

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ЮЖНО-УРАЛЬСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
(НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)»

На правах рукописи



Кулёва Надежда Юрьевна

**РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ И АНАЛИЗ
РАБОЧИХ ХАРАКТЕРИСТИК ВЕНТИЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ
С ДИСКРЕТНОЙ КОММУТАЦИЕЙ ОБМОТКИ**

Специальность 2.4.2. - "Электротехнические комплексы и системы"

Диссертация на соискание учёной степени

кандидата технических наук

Научный руководитель –
доктор технических наук,
профессор Воронин С. Г.

Челябинск - 2024

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	4
ГЛАВА 1 ВЭП на основе СДПМ и направления их развития. Постановка задач исследования.	11
1.1 Методы реализации ВЭП и варианты их построения	11
1.2. Анализ систем управления ВЭП	17
1.2.1 Дискретная коммутация	17
1.2.2 Позиционная модуляция напряжения.....	20
1.2.3 Векторное управление	23
1.2.4 Фазовое векторное управление	27
1.3 Анализ способов исследования ВЭП с ДК.....	30
1.4 Выводы по первой главе	32
ГЛАВА 2. Математическое описание дискретных коммутационных процессов и разработка универсальной цифровой модели электропривода ..	34
2.1 Уравнения коммутационных процессов при шеститактной 180-градусной коммутации	37
2.2 Уравнения коммутационных процессов при шеститактной 120-градусной коммутации	42
2.3 Уравнения коммутационных процессов при двенадцатитактной 150-градусной коммутации	49
2.4 Разработка универсальной математической модели.....	52
2.5 Выводы по второй главе.....	65
ГЛАВА 3 Анализ возможности и эффективности расширения рабочего диапазона механических координат и повышения энергетических показателей при различных способах организации питания ВЭП	67
3.1 Сравнительная оценка ДК и синусоидального напряжения питания ВЭП и вывод практических рекомендаций по выбору системы управления	67

3.2 Исследование возможности увеличения максимального электромагнитного момента и энергетических показателей ВЭП при нулевой индуктивности СДПМ при различных способах организации питания ВЭП.....	75
3.3 Исследование возможности увеличения максимального электромагнитного момента и энергетических показателей ВЭП при ненулевой индуктивности СДПМ при различных способах организации питания ВЭП.....	79
3.4. Исследование влияния несинусоидальности ЭДС на характеристики привода.....	86
3.4 Выводы по третьей главе	91
ГЛАВА 4 Исследование коммутационных процессов ВЭП с учетом особенностей электромагнитного преобразования энергии.....	94
4.1 Разработка геометрической модели двигателя в ANSYS Electronics Desktop и входящем в него модуле ANSYS RMxprt	98
4.2 Разработка полевой модели и исследование коммутационных процессов ВЭП с учетом электромеханического преобразования энергии в ANSYS Electronics Desktop и входящем в него модуле ANSYS Maxwell.....	103
4.3 Выводы по четвертой главе	118
ГЛАВА 5 Экспериментальное исследование.....	120
5.1 Описание стенда.....	120
5.1.1 Описание функциональной схемы стенда.....	120
5.1.2 Выбор функциональных частей и монтаж универсального стенда...	124
5.1.3 Разработка программного обеспечения для реализации алгоритмов ДК.....	129
5.2 Исследование ВЭП с ДК	132
5.3 Выводы по пятой главе.....	144
Заключение	145
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	148

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность работы. Синхронные двигатели с возбуждением от постоянных магнитов (или СДПМ) наиболее эффективно используются в составе электропривода с обратной связью по положению ротора. При этом возможно плавное вращение поля статора двигателя, когда фазные напряжения и токи изменяются по синусоидальному закону или дискретное переключение обмоток с помощью полупроводникового коммутатора по сигналам обратной связи датчика положения ротора (ДПР). Первый способ формирования поля получил наиболее широкое распространение и используется во многих случаях, когда требуется отсутствие пульсаций момента, высокая плавность вращения, точность позиционирования и широкий диапазон регулирования. Недостатком его, в случае использования классического векторного управления двигателем, является относительная сложность реализации, предполагающая синусоидальную форму фазных ЭДС, наличие датчика углового положения ротора относительно статора с высокой разрешающей способностью для точного формирования синусоидальных фазных токов и датчиков этих токов. Кроме того, необходимо использование быстродействующих стандартных, как правило, импортных контроллеров для многократного преобразования информации при формировании токов.

Электропривод, где СДПМ управляется путем дискретного переключения обмоток или дискретной коммутацией (ДК), называют вентильными электроприводом (ВЭП). Такое управление реализуется значительно проще и не так чувствительно к форме ЭДС. Здесь может быть использован дискретный датчик углового положения ротора с разрешающей способностью 30 или 60 электрических градусов, нет необходимости в использовании датчика тока, а управление обмотки с использованием простейших алгоритмов может быть реализовано даже на жёсткой логике. Их недостатком является наличие пульсаций момента, дискретный характер электромагнитных процессов и, как следствие, сложность применения в

высокоточных приводах следящих систем. Между тем имеется ряд электроприводов, где перечисленные недостатки оказываются несущественными. Это электроприводы относительно небольшой мощности в пределах десятков кВт, например, тяговые электроприводы наземных, водных и воздушных транспортных средств, электроприводы некоторых подъёмных механизмов, транспортёров, насосов, вентиляторов и др. Следует отметить также, что СДПМ с зубчатой конструкцией статора, являющейся наиболее технологичной и дешёвой, имеют, как правило, форму ЭДС, близкую к трапецеидальной. Это обусловлено тем, что магнитная индукция поля, создаваемого постоянным магнитом, имеет примерно постоянное значение на всём полюсном делении, и для того, чтобы получить синусоидальную ЭДС приходится использовать специальную синусоидальную обмотку с укороченным шагом. В случае применения алгоритмов управления двигателем, нечувствительных к форме ЭДС, конструктивная реализация двигателя упрощается, так как обмотку в этом случае можно мотать на зубец. Поэтому использование таких двигателей в режиме ВД оказывается весьма рациональным. Накоплен большой опыт использования таких двигателей, хорошо разработана их теория.

Однако несмотря на то, что приводы подобного типа разработаны и широко применяются ещё с середины прошлого века, имеется ряд вопросов, которые до настоящего времени или не рассматривались, или рассмотрены недостаточно. В частности, не проведена сравнительная оценка возможных способов дискретной коммутации обмотки ВЭП с точки зрения качества выходных характеристик и энергетических показателей, абсолютно не рассмотрена возможность фазового векторного управления и других способов расширения диапазона реализуемых механических координат приводов с этими двигателями. Кроме того, все предыдущие теоретические исследования предполагали синусоидальную форму ЭДС двигателя, хотя, как отмечалось, в реальных двигателях она не синусоидальна. Очевидно, что без решения

перечисленных вопросов невозможно эффективное и обоснованное применение электроприводов указанного типа, поэтому решение их и составляет основу данной диссертационной работы.

Степень научной разработанности проблемы. Наибольший вклад в развитие теории и практики ВЭП на основе вентильных двигателей с дискретной коммутацией (ДК) внесли такие учёные как Вевюрко И.А., Овчинников И.Е., Лебедев Н. И., Лозенко В.Н., Лифанов В. А., Воронин С. Г., Вигриянов П. Г. и зарубежными Брейлсфорд Н., Хайсерман В. — США, Каварадо Матасаро — Япония, Б. Цаубитцер, Х. Моцала — Германия. В работах этих учёных были описаны особенности электромагнитных процессов в двигателях, при различном числе фаз, получены уравнения для электромеханических характеристик по усреднённым значениям, координат, разработаны методы электромагнитного расчёта двигателя, а также возможные варианты схем полупроводниковых коммутаторов. Но осталось достаточно много нерешённых задач, о которых говорилось выше.

Целью диссертационной работы является повышение энергетических показателей, расширение рабочего диапазона и улучшение выходных характеристик электроприводов на основе СДПМ с дискретной коммутацией обмотки.

Для достижения указанной цели необходимо решить ряд научных задач:

1. Провести систематизацию возможных способов дискретной коммутации обмотки для трёхфазных двигателей, дать сравнительную оценку этих способов с точки зрения возможности управления и качества выходных характеристик.

2. Разработать математические модели, позволяющие исследовать влияние способа коммутации и формы ЭДС на характеристики привода при дискретной коммутации.

3. Оценить влияние несинусоидальности ЭДС двигателя на характеристики приводов для различных способов коммутации.

4. Оценить возможность и эффективность различных способов расширения рабочего диапазона механических координат привода при дискретной коммутации.

Методы исследования. Для решения поставленных задач использовались основные положения теории электромагнитного преобразования энергии, теории расчета электрических цепей, теории электропривода, методы математического моделирования систем на ЭВМ, методы экспериментального исследования.

Обоснованность и достоверность научных положений, выводов и рекомендаций подтверждается удовлетворительным, для инженерной методики, совпадением основных результатов моделирования математических моделей и экспериментальных данных, полученных на универсальном стенде, аргументированностью исходных положений, вытекающих из основ электротехники и корректным использованием теории.

Научные положения и результаты, выносимые на защиту:

- универсальная линейная модель ВЭП с ДК позволяет рассчитывать характеристики и параметры привода с учётом различных алгоритмов коммутации, реальной формы ЭДС и индуктивности обмотки;

- результаты исследования рабочих и энергетических характеристик ВЭП с ДК с различными видами коммутации, позволяющее сформулировать рекомендации по выбору вида коммутации в зависимости от требований, предъявляемых к ВЭП;

- результаты исследования влияния высших гармоник ЭДС вращения на характеристики ВЭП;

- результаты расчетных и экспериментальных исследований на универсальном стенде, подтверждающие адекватность разработанной универсальной линейной модели.

Научная новизна работы заключается в следующем:

1. Разработана универсальная линейная математическая модель ВЭП с ДК, позволяющие исследовать влияние способа коммутации и формы ЭДС на характеристики привода при дискретной коммутации.
2. Проведено детальное исследование влияния формы ЭДС двигателя на выходные характеристики привода.
3. Дана оценка эффективности применения метода фазового регулирования для расширения рабочего диапазона механических координат привода.

Теоретическая и практическая значимость работы:

1. Впервые путём моделирования электромагнитных процессов выработаны практические рекомендации по выбору и использованию способа дискретной коммутации СДПМ.
2. Впервые дана оценка влияния высших гармоник, на рабочие характеристики и энергетические показатели приводов подобного рода.
3. Дана сравнительная оценка не только двух наиболее распространённых способов дискретной коммутации обмотки СДПМ- 120- градусной, 180- градусной, но относительно слабо изученной 150- градусной коммутации, с точки зрения вида рабочих характеристик, энергетических показателей и пульсаций момента.

Реализация выводов и рекомендаций работы.

Разработанное математическое описание, универсальная математическая и полевая модель, а также разработанный универсальный стенд ВЭП с ДК приняты для использования:

- в учебном процессе Южно-Уральского государственного университета на кафедре «Электропривод, мехатроника и электротехника» при чтении лекций и проведении лабораторных работ по курсу «Системы автоматизированного проектирования»;
- в производстве перспективных электроприводов ООО «Мэлс» и ООО «Станкомаш» и предприятии по производству коммунальных машин АО «Кургандормаш».

Апробация работы. В полном объеме работа докладывалась на расширенном заседании кафедры «Электропривод, мехатроника и электротехника» ЮУрГУ.

Основные положения и результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на конференциях и семинарах, в том числе:

- 73 научной конференции профессорско-преподавательского состава ЮУрГУ (г. Челябинск, ЮУрГУ, 20–22 апреля 2021 г.);
- I Всероссийской конференции по электрическим машинам (г. Уфа, 15 декабря – 16 декабря 2022 г.);
- Международной научно-технической конференции "Пром-Инжиниринг" (г. Сочи, 15–19 мая 2023);
- Международной научно-технической конференции «Электротехнические комплексы и системы» (г. Магнитогорск, 2023–2024).

Публикации. По теме диссертации опубликовано 13 печатных работ, в том числе 3 патента РФ. Пять печатных работ опубликованы в изданиях, рекомендованных ВАК.

Структура и объем диссертационной работы. Диссертация состоит из введения пяти глав, заключения, изложенных на 160 страницах машинописного текста, содержит 120 рисунков, 18 таблиц, список используемой литературы из 110 наименований.

ГЛАВА 1 ВЭП на основе СДПМ и направления их развития. Постановка задач исследования.

1.1 Методы реализации ВЭП и варианты их построения

Под вентильным электроприводом (ВЭП) понимается электромеханический преобразователь (ЭМП), работающий от полупроводникового коммутатора (ПК), который подключен к источнику постоянного тока ($U_{\text{п}}$) и имеющий обратную связь по положению ротора ЭМП, при этом информация о положении ротора измеряется и передается датчиком положения ротора (ДПР). [1, 2]

Рассмотрим функциональную схему ВЭП, представленную на рисунке 1.1.

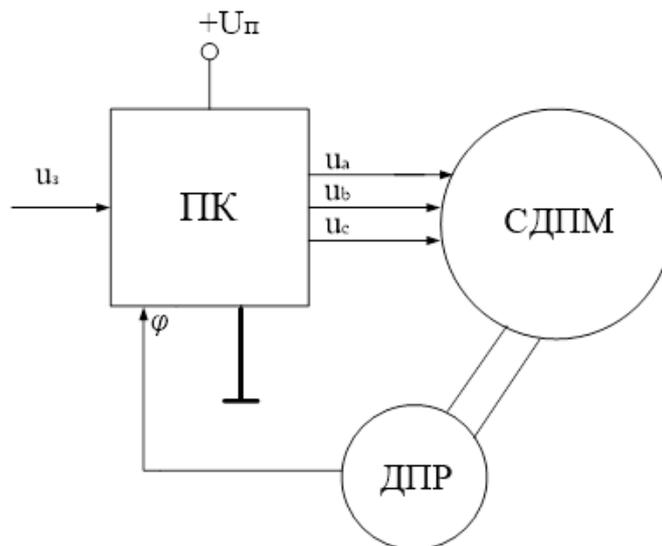


Рисунок 1.1 – Схема функциональная ВЭП

Из функциональной схемы следует, что ВЭП состоит из следующих элементов: управляющий – ПК, исполнительный – ЭМП, информационный – ДПР. В соответствии с функциональной схемой ВЭП можно определить, как ЭМП конструктивно связанный с ДПР, по сигналам которого управляется ПК, на выходе которого формируется питающее фазное напряжение ЭМП в соответствии с законом управления. Конструктивно ВЭП представляет собой

электрический двигатель с ДПР, питающийся от полупроводникового преобразователя частоты [1, 3, 4].

Функциональная схема ПК в общем виде представлена на рисунке 1.2, где показано, что ПК состоит из двух основных блоков, информационной системы управления (ИСУ) - низковольтной части и инвертора (И) - высоковольтной части.

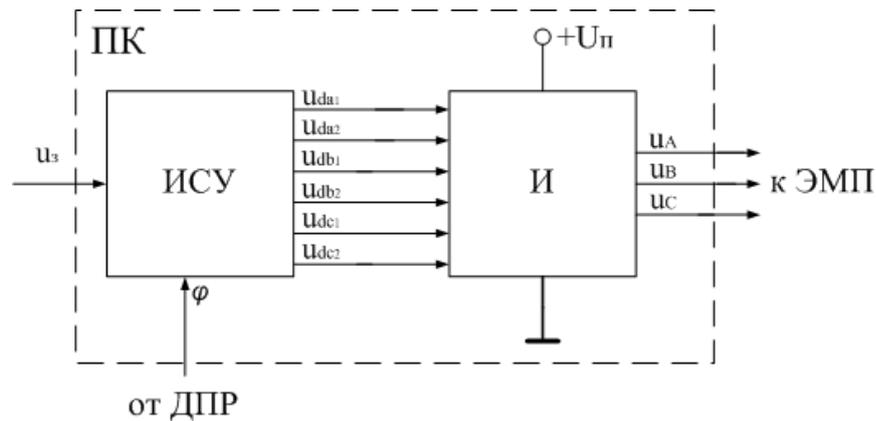


Рисунок 1.2 – Функциональная схема ПК

Блок ИСУ предназначен для реализации алгоритмов управления, поэтому его функциональная схема зависит от реализуемой системы управления [1, 5]. В общем случае блок ИСУ преобразует формат данных о положении ротора, которые поступают с ДПР, например, может усиливать его по напряжению, току или мощности, и в соответствии с сигналом задания (u_3) формирует сигналы управления (u_{da1} , u_{da2} , u_{db1} , u_{db2} , u_{dc1} , u_{dc2}) для блока И [5, 6]. Также в блоке ИСУ обычно реализуют функции защит от превышения значений токов и напряжений в ПК [1, 5].

Конструктивно блок ИСУ может быть собран или на логических элементах, или на микросхемах, или на микроконтроллере или на комбинации перечисленных элементах. Чем сложнее реализация системы управления, тем более сложные и дорогие элементы используются.

Блок И предназначен для формирования системы фазных токов и напряжений (u_A , u_B , u_C) статора ЭМП, вследствие чего возможно управление

вектором намагничивающей силы (н.с.) статора или управление вращающимся магнитным полем статора ЭМП [1, 6, 7].

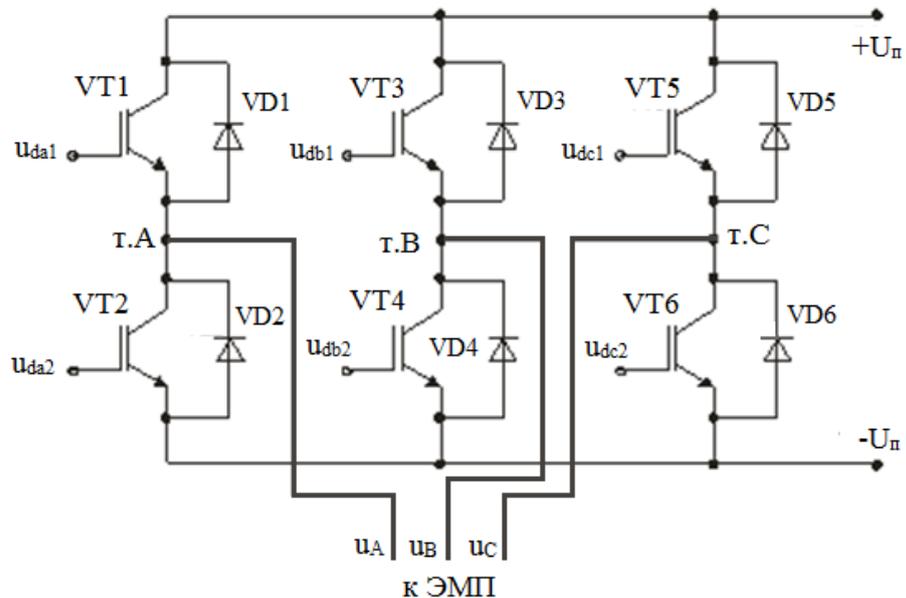


Рисунок 1.3 – Электрическая схема трехфазного мостового инвертора

Блок И чаще всего чаще всего представляет из себя классический трехфазный мостовой инвертор, его схема представлена на рисунке 1.3. Основным элементом ПК являются силовые ключи (VT1, VT2, VT3, VT4, VT5, VT6). Они являются элементами, выполняющие функции управления потоком энергии, подводимой к ЭМП. Управление силовыми ключами осуществляется по выходным сигналам блока ИСУ (u_{da1} , u_{da2} , u_{db1} , u_{db2} , u_{dc1} , u_{dc2}) и формирует в средних точках стоек (т.А, т.В, т.С) либо положительное напряжение питания ($+U_{п}$) шины постоянного тока, либо отрицательное ($-U_{п}$), таким образом на фазах статора ЭМП поступает либо $+U_{п}$, либо $-U_{п}$ и путем переключения силовых ключей формируется поворот вектора н.с. статора и соответственно вращающееся магнитное поле. Для отвода реактивной энергии фаз, возникающей после переключения питающего напряжения (u_A , u_B , u_C) с $+U_{п}$ на $-U_{п}$ используют обратные диоды (VD1, VD2, VD3, VD4, VD5, VD6) включенные встречно относительно транзисторов (VT1, VT2, VT3, VT4, VT5, VT6). Чаще всего в ПК ВЭП применяются MOSFET и IGBT [1, 3, 5].

Поскольку ЭМП является основным потребителем энергии от источника питания шины постоянного тока, то используемый электрический двигатель должен сочетать в себе такие показатели, как высокая экономичность, надежность и длительный срок службы при минимальных затратах на обслуживание в течение периода эксплуатации в различных условиях окружающей среды. По причине высоких удельных показателей, а именно, масса на единицу полезной мощности и высокого КПД в ВЭП, чаще всего, применяется синхронный двигатель с возбуждением от постоянных магнитов (СДПМ). Благодаря этому ВЭП совмещает в себе преимущества электропривода с машинами постоянного тока (хорошие регулировочные свойства и высокие энергетические показатели) и электропривода с машинами переменного тока (большой ресурс, высокую надежность и работоспособность в вакууме, взрывоопасных и ядовитых средах). На сегодняшний день серийно выпускаются СДПМ от 10 Вт до 10 МВт. Таким образом, ВЭП на основе СДПМ обладает низкими массогабаритными показателями, высоким быстродействием, широким диапазоном регулирования частоты вращения, выполняет требования по обеспечению требуемых выходных характеристик, в том числе, механической и энергетической характеристики, экономичности, надежности и ресурсу. [6 - 11]

С точки зрения конструкции СДПМ, состоит из статора, где располагается трехфазная статорная обмотка, соединенная в звезду и ротора, на котором расположены магниты, которые, создают в воздушном зазоре поток возбуждения. Статор СДПМ может иметь с различным конструктивное исполнение, от которого зависит форма ЭДС, что в свою очередь влияет на выбор системы управления. Например, СДПМ с зубчатой конструкцией статора или сосредоточенной обмоткой (рисунок 1.4а), являющейся наиболее технологичной и дешёвой, имеют, как правило, имеют ЭДС с трапецеидальной формой. Это обусловлено тем, что магнитная индукция поля, создаваемого постоянным магнитом, имеет примерно постоянное значение на всём

полюсном делении. Для того чтобы получить синусоидальную ЭДС приходится использовать специальную синусоидальную обмотку с укороченным шагом или распределенную обмотку (рисунок 1.4б), что важно для ряда систем управления. В случае применения алгоритмов управления двигателем, нечувствительных к форме ЭДС, использование более простой и дешевой конструкции статорной обмотки становится возможным, так как обмотку в этом случае можно мотать на зубец. Поэтому использование таких двигателей в ВЭП оказывается весьма рациональным. Накоплен большой опыт использования таких двигателей [5, 6], хорошо разработана их теория [1, 6–11].

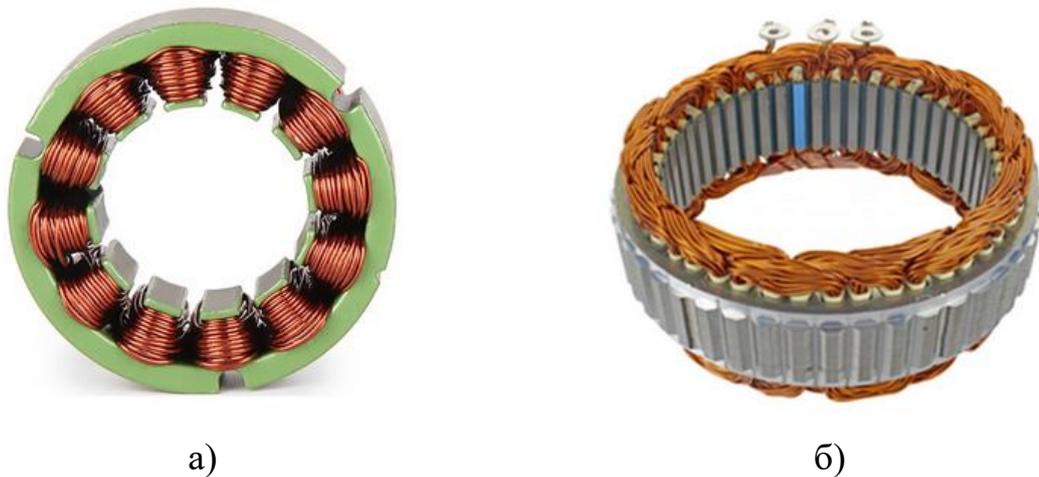


Рисунок 1.4 – Конструкция статорной обмотки: а) зубчатая конструкция статора или сосредоточенная обмотка б) специальная синусоидальная обмотка с укороченным шагом или распределенная обмотка

К конструкции ДПР предъявляются следующие требования: простота конструкции, высокая технологичность и надежность в работе [12, 13]. Отметим, что в типовом случае ДПР конструктивно объединен с ЭМП, поэтому он должен выдерживать все требования относительно внешних воздействующих факторов, предъявляемых к двигателю. Датчик должен быть согласован с ПК по сопротивлениям [14]. Также отметим, для упрощения схемы ПК необходимо, чтобы выходные сигналы ДПР должны иметь сигналы заданной формы. В основном выходные сигналы ДПР — это прямоугольные

импульсы с большой кратностью максимального и минимального уровней, а также с большой крутизной фронтов. В настоящее время ДПР чаще всего выполнен на основе гальваномагнитных элементов или датчиков Холла, которые встроены в воздушный зазор СДПМ. В этом случае ДПР как отдельный конструктивный элемент отсутствует. Также важно помнить, что датчики Холла возможно использовать только в СДПМ, которые эксплуатируются в температурном диапазоне, не превышающем $+120^{\circ}\text{C}$, поскольку при превышении этой температуры датчики Холла выйдут из строя. Если ВЭП применяется при рабочей температуре свыше $+120^{\circ}\text{C}$ необходимо использовать другие специализированные датчики, выдерживающие указанную температуру [1, 12, 13].

Все вышеизложенное позволяет сделать ряд выводов:

- все схемы ВЭП имеют ряд общих элементов: ЭМП, ПК и ДПР для организации позиционной обратной связи по положению ротора. В настоящей работе будет широко распространён ВЭП мощностью до 10 Вт;
- все схемы ПК состоят из блока ИСУ и блока И. Состав и конструктивное исполнение блока ИСУ зависит от реализуемой системы управления. Конструктивное исполнение блока И, в общем случае, одинаково и это трехфазный мостовой инвертор, отличия зависят от мощности ВЭП и будут лишь в мощности силовых элементов. В представляемой работе будет исследоваться, в качестве блока И, трехфазный мостовой инвертор;
- наиболее часто в качестве ЭМП используется СДПМ, а в качестве ДПР датчики Холла, поэтому в данной работе будет исследоваться СДПМ с встроенными датчиками Холла;
- выходные параметры, такие как, энергетические и механические характеристики ВЭП напрямую зависят от реализуемой в ИСУ ПК системы управления (СУ).

1.2. Анализ систем управления ВЭП

1.2.1 Дискретная коммутация

История развития систем управления ВЭП начинается с применения дискретной коммутации (ДК). Исследование ВЭП с ДК ведется, с середины прошлого века и значительное количество известных авторов посвятили свои работы [1, 2, 3, 15]. Главным отличительным признаком ВЭП с ДК является пошаговое переключение фаз обмотки статора СДПМ в соответствии с заданным алгоритмом, в результате чего поле статора СДПМ вращается дискретно (скачкообразно) сохраняя требуемое угловое рассогласование поля статора относительно поля ротора в зависимости от перемещения ротора относительно статора. Другими словами, в ВЭП с ДК происходит периодическое, определенное выбранным алгоритмом, переключение фазных обмоток, благодаря чему осуществляется дискретное перемещение вектора намагничивающей силы статора СДПМ, а угол рассогласования между полем статора и полем ротора остается неизменным благодаря обратной связи по положению ротора [1, 16, 17].

Функциональная схема ВЭП с ДК (рисунок 1.5) практически не отличается от классической схемы ВЭП (рисунок 1.1) и состоит из:

- блока полупроводникового коммутатора (ПК);
- синхронного двигателя с постоянными магнитами (СДПМ);
- датчика тока (ДТ);
- датчика положения ротора (ДПР).

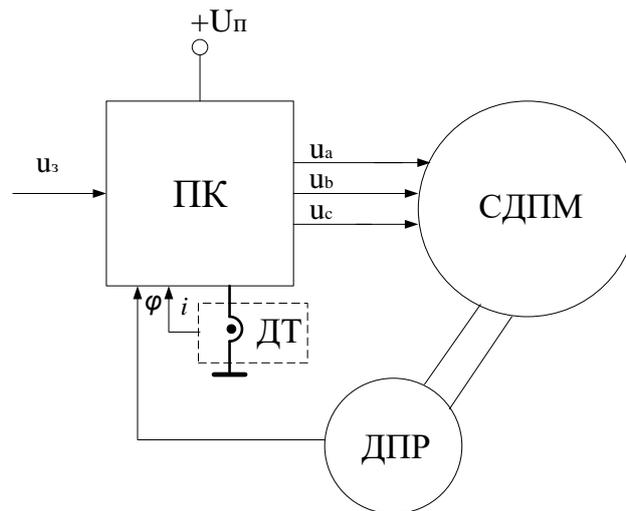


Рисунок 1.5 – Функциональная схема ВЭП с ДК

Сигнал задания (u_3) подается на ПК, подключенный к источнику постоянного тока с напряжением ($+U_{п}$). Как было упомянуто ранее, ПК является классическим трехфазным мостовым инвертором напряжения, представленном на рисунке 1.6. Коммутация фазных обмоток статора СДПМ осуществляется с помощью замыкания и размыкания силовых ключей K_{a1} , K_{a2} , K_{b1} , K_{b2} , K_{c1} , K_{c2} , которые условно показаны на схеме (рисунок 1.6) в виде разомкнутых контактов. Порядок переключения определяется выбранным алгоритмом коммутации с учетом сигнала ДПР, который отражает координаты положения ротора СДПМ в текущий момент времени. Таким образом, ПК подает либо положительное напряжение питания ($+U_{п}$) либо отрицательно напряжение питания ($-U_{п}$) на фазы статорной обмотки СДПМ, благодаря чему и формируется вращающееся магнитное поле статора. Алгоритм коммутации может быть разным, но для всех типов алгоритмов справедливо, необходимость организовать дискретного поворота вектора намагничивающей силы поля статора для создания вращающегося магнитного поля статора с фиксированным углом рассогласования относительно поля ротора. Поле ротора СДПМ постоянно, его создают постоянные магниты, расположенные на роторе. А поскольку поле ротора всегда стремится «догнать» поле статора, появляется электромагнитный момент, поворачивающий ротор СДПМ.

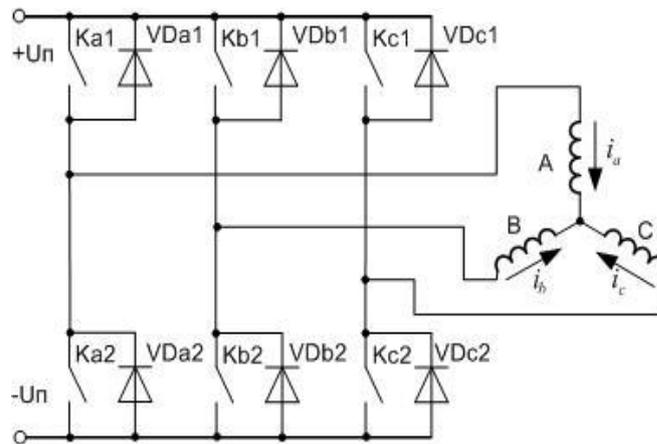


Рисунок 1.6 – Схема подключения обмотки статора СДПМ к ПК ВЭП

Координаты положения ротора СДПМ измеряет и передает ДПР, который, чаще всего, для ВЭП с ДК, реализован в виде трех датчиков Холла, которые встроены непосредственно в обмотку статора СДПМ [18, 19]. А для организации защиты от превышения допустимых значений токов силовых ключей в ИСУ ПК поступает значение тока (i) с ДТ, установленного в шине постоянного тока [1, 20].

По описанию работы ВЭП с ДК можно заметить, что он является аналогом электропривода с коллекторным двигателем, где в среднем угол рассогласования поля ротора и поля статора определяется настройкой коммутации по сигналам ДПР и равен 90 эл. град [4, 21].

Отметим, что для ВЭП с ДК форма ЭДС, синусоидальная или нет, не имеет значения, поскольку коммутация осуществляется строго по сигналам ДПР [5, 22].

Наиболее распространены следующие типы способов или алгоритмов коммутации СУ:

- шеститактная 180-градусная коммутация;
- шеститактная 120-градусная коммутация;
- двенадцатитактная 150-градусная коммутация.

При шеститактной 180-градусной коммутации в пределах каждого интервала времени между следующими друг за другом управляющими импульсами или межкоммутационного интервала (МКИ) открыты 3 ключа

(Ka1, Ka2, Kb1, Kb2, Kc1, Kc2 схема рисунок 1.6) ПК и 3 ключа закрыты. МКИ называется угловой интервал между двумя смежными переключениями ключей ПК. [1, 26] Угол открытого состояния транзисторов – 180 эл.град.

При шеститактной 120-градусной коммутации – в пределах одного МКИ открыто 2 ключа ПК, а остальные 4 ключа закрыты. Угол открытого состояния транзисторов – 120 эл.град [27].

Двенадцатитактная 150-градусная коммутация — это комбинация 120- и 180-градусной коммутации. В пределах одного МКИ формируется путем подключения к источнику питания попеременно к 2 фазам (120-градусная коммутация) и к 3 фазам (180-градусная коммутация). Угол открытого состояния транзисторов – 150 эл.град. В настоящий момент практически не исследована.

Главным преимуществом ДК является простота реализации, все функциональные элементы легко реализуются и не требуют дополнительных настроек в процессе эксплуатации.

Главным недостатком – пульсации момента и тока, поскольку вектор намагничивающей силы статора «поворачивается» дискретно.

1.2.2 Позиционная модуляция напряжения

Для устранения дискретности вращения поля статора была разработана система управления, получившая название позиционная модуляция напряжения (ПМН). Главной отличительной особенностью ПМН является применение позиционной модуляции, благодаря которой происходит плавное вращение поля статора при удержании требуемого углового рассогласования его относительно поля ротора или плавное изменение напряжения в обмотках статора в зависимости от перемещения ротора относительно статора. [1, 5].

Функциональная схема ВЭП с ПМН представлена на рисунке 1.9 и, как можно заметить отличается от функциональной схемы ВЭП с ДК только наличием блока широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Остальные блоки

остались без изменений, но следует отметить, что с точки зрения физической реализации ДПР стал сложнее.

Поскольку ПМН применяется в ВЭП, для которых предъявляются более высокие требования к отсутствию пульсаций и плавности вращения на всем диапазоне работы, то в качестве ДПР не могут быть использованы дискретные датчики Холла, которые установлены на обмотке статора СДПМ. Поэтому, обычно, используют специальный датчик, такой как, энкодер, вращающийся трансформатор, редуктосин и другие. Такой датчик устанавливают на вал ротора, что усложняет конструкцию СДПМ [1, 18]. Также при выборе датчика для исключения алиасинга необходимо учитывать теорему Котельникова и выбирать датчик с частотой дискретизации в два раза выше частоты тока в статоре СДПМ. На практике выявлено, что частотой дискретизации в десять раз выше частоты тока [29].

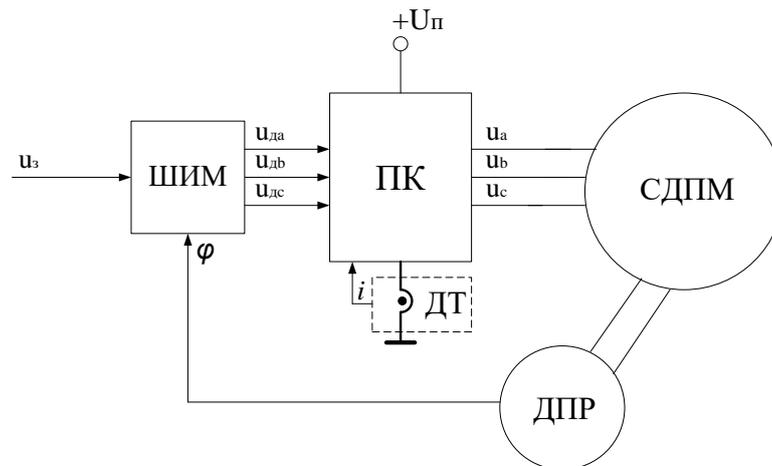


Рисунок 1.9 – Функциональная схема ВЭП с ПМН

На блок ШИМ поступает сигнал задания (u_z) и значение угла (φ), отражающее координаты положения ротора с ДПР. Блок ШИМ генерирует сигнал управления затвора силовых ключей ПК (u_{da1} , u_{da2} , u_{db1} , u_{db2} , u_{dc1} , u_{dc2}), с помощью широтно-импульсной модуляции сигналов, в виде временной продолжительности импульсов с постоянной частотой. Сигналы управления затвором силовых ключей представлены для ВЭП с ДК (рисунок 1.10 а) и для ВЭП с ПМН (рисунок 1.10 б). Из рисунка видно, что

блок ШИМ подвергает сигнал управления затвором силовых ключей шиммированию, заполняя его импульсами несущей частоты. [30]

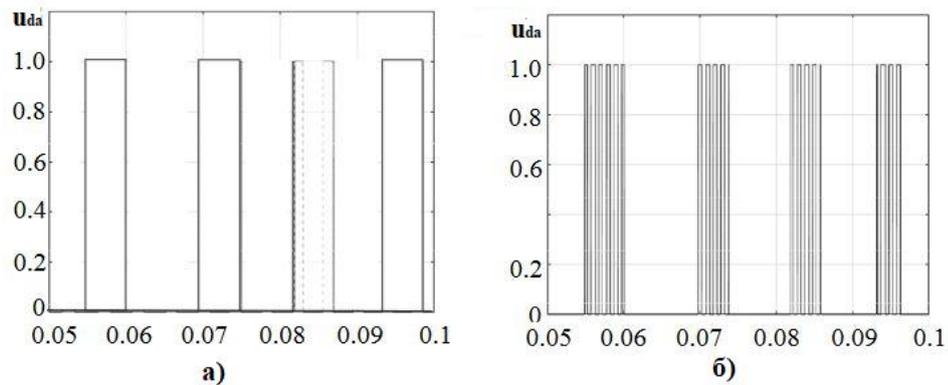


Рисунок 1.10 – Сигналы управления затвором: а) ВЭП с ДК, б) ВЭП с ПМН

И если в случае ДК на фазы подается полная амплитуда напряжения питания, например, для фазы А $u_a = \pm U_n$, то для ПМН амплитуда напряжения регулируется с помощью скважности. На рисунке 1.11 показана зависимость влияния скважности на выходные сигналы блока ШИМ. [1, 5, 30] Если скважность равна 1 (рисунок 1.9а), то $u_a = \pm U_n$, а если скважность равняется 2 (рисунок 1.9б), то $u_a = \pm 0,5 \cdot U_n$. При этом частота напряжения возбуждения, как правило, больше 1 кГц.

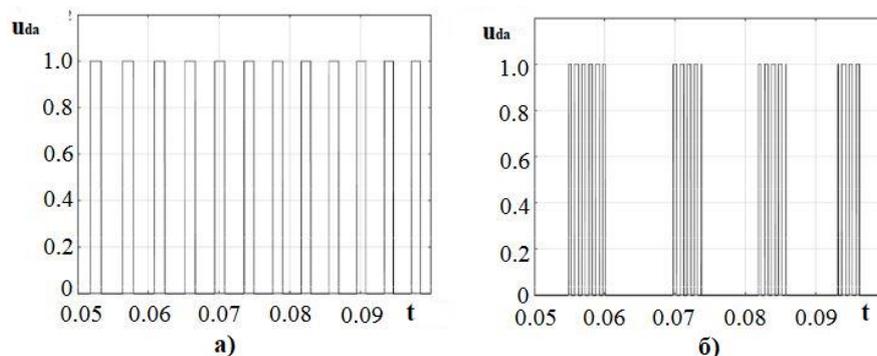


Рисунок 1.11 – Функциональная схема ВЭП с ПМН:

а) скважность равна 1, б) скважность равна 2

Таким образом, блок ШИМ регулирует амплитуду и фазу в зависимости от зависимости от знака и величины напряжения задания (u_3).

Аналогично ВЭП с ДК, в ВЭП с ПМН по сигналам ДПР ПК формирует постоянное напряжение фазных обмоток статора СДПМ, величина и знак

которого зависят от положения ротора относительно статора. Из-за чего в обмотке статора СДПМ формируется магнитное поле, вектор которого сдвинут относительно вектора поля ротора, определенный установкой ДПР. И при взаимодействии поля тора и поля статора ротор начинает вращаться. И в отличие от ВЭП с ДК ротор вращается плавно [1, 4].

Главным достоинством ВЭП с ПМН отсутствие ступенчатых и импульсных составляющих в пульсации момента.

Главным недостатком – более сложная реализация, в сравнении с ДК, поскольку добавился ряд преобразований напряжения, что приводит к дополнительной погрешности и инерции.

ДК и ПМН являются простейшими системами управления ВЭП. Они не требуют регулятор скорости, поскольку, где СДПМ работает на естественной жесткой характеристике, где скорость двигателя не зависит от момента и постоянна. Такие системы эффективны и применяются в ВЭП, где нет необходимости в регулировке скорости.

1.2.3 Векторное управление

Дальнейшее развитие систем управления было направлено на устранение недостатков существующих систем управления, следующим шагом в развитии стало векторное управление (ВУ).

Векторное управление (ВУ) – это управление, позволяющее независимо регулировать скорость вращения и момент на валу с помощью регулировки трех параметров напряжения, а именно амплитуды, частоты и фазы или амплитуды и угла пространственного вектора н.с. [1, 31, 32]. При этом плавное вращение поля статора двигателя возможно лишь в случае, когда фазные напряжения и токи изменяются по синусоидальному закону. Отметим, что разработка ВУ стала возможной благодаря развитию электроники и первоначально ВУ разрабатывали для асинхронных приводов. В асинхронном приводе необходимо создать и управлять полем на статоре и на роторе,

которое можно было создать током, поэтому стали развивать токовое управление. Поэтому в ВУ регулируют не фазные напряжения, а составляющие тока по осям намагничивания i_{sd} и моментной оси i_{sq} . А поскольку реализуется токовое управление, нам необходим регулятор скорости, т. к. СДПМ в этом случае работает на мягкой характеристике.

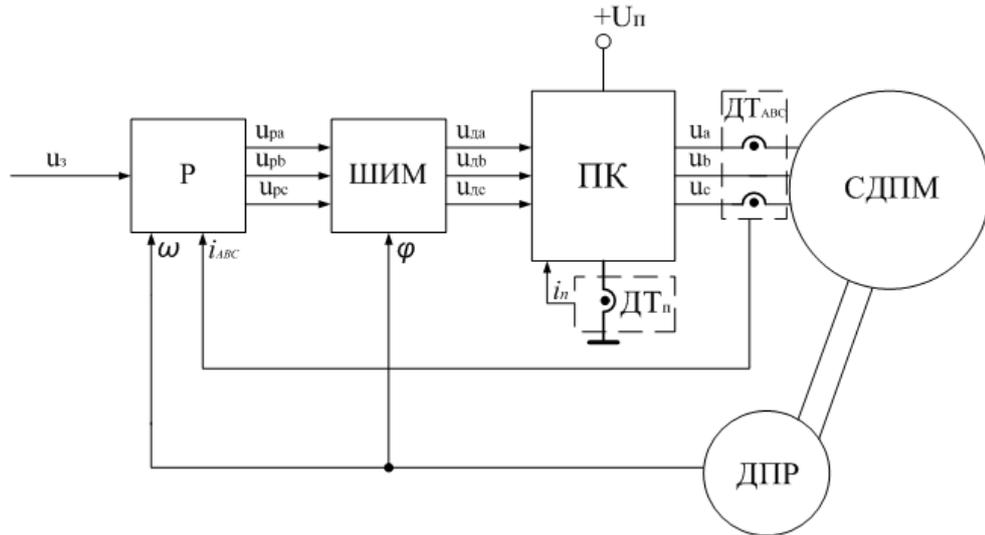


Рисунок 1.12 – Функциональная схема ВЭП с ВУ

Как можно заметить, функциональная схема ВЭП с ВУ (рисунок 1.12) отличается от ВЭП с ПМН наличием блока регулятора (блок Р), также добавились датчики тока фаз (блок ДТ_{ABC}), поскольку в ВУ реализуется токовое управление, то измерение мгновенных значений тока необходимо для замыкания контура регулятора тока. Рассмотрим новые блоки более подробно.

Ниже представлена функциональная схема регулятора ВУ, который, по сути, является классической схемой подчиненного регулирования, состоящей из контура скорости (ω), момента (M) или тока по моментной оси (I_{sq}) и потока (ψ) или тока по оси намагничивания (I_{sd}). Обратная связь контуров момента и потока замыкается по сигналам (i_{ABC}) с датчиков тока фаз или ДТ_{ABC}. Как можно увидеть на рисунке 1.13 сигнал обратной связи сначала преобразуется из трехфазной системы координат к координатам d-q, что происходит путем обратного математического преобразования Кларк и Парка. В контуре момента и потока ПИ-регуляторы (в схеме ПИ), формируют управляющие

воздействия в виде постоянных токов i_{sd} и i_{sq} . Затем посредством прямого преобразования Кларк и Парка формируется трехфазная система токов (i_{pa} , i_{pb} , i_{pc}) [31, 32].

Обратная связь контура скорости замыкается по сигналу (ω) с ДПР. ПИ-регуляторы (в схеме PT_q и PT_d), формируют управляющие воздействия в виде постоянного тока (I_{dc}). В контуре скорости ПИД-регулятор (в схеме ПИД), формирует управляющие воздействия для контура момента.

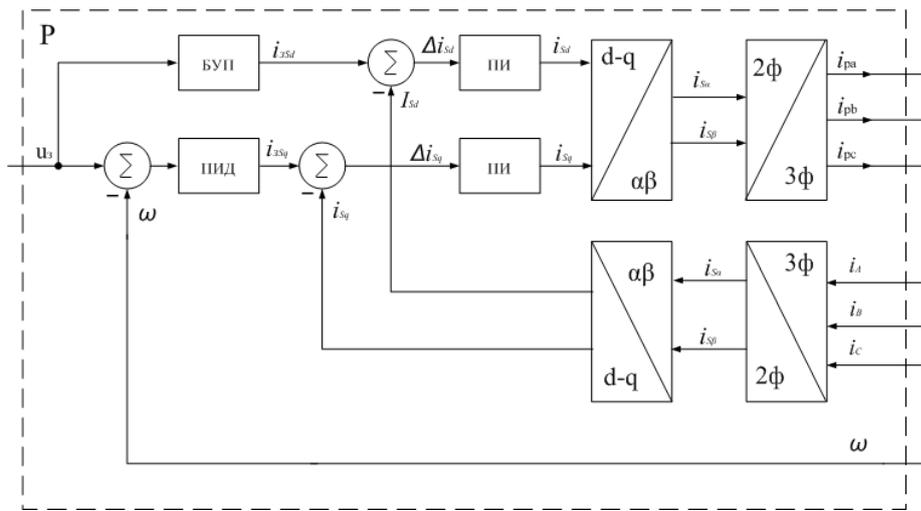


Рисунок 1.13 – Функциональная схема ВЭП с ВУ

Отличительную особенность ВУ, это необходимость математического разделения вектора тока статора i_s на две составляющие, а именно, продольную i_{sd} , создающую поле и поперечную i_{sq} , создающую момент. Такое разделение реализуется с помощью прямых и обратных преобразований Кларк и Парка. Блоки преобразований Кларк и Парка отмечены на функциональной схеме (рисунок 1.13), а формы сигналов на разных этапах преобразователя представлены на рисунке 1.14 [31, 32].

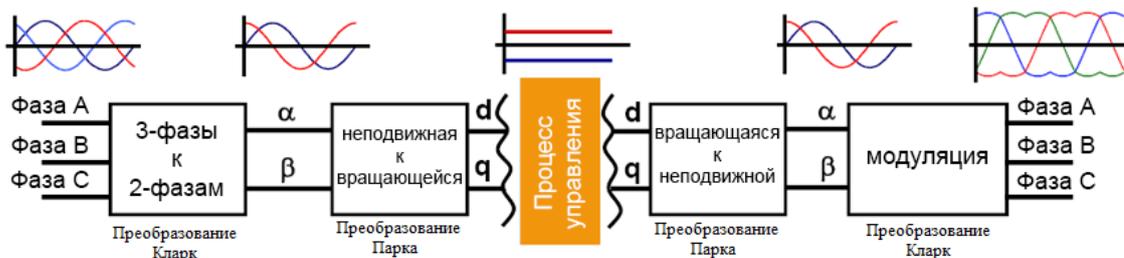


Рисунок 1.14 Формы сигналов на разных этапах преобразования Кларк и Парка

Качество ВЭП с ПОУ в значительной степени зависит от настройки регуляторов скорости и тока, дискретности аналого-цифрового преобразователя (АЦП), алгоритмов широтно-импульсной модуляции (ШИМ), точности датчиков тока, напряжения и датчика положения ротора. Также необходимо разработать и реализовать алгоритмы настройки контуров регулирования скорости (ω), момента (M) и потока (ψ) по параметрам схемы замещения СДПМ, а также алгоритмы ШИМ, для возможности их применения в системе управления на базе микроконтроллера.

Отметим основные преимущества ВУ:

- возможность высокой точности регулирования скорости вращения СДПМ;
- обеспечение отсутствия пульсаций во всем скоростном диапазоне, от старта до максимальной скорости вращения;
- обеспечение стабильного вращения вала двигателя при изменении нагрузки;
- регулирование скорости в широком диапазоне;
- обеспечение более высокого КПД за счет снижения потерь на нагрев и намагничивание.

Главными недостатками ВУ можно назвать:

- требование к точному заданию параметров электродвигателя и высокая чувствительность к их изменению, что не всегда выполнимо;
- чаще всего требование к высокой точности датчиков [3,4];
- высокие требования по быстродействию к применяемой элементной базе;
- необходимость формировать синусоидальные фазные напряжения и токи;
- высокая вычислительная сложность относительно ДК;

-реализация только на импортных микроконтроллерах.

ВУ получило широкое распространение благодаря своим преимуществам, но для уменьшения вышеупомянутых недостатков было разработано - фазовое векторное управление (ФВУ), которое основывается на комбинации, рассмотренных выше, ВУ и ДК.

1.2.4 Фазовое векторное управление

Во многих случаях нет необходимости реализовывать токовое управление с многочисленными преобразованиями и реализовывать три регулятора, регулятор скорости, регулятор потока и регулятор момента. В итоге, в ВУ за счет управления токами i_{sd} и i_{sq} регулируется, угол коммутации. В ФВУ угол коммутации регулируется, непосредственно перемещая напряжение фазы относительно ЭДС фазы на заданный угол, а поскольку это непосредственно наблюдаемые координаты, т.е. нет необходимости в математических преобразованиях, то реализация ФВУ значительно проще ВУ, при этом сохраняются все преимущества ВУ. Итак, ФВУ реализуется путём регулирования амплитуды напряжения и угла коммутации или фазы напряжения СДПМ [33 - 35].

На рисунке 1.13 приведена функциональная схема ФВУ, как можно заметить основные функциональные блоки совпадают с ВУ, но значительно упростился блок регулятора (блок Р). В регуляторе реализован только контур регулирования скорости и контур регулирования угла (θ). Сигнал задания в виде скорости (ω) поступает на регулятор угла коммутации (блок РУК) и после вычитания угла (φ) с ДПР поступает на блок ШИМ

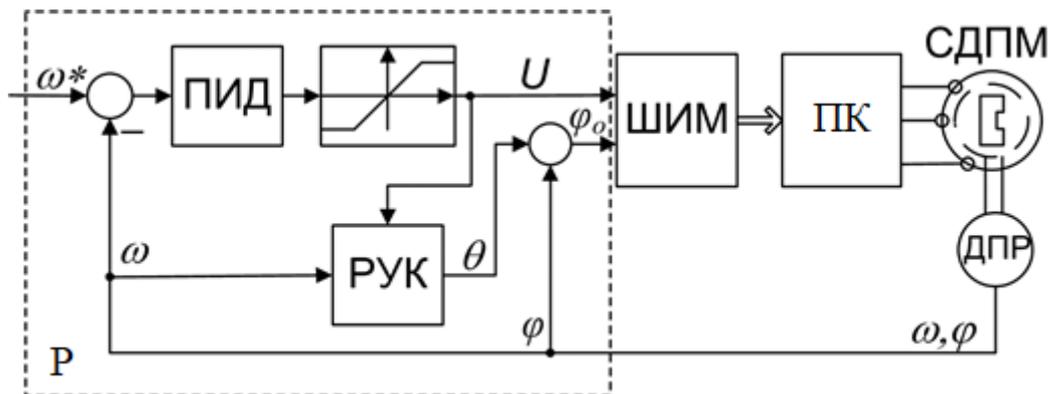


Рисунок 1.13 – Функциональные схемы ФВУ ВЭП

В рамках ФВУ ВЭП расширение диапазона регулирования по частоте вращения и моменту, энергоэффективности управления, снижения затрат на реализацию решаются путём непосредственного согласованного регулирования амплитуды и фазы напряжения питания двигателя на основе оптимальных регулировочных соотношений. Регулируемые координаты изменяются как в функции сигналов управления электроприводом, так и в функции частоты вращения ротора, обеспечивая заданные статические механические характеристики, динамические свойства и энергетические показатели привода [33 - 34].

Принципиальной особенностью ФВУ ВЭП по сравнению с ВУ является отсутствие координатных преобразователей Парка и Кларк, непосредственная обратная связь по угловому положению ротора и наличие регулятора угла коммутации ВД. Наличие регулятора угла коммутации позволяет реализовать различные стратегии управления ВЭП: обеспечение максимальной частоты вращения, максимального электромагнитного момента, энергоэффективное управление приводом, управление ослаблением поля и т.д.

Преимущества ФВУ:

- более простая реализация в сравнении с классическим ВУ
- возможно реализовать на отечественных микроконтроллерах производства «Миландр» типа Электросила;

- наличие непосредственной обратной связи по углу делает диапазон регулирования более широким (патент ФВУ асинхронного двигателя);
- более низкая чувствительность к возможным изменениям параметров СДПМ, например, при нагреве;
- известны и отработаны оптимальные стратегии по настройке на высокий КПД, максимальный момент, максимальную скорость.

Главные недостатки:

- необходимость формировать синусоидальные фазные напряжения и токи;
- более инерциальная система, не подходит для быстродействующего электропривода.

Таким образом, были рассмотрены наиболее распространенные системы управления ВЭП от простейших и самых ранних (ДК и ПМН) до более сложных и более современных (ВУ и ФВУ). Все системы имеют свои достоинства и недостатки, и выбор системы управления зависит от предъявляемых требований. Для ряда ВЭП, используемых в различных областях промышленности:

- в системах управления летательных и космических аппаратах (управление положением антенн, астродатчиков, панелей солнечных батарей, закрылков) [1, 6, 36–47];
- в промышленном оборудовании, (манипуляторы, роботы и различные станки с АСУ ТП) [48 - 55];
- в электроприводе насосов [53, 54];
- в медицинском оборудовании [56];
- различных информационно-преобразовательных устройствах [57, 58];
- в тяговых электроприводах различных транспортных средств, в том числе и автономных [59];

возможно применение ВЭП с ДК, поскольку наличие пульсаций момента не существенно сказывается на качестве ВЭП, а простота реализации

является важным показателем, в том числе возможность реализации на отечественных микроконтроллерах производства «Миландр» типа Электросила. Также именно ВЭП с ДК может работать с трапецеидальной формой ЭДС. Учитывая, что СДПМ с такой формой ЭДС получили широкое распространение, исследование ВЭП с ДК является актуальной задачей. [58] В связи с этим в настоящей работе будет исследоваться ВЭП с ДК.

1.3 Анализ способов исследования ВЭП с ДК

Стоит отметить, что ВЭП с ДК, несмотря на многолетнюю историю изучены не полностью, т. к. на пике их распространения не было достаточных вычислительных средств и мощностей необходимых для исследований.

Поскольку ранее при исследованиях электромагнитных процессов в ВЭП применяли три подхода:

- 1) представление ВЭП эквивалентной синхронной машиной;
- 2) использование усредненных значений переменных параметров;
- 3) по мгновенным значениям координат.

Первый подход предполагает описание электромагнитных процессов ВЭП с позиции теории синхронных машин при постоянном значении угла нагрузки, где учитываются только первые гармонические составляющие напряжений секций [1, 5, 6].

Преимущество такого метода заключается в возможности получения строгих и удобных для анализа выражений, позволяющих рассчитать установившиеся значения токов, моментов и мощностей и построить динамические модели привода.

Недостатками является:

- 1) Отсутствие возможности учитывать различные алгоритмы коммутации (180-, 120-, 150-градусную коммутация) и невозможность описать привода с неполной коммутацией секций.
- 2) Невозможно рассчитать мгновенные значения координат;

3) Низкая точность расчета, из-за невозможности учета высших гармоник.

При использовании усредненных значений переменных и параметров реальные значения напряжения, тока и ЭДС заменяются усредненными на МКИ значениями [1, 2, 4]. Благодаря этому ЭМП ВЭП описывается как эквивалентный коллекторный двигатель постоянного тока. Преимущества и недостатки такие же, как и у первого метода.

Третий подход или представление ВЭП по мгновенным значениям координат предполагает составление уравнений электромагнитных процессов по решениям напряжений электрических контуров [1, 6, 8, 9]. Эти контуры могут быть реально существующими или полученными путем координатных преобразований. Главное достоинство этого метода заключается в том, что он наиболее точно и реально отражает физические процессы, происходящие в двигателе. При этом недостатками метода являются:

1. Аналитические соотношения для выходных характеристик трудно представить в общем виде, так как они годятся только для численного решения конкретных задач.

2. Метод неудобен для исследования переходных процессов привода, особенно при большой разнице электромагнитной и электромеханической постоянных.

Ни один из перечисленных подходов не позволял построить универсальную модель ВЭП с ДК, которая бы одинаково хорошо отражала процессы внутри одного МКИ, давала удобные для анализа характеристик интегральные соотношения и позволяла решить задачи анализа и синтеза ВЭП. Таким образом, не проведен сравнительный анализ различных алгоритмов ДУ СДПМ с точки зрения возможности управления и качества выходных характеристик и энергетических показателей. Не проведены исследования зависимости характеристик ВЭП с ДК от способа коммутации и формы ЭДС. Также, все более ранние теоретические исследования

предполагали синусоидальную форму ЭДС двигателя, хотя, как отмечалось, в реальных двигателях она не синусоидальна. В существующих исследованиях не проведено анализа и оценки возможности и эффективности различных способов расширения рабочего диапазона механических координат ВЭП с ДК.

1.4 Выводы по первой главе

Выделим главное, в настоящей работе исследуется ВЭП мощностью до 10 кВт, состоящий из СДПМ с встроенными датчиками Холла и ПК, который в свою очередь состоит из классического трёхфазного мостового инвертор и блока ИСУ, реализуемого на микроконтроллере производства «Миландр» типа Электросила, где реализуется закон управления ДК.

ВЭП с ДК широко распространён от систем управления летательных и космических аппаратах и медицинского оборудования, до роботов и манипуляторов и тяговых электроприводов различных транспортных средств, в том числе и автономных. Также ВЭП с ДК возможно реализовать полностью на отечественной элементной базе. Все вышеперечисленное подтверждает актуальность данной работы.

Объектом исследования диссертационной работы является ВЭП на основе СДПМ с ДК трёхфазной обмотки мощностью до 10 кВт. Предметом исследования являются электромагнитные процессы в ВЭП на основе трёхфазного СДПМ с ДК обмотки.

Отметим, что недостаточно исследованы и систематизированы возможные способы ДК обмотки для трёхфазных двигателей. Некоторые предлагаемые оригинальные технические решения, не уступают классическим решениям по отдельным показателям, а в ряде случаев и превосходят их. В настоящее время в литературе нет сравнительного анализа с точки зрения возможности управления и качества выходных характеристик ВЭП с ДК и синусоидального питания СДПМ.

Не существуют универсальных математических моделей, позволяющих исследовать влияние способа коммутации и формы ЭДС на характеристики ВЭП с ДК.

Также не оценено влияние несинусоидальности ЭДС СДПМ на характеристики ВЭП с ДК для различных способов коммутации несмотря на то, что форма ЭДС значительного количества реальных СДПМ несинусоидальна.

И вообще не оценивалась возможность и эффективность различных способов коммутации для расширения рабочего диапазона механических координат и повышения энергетических характеристик ВЭП с ДК.

Решение этих задач необходимо для обоснования применения ВЭП с ДК и является целью диссертации.

соответственно, e_a , e_b и e_c – ЭДС фазы А, В и С соответственно, i_a , i_b и i_c – токи фазы А, В и С соответственно.

Далее приведем осциллограмму ЭДС рассматриваемого СДПМ с зубчатой конструкцией статора, который как было упомянуто в первой главе, является наиболее распространенным, технологичным и дешёвым в производстве. На рисунке 2.2 приведена осциллограмма ЭДС исследуемого СДПМ при этом форма ЭДС близка к трапецеидальной [27].

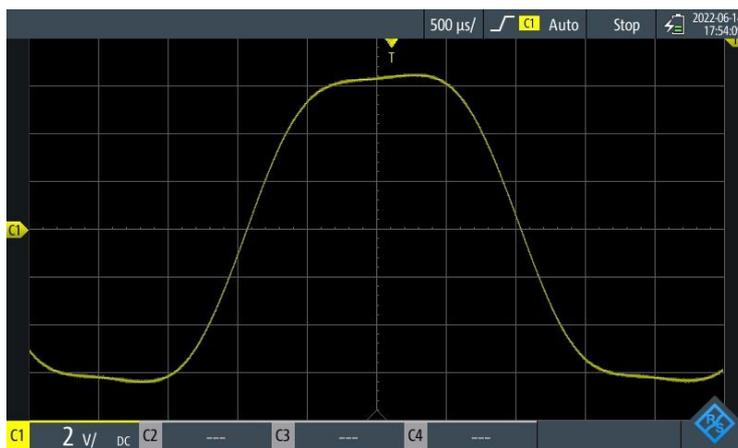


Рисунок 2.2 - Осциллограмма ЭДС фазы СДПМ

В общем виде ЭДС, рассматриваемую на одном периоде, можно представить гармоническим рядом:

$$e(\theta_s) = \sum_{k=1}^{\infty} e_m a_k \sin k\omega t,$$

где $k=1,2,3,\dots$ - номер гармоники, e_m – амплитуда ЭДС, a_k - коэффициент k -гармоники, θ_s – угол поворота ротора в электрических градусах.

Для возможности проведения достоверных расчетов обычно ограничиваются конечным числом гармоник. И для получения аналитического описания ЭДС с необходимой степенью точности достаточно первых трех гармоник. Отметим, что амплитуда второй и третьей гармоник по отношению к амплитуде первой гармоники составляет соответственно 0,05 и 0,002, при этом амплитуды более высоких гармоник пренебрежительно малы. [59]

На основании гармонического анализа запишем систему уравнений для несинусоидальной ЭДС в общем виде [27]:

$$\begin{cases} e_a(\theta_3) = e_m [a_1 \sin(\theta_3) + a_2 \sin(2\theta_3) + a_3 \sin(3\theta_3)] \\ e_b(\theta_3) = e_m \left[a_1 \sin\left(\theta_3 - \frac{2\pi}{3}\right) + a_2 \sin\left(2\theta_3 - \frac{2\pi}{3}\right) + a_3 \sin\left(3\theta_3 - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \\ e_c(\theta_3) = e_m \left[a_1 \sin\left(\theta_3 + \frac{2\pi}{3}\right) + a_2 \sin\left(2\theta_3 + \frac{2\pi}{3}\right) + a_3 \sin\left(3\theta_3 + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \end{cases} \quad (2.1)$$

Амплитуду ЭДС вращения можно найти по выражению:

$$e_m = \Psi_M \cdot \omega, \quad (2.2)$$

где $\Psi_M = K\Phi$ – коэффициент противоЭДС, ω – частота вращения.

С помощью программы SMath Solver построим график ЭДС и сравним с осциллограммой ЭДС реального СДПМ (рисунок 2.2), при наложении видно, что график и осциллограмма совпадают (рисунок 2.3).

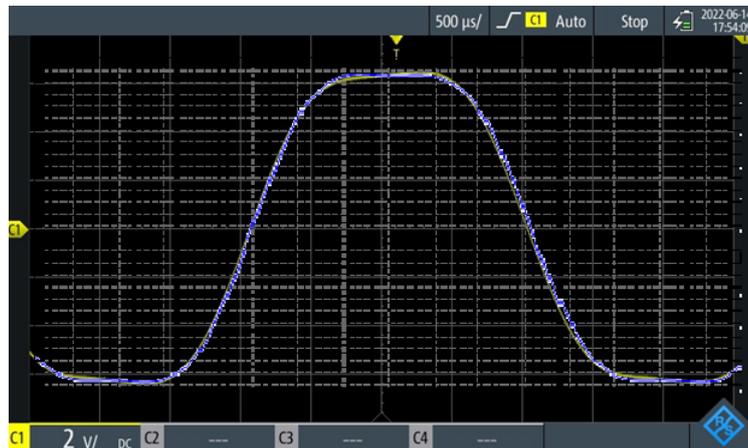


Рисунок 2.3 – Наложение графика ЭДС(синий цвет) и осциллограммы (целеный цвет) ЭДС фазы СДПМ

По аналогии с ЭДС запишем уравнения для определения потокосцепления фаз, учитывающие поток ротора [27, 59]:

$$\begin{cases} \Psi_a(\theta_3) = \Psi_m [a_1 \sin(\theta_3) + a_2 \sin(2\theta_3) + a_3 \sin(3\theta_3)] \\ \Psi_b(\theta_3) = \Psi_m \left[a_1 \sin\left(\theta_3 - \frac{2\pi}{3}\right) + a_2 \sin\left(2\theta_3 - \frac{2\pi}{3}\right) + a_3 \sin\left(3\theta_3 - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \\ \Psi_c(\theta_3) = \Psi_m \left[a_1 \sin\left(\theta_3 + \frac{2\pi}{3}\right) + a_2 \sin\left(2\theta_3 + \frac{2\pi}{3}\right) + a_3 \sin\left(3\theta_3 + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \end{cases} \quad (2.3)$$

где Ψ_m – максимальное потокосцепление фазы с учетом потока ротора, a_1, a_2, a_3 – коэффициенты первой, второй и третьей гармоник потокосцепления фазы.

Далее определим электромагнитный момент СДПМ, как сумму моментов фаз:

$$m = \Psi_a(\theta_s) \cdot i_a + \Psi_b(\theta_s) \cdot i_b + \Psi_c(\theta_s) \cdot i_c \quad (2.4)$$

Механическую часть трехфазного вентильного двигателя и нагрузки опишем классическими уравнениями механики электропривода [27]:

$$\begin{cases} \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J}(m - M_c); \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega; \\ \theta_s = p\theta \end{cases} \quad (2.5)$$

где J – приведенный момент инерции вращающихся частей механической системы ВЭП, m – масса вращающихся частей механической системы ВЭП, M_c – момент нагрузки на валу СДПМ, θ – угол поворота ротора в геометрических градусах.

По рисунку 2.1 запишем уравнение фазных токов статорной обмотки в соответствии с первым законом Кирхгофа:

$$i_a + i_b + i_c = 0, \quad (2.6)$$

где i_a , i_b и i_c – токи фаз А, В и С в которых учитываются коммутационные процессы и определяются в соответствии с выбранным алгоритмом ДК. В настоящей работе, как упоминалось в первой главе, будем рассматривать шеститактную 180- и 120-градусную коммутацию, а также двенадцатитактную 150-градусную коммутацию.

2.1 Уравнения коммутационных процессов при шеститактной 180-градусной коммутации

При 180-градусной коммутации на каждом МКИ включены 3 силовых ключа и 3 находятся в разомкнутом состоянии, как было указано в первой главе [1, 26, 63, 65]. Обозначим состояние ключа единицей ($K_{il}=1$, где $i=a, b, c$, а $l=1,2$) если ключ включен или замкнут и нулём ($K_{il}=0$), если он разомкнут.

Для начального момента времени $K_{a1}=1$, $K_{b2}=1$ и $K_{c2}=1$, $K_{a2}=0$, $K_{b1}=0$, $K_{c1}=0$. Введем условие, если не указано, что ключ замкнут, то он разомкнут по умолчанию. Приведем диаграмму переключения силовых ключей на рисунке 2.3.



Рисунок 2.3 - Последовательность переключения силовых ключей при 180-градусной коммутации

Схемы замещения статорной обмотки для первого такта и следующего за ним второго такта коммутации показаны на рисунке 2.4.

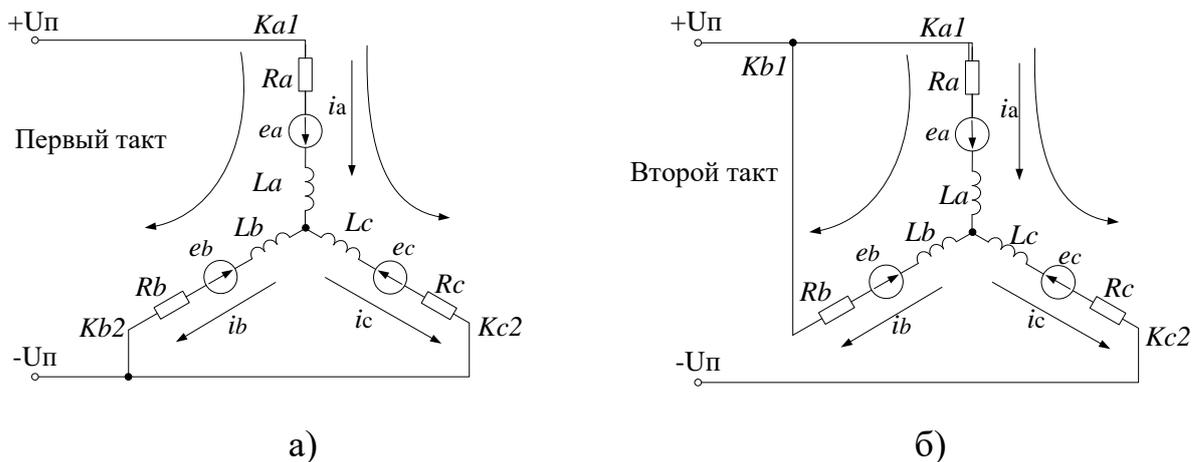


Рисунок 2.4. Схемы замещения статорной обмотки к источнику питания на:
а) первом такте б) втором такте

Запишем условие работы схемы для первого такта 120-градусной коммутации:

$$\begin{cases} K_{a1} = 1 \\ K_{b2} = 1 \\ K_{c2} = 1 \end{cases}$$

Составим систему уравнений по первому и второму закону Кирхгофа, для первого такта коммутации (рисунок 2.4 а).

$$\begin{cases} U = L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + e_a - L_c \frac{di_c}{dt} - R_c i_c - e_c \\ U = L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + e_a - L_b \frac{di_b}{dt} - R_b i_b - e_b \\ i_a + i_b + i_c = 0 \end{cases} \quad (2.7)$$

где U – напряжение питания.

Примем что активные и индуктивные сопротивления фаз равны или $R_a = R_b = R_c = R$ и $L_a = L_b = L_c = L$. Преобразуем систему уравнений (2.7) к форме Коши, выразив $\frac{di_a}{dt}$, $\frac{di_b}{dt}$, $\frac{di_c}{dt}$:

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{2U - 3Ri_a - 2e_a + e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{-U - 3Ri_b + e_a - 2e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{-U - 3Ri_c + e_a + e_b - 2e_c}{3L} \end{cases} \quad (2.8)$$

Аналогично составим систему уравнений для второго такта коммутации (рисунок 2.4 б):

$$\begin{cases} U = L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + e_a - L_c \frac{di_c}{dt} - R_c i_c - e_c \\ 0 = L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + e_a - L_b \frac{di_b}{dt} - R_b i_b - e_b \\ i_a + i_b + i_c = 0 \end{cases} \quad (2.9)$$

И преобразуем систему уравнений (2.9) к форме Коши:

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{U - 3Ri_a - 2e_a + e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{U - 3Ri_b + e_a - 2e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{-2U - 3Ri_c + e_a + e_b - 2e_c}{3L} \end{cases} \quad (2.10)$$

Таким образом, получим уравнения для всех тактов коммутации. Запишем уравнения для фазных токов и условия коммутационных процессов в форме Коши для каждого такта в таблицу 2.1.

Таблица 2.1 – Уравнения фазных токов и коммутационных процессов при шеститактной 180-градусной

Система уравнений для 1 такта	Ключи 1 такта	Система уравнений для 2 такта	Ключи 2 такта
$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{2U - 3Ri_a - 2e_a + e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{-U - 3Ri_b + e_a - 2e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{-U - 3Ri_c + e_a + e_b - 2e_c}{3L} \end{cases}$	$\begin{cases} Ka1 = 1 \\ Kb2 = 1 \\ Kc2 = 1 \end{cases}$	$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{U - 3Ri_a - 2e_a + e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{U - 3Ri_b + e_a - 2e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{-2U - 3Ri_c + e_a + e_b - 2e_c}{3L} \end{cases}$	$\begin{cases} Ka1 = 1 \\ Kb1 = 1 \\ Kc2 = 1 \end{cases}$
Система уравнений для 3 такта	Ключи 3 такта	Система уравнений для 4 такта	Ключи 4 такта
$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{-U - 3Ri_a - 2e_a + e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{2U - 3Ri_b + e_a - 2e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{-U - 3Ri_c + e_a + e_b - 2e_c}{3L} \end{cases}$	$\begin{cases} Ka2 = 1 \\ Kb1 = 1 \\ Kc2 = 1 \end{cases}$	$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{-2U - 3Ri_a - 2e_a + e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{U - 3Ri_b + e_a - 2e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{U - 3Ri_c + e_a + e_b - 2e_c}{3L} \end{cases}$	$\begin{cases} Ka2 = 1 \\ Kb1 = 1 \\ Kc1 = 1 \end{cases}$
Система уравнений для 5 такта	Ключи 5 такта	Система уравнений для 6 такта	Ключи 6 такта
$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{-U - 3Ri_a - 2e_a + e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{-U - 3Ri_b + e_a - 2e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{2U - 3Ri_c + e_a + e_b - 2e_c}{3L} \end{cases}$	$\begin{cases} Ka2 = 1 \\ Kb2 = 1 \\ Kc1 = 1 \end{cases}$	$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{U - 3Ri_a - 2e_a + e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{-2U - 3Ri_b + e_a - 2e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{U - 3Ri_c + e_a + e_b - 2e_c}{3L} \end{cases}$	$\begin{cases} Ka1 = 1 \\ Kb2 = 1 \\ Kc1 = 1 \end{cases}$

Продолжение таблицы 2.1

Система уравнений для 1 такта	Ключи 1 такта	Система уравнений для 2 такта	Ключи 2 такта
$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{2U - 3Ri_a - 2e_a + e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{-U - 3Ri_b + e_a - 2e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{-U - 3Ri_c + e_a + e_b - 2e_c}{3L} \end{cases}$	$\begin{cases} Ka1 = 1 \\ Kb2 = 1 \\ Kc2 = 1 \end{cases}$	$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{U - 3Ri_a - 2e_a + e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{U - 3Ri_b + e_a - 2e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{-2U - 3Ri_c + e_a + e_b - 2e_c}{3L} \end{cases}$	$\begin{cases} Ka1 = 1 \\ Kb1 = 1 \\ Kc2 = 1 \end{cases}$
Система уравнений для 3 такта	Ключи 3 такта	Система уравнений для 4 такта	Ключи 4 такта
$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{-U - 3Ri_a - 2e_a + e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{2U - 3Ri_b + e_a - 2e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{-U - 3Ri_c + e_a + e_b - 2e_c}{3L} \end{cases}$	$\begin{cases} Ka2 = 1 \\ Kb1 = 1 \\ Kc2 = 1 \end{cases}$	$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{-2U - 3Ri_a - 2e_a + e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{U - 3Ri_b + e_a - 2e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{U - 3Ri_c + e_a + e_b - 2e_c}{3L} \end{cases}$	$\begin{cases} Ka2 = 1 \\ Kb1 = 1 \\ Kc1 = 1 \end{cases}$
Система уравнений для 5 такта	Ключи 5 такта	Система уравнений для 6 такта	Ключи 6 такта
$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{-U - 3Ri_a - 2e_a + e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{-U - 3Ri_b + e_a - 2e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{2U - 3Ri_c + e_a + e_b - 2e_c}{3L} \end{cases}$	$\begin{cases} Ka2 = 1 \\ Kb2 = 1 \\ Kc1 = 1 \end{cases}$	$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{U - 3Ri_a - 2e_a + e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{-2U - 3Ri_b + e_a - 2e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{U - 3Ri_c + e_a + e_b - 2e_c}{3L} \end{cases}$	$\begin{cases} Ka1 = 1 \\ Kb2 = 1 \\ Kc1 = 1 \end{cases}$

Проанализировав результаты, представленные в таблице 2.1, заметим, что отличие четного такта от нечетного только в значении коэффициента, который стоит перед напряжением питания (U), меняется в зависимости от значения состояния силовых ключей.

Запишем обобщённую систему уравнений фазных токов в форме Коши для всех тактов шеститактной 180-градусной коммутации:

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{k_a U - 3Ri_a - 2e_a + e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{k_b U - 3Ri_b + e_a - 2e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{k_c U - 3Ri_c + e_a + e_b - 2e_c}{3L} \end{cases} \quad (2.11)$$

где k_a, k_b, k_c – коэффициенты состояния значения состояния силовых ключей.

Выведем выражения, определяющие коэффициенты состояния значения состояния силовых ключей, проанализировав таблицу 2.1:

$$\begin{aligned} k_a &= 2Ka1 - Kb1 - Kc1 \\ k_b &= -Ka1 + 2Kb1 - Kc1 \\ k_c &= -Ka1 - Kb1 + 2Kc1 \end{aligned} \quad (2.12)$$

Получим систему уравнений фазных токов при шеститактной 180-градусной коммутации путем интегрирования правой и левой части системы уравнений (2.11):

$$\begin{cases} i_a = \int \frac{k_a U - 3Ri_a - 2e_a + e_b + e_c}{3L} \\ i_b = \int \frac{k_b U - 3Ri_b - 2e_b + e_a + e_c}{3L} \\ i_c = \int \frac{k_c U - 3Ri_c - 2e_c + e_b + e_a}{3L} \end{cases} \quad (2.13)$$

2.2 Уравнения коммутационных процессов при шеститактной 120-градусной коммутации

При 120-градусной коммутации на каждом МКИ включены 2 силовых ключа, а 4 силовых ключа находятся в разомкнутом состоянии, как было сказано в первой главе [5, 26, 62, 64, 66]. Примем, что в начальный момент времени ключи $Ka1$ и $Kc2$ замкнуты или включены (рисунок 2.1), тогда последовательность переключения представлена на рисунке 2.5.



Рисунок 2.5. Последовательность переключения силовых ключей при шеститактной 120-градусной комбинации

Важно отметить особенность шеститактной 120-градусной коммутации, при переключении ключей, в соответствии с рисунком 2.5, ток в отключаемой фазе не может мгновенно стать равным нулю, а замыкается через обратный диод противоположный отключаемому ключу [67, 68]. Проиллюстрируем это на рисунке 2.6. Перед первым тактом были включены $Ka1$ и $Kb2$, а затем при коммутации силовые ключи переключаются и становятся включены $Ka1$ и $Kc2$. Таким образом, при отключении фазы В посредством запираания ключа $Kb2$, ток в фазе А сразу после коммутации не может изменить своего направления [69, 70]. В отключаемой фазе В ток будет затухать и замыкаться через $VDb1$. Это первый этап коммутации. Ток в фазе В имеет отрицательное значение, и чтобы затухнуть – будет расти в положительном направлении пока не достигнет 0, после чего коммутация фазы В завершится и начнется второй этап коммутации.

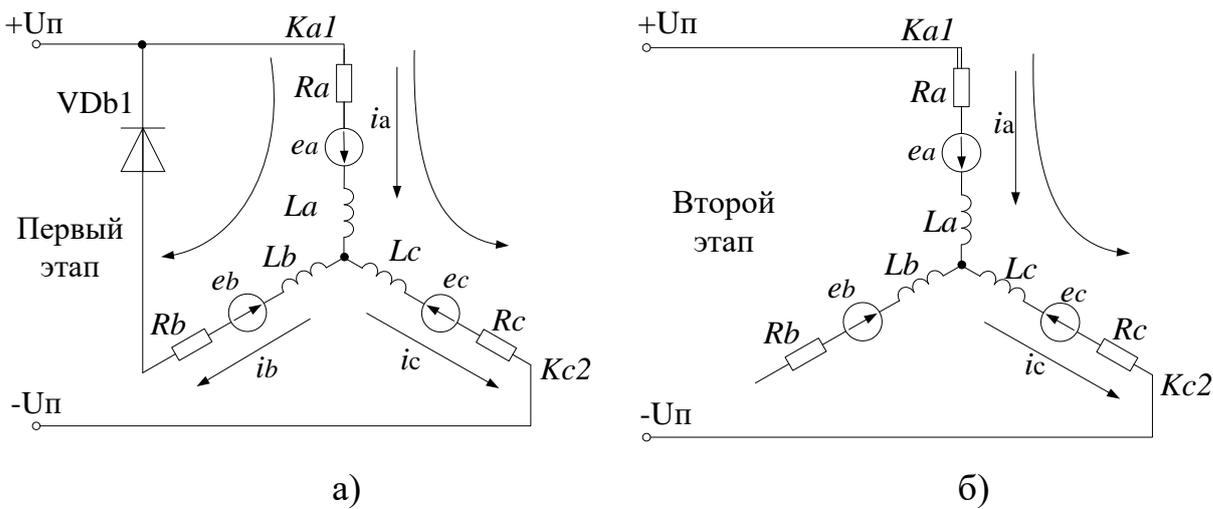


Рисунок 2.6 – Подключение фаз статора СДПМ на 1 такте коммутации 120-градусной коммутации: а) для первого этапа, б) для второго этапа

Покажем последовательность переключения ключей с учетом работы обратных диодов на рисунке 2.7. Введем условия, что если через обратный диод протекает ток или обратный диод открыт [71, 72], то его значение равно 1 и, наоборот, если через обратный диод ток не протекает или обратный диод заперт, то его значение равно 0. По умолчанию принимаем, что через значение всех обратных диодов равно 0. Например, для первого такта коммутации $VDb1=1$.



Рисунок 2.7 – Последовательность переключения силовых ключей и обратных диодов при шеститактной 120-градусной комбинации

Запишем условие работы схемы для первого такта коммутации:

$$\begin{cases} Ka1 = 1 \\ Kc2 = 1 \\ i_b < 0 \end{cases} \quad (2.14)$$

Как только в условие (2.14) ток i_b становится равным или больше нуля, осуществляется переход к схеме для второго этапа, ток i_b в дальнейшем принимается равным нулю. Аналогично запишем условие коммутационных процессов для каждого такта и представим в виде таблицы 2.2

Таблица 2.2 – Условия коммутационных процессов для каждого такта

Номер такта коммутации					
1	2	3	4	5	6
$\begin{cases} Ka1 = 1 \\ Kc2 = 1 \\ i_b < 0 \end{cases}$	$\begin{cases} Kb1 = 1 \\ Kc2 = 1 \\ i_a > 0 \end{cases}$	$\begin{cases} Kb1 = 1 \\ Ka2 = 1 \\ i_c < 0 \end{cases}$	$\begin{cases} Kc1 = 1 \\ Ka2 = 1 \\ i_b > 0 \end{cases}$	$\begin{cases} Kc1 = 1 \\ Kb2 = 1 \\ i_a < 0 \end{cases}$	$\begin{cases} Ka1 = 1 \\ Kb2 = 1 \\ i_c > 0 \end{cases}$
Работающие диоды					
VDb1=1	VDa2=1	VDb1=1	VDb2=1	VDa1=1	VDb2=1

Запишем систему уравнений, используя первый и второй закон Кирхгофа для первого этапа 1 такта коммутации в соответствии с рисунком 2.6 а):

$$\begin{cases} U = L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + e_a - L_c \frac{di_c}{dt} - R_c i_c - e_c \\ 0 = L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + e_a - L_b \frac{di_b}{dt} - R_b i_b - e_b \\ i_a + i_b + i_c = 0 \end{cases} \quad (2.15)$$

Преобразуем систему уравнений (15) к форме Коши:

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{U - 3R_i i_a - 2e_a + e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{U - 3R_i i_b + e_a - 2e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{-2U - 3R_i i_c + e_a + e_b - 2e_c}{3L} \end{cases} \quad (2.16)$$

Аналогично запишем систему уравнений для второго этапа 1 такта коммутации (рисунок 2.6 б)):

$$\begin{cases} U = L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + e_a - L_c \frac{di_c}{dt} - R_c i_c - e_c \\ i_b = 0 \\ i_a + i_c = 0 \end{cases} \quad (2.17)$$

И представим систему уравнений (17) в форме Коши:

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{U - 2R_i i_a - e_a + e_c}{2L} \\ \frac{di_b}{dt} = 0, i_b = 0 \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{-U - 2R_i i_c + e_a - e_c}{2L} \end{cases} \quad (2.18)$$

Запишем аналогичные системы уравнений в форме Коши для всех тактов коммутации и условия коммутационных процессов для 120-градусной коммутации в таблицу 2.3.

Таблица 2.3 – Уравнения токов и условий коммутационных процессов для 120-градусной коммутации

№ такта	Система уравнений для 1 этапа	Ключи 1 этапа	Система уравнений для 2 этапа	Ключи 2 этапа
1	$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{U - 3Ri_a - 2e_a + e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{U - 3Ri_b + e_a - 2e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{-2U - 3Ri_c + e_a + e_b - 2e_c}{3L} \end{cases}$	$\begin{cases} Ka1 = 1 \\ Kc2 = 1 \\ VDb1 = 1 \end{cases}$	$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{U - 2Ri_a - e_a + e_c}{2L} \\ \frac{di_b}{dt} = 0, i_b = 0 \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{-U - 2Ri_c + e_a - e_c}{2L} \end{cases}$	$\begin{cases} Ka1 = 1 \\ Kc2 = 1 \end{cases}$
2	$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{-U - 3Ri_a - 2e_a + e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{2U - 3Ri_b + e_a - 2e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{-U - 3Ri_c + e_a + e_b - 2e_c}{3L} \end{cases}$	$\begin{cases} Kb1 = 1 \\ Kc2 = 1 \\ VDa2 = 1 \end{cases}$	$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = 0, i_a = 0 \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{U - 2Ri_b - e_b + e_c}{2L} \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{-U - 2Ri_c + e_b - e_c}{2L} \end{cases}$	$\begin{cases} Kb1 = 1 \\ Kc2 = 1 \end{cases}$
3	$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{-2U - 3Ri_a - 2e_a + e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{U - 3Ri_b + e_a - 2e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{U - 3Ri_c + e_a + e_b - 2e_c}{3L} \end{cases}$	$\begin{cases} Kb1 = 1 \\ Ka2 = 1 \\ VDc1 = 1 \end{cases}$	$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{-U - 2Ri_a - e_a + e_b}{2L} \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{U - 2Ri_b + e_a - e_b}{2L} \\ \frac{di_c}{dt} = 0, i_c = 0 \end{cases}$	$\begin{cases} Kb1 = 1 \\ Ka2 = 1 \end{cases}$
4	$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{-U - 3Ri_a - 2e_a + e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{-U - 3Ri_b + e_a - 2e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{2U - 3Ri_c + e_a + e_b - 2e_c}{3L} \end{cases}$	$\begin{cases} Kc1 = 1 \\ Ka2 = 1 \\ VDb2 = 1 \end{cases}$	$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{-U - 2Ri_a - e_a + e_c}{2L} \\ \frac{di_b}{dt} = 0, i_b = 0 \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{U - 2Ri_c + e_a - e_c}{2L} \end{cases}$	$\begin{cases} Kc1 = 1 \\ Ka2 = 1 \end{cases}$

5	$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{U - 3Ri_a - 2e_a + e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{-2U - 3Ri_b + e_a - 2e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{U - 3Ri_c + e_a + e_b - 2e_c}{3L} \end{cases}$	$\begin{cases} Kc1 = 1 \\ Kb2 = 1 \\ VDa1 = 1 \end{cases}$	$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = 0, i_a = 0 \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{-U - 2Ri_b - e_b + e_c}{2L} \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{U - 2Ri_c + e_b - e_c}{2L} \end{cases}$	$\begin{cases} Kc1 = 1 \\ Kb2 = 1 \end{cases}$
6	$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{2U - 3Ri_a - 2e_a + e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{-U - 3Ri_b + e_a - 2e_b + e_c}{3L} \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{-U - 3Ri_c + e_a + e_b - 2e_c}{3L} \end{cases}$	$\begin{cases} Ka1 = 1 \\ Kb2 = 1 \\ VDc2 = 1 \end{cases}$	$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{U - 2Ri_a - e_a + e_b}{2L} \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{-U - 2Ri_b + e_a - e_b}{2L} \\ \frac{di_c}{dt} = 0, i_c = 0 \end{cases}$	$\begin{cases} Ka1 = 1 \\ Kb2 = 1 \end{cases}$

Анализ таблицы 2.3 показывает, что на первом и втором этапе через верхние ключи или силовые ключи с индексом «1» (Ka1, Kb1, Kc1) фазы двигателя подключаются к положительной шине питания «+U» и, следовательно, напряжение учитывается со знаком «+», а нижние ключи или силовые ключи с индексом «2» (Ka2, Kb2, Kc2) к отрицательной шине питания («-U»), напряжение учитывается со знаком «-». Отметим, что ЭДС фазы соответствующего тока учитывается со знаком «-», а ЭДС других фаз учитывается со знаком «+».

Запишем общую систему уравнений для первого и второго этапа:

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = \frac{k_{U_a}U - k_{RL}Ri_a - k_{e_a}^-e_a + k_{e_b}^+e_b + k_{e_c}^+e_c}{k_{RL}L} \\ \frac{di_b}{dt} = \frac{k_{U_b}U - k_{RL}Ri_b - k_{e_b}^-e_b + k_{e_a}^+e_a + k_{e_c}^+e_c}{k_{RL}L} \\ \frac{di_c}{dt} = \frac{k_{U_c}U - k_{RL}Ri_c - k_{e_c}^-e_c + k_{e_b}^+e_b + k_{e_a}^+e_a}{k_{RL}L} \end{cases} \quad (2.19)$$

где:

- $k_{U_a}, k_{U_b}, k_{U_c}$ – коэффициенты напряжения фаз А, В и С;
- k_{RL} – коэффициент активного и индуктивного сопротивления обмотки,

- $k_{e_a}^-, k_{e_b}^-, k_{e_c}^-$ – коэффициенты ЭДС фазы, которая соответствует рассчитываемому фазному току;
- $k_{e_a}^+, k_{e_b}^+, k_{e_c}^+$ – коэффициенты ЭДС других фаз, которые не соответствуют рассчитываемому фазному току.

Выражения для коэффициентов напряжения фаз А, В и С, из системы уравнений (19), выглядят следующим образом:

$$\begin{aligned}
 k_{Ua} &= (Ka1 - Ka2 + VDa1 - VDa2 - VDc1 + VDc2) \\
 k_{Ub} &= (Kb1 - Kb2 + VDb1 - VDb2 - VDa1 + VDa2) \\
 k_{Uc} &= (Kc1 - Kc2 + VDc1 - VDc2 - VDb1 + VDb2)
 \end{aligned}
 \tag{2.20}$$

Коэффициент активного и индуктивного сопротивления обмотки можно получить из следующего выражения:

$$k_{RL} = 2 + K_{VD} \tag{2.21}$$

где $K_{VD} = VDa1 + VDa2 + VDb1 + VDb2 + VDc1 + VDc2$ отражает значение состояния обратного диода, которое определяется в зависимости от такта коммутации (указано в таблице 2.3).

Нижеприведенные выражения отражают зависимость коэффициентов ЭДС фазы, которая соответствует рассчитываемому фазному току из системы уравнений (19) от значения состояния обратного диода.

$$\begin{aligned}
 k_{e_a}^- &= 1 + K_{VD} \\
 k_{e_b}^- &= 1 + K_{VD} \\
 k_{e_c}^- &= 1 + K_{VD}
 \end{aligned}
 \tag{2.22}$$

Далее приведем выражения для коэффициентов ЭДС других фаз, которые не соответствуют рассчитываемому фазному току, из системы уравнений (2.19):

$$\begin{aligned}
k_{e_a}^+ &= Ka1 + Ka2 + VDa1 + VDa2 \\
k_{e_b}^+ &= Kb1 + Kb2 + VDb1 + VDb2 \\
k_{e_c}^+ &= Kc1 + Kc2 + VDC1 + VDC2
\end{aligned}
\tag{2.23}$$

Таким образом, все коэффициенты системы уравнения (2.19) зависят от значения состояния силовых ключей и обратных диодов.

Получим систему уравнения, для фазных токов при шеститактной 120-градусной коммутации проинтегрировав правую и левую часть системы уравнений (2.19):

$$\begin{cases}
i_a = \int \frac{k_{U_a} U - k_{RL} R i_a - k_{e_a}^- e_a + k_{e_b}^+ e_b + k_{e_c}^+ e_c}{k_{RL} L} \\
i_b = \int \frac{k_{U_b} U - k_{RL} R i_b - k_{e_b}^- e_b + k_{e_a}^+ e_a + k_{e_c}^+ e_c}{k_{RL} L} \\
i_c = \int \frac{k_{U_c} U - k_{RL} R i_c - k_{e_c}^- e_c + k_{e_b}^+ e_b + k_{e_a}^+ e_a}{k_{RL} L}
\end{cases}
\tag{2.24}$$

Таким образом, если сравнить итоговые системы уравнений для фазных токов при 180-градусной коммутации (2.13) с системой уравнений для фазных токов при 120-градусной коммутации (2.20), то можно сделать вывод, что с точки зрения структуры системы уравнений идентичны. Отличия заключаются в значениях коэффициентов, перед $U, i_a, i_b, i_c, e_a, e_b, e_c, L$, которые зависят от вида коммутации, значений состояния силовых ключей и обратных диодов.

2.3 Уравнения коммутационных процессов при двенадцатитактной 150-градусной коммутации

Выведем систему фазных токов для 150-градусной коммутации, в которой силовые ключи попеременно переключаются как при 180- и 120-градусной коммутации, как было указано в первой главе. Отметим, что рассмотренные выше коммутации работают на 6 тактах, а 150-градусная

коммутация на 12 тактах. Последовательность переключения показана на рисунке 2.7а) [26, 62, 69].

Опишем переключение с первого на второй такт коммутации, как показано на рисунке 2.7 б). В конце первого такта фаза В отключается от источника питания, но ток в фазе мгновенно затухнуть не сможет, поэтому фаза В замыкается на положительное напряжение через диод, что соответствует первому этапу 2-го такта коммутации.

Далее возможны два варианта коммутации силовых ключей. Первый, если электромагнитная постоянная времени ($T_s=L/R$) большая, то ток в фазе В не будет успевать затухать до нуля и тогда произойдет переход с 1-го этапа второго такта сразу на 3-ий такт (рисунке 2.7 в), т.е. будет пропущен 2 этап второго такта коммутации (как на рисунке 2.7 б)), на котором включены только две фазы. И также с другими тактами коммутации, везде будет пропущен второй этап такта коммутации. Получается, всегда три фазы будут подключены к источнику питания, что означает работу в режиме 180-градусной коммутации.

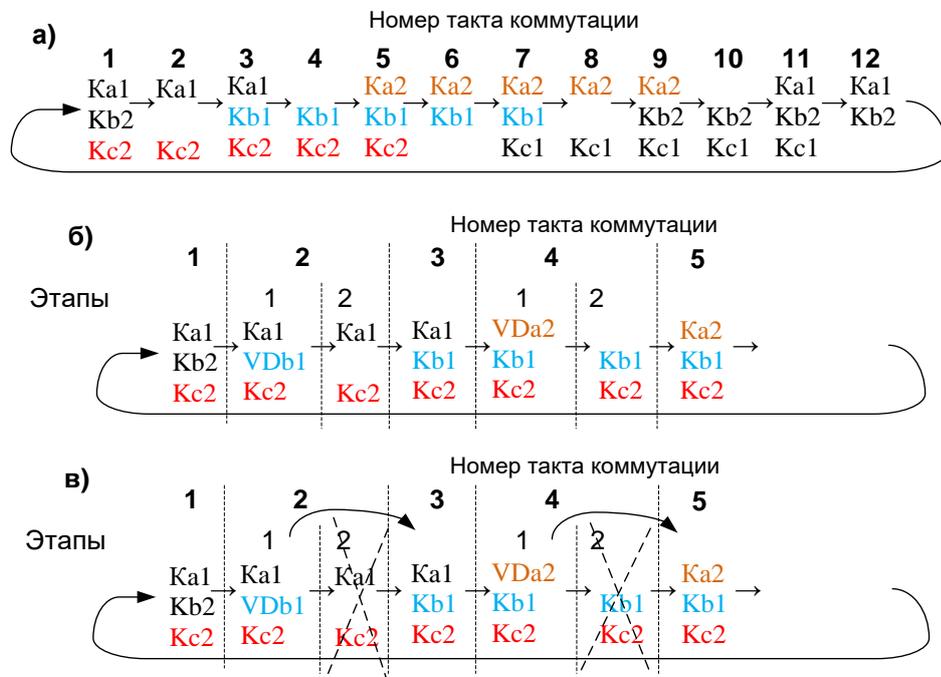


Рисунок 2.7 - Последовательность переключения силовых ключей при 150-градусной коммутации

Если же электромагнитная постоянная времени маленькая, то ток в фазе В успеет затухнуть до нуля и пропусков в тактах коммутации не будет и будет работа в режиме 150-градусной коммутации (рисунок 2.7 а).

Отметим, что вырождения 150-градусной коммутации в 180-градусную зависит от длительности МКИ ($t_{\text{МКИ}}$), величины ЭДС (e) и электромагнитной постоянной времени ($T_э$). Приблизительно условие вырождения можно записать следующим образом [8]:

$$\frac{1}{12f_{\text{оэ}}} = \frac{1}{\frac{12 \cdot p \cdot n_{\text{оэ}}}{60}} = \frac{5}{p \cdot n_{\text{оэ}}} < T_э, \quad (2.25)$$

где коэффициент 12 – количество тактов коммутации на одну пару полюсов, p – число пар полюсов двигателя, $n_{\text{оэ}}$ – скорость двигателя, $f_{\text{оэ}}$ – частота ЭДС двигателя.

Выведем общую систему уравнений для 150-градусной коммутации, для этого введем два коэффициента, которые определяют вид текущей коммутации: K_{120} , K_{180} . Данные коэффициенты принимают значения 0 или 1 в зависимости от текущего такта коммутации.

Окончательно запишем уравнения для токов при 150-градусной коммутации в матричном виде:

$$\dot{i} = \frac{K_U U - K_I R I + K_E E}{\left[(2 + K_{VD}) K_{120} + 3K_{180} \right] L} \quad (2.26),$$

где I , E , K_U , K_I , K_E – матрицы тока, ЭДС, коэффициентов напряжения, коэффициентов тока и коэффициентов ЭДС соответственно, определяемые как указано ниже:

$$I = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, E = \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}, K_U = \begin{bmatrix} k_{Ua}K_{120} + K_{180}k_a \\ k_{Ub}K_{120} + K_{180}k_b \\ k_{Uc}K_{120} + K_{180}k_c \end{bmatrix}.$$

$$K_I = \begin{bmatrix} (2 + K_{VD})K_{120} + 3K_{180} & 0 & 0 \\ 0 & (2 + K_{VD})K_{120} + 3K_{180} & 0 \\ 0 & 0 & (2 + K_{VD})K_{120} + 3K_{180} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$$K_E = \begin{bmatrix} (1 + K_{VD})K_{120} + 2K_{180} & k_{Eb}K_{120} + K_{180} & k_{Ec}K_{120} + K_{180} \\ k_{Ea}K_{120} + K_{180} & (1 + K_{VD})K_{120} + 2K_{180} & k_{Ec}K_{120} + K_{180} \\ k_{Ea}K_{120} + K_{180} & k_{Eb}K_{120} + K_{180} & (1 + K_{VD})K_{120} + 2K_{180} \end{bmatrix}$$

2.4 Разработка универсальной математической модели

На основе полученных выше выражений составим универсальную математическую модель, где будут учитываться все 3 вида коммутации 120-, 180- и 150- градусная коммутация.

Модель разработана в программном комплексе VisSim и состоит из блоков «Заданные параметры», «Управляющий сигнал», «E», «ia», «ib», «ic», «PsyA», «PsyB», «PsyC», «Электромагнитные моменты», «Механика» и «датчики Холла» представлены на рисунке 2.8.

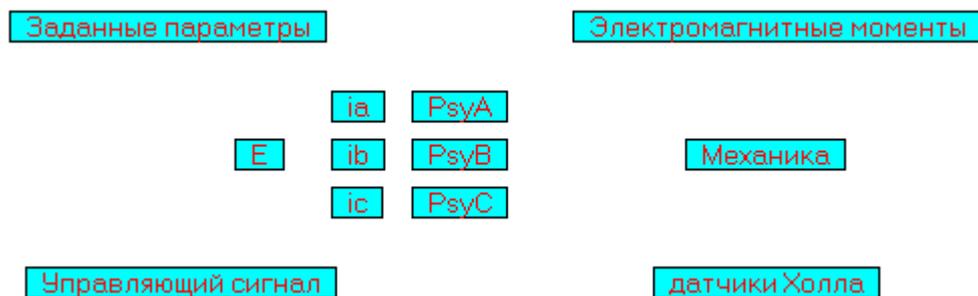


Рисунок 2.8 – Универсальная математическая модель ДК ВЭП

В блоке «Заданные параметры» (рисунок 2.9) вводятся паспортные данные исследуемого СДПМ:

- напряжение питания (U_{max} , В),
- активные сопротивления фаз статора (R_a , R_b , R_c Ом),
- индуктивные сопротивления фаз статора (L_a , L_b , L_c , мГн),

- число пар полюсов (p),
- момент инерции двигателя (J),
- конструктивный коэффициент (КФ).

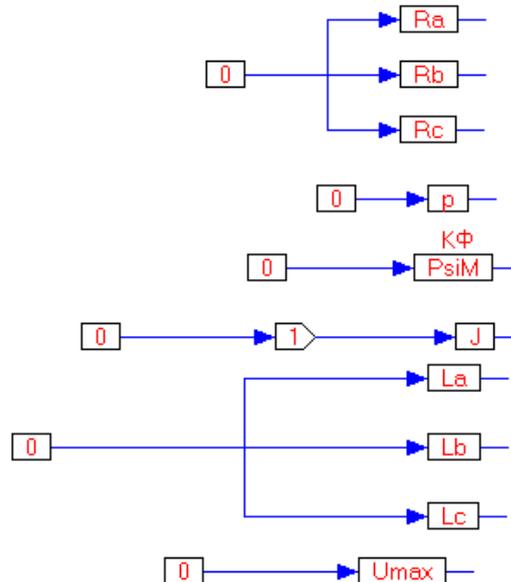


Рисунок 2.9 – Блок «Заданные параметры» универсальной математической модели

В блоке «Управляющий сигнал» (рисунок 2.10) формируется:

- питающее напряжение (U_y),
- значение состояния силовых ключей (K_{a_180} , K_{b_180} , K_{c_180}),
- значение состояния обратного диода (VD),
- значение состояния коэффициентов напряжения (K_{u_a} , K_{u_b} , K_{u_c}),
- значение состояния коэффициентов напряжения (K_{e_a} , K_{e_b} , K_{e_c}) (чему соответствует в формуле 2.20),
- сигнал сброса для реализации условий работы обратных диодов при шеститактной 120 – градусной коммутации (S_{bros_ia} , S_{bros_ib} , S_{bros_ic})

В блоке «Е» реализуется система уравнений (2.1), его составные блоки показаны на рисунке 2.11.

В блоках «PsyA», «PsyB», «PsyC» - система уравнений (2.3), реализация показана на рисунке 2.12

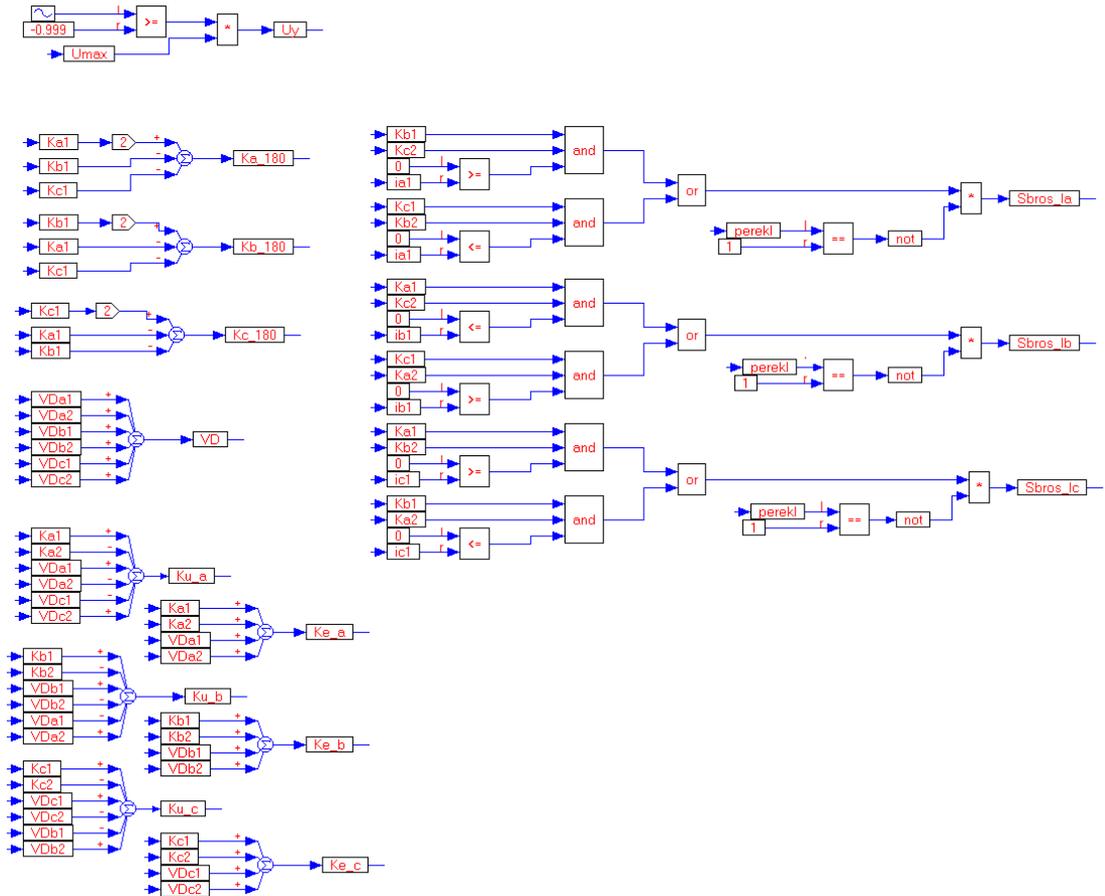


Рисунок 2.10 – Блок «Заданные параметры» универсальной математической модели

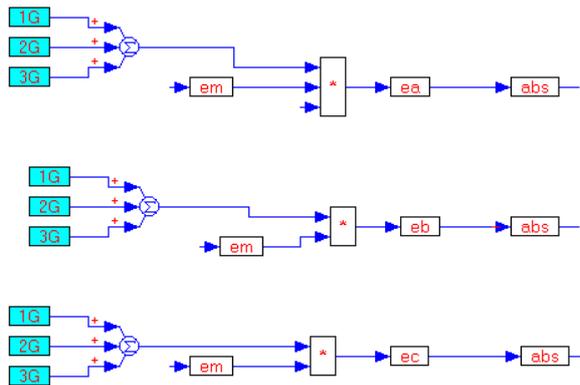


Рисунок 2.11 – Блок «Е» универсальной математической модели

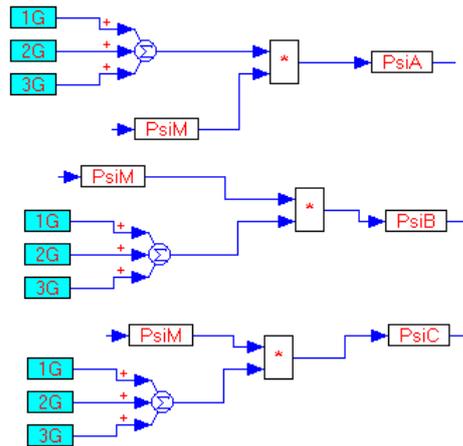


Рисунок 2.12 – Блоки «PsiA», «PsiB», «PsiC» универсальной математической модели

В блоках «ia», «ib», «ic» реализуется уравнение для фазных токов при 150-градусной коммутации (2.26), на рисунке 2.13 представлена схема для тока ia, для остальных схема аналогична.

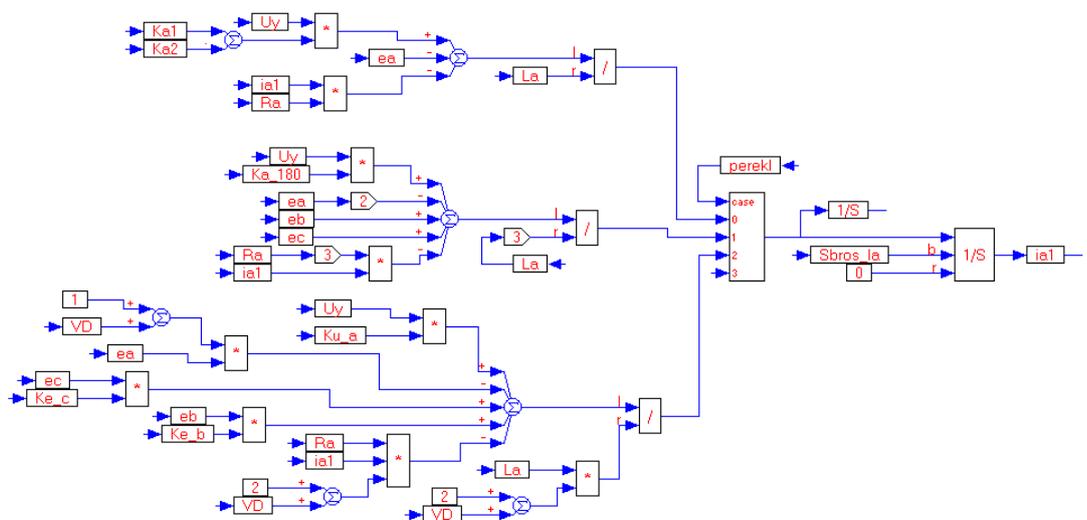


Рисунок 2.13 – Блок «ia» универсальной математической модели

В блоке «Электромагнитные моменты» рассчитывается электромагнитный момент в соответствии с формулой (2.4), что показано на рисунке 2.14.

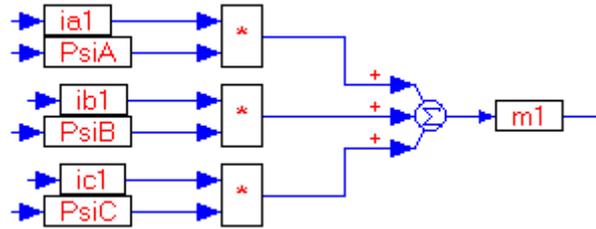


Рисунок 2.14 – Блок «Электромагнитные моменты» универсальной математической модели

В блоке «Механика» (рисунок 2.15) реализуется система уравнений (2.5) и учитывается.

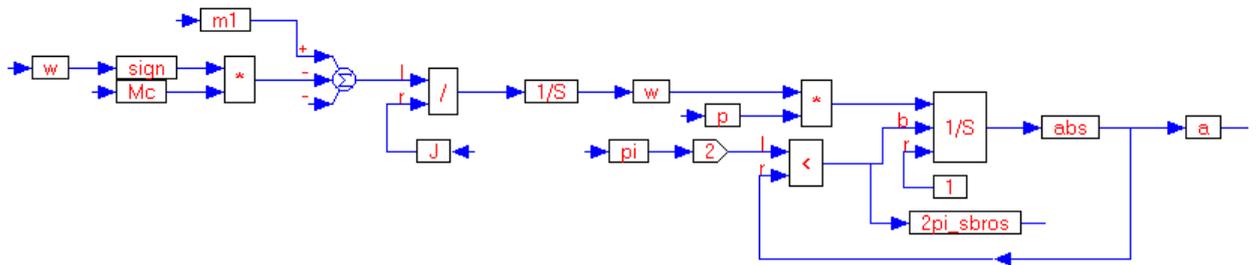


Рисунок 2.15 – Блок «Механика» универсальной математической модели

В блоке «датчики Холла» реализуется выбор алгоритма коммутации (рисунок 2.16). Здесь также моделируется срабатывание датчиков Холла при повороте ротора СДПМ, показано на рисунке 2.17.

Алгоритм коммутации

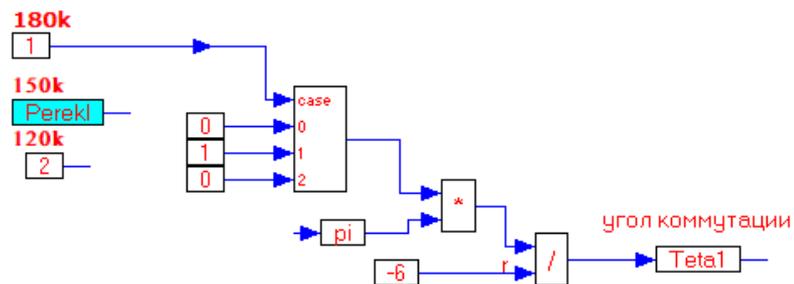


Рисунок 2.16 – Выбор алгоритма коммутации в блоке «датчики Холла»

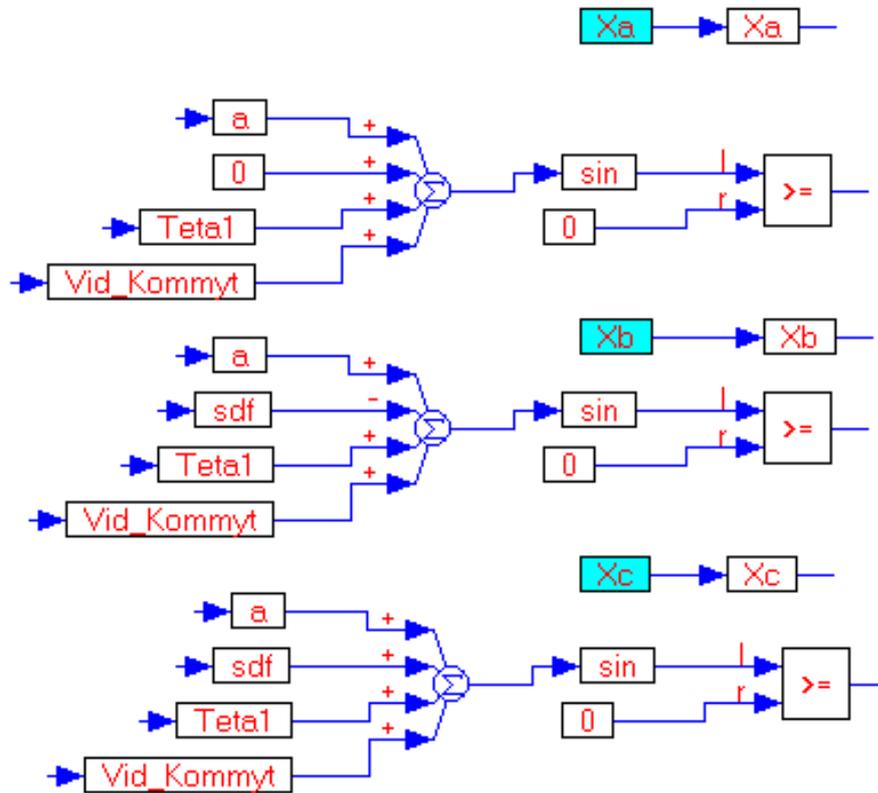


Рисунок 2.17 – Реализация датчиков Холла в блоке «датчики Холла»

Отметим, что 150-градусная коммутация реализуется на двух комплектах датчиков Холла для 120- и 180-градусной коммутации, поскольку является их комбинацией. [26, 27].

Также в блоке «датчики Холла» моделируются коммутационные процессы переключения состояний силовых ключей, как показано на рисунке 2.19

Для проверки адекватности проведем расчет СДПМ ДВМ100.22 производства "КБ мехатроники" г. Златоуста. На рисунке 2.20 приведены паспортные данные.

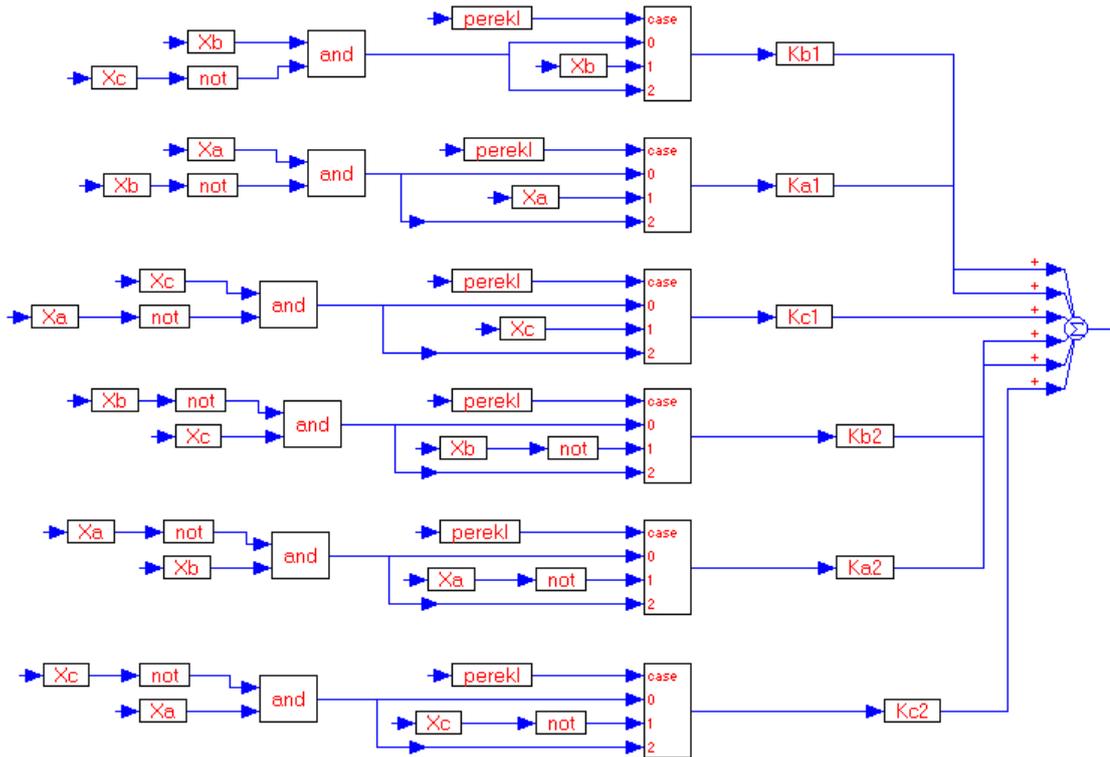


Рисунок 2.19 – Моделирование расчёта состояния силовых ключей в блоке «датчики Холла»

Номинальное напряжение, В	24
Номинальный ток, А	5
Номинальный момент, Нм	2,5
Номинальная частота вращения, об/мин	350
Максимальный (пусковой) ток, А	32
Максимальный (пусковой) момент, Нм	16
Активное сопротивление фазы, Ом	0,375
Индуктивность рассеяния фазы, Гн	0,001
Момент инерции ротора, кг*м ²	0,001
Масса двигателя, кг	2,0

Рисунок – 2.20 Паспортные данные ДВМ100.22

Приведем результаты моделирования в установившемся режиме ток фазы «А», электромагнитного момента и КПД для 120-, 150-, 180-градусной коммутации на рисунках 2.21 - 2.26. На рисунках красный цвет соответствует 120-градусной коммутации, синий цвет – 180-градусной коммутации, зеленый цвет – 150-градусной коммутации.

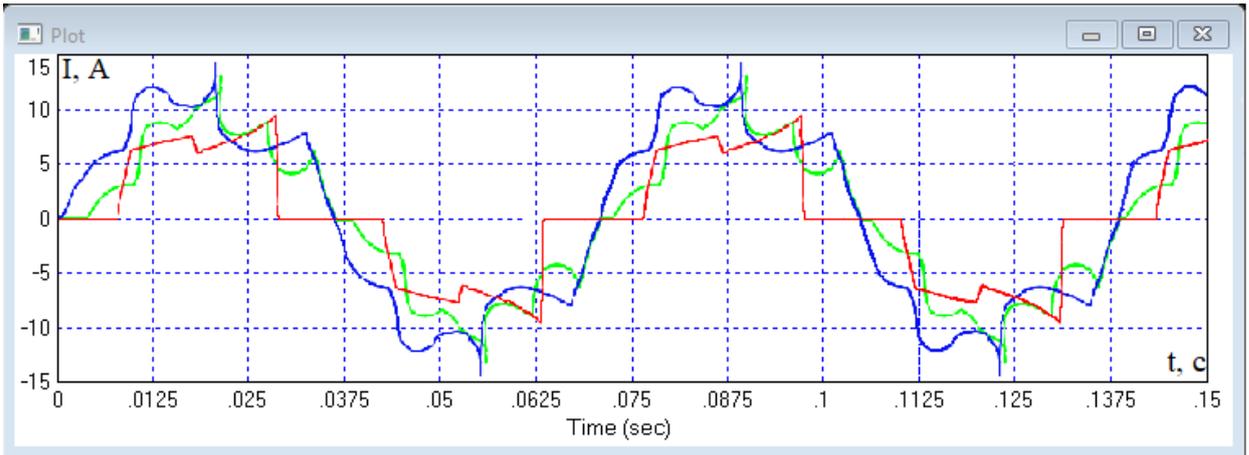


Рисунок 2.21 – График тока фазы «А» в установившемся режиме для 120- (красный цвет), 180 – (синий цвет) и 150 - (зеленый цвет) градусной коммутации

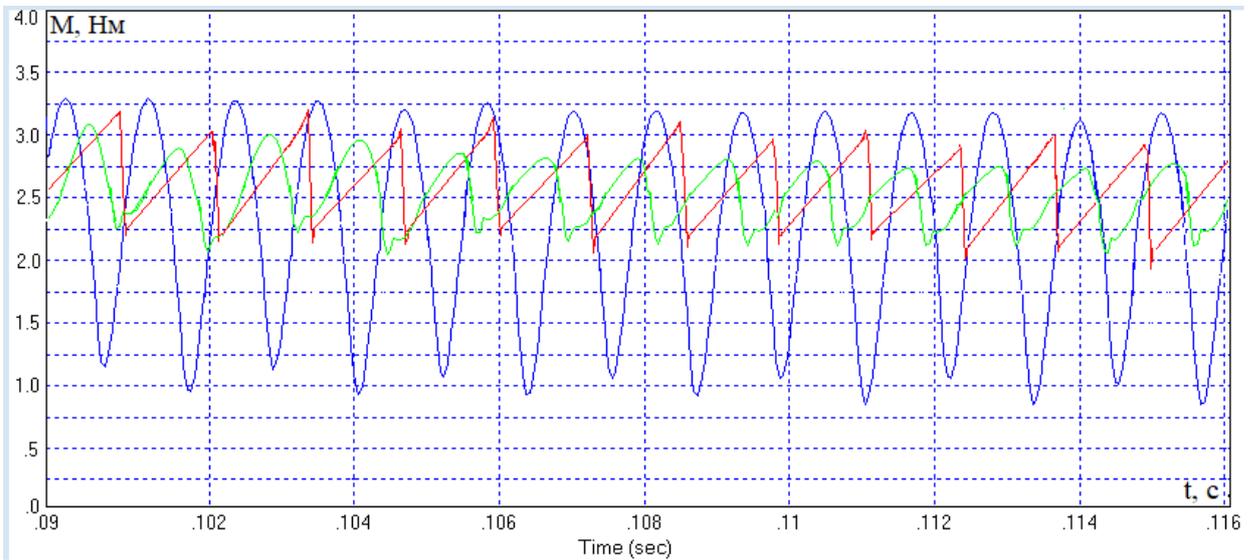


Рисунок 2.22 – График электромагнитного момента в установившемся режиме для 120- (красный цвет), 180 – (синий цвет) и 150-(зеленый цвет) градусной коммутации

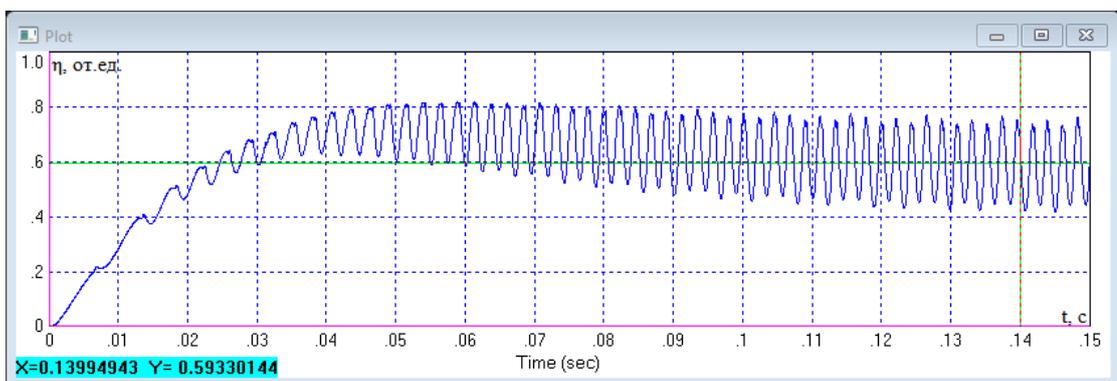


Рисунок 2.23 – График КПД для 180-градусной коммутации

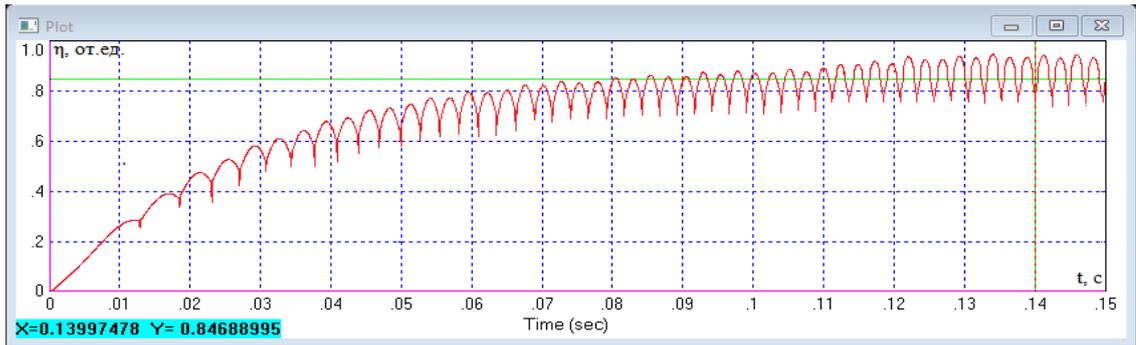


Рисунок 2.24 – График КПД для 120-градусной коммутации

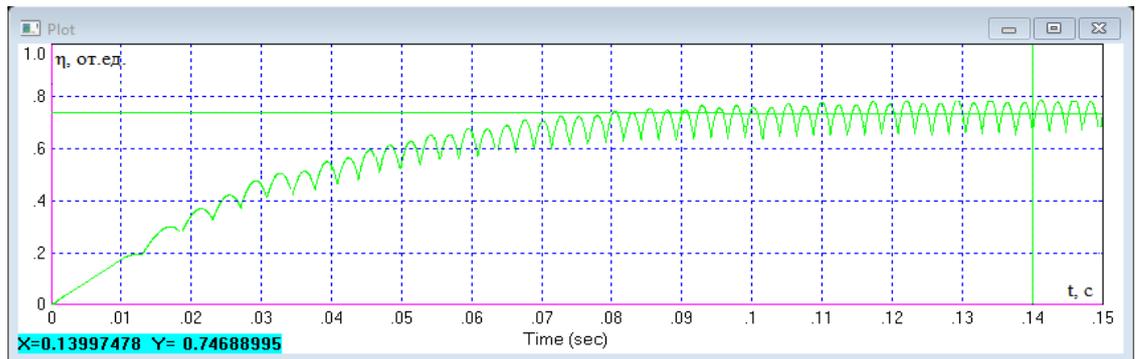


Рисунок 2.25 – График КПД для 150-градусной коммутации

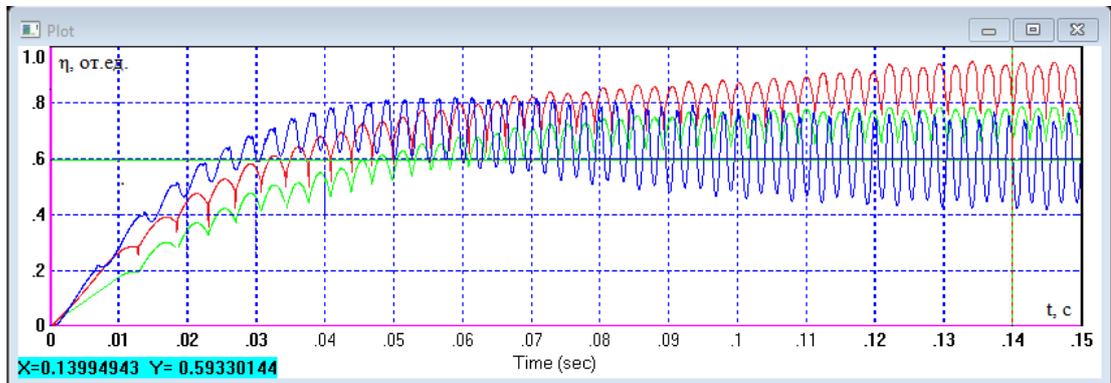


Рисунок 2.26 – График сравнения КПД для 120- (красный цвет), 180 – (синий цвет) и 150-(зеленый цвет) градусной коммутации

По результатам моделирования составим таблицу 2.4, где приведем среднее значение (I_n^{cp}) и пульсации (δ_I) тока фазы «А», среднее значение (M_n^{cp}) и пульсации (δ_M) электромагнитного момента и среднее значение (η_n) и пульсации (δ_η) КПД для всех алгоритмов дискретной коммутации.

Таблица 2.4 – Результаты моделирования универсальной математической модели

Вид коммутации	I_n^{cp}, A	$\delta_I, \%$	M_n^{cp}, Hm	$\delta_M, \%$	$\eta_n, \%$	δ_η
120-градусная коммутация	5,10	25,00	2,50	20,00	84,00	9,52
180-градусная коммутация	7,02	36,00	2,00	60,00	59,00	28,00
150-градусная коммутация	4,50	20,00	2,38	10,00	74,00	6,75

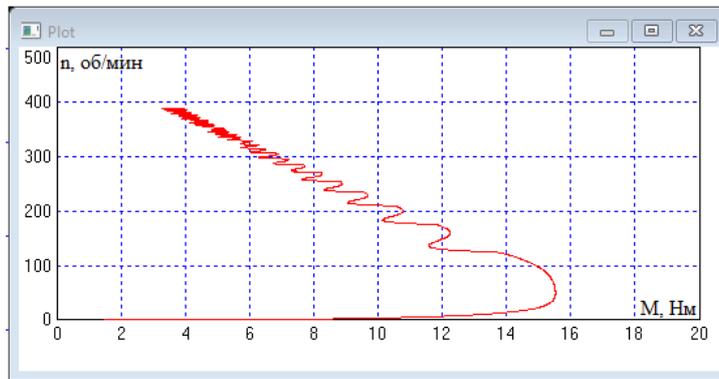


Рисунок 2.27 – Механическая характеристика ВЭП с ДК при 120-градусной коммутации

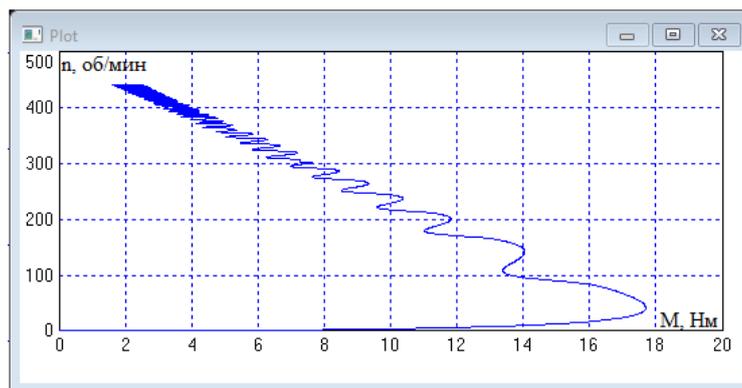


Рисунок 2.28 – Механическая характеристика ВЭП с ДК при 180-градусной коммутации

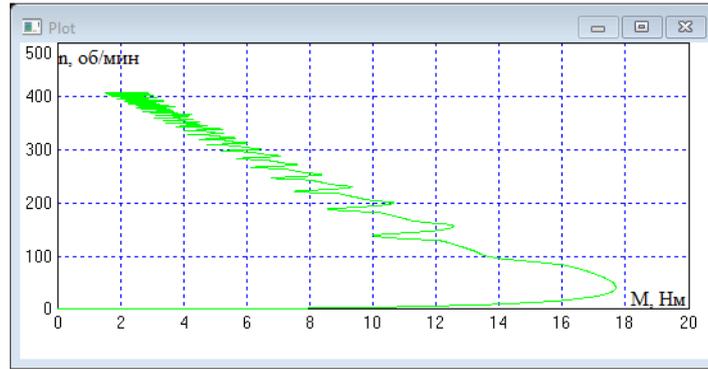


Рисунок 2.29 – Механическая характеристика ВЭП с ДК при 150-градусной коммутации

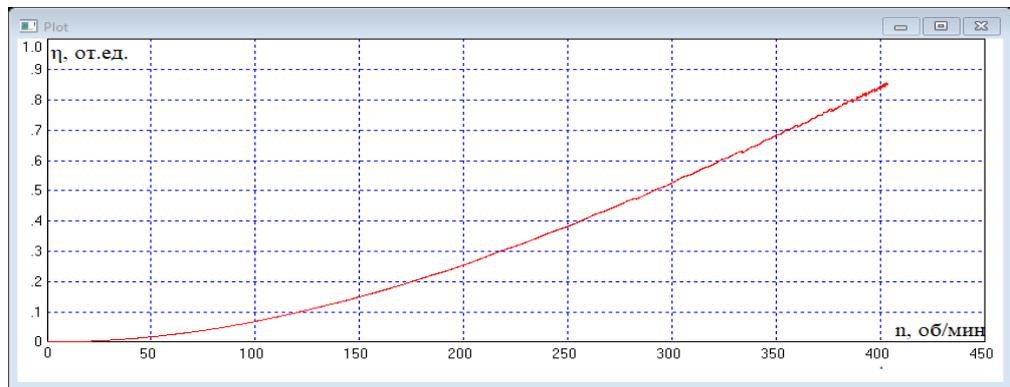


Рисунок 2.30 – Электромагнитный КПД ВЭП с ДК при 120-градусной коммутации η , от.ед.

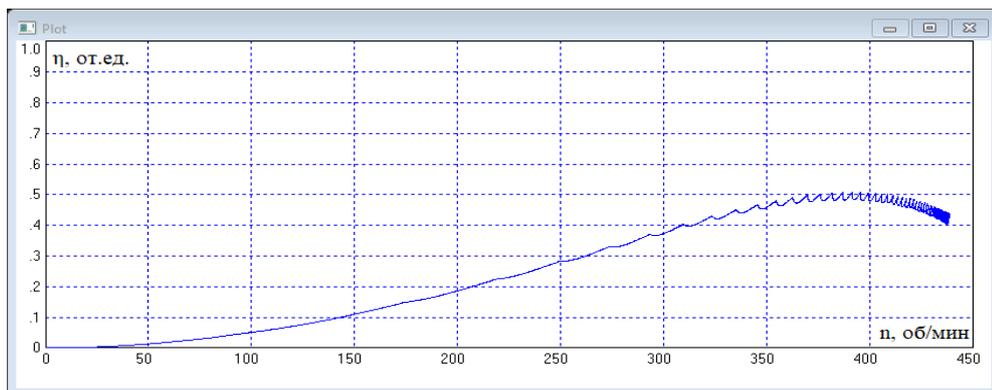


Рисунок 2.31 – Электромагнитный КПД ВЭП с ДК при 180-градусной коммутации

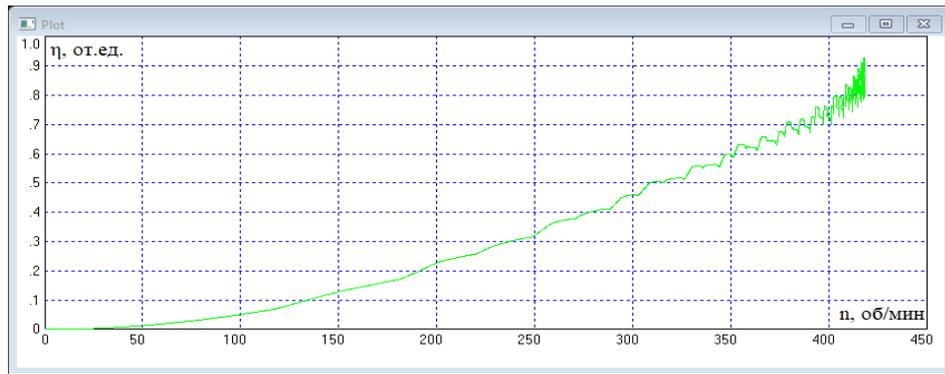


Рисунок 2.32 – Электромагнитный КПД ВЭП с ДК при 150-градусной коммутации

Проведем проверку на адекватность математической модели, для этого сравним паспортные данные (рисунок 2.20) и параметры, полученные при моделировании при 120-градусной коммутации. Результаты приведем на рисунках 2.27 - 2.30, а сравнение параметров, полученных в процессе моделирования и паспортных данных в таблице 2.5.



Рисунок 2.27 – График напряжения питания ($U_n = 23.9$ В)



Рисунок 2.28 – График частоты вращения ($\omega = 38,51$ рад/с)

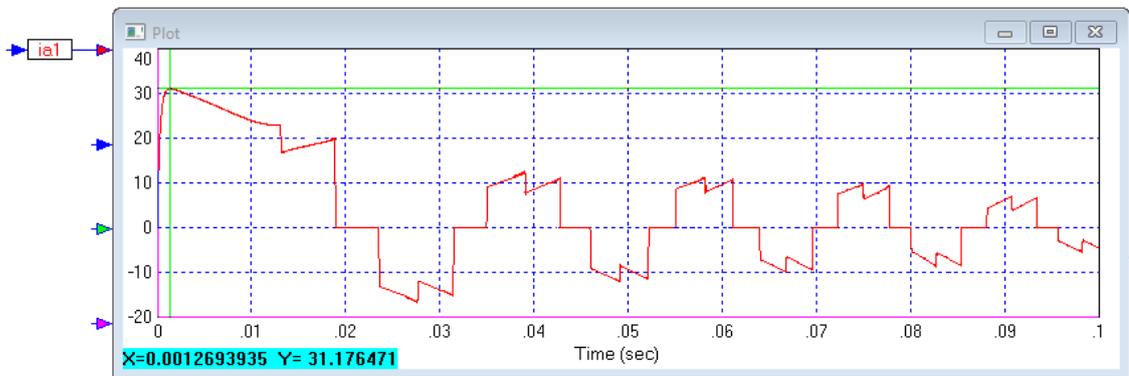


Рисунок 2.29 – График тока ($I_{\text{п}} = 31,17$ А, $I_{\text{н}} = 4,8$ А)

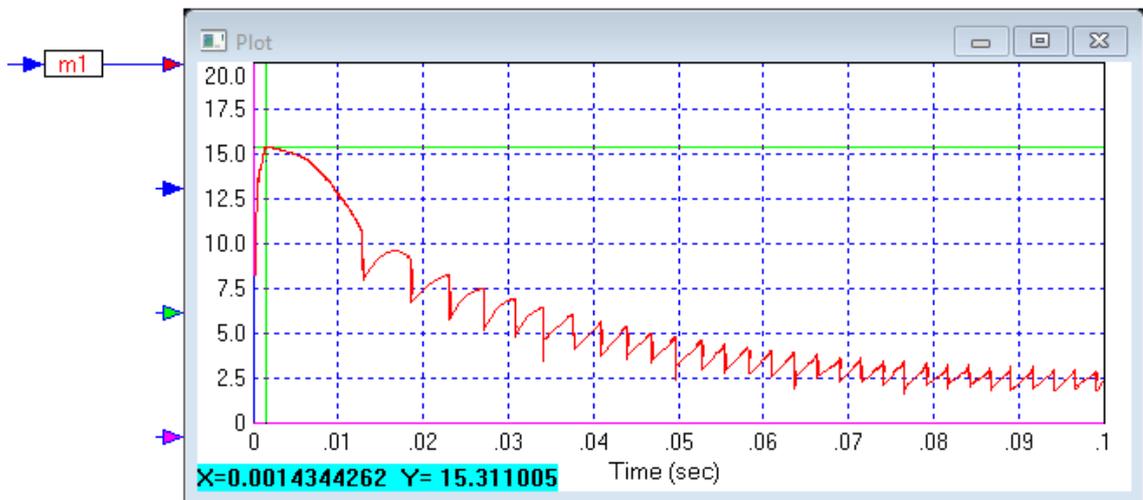


Рисунок 2.30 – График электрического момента
($M_{\text{п}} = 15,31$ А, $M_{\text{н}} = 2,4$ Нм)

Таблица 2.5 – Сравнение выходных параметров двигателя

Параметры	Универсальная математическая модель	Паспортные данные
$U_n, В$	23,9	24
$n, об/мин$	351,6	350
$I_n, А$	31,2	32
$I_n, А$	5,1	5
$M_n, Нм$	15,3	16
$M_n, Нм$	2,4	2,5

2.5 Выводы по второй главе

1. Получили математическое описание всех трех способов коммутации, на основе которого составлена универсальная математическая модель, позволяющая исследовать коммутационные, динамические и механические процессы ВЭП при любом способе коммутации и во всем возможном диапазоне изменения параметров. Графики токов, момента и КПД качественно или по форме соответствуют известным графикам в литературе [Овчинников].

2. Получены средние значения тока фазы «А», электромагнитного момента и электромагнитного КПД, также приведена оценка их пульсаций.

Результаты моделирования показали:

- наименьшее значение пульсаций ВЭП с ДК при 150-градусной коммутации, а наибольшее при 180-градусной коммутации;
- наибольшее значение электромагнитного момента ВЭП с ДК при 120-градусной коммутации, а наименьшее при 180-градусной коммутации;
- наибольшее значение КПД ВЭП с ДК при 120-градусной коммутации, а наименьшее при 180-градусной коммутации;

- графики выходных характеристик ВЭП с ДК при 150- градусной коммутации располагаются между графиками выходных характеристик ВЭП с ДК при 120- градусной коммутации и 180-градусной коммутации.

3. Проверка адекватности модели показала, что расхождение параметров, полученных расчетным методом и паспортных данных двигателя менее 5 %, что говорит о возможности использования модели при дальнейших расчетах и получения достоверных результатов.

ГЛАВА 3 Анализ возможности и эффективности расширения рабочего диапазона механических координат и повышения энергетических показателей при различных способах организации питания ВЭП

3.1 Сравнительная оценка ДК и синусоидального напряжения питания ВЭП и вывод практических рекомендаций по выбору системы управления

Проведем сравнение исследуемых алгоритмов ДК со случаем синусоидального напряжения питания ВЭП, где в качестве критерия будут выступать вид механических характеристик, электромагнитный КПД и пульсации электромагнитного момента. Оценивать будем статические характеристики в относительных единицах, для этого рассмотрим простейший случай, который рассчитаем на аналитической модели, представленной ниже. [73, 74]

Аналитическая модель для случая синусоидального питания строится на классических выражениях теории электрических машин [73, 75]:

$$I_d = \frac{U_m(-r\sin\theta + \omega l\cos\theta) - \omega l E_m}{(\omega l)^2 + r^2} \quad (3.1)$$

$$I_q = \frac{U_m(r\cos\theta + \omega l\sin\theta) - r E_m}{(\omega l)^2 + r^2} \quad (3.2)$$

где r - активное сопротивление фазной обмотки; l - индуктивность фазной обмотки с учётом взаимоиндуктивности с другими фазами; U_m , E_m - амплитуда напряжения и ЭДС. соответственно, $k=1,2,3$ - номер фазы, θ - угол сдвига между векторами напряжения и ЭДС, ω - скорость вращения ротора в электрических координатах.

Электромагнитную мощность двигателя будем определять выражением:

$$P_g = \frac{3}{2} E_m I_q \quad (3.3)$$

Электромагнитный момент определим из соотношения

$$M_{\vartheta} = \frac{P_{\vartheta}}{\omega} = \frac{3}{2} \psi_m I_q \quad (3.4)$$

Потребляемую активную мощность определим из соотношения

$$P_a = \frac{3 U_m (E_m (\omega l \sin \theta - r \cos \theta) + r U_m)}{2 (\omega l)^2 + r^2} \quad (3.5)$$

В типовом случае электромагнитный КПД определяют, как отношение электромагнитной мощности к потребляемой активной:

$$\eta_{\vartheta} = \frac{P_{\vartheta}}{P_a} \quad (3.6)$$

Для оценки случая синусоидального питания представим в относительных единицах электромагнитный КПД (η) и электромагнитный момент (μ) при нулевом значении угла коммутации ($\theta=0$):

$$\eta = \nu; \quad (3.7)$$

$$\mu = 1 - \nu, \quad (3.8)$$

где ν – относительная скорость.

Для оценки случая ДК получим простые аналитические выражения для электромагнитного момента и КПД и введем условие, что индуктивность рассеяния статорной обмотки не учитывается, а угол коммутации равен нулю ($\theta=0$) [76, 77].

Тогда для 180 - градусной коммутации:

$$\eta = \frac{\nu(k_1 - \nu)}{(1 - k_1 \nu)}; \quad (3.9)$$

$$\mu = 1 - \nu, \quad (3.10)$$

где коэффициенты определяются по следующим выражениям $k_1 = 3/\pi$ и $k_2 = \frac{1}{2} (1 + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi})$

Для 120 - градусной коммутации:

$$\eta = \frac{v(k_1 - k_2 v)}{(1 - k_1 v)}; \quad (3.11)$$

$$\mu = (k_1 - k_2 v). \quad (3.12)$$

Для 150 - градусной коммутации аналитические соотношения для зависимостей $\eta=f(v)$ и $\mu=f(v)$ выводить не будем, поскольку они будут находиться между характеристиками 120- и 180- градусной коммутации, что будет показано далее в результате численных расчётов [78, 79].

Для оценки пульсаций момента в процессе вращения ротора получим угловую моментную характеристику двигателя. Здесь также индуктивность равна нулю и $\theta=0$. Отметим, что при синусоидальном питании в идеальном случае линейности магнитной системы такие пульсации отсутствуют. В случае ДК момент в течение МКИ будет меняться в связи с дискретным характером электромагнитных процессов.

Для 180 - градусной коммутации в выражении учитывается короткозамкнутый контур (рисунок 2.4), который даёт дополнительное изменение момента [19, 20, 80, 81]:

$$\mu = \cos\left(\varphi - \frac{\pi}{6}\right) - v \cdot \cos^2\left(\varphi - \frac{\pi}{6}\right) - \frac{\sqrt{3}}{2} \sin^2\left(\varphi - \frac{\pi}{6}\right) v^2 \quad (3.13)$$

где $\varphi = \omega \cdot t$ - текущее значение угла поворота ротора на МКИ, изменяющееся в интервале от 0 до $\pi/3$.

Для 120- градусной коммутации:

$$\mu = \cos\left(\varphi - \frac{\pi}{6}\right) - v \cdot \cos^2\left(\varphi - \frac{\pi}{6}\right). \quad (3.14)$$

При 150 - градусной коммутации характер изменения момента оценивается по выражениям (36) и (37) на интервале от 0 до $\pi/6$.

Вычислительный эксперимент проведем на двигателе ДВМ100.22, параметры которого приведены в таблице 2.4. Численный эксперимент проводился при нулевой, номинальной и завышенной в десять раз индуктивности статорной обмотки.

Первый эксперимент, позволяющий качественно сравнить различные случаи способов питания с точки зрения виды механической характеристики, КПД (рисунок 3.1) и пульсаций момента (рисунок 3.2 и 3.3), при угле коммутации равном нулю ($\theta=0$) и индуктивности равной нулю ($L=0$) по выражениям (3.7) – (3.14).

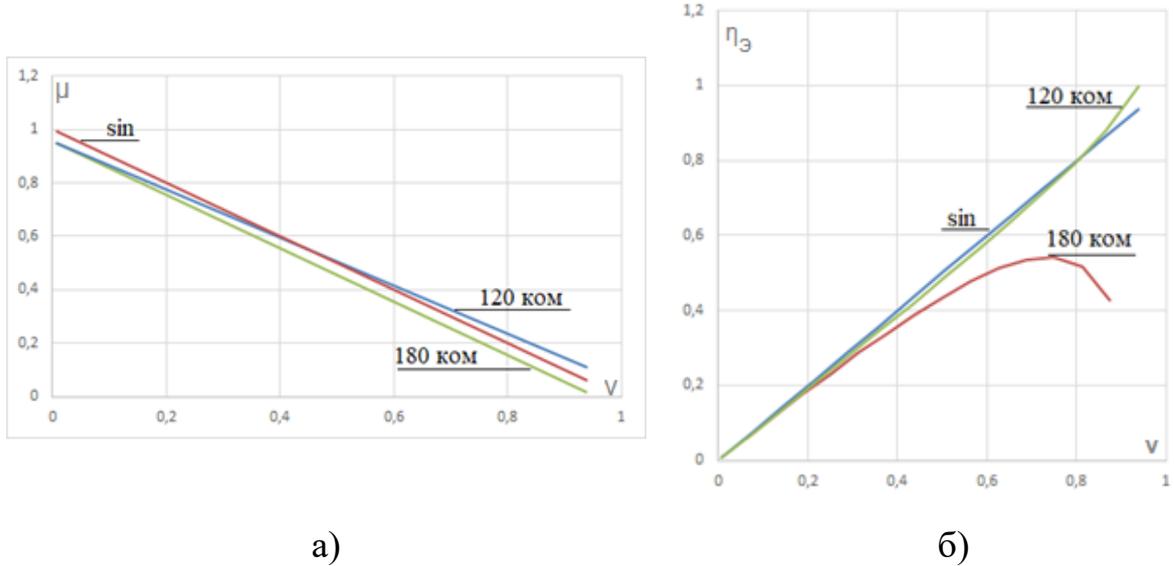


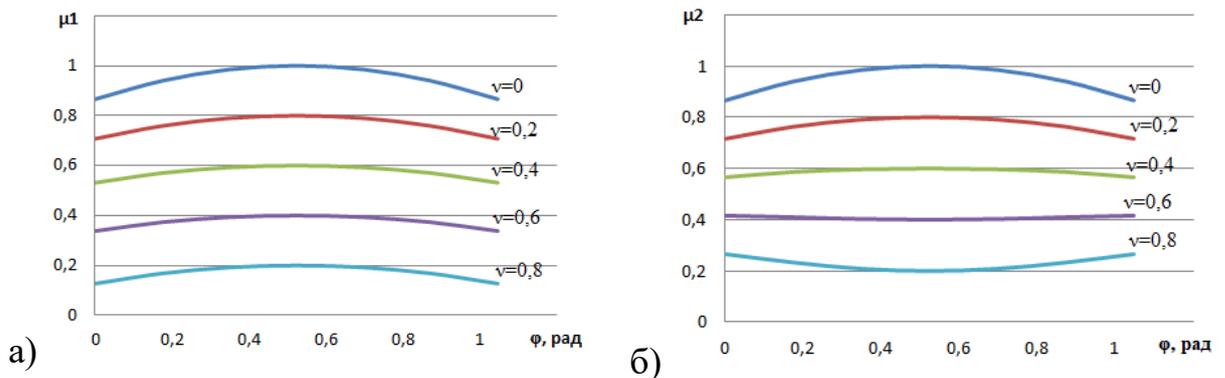
Рисунок 3.1 – Результаты моделирования при $L=0$

а) Механическая характеристика, б) Электромагнитный КПД

Представим пульсации момента в относительных единицах:

$$\delta = \frac{\mu^h}{\mu^c} \quad (3.15)$$

где μ^h и μ^c - моменты в начале и в середине МКИ, определяемые по уравнениям (3.13, 3.14).



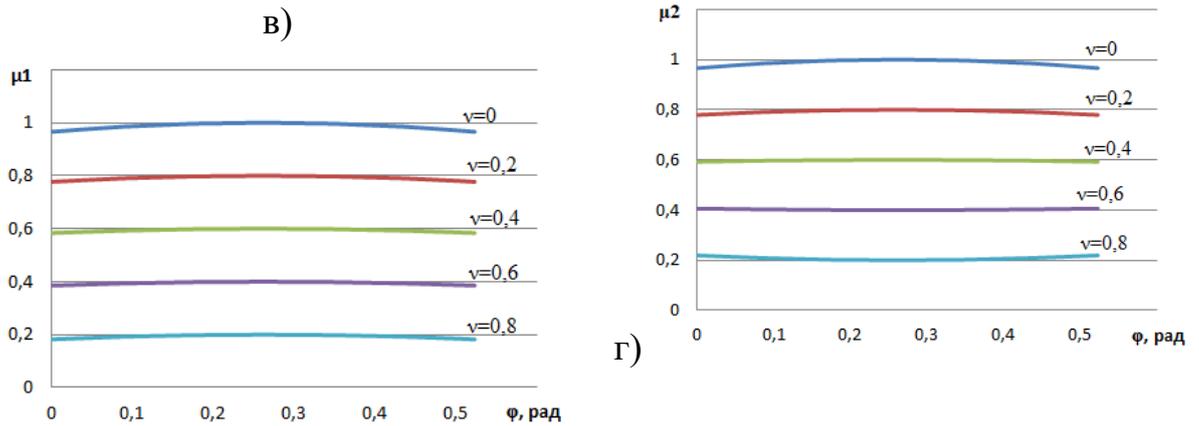


Рисунок 3.2 – Пульсации момента в относительных единицах
 а – 180-градусная коммутация и б – 120-градусная коммутация
 в и г – 12 тактная 150-градусная коммутация при соответствии 180-и 120-градусной соответственно

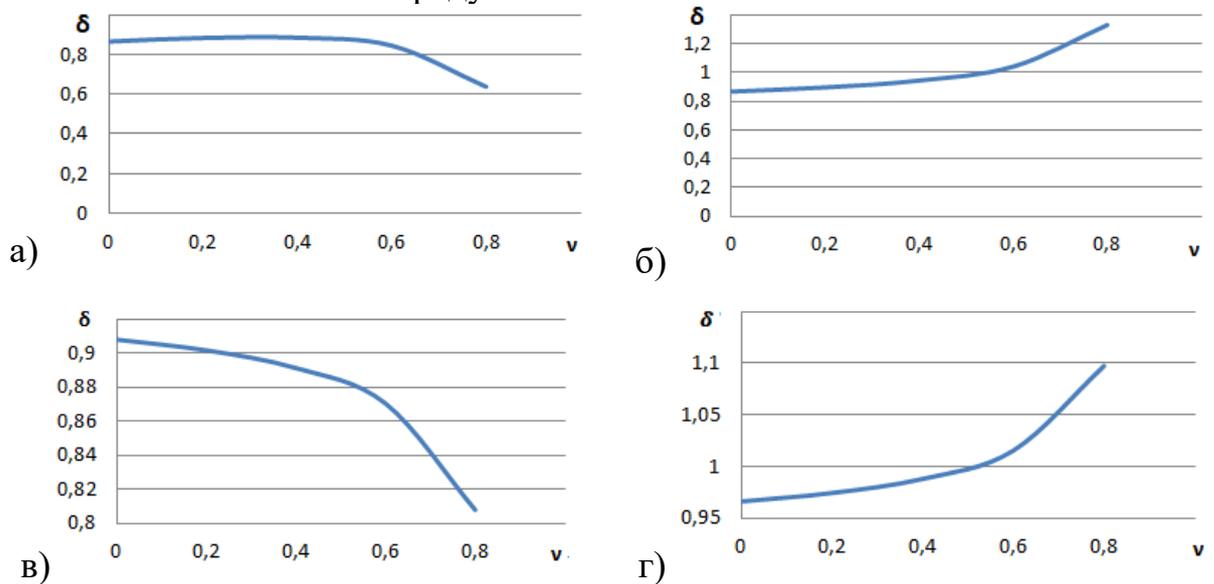


Рисунок 3.3 – Кривая пульсаций момента в относительных единицах
 а – 180-градусная коммутация и б – 120-градусная коммутация
 в и г – 12 тактная 150-градусная коммутация при соответствии 180-и 120-градусной соответственно

Проанализировав кривые на рисунке 3.1 – 3.3 можно сделать вывод, что:

- механическая характеристика линейна для всех способов питания ВЭП (рисунок 3.1 а);
- с точки зрения электромагнитного КПД 120-градусная коммутация предпочтительна в широком диапазоне скорости (рисунок 3.1 б);

- с точки зрения пульсаций момента, рассматривая дискретные способы коммутации предпочтительна 150 - градусная коммутация. Отметим, что синусоидальном питании обмотки пульсации отсутствуют.

Далее проведем исследования ВЭП с учётом индуктивности обмотки по выражениям (3.7) – (3.14) для каждого способа коммутации и различных значениях относительной индуктивности (рисунки 3.4 – 3.7).

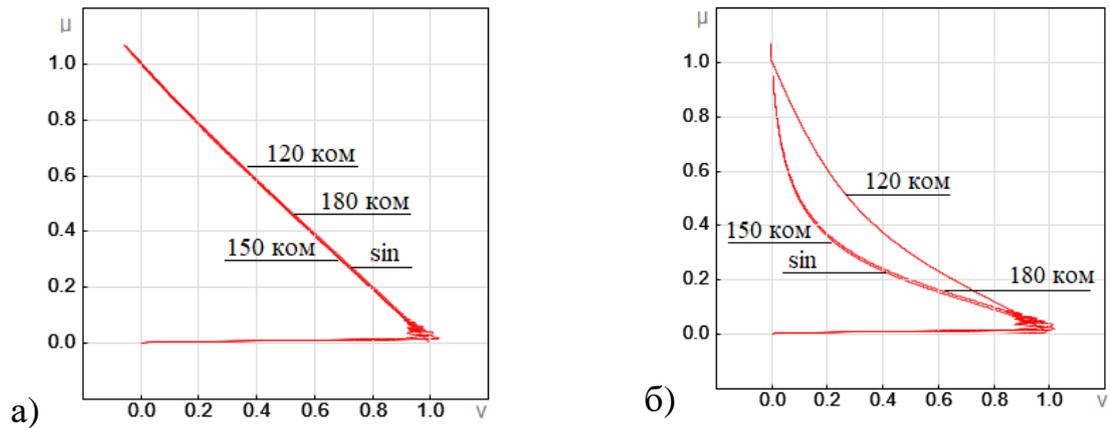


Рисунок 3.4 – Механическая характеристика при: а – $\xi=0,01$ и б – $\xi=0,1$

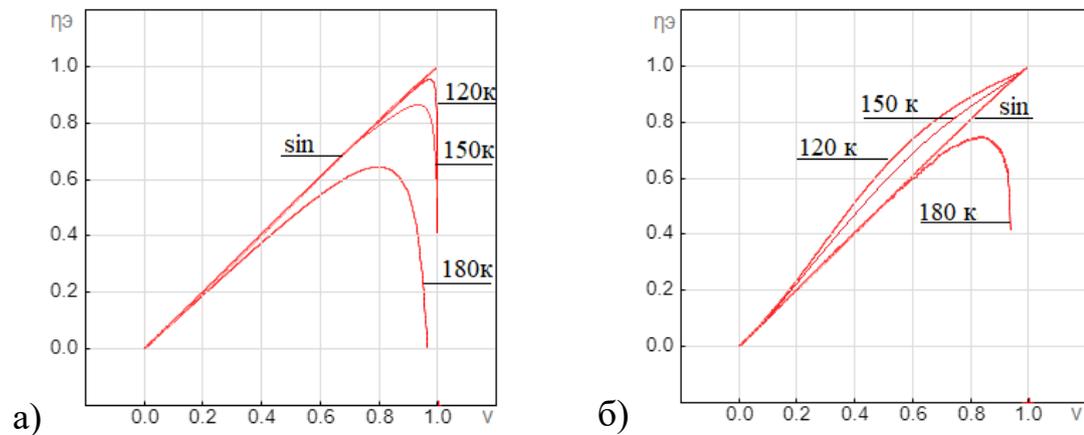


Рисунок 3.5 – Электромагнитный КПД при: а – $\xi=0,01$ и б – $\xi=0,1$

Из рисунков 3.4 и 3.5 видно, что с увеличением относительной индуктивности внешний вид механических характеристик и электромагнитного КПД качественно не отличаются при всех способах питания двигателя. Однако лучшую линейность и большее значение электромагнитного КПД по сравнению со всеми способами питания даёт 120-градусная коммутация.

Для количественной оценки пульсаций момента при различных способах коммутации, разных относительных индуктивностях и разных скоростях вращения рассчитаем годограф момента в процессе разгона двигателя от нулевой скорости до $v=0,3$ и представим результат на рисунках 3.6 и 3.7.

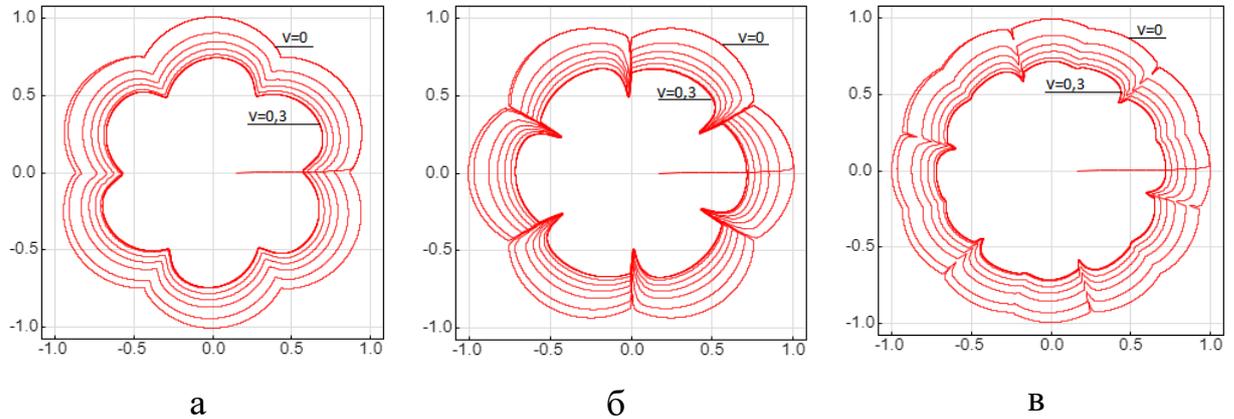


Рисунок 3.6 – Годографы момента при $\xi=0,01$
 а – 180 - градусная коммутация, б – 120- градусная коммутация,
 в – 150-градусная коммутация

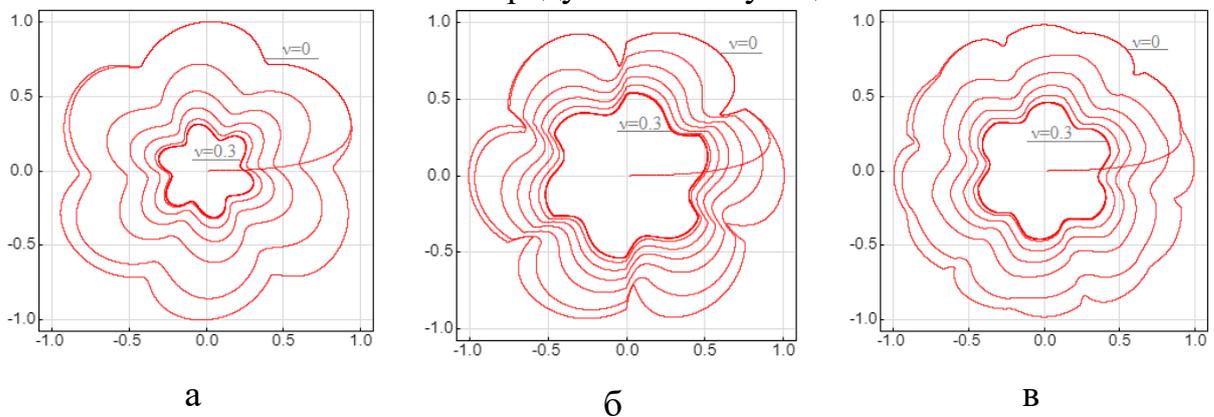


Рисунок 3.7 – Годографы момента при $\xi=0,1$
 а – 180 - градусная коммутация, б – 120- градусная коммутация,
 в – 150-градусная коммутация

В соответствии с представленными результатами моделирования (рисунки 3.6 и 3.7):

- минимальные пульсации момента получим при 150 - градусной коммутации;
- наибольшие пульсации момента имеем при 180 - градусной коммутации;

- с ростом относительной индуктивности пульсации увеличиваются;
- пульсации увеличиваются также и с ростом скорости;
- количественно и качественно пульсации момента при нулевой индуктивности примерно совпадают с пульсациями при ненулевой индуктивности, особенно это проявляется при небольших относительных скоростях вращения (до $v \approx 0,3$), когда они приближаются к нулю;
- при увеличении относительной индуктивности становится существенным влияние вызванных коммутационными процессами дополнительных пульсаций тока, следовательно, и момента.

Проведенный анализ позволяет сформулировать рекомендации по выбору систему управления СДПМ ВЭП в зависимости от технических требований:

- если определяющим является требование обеспечения максимального значения электромагнитного КПД и нет жёстких ограничений по пульсациям момента, лучше использовать дискретную 120 - градусную коммутацию;
- если пульсации момента не допустимы, то необходимо использовать синусоидальное питание;
- если имеются ограничения по пульсациям момента на уровне не более 5%, рекомендуется применять двенадцатитактную 150 - градусную коммутацию.

Для оценки пульсаций момента в ВЭП во всём диапазоне скоростей и для всех способов коммутации приближённо можно просто определить по кривым рисунка 3.3.

Отметим, что для ВЭП мощностью от 100 кВт, где активное сопротивление статорной обмотки стремиться к нулю, применение ДК приведет к существенным выбросам энергии через обратные диоды ПК, следовательно, её использование неэффективно.

Результаты, полученные в данном параграфе, распространяются на исследуемые ВЭП мощностью до 10 кВт.

3.2 Исследование возможности увеличения максимального электромагнитного момента и энергетических показателей ВЭП при нулевой индуктивности СДПМ при различных способах организации питания ВЭП

Приведем классические выражения для токов и моментов из теории синхронных машин с неявновыраженными полюсами (3.2) - (3.6) в относительных единицах [73, 82, 83].

Для описания случая синусоидального питания выражения для токов имеют вид:

$$i_d = \frac{\xi v \cos \theta - \sin \theta - \xi v}{(\xi v)^2 + 1} \quad (3.15)$$

$$i_q = \frac{\cos \theta - \xi v \sin \theta - v}{(\xi v)^2 + 1} \quad (3.16)$$

где $\xi = \frac{l\omega_6}{r}$ - относительная индуктивность фазовой обмотки, l - индуктивность фазной обмотки с учётом взаимоиндуктивности с другими фазами, $\omega_6 = U_m / \Psi_m$ - базовая скорость вращения, r - активное сопротивление фазной обмотки, U_m - напряжения, $E_m = \Psi_m \omega$ - амплитуда ЭДС, ω - скорость вращения ротора в электрических координатах, Ψ_m - модуль потокосцепления фазной обмотки с полем ротора; $v = \frac{E_m}{E_m}$ - относительная ЭДС, θ - угол сдвига между векторами напряжения и ЭДС. В качестве базового тока взята амплитуда пускового тока $I_m = \frac{U_m}{r}$.

Выражение для определения электромагнитной мощности СДПМ в относительных единицах [73, 84]:

$$P_s = i_q v \quad (3.17)$$

Выражение для определения электромагнитного момента в относительных единицах:

$$\mu = i_q \quad (3.18)$$

Выражение для определения потребляемой мощности:

$$P = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (3.19)$$

В качестве базового момента взято $M_{\bar{o}} = \frac{3}{2} I_m \psi_m$, а в качестве базовой мощности $P_{\bar{o}} = \frac{3}{2} \frac{U_m^2}{r}$.

Электромагнитный КПД определим отношением электромагнитной мощности к потребляемой, и будем считать по выражению [73, 85]:

$$\eta_{\bar{o}} = \frac{P_{\bar{o}}}{P} \quad (3.20)$$

Далее приведем математическое описание ДК в относительных единицах в частном случае нулевой индуктивности [8].

Для 180 - градусной коммутации выражения для определения момента и потребляемой мощности в относительных единицах будут выглядеть следующим образом:

$$\mu = k_1 \cos \theta - \nu \quad (3.21)$$

$$P = (1 - k_1 \nu \cos \theta) \quad (3.22)$$

Соответственно для 120 - градусной коммутации

$$\mu = k_1 \cos \theta - \frac{1}{2} \nu (1 + k_2 \cos 2\theta) \quad (3.23)$$

$$P = (1 - k_1 \nu \cos \theta) \quad (3.24)$$

Здесь $k_1 = 3/\pi$, $k_2 = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}$.

Здесь в качестве базовых значений момента и скорости принято [7]:

- для 180 градусной коммутации

$$M_{\bar{o}} = \frac{U_n}{\frac{3}{2}r} \cdot \frac{3}{2} \Psi_{in}; \quad \omega_{\bar{o}} = \frac{2}{3} \cdot \frac{U_n}{\Psi_{in}}$$

- для 120 градусной коммутации

$$M_{\bar{o}} = \frac{U_n}{2r} \cdot \sqrt{3} \Psi_{in}; \quad \omega_{\bar{o}} = \frac{U_n}{\sqrt{3} \Psi_{in}}$$

Базовая мощность определяется по выражению

$$P_{\delta} = M_{\delta}\omega_{\delta}$$

Несмотря на то, что рассматриваемый случай нулевой индуктивности обмотки практически не осуществим, он имеет важное теоретическое значение, поскольку позволяет получить в общем виде вид механических и энергетических характеристик двигателя. Поэтому математическая модель в виде уравнений (3.15...3.24) может быть использована для приближённой оценки вида характеристик при $\xi \approx 0$, а также для оценки адекватности результатов, полученных с более сложных цифровых моделей [7, 10–12, 73, 84].

Рассмотрим зависимости изменения максимального момента и КПД от угла θ при нулевой индуктивности для всех способов питания двигателя. Для синусоидального питания эти зависимости легко получить из выражений (3.17...3.19), принимая в них $\xi=0$. Для ДК необходимо воспользоваться уравнениями (3.21...3.24). При этом необходимо учитывать, что амплитуда переменного напряжения при питании двигателя от мостового инвертора не может превышать значения $U_m = \frac{U_n}{\sqrt{3}}$. В качестве объекта исследования возьмём двигатель со следующими параметрами: ДВМ100.22, параметры которого приведены в таблице 2.4.

Результаты расчётов зависимостей относительного значения максимального момента от угла коммутации представлены на рисунке 3.8. Для этого и всех последующих рисунков индексом (а) обозначен случай синусоидального питания, индексом (б) – 180 - градусная коммутация, индексом (в) - 120- градусная коммутация.

Полученные кривые показывают, что вид зависимостей $\mu=f(\theta)$ при 180 - градусной дискретной коммутации и синусоидальном питании практически совпадает и момент с увеличением угла θ уменьшается (рисунок 3.8 а и б). При 120 - градусной коммутации с увеличением скорости вращения влияние угла

коммутации на величину момента не значительно, а увеличение угла приводит к росту момента на высоких скоростях (рисунок 3.8 в).

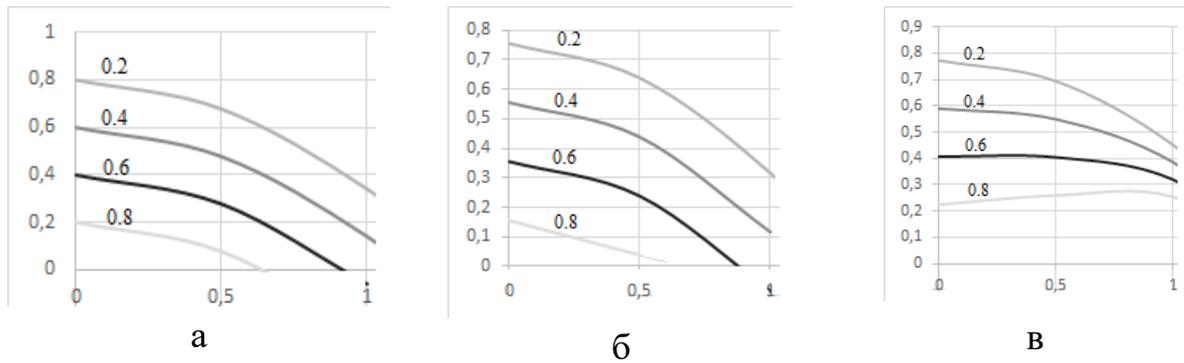


Рисунок 3.8 – Зависимость относительного значения максимального момента от угла

Результаты расчёта электромагнитного КПД по выражению (3.20) представлены на рисунке 3.9. Полученные кривые показывают одинаково сильное уменьшение КПД с увеличением угла θ при синусоидальном питании и дискретной 180 - градусной коммутации (рисунок 3.9 а и б). При 120 - градусной коммутации уменьшение КПД при увеличении угла коммутации θ происходит менее интенсивно (рисунок 3.9 в).

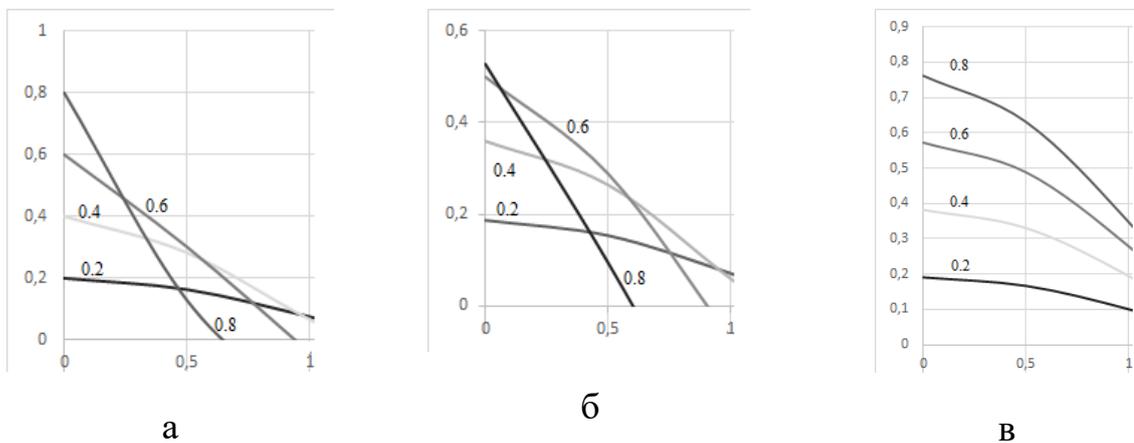


Рисунок 3.9 – Зависимость электромагнитного КПД от угла θ при нулевой индуктивности

Отметим, что увеличение момента на высокой скорости происходит при больших углах, когда КПД становится низким. Таким образом, сделаем вывод, что при нулевой индуктивности обмотки регулирование максимального

момента путём изменения угла θ оказывается неэффективным с точки зрения энергетических показателей привода.

3.3 Исследование возможности увеличения максимального электромагнитного момента и энергетических показателей ВЭП при ненулевой индуктивности СДПМ при различных способах организации питания ВЭП

Во-первых, рассмотрим случай регулирования максимального момента. Как было упомянуто выше, для ДК в случае ненулевой индуктивности фазной обмотки ($L \neq 0$) получение простых и наглядных аналитических соотношений для определения момента и мощностей с учётом угла коммутации сложно. Поэтому мы воспользуемся результатами расчёта электромагнитных процессов на цифровой модели. Для этого используем модель, кратко описанную в [7, 14, 15, 73, 74, 80, 83]. Результаты расчётов будем сравнивать с зависимостями, полученными по уравнениям (3.15) – (3.24) для случая синусоидального питания [16-18]. Чтобы оценить влияние индуктивности фазной обмотки на характеристики привода, расчёт будем вести для трёх значений индуктивности двигателя:

- номинальное значение $L = 1 \text{ мГн}$, соответствует $\xi = 0,1$;
- $L = 0,1 \text{ мГн}$, соответствует $\xi = 0,01$;
- $L = 10 \text{ мГн}$, соответствует $\xi = 1$.

Результаты расчёта:

- для $\xi = 0,01$ - на рисунке 3.10 и 3.11,
- для $\xi = 0,1$ - на рисунке 3.12 и 3.13,
- для $\xi = 1,0$ - на рисунке 3.14. и 3.15.

Здесь также индексом (а) обозначен случай синусоидального питания, индексом (б) – 180 - градусная коммутация, индексом (в) - 120- градусная коммутация.

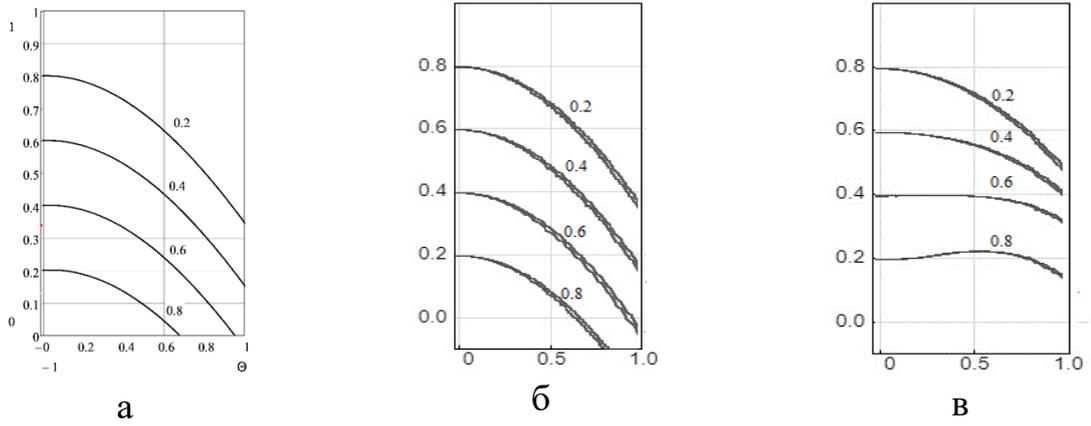


Рисунок 3.10 – Зависимость относительного значения максимального момента от угла θ при $\xi=0,01$

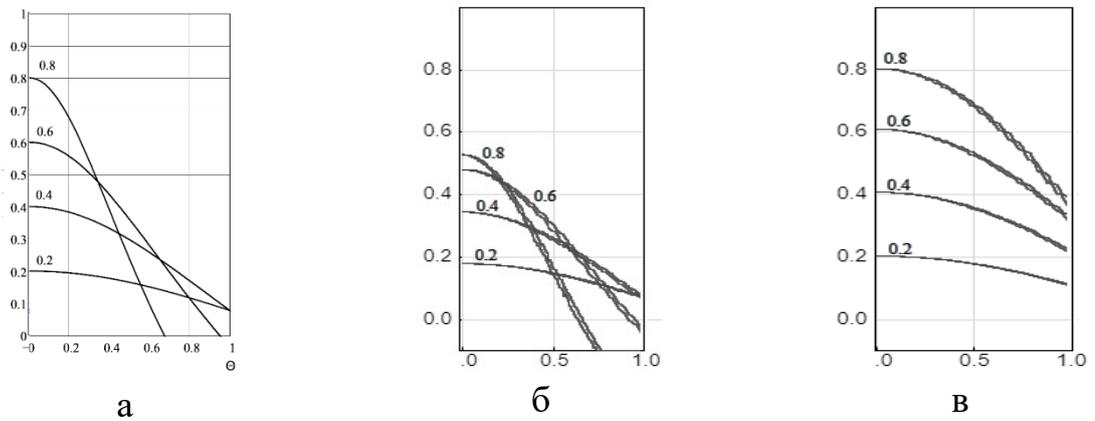


Рисунок 3.11 – Зависимость электромагнитного КПД от угла θ при $\xi=0,01$

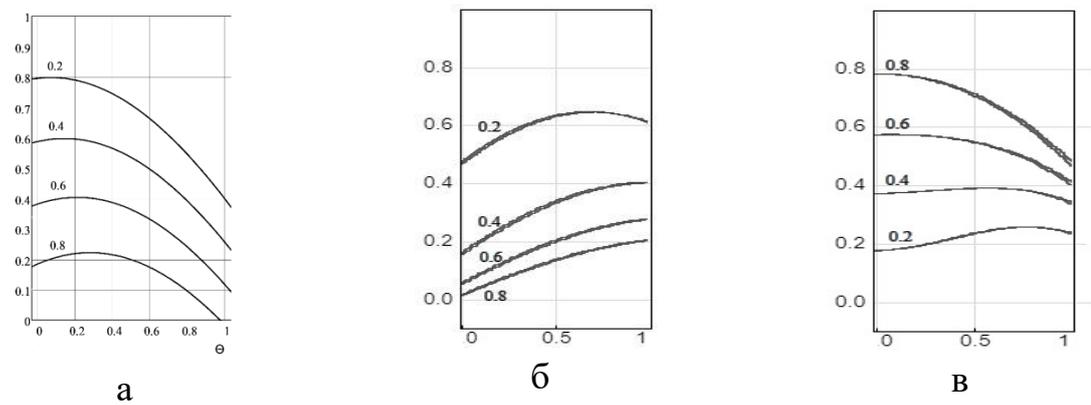


Рисунок 3.12 – Зависимость относительного значения максимального момента от угла θ при $\xi=0,1$

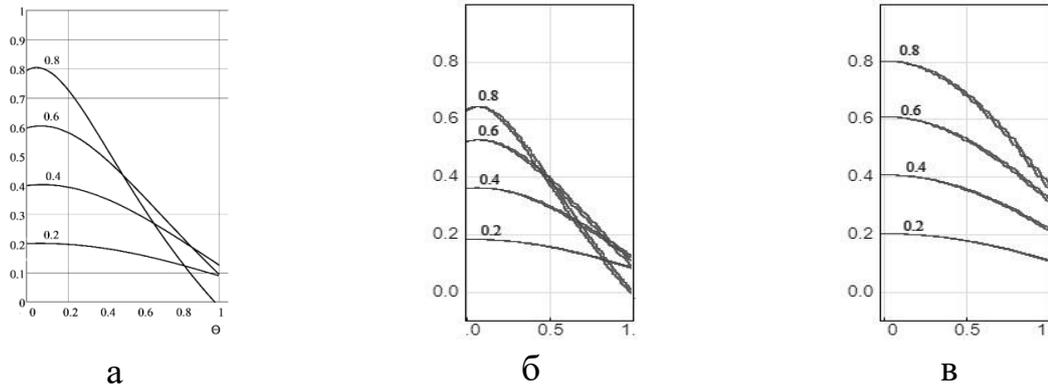


Рисунок 3.13 – Зависимость электромагнитного КПД от угла θ при $\xi=0,1$

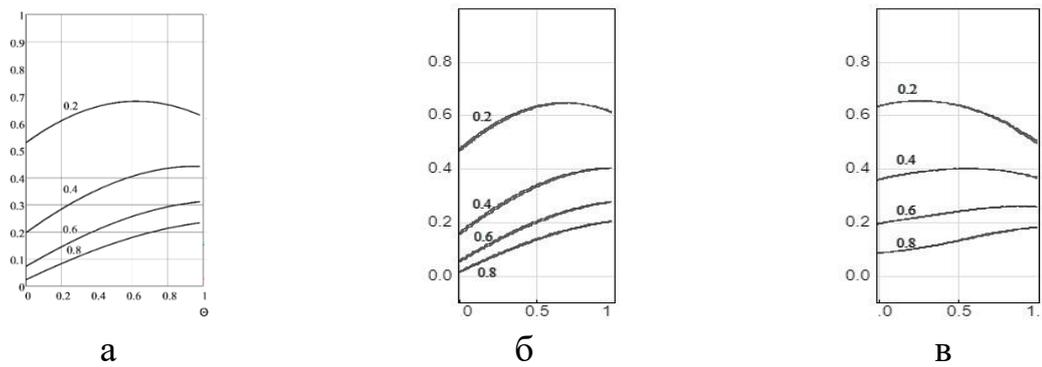


Рисунок 3.14 – Зависимость относительного значения максимального момента от угла θ при $\xi=1,0$

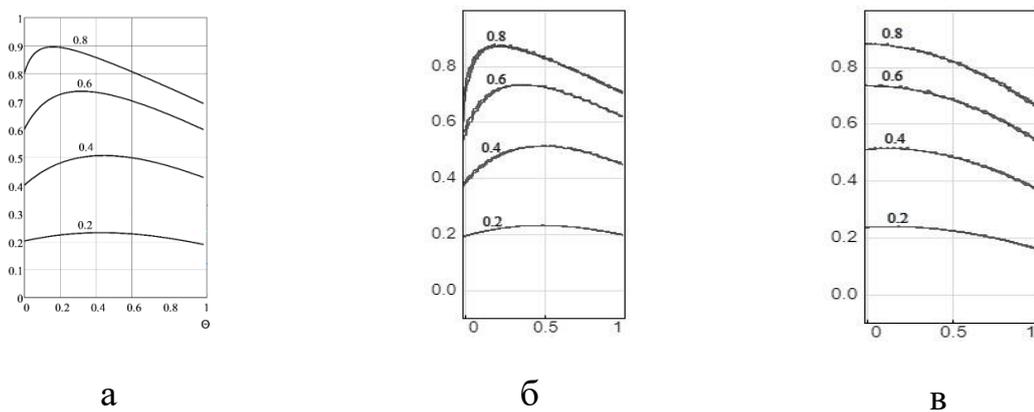


Рисунок 3.15 – Зависимость электромагнитного КПД от угла θ при $\xi=1,0$

Анализ характеристик на рисунках 3.8 и 3.9 и на рисунках 3.10 и 3.11 показывает, что расхождение характеристик, полученных по аналитическим соотношениям при нулевой индуктивности и на цифровых моделях при малой индуктивности незначительное. Следовательно, мы можем считать, что

используемые цифровые модели с достаточной степени точности позволяют рассчитать зависимости максимального момента и КПД от угла θ при ДК [73, 74, 79, 80].

Далее проанализируем результаты расчета для синусоидального питания и двух способов ДК. Начнём со сравнения моментных характеристик, представленных на рисунках 3.10, 3.12 и 3.14. Можно сразу отметить, что 120-градусная коммутация по моментным характеристикам (рисунки с индексом в) качественно отличается от случаев синусоидального питания (рисунки с индексом а) и 180-градусной коммутации (рисунки с индексом б). В частности, при 120-градусной коммутации зависимость максимального момента от угла θ для больших индуктивностей и скоростей вращения деформируется и теряет вид синусоиды, характерный для двух первых случаев. На ней появляется область слабого изменения максимального момента от угла, а наибольшее его значение незначительно превосходит момент при $\theta=0$ и сдвинут в область углов, при которых КПД низок (рисунки 3.10в, 3.12в, 3.14в). При этом величина КПД оказывается выше, чем при синусоидальном питании и, тем более, при 180-градусной коммутации. В то же время, как следует из рисунков 3.11в, 3.13в, 3.15в, КПД и при $\theta=0$ равен или близок к максимальному в широком диапазоне индуктивностей и скоростей. Отсюда следует вывод, что при 120-градусной коммутации имеет смысл работать при неизменном значении угла $\theta=0$ во всём диапазоне регулирования скорости привода.

Для 180-градусной коммутации угол (θ_m), соответствующий максимальному моменту (рисунок 3.10б, 3.12б, 3.14б) такой же, как и при синусоидальном питании. Аналитически он определяется по выражению [6]

$$\theta_m = \arctg \xi \nu$$

Значение угла (θ_η), соответствующее максимальному КПД для случая 180-градусной коммутации совпадает с тем же углом при синусоидальном

питании (рисунок 3.11, 3.13, 3.15 с индексами, а и б) и определяется по выражению [6]

$$\theta_{\eta} = \arctg v\xi - \arcsin \frac{v\xi}{\sqrt{1 + (v\xi)^2}}.$$

Однако, как следует из тех же рисунков, электромагнитный КПД при 180- градусная коммутация с малыми значениями индуктивности ($\xi < 1$) уступает как 120- градусной коммутации так и синусоидальному питанию.

Было проведено моделирование двух случаев ДК 180- и 120 - градусной