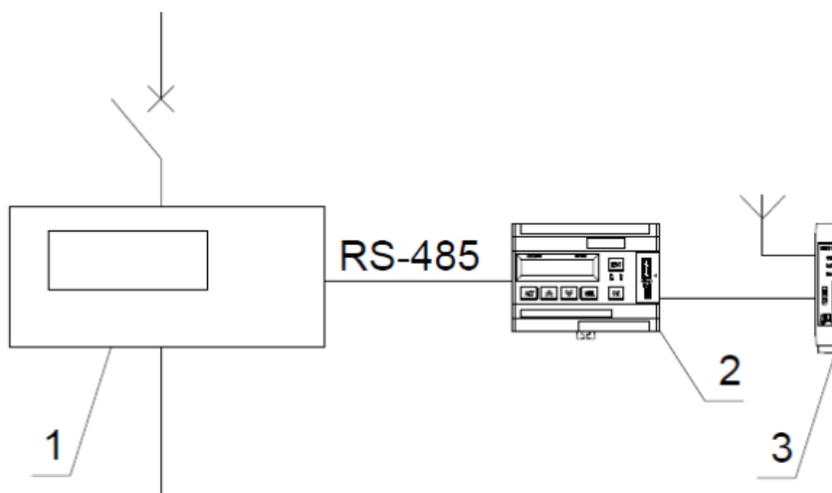


Рисунок 2.21. Организация системы мониторинга на основе прибора учета электроэнергии. 1 – прибор учета электроэнергии, 2 – контроллер, 3 – модем удаленной связи

В целом, применение рассмотренных систем мониторинга и управления позволяет осуществлять наблюдение и контроль удаленных объектов при минимальных затратах, что влечет за собой существенное снижение сроков окупаемости внедрения данных систем. Кроме того, применение данной системы в разработанной электротехнической системе эффективного управления и контроля позволяет проводить исследования предложенных методов управления с минимизацией потерь непосредственно на производственных объектах в течение длительного времени.

2.6. Выводы

В данной главе рассмотрены основные принципы управления асинхронными электродвигателями, это скалярное и векторное. Показаны алгоритмы формирования управляющих сигналов, на основе широтно-импульсной модуляции. При чем показано, что векторное управление в настоящее время является наиболее энергоэффективным способом управления.

По причине плохой управляемости АДКО в составе электроприводов с векторным принципом управления, возникает необходимость разработки математической модели электродвигателя для повышения эффективности применения алгоритмов и в итоге для повышения энергоэффективности электропривода. В данной главе приведено описание разработанной математической модели АДКО. Показаны энергоэффективные методы управления магнитным полем электродвигателя и их алгоритмы.

Рассмотрены принципы построения систем передачи данных с целью осуществления мониторинга и исследования электроприводов. Применение данных систем позволяет выполнять сбор, обработку и хранение полученных на экспериментальных стендах данных, что в свою очередь дает дополнительные возможности проведения научных исследований.

3. РАЗРАБОТКА ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ЭФФЕКТИВНОГО УПРАВЛЕНИЯ И КОНТРОЛЯ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ С КОРОТКОЗАМКНУТЫМ РОТОРОМ С ТРАДИЦИОННОЙ ОБМОТКОЙ И ДВИГАТЕЛЕЙ С КОМБИНИРОВАННОЙ ОБМОТКОЙ

Введение

На современном этапе развития технологий особенно востребованным является повышение энергоэффективности электроприводов. Это, в свою очередь, требует разработки электродвигателей и инверторов с повышенным КПД и коэффициентами мощности.

Инверторы, или преобразователи частоты, все чаще используются в решениях по преобразованию электроэнергии, особенно для управления трехфазными двигателями переменного тока. Однако основным недостатком промышленно выпускаемых преобразователей частоты является закрытость программного обеспечения системы управления и отсутствие возможности внесения изменений в настройки алгоритмов управления. Хотя тонкая настройка и реализована во многих преобразователях частоты, но выполняется она в автоматическом режиме, и это часто вызывает трудности в адаптации преобразователя частоты к конкретному типу двигателя.

Одним из методов управления АД, который все чаще используется в модуляции для управления трехфазными приводами, является пространственно-векторная широтно-импульсная модуляция (SVPWM). Данный прогрессивный метод хорошо подходит для управления АД с традиционной конструкцией обмотки, однако при попытке управления АД с комбинированной обмоткой возникают трудности, связанные с расположением результирующего вектора магнитного поля. Чтобы решить эту проблему, разработан и изготовлен инвертор, который дает возможность оптимизации магнитного потока электродвигателя с

целью повышения эффективности работы электропривода. В данной главе подробно описаны исследования по построению алгоритма и реализации трехфазного инвертора, управляющего широтно-импульсной модуляцией пространственного вектора на микроконтроллере ATmega2560, а также системы контроля энергетических характеристик АДКО.

Основным элементом, создающим момент нагрузки на исследуемом объекте, в составе электромашиного преобразователя, входящего в состав системы управления и контроля, является АД с традиционной конструкцией обмотки, работающий в режиме противовключения (встречного вращения) и управляемый преобразователем частоты, работающим в режиме скалярного управления.

3.1 Построение системы эффективного управления на основе преобразователя частоты с векторной пространственной широтно-импульсной модуляции

На основе исследований методов управления асинхронными двигателями с короткозамкнутым ротором со статорами традиционного типа обмотки и комбинированного типа обмоток построены и разработаны алгоритмы управления электроприводом с целью реализации наиболее оптимального метода управления двигателем АДКО.

С целью выработки методов и подходов к управлению АДКО разработана система эффективного управления для реализации алгоритмов управления электроприводами на основе асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором с традиционной обмоткой и двигателей с комбинированной обмоткой.

Современный электропривод не мыслим без применения преобразователей частоты (инверторов), повышающих эффективность управления электродвигателями путем изменения режимов их работы [63]. Способ переключения выходных ключей в инверторе применяется во многих методах

формирования выходного напряжения, таких как гистерезисный регулятор тока (Hysteresis Current Controller); синусоидальная широтно-импульсная модуляция (Sinusoidal Pulse Width Modulation); прерывистая широтно-импульсная модуляция (Discontinuous Pulse Width Modulation) и пространственно-векторная широтно-импульсная модуляция (Space Vector Pulse Width Modulation) [32, 64]. Модуляция пространственного вектора (SVPWM) сильно отличается от других методов широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Это более сложный метод генерации синусоидальной волны с более высокой амплитудой напряжения на двигателе с меньшим общим гармоническим искажением. Space Vector PWM (SVPWM) – наиболее продвинутый метод. Метод ШИМ требует большого количества алгоритмов и, безусловно, лучше всего используется для управления переключением инвертора. Реализация SVPWM часто бывает особенно сложной, поскольку требует большого количества математических операций. Однако с развитием микропроцессорной базы, метод SVPWM, позволяет более легко реализовать алгоритмы управления пространственно-векторным ШИМ и способен выполнять множество сложных приложений управления приводом трехфазных электродвигателей [33-34]. На основе платформы модуляции SVPWM для двухуровневых трехфазных инверторов (2L3P) инженеры и ученые недавно разработали серию инверторов со структурой и алгоритмом многоуровневой (цифровой) модуляции SVPWM. Однако технология SVPWM для инверторов 2L3P по-прежнему является базовой структурой и широко используется сегодня благодаря: 1) своей простой конструкции; 2) надежной работе; 3) простым алгоритмам модуляции. Таким образом, исследование направлено на создание трехфазного двухуровневого инвертора разомкнутого типа, управляемого алгоритмом SVPWM на микроконтроллере, с трехфазным выходом. Чтобы обеспечить безопасность работы инвертора, он также имеет ряд защитных функций, таких как перегрев, перегрузка по току, слишком низкое напряжение и т. д. В дополнение к конструкции введен ЖК-монитор, используемый для

отображения рабочих параметров инвертора, значений тока, входного напряжения, тока, уровня выходного трехфазного напряжения для нагрузки.

Устройства для проектирования и производства испытательного оборудования и анализа его работы требует возможности изменения алгоритмов управления и способов подключения, поэтому оборудование должно иметь структуру, которая не слишком сложна, легко изменяется, способна расширять необходимые функции. Однако основные алгоритмы управления, обычно используемые в промышленных инверторах, по-прежнему требуются. В базовую структуру инвертора входят выпрямитель, фильтр, инвертор, схема управления и схема отображения [34], [36]. Самая важная часть инвертора - это преобразование постоянного напряжения в переменное с регулируемой частотой. Инвертор источника напряжения состоит из 6 полностью управляемых полупроводниковых переключателей, которые могут быть построены на основе полупроводников с технологией MOSFET, IGBT, GTO, IGCT и т. д. Сегодня, благодаря способности работать на высоких частотах, относительно большой рабочей мощности и низкому коммутационному потреблению, IGBT являются наиболее часто используемым компонентом для инверторных схем [37]. Использование в разработанной системе встроенного модуля IGBT транзисторов обратного потока FP25R12W2T4 с максимальным током 25 А, максимальным напряжением 1200 В, с функцией защиты от перегрева и перегрузки по току, является наиболее подходящей для нашей модели макетного образца системы эффективного управления и контроля электродвигателей с улучшенными характеристиками по сравнению с прототипами. Для легкой обработки алгоритма управления SVPWM при проектировании системы эффективного управления был выбран недорогой, простой в программировании микропроцессорный модуль, имеющий в своем составе порты ввода / вывода, высокую производительность, которая основана на 8-битном микропроцессоре AVR - ATmega2560 с тактовой частотой 16 МГц. Он включает в себя цифровые выходы, из которых 15 могут использоваться как выходы ШИМ, 16 аналоговых входов, 4 UART и 1 интерфейс SPI, а также 1 USB-

порт для связи с ПК. Микропроцессорный модуль управления изолирован от высоковольтной динамической цепи высокоскоростной оптической связью на базе микрочипа HCPL 2531. Для подачи управляющего импульса достаточной амплитуды на силовые ключи инвертора, применен драйвер ключей IR2130. Драйвер ключей работает при напряжении до 600 В, имеет в своем составе функцию защиты от низкого напряжения и перегрузки по току, при этом, время простоя (защиты от перекрытия открытого состояния ключей) IR2130 составляет около 2,5 мкс, что помогает транзисторным ключам работать стабильно, безопасно и эффективно. Аппаратное обеспечение также включает в себя схему, которая обеспечивает питание постоянного тока низкого напряжения, логические вентили для деления импульсов и генерации задержки.

Чтобы оценить производительность инвертора во время калибровки и тестирования, необходимо определить форму волны и значения входного тока, напряжения, выходных и управляющих сигналов. Кроме того, необходимо принять действенные меры по обеспечению электромагнитной совместимости в сети 0,38 кВ, необходимо изучить гармонический состав тока, потребляемого преобразователем частоты. Один из наиболее эффективных способов получения такой информации - экспериментальные исследования. Результаты измерений позволяют анализировать спектральные составляющие потребляемого тока после разложения их в ряд Фурье.

3.2 Алгоритм пространственного вектора ШИМ, реализованный в составе системы эффективного управления

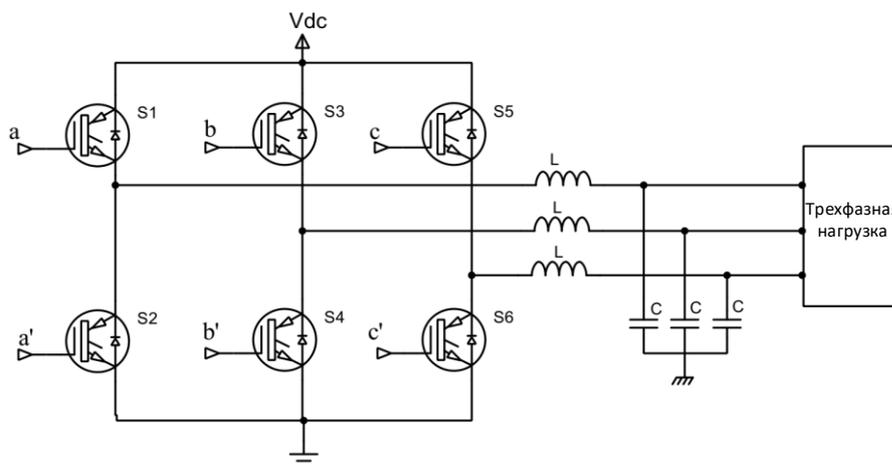


Рисунок 3.1. Схема инвертора 3-фазного источника напряжения

Инвертор с источником напряжения 2P3L, реализованный методом модуляции векторного пространства SVPWM, имеет структуру обратной схемы источника напряжения, состоящую из 6 больших переключателей мощности, как показано на рисунке 3.1. Работа 6 переключателей, включая переключатели с восемью состояниями, в которых имеется шесть ненулевых состояний (с 1 по 6) и два нулевых состояния (0 и 7). Восемь состояний переключения инвертора соответствуют восьми векторам в двумерном плоском пространстве. В каждой конфигурации для идентификации вектора используется логическое обозначение «1» для обозначения уровня положительного фазного напряжения (верхний транзистор включен, нижний транзистор выключен) и логический символ «0» для обозначения уровня отрицательного фазного напряжения (верхний транзистор выключен, нижний транзистор включен).

Для генерации синусоидального напряжения трехфазного для двигателя мы должны построить вектор, который вращается в пространственной плоскости и называется вектором опорного напряжения \vec{V}_{ref} [65]. Вектор опорного напряжения вращается в пространстве с угловой скоростью $\omega = 2\pi f$, где f является основной частотой выходного напряжения привода. В результате, когда вектор опорного

напряжения совершает один оборот в пространстве, состояние выходных ключей привода меняется один электрический цикл с течением времени. Выходная частота инвертора равна скорости вращения вектора опорного напряжения. Обычная реализация SVPWM включает в себя следующие этапы: 1) преобразование координат для опорного вектора \vec{V}_{ref} от вращающегося магнитного поля к стационарному; 2) определение временных интервалов T_1 , T_2 и T_0 ; 3) определение времени переключения каждого транзистора ($S_1 - S_6$) [7]. Преобразователь не может непосредственно генерировать требуемый вектор опорного напряжения. Опорный вектор представляет собой сумму двух векторов-компонентов, расположенных на двух соседних ненулевых векторах и двух нулевых векторах в начале координат (сумма векторов в секторе). Чтобы это уточнить, мы рассматриваем случай, когда опорный вектор напряжения находится в секторе 1. Опорные векторы \vec{V}_{ref} и векторы \vec{V}_1 , \vec{V}_2 показаны на рисунке 3.2.

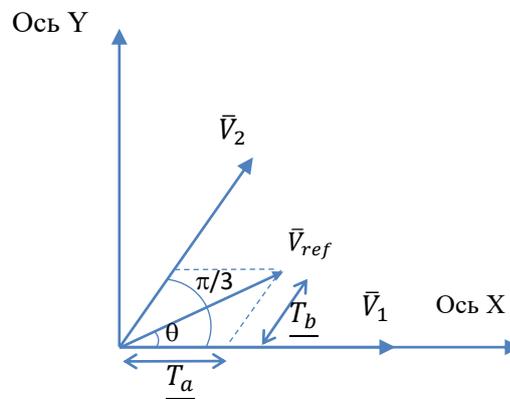


Рисунок 3.2. График зависимости напряжения опорного вектора модуляции в секторе 1

На основе рисунка 3.2, опорное напряжение \vec{V}_{ref} вычисляется по следующей формуле.

$$\int_0^{T_s} \vec{V}_{ref} dt = \int_0^{T_1} \vec{V}_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \vec{V}_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} \vec{V}_0 dt \quad (3.1)$$

где T_1, T_2 - времена опережения векторов V_1, V_2 и T_s - период выборки (период ШИМ). Поскольку $\bar{V}_1, \bar{V}_2, \bar{V}_{ref}$ - константы и $V_0 = 0$, выражение (3.1) переписывается следующим образом:

$$\bar{V}_{ref} T_s = \bar{V}_1 T_1 + \bar{V}_2 T_2 \quad (3.2)$$

Так как $\bar{V}_1 = \bar{V}_2 = \frac{2}{3} V_{dc}$, выражение (3.2) переписывается:

$$|\bar{V}_{ref}| T_s \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} V_{dc} T_1 \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{2}{3} V_{dc} T_2 \begin{bmatrix} \cos(\frac{\pi}{3}) \\ \sin(\frac{\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

где θ это угол поворота опорного напряжения вектора V_{ref} ($0 \leq \theta \leq \pi/3$).

Пусть m - индекс модуляции, $m = \frac{|\bar{V}_{ref}|}{\bar{V}_1} = \frac{|\bar{V}_{ref}|}{\frac{2}{3} V_{dc}}$, заменим m в выражении

(3.1), получим:

$$T_1 = m T_s \frac{\sin(\frac{\pi}{3} - \theta)}{\sin(\frac{\pi}{3})} \quad (3.4)$$

$$T_2 = m T_s \frac{\sin(\theta)}{\sin(\frac{\pi}{3})} \quad (3.5)$$

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \quad (3.6)$$

Как и в предыдущем случае, легко определить параметры, когда опорный вектор находится в остальных секторах. Если рассматриваемый сектор является сектором n , то мы получаем следующую общую формулу:

$$T_a = \frac{2m}{\sqrt{3}} T_s \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta + \frac{(n-1)\pi}{3}\right) \quad (3.7)$$

$$T_b = \frac{2m}{\sqrt{3}} T_s \sin\left(\theta - \frac{(n-1)\pi}{3}\right) \quad (3.8)$$

$$T_0 = T_s - (T_a + T_b) \quad (3.9)$$

Для того, чтобы выходное напряжение имело форму, максимально приближенную к синусоидальному напряжению, и уменьшало амплитуду высших гармонических составляющих, переключатели в алгоритме SVPWM построены в

соответствии с четырьмя основными правилами: а) траектория \vec{V}_{ref} должна быть круговой, б) только один ключ меняет состояние каждый раз, когда \vec{V}_{ref} меняет положение, в) осуществляется не более трех переключений за один цикл, г) конечное состояние одного шаблона должно быть начальным состоянием следующего. Из приведенных выше правил, учитывая сектор 1, мы имеем вектор \vec{V}_1 , примененный к инверторам за время T_1 , вектор \vec{V}_2 применяется в периоде T_2 и векторы нулевые \vec{V}_0 и \vec{V}_7 в интервале времени T_0 , переключение на секторе 1 выполняется по последовательности $\vec{V}_0 - \vec{V}_1 - \vec{V}_2 - \vec{V}_7 - \vec{V}_7 - \vec{V}_2 - \vec{V}_1 - \vec{V}_0$ в двух циклах выборки.

Определение времени и последовательности появления вектора в остальных секторах производится аналогично. Форма сигнала векторной пространственной модуляции сектора 1 изображена на рисунке 3.3.

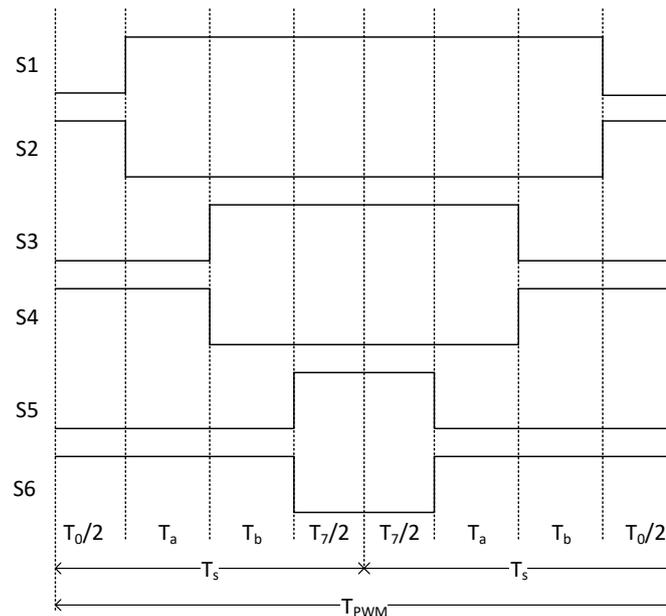


Рисунок 3.3. Выборки импульсов SVPWM в секторе 1

Основываясь на форме сигнала, мы можем определить время работы переключателей силовых ключей инвертора в каждом цикле дискретизации T_s из 6 секторов. Кроме того, величина опорного напряжения вектора также изменяется пропорционально частоте и устанавливается с помощью потенциометра [68].

Для разработки алгоритма эффективного управления АДКО необходимо выполнить расчет положения результирующего вектора магнитного поля при питании комбинированной обмотки. Из конструкции статора АДКО известно, что результирующие векторы катушек расположены под углом 30 градусов [69]. На рисунке 3.4 показано положение вектора обмотки «звезда» i_Y и обмотки «треугольник» i_Δ .

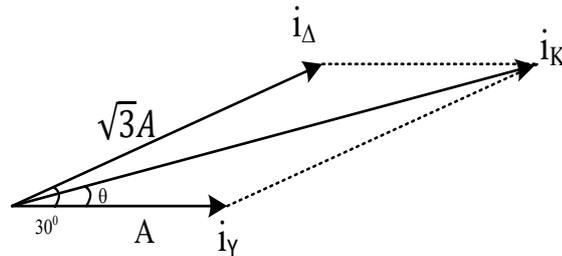


Рисунок 3.4. Положение результирующего вектора управления для комбинированной обмотки

На рисунке 3.4, A - величина вектора тока обмотки «звезда». Вектор тока обмотки «треугольник» имеет модуль $\sqrt{3}A$ и смещен по фазе на 30 градусов относительно вектора тока катушки звезды. Учитывая, что обе обмотки подключены к одному и тому же источнику напряжения, мы можем определить длину вектора суммы результирующего вектора комбинированной обмотки и угол разности фаз.

Амплитуда результирующего вектора определяется длиной вектора i_k .

$$|i_k|^2 = A^2 + (\sqrt{3}A)^2 - 2A^2\sqrt{3} \cos(\pi - \frac{\pi}{6});$$

$$|i_k|^2 = 7A^2;$$

$$|i_k| = \sqrt{7}A.$$

Теперь вычислим величину угла θ :

$$(\sqrt{3}A)^2 = (A)^2 + (\sqrt{7}A)^2 - 2 \cdot (A) \cdot (\sqrt{7}A) \cos \theta;$$

$$\cos \theta = \frac{5A^2}{2\sqrt{7}A^2} = 0,945;$$
$$\theta = 19^\circ$$

В результате расчета получено, что положение результирующего вектора должно находиться с отставанием от вектора обмотки «звезда» со смещением на 19 градусов и с опережением на 11 градусов вектора обмотки треугольник.

Микроконтроллер осуществляет функционирование и управление ключами силового модуля по алгоритму, показанному на рисунке 3.5, на основе расчетных формул (3.1)...(3.9). При этом осуществляется обмен данными с панелью управления и дисплеем, а также формирование управляющих импульсов в зависимости от положения ротора управляемого электродвигателя [70-72].

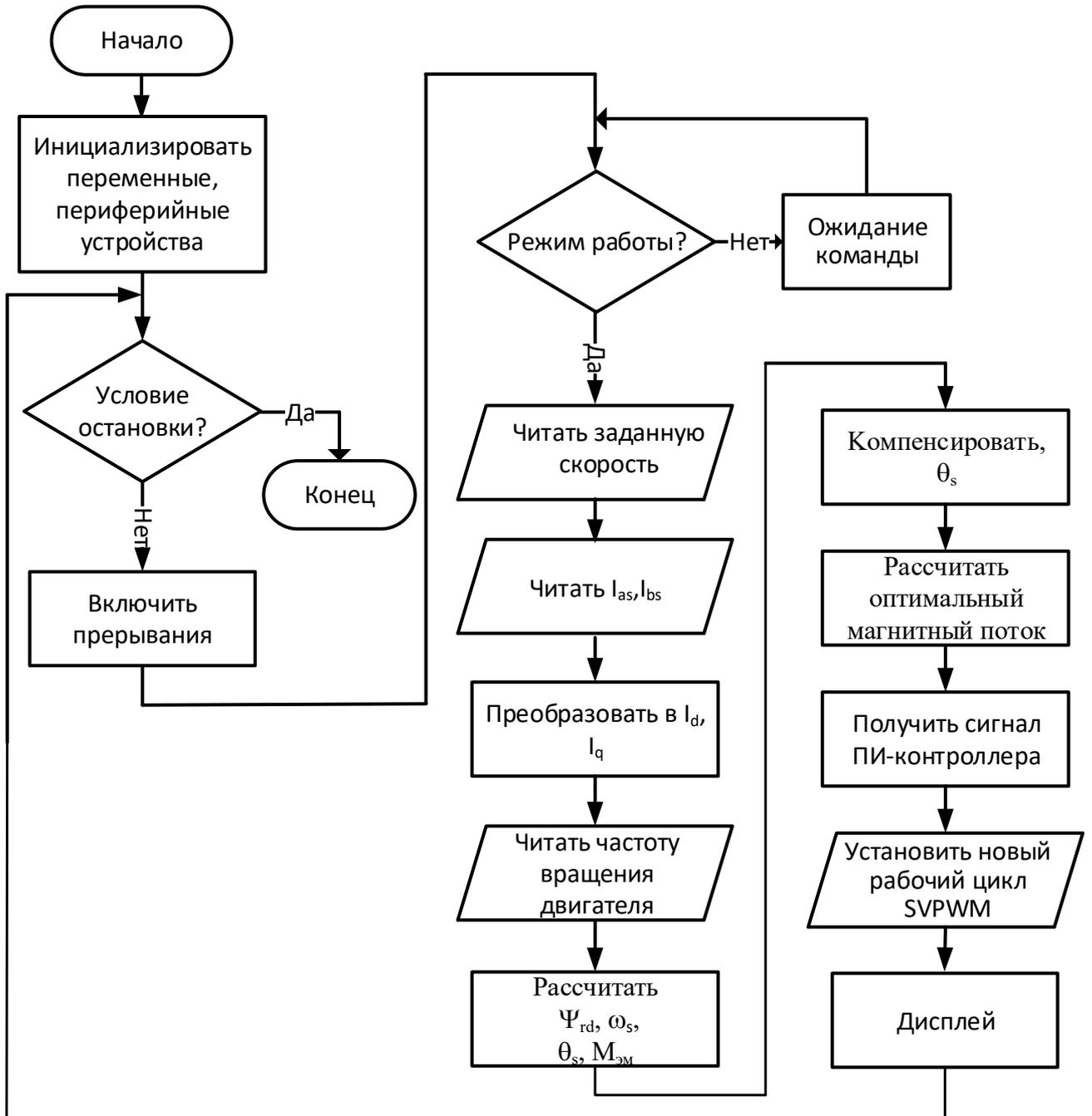


Рисунок 3.5. Алгоритм функционирования основного модуля программы микроконтроллера

Алгоритм управления разработан на основе системы инвертора векторного управления с бездатчиковым управлением FOC. Выполнение программы включает в себя основные задачи: бездатчиковое управление FOC асинхронного двигателя, выполнение команд пользователя и обработку информации.

Основная программа включает в себя процесс инициализации, включая запуск процесса управления. Он настраивает параметры тактовых импульсов устройства, инициализирует периферийные устройства, используемые для приложения, инициализирует параметры для ПИ-контроллера, устанавливает параметры и запускает прерывания. Во-первых, обмотки двигателя обесточиваются, и система ожидает, пока пользователь не нажмет кнопку «Пуск/Стоп», что позволит системе войти в рабочее состояние. Программа не сможет работать на нулевой скорости; следовательно, система должна запускаться в разомкнутом контуре и использовать скалярный метод управления. Когда двигатель вращается, параметры обратной связи можно использовать для бездатчикового управления. В этом случае производится переключение векторного управления с разомкнутым контуром на векторное управление, ориентированное на поле, с замкнутым контуром. Затем к потоку выполнения задач добавляется регулятор скорости, и начинается оценка угла θ . Опорная скорость, значения тока статора и скорость вращения вала двигателя постоянно оцениваются. Любая ошибка в системе приведет к остановке двигателя и возврату в режим остановки двигателя до тех пор, пока кнопка «Пуск/Стоп» не будет нажата снова.

Алгоритм управления состоит из процесса обслуживания прерывания, который запускается средствами контроля выборки, а также вмешательством и контролем пользователя. Программа обслуживания прерывания считывает входные параметры и параметры обратной связи с двигателя, выполняет расчет таких параметров, как Ψ_{rd} , ω_s , θ_s , $M_{эм}$, обрабатывает алгоритм оптимального потока, выполняет преобразование пространственно-векторной системы координат, осуществляет ПИ-управление и вырабатывает точные управляющие импульсы для управления ключами инвертора.

На рисунке 3.6 показана базовая структурная схема алгоритма управляющего программного обеспечения для инверторов SVPWM, встроенных в применяемый микропроцессорный модуль на базе процессора ATmega2560.

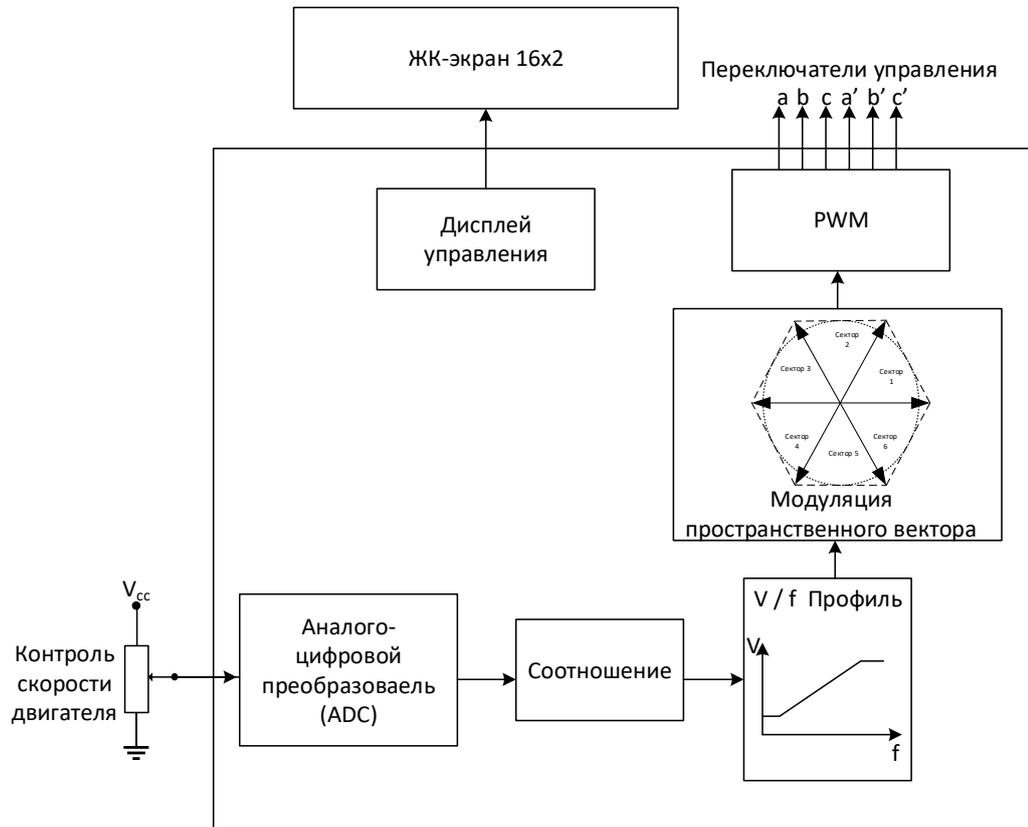


Рисунок 3.6. Структурная схема системы эффективного управления SVPWM в микропроцессорном модуле на базе процессора ATmega2560

Для регулировки скорости двигателя потенциометр выдает аналоговое напряжение, которое можно изменять от 0 до 5В. Это напряжение подается на аналоговый ввод А0 микропроцессорного модуля, который является входом 10-битного преобразователя АЦП. Чтобы скорость двигателя была равна нулю, значение напряжения на потенциометре должно быть равным нулю, и наоборот, для задания максимальной скорости, напряжение на потенциометре должно быть равным напряжению питания. При этом используется алгоритм пропорционального преобразования АЦП. В результате, после преобразования АЦП мы получаем прямое значение индекса модуляции (m), который используется для изменения величины опорного напряжения вектора, на

основании которого, мы получаем соответствующее переключение угла опорного напряжения вектора. Полученный результат изменяет скорость изменения положения вектора опорного напряжения, и частоты напряжения на выходе инвертора. Нами выбрано максимальное количество переключений вектора опорного напряжения в одном секторе: 180 раз, что соответствует углу минимального смещения вектора $1/3$ градуса. Реализация алгоритма изменения индекса модуляции m и угла поворота изменяет величину и скорость движения вектора в пространственной плоскости для изменения скорости двигателя. Все вышеперечисленное выполняется в области прерывания таймера ATmega2560.

Алгоритм модуляции SVPWM реализован на основе прерывания 16-битного таймера с фиксированной частотой 20 кГц. Мы используем «Таймер прерывания 1» (см. рисунок 3.5) для реализации алгоритма SVPWM. Таймер, работающий в режиме SVPWM, по сути, является счетчиком со сравнением. Счетчик настроен на формирование симметричных треугольных импульсов, так что, когда значение счетчика увеличивается до сравнительного порога, компаратор выполняет функцию одновременного изменения состояния битовых флагов и выходных контактов микроконтроллера. Когда значение счетчика равно нижнему порогу сравнения, состояние битовых флагов и выходных контактов микроконтроллера возвращается в исходное состояние. В таком методе частота переключения силовых ключей в два раза меньше частоты дискретизации, что ограничивает количество активных переключений и, следовательно, снижает потери переключения. Кроме того, симметричная последовательность импульсов также снижает высшую гармонику выходного напряжения инвертора. Работа таймера для генерации импульсов SVPWM показана на рисунке 3.7.

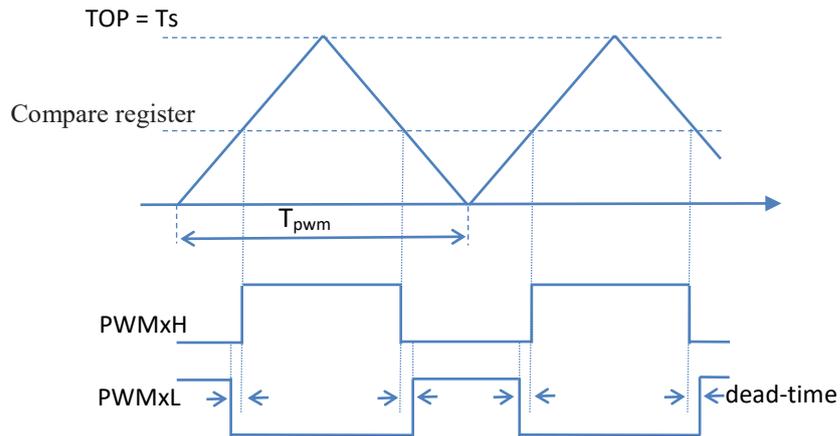


Рисунок 3.7. Сгенерированный однофазный сигнал PWM инвертора.

В программе обслуживания прерывания необходимо вычислить значения временных параметров векторов напряжения, таких как T_a , T_b , T_0 , и обновить значение регистра компаратора, чтобы изменить ширину выходного импульса по мере необходимости. Чтобы минимизировать вычисление алгоритма управления, здесь мы используем таблицу поискового параметра T_b с 180 различными значениями фазового угла вектора напряжения. Значение T_a берется из T_b , потому что его фазовый угол всегда является обратным отображением T_b . Наконец, сравнение таймеров, описанное выше, позволяет нам определять время переключения силовых переключателей в каждом секторе. Работа программы управления двигателем методом SVPWM основана на алгоритме, показанном на рисунке 3.5.

Дальнейшее повышение эффективности работы АДКО направлено в сторону снижения потерь и повышения КПД.

Энергетический процесс, который происходит в асинхронном электродвигателе, изображенном на рисунке 3.8, включает: Потери мощности в обмотках двигателя (также известные как потери в меди), пропорциональны сопротивлению обмотки и квадрату тока нагрузки. Эта потеря присутствует как в роторе, так и в статоре двигателя и нагревает обмотки на нем; Потери в стали (потеря намагничивания), не зависящие от нагрузки двигателя, а только от

напряжения питания; потери на трение, зависящие от частоты вращения двигателя, но не зависящие от нагрузки; Потери из-за рассеяния потока и некоторые другие потери.

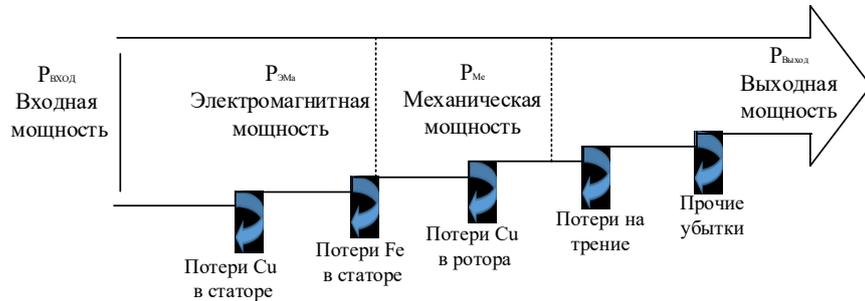


Рисунок 3.8. Процесс потерь энергии в асинхронном электродвигателе

Однако для построения режима управления, позволяющего минимизировать здесь потери, мы в основном учитываем потери в меди и ферромагнитные потери.

Рассматривая детали потерь асинхронного электродвигателя, мы можем разделить их на две основные стадии: переходные потери и установившиеся потери. Переходные потери непродолжительны и вызывают незначительные потери в производственных процессах, которые не требуют многократных изменений скорости двигателя [73-75]. В этом документе рассматривается только повышение энергоэффективности, когда двигатель находится в установившемся режиме, и игнорируются потери при работе в переходном режиме. Для того чтобы АД-управление было максимально эффективным для любой рабочей точки кривых нагрузки и скорости, оно должно быть построено на его математической модели. Обычно эта модель включает потери в меди и железе и зависит от электрических и механических параметров АД, таких как сопротивление статора и ротора, реактивное сопротивление намагничивания и эквивалентное сопротивление железного сердечника [76]. Поэтому точность этой методики полностью зависит от точности, с которой заранее известны параметры двигателя [77-82]. Эквивалентная схема двигателя показана на рисунке 3.9. На рисунке $R_{Y\Delta}$ - эквивалентное сопротивление обмотки статора, R_r - сопротивление обмотки ротора, R_{Fe} - сопротивление стального сердечника. $L_{\sigma Y\Delta}$ - эквивалентная

индуктивность рассеяния обмоток статора, $L_{\sigma r}$ - индуктивность рассеяния ротора, L_m - взаимная индуктивность между статором и ротором [83].

Для решения задачи повышения КПД двигателя в соответствии с изложенными выше требованиями предлагаемое решение, основанное на анализе и оценке параметров индукционного потока двигателя, размещается на оси отсчета d, q , а именно Ψ_{md} и Ψ_{mq} [84]. Сначала необходимо установить условие управления направлением потока ротора.

$$\frac{d\psi_{rq}}{dt} = \psi_{rq} = 0 \quad (3.10)$$

Из эквивалентной схемы замещения, показанной на рисунке 3.9, мы имеем следующие выражения:

$$\psi_{md} = T_{\sigma r} \frac{d\psi_{rd}}{dt} + \psi_{rd} \quad (3.11)$$

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = \frac{\psi_{mq}}{T_{\sigma r} \psi_{rd}} + \omega_r \quad (3.12)$$

$$T_{\sigma Fe} \frac{d\psi_{md}}{dt} + \psi_{md} = L_{\sigma r} (i_{sd} - i_{md}) + \psi_{rd} + T_{\sigma Fe} \omega_s \psi_{mq} \quad (3.13)$$

$$T_{\sigma Fe} \frac{d\psi_{mq}}{dt} + \psi_{mq} = L_{\sigma r} (i_{sq} - i_{mq}) - T_{\sigma Fe} \omega_s \psi_{md} \quad (3.14)$$

где: ψ_{rd} и ψ_{rq} - компоненты потока, отнесенные к координатной оси d, q ротора, ω_r и ω_s - скорость ротора и синхронная скорость соответственно, θ - магнитный угловой поток ротора, i_{sd} и i_{sq} - составляющие тока обмотки статора соответственно, которые рассматриваются в системе координат d, q , L_m - индуктивность намагничивания, R_{Fe} - сопротивление потерь в стальном сердечнике, R_r и $L_{\sigma r}$ - сопротивление и индуктивность рассеяния ротора, индуктивность рассеяния ротора, $T_{\sigma r} = L_{\sigma r} / R_r$ и $T_{\sigma Fe} = L_{\sigma r} / R_{Fe}$ - постоянные времени ротора. Компоненты тока намагничивания в системе координат оси d, q , а именно i_{md} и i_{mq} , можно определить следующим образом:

$$i_{md} = i_m \frac{\psi_{md}}{\psi_m}; \quad i_{mq} = i_m \frac{\psi_{mq}}{\psi_m} \quad (3.15)$$

где $\psi_m = \sqrt{\psi_{md}^2 + \psi_{mq}^2}$

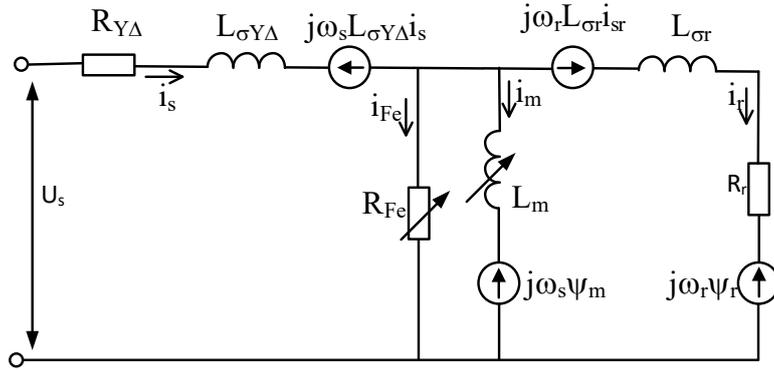


Рисунок 3.9. Диаграмма эквивалентности двигателя АДКО

Если не учитывать насыщение магнитопровода, то ток намагничивания рассчитывается как $i_m = \psi_m / L_m$, в противном случае магнитное насыщение учитывается включением характеристики намагничивания АД $i_m = f(\psi_m)$. Из схемы, показанной на рисунке 3.9, выражение для потерь мощности ΔP_{loss} дается как сумма потерь в меди статора ($\Delta P_{Cu, Y\Delta}$), потерь в меди ротора ($\Delta P_{Cu, r}$), и потерь в железном сердечнике (ΔP_{Fe}):

$$\Delta P_{loss} = \Delta P_{Cu, Y\Delta} + \Delta P_{Cu, r} + \Delta P_{Fe} \quad (3.16)$$

где

$$\begin{aligned} \Delta P_{Cu, Y\Delta} &= \frac{3}{2} R_{Y\Delta} (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) \\ &= \frac{3}{2} R_{Y\Delta} \left[\left(\frac{1}{L_m^2} + \frac{\omega_s^2}{R_{Fe}^2} \right) \psi_{md}^2 \right. \\ &\quad \left. + \left(\frac{1}{L_m^2} + \frac{1}{L_{\sigma r}^2} + \frac{2}{L_m L_{\sigma r}} + \frac{\omega_s^2}{R_{Fe}^2} \right) \psi_{mq}^2 + \frac{2\omega_s}{R_{Fe} L_m} \psi_{md} \psi_{mq} \right] \end{aligned} \quad (3.17)$$

$$\Delta P_{Cu, r} = \frac{3}{2} \frac{R_r}{L_{\sigma r}^2} \psi_{mq}^2 \quad (3.18)$$

$$\Delta P_{Fe} = \frac{3}{2} \frac{\omega_s^2}{R_{Fe}} (\psi_{md}^2 + \psi_{mq}^2) \quad (3.19)$$

где R_s - среднее сопротивление статора.

Что касается ΔP_{loss} , то электромагнитный момент M также можно выразить как функцию компонента потока (p - число пар полюсов):

$$M_{ЭМ} = \frac{3}{2} \frac{p L_m}{L_r} \psi_{md} \psi_{mq} = K_M \psi_{md} \psi_{mq} \quad (3.20)$$

При $K_M = 3pL_m/4L_r$ в качестве константы крутящего момента определяется выражение потерь мощности для модели потерь:

$$\Delta P_{loss} = \frac{3}{2} \left(A \frac{M_{ЭМ}^2}{K_M^2 \psi_{md}^2} + B \psi_{md}^2 + \frac{2R_s \omega_s}{R_{Fe} L_m} \frac{M_{ЭМ}}{K_M} \right) \quad (3.21)$$

где

$$A = R_s \left(\frac{1}{L_m^2} + \frac{2}{L_m L_{\sigma r}} \right) + (R_s + R_r) \frac{1}{L_{\sigma r}^2} + \frac{\omega_s^2}{R_{Fe}} \left(1 + \frac{R_s}{R_{Fe}} \right) \quad (3.22)$$

$$B = \frac{R_s}{L_m^2} + \frac{\omega_s^2}{R_{Fe}} \left(1 + \frac{R_s}{R_{Fe}} \right) \quad (3.23)$$

Для нахождения оптимального значения ψ_{md} , при котором величина потерь мощности минимальна, называемого ψ_{md}^{opt} , получают путем приравнивая к нулю производную (3.21) по m_d , (минимизация потерь вычисляется в заданной стационарной рабочей точке с постоянным моментом):

$$\left. \frac{\partial \Delta P_{loss}}{\partial \psi_{md}} \right|_{M=const} \Rightarrow \psi_{md}^{opt} = \sqrt{\frac{A}{B}} |\psi_{mq}| \quad (3.24)$$

Из (3.20) и (3.24) оптимальную составляющую потока по оси d можно переписать как:

$$\psi_{md}^{opt} = \sqrt{\frac{A}{B}} \left| \frac{M}{K_M \psi_{md}^{opt}} \right| \quad (3.25)$$

Из (3.25) имеем

$$\begin{aligned} \psi_{md}^{opt} &= \sqrt[4]{\frac{A}{B}} \sqrt{\frac{M_{ЭМ}}{K_M}} = \sqrt[4]{\frac{A}{B}} \left(\frac{M_{ЭМ}}{K_M} \right)^{1/2} \\ \psi_{md}^{opt} &= \sqrt[4]{\frac{B}{A}} \sqrt{\frac{M_{ЭМ}}{K_M}} = \sqrt[4]{\frac{B}{A}} \left(\frac{M_{ЭМ}}{K_M} \right)^{1/2} \end{aligned} \quad (3.26)$$

Таким образом, оптимальный поток по оси d зависит от синхронной скорости ω_s , параметров АД ($R_s, R_r, R_{Fe}, L_{\sigma r}, L_m, p$) и электромагнитного момента $M_{эм}$.

Из формулы (3.26) мы определили оптимальный магнитный поток, но здесь должны вычислять и квадратный корень, и корень 4-й степени одновременно. Для микроконтроллеров эти функции требуют сложных вычислений с большим временем вычислений, что может привести к тому, что время выполнения алгоритма превысит интервал SVPWM. Поэтому альтернативный метод, с помощью которого вместо вычисления ψ_{md}^{otp} мы находим его в стационарном состоянии, подробно описан ниже. Он состоит из простой итерационной процедуры с алгоритмом, показанным на рисунке 3.10. Более подробно, алгоритм работает с критериями поиска биссектрисы для обнаружения значения ψ_{md} , соответствующего уровню потерь минимальной мощности потерь $\Delta P(\psi_{md})$ [85].

Первый шаг определяет диапазон интервала поиска между минимальным и максимальным значениями ψ_{md} , т.е. $\psi_{md \min}$ и $\psi_{md \max}$ соответственно, и шаг поиска d . После расчета среднего $x = (\psi_{md \max} + \psi_{md \min})/2$ применяются следующие условия:

$$\begin{cases} \psi_{md \max} = x + \frac{d}{2} & \text{если } \Delta P\left(x - \frac{d}{2}\right) < \Delta P\left(x + \frac{d}{2}\right) \\ \psi_{md \min} = x - \frac{d}{2} & \text{если } \Delta P\left(x - \frac{d}{2}\right) > \Delta P\left(x + \frac{d}{2}\right) \end{cases} \quad (3.27)$$

Процесс повторяется до тех пор, пока не будет выполнено следующее условие:

$$\Delta\psi_{md} = |\psi_{md \max} - \psi_{md \min}| < 2d \quad (3.28)$$

Детали работы алгоритма изображены на блок-схеме на рисунке 3.10

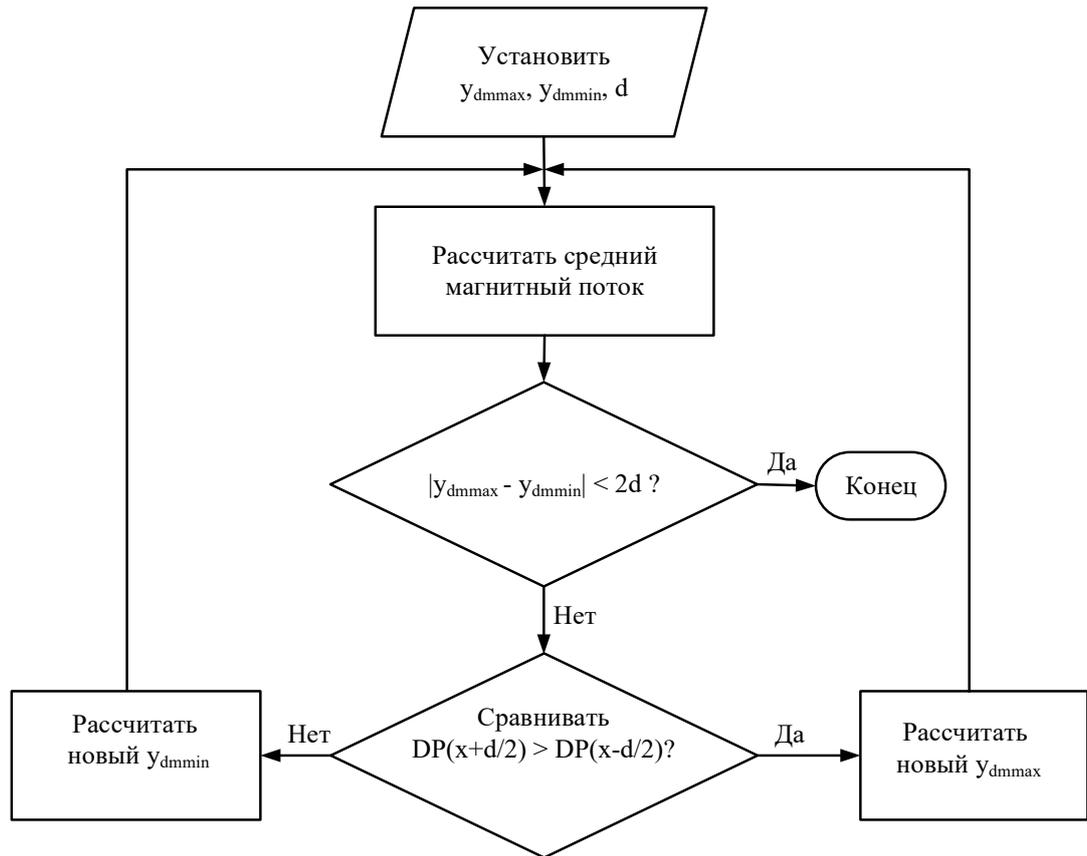


Рисунок 3.10. Блок-схема алгоритма поиска минимального значения потерь мощности

Чтобы сделать процесс более эффективным, нам нужно установить максимальное количество повторений [86]. В этом случае для быстрой сходимости алгоритма начальный диапазон поиска задается в интервале $\Delta\psi_{md} = [0,2 \text{ } -1,2] \text{ kWb}$ и каждый шаг поиска имеет $d = 1 / 2^8 = 1 / 256 \approx 3,9 \cdot 10^{-3} \text{ Wb}$. Результаты реализации алгоритма представлены на рисунке 3.11, где потери мощности рассчитаны по формулам от (3.16) до (3.19) с параметрами АД, при номинальном крутящем моменте и номинальной скорости; синяя кривая рассчитывается программой Matlab, а красная кривая создается микроконтроллером Atmega2560 (интервал потока поиска $\Delta\psi_{md}$ здесь разделен примерно на 18176 подинтервалов). Время выполнения этой процедуры (8 итераций) составляет около 34 мкс, всего алгоритма FOC - около 64 мкс, а продолжительность каждого цикла ШИМ — около 97 мкс. На рисунке 3.11 показан тестовый график в течение периода ШИМ с выделением 8 интервалов

повторения для процесса минимизации, а также времени для считывания и фильтрации скорости, расчета тока i_{sq}^* и выполнения уравнений FOC и SVPWM (см. рис. 3.12). Следует отметить, что данная процедура минимизации вычисляется за один период ШИМ [87], где все электрические величины и параметры электропривода АД принимаются постоянными значениями, представляющие собой пространственную векторную модуляцию (SVPWM), дискретная система, работающая на ШИМ частоте 20 кГц [65]. Таким образом, (3.16) - (3.27) имеют постоянные параметры для периода ШИМ, гарантируя возможность обнаружения даже небольшого изменения ΔP .

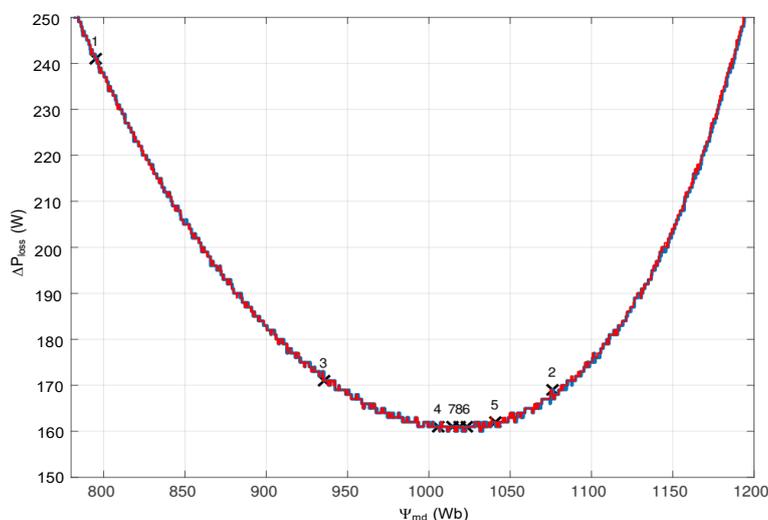


Рисунок 3.11. Расчетные потери мощности АД и процесс итерации

Для более точной работы модели, следует учитывать изменение реактивного сопротивления намагничивания с насыщением, в то же время это явление не сильно влияет на сопротивление рассеяния [78]. Поэтому насыщение сердечника учитывается путем рассмотрения кривой намагничивания $i_m = f(\psi_m)$, изображенной на рисунке 3.12, которая была получена экспериментально при работе на холостом ходу при синхронной скорости.

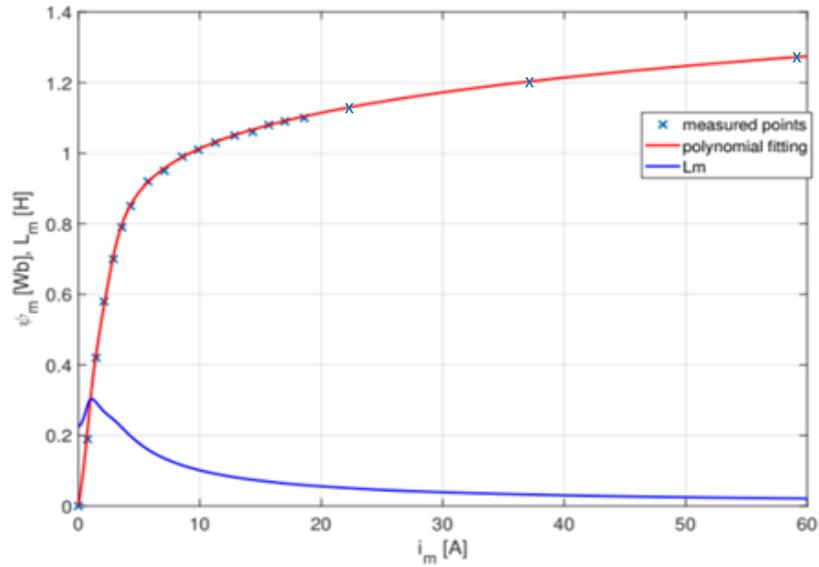


Рисунок 3.12. Кривая намагничивания и тренд индуктивности намагничивания L_m

Кроме того, чтобы иметь возможность реализовать выражения (3.24) или (3.28), нелинейное поведение АД удобно учитывать, вводя индуктивность намагничивания, также показанную на рисунке 3.12.

$$L_m = \frac{\psi_m}{i_m} \quad (3.29)$$

Наконец, изменение сопротивления затухания сердечника R_{Fe} рассматривается как функция частоты f и определяется следующим уравнением:

$$R_{Fe}(f) = k_0 + k_1|f| + k_2f^2 \quad (3.30)$$

где k_0 , k_1 и k_2 зависят от конкретного типа АД и должны быть определены экспериментально. Для АД в этой модели экспериментальные результаты дают значения $k_0 = 1$, $k_1 = 2,45$ и $k_2 = 0,141$.

3.3 Разработка системы эффективного управления

В разработанной системе эффективного управления датчики напряжения и тока и соответствующие им АЦП работают в режиме измерения мгновенных

значений. Данные измерения позволяют проводить оценку качества потребляемой электроэнергии и воздействие на сеть электропривода.

Измерительные каналы системы построены на основе датчиков тока и напряжения с преобразованием измеренных мгновенных величин в АЦП. Применение 12-ти разрядных АЦП по каждому каналу в составе разработанного преобразователя частоты является достаточным для обеспечения точности вычислений с погрешностью 0,5% и частотой дискретизации 600Гц [2].

Измерение тока осуществляется с применением датчиков тока ZMCT103C с номинальным током до 5А и коэффициентом трансформации 1000/1 (рисунок 3.14). Датчики имеют следующие характеристики: номинальный входной ток 5А, номинальный выходной ток 5мА, преобразование измеряемой величины 1000:1, ограничение по входному току не более 20 А, линейный диапазон 0...10А, линейность 0,2%, класс точности 0,2, напряжение изоляции не более 3000В. Данные датчики позволяют осуществлять измерения на нагрузке мощностью до 3кВт с достаточно высокой точностью.

Измерение напряжения осуществляется с применением модулей на базе маломощного трансформатора ZMPT101В с номинальным напряжением 250В (рисунок 3.14). Датчики напряжения имеют следующие характеристики: входное напряжение переменное до 250В, выходной сигнал: аналоговый 0...5В, ток обмоток 2мА, напряжение питания: 4...12В, рабочая температура: -40...+70С°. Применение датчиков напряжения со схемой соединения в звезду и организацией «плавающей» нулевой точки позволяет выполнять измерения в сети питания нагрузки до 400В трехфазного напряжения [88].

Структурная схема основных блоков, входящих в состав системы эффективного управления показана на рисунке 3.13.

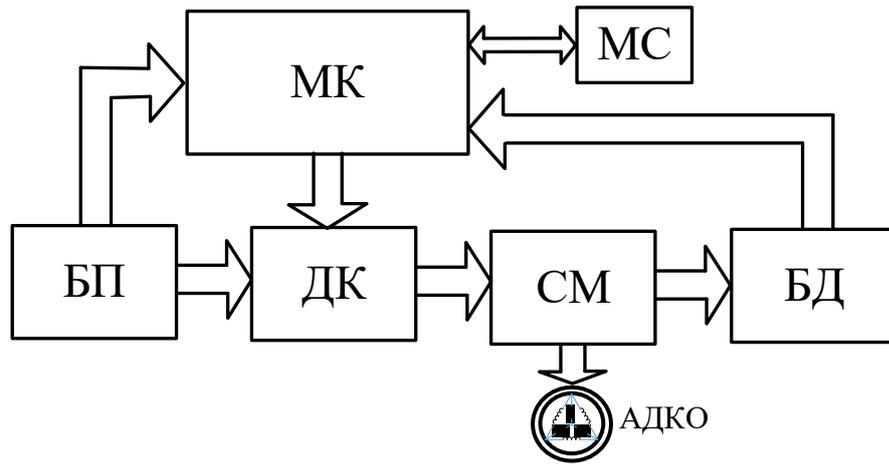


Рисунок 3.13. Состав системы эффективного управления. БП – блок питания, МК – микроконтроллер, МС – модуль связи, ДК – драйвер ключей, СМ – силовой модуль, БД – блоки датчиков

Основным элементом в составе комплекса является микроконтроллер, осуществляющий контроль и управление всеми системами. Микроконтроллер построен на базе микропроцессорного модуля ATmega2560. Контроллер получает сигнал задания частоты вращения, либо по аналоговому входу в виде унифицированного сигнала напряжения $0...5В$, либо с панели управления и отображения, формирует управляющие сигналы на драйвер ключей (ДК) силового модуля (СМ), кроме этого он получает данные о напряжении на выходных клеммах комплекса и токах двигателя по каждой из трех фаз.

Данные о напряжении и токах формируются с помощью измерительных модулей БД (ДТ ДН). Внешний вид и схемы датчиков показаны на рисунке 3.14. Питание модулей осуществляется от встроенного в микроконтроллер блока питания 5 В, выходной сигнал формируется в виде мгновенных значений тока и напряжения, которые в микроконтроллере преобразуются в действующее значение по методу среднеквадратичного значения (СКЗ) или TrueRMS по международной классификации.

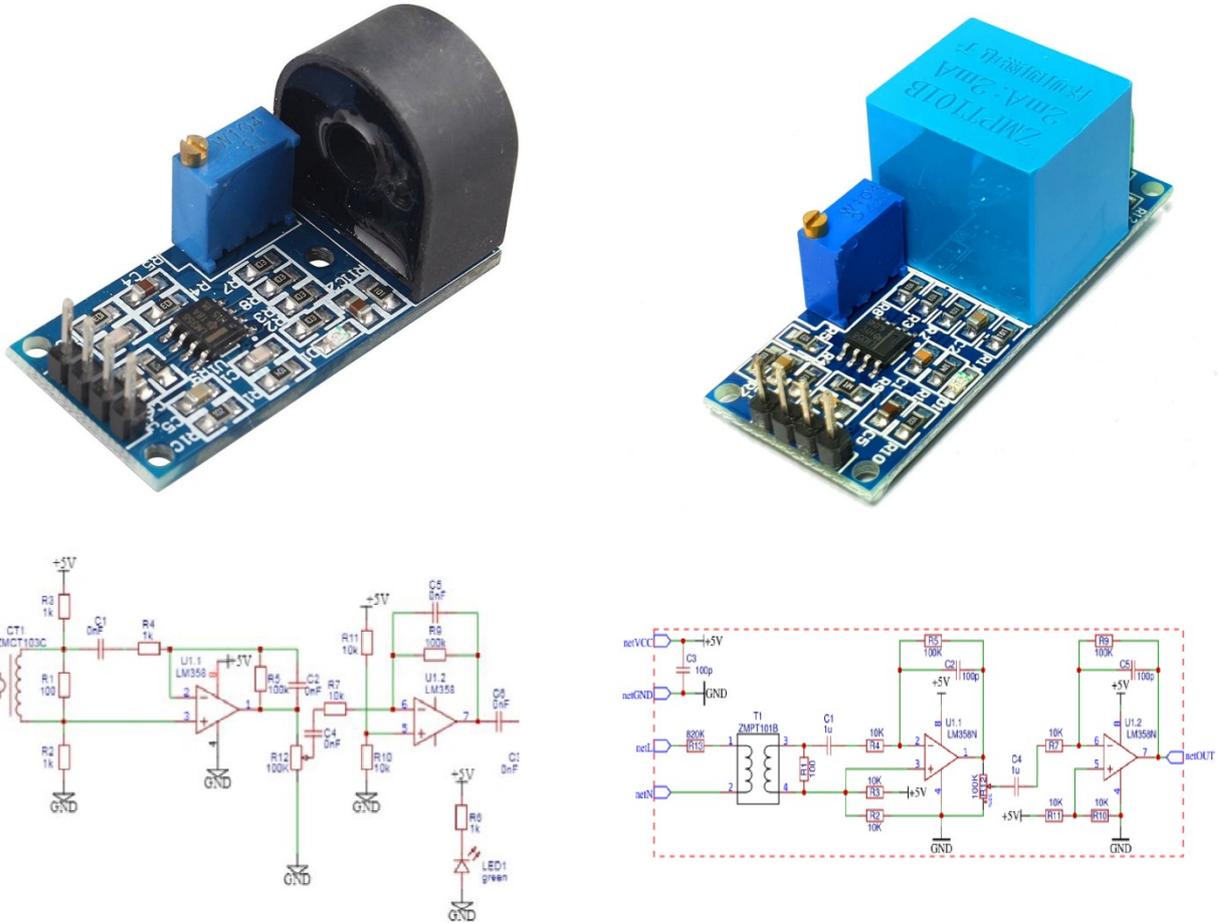


Рисунок 3.14. Внешний вид и схемы датчиков тока и напряжения

Действующее значение тока и напряжения, при этом, можно определить по формуле:

$$I_{RMS} = \sqrt{\int_{-x/2}^{x/2} I^2(t) dt}, U_{RMS} = \sqrt{\int_{-x/2}^{x/2} U^2(t) dt}, \quad (3.33)$$

Активная мощность вычисляется через интеграл по одному периоду от мгновенной мощности.

Для цепей несинусоидального тока, как показано на рисунке 3.14, свойственного системам с применением преобразователей частоты, электрическая мощность равна сумме соответствующих средних мощностей отдельных гармоник. Активная мощность характеризует скорость необратимого превращения электрической энергии в другие виды энергии (тепловую

и электромагнитную). Активная мощность может быть также выражена через силу тока, напряжение и активную составляющую сопротивления цепи.

Полная активная мощность это величина, равная произведению действующих значений периодического электрического тока I в цепи и напряжения U [89].

На практике измеряемый период делится на некоторое число частей, соответствующих частоте дискретизации измерительной системы, и измеряется напряжение и ток на каждом из участков. Таким образом, получаются функции $U(t)$ и $I(t)$. Точнее, не сами функции, а таблицы их значений – поэтому от интегрирования необходимо перейти к суммированию:

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{t=0}^{N-1} I_t^2}, \quad U_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{t=0}^{N-1} U_t^2}, \quad P_{act} = \sqrt{\frac{1}{N} \cdot \sum_{t=0}^{N-1} U_t I_t} \quad (3.34)$$

где N – количество отсчётов, приходящееся на один период сетевого напряжения.

Обычно не требуется применение систем с высокой частотой дискретизации измерений. Для достижения достаточной точности полученных расчетных данных, иногда становится достаточным проведение измерений с пониженной частотой с целью экономии ресурсов вычислительной системы и снижения требований к аппаратной части систем управления. Для доказательства правильности работы системы с пониженной частотой дискретизации были построены математические модели напряжения синусоидальной формы и вычислены среднеквадратические значения для различного количества точек измерения. Результаты работы моделей показаны на рисунке 3.15.

Как видно из рисунка 3.15, для получения стабильной величины среднеквадратического значения напряжения, достаточно оцифровать первую полуволну с частотой дискретизации 333 Гц каждые 0,3мс, т.е. достаточно первых 32 значений мгновенных величин напряжения. При этом вычислительная система получает 64 значения на период напряжения или 3200 значений в секунду.

Производя расчет среднеквадратического значения по 32 значениям можно получить до 100 значений в секунду.

При снижении частоты дискретизации напряжения до выборки каждые 1,5 мс (см. рис.3.15), в среднем на период напряжения приходится 14 значений напряжения, но стабильная величина среднеквадратического значения напряжения получается лишь при обработке 32 значений, т.е. каждые 48мс или 20 значений в секунду. Снижение частоты дискретизации может понадобиться при необходимости ввода в программу расчетов дополнительных величин, таких как частота сети, коэффициент мощности и других.

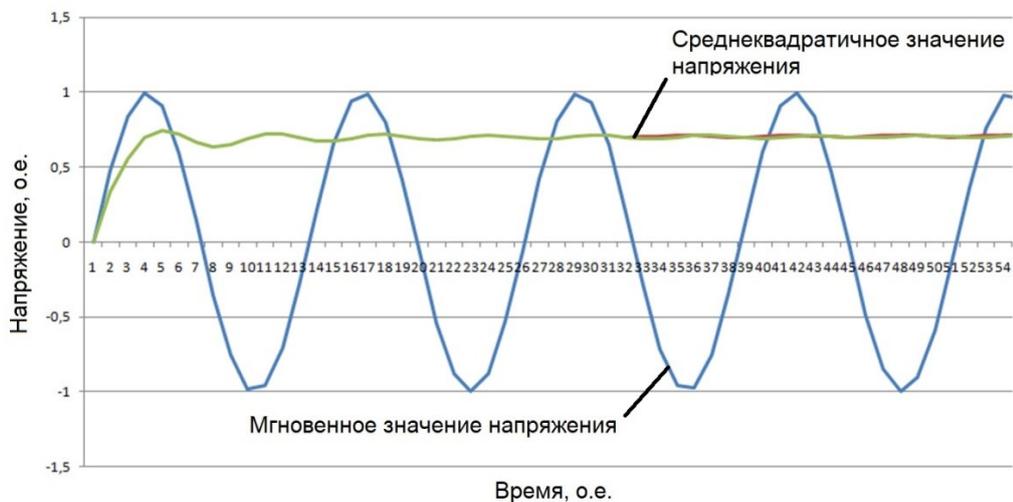


Рисунок 3.15. Расчет среднеквадратичного значения величины напряжения при частоте дискретизации каждые 1,5мс

Программно определение входных аналоговых сигналов напряжения и тока реализовано с помощью прямого обращения к регистрам входов, что значительно ускоряет процесс:

```
ADMUX = 0x40; // измеряю на входе ADC0, использую внутреннее опорное напряжение = 1.1В
```

```
ADCSRA = 0xAE; // включаю АЦП, разрешаю прерывания, делитель AB=8, AC=16, AD=32, AE=64
```

```
ADCSRB = 0x40; // включаю АЦ каналы MUX, режим скользящей выборки  
bitWrite(ADCSRA, 6, 1); // Запускаю преобразование установкой бита 6 (=ADSC) в ADCSRA
```

```
sei(); // устанавливаю флаг прерывания
```

Чтение регистров выполняется следующим кодом:

```
ISR(ADC_vect) // Процедура обработки прерывания АЦП
```

```
{
```

```
    analogValue = ADCL; // сохраняю младший байт результата АЦП
```

```
    analogValue += ADCH << 8; // сохраняю старший байт АЦП
```

Силовой модуль (см. рис. 3.16) реализован на комплектной сборке FP25R12W2T4, представляющей собой мостовой трехфазный выпрямитель, набор из шести IGBT транзисторов, одного тормозного ключа и датчика температуры. Схема модуля показана на рисунке 3.16. Корпус модуля монтируется на радиаторе с смонтированным вентилятором для отвода тепла при больших нагрузках на силовые ключи [90].

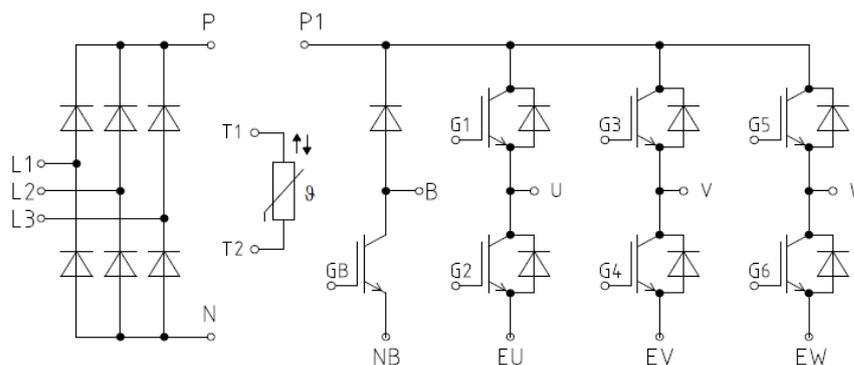


Рисунок 3.16. Электрическая схема силового модуля FP25R12W2T4

С целью согласования выходных сигналов микроконтроллера и для безопасного управления силовыми ключами, исключая моменты одновременного открытия ключей одного плеча применяется драйвер 3 ключей верхнего уровня и 3 ключей нижнего уровня IR2131, выходные каналы которого разработаны для нагруженного функционирования системы. Драйвер работает в инверторах с выходным напряжением до 600 В и допускает отрицательное переходное напряжение. Из особенностей драйвера IR2131 можно отметить:

- управляющее напряжение на затворах от 10 до 20 В;
- блокировка всех каналов при снижении напряжения;
- выключение всех 6 драйверов при токовой перегрузке;

- отдельные драйверы 3 ключей верхнего уровня и 3 ключей нижнего уровня;
- согласованное время распространения сигналов по всем каналам;
- выходы работают в противофазе с входами;
- максимальное напряжение смещения $V_{\text{OFFSET}} 600 \text{ В}$;
- выходной ток к.з $I_{\text{O}} \pm 200 \text{ мА} / 420 \text{ мА}$;
- напряжение питания $V_{\text{OUT}} 10 - 20 \text{ В}$;
- время включения/отключения 1.3/0.6 мкс;
- длительность паузы 700 нс.

Производитель драйверов рекомендует применять типовую схему включения, показанную на рисунке 3.17.

В ходе отладки системы эффективного управления (СЭУ) возникла необходимость модернизации рекомендуемой схемы с целью введения дополнительного канала измерения напряжения постоянного тока после выпрямителя в схему введен делитель напряжения, а также для получения возможности быстрой остановки электродвигателя и проверки работы в режимах с обратным крутящим моментом, пришлось задействовать тормозной ключ силового модуля. В результате была собрана схема, показанная на рисунке 3.18.

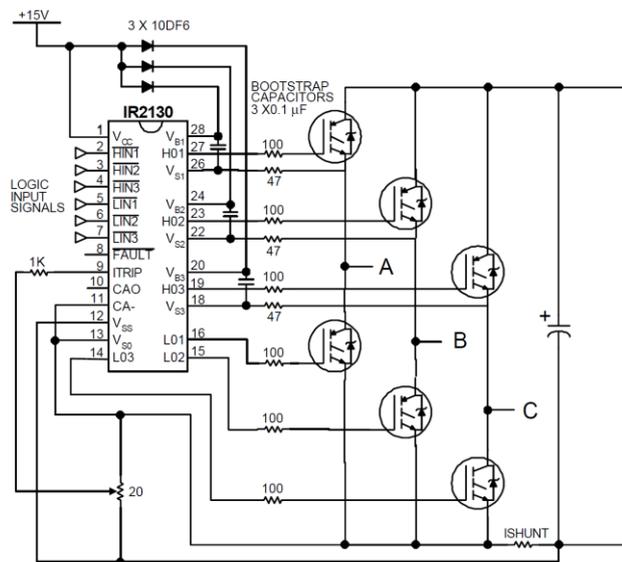


Рисунок 3.17. Типовая схема включения драйверов IR2131 в схеме 3-фазного мостового управления с защитой от перегрузки по току.

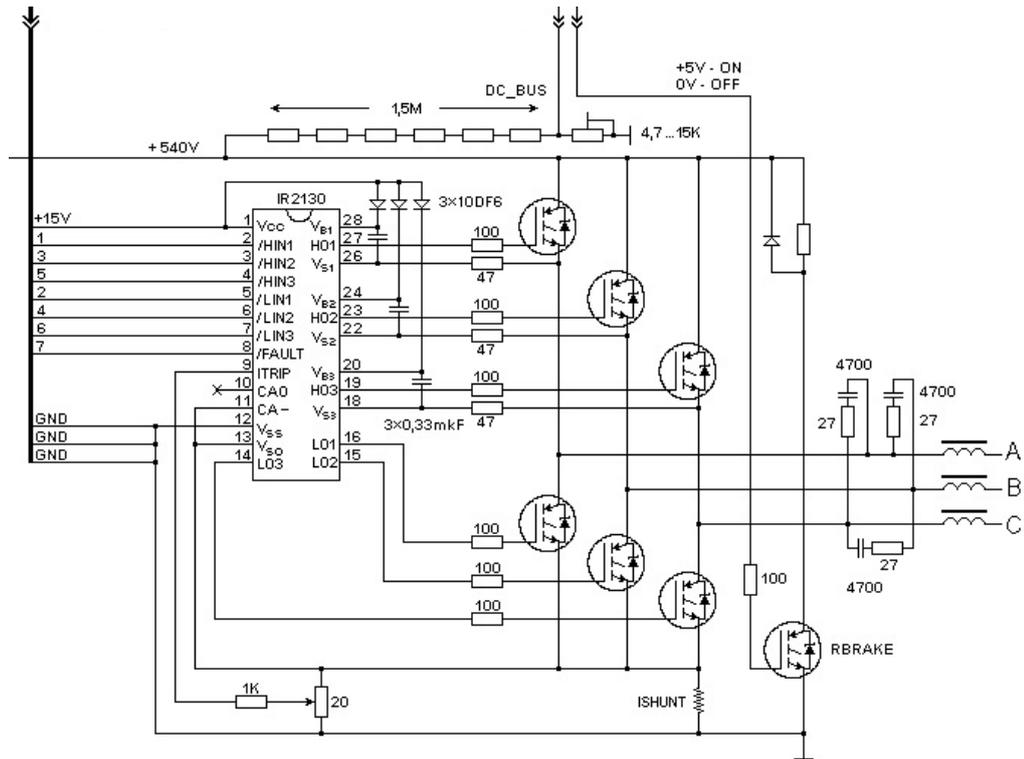


Рисунок 3.18. Схема силовой части комплекса с измерением напряжения и тормозным ключом

Для осуществления питания силовой и микропроцессорной части комплекса были разработаны блоки питания, показанные на рисунке 3.19. Применяемые схемы блоков питания позволяют осуществлять подключение комплекса как к трехфазной, так и к однофазной сети с напряжением питания 380 В в первом случае и 220 В во втором, т.е. комплекс получился универсальным по напряжению питания и типу сети.

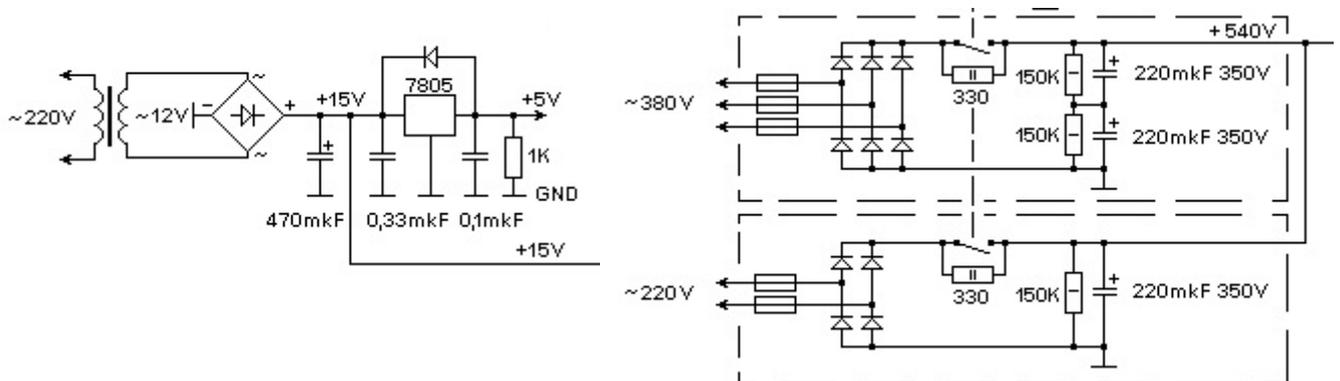


Рисунок 3.19. Блоки питания силовой и микропроцессорной части комплекса

Микропроцессорная часть показана на рисунке 3.20 и имеет в своем составе измерительные входы, выходы управления и модуль связи для передачи данных по сети на удаленные объекты сбора и хранения информации.

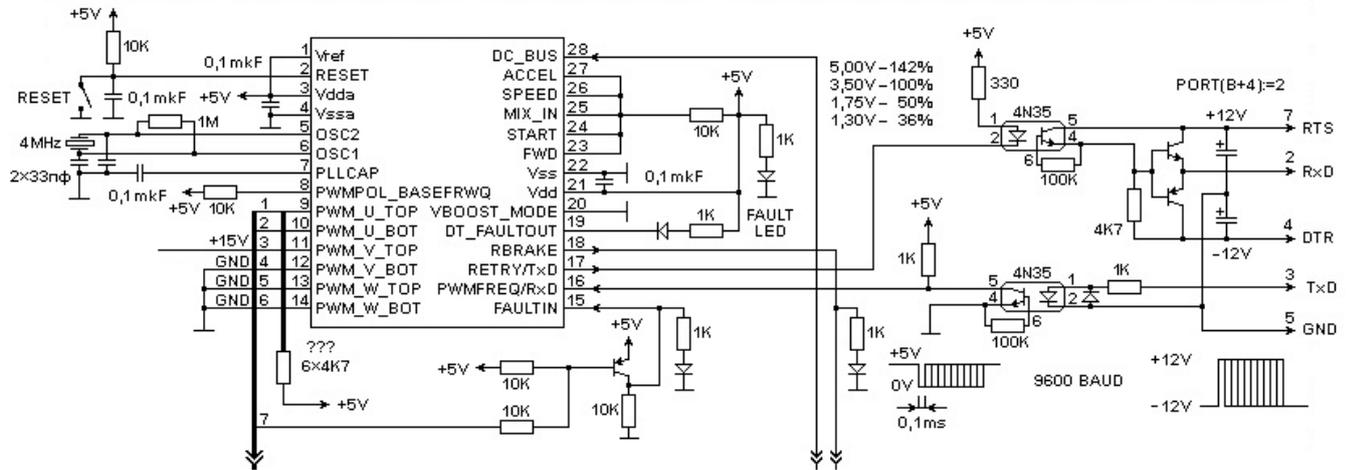


Рисунок 3.20. Микропроцессорная часть комплекса с системой передачи данных

3.4 Разработка системы контроля энергетических характеристик

Функциональный состав системы контроля энергетических характеристик показан на рисунке 3.21.

Изучение вопроса построения стендов для исследования электропривода показало, что как правило, принято применять в качестве нагрузочного элемента электродвигатель постоянного тока с регулируемой системой питания обмотки возбуждения и якорной обмотки, построенной на изменении напряжения. Данный способ нагружения обладает рядом недостатков, основные из которых это отсутствие момента на валу двигателя при нулевых скоростях и сложность создания переменного момента при изменяющихся скоростях вращения [88, 93]. Поэтому при разработке системы было принято решение применить в качестве нагрузочного асинхронный электродвигатель, работающий в режиме противовключения.

Система представлена в виде АПК, и предназначена для контроля энергетических характеристик АДКО на основе системы эффективного управления, представляющей собой универсальный преобразователь частоты, с

новым алгоритмическим и программно-техническим обеспечением процессов обработки информативных сигналов, позволяющая проводить исследования электродвигателей любого типа (асинхронные с традиционной обмоткой статора, АДКО, синхронные электродвигатели с постоянными магнитами в статоре) [91].

Система нагружения приводного электродвигателя, реализованная в описываемом АПК, учитывает опыт известных работ по исследованию динамических нагрузок в элементах механической и электрической частей различных механизмов, поэтому лишена вышеуказанных недостатков и позволяет создавать тарированную величину как переменного, так и постоянного момента на любых скоростях вращения. Для этого в состав АПК введены преобразователь частоты ПЧ-1 и асинхронный электродвигатель М1 (рис.3.21). ПЧ-1 реализован в виде промышленно выпускаемого преобразователя частоты Altivar с реализованным скалярным методом управления двигателем и регулированием по скорости вращения без обратной связи. В качестве нагрузочного режима работы выбран режим работы противовключением. При этом создаваемый нагрузочный момент направляется в сторону, противоположную направлению вращения исследуемого электродвигателя М2. Регулирование момента нагрузки осуществляется изменением заданной частоты вращения магнитного поля нагрузочного электродвигателя М1 [92].

Для привода исследуемого АДКО применена разработанная система эффективного управления (СЭУ) (рис.3.21), в которой реализована возможность корректировки алгоритмов управления двигателя. Преобразователь частоты имеет в своем составе микропроцессорное устройство на базе микроконтроллера ATmega2560, измерительные устройства, силовые ключи с системой управления и блоки питания. Микроконтроллер имеет следующие характеристики: ядро 8-битный AVR, тактовая частота 16 МГц, объём Flash-памяти: 256 кБ, портов ввода-вывода всего 54, портов с АЦП 16, разрядность АЦП 10 бит, портов с ШИМ 15, разрядность ШИМ 8 бит, аппаратных интерфейсов SPI 1, аппаратных интерфейсов I²C / TWI 1, аппаратных интерфейсов UART / Serial 4.

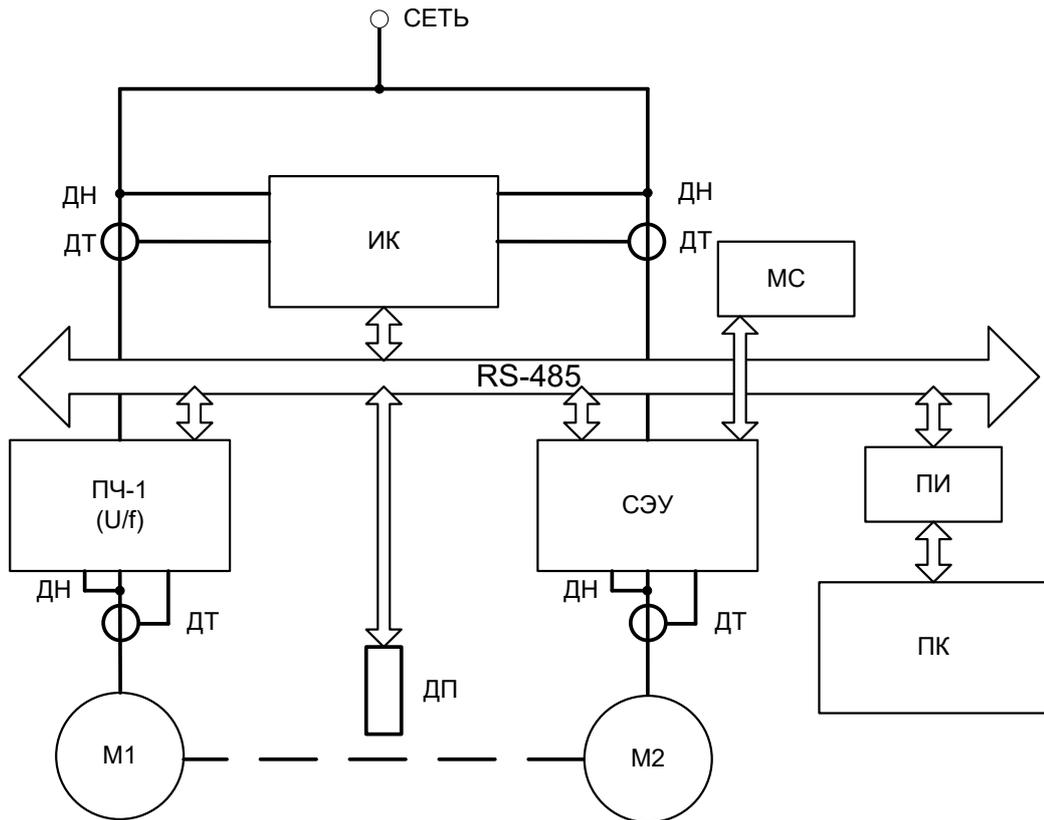


Рисунок 3.21. Функциональная схема аппаратно-программного комплекса. М1 – нагрузочный электродвигатель, М2 – исследуемый электродвигатель, ПЧ-1 – нагрузочный преобразователь частоты, СЭУ – система эффективного управления, ИК – измерительный комплекс, ПК – персональный компьютер, ПИ – преобразователь интерфейсов, ДТ – датчики тока, ДН – датчики напряжения, ДП – датчик положения вала двигателя, RS-485 – цифровая шина передачи данных и удаленного управления, МС – модуль удаленной связи

Измерительный комплекс ИК применяется для определения энергетических характеристик электропривода СЭУ-М2 в различных режимах работы и позволяет определить токи, напряжения, мощности, коэффициент мощности, гармонические составляющие и другие параметры. Реализован измерительный комплекс ИК на основе анализатора качества электроэнергии Fluke 43B, цифрового осциллографа ISDS205B, цифрового тахометра RPM Speed Meter и цифрового измерителя мощности PZEM-061(V2.0).

Осциллограф Instrustar ISDS205B имеет следующие характеристики: частота дискретизации 20/48 Мвыб/с, вертикальное разрешение 8-разрядное, диапазон усиления: От -6 до 6 В (зонд X1), от -60 до 60 В (зонд X10), вертикальная точность: $\pm 3\%$, диапазон времени: 1 нс - 20 с, сохранение данных в формате Osc, Excel и Vmp, спектральные анализаторы: пропускная способность: 20 МГц, алгоритм: БПФ, корреляция, точки БПФ: 8 - 1048576 / канал, измерение БПФ: гармонические (1-7), SNR, SINAD, ENOB, THD, SFDR, обработка фильтра: FIR-фильтр поддерживает произвольный диапазон частотной выборки и прямоугольник, треугольник, косинус, и другие.

Анализатор Fluke имеет следующие характеристики: диапазон напряжения 5...500 В с точностью измерения $\pm 1\%$, диапазон тока 50 А, 500 кА, 1250 кА с точностью измерения $\pm 1\%$, частотный диапазон 10 Гц ... 15 кГц с точностью измерения 0,5%, диапазоны мощности Вт, ВА, ВАр 250 В, 250 МВт, 625 МВт, 1,56 ГВт с точностью измерения $\pm 2\%$, коэффициент мощности 0...1 с точностью измерения $\pm 0,2\%$, число измеряемых гармоник DC..21, DC..33, DC..51 с точностью 3%, время регистрации измерений 4 мин...8 дней.

Измерение положения вала исследуемого электродвигателя осуществляется с применением цифрового тахометра RPM Speed Meter. В состав тахометра входят бесконтактный датчик и модуль преобразования импульсов в частоту вращения вала. Бесконтактный датчик имеет следующие характеристики: номинальное расстояние срабатывания 4 мм, максимальная частота срабатывания 1 кГц, гистерезис переключения не более 15% Sr, точность повторения не более 1% Sr, температурная погрешность не более 10% Sr. Модуль преобразования импульсов имеет диапазон измерения: 5...9999 об/мин, скорость обновления дисплея 3 раза в секунду, точность измерения ± 2 об/мин, частота обновления измерений 100 Гц, частота входного сигнала 2,5...2500 Гц, приведенная погрешность измерения 0,5%.

Цифровой измеритель мощности PZEM-061(V2.0) выполняет измерение электрических величин, таких как активная мощность в диапазоне 0... 4,5 кВт, активная энергия в диапазоне 0...9999 кВтч, переменное напряжение в диапазоне 80...260 В, ток в диапазоне 0...30 А. Точность измерения: 1,0%.

При отсутствии датчика момента, развиваемого на валу исследуемого электродвигателя, в составе АПК, проблема получения данного немаловажного параметра была решена вычислением косвенно по известным данным. При этом в задачи, решаемые АПК не входит определение точного значения крутящего момента, основной задачей является реализация энергоэффективных алгоритмов управления электродвигателя с целью получения наилучших характеристик, поэтому момент может быть рассчитан в относительных единицах. Для этого необходимо иметь входные данные о потребляемой двигателем мощности, его коэффициент полезного действия и скорость вращения вала, которые получены от приборов, входящих в состав АПК. Таким образом описываемый АПК является системой контроля [93].

Полученные от датчиков напряжения и ток дают возможность определения мощности, на основе которой можно вычислить мощность на валу двигателя:

$$P_2 = P_1 \cdot \eta \quad (3.35)$$

Здесь P_1 – мощность, потребляемая электродвигателем, P_2 – мощность на валу электродвигателя, η - КПД электродвигателя. Момент на валу электродвигателя вычисляется по формуле:

$$M = \frac{60}{2\pi \cdot 9.81} \cdot \frac{P_2}{n} = 0.975 \cdot \frac{P_2}{n} \quad (3.36)$$

Здесь M – крутящий момент на валу двигателя, n – частота вращения вала двигателя. Таким образом в составе АПК была решена проблема определения крутящего момента косвенным путем без применения дорогостоящих и сложных по конструкции датчиков момента. Метрологический анализ и

экспериментальные исследования показали точность рассмотренного метода определения момента в пределах 1,29% (расчет приведен в главе 4.1).

Персональный компьютер ПК (рис. 3.21) представляет собой систему управления и сбора информации с возможностью формирования управляющих воздействий на ПЧ-1, СЭУ и ИК, а также получения от них измеренной и рассчитанной информации о энергетических характеристиках электродвигателей и электроприводов в целом. Для передачи данных в АПК реализована цифровая шина на основе интерфейса RS-485 с различными протоколами обмена информацией, например, промышленный ModBusRTU, протокол обмена Fluke и собственный протокол микропроцессора разработанной СЭУ. ПК подключен к цифровой шине через преобразователь интерфейсов ПИ, позволяющий согласовать интерфейсы RS-485 и USB. Модуль связи МС представлен устройством с преобразователем интерфейсов, осуществляющим преобразование сигналов, полученных по цифровой шине управления RS-485 в значения параметров внутреннего протокола для отправки их по каналам беспроводной связи.

Программное обеспечение АПК, построенное на алгоритмах обработки данных и расчета вычисляемых данных, имеет гибкую структуру управления с возможностью задания переменной величины нагрузки и встроенную систему связи с возможностью проведения длительных испытаний на объектах.

В состав АПК вошли датчики тока ДТ, напряжения ДН и положения вала двигателя ДП. Датчики тока и напряжения, установленные после преобразователей частоты входят в их состав и используются в качестве измерительных органов с возможностью расчета параметров для нужд преобразователей частоты и дальнейшей передачи ее в ПК. Таким образом АПК использует в качестве датчиков элементы, встроенные в преобразователи частоты с уже реализованными аналого-цифровыми преобразователями (АЦП) и аппаратом расчета действующих значений параметров.

Внешний вид собранного комплекса показан на рисунке 3.22.



Рисунок 3.22. Внешний вид аппаратно-программного комплекса для исследования электродвигателей с комбинированной обмоткой

В состав АПК вошла система удаленной беспроводной связи в виде модуля связи МС (рис. 3.13, 3.21). Применение системы позволило отладить основные методики управления, передачи данных и архивирования накопленных данных. Основной целью применения модуля связи стала возможность интеграции АПК в систему управления и мониторинга промышленных предприятий с реализацией дополнительного канала передачи данных. Данная функция становится особенно актуальной при проведении длительных исследований на действующих электроустановках предприятий с целью проведения сравнительных испытаний алгоритмов управления электродвигателями в составе электроприводов. Данный канал связи позволяет осуществлять мониторинг электропривода, накопление и хранение измеренных данных, управлять электроприводом при необходимости изменения режима работы [93].

3.5. Выводы

В разработанной системе контроля энергетических характеристик на основе системы эффективного управления реализованы аналоговые и цифровые каналы контроля и управления, вычислительные алгоритмы определения параметров, системы визуализации и архивирования. Технические решения, заложенные в конструкцию СЭУ, а также возможность корректировки алгоритмов работы системы управления позволяют проводить широкий спектр исследований с применением разнообразных объектов испытания. Применение канала связи позволяет повысить мобильность и универсальность комплекса, а также позволяет отказаться от применения мощной вычислительной техники и перейти на работу с регистраторами данных с последующей их обработкой.

В состав системы контроля включены программные решения, на которые возложено несколько задач: в процессе проведения испытаний осуществляют обработку данных, полученных от датчиков, выполняют управление преобразователем частоты и позволяют выполнить проверку правильности функционирования заложенных алгоритмов управления.

В результате применения разработанной системы, появилась возможность отработки и отладки алгоритмов управления асинхронными электродвигателями с комбинированной обмоткой за счет оптимизации магнитного потока, на основе которой формируются управляющие сигналы на инвертор в зависимости от скорости вращения вала и нагрузки на нем. Сложности управления такими электродвигателями вызваны конструктивными особенностями, при которых две обмотки смещены друг относительно друга на 30 градусов и при этом преобразователи частоты с реализованным прогрессивным векторным управлением не способны сформировать правильное положение магнитного поля статора, так как в них заложена математическая модель классического асинхронного электродвигателя. В разработанной системе эффективного управления имеется возможность корректировки алгоритмов управления под

разработанную математическую модель со смещением результирующего вектора управления магнитным полем на 19 градусов относительно ведущей обмотки «звезда» с целью повышения энергоэффективности управляемого электродвигателя.

4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ И ВЫРАБОТКА ПРАКТИЧЕСКИХ РЕКОМЕНДАЦИЙ ПО СИНТЕЗУ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ НА ОСНОВЕ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С КОМБИНИРОВАННОЙ ОБМОТКОЙ

Введение

Разработанная автором система контроля электродвигателей в первую очередь предназначена для корректировки алгоритмов управления встроенного преобразователя частоты с целью его адаптации для работы с асинхронными электродвигателями с комбинированной обмоткой. С этой целью в систему управления был заложен гибкий алгоритм управления с оптимизацией магнитного потока и смещения результирующего вектора.

Основной целью исследования с применением системы контроля было получение характеристик АДКО не хуже, чем у асинхронного двигателя с традиционной обмоткой с применением частотного регулирования, так как все предыдущие исследования были направлены на получение характеристик при прямом включении двигателя в сеть. При применении частотного регулирования по методу скалярного управления, АДКО фактически показывает характеристики традиционного АД или даже хуже, поэтому все исследования сводились к настройке системы управления с векторным регулированием с наилучшими характеристиками. Объектом исследования являлся АДКО 4А80А4, разработанный группой ученых под руководством Корнилова В.Ю. профессора кафедры ПМ ФГБОУ ВО «КГЭУ» в рамках проведения НИОКР по договору №381-РР от 15.06.2015г. по теме «Разработка энергоэффективного асинхронного электродвигателя» заключенного между ООО «Ремстрой – Энергосервис» и ФГБОУ ВПО «КГЭУ».

На основе проведенных исследований формируются практические рекомендации производителям преобразователей частоты по внесению в стандартное программное обеспечение дополнительного вида управляемого электродвигателя с целью расширения функциональных возможностей и повышения универсальности выпускаемой продукции.

4.1 Метрологический анализ каналов измерения

Для проверки достоверности проводимых экспериментальных исследований необходимо выполнить метрологический анализ каналов измерения и преобразования величин, измеряемых приборным комплексом разработанной системы контроля.

В исследованиях проверялись такие энергетические характеристики АДКО, как крутящий момент, КПД, коэффициент мощности, гармонический состав питающего напряжения.

В процессе проведения метрологического анализа использовались такие документы, как ГОСТ 8.009-84 «Нормируемые метрологические характеристики средств измерения» [94], РД-153-34.0-11.201-97 «Методика определения обобщенных метрологических характеристик измерительных каналов ИИС и АСУ ТП по метрологическим характеристикам агрегатных средств измерения» [95], МИ-222-80 «Методика расчета метрологических характеристик измерительных каналов информационно-измерительных систем по метрологическим характеристикам компонентов» [96].

Измерительный канал для определения момента электродвигателя построен на принципе «тарированной машины», когда в составе электромашинного агрегата используется электрическая машина с известными значениями КПД в зависимости от нагрузки и скорости вращения вала. Поэтому определение крутящего момента исследуемой электрической машины возможно

выполнить расчетным путем без применения датчика момента. Для этого необходимо воспользоваться формулой (3.35) и (3.36).

На рисунке 4.1 показана структурная схема измерительных каналов системы эффективного управления и контроля [97]. Здесь ППЧ – промышленный преобразователь частоты, использующий скалярный метод управления, к которому присоединен электродвигатель М1, являющийся нагрузочным и работающий на противовключение (вращается встречно исследуемому двигателю) [98]. Двигатель М1 (Gamar XS 70 84, 1380 об/мин, мощностью 0,37 кВт) является тарированной машиной с известными значениями КПД. М2 – исследуемый электродвигатель, СЭУ – система эффективного управления, использующая эффективные методы управления. РМ1 – измеритель мощности Fluke 43В, Тахометр – измеритель скорости вращения вала двигателей электромашинного преобразователя (RPM Speed Meter), РМ2 – измеритель мощности, потребляемой системой эффективного управления (PZEM-061(V2.0)), ПК – персональный компьютер с запущенной программой управления всей системой [99]. В составе системы эффективного управления, имеется канал контроля состояния электродвигателя КК, предназначенный для реализации энергоэффективного управления. При вычислении крутящего момента учитывается КПД преобразователя частоты, который составляет, согласно паспортным данным 98%.

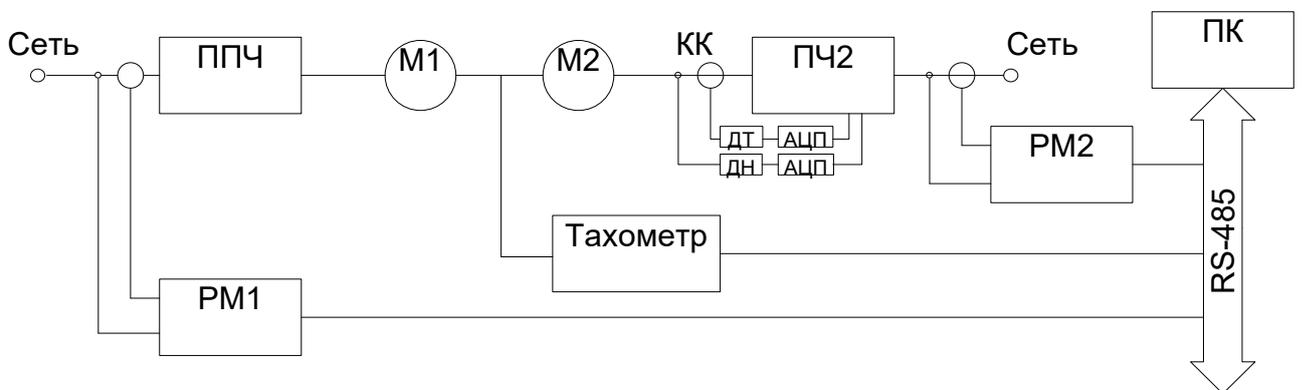


Рисунок 4.1. Структурная схема измерительных каналов системы контроля и эффективного управления

Измерительный канал (ИК) имеет структуру, состоящую из трех параллельных приборов со следующими характеристиками точности измерений:

1. PM1 Fluke 43B – определяет мощность P_1 нагрузочного двигателя, входные сигналы напряжение и ток, вычисленные по методу TrueRMS (истинное среднеквадратичное значение), выходной сигнал мощность в цифровом виде, передаваемая на ПК по цифровой шине RS-485. Предел основной приведенной погрешности по каналу измерения мощности 2%.

2. PM2 PZEM-061(V2.0) - определяет мощность P_1 исследуемого двигателя, входные сигналы напряжение и ток, вычисленные по методу TrueRMS, выходной сигнал мощность в цифровом виде, передаваемая на ПК по цифровой шине RS-485. Предел основной приведенной погрешности по каналу измерения мощности 1%.

3. Тахометр RPM Speed Meter – определяет скорость вращения вала n нагрузочного двигателя, входной сигнал чередование импульсов, со скважностью, соответствующей скорости вращения вала, получаемые от индукционного датчика, выходной сигнал число оборотов в минуту в цифровом виде, передаваемый на ПК по цифровой шине RS-485. Предел основной приведенной погрешности по каналу измерения мощности 0,1%.

Оценка допускаемых среднеквадратических отклонений (СКО) погрешности измерительного канала с учетом приборов, входящих в состав ИК определяется по методике, приведенной в МИ-222 и РД-153 и выглядит следующим образом:

Расчет характеристики систематической составляющей погрешности ИК в виде функций входного сигнала дает возможность получить:

$M[\Delta_c(x)]$ - математическое ожидание систематической составляющей погрешности ИК данного типа;

$\sigma[\Delta_s(x)]$ - среднее квадратическое отклонение систематической составляющей погрешности ИК данного типа.

Исходными данными для расчета являются:

- N – количество компонентов в канале;
- $f_{ni}(x)$ – номинальная статическая характеристика преобразования компонента данного типа в виде линейной зависимости от входного сигнала ($i = 1, 2, \dots, N$):

$$\begin{aligned} f_{ni}(x) &= A_i x + a_i ; \\ M [\Delta_{ci}(x)] &= B_i x + b_i \end{aligned} \quad (4.1)$$

- математическое ожидание систематической составляющей погрешности компонента данного типа в виде линейной функции входного сигнала;
- $\sigma[(\Delta_{ci}(x))]$ – среднее квадратическое отклонение систематической составляющей погрешности компонентов данного типа (для всех компонентов), входящих в ИК, ($i = 1, 2, \dots, N$). Для расчета $\sigma[(\Delta_{ci}(x))]$ задается в виде функции входного сигнала x ;

$$\sigma[(\Delta_{ci}(x))] = (G_i^2 x^2 + g_i^2)^{\frac{1}{2}} \quad (4.2)$$

где G_i^2 и g_i^2 дисперсии мультипликативной и аддитивной составляющих систематической погрешности соответственно.

Предел допускаемого значения систематической составляющей погрешности $\Delta_{с.д}$ ИК данного типа рассчитывается по аналогичным формулам. Результатом расчета является числовое значение $\Delta_{с.д}$. при этом взаимное влияние ИК не учитывается.

Исходными данными для расчета являются:

- N - количество компонентов, входящих в ИК;
- $[0 \dots q]$ - диапазон изменения входного сигнала ;
- $f_{ni}(x)$ - номинальная статическая характеристика преобразования каждого компонента входящего в ИК, ($i = 1, 2, \dots, N$). $f_{ni}(x)$ задается в виде функции входного сигнала:

$$f_{ni}(x) = A_i x ; \quad (4.3)$$

- $\Delta_{с.дi}$ – предел допускаемого значения систематической составляющей погрешности компонента данного типа, входящего в ИК ($i = 1, 2, \dots, N$).

Для расчета используется числовое значение $\Delta_{с.дi}$.

Расчет характеристики систематической и случайной составляющих погрешности с учетом связи между ИК распространяется на информационно-измерительные системы (ИИС), составленные из многоканальных компонентов.

При этом рассчитываются следующие метрологические характеристики ИК ИИС:

- $M [\Delta_{ci} (x)]$ - математическое ожидание систематической составляющей погрешности ИК данного типа (для всех ИК ИИС $i = 1, 2, \dots, m$);
- $\sigma[(\Delta_{ci} (x))]$ - среднее квадратическое отклонение систематической составляющей погрешности ИК данного типа (для всех ИК ИИС $i = 1, 2, \dots, m$).

Исходными данными для расчета являются:

- m – количество ИК в многоканальных компонентах, входящих в ИИС;
- N - количество компонентов, входящих в ИК;
- $f_{nji}(x)$ - номинальная характеристика преобразования по одному каналу j -го компонента, входящего в ИК ИИС ($j = 1, 2, \dots, N$),
- $f_{nji}(x)$ является линейной функцией входного сигнала i -го канала компонента, входящего в ИИС : $f_{nji}(x) = A_j x_i + a_j$ при $i = 1, 2, \dots, m$; $j=1, 2, \dots, N$;
- $M [\Delta_{cij}(x)]$ – математическое ожидание систематической составляющей погрешности одного канала каждого компонента, входящего в ИК ИИС ($j = 1, 2, \dots, N$), $M [\Delta_{cij}(x)]$ – является линейной комбинацией всех входных сигналов компонента:

$$M[\Delta_{cij}(x)] = \sum_{k=1}^m B_{kij} x_k + b_{ij} \quad (4.4)$$

где i – номер какого – либо выделенного канала;

- $\sigma[\Delta_{ci}(x)]$ – среднее квадратическое отклонение систематической составляющей погрешности по одному каналу каждого компонента ($j = 1, 2, \dots, N$), $\sigma[\Delta_{ci}(x)]$ является функцией всех входных сигналов компонентов x_k ($k = 1, 2, \dots, m$):

$$\sigma[\Delta_{cij}(x)] = \left(\sum_{k=1}^m G_{kij}^2 x_k^2 + g_{kj}^2 \right)^{1/2} \quad (4.5)$$

где i – номер выделенного канала.

Результатами расчета являются $M(\Delta_{ci})$, $\sigma(\Delta_{ci})$, выраженные функциями от всех входных сигналов многоканальной ИИС.

Оценка допускаемых среднеквадратических отклонений (СКО) погрешности измерительного канала с учетом приборов, входящих в состав ИК для нормального закона распределения случайных составляющих погрешности в % от нормирующего значения определяется по формуле:

$$\sigma = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^N Y_i^2}}{\sqrt{3}} \quad (4.6)$$

где σ - СКО погрешностей компонентов ИК, Y_i - пределы основной приведенной погрешности соответствующего прибора, N - количество приборов.

Среднеквадратическое отклонение погрешностей канала измерения момента составит:

$$\sigma = \sqrt{\frac{2^2}{3} + \frac{1^2}{3} + \frac{0,1^2}{3}} = 1,29\% \quad (4.7)$$

где 2% - приведенная погрешность прибора PM1 Fluke 43B, 1% - приведенная погрешность прибора PM2 PZEM-061(V2.0), 0,1% - приведенная погрешность тахометра RPM Speed Meter.

Или в реальных измеряемых величинах 0...3 Нм:

$$\sigma = \frac{3 \text{ Нм} * 1,29\%}{100\%} = 0,0387 \text{ Нм} \quad (4.8)$$

Данное значение является вполне допустимым при ожидаемых результатах экспериментов.

Канал измерения КПД исследуемой машины определяется по схеме, показанной на рисунке 4.1, приборами, аналогичными каналу измерения крутящего момента [100]. На основании измеренной мощности преобразователя частоты ППЧ с учетом его паспортного КПД 98% и данных о скорости вращения вала двигателя определяется мощность P_2 на валу. Затем с учетом мощности, потребляемой преобразователем системы эффективного управления, рассчитывается КПД исследуемого электродвигателя.

На основании расчетов среднеквадратического отклонения погрешностей канала измерения составившего 1,29% в реальных измеряемых величинах КПД = 0...1 погрешность составит:

$$\sigma = \frac{1 * 1,29\%}{100\%} = 0,0129 \text{ у. ед.} \quad (4.9)$$

Канал измерения коэффициента мощности построен на приборе Fluke 43В с характеристикой канала $\pm 0,2\%$.

Канал измерения гармонического состава питающего напряжения построен на основе осциллографа Instrustar ISDS205В, подключаемого между СЭУ и М2 (рисунок 4.1), с возможностью FFT измерения, гармоника (1-7), SNR, SINAD, ENOB, THD, SFDR, с характеристикой канала погрешности по вертикали 3% [101].

Канал контроля электродвигателя КК (рисунок 4.1) встроенный в систему эффективного управления и входящий в состав СЭУ построен на датчиках тока ZMCT103С с номинальным током до 5А и датчиках напряжения ZMPT101В с номинальным напряжением 250 В с преобразованием аналогового сигнала на 10 разрядном АЦП. Класс точности датчиков тока и напряжения 0,2, 10 разрядный АЦП имеет погрешность 0,1%. Соответственно при значении входного напряжения АЦП 0...5 В, точность его измерения в цифровом виде составит 1023 значений или до 0,005 В, диапазон измерения датчика тока ± 5 А, т.е. АЦП дает

возможность измерения тока с точностью до 0,01 А, диапазон измерения датчика напряжения ± 250 В, т.е. АЦП сможет измерить напряжение с точностью до 0,5 В.

В целом среднеквадратическое отклонение погрешностей измерения тока и напряжения канала КК составит:

$$\sigma = \sqrt{\frac{0,2^2}{3} + \frac{0,1^2}{3}} = 0,129\% \quad (4.10)$$

Таким образом метрологический анализ показал, что разработанная система контроля энергетических характеристик АДКО имеет лучшие характеристики по сравнению с известными исследовательскими стендами, обзор которых приведен в разделе 1.3 диссертации. Например, испытательный стенд 02.01.07А производства ООО НПП «Электромаш» (рисунок 1.9) имеет худшие характеристики (см. таблицу 1.1) каналов измерения напряжения (0,2%), канала измерения тока (0,5%), канала измерения скорости вращения (2%) и момента на валу двигателя (5%). Стенд КСПАД-005 производства группы компаний ООО НПП «АВЭМ» и ООО «Авиаагрегат-Н» (рисунок 1.10) имеет худшие характеристики (см. таблицу 1.2) каналов измерения напряжения (0,5%), канала измерения тока (0,5%), при этом стенд не имеет в своем составе канала измерения скорости вращения и момента на валу двигателя, что говорит о его ограниченной функциональности. Для сравнения, характеристики разработанной системы контроля: канал измерения напряжения 0,129%, канал измерения тока 0,129%, канал измерения скорости вращения 0,1%, канал измерения момента на валу двигателя 1,29%. Данный анализ характеристик говорит о явных преимуществах разработанной системы контроля по сравнению с известными промышленно выпускаемыми исследовательскими стендами.

4.2 Реализация и отладка принципа векторного управления в электроприводе системы эффективного управления

Чтобы проверить предложенные подходы и продемонстрировать возможность реализации принципа векторного управления АДКО на практике и корректировки и отладки алгоритмов управления, были полностью разработаны исследования и испытания системы контроля энергетических характеристик электродвигателей в лаборатории трехфазных инверторов, как показано на рисунке 4.2.

Как уже было сказано выше, система эффективного управления имеет в своем составе такие основные элементы, как микроконтроллер, драйвер ключей и трехфазный инвертор. Нагрузкой служил АД марки Gamag XS 70 84 1380 об/мин мощностью 0,37 кВт.

В качестве контрольно-измерительного инструмента применялся осциллограф, позволяющий оценить правильность формирования формы выходного напряжения и тока, а также оценить величину гармонического состава сигналов управления.

После загрузки программного обеспечения для микроконтроллера и подачи команды на запуск, сигнал, полученный на его выходах управления ключами инвертора, имеет вид, показанный на рисунке 4.3.

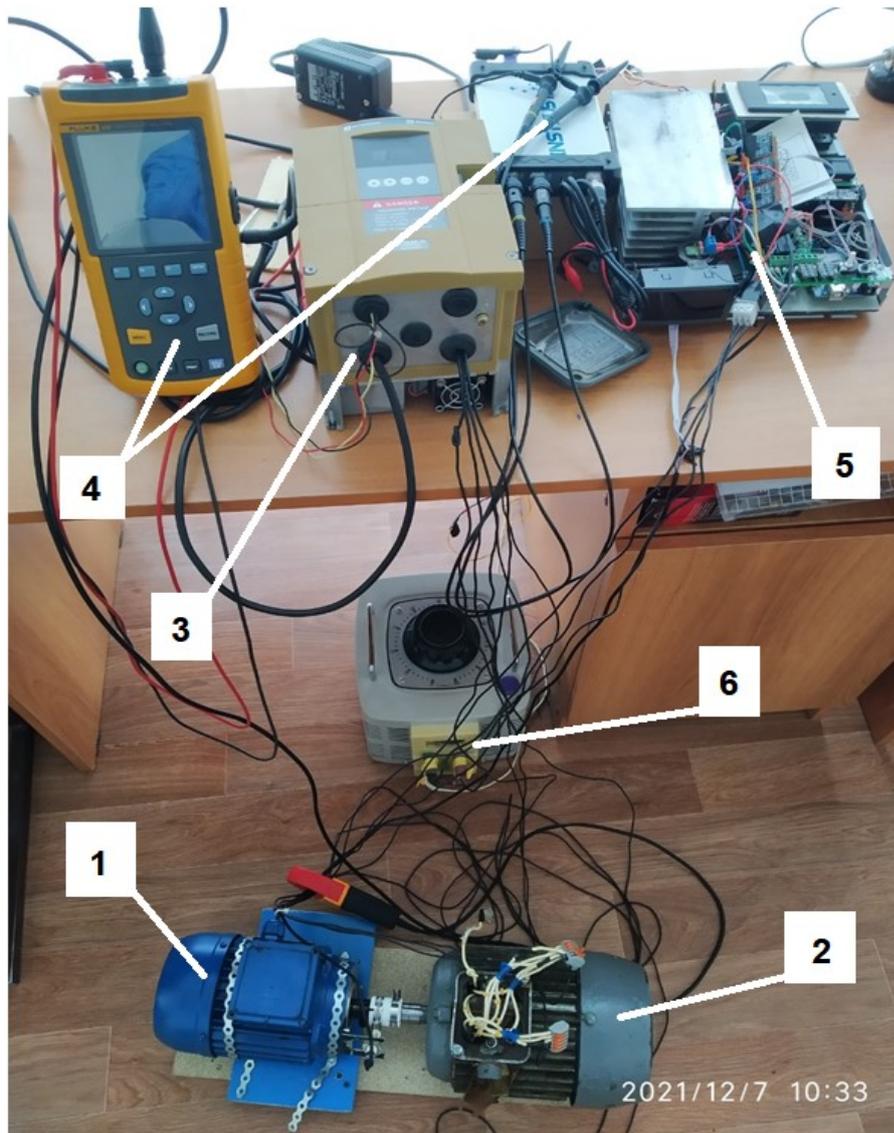


Рис 4.2. Система контроля характеристик электродвигателей на базе инвертора SVPWM. 1 – нагрузочный электродвигатель, 2 – исследуемый электродвигатель, 3 – промышленный преобразователь частоты, 4 – измерительный комплекс, 5- система эффективного управления, 6 – регулятор напряжения

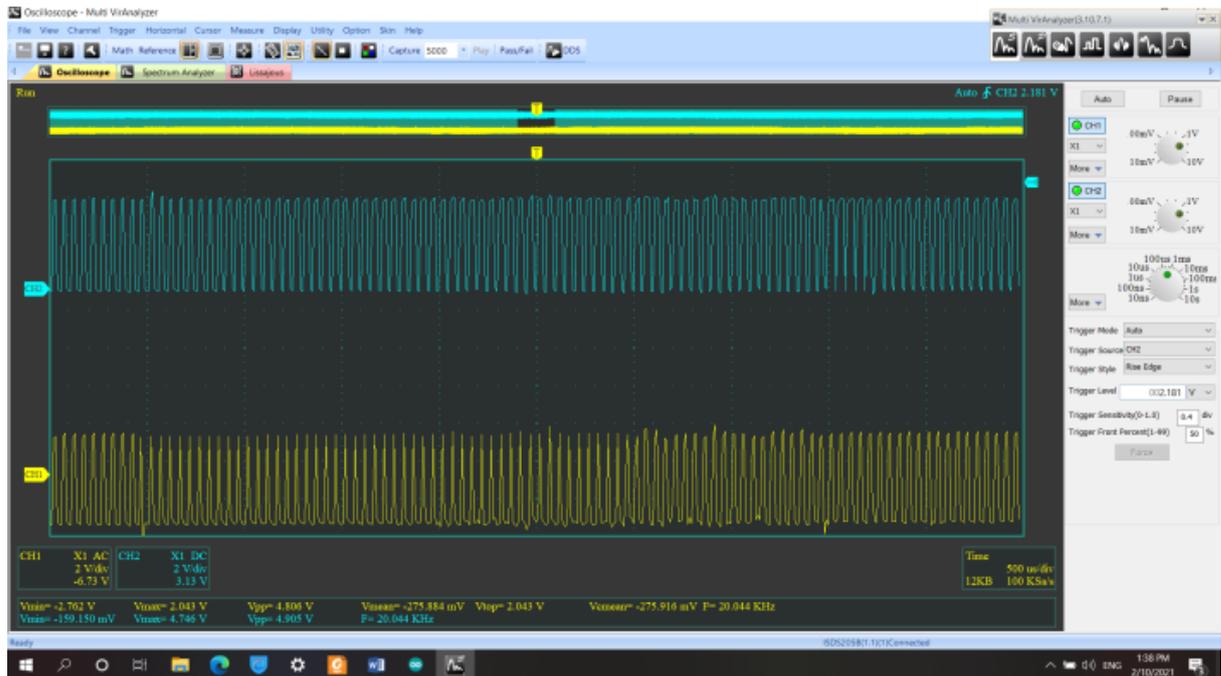


Рисунок 4.3. Управляющий сигнал инвертора VSPWM

Чтобы обеспечить безопасность схемы во время эксперимента, изначально входное питание инвертора изменялось ступенчато с 24 В до 220 В переменного тока с помощью регулируемого трансформатора с резистивной нагрузкой, представляющего собой лабораторный автотрансформатор ЛАТР. После проверки параметров на пониженном напряжении, составляющем примерно 30% от номинального, определено, что инвертор может работать безопасно [102]. При проведении исследований инвертор питается от сети переменного тока 220 В, а нагрузка представляет собой трехфазный двигатель мощностью 0,37 кВт. После калибровки схемы и настройки алгоритмов эффективного управления, в частности при смещении результирующего вектора магнитного поля статора на 19 градусов (см. рисунок 3.4) относительно вычисленного положения ротора, которое определяется ведущей обмоткой «звезда», были проведены исследования формы напряжения, питающего электродвигатель, с применением спектральной оценки величины высокочастотных составляющих [103]. Результаты исследования показаны на рисунке 4.4.

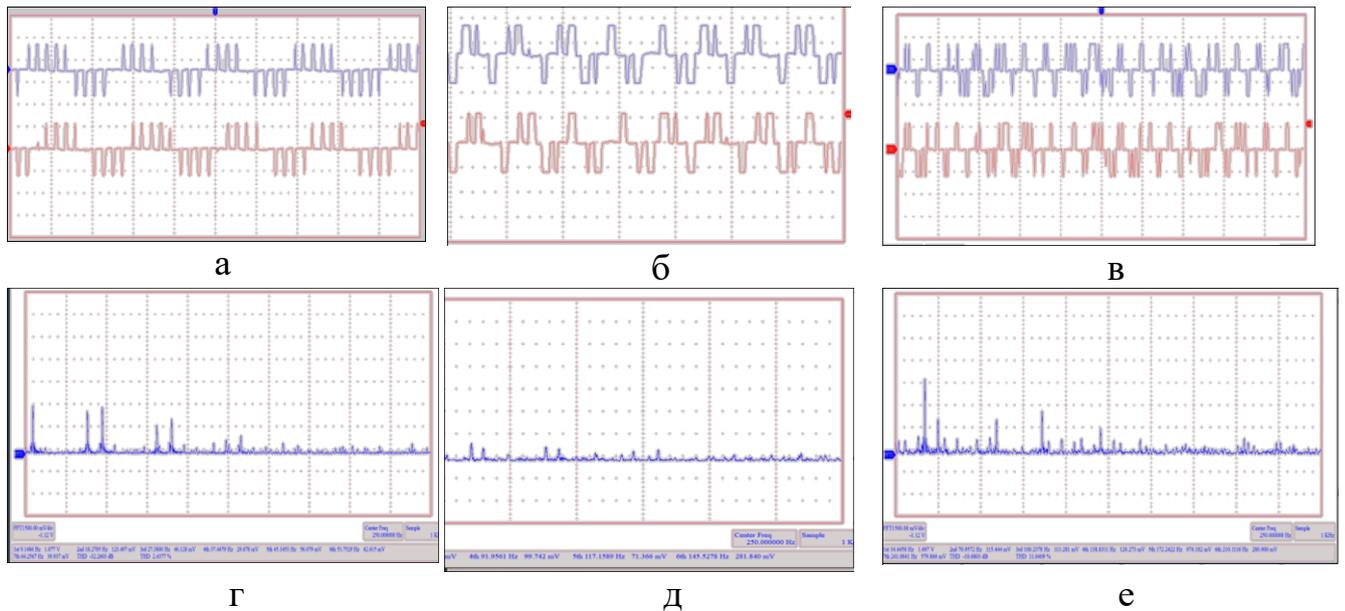


Рисунок 4.4. Форма выходного напряжения (а, б, в) и гармонического состава тока (г, д, е) преобразователя частоты СЭУ в фазе А и фазе В: а,г - выходное напряжение и гармонический состав тока при 10 Гц; б,д - при 25 Гц; в,е- при 50 Гц

Форма волны напряжения электродвигателя на рисунке 4.4, полученная с помощью осциллографа, показывает, что выходное напряжение инвертора, подаваемого на двигатель с частотой 10 Гц, 25 Гц и 50 Гц, имеет аналогичную форму. Однако невооруженным глазом можно заметить, что при низкочастотном регулировании скорости двигателя форма волны является однородной и циклически подобной, что косвенно указывает на то, что общее содержание гармоник тока, потребляемого инвертором (ТНД), имеет небольшое значение на низкой частоте. Это значение увеличивается с увеличением частоты управляющего напряжения, подаваемого на двигатель. Для более детального анализа измеренных графиков колебаний мгновенных значений тока их спектральный состав получается с использованием расширений в ряд Фурье. Рассматривая спектр БПФ, мы видим, что чем ниже частота, тем меньше амплитуда гармонической составляющей и, соответственно, незначительно больше процент гармоник ТНД при увеличении частоты, что является нормальным при использовании принципа векторного управления и показано в

большом количестве научных исследований. Расчетная погрешность канала составила 0,129%.

4.3 Исследование системы эффективного управления с асинхронным электродвигателем с комбинированной обмоткой

Дальнейшие исследования проводились с применением электромашинного агрегата на основе традиционного АД, подключенного к промышленному преобразователю частоты и АД с комбинированной обмоткой, подключенному к СЭУ. При этом для проведения сравнительных испытаний АДКО подключался либо к промышленному преобразователю частоты либо к системе эффективного управления. Схема подключения электродвигателей при проведении сравнительного анализа эффективности работы алгоритма оптимизации магнитного потока показана на рисунке 4.5.

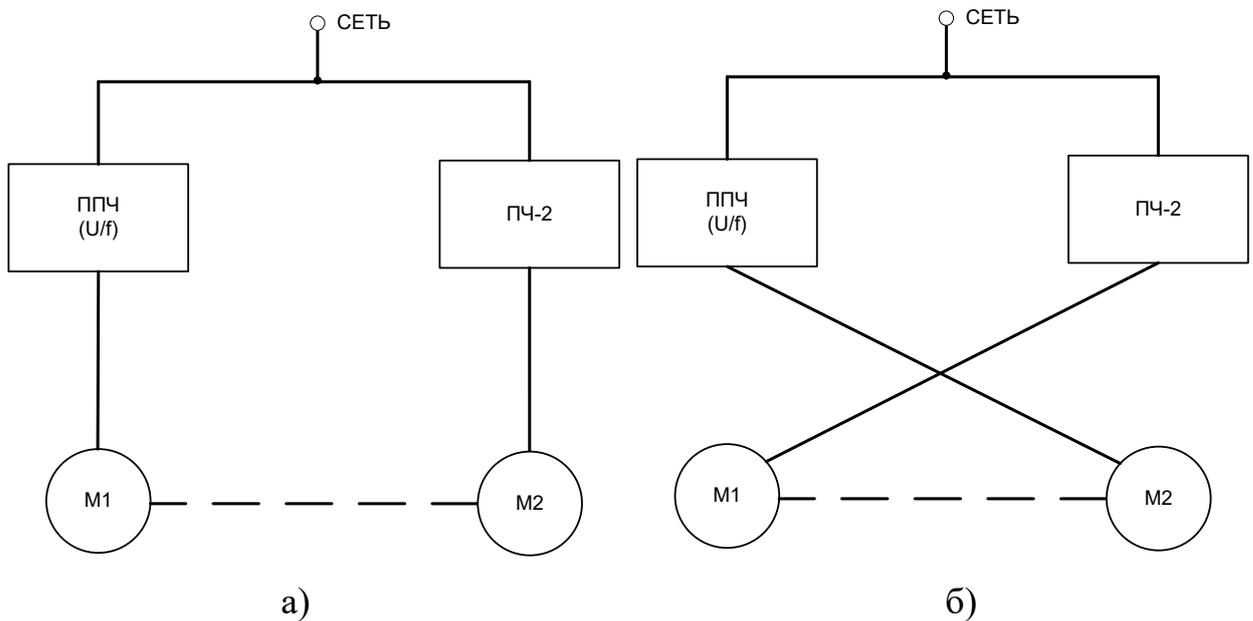


Рисунок 4.5. Схема подключения электродвигателей при проведении сравнительного анализа эффективности работы алгоритма оптимизации магнитного потока: а) схема с подключением нагрузочного двигателя к промышленному ПЧ (ППЧ), б) схема с подключением исследуемого двигателя к промышленному ПЧ (ППЧ). М1 – нагрузочный АД, М2 – АДКО

Все исследования проводились в соответствии с требованиями ГОСТ 11828 «Машины электрические вращающиеся, Общие методы испытаний» [104], ГОСТ 53472 «Машины электрические вращающиеся, Методы испытаний» [105], ГОСТ 25941 «Машины электрические вращающиеся, Методы определения потерь и коэффициента полезного действия» [106].

Методика проведения испытаний АД под нагрузкой

Согласно ГОСТ 11828 испытание под нагрузкой следует проводить методом непосредственной нагрузки при номинальном напряжении и номинальной отдаваемой мощности или номинальном токе.

Испытание двигателя под нагрузкой проводится при подключении исследуемого асинхронного электродвигателя с комбинированной обмоткой через разработанную систему эффективного управления. Нагрузочным устройством служит асинхронный электродвигатель, включаемый через преобразователь частоты Altivar ATV. Преобразователь частоты позволяет управлять и устанавливать момент на валу нагрузочного АД тем самым нагружая исследуемый АД с комбинированной обмоткой [107 -109]. Регулирование момента на валу нагрузочного АД производится путем изменения частоты питающего напряжения, при этом его режимом работы выбран режим противовключения, то есть электродвигатели работают в разных направлениях, но при жесткой сцепке валов получаем эффект нагрузочного момента на валу исследуемого двигателя [110].

Под рабочими характеристиками исследуемого электродвигателя понимают зависимости подводимой мощности, тока, момента, скольжения, КПД и коэффициента мощности от отдаваемой мощности при номинальных значениях напряжения и частоты [111].

Согласно ГОСТ 11828 рабочие характеристики двигателей мощностью до 100 кВт следует определять из опытов непосредственной нагрузки при номинальном напряжении.

При снятии рабочих характеристик следует измерять частоту, линейные напряжения и токи, подводимую мощность и скольжение, а при определении КПД непосредственным способом дополнительно следует измерять момент или отдаваемую мощность с помощью тарированной вспомогательной машины. Линейный ток измеряют тремя амперметрами, подводимую мощность - по схеме двух ваттметров, трехфазным ваттметром или по схеме трех ваттметров [104].

Для установившегося режима работы двигателя вращающий и тормозной моменты электродвигателя равны: $M_{\text{вращ}} = M_{\text{ст}}$. При увеличении тормозного момента ($M_{\text{ст}}$) нарушается равновесие моментов на валу, появляется отрицательный динамический момент, и частота вращения двигателя уменьшается, а скольжение возрастает, при этом растут ЭДС и ток в роторе, что приводит к увеличению момента, развиваемого двигателем.

Этот процесс происходит до тех пор, пока вновь не установится равновесие $M_{\text{вращ}} = M_{\text{ст}}$, но уже с другой частотой вращения и скольжения.

Согласно методике приведенной в ГОСТ 53472-2009 [105] обработку результатов измерений следует проводить следующим образом.

Коэффициент мощности вычисляют по формуле

$$\cos\varphi = \frac{P_1 10^3}{\sqrt{3} U_H I} \quad (4.11)$$

где P_1 - подводимая мощность, кВт;

U_H - номинальное линейное напряжение, В;

I - линейный ток, А.

При определении непосредственным методом КПД% вычисляют по формуле

$$\text{КПД} = 100 \frac{P_2}{P_1} \quad (4.12)$$

где P_2 - отдаваемая мощность, кВт, определенная по измеренному моменту и частоте вращения либо по данным измерений на тарированной вспомогательной машине;

P_1 - подводимая мощность, кВт.

Вращающий момент M . Нм. вычисляют по формуле

$$M = 9550 \frac{P_2}{n} \quad (4.13)$$

где n - частота вращения, об/мин.

Определение кривой вращающего момента, значений максимального и минимального вращающих моментов путем нагрузки и измерения электрической мощности нагрузочной машины по ГОСТ 11828. Определение кривой вращающего момента двигателей мощностью до 100 кВт следует производить на двигателе, нагретом примерно до температуры номинального режима. Прогрев двигателя проводился при работе под нагрузкой в течение одного часа.

При определении момента по подводимой мощности момент M . Нм. при скольжении S вычисляют по формуле

$$M = \frac{9550}{n_c} \left[\begin{array}{l} P_1 - P_{M1} - P_{СТ} - P_{ДОБ1Н} \left(\frac{I}{I_H} \right)^2 - \\ - \frac{(1-S)}{|1-S|} P_{ДОБУН} \left(\frac{I}{I_H} \right)^2 \sqrt{|1-S|} - P_{МЕХ}(1-S) \end{array} \right] \quad (4.14)$$

где n_c – синхронная частота вращения, об/мин;

P_{M1} – измеренные потери в меди статора, кВт;

$P_{ДОБ1Н}$ – добавочные потери, кВт;

$P_{ДОБУН}$ – высокочастотные добавочные потери, кВт.

Если непосредственное измерение вращающего момента M , Нм, невозможно, то его следует вычислять по формуле

$$M = 9550k \frac{P_k - P_{СТ} - P_{M1}}{n_c} \quad (4.15)$$

где P_k – подводимая мощность, кВт;

$P_{СТ}$ – потери в стали, соответствующие приложенному напряжению, полученные из опыта холостого хода, кВт;

P_{M1} - потери в обмотке якоря (статора), вычисляемые по потребляемому току и сопротивлению фазы обмотки, измеренному непосредственно по окончании опыта трехфазного питания неподвижной машины, кВт;

n_c - синхронная частота вращения, об/мин;

k - коэффициент, меньший единицы, учитывающий ослабляющее влияние высших гармонических составляющих и несимметрии токов статора, принимаемый равным 0,9, если в стандартах или технических условиях не установлено другое его значение.

По результатам измерений и расчетов следует строить зависимости тока и вращающего момента от напряжения.

При проведении испытания с наибольшим значением подводимого напряжения, близким к номинальному, начальный пусковой ток и начальный пусковой момент следует определять для номинального напряжения экстраполяцией или интерполяцией полученных зависимостей.

Если испытание при номинальном напряжении или близком к нему не проводилось, то начальный пусковой ток и начальный пусковой момент, определяют приведением к номинальному напряжению по формулам:

$$I_{KH} = I_{KM} \frac{U_H - U'_K}{U_M - U'_K},$$

$$M_{KH} = M_{KM} \left(\frac{I_{KH}}{I_{KM}} \right)^2 \quad (4.16)$$

где U_M - наибольшее напряжение при испытаниях, В;

U'_K - напряжение, соответствующее отрезку, отсекаемому на оси абсцисс касательной к кривой, изображающей зависимость тока от напряжения (рисунок 4.6), В;

I_{KM} - наибольший ток при испытании, А;

M_{KM} - вращающий момент, измеренный или рассчитанный при напряжении, Н·м.

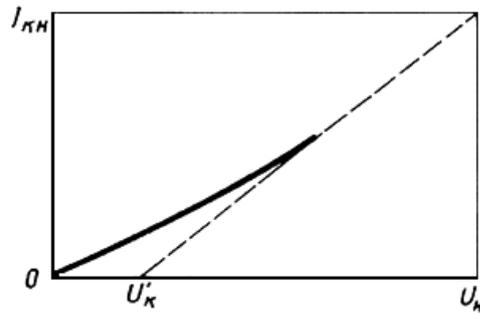


Рисунок 4.6 Определение значения напряжения $U'_к$ в зависимости от заложенной в программное обеспечение зависимости тока от напряжения.

Исследования, проведенные на представленной системе контроля позволили выявить тенденцию совместной работы преобразователя частоты с векторным управлением и АД с комбинированной обмоткой, которая показывает плохую их совместимость по причине изменения магнитной системы двигателя. Проведенные работы по смещению результирующего вектора магнитного поля статора на первом этапе исследования позволили увеличить крутящий момент двигателя и приблизить его к традиционному асинхронному электродвигателю. На втором этапе исследования была осуществлена попытка увеличения крутящего момента и приблизить его к моменту, развиваемому АД с комбинированной обмоткой при прямом включении в сеть путем введения алгоритма оптимизации магнитного потока и минимизации потерь мощности.

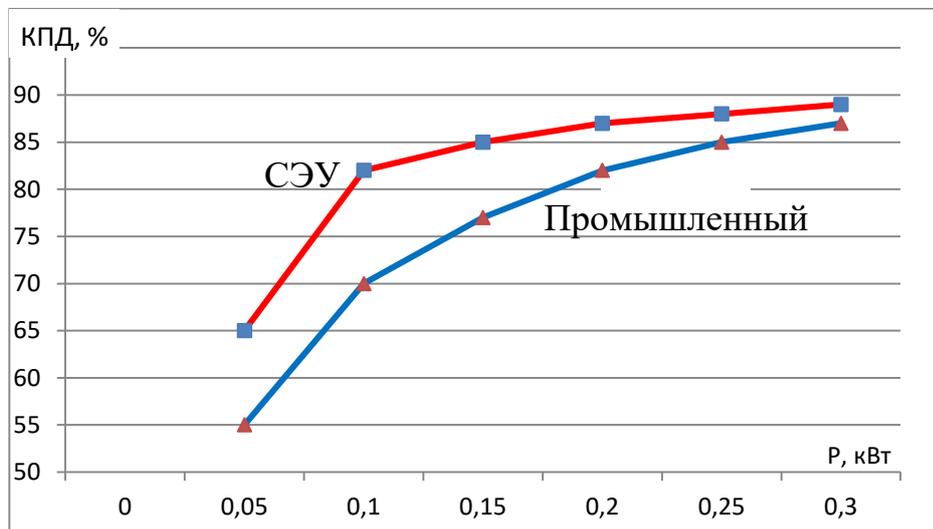
4.4 Исследования асинхронного электродвигателя с комбинированной обмоткой 4А80А4 под нагрузкой с применением системы эффективного управления и системы контроля

Рабочие характеристики исследуемого электропривода при подключении от разработанной системы эффективного управления, такие как КПД, $\cos\phi$, крутящий момент, определены согласно ГОСТ 25941-83 по методу прямого определения путем измерения электрической мощности двух жестко связанных между собой электродвигателей [106, 112].

Согласно требований ГОСТ испытания следует проводить при практически установившейся температуре подшипников исследуемой машины. В случае

отсутствия возможности непосредственного измерения температуры, электродвигатель должен до начала испытания вращаться без нагрузки при номинальной частоте вращения в течение 30 минут. Испытания по определению КПД следует проводить по возможности при температуре окружающей среды от 10 до 30°C; при соблюдении этого условия никакие поправки к измеренным значениям отдельных потерь и КПД не вносятся. При этом применяется методика измерения мощности, подводимой к электродвигателю и отдаваемой им нагрузочному.

Определение КПД АД с комбинированной обмоткой проводилось в диапазоне мощностей от нулевой до номинальной мощности нагрузочного двигателя, что достигалось изменением задания скорости вращения преобразователя частоты нагрузочного двигателя [113, 114]. Полученные характеристики в зависимости от потребляемой мощности показаны на рисунке 4.7, а в зависимости от скорости вращения на рисунке 4.8. Характеристика коэффициента мощности в зависимости от отдаваемой полезной мощности на валу электродвигателя показана на рисунке 4.9.



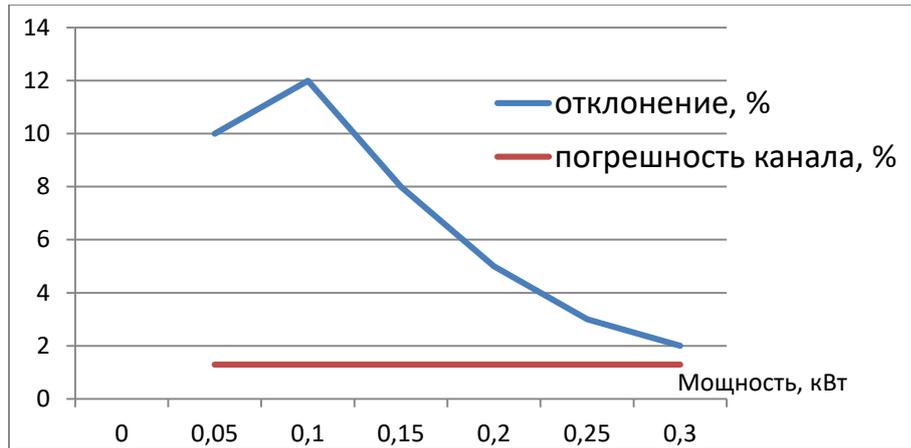


Рисунок 4.7. График изменения КПД исследуемого электропривода с АДКО 4А80А4 в зависимости от отдаваемой полезной мощности при питании от СЭУ с оптимизацией магнитного потока и от промышленного преобразователя частоты и график отклонения измерений

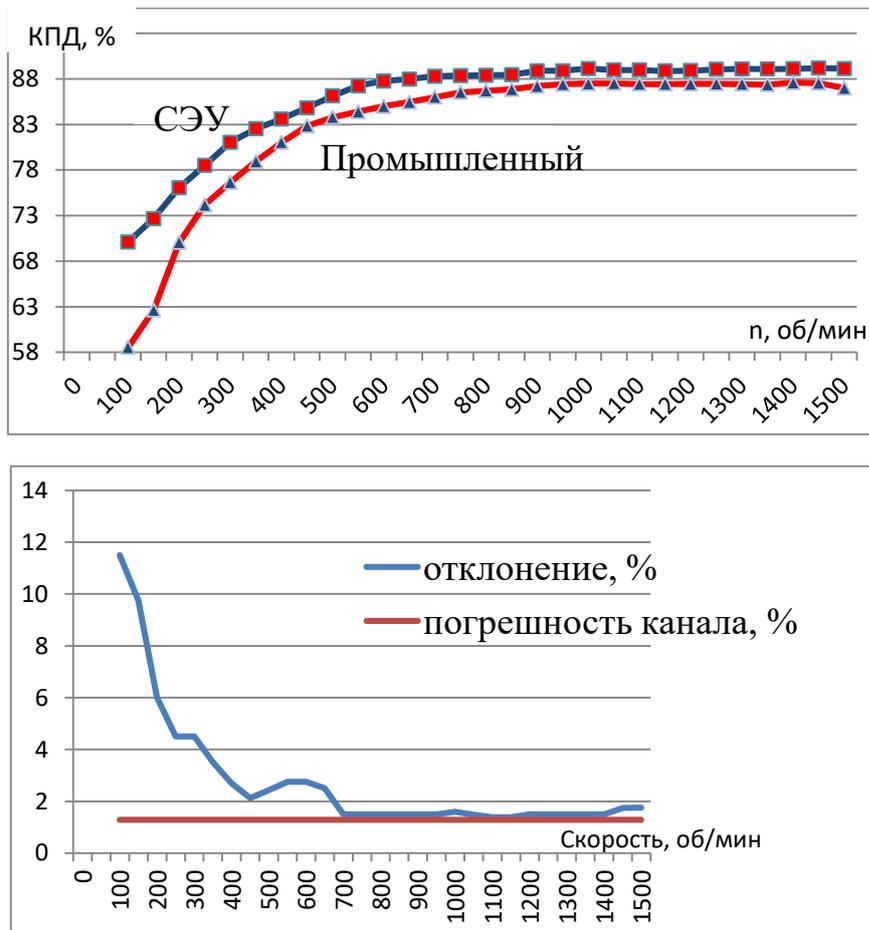


Рисунок 4.8. График изменения КПД исследуемого электропривода с АДКО 4А80А4 в зависимости от скорости вращения при питании от СЭУ с оптимизацией магнитного потока и от промышленного преобразователя частоты и график отклонения измерений

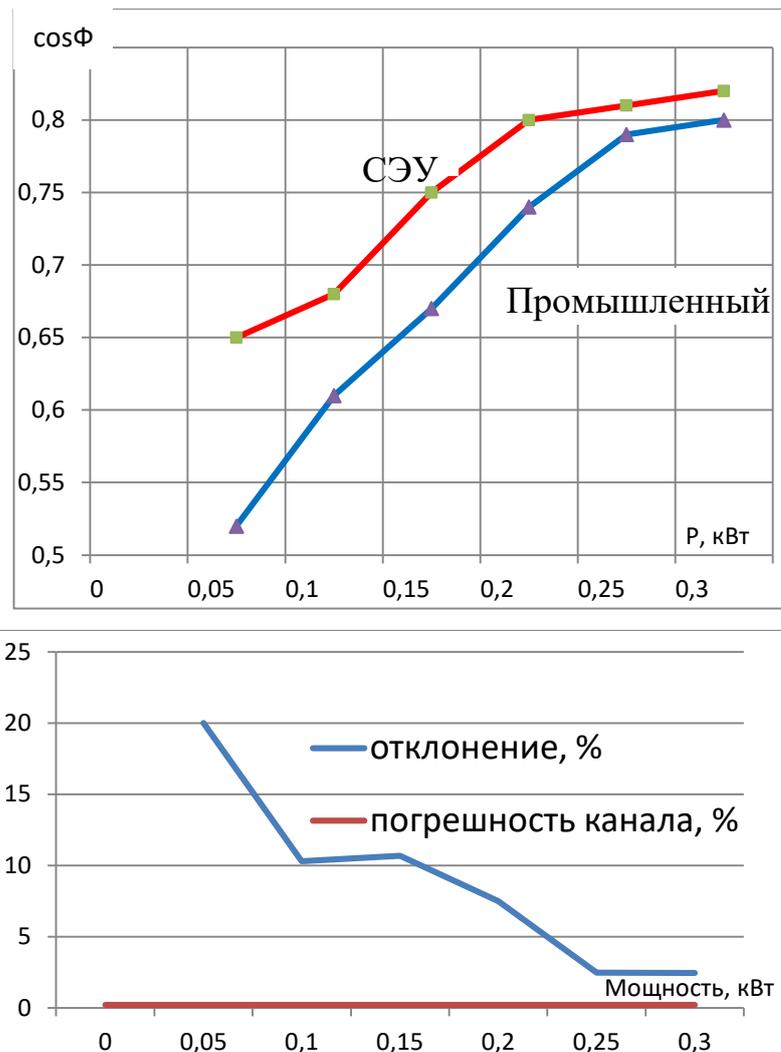


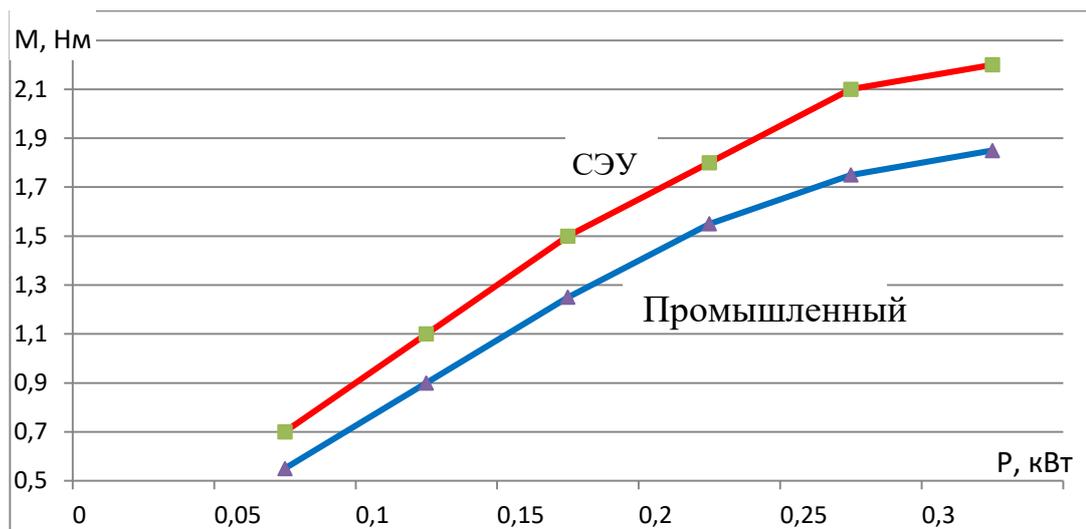
Рисунок 4.9. График изменения значения коэффициента активной мощности исследуемого электропривода с АДКО 4А80А4 в зависимости от отдаваемой полезной мощности при питании от СЭУ с оптимизацией магнитного потока и от промышленного преобразователя частоты и график отклонения измерений

Анализ полученных данных показал, что АДКО, подключенный к системе эффективного управления с новой математической моделью и алгоритмом оптимизации магнитного потока ведет себя лучше особенно в диапазоне низких скоростей по сравнению с работой от промышленного преобразователя частоты. Именно в данном диапазоне традиционный асинхронный двигатель требует большей мощности и показывает худшие результаты из-за своих конструктивных особенностей, которых позволяет избежать АДКО при работе с системой оптимизации магнитного потока. В целом увеличение КПД составило 10% в

диапазоне нагрузок от 15 до 50% и 4% в диапазоне от 50 до 100% мощности нагрузочного двигателя, а в среднем на 6,67% во всем диапазоне мощностей. В зависимости от скорости, наибольшее увеличение КПД наблюдается в диапазоне скоростей от 10 до 30% номинальной, а в среднем увеличение составило 2,89% во всем диапазоне скоростей. Среднеквадратическое отклонение погрешностей канала измерения КПД составило 1,29%, что свидетельствует о полученных результатах не связанных с приборной погрешностью.

Коэффициент мощности при питании АДКО от разработанной СЭУ показал существенное улучшение в среднем на 10% в диапазоне мощностей от 15 до 60% номинальной мощности нагрузочного двигателя, и в среднем на 8,89% во всем диапазоне мощностей по сравнению с питанием от промышленного ПЧ. Среднеквадратическое отклонение погрешностей канала измерения $\cos\varphi$ составило 0,2%.

В виду отсутствия в составе системы контроля датчика момента, величина развиваемого на валу исследуемого электродвигателя момента была получена расчетным методом по описанной выше в разделе 4.2 методике на основе измеренных данных потребляемой мощности. Характеристика полученного момента электродвигателя в зависимости от отдаваемой преобразователем частоты мощности показана на рисунке 4.10.



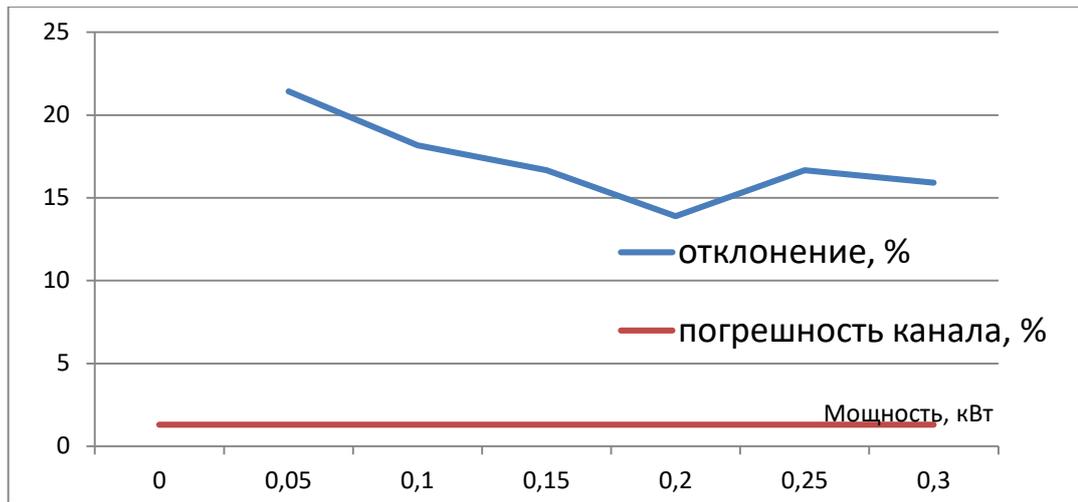


Рисунок 4.10 График изменения значения момента исследуемого электропривода с АДКО 4А80А4 в зависимости от отдаваемой полезной мощности при питании от СЭУ с оптимизацией магнитного потока и от промышленного преобразователя частоты и график отклонения измерений

Крутящий момент, развиваемый АДКО при подключении к разработанной системе эффективного управления показал существенное улучшение в среднем на 18% в диапазоне мощностей от 15 до 60% и на 14% в диапазоне мощностей от 60 до 100% номинальной мощности нагрузочного двигателя, а в среднем на 15% во всем диапазоне мощностей по сравнению с питанием от промышленного ПЧ. Среднеквадратическое отклонение погрешностей канала измерения крутящего момента составило 1,29%.

График, показанный на рисунке 4.8, имеет малую разницу в измерениях характеристики АДКО при питании от разработанной системы эффективного управления и от промышленного преобразователя частоты в области больших скоростей от 100 до 1500 оборотов в минуту. Это может вызвать подозрение в отсутствии эффекта на данном участке графика и навести на мысль о том, что разница в измерениях могла быть вызвана погрешностью канала измерения. Данные графики были построены в результате усреднения данных, полученных в 10 экспериментах при проходах от скорости вращения вала 100 об/мин до 1500 об/мин в обоих направлениях. Любой результат измерения (в том числе и средние значения) это случайная величина и численное отличие результатов не всегда

говорит о том, что они разные, так как различия могут быть вызваны случайными причинами. Различие результатов измерения, вызванное случайными причинами, принято называть незначимым. Значимое, превышающее уровень случайных погрешностей, различие говорит о том, что у нас действительно два разных результата измерений. Можно сравнивать результаты исследования одного и того же объекта, полученные двумя методами, либо, как в нашем случае, полученные одним и тем же методом и измерительным комплексом, но с применением различных способов управления объектом. Поэтому наша задача заключается в том, чтобы определить, является ли различие между двумя графиками значимым. Для этого будем сравнивать критическое (табличное) значение определенного критерия Фишера и Стьюдента со значением того же критерия, полученного из экспериментальных данных. В таблице 4.1 показаны исходные данные – результаты экспериментов и расчетные данные.

Сначала проверим на равнозначность (воспроизводимость) результатов двух экспериментов – при управлении от разработанной системы эффективного управления и от промышленного преобразователя частоты, данный метод еще называется методом сравнения дисперсий при помощи F-распределения Фишера.

Если мы имеем две выборочные совокупности с дисперсиями S_1^2 и S_2^2 и числами степеней свободы $f_1 = n_1 - 1$ и $f_2 = n_2 - 1$, соответственно, то рассчитаем значение $F_{ЭКСП}$ равное отношению большей дисперсии к меньшей:

$$F_{ЭКСП} = \frac{S_1^2}{S_2^2} \text{ (при } S_1^2 > S_2^2 \text{)}.$$

В таблице 4.1 показаны результаты 10 экспериментов при питании от СЭУ и от промышленного ПЧ, величины дисперсий 10 экспериментов для каждой точки скорости вращения вала и отношение дисперсий.

Критерий Фишера всегда составляется так, чтобы быть больше единицы. Полученный экспериментальный результат сравним с табличным (критическим) значением F-распределения, который равен 3,18 при числах степеней свободы $f_1 = 9$ и $f_2 = 9$, так как оцениваются результаты 10 экспериментов. Как видно из таблицы 4.1 в строке «отношение дисперсий» ни одно из значений для каждой

точки скорости вращения вала не превышает критического значения F-распределения, следовательно, примененные методы анализа равнозначны при выбранной доверительной вероятности равной 0,95, а дисперсии однородны, а значит, результаты экспериментов сравнимы. Важно отметить, что тест Фишера предназначен только для сравнения воспроизводимости результатов, но никак не самих результатов определения.

При необходимости сравнить два результата эксперимента одного и того же объекта, полученные разными методами, если оба результата содержат сравнимые между собой случайные погрешности уже нельзя ни один из результатов считать точной величиной и простой тест Стьюдента, в данном случае, неприменим. Тогда математически задача сводится к тому, чтобы установить значимость различия между двумя средними значениями \bar{x}_1 и \bar{x}_2 .

Для решения этой задачи используют модифицированный тест Стьюдента. Если расхождение между дисперсиями незначимо, то можно сравнить средние значения двух выборок, пользуясь средним взвешенным значением дисперсий, с учетом того, что дисперсия, полученная при большем числе степеней свободы, вносит и больший вклад в усредненное значение. Среднее взвешенное двух дисперсий рассчитывают как:

$$\bar{S}^2 = \frac{f_1 \cdot S_1^2 + f_2 \cdot S_2^2}{f_1 + f_2}$$

где S_1^2 , S_2^2 – дисперсии соответственно испытания при питании АДКО от СЭУ и от промышленного ПЧ. Результат расчета приведен в таблице 4.1 в строке «среднее взвешенное».

Затем находим величину $t_{ЭКСП}$ по формуле:

$$t_{ЭКСП} = \left| \frac{\bar{x}_1 - \bar{x}_2}{\sqrt{\bar{S}^2}} \right| \cdot \sqrt{\frac{n_1 \cdot n_2}{n_1 + n_2}}$$

где \bar{x}_1 , \bar{x}_2 – соответственно средние значения 10 экспериментов при питании АДКО от СЭУ и от промышленного ПЧ.

Определяем число степеней свободы:

$$f = f_1 + f_2 = n_1 + n_2 - 2 = 18$$

Значение $t_{эксп}$ сравниваем с $t_{Стьюд}$, то есть со значением коэффициента Стьюдента, равным 2,11 при числе степеней свободы 18 и выбранной доверительной вероятности равной 0,95.

Как видно из таблицы 4.1 в строке « $t_{эксп}$ Стьюдент» ни одно из значений для каждой точки скорости вращения вала не снижается ниже значения коэффициента Стьюдента, следовательно, расхождение между средними значениями \bar{x}_1 и \bar{x}_2 значимо, в противном случае можно было бы сказать, что данные обоих экспериментов можно рассматривать как одну совокупность из $n_1 + n_2$ результатов. Аналогичный анализ результатов проведен для всех видов испытаний, показавший, что разница результатов является не погрешностью, а значимой разницей.

Полученные данные показывают эффективность применения векторного управления асинхронным электродвигателем с комбинированной обмоткой с применением алгоритмов оптимизации магнитного потока во всем диапазоне мощностей нагрузки.

Опытным путем удалось достичь увеличения крутящего момента в среднем на 15%. При этом были выявлены пути дальнейшего совершенствования алгоритмов управления для достижения максимальной энергоэффективности АДКО при работе в составе электроприводов с векторным управлением. При этом был достигнут спектральный состав управляющего напряжения на уровне не хуже, чем при питании АДКО напрямую от сети. Форма питающего напряжения показана на рисунке 4.11, а спектральный состав на рисунке 4.12.

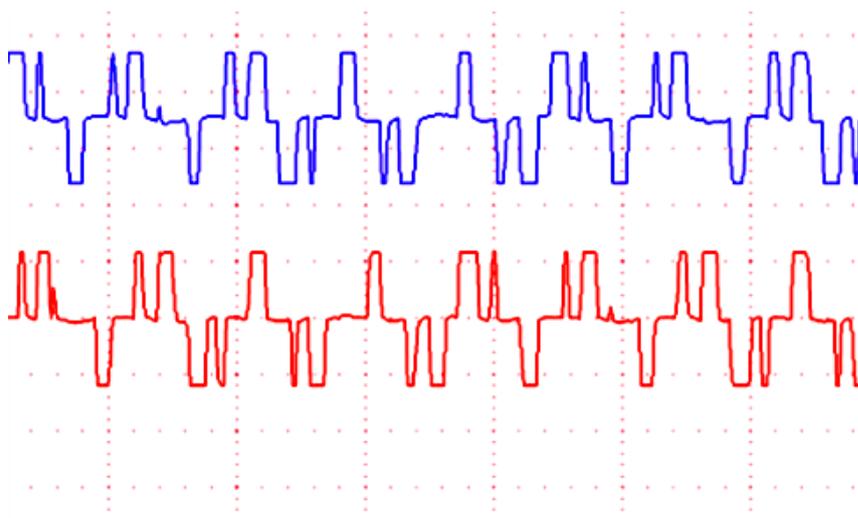


Рисунок 4.11. Измерение осциллографом формы питающего напряжения СЭУ



Рисунок 4.12. Измерение осциллографом спектрального состава питающего напряжения СЭУ

В итоге был проведен сравнительный анализ результатов, полученных при моделировании и испытаниях системы эффективного управления (рисунок 4.12). Анализ проводился на основе графиков, приведенных на рисунке 2.16, где показаны зависимости потерь мощности от момента нагрузки на валу двигателя, полученные при моделировании системы в среде Simulink, приведенные к потребляемой мощности всей системы и на основе графиков, приведенных на рисунке 4.10, где показаны зависимости полезного момента нагрузки на валу в зависимости от полезной мощности электропривода, являющейся рабочей

характеристикой АДКО. Для удобства сравнения график на рисунке 4.10 преобразован в зависимость полезной мощности от полезного момента [115, 116].

На рисунке 4.13 обозначены ΔP_{LMT} – величина потерь мощности, полученная в результате моделирования в среде Simulink с применением метода оптимизации магнитного потока, ΔP_{FOC} – величина потерь мощности, полученная в результате моделирования в среде Simulink без оптимизации магнитного потока, $\mathcal{E}\Delta P_{LMT}$ – величина потерь мощности, полученная в результате эксперимента при питании АДКО от СЭУ с применением метода оптимизации магнитного потока, $\mathcal{E}\Delta P_{FOC}$ – величина потерь мощности, полученная в результате эксперимента при питании АДКО от промышленного преобразователя частоты (без оптимизации магнитного потока).

Таблица 4.1. Анализ значимости различия между результатами испытаний АДКО КПД в зависимости от скорости вращения вала двигателя при питании от СЭУ и промышленного ПЧ

Измерение КПД при питании АДКО от системы эффективного управления с оптимизацией потерь																													
Скорость	100	150	200	250	300	350	400	450	500	550	600	650	700	750	800	850	900	950	1000	1050	1100	1150	1200	1250	1300	1350	1400	1450	1500
эксперимент1	70,0	72,5	76,0	78,5	81,0	82,5	83,7	84,9	86,2	87,3	87,8	87,9	88,2	88,3	88,4	88,6	88,8	88,9	89,0	89,0	88,9	88,9	89,0	89,0	89,0	89,0	89,0	89,2	89,3
эксперимент2	70,2	72,9	76,3	78,6	80,9	82,9	83,5	84,9	86,0	87,3	87,9	87,8	88,3	88,6	88,5	89,0	88,8	89,0	89,4	88,7	88,7	88,8	88,6	89,3	89,4	89,0	89,0	89,7	89,5
эксперимент3	69,9	72,7	76,0	78,7	81,4	82,5	83,5	84,9	86,5	87,0	88,2	87,8	88,3	88,4	88,7	88,8	89,0	88,6	89,5	89,1	88,6	88,7	88,6	89,4	89,0	88,9	88,9	89,4	89,0
эксперимент4	70,3	72,8	76,0	78,5	80,7	82,2	83,4	85,1	86,0	86,9	87,5	87,5	87,8	88,4	88,6	88,3	89,1	88,9	88,9	89,2	89,3	88,6	88,8	89,3	88,8	89,1	89,2	89,0	89,2
эксперимент5	70,3	72,8	76,4	78,5	81,4	82,5	84,1	84,8	85,9	87,1	87,9	88,3	88,6	88,3	88,5	88,2	89,0	88,7	88,8	89,3	88,9	89,0	89,3	88,7	88,7	89,1	88,7	89,3	88,9
эксперимент6	69,8	72,4	76,0	78,2	81,4	82,6	83,4	84,8	85,9	87,6	87,3	88,1	88,6	88,4	88,7	88,5	88,9	89,2	88,8	88,8	89,1	88,6	89,3	88,9	89,3	89,0	88,8	89,2	89,0
эксперимент7	70,4	72,9	76,3	78,2	81,4	82,3	83,3	84,5	86,3	86,8	87,6	88,1	88,0	88,2	88,0	88,2	88,8	88,5	89,4	88,8	89,0	89,2	89,1	88,9	89,4	89,2	89,2	88,9	88,9
эксперимент8	70,3	72,6	76,0	78,4	80,7	82,2	83,6	85,1	86,1	87,4	87,5	88,0	88,4	88,5	88,0	88,4	88,6	89,2	89,1	88,7	88,9	88,5	88,7	89,3	88,9	88,7	89,4	89,2	89,1
эксперимент9	69,7	72,6	76,0	78,6	80,6	82,6	83,4	84,6	86,4	87,5	87,8	88,4	88,1	88,5	88,2	88,3	89,0	89,1	89,4	89,2	89,3	89,3	88,6	88,8	89,1	89,2	89,3	89,0	89,3
эксперимент10	70,0	72,5	75,7	78,8	80,8	82,9	84,1	84,7	86,1	87,5	88,0	87,9	88,6	87,9	88,3	88,2	88,8	88,8	89,0	89,0	88,9	88,9	89,1	88,7	89,2	89,4	89,4	88,8	89,1
Среднее x1	70,1	72,7	76,1	78,5	81,0	82,5	83,6	84,8	86,1	87,2	87,8	88,0	88,3	88,3	88,4	88,4	88,9	88,9	89,1	89,0	89,0	88,9	88,9	89,0	89,1	89,1	89,1	89,2	89,1
дисперсия	0,06	0,03	0,04	0,04	0,12	0,06	0,09	0,04	0,05	0,07	0,07	0,07	0,08	0,04	0,08	0,08	0,02	0,06	0,07	0,05	0,05	0,07	0,09	0,07	0,05	0,04	0,06	0,06	0,04
Измерение КПД при питании АДКО от промышленного преобразователя частоты																													
эксперимент1	58,5	62,8	70,0	74,0	76,5	79,0	81,0	82,8	83,8	84,5	85,0	85,5	86,0	86,5	86,7	87,0	87,3	87,4	87,5	87,5	87,5	87,5	87,5	87,5	87,5	87,5	87,5	87,5	87,0
эксперимент2	58,2	62,4	70,2	74,2	76,6	78,8	80,6	83,1	83,7	84,2	84,7	85,1	86,2	86,6	86,5	86,7	87,2	87,7	87,9	87,1	87,9	87,6	87,5	87,5	87,4	87,1	87,8	87,9	86,9
эксперимент3	58,3	62,6	70,3	74,3	76,4	79,3	80,6	82,9	84,2	84,8	85,2	85,6	85,8	86,1	86,5	86,9	87,3	87,1	87,9	87,7	87,3	87,2	87,1	87,8	87,2	87,2	87,7	87,6	87,4
эксперимент4	58,8	63,0	70,3	74,2	76,9	79,0	81,4	82,8	83,6	84,2	85,3	85,3	86,1	86,9	86,7	87,0	87,7	87,7	87,1	87,8	87,1	87,7	87,7	87,3	87,4	87,7	87,6	87,6	86,7
эксперимент5	58,9	62,3	69,6	74,0	76,8	78,6	81,3	83,0	83,9	84,2	85,4	85,4	85,8	86,1	86,4	86,7	87,2	87,3	87,8	87,2	87,2	87,3	87,1	87,2	87,7	87,1	87,9	87,4	87,4
эксперимент6	58,2	63,0	70,1	74,3	76,4	79,1	81,2	82,8	83,3	84,2	84,7	85,9	85,8	86,2	87,0	86,7	87,2	87,7	87,1	87,5	87,2	87,2	87,1	87,1	87,3	87,2	87,9	87,7	86,9
эксперимент7	58,5	62,7	70,0	74,3	76,8	78,8	81,2	82,9	84,1	84,6	84,9	85,3	86,2	86,9	87,1	87,1	87,0	87,0	87,4	87,8	87,2	87,6	87,8	87,8	87,5	87,6	87,1	87,8	87,0
эксперимент8	58,6	62,3	70,0	74,3	76,7	78,9	80,7	83,2	83,7	84,2	84,6	85,8	86,1	86,5	86,4	87,1	87,1	87,1	87,4	87,3	87,7	87,5	87,1	87,5	87,3	87,1	87,6	87,5	86,8
эксперимент9	58,9	62,7	70,4	73,9	76,8	78,8	81,0	82,4	83,7	84,4	85,0	85,5	86,3	86,8	87,1	86,6	86,8	87,7	87,1	87,4	87,9	87,5	87,8	87,8	87,7	87,6	87,4	87,1	87,2
эксперимент10	58,4	62,6	69,7	74,2	76,7	79,1	81,1	82,4	83,9	84,8	85,0	85,2	85,6	86,6	86,6	86,7	87,2	87,5	87,7	87,6	87,3	87,3	87,9	87,3	87,4	87,4	87,5	87,4	86,7
Среднее x2	58,5	62,6	70,1	74,2	76,6	78,9	81,0	82,8	83,8	84,4	85,0	85,4	86,0	86,5	86,7	86,8	87,2	87,4	87,5	87,5	87,4	87,4	87,4	87,5	87,4	87,4	87,6	87,5	87,0
Дисперсия	0,08	0,06	0,07	0,02	0,03	0,04	0,08	0,07	0,06	0,07	0,07	0,07	0,04	0,09	0,07	0,04	0,05	0,08	0,10	0,07	0,09	0,04	0,11	0,06	0,03	0,05	0,05	0,05	0,06
отношение дисперсий	1,29	2,361	1,71	1,91	3,00	1,41	1,06	1,74	1,28	1,03	1,11	1,00	1,82	2,31	1,08	2,32	1,99	1,27	1,45	1,48	1,71	1,90	1,22	1,21	2,00	1,43	1,12	1,25	1,76
среднее взвешенное	0,07	0,04	0,05	0,03	0,07	0,05	0,08	0,05	0,05	0,07	0,07	0,07	0,06	0,07	0,07	0,06	0,04	0,07	0,08	0,06	0,07	0,05	0,10	0,06	0,04	0,04	0,06	0,06	0,05
Тэксп Стьюдент	98,9	106,9	58,1	53,7	36,6	35,0	19,8	19,2	22,8	23,8	23,3	21,8	20,8	15,8	14,0	14,5	19,3	12,4	12,8	13,8	12,6	13,7	10,3	14,0	18,5	18,4	14,1	15,4	21,2

Как можно увидеть из графиков (рисунок 4.13), потери мощности при испытаниях несколько больше потерь мощности, полученных при моделировании. Объясняется это тем, что при моделировании не учитывались механические потери и потери на трение. Кроме этого, из графика видно, что при больших нагрузках разница между результатом моделирования и результатом испытаний больше, чем при небольшой нагрузке, это объясняется тем, что при увеличении нагрузки увеличивается ток питания статора, увеличивается наведенный магнитный поток, в результате чего увеличиваются потери в меди и железе, это видно из формул 3.18 и 3.19.

В среднем отклонение экспериментальных данных от данных, полученных при моделировании составило 2% при скорости вращения вала двигателя 859 об/мин (90 рад/с).

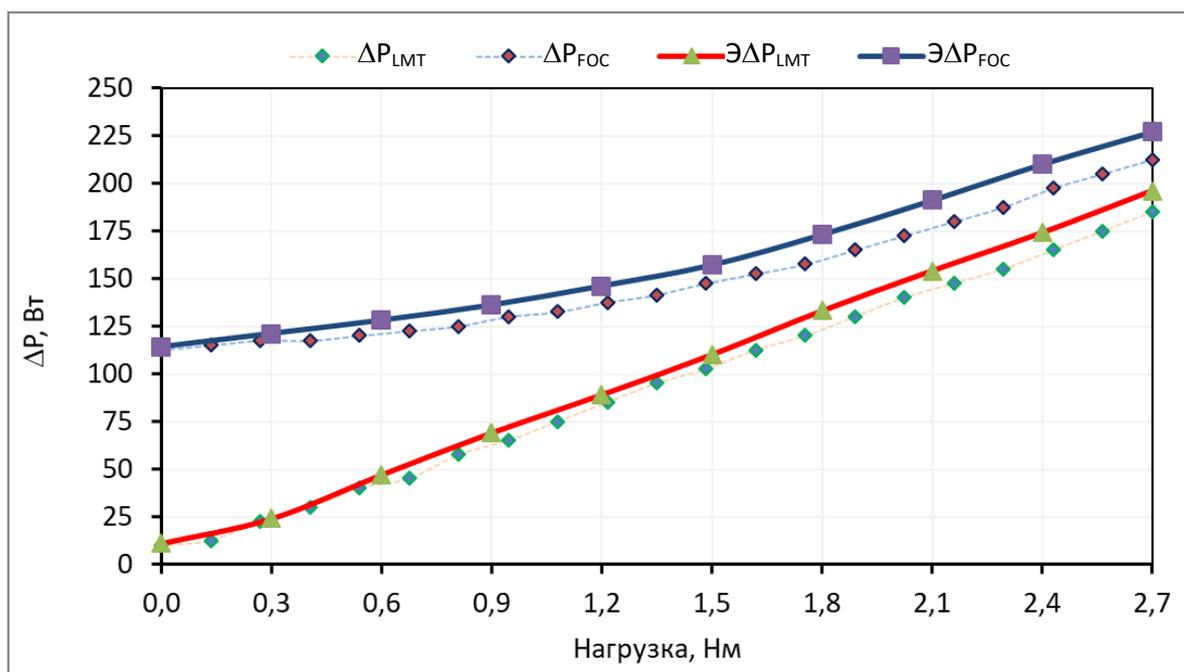


Рисунок 4.13 Сравнительный анализ результатов, полученных при моделировании и испытаниях системы эффективного управления с оптимизацией магнитного потока, ΔP_{LMT} – потери мощности, в среде Simulink с оптимизацией магнитного потока, ΔP_{FOC} – потери мощности в среде Simulink без оптимизации магнитного потока, $\text{Э}\Delta P_{LMT}$ – экспериментальные потери мощности при питании АДКО от СЭУ, $\text{Э}\Delta P_{FOC}$ – экспериментальные потери мощности при питании АДКО от ППЧ

Результаты разработок автора реализованы в процессе опытно-промышленных испытаний на станке-качалке нефти АО «ГРИЦ», расположенной в Черемшанском районе Республики Татарстан. В ходе проведения опытно-промышленной эксплуатации станции управления штанговой насосной глубинной установки разработки АО «ЧЭАЗ» были реализованы принципы энергоэффективного управления электродвигателем с комбинированной обмоткой для повышения КПД путем оптимизации магнитного потока, реализованные непосредственно в алгоритмах управления, заложенных в разрабатываемый преобразователь частоты.

Акт реализации разработок соискателя в АО «ГРИЦ» приведен в приложении В.

4.5 Выработка практических рекомендаций по синтезу систем управления электроприводов на основе асинхронных двигателей с совмещенной обмоткой.

По результатам проведенных исследований были выработаны пути повышения эффективности при регулировании частоты вращения АДКО путем оптимизации магнитного потока и смещения результирующего вектора, заложенных в алгоритм управления преобразователя частоты. При этом полученные результаты показывают довольно высокую эффективность применения векторного принципа управления по сравнению со скалярным.

Применение преобразователей частоты для управления АДКО дает явные преимущества в плане энергоэффективности электроприводов. В настоящее время промышленно выпускаемые преобразователи частоты не имеют возможности работы с АДКО, их функционал ограничен традиционными АД и синхронными электродвигателями. При этом, использование устаревшего и неэнергоэффективного метода управления,

такого как скалярное, сводит к минимуму все преимущества АДКО и снижает их энергоэффективность на уровень традиционных АД. Реализация электроприводов на основе стандартного векторного метода управления вызывает сложности работы алгоритмов из-за конструктивных особенностей АДКО, таких как смещение результирующего вектора магнитного поля из-за смещения векторов двух обмоток (звезда и треугольник). Кроме этого реализованное векторное управление работает на основе математической модели традиционного АД.

С целью повышения эффективности электроприводов на основе АДКО производителям, выпускающим преобразователи частоты рекомендуется вводить в программное обеспечение микропроцессорной части продукции дополнительные алгоритмы, адаптированные для работы с комбинированными обмотками.

В первую очередь основу алгоритма управления должна составлять математическая модель АДКО, представленная в главе 2 диссертации.

В дальнейшем рекомендуется на основе работы модели электродвигателя генерировать результирующий вектор магнитного поля, смещенный на 19 градусов относительно расчетного текущего положения ротора. При соблюдении данных рекомендаций энергоэффективность электропривода на основе АДКО становится не хуже, чем энергоэффективность традиционного АД, при этом наблюдается повышение крутящего момента на низких частотах, что в свою очередь дает повышение пускового момента в режиме плавного разгона до значений близких к крутящему моменту при прямом пуске от сети АДКО.

В целом практические рекомендации по синтезу систем управления электроприводов на основе асинхронных двигателей с комбинированной обмоткой можно сформулировать перечнем следующих мероприятий:

1. ведение в программное обеспечение преобразователей частоты алгоритмов для эффективной работы с АДКО.

2. построение алгоритмов для работы с АДКО должно вестись на основе предложенной математической модели.
3. формировать результирующий вектор магнитного поля статора смещенным на 19 градусов относительно вычисленного положения ротора.
4. ввести возможность корректировки результирующего вектора магнитного поля обмотки статора в пределах ± 5 градусов для более точной настройки электропривода под выполняемые задачи в автоматическом режиме.

Выполнение предложенных практических рекомендаций позволит производителям преобразователей частоты расширить функциональные возможности своей продукции и повысить энергоэффективность электроприводов на основе АДКО.

4.6. Выводы

На основе научных исследований установлено, что АДКО имеют существенные преимущества по сравнению с АД с традиционной обмоткой, но при прямом включении в сеть и очень сложно управляются преобразователями частоты в составе электроприводов по причине особенностей конструкции обмотки статора.

Изначально был проведен метрологический анализ каналов измерения системы эффективного управления и системы контроля. Данный анализ показал явные преимущества разработанной системы контроля перед известными промышленно выпускаемыми исследовательскими стендами в плане повышенной точности измерения и более широкой функциональности.

В данной главе приведены результаты запуска, наладки системы эффективного управления и контроля электродвигателей и отладки алгоритмов векторного управления с оптимизацией магнитного потока.

Показаны результаты сравнительного анализа применения различных методов управления, выявлены явные преимущества векторного управления на основе разработанной математической модели и алгоритма оптимизации магнитного потока асинхронного электродвигателя с комбинированной обмоткой.

Разработаны и предложены практические рекомендации производителям преобразователей частоты по внедрению в выпускаемую продукцию возможности управления АДКО с целью расширения функциональных возможностей. Это в свою очередь должно ускорить внедрение в производство отечественных энергоэффективных АДКО и повысить эффективность импортозамещения в промышленности.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В соответствии с задачами исследований в диссертационной работе получены следующие результаты:

1) проанализированы конструктивные особенности традиционных асинхронных электродвигателей и двигателей с комбинированной обмоткой, показаны преимущества АДКО и трудности в управлении от частотных преобразователей, рассмотрены существующие системы управления и контроля электроприводами, выявлены их недостатки.

2) разработана математическая модель электродвигателя с комбинированной обмоткой, позволяющая использовать традиционные методы управления двигателем и формировать управляющее воздействие на двигатель для получения оптимального магнитного потока и минимизации потерь мощности;

3) разработана усовершенствованная система эффективного управления, позволяющая применять различные методы управления двигателями, отличающаяся улучшенными характеристиками электропривода за счет оптимизации магнитного потока, снижения потерь мощности и смещения результирующего вектора управления и система контроля, позволяющая исследовать энергетические характеристики АДКО;

4) проведены экспериментальные исследования, подтверждающие работоспособность и эффективность разработанной системы управления и контроля, разработаны практические рекомендации по внедрению алгоритмов управления электродвигателями с комбинированной обмоткой с целью расширения функциональных возможностей промышленно выпускаемых преобразователей частоты и более широкого внедрения в системы электропривода энергоэффективного электродвигателя АДКО.

Дальнейшим развитием предпринятых нами исследований может быть применение метода прямого управления моментом электродвигателя с

комбинированными обмотками для более эффективной работы в составе электроприводов, предназначенных для широкой сферы применения как в машиностроительной, так и в нефтяной промышленности.

ПЕРЕЧЕНЬ СОКРАЩЕНИЙ

- 2L3P- двухуровневый трехфазный инвертор
- IGCT - Тиристоры с интегрированным управлением (integrated gate-commutated thyristor)
- DRFO – прямое управление потоком (direct rotor field- orientated)
- DSP – цифровая обработка сигналов (digital signal processing)
- FOC - поле ориентированное управление (field oriented control)
- FPGA - программируемые пользователем вентильные матрицы (field programmable gate arrays)
- I²C - последовательная асимметричная шина для связи между интегральными схемами внутри электронных приборов (inter-integrated circuit)
- IGBT- биполярный транзистор с изолированным затвором (insulated gate bipolar transistor)
- IRFO – ротор, ориентированный по полю (indirect rotor field oriented)
- LMT - метод оптимизации потерь (loss minimization techniques)
- MCU – микроконтроллер (micro controller unit)
- MOSFET – металлооксидный полупроводниковый полевой транзистор (metal oxide semiconductor field effect transistor)
- RPM – обороты в минуту (revolutions per minute)
- RTU- удаленный терминал (remote terminal unit)
- SPI – последовательный периферийный интерфейс (serial peripheral interface)
- SVPWM - пространственно-векторная широтно-импульсная модуляция
- TWI – двухпроводной последовательный интерфейс (two-wire serial interface)
- UART – универсальный асинхронный приемопередатчик (universal asynchronous receiver-transmitter)
- U/f - скалярный принцип управления
- АД – асинхронный электродвигатель
- АДКО – асинхронный электродвигатель с комбинированной обмоткой

АПК – аппаратно-программный комплекс

АСУ ТП – автоматизированная система управления технологическим процессом

АЦП – аналогово-цифровой преобразователь

БП – блок питания

ДК – драйвер ключей

ДН – датчик напряжения

ДП – датчик положения вала двигателя

ДТ – датчик тока

ИИС – измерительно-информационная система

ИК – измерительный комплекс

КПД – коэффициент полезного действия

ММП - метод максимального правдоподобия

МК – микроконтроллер

МС – модуль связи

ПИ – пропорционально интегральный регулятор

ПИД – пропорционально-интегрально-дифференцирующий регулятор

ПК – персональный компьютер

ПЧ – преобразователь частоты

ППЧ – промышленный преобразователь частоты

ПЭВМ - персональная электронно-вычислительная машина

СКЗ – среднеквадратичного значения

СКО – среднее квадратическое отклонение

СМ – силовой модуль

СЭУ – система эффективного управления

ШИМ – широтно-импульсная модуляция

ЭВМ – Электронная вычислительная машина

ЭДС – электродвижущая сила

ЭМС - Электромагнитная совместимость

СПИСОК РАБОТ АВТОРА, ОТРАЖАЮЩИХ ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ ДИССЕРТАЦИИ

A1. Doan, N. S. Study and implementation of space vector pulse width modulation inverter on an Arduino / N. S. Doan, A. N. Tsvetkov, T. H. Nguyen // E3S Web of Conferences 288 – 2021- 01059.

A2. Доан, Н. Ш. Аппаратно-программный комплекс для экспериментального исследования электроприводов асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором с традиционной обмоткой и двигателей с комбинированной обмоткой / А. Н. Цветков, Н. Ш. Доан // Известия высших учебных заведений. Проблемы энергетики – 2021. – Т.23. - № 6. – С.157-165.

A3. Доан, Н. Ш. Исследования по оптимизации векторного управления асинхронным двигателем с применением системы аналитического контроля/ А. Н. Цветков, Н. Ш. Доан, Д. А. Ярославский // Известия высших учебных заведений. Проблемы энергетики – 2022. - Т24. - № 3. – С.144-157.

A4. Свидетельство № 2021681983 Рос. Федерация. Управление макетным образцом аналитического контроля электродвигателей с комбинированной обмоткой с возможностью корректировки модели. / Цветков Алексей Николаевич, Доан Нгок Ши, Манахов Валерий Александрович. – № 2021681236; заявл. 21.12.2021; зарегистр. 28.12.2021; опубл. 15.01.2022. – 1 с.

A5. Доан Нгок Ши, Исследования по созданию модели системы сбора, контроля и мониторинга данных для систем электроснабжения / Доан Нгок Ши, А. Н. Цветков // XIV Международная молодежная научная конференция «Тинчуринские Чтения» Казань, 23 – 26 апреля 2019 г. - Т.1, Ч.1 - С. 195-199.

A6. Доан Нгок Ши, Использование элементов системы электроснабжения в качестве датчиков параметров в системах

автоматизированного управления / Доан Нгок Ши, А. Н. Цветков // VI Международной научно-практической конференции «Достижения, проблемы и перспективы развития нефтегазовой отрасли» Альметьевск 16-18 октября 2019 г. - С.389-393.

А7. Доан Нгок Ши, Промышленная система управления и контроля энергопотребления / Доан Нгок Ши, А. Н. Цветков // V Национальная научно-практическая конференция «Приборостроение и автоматизированный электропривод в топливно-энергетическом комплексе и жилищно-коммунальном хозяйстве» Казань, 12–13 декабря 2019 г. - Т.1 – С. 242-246.

А8. Доан Нгок Ши, Разработка устройства для управления и мониторинга систем электроснабжения / Доан Нгок Ши, Нгуен Тхи Хоа, А. Н. Цветков // Международная молодежная научная конференция «Тинчуринские Чтения – 2020 «Энергетика и цифровая трансформация» Казань, 28–29 апреля 2020 г. - Т.1- С. 166 - 168.

А9. Доан Нгок Ши, Исследование асинхронных двигателей с совмещенными обмотками для усовершенствования методов управления / Доан Нгок Ши, А. Н. Цветков // XXV Всероссийский аспирантско-магистерский научный семинар, посвященный дню энергетика. Казань, 7-8 декабря г. –, 2021.- Т.1- С.95 - 98.

А10. Доан Нгок Ши, Исследование и разработка векторного инвертора для управления асинхронным двигателем / Доан Нгок Ши // VII Национальная научно-практическая конференция «Приборостроение и автоматизированный электропривод в топливно-энергетическом комплексе и жилищно-коммунальном хозяйстве» Казань, 9-10 декабря 2021 г.- С.162-165.

А11. Доан Нгок Ши, Управление асинхронными двигателями с комбинированной обмоткой методом прогноза напряжения / Доан Нгок Ши, А. Н. Цветков // Международная молодежная научная конференция

«Тинчуринские Чтения – 2022. «Энергетика и цифровая трансформация».
Казань, 27–29 апреля 2022 г. - Т.1. - С.187 - 190.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Дейнего, В. С. Изменение конструкции обмоток асинхронных электродвигателей потенциал обеспечения надёжности электросетей / В. С. Дейнего, Д. А. Дуюнов, В. А. Иванов // Сети России. - 2015. - март–апрель. - №2(29). - С. 42-49.
2. Змиева, К. А. Яковлев А.П. Оптимизация линейки энергосберегающих асинхронных двигателей с габаритами от 100 до 132 с совмещенными обмотками/ К. А. Змиева, А. П. Яковлев // Электротехника. - 2014. - № 7. - С. 32-35.
3. Мощинский, Ю. А. Преимущества и недостатки совмещенной обмотки «славянка»/ Ю. А. Мощинский, Е. М. Соколова // Электричество.- 2018.- № 11.- С. 23–31.
4. Патент RU 176753 U1. Обмотка энергоэффективного асинхронного двигателя. / Р. А. Афлетонов, В. Ю. Гордеев, И. К. Усманов, Р. Р. Валиуллин, Р. А. Гимадиев, И. С. Чернецов, И. С. Мухортов, Ф. Ф. Билалов, В. Ю. Корнилов, А. И. Мухаметшин, заявка 21.03.2017 № 2017109563; опубл. 29.01.2018.
5. Дейнего, В. С. Изменение конструкции обмоток асинхронных электродвигателей потенциал обеспечения надёжности электросетей / В. С. Дейнего, Д. А. Дуюнов, В. А. Иванов // Сети России. - 2015. - март–апрель. - №2(29). - С. 42-49.
6. Chomat, M. Analysis of magnetic field distribution in induction machine with combined star-delta stator winding / M. Chomat, J. Bendl, L. Schreier // The 9th International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2018) Journal of Engineering - 2019. - pp. 4369 – 4374.
7. Дуюнов, Д. А. Асинхронный двигатель с совмещенными обмотками / Д. А. Дуюнов // Электронный журнал “Энергосовет” – 2013 - С. 19 – 24.

8. Chomat, M. Induction Machine with Combined Star-Delta Stator Winding in Parallel Configuration / M. Chomat, J. Bendl, L. Schreier // Proc. - 2018 23rd Int. Conf. Electr. Mach. ICEM 2018 - pp. 2478–2482.
9. Ludek Schreier, M. C. Analysis of properties of induction machine with combined parallel star-delta stator winding / M. C. Ludek Schreier, Jiri Bendl // - 2017. - no. 1- pp. 147–153.
10. Cistelean, M. V. Generalized MMF Space harmonics and performance analysis of combined multiple-step, star-delta, three-phase windings applied on induction motors, / M. V. Cistelean, F. J. T. E. Ferreira, and H. B. Cosan // Proc. 2008 Int. Conf. Electr. Mach. ICEM'08, - 2008 - pp. 1–5.
11. Duyunov, D. A. Induction Motors Redesign Using the Combined Windings Principle Based on Computer Models Study As a Means of Improving the Energy-Efficiency and Performance Characteristics of Electric Drives / D. A. Duyunov, E. D. Duyunov, Y. O. Teplova, V. D. Koldaev, and Y. A. Koshlich// Современные наукоемкие технологии (Modern High Technol). -2018- №5. - pp. 56–61.
12. Ibrahim, M. N. Combined star-delta windings to improve synchronous reluctance motor performance / M. N. Ibrahim, P. Sergeant, and E. E. M. Rashad // IEEE Trans. Energy Convers. – 2016 - vol. 31.- no. 4. - pp. 1479 – 1487.
13. Kasten H. Combined stator windings in electric machines with same coils / H. Kasten, W. Hofmann // Proc. - 2012 20th Int. Conf. Electr. Mach. ICEM. – 2012. - pp. 103–108.
14. Kasten H. Electrical machines with higher efficiency through combined star-delta windings / H. Kasten, W. Hofmann // 2011 IEEE Int. Electr. Mach. Drives Conf. IEMDC. – 2011. - pp. 1374–1379.
15. Lei, Y. Design and analysis of star-delta hybrid windings for high-voltage induction motors / Y. Lei, Z. Zhao, S. Wang, D. G. Dorrell, W. Xu // IEEE Trans. Ind. Electron. - 2011. - vol. 58. - no. 9. - pp. 3758–3767.

16. Misir, O. Calculation method of three-phase induction machines equipped with combined star-delta windings / O. Misir, S. M. Raziee, N. Hammouche, C. Klaus, R. Kluge, B. Ponick // Proc. - 2016 22nd Int. Conf. Electr. Mach. ICEM 2016. - pp. 166–172.

17. Raziee, S. M. Combined Star-Delta Winding Analysis / S. M. Raziee, O. Misir, and B. Ponick // IEEE Trans. Energy Convers. – 2018. - vol. 33. - no. 1. - pp. 384 – 394.

18. Ludek Schreier, M. C. Analysis of properties of induction machine with combined parallel star-delta stator winding / M. C. Ludek Schreier, Jiri Bendl // - 2017. - no. 1 - pp. 147–153.

19. Мухаметшин, А. И. Модернизация электроприводов штанговых насосных установок на основе энергоэффективных асинхронных электродвигателей к комбинированной двухслойной обмоткой. / А. И. Мухаметшин, В. Ю. Корнилов // В сборнике: Приборостроение и автоматизированный электропривод в топливно-энергетическом комплексе и жилищно-коммунальном хозяйстве. Материалы VI Национальной научно-практической конференции. Казань, 2020 г. - С. 75-78.

20. Мартынов, К. В. Оценка энергетических характеристик асинхронного двигателя с совмещённой обмоткой / К. В. Мартынов, Л. А. Пантелеева, И. А. Благодатских // Известия высших учебных заведений. Проблемы энергетики. – 2021. №. 23. Т. 6. – С. 109-118.

21. Терехов, В. М. Системы управления электроприводов / В. М. Терехов, О. И. Осипов. Под. ред. В. М. Терехова.– М. : Издательский центр «Академия», 2005.– 304 с.

22. Конохов, Д. В. Моделирование энергоэффективной системы управления асинхронным тяговым электроприводом / Д. В. Конохов, Г. А. Федяева, Г. А. Надточей. // Тезисы докладов IV Научно-технического семинара «Компьютерное моделирование в железнодорожном транспорте: динамика, прочность, износ». – Брянск: Изд-во БГТУ. - 2018. - С. 48-51.

23. Осипов, О. И. Частотно-регулируемый асинхронный электропривод / О. И. Осипов // М.: издательство МЭИ. - 2004. - С.80.
24. Соколовский, Г. Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием / Г. Г.Соколовский // М.: Academia. - 2006. С. - 265.
25. Усольцев, А. А. Частотное управление асинхронными двигателями [Текст]: учебн. пособие / А. А. Усольцев. – СПб: СПбГУ ИТМО, 2006. – 94 с.
26. Finch, J. W. Controlled AC Electrical Drives / J. W. Finch, D. Giaouris // IEEE Transactions on Industrial Electronics. - 2008. - Vol.55.- No.1.- pp.1-11.
27. Marino, R. Adaptive Input Output Linearizing Control of Induction Motors / R. Marino, S. Peresada, P. Valigi // IEEE Transactions on Automatic Control. - 1993. - Vol.38. - No.2. - pp.208-221.
28. Ильинский, Н. Ф. Перспективы развития регулируемого электропривода / Н. Ф. Ильинский // Электричество. – 2003. – № 2 – С. 2-7.
29. Емельянов, А. П. Скалярное управление асинхронным короткозамкнутым двигателем по активной составляющей тока статора / А. П. Емельянов, Б. А. Чуркин // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2014. - том 14. - № 3.
30. Космодамианский, А. С. Системы скалярного управления тяговым асинхронным двигателем / А. С. Космодамианский, В. И. Воробьев, А. А. Пугачев // Электротехника - 2016. - №9. - С. 44 - 50.
31. Шрейнер, Р. Т. Оптимальное частотное управление асинхронными электроприводами / Р. Т. Шрейнер, Ю. А. Дмитренко // Кишинев, Штиинца. - 1982. - С. 223.
32. Дартау, В. А. Теоретические основы построения частотных электроприводов с векторным управлением / В. А. Дартау, Ю. П. Павлов, В.

В. Рудаков и др. // Автоматизированный электропривод. М. Энергия. - 1980. - С. 93-101.

33. Дартау, В.А. Асинхронные электроприводы с векторным управлением / В. А. Дартау, В. В. Рудаков, И. М. Стляров, под. ред. В.В. Рудакова // Энергоатомиздат. - 1987. - С.– 136.

34. Виноградов, А. Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / А. Б. Виноградов – Ивановск : ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет им. В.И. Ленина». – 2008. – 320 с.

35. Борисевич, А. В. Реализация векторного управления асинхронным электродвигателем на микроконтроллере STM32F4 / А. В. Борисевич, Н. В. Омельченко // Современные научные исследования и инновации. - 2014. - № 4. - Ч. 1.

36. Giovanna, O. Three-Phase VSI with FPGA-Based Multisampled Space Vector Modulation / O. Giovanna, L. J. Alexander // IEEE transactions on industry applications. - 2011. - Vol.47. - No.4.- pp.1813-1820.

37. Ravi Teja, V. A New Model Reference Adaptive Controller for Four Quadrant Vector Controlled Induction Motor Drives / V. Ravi Teja, Chandan Chakraborty, Suman Maiti and Yoichi Hori // IEEE Transactions on Industrial Electronics. - 2012. - Vol. 59. - Iss. 10. - pp. 3757 – 3767.

38. Доан Нгок Ши. Исследование и разработка векторного инвертора для управления асинхронным двигателем / Доан Нгок Ши // VII Национальная научно-практическая конференция «Приборостроение и автоматизированный электропривод в топливно-энергетическом комплексе и жилищно-коммунальном хозяйстве» Казань, 9-10 декабря 2021 г.- С.162-165.

39. Панкратов, В.В. Векторное управление асинхронными электроприводами: Учеб. пособие. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1999. – 66 с.

40. Кулинич, Ю. М. Моделирование векторного управления асинхронным приводом вспомогательных машин электроподвижного состава / Ю. М. Кулинич, С. А. Шухарев, В. К. Духовников, А. В. Гуляев // Вестник Научноисследовательского института железнодорожного транспорта (Вестник ВНИИЖТ). - 2022. - Т. 81. - № 1. - С. 23 –30.

41. Мищенко, В. А. Принципы конструирования, методы синтеза и оптимизации микропроцессорных электроприводов переменного тока с частотным и векторным управлением / В. А. Мищенко //Сборник научных трудов МИФИ. - 2002. -Т1. - С.40-41.

42. Копылов, И. П. Математическое моделирование электрических машин / И. П.Копылов.– М. : Высш. шк., 2001.– 328 с.

43. Костенко, М. П. Работа многофазного асинхронного двигателя при переменном числе периодов / М. П. Костенко // Электричество. – 1925. – № 2. – С. 85-95.

44. Косматов, В. И. Структурная схема и динамика электропривода с энергосберегающим асинхронным двигателем при произвольной ориентации вращающейся системы координат / В. И. Косматов, А. М. Зиновьев, Г. Г. Кочергин, У. В. Карпова // Электротехнические системы и комплексы. - 2014. - № 1 (22). - С. 50-55.

45. Fouad, G. AC Electric Motors Control: Advanced Design Techniques and Applications/ G. Fouad // John Wiley & Sons. Gang, F. Adaptive Control System / F. Gang, Rogelio Lazano // Oxford, Boston: Newnes -1999.

46. Takahashi, A new quick-response and high efficiency control strategy of an induction machine / Takahashi, T. Noguchi // IEEE Trans. on Industrial Application. -1986. - Vol. IA-22. - No.5. - pp.820-827.

47. Попов, А. А. Улучшение динамических характеристик асинхронного двигателя с использованием различных методов перемодуляции для энергоэффективного управления / А. А. Попов, В. А.

Попова, И. В. Гуляев, F. Briz del Blanco // Электротехнические комплексы и системы, Интеллектуальная электротехника. – 2019. - №2 - С. 17 –27.

48. Tze-Fun Chan, Applied Intelligent Control of Induction Motor Drives / Tze-Fun Chan, Keli Shi // John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd.-2011.

49. Xu Yinguan, Multiprocessor control for a AC motor slipfrequency vector control system / Xu Yinguan, Cui Gejin // Conference Record of the IEEE. -1990. - Vol.1. - pp. 672 – 675.

50. Suman Maiti, Model Reference Adaptive Controller-Based Rotor Resistance and Speed Estimation Techniques for Vector Controlled Induction Motor Drive Utilizing Reactive Power / Suman Maiti, Chandan Chakraborty, Yoichi Hori, Minh C. Ta // IEEE Transactions on Industrial Electronics. -2008. - Vol.55. - Iss.2.- pp.594-601.

51. Tahar, D. Speed & Flux estimation by Extended Kalman Filter for Sensorless Direct Torque Control of Saturated Induction Machine / D. Tahar, M. M. Samir , B. Seghir, K. Nadir // International Siberian Conference on Control and Communications SIBCON. – 2011. – p. 23-26.

52. Anshuman Tripathi, Speed Sensorless control of AC machines using Direct Flux Control Scheme / Anshuman Tripathi, Ashwin M Khambadkone, Sanjib K Panda // The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems. – 2003. - Vol.2. - pp.1647 – 1652.

53. Holtz, J. Drift and parameter compensated flux estimator for persistent zero stator frequency operation of sensorless controlled induction motors / J. Holtz, J. Quan // IEEE Transactions on Industry Applications. -2003. - Vol.39. - No.4. - pp.1052-1060.

54. Rashed, M. A stable back-EMF MRAS-based sensorless low speed induction motor drive insensitive to stator resistance variation / M. Rashed, A. F. Stronach // IEEE Proceedings Electric Power Applications. – 2004. - Vol.151. - No.6. - pp.685-693.

55. Holtz, Sensorless control of induction motor drives / Holtz // Proc. of the IEEE.- 2002. - Vol.90. - No.8. - pp.1359-1394.
56. Bilal Akın, State Estimation Techniques for Speed Sensorless Field Oriented Control of Induction Motor / Bilal Akın // M.Sc. Department of Electrical and Electronics Engineering, The Middle East Technical University.- 2003.
57. João, O. P. P. A Stator-Flux-Oriented Vector-Controlled Induction Motor Drive With Space-Vector PWM and Flux-Vector Synthesis by Neural Networks / O. P. P. João, Bimal K. Bose, Luiz Eduardo Borges da Silva // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2001. - Vol.37. - Iss.5. - pp.1308 – 1318.
58. Toshie Kikuchi, A Speed Sensorless Induction Motor Control Method using RPMaptive Flux Observer Improving Stability Around Zero Frequency / Toshie Kikuchi, Yasushi Matsumoto, Hidehiko Sugimoto // Power Conversion Conference - Nagoya. - 2007. - pp. 839 – 844.
59. Popov, A. Improving the dynamic response of FOC induction machines operated with reduced rotor flux / A. Popov, V. Lapshina, I. Gulyaev and F. Briz // in proc. 25th International Workshop on Electric Drives: Optimization in Control of Electric Drives. - Jan. 2018. - Ural, Russia. - IWED-2018.
60. Ramana, P. Design methodology for the field orientation control of a non-linear vector controlled sinusoidal permanent magnet ac motor / P. Ramana, M. Surya Kalavathi, K. Alice Mary, V. Dinesh Gowri Kumar // ARPJ Journal of Engineering and Applied Sciences. - march 2015 -Vol. 10. - no. 5 - C. 2159-2166.
61. Rubino, S. Modular stator flux and torque control of multi-three-phase induction motor drives / S. Rubino, I.R. Bojoi, F. Mandrile, E. Armando // IEEE Trans Ind Appl. - 2020. - Vol. 56. - no. 6. - P. 6507–6525.

62. Доан, Н. Ш. Исследования по оптимизации векторного управления асинхронным двигателем с применением системы аналитического контроля/ А. Н. Цветков, Н. Ш. Доан, Д. А. Ярославский // Известия высших учебных заведений. Проблемы энергетики – 2022. - Т24. - № 3. – С.144-157.

63. Мищенко, В. А. Об оптимальном регулировании напряжения и частоты в системе частотного управления асинхронным электроприводом / В. А. Мищенко // Труды научно-технической конференции. Вып.6. Барнаул. - 1970. - С. 69-71.

64. Евстратов, А. Э. Исследования вариантов дифференциального управления моментом применительно к асинхронному двигателю с короткозамкнутым ротором / А. Э. Евстратов // Труды VII Международной научно-практической конференции: “Инновации и технология и образования”. - 2014.

65. Doan, N. S. Study and implementation of space vector pulse width modulation inverter on an Arduino / N. S. Doan, A. N. Tsvetkov, T. H. Nguyen // E3S Web of Conferences 288 – 2021- 01059.

66. Xu Yinguan, Multiprocessor control for a AC motor slipfrequency vector control system / Xu Yinguan, Cui Gejin // Conference Record of the IEEE. -1990. - Vol.1. - pp. 672 – 675.

67. Коротков, А. А. Новый алгоритм векторного формирования ШИМ высоковольтного преобразователя с минимизацией коммутационных потерь / А. А. Коротков, А. Б. Виноградов // Вестник ИГЭУ. - 2013. - Т. 4. - С. 1–7.

68. Тютеева, П. В. Выбор метода оптимизации энергоэффективных асинхронных двигателей / П. В. Тютеева, О. О. Муравлева // XIV Международная научно-практическая конференция «современные техника и технологии». С.5. электромеханика. – С.488-490.

69. Мещеряков, В. Н. Асинхронный электропривод с поддержанием оптимального угла между моментобразующими векторами / В. Н. Мещеряков, П. Е. Цветков, О. В. Мещерякова // Вести высших учебных заведений Черноземья. – 2013. – №1. - С. 17-21.

70. Свидетельство № 2021681983 Рос. Федерация. Управление макетным образцом аналитического контроля электродвигателей с комбинированной обмоткой с возможностью корректировки модели. / Цветков Алексей Николаевич, Доан Нгок Ши, Манахов Валерий Александрович. – № 2021681236; заявл. 21.12.2021; зарегистр. 28.12.2021; опубл. 15.01.2022. – 1 с.

71. Козярук, А. Е. Современное и перспективное алгоритмическое обеспечение частотно-регулируемых электроприводов // А.Е. Козярук, В. В. Рудаков // СанктПетербургская электротехническая компания. - 2004.

72. Самосейко, В. Ф. Алгоритм векторного управления асинхронным электроприводом с оценкой сопротивления ротора / В. Ф. Самосейко, В. О. Гуськов // Вестник Государственного университета морского и речного флота имени адмирала С. О. Макарова. - 2021. - Т. 13. - № 3. - С. 419–429.

73. Ильинский Н. Ф. Научно-технические аспекты проблемы повышения эффективности использования энергии в массовом электроприводе / Н. Ф. Ильинский, Р. С. Сарбатов, В. Г. Безяев // Автоматизированный электропривод. - М.: Энергоатомиздат. - 1986. - С. 11-18.

74. Самосейко, В. Ф. Оптимальное управление асинхронным двигателем по критерию потерь энергии / В. Ф. Самосейко, В. О. Гуськов // Вестник Государственного университета морского и речного флота имени адмирала С. О. Макарова. - 2020. - Т. 12. - № 4. - С. 775 – 788.

75. Боченков, Б. М. Оптимизация электропривода переменного тока по векторному критерию качества / Б. М. Боченков, Ю. П. Филлюшов // Электротехника. - 2007. № 8. - С.13-17.

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

77. Самосейко, В. Ф. Управление электромагнитным моментом асинхронного двигателя с максимальным коэффициентом мощности / В. Ф. Самосейко, В. О. Гуськов // Вестник Государственного университета морского и речного флота имени адмирала С. О. Макарова. - 2020. - Т. 12. - № 6. - С. 1078–1086.

78. Ротанов, Н. А. Электромагнитные процессы в системах с автономными инверторами с учетом конечных параметров и свойств источника питания / Н. А. Ротанов, В. В. Литовченко // Тр. ЦНИИ МПС. - М.: Транспорт, 1976. - С. 56 - 61.

79. Козярук, А. Е. Методы и средства повышения энергоэффективности машин и технологий с асинхронными электроприводами / А. Е. Козярук, Б. Ю. Васильев // Вестник ЮурГУ. - 2015.- №1.- С. 47-53.

80. Андрющенко, А. А. Повышение энергетической эффективности пассажирских электровозов с асинхронным тяговым приводом / А. А. Андрющенко, А. А. Зарифьян, П. Г. Колпахчян // Известия Петербургского университета путей сообщения. –2015. - № 4. – С. 5-14.

81. Гарганеев, А. Г. Энергосберегающая модификация векторного управления асинхронного двигателя / А. Г. Гарганеев, А. Т. Яровой, Л. Ю. Бабушкина, А. С. Каракулов, С. В. Ланграф, А. А. Расстригин // Известия Томского политехнического университета. - 2005.- №7.- С. 130-134.

82. Виноградов, А. Б. Оптимизация КПД системы векторного управления асинхронным тяговым электроприводом с идентификатором параметров / А. Б. Виноградов, Д. Б. Изосимов, С. Н. Флоренцев, Н. А. Глебов // Электротехника. – 2010. - №12.- с. 12-19.

83. Рутковский, С. В. Математическое моделирование асинхронного электропривода с векторным управлением / С. В. Рутковский, Г.К. Боровин, В.А. Мищенко, Н.И. Мищенко // Институт Прикладной Математики им. М.В. Келдыша АН СССР. М. - 1989. - С.27.

84. Виноградов, А. Б. Анализ энергетических показателей и методика выбора оптимальных алгоритмов широтно-импульсной модуляции для управления трехфазным инвертором напряжения / А. Б. Виноградов, Д. Б. Изосимов // Электричество. - 2009. - №5, с. 37 - 41.

85. Синюкова, Т. В. Обеспечение оптимальных режимов работы электропривода с применением поисковых алгоритмов / В. Н. Мещеряков, П. Н. Левин, Т. В. Синюкова // Материалы областной научно-практической конференции по проблемам технических наук. - 24-25 октября 2013г. – Липецк, 2013. – С. 88 90.

86. Мещеряков, В. Н. Оптимизация взаимного положения векторов тока статора и магнитного потока асинхронного двигателя при векторном управлении / В. Н. Мещеряков, П. Н. Левин. // Москва. Известия вузов. Электромеханика. – 2006. – №1.

87. Мещеряков, В. Н. Система с оптимальным регулированием моментобразующих векторов асинхронного электропривода / В. Н. Мещеряков, П. Е. Цветков // Труды VII Международной (VIII Всероссийской) научно-технической конференции по автоматизированному электроприводу: ФГБОУ ВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина». – Иваново. – 2012. – С. 67-70.

88. Доан Нгок Ши. Использование элементов системы электроснабжения в качестве датчиков параметров в системах автоматизированного управления / Доан Нгок Ши, А. Н. Цветков // VI Международной научно-практической конференции «Достижения,

проблемы и перспективы развития нефтегазовой отрасли» Альметьевск 16-18 октября 2019 г. - С.389-393.

89. Доан Нгок Ши. Промышленная система управления и контроля энергопотребления / Доан Нгок Ши, А. Н. Цветков // V Национальная научно-практическая конференция «Приборостроение и автоматизированный электропривод в топливно-энергетическом комплексе и жилищно-коммунальном хозяйстве» Казань, 12–13 декабря 2019 г. - Т.1 – С. 242-246.

90. Виноградов, А. Б. Температурная защита преобразователя частоты на основе динамической тепловой модели IGBT-модуля / А. Б. Виноградов, А. Н. Сибирцев, И. Ю. Колодин // Электротехника. – 2008. – № 6. – С. 8-19.

91. Доан, Н. Ш. Аппаратно-программный комплекс для экспериментального исследования электроприводов асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором с традиционной обмоткой и двигателей с комбинированной обмоткой / А. Н. Цветков, Н. Ш. Доан // Известия высших учебных заведений. Проблемы энергетики – 2021. – Т.23. - № 6. – С.157-165.

92. Доан Нгок Ши. Исследования по созданию модели системы сбора, контроля и мониторинга данных для систем электроснабжения / Доан Нгок Ши, А. Н. Цветков // XIV Международная молодежная научная конференция «Тинчуринские Чтения » Казань, 23 – 26 апреля 2019 г. - Т.1, Ч.1 - С. 195-199.

93. Доан Нгок Ши. Разработка устройства для управления и мониторинга систем электроснабжения / Доан Нгок Ши, Нгуен Тхи Хоа, А. Н. Цветков // Международная молодежная научная конференция «Тинчуринские Чтения – 2020 «Энергетика и цифровая трансформация» Казань, 28–29 апреля 2020 г. - Т.1- С. 166 - 168.

94. ГОСТ 8.009-84. Нормируемые метрологические характеристики средств измерения. – М.: Стандартиформ, 2005. – 27 с.
95. РД-153-34.0-11.201-97. Методика определения обобщенных метрологических характеристик измерительных каналов ИИС и АСУ ТП по метрологическим характеристикам агрегатных средств измерения, - М.: ОРГРЭС, 1999. – 17 с.
96. МИ-222-80. Методика расчета метрологических характеристик измерительных каналов информационно-измерительных систем по метрологическим характеристикам компонентов, 1981. – 26 с.
97. Мищенко, В. А. Системная оптимизация управления и конструкции мобильных электромеханических комплексов / В. А. Мищенко, // Наука и технологии в промышленности. 2003/2004. - № 3/1.
98. Lipo, T.A. Performance calculations of a reluctance motor drive by dq harmonic balance / T. A. Lipo // IEEE Trans Ind Appl. -1979. - Vol. IA-15. - no. 1.- P. 25–35.
99. ГОСТ 8865-93. Системы электрической изоляции. Оценка нагревостойкости и классификация. – М. : ИПК Издательство стандартов, 2003. – 6 с.
100. ГОСТ 7217-87. Машины электрические вращающиеся. Двигатели асинхронные. Методы испытаний. – М. : ИПК Издательство стандартов, 2003. – 41 с
101. Белов, Н. В. Исследование параметров современных электроприводов с использованием информационно-измерительной системы / Н. В. Белов, В. П. Горкин, Д. В. Жматов // Энергобезопасность и энергосбережение. - 2014. - №5. - С. 41-45.
102. Островляничик, В. Ю. Модель асинхронного двигателя для бездатчиковых информационно-управляющих систем автоматизированного электропривода / В. Ю. Островляничик, И. Ю. Поползин // Вестник

Кузбасского государственного технического университета. - 2016. - № 1 (113). - С. 111-120.

103. Жматов, Д. В. Современные тенденции управления автомобильным электроприводом / Д. В. Жматов, В.П. Горкин, Е.Э. Пахомова // Известия Московского государственного технического университета МАМИ. – 2013 - Т. 1. - №2 (16). - С. 198-202.

104. ГОСТ 11828. Машины электрические вращающиеся, Общие методы испытаний. – М.: ИПК Издательство стандартов, 2003. – 32 с.

105. ГОСТ 53472. Машины электрические вращающиеся, Методы испытаний. – М.: Стандартиформ, 2011. – 46 с.

106. ГОСТ 25941. Машины электрические вращающиеся, Методы определения потерь и коэффициента полезного действия. – М.: ИПК Издательство стандартов, 2002. – 28 с. Белов, Н. В. Исследование параметров современн.

107. Шатков, А. П. Экспериментальное исследование асинхронного электропривода с релейно-векторным принципом управления при непосредственном измерении параметров магнитного поля / Шатков, А. П. // Вестник Ивановского государственного энергетического университета. – 2013 - №1 - С. 56-61.

108. Шальков, В.С. Двухканальный дифференциальный электропривод автономного электротранспортного средства: пояснительная записка к выпускной квалификационной работе. Челябинск: ЮУрГУ, Э; 2018, 45 с.

109. Белоусов, Е. В. Электропривод системы верхнего привода буровой установки / Е. В. Белоусов, М. А. Григорьев, Д. Ю. Хрюкин // Электротехника. - 2022. - № 2. - С. 17–21.

110. Епифанов А.П. Экспериментальные исследования энергетических характеристик электропривода «Преобразователь частоты - асинхронный двигатель» / А. П. Епифанов, И. А. Анпилогов, Д. Б. Криль. //

Известия Санкт-Петербургского государственного аграрного университета, № 42, 2016, pp. 376-381.

111. Мещеряков, В. Н. Исследование векторной системы управления асинхронным электроприводом конвейера ленточного типа с наблюдателями скорости / В. Н. Мещеряков, Е. С. Мантухов, А. В. Сдвижков // Известия высших учебных заведений. Проблемы энергетики. – 2023. - Т. 25. - № 3. – С. 41-54.

112. Саттаров, Р. Р. Исследование работы группы асинхронных двигателей при кратковременных провалах напряжения для условий нефтяной промышленности / Р. Р. Саттаров, Р. Р. Гарафутдинов // Известия высших учебных заведений. Проблемы энергетики - 2020. - Т. 22. - № 6. - С. 92-100.

113. Семёнов, А. С. Оценка электромагнитной совместимости высоковольтных преобразователей частоты в электротехнических комплексах / А. С. Семёнов, А. Н. Егоров, Я. С. Харитонов, О. В. Федоров // Вестник КГЭУ. - 2019. Т.11. - №4 (44). - С. 64-75.

114. Буканова, Т.С. Экспериментальное исследование электропривода на основе двухроторной электрической машины с дифференциальным управлением / Т. С. Буканова, М. Т. Алиев // Мехатроника, автоматизация, управление. - 2018. - Т. 19. - № 9. - С. 618–624.

115. Наживин, А. Е. Расчет мощности электродвигателя компенсации потерь стенда испытаний хвостового вала вертолётa / А. Е. Наживин, О. И. Осипов // Электротехнические системы и комплексы. -2017. - №4 (37). - С. 20-26.

116. Саушев, А. В. Показатели качества и критерии оптимальности при структурно-параметрическом синтезе автоматизированных электроприводов / А. В. Саушев, Е. В. Бова // Вестник государственного университета морского и речного флота им. адмирала С. О. Макарова. - 2019. Т. 11. - №2. - С. 380-395.

Приложение Б

Акт о внедрении результатов диссертации в учебный процесс

УТВЕРЖДАЮ



Первый проректор – проректор
по учебной работе
ФГБОУ ВО
«Казанский государственный
энергетический университет»
А.В. Леонтьев

АКТ

внедрения результатов научных исследований, представленных в
диссертационной работе Доана Нгок Ши

Настоящий акт составлен о том, что результаты работы аспиранта Доана Нгок Ши, отраженные в диссертационном исследовании внедрены в учебный процесс кафедры «Электроснабжение промышленных предприятий» и используется при проведении лабораторных работ в рамках дисциплины «Электроустановки электрических подстанций при разработке проектов систем электроснабжения» подготовки магистров по направлению 13.04.02 «Электроэнергетика и электротехника» при рассмотрении принципов управления электромеханическими приводами высоковольтного оборудования в рамках раздела дистанционного управления коммутационно-защитной аппаратурой.

Использование указанных результатов повысило качество образовательного процесса.

Заведующий кафедрой
«Электроснабжение
промышленных предприятий»

А.Р. Сафин

Директор института
электроэнергетики и электроники

Р.В. Ахметова

Приложение В

Акт о реализации результатов диссертации в малой нефтяной компании



Акционерное общество
«ГЕОЛОГО-РАЗВЕДОЧНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ЦЕНТР»
 (АО "ГРИЦ")

ИНН/КПП 1640001692/164001001, р/с 40702810362190101017 отделение «Банк Татарстан» № 8610 г. Казань к/с 30101810600000000603, БИК 049205603, код по ОКПО 47087043, код по ОКВЭД 06.10.1
 юр.адрес: 423100 РТ, с. Черемшан, ул. Советская, 32, помещение 316
 почт. адрес: 420015, г. Казань, а/я 41
 e-mail: office@gric-nk.ru тел/факс: (843)264-66-68



Утверждаю
 Генеральный директор

В.Ю. Головкин

«15» января 2024 г

АКТ

реализации результатов научных исследований

«Система управления асинхронными электродвигателями

с комбинированной обмоткой для повышения КПД путем оптимизации магнитного потока»

Данным актом подтверждается, что результаты разработок Доана Нгок Ши реализованы в процессе опытно-промышленных испытаний на станке-качалке нефтедобывающей скважины №2233 «Старо-Кадеевского нефтяного месторождения» АО «ГРИЦ», расположенной в Черемшанском районе Республики Татарстан.

Объектами реализации являются:

1. Повышение энергоэффективности управления асинхронным электродвигателем с комбинированной обмоткой с применением частотного регулирования при работе на пониженных скоростях вращения в соответствии с технологическими требованиями к скорости откачки добываемой жидкости.
2. Метод управления приводным электродвигателем с оптимизацией магнитного потока и минимизацией потерь энергии.
3. Алгоритм управления и программное обеспечение для реализации метода эффективного управления с оптимизацией магнитного потока асинхронного электродвигателя с комбинированной обмоткой.
4. Система контроля энергетических характеристик электродвигателей с устройством удаленного мониторинга.

Главный энергетик

Р.Ф. Туктаров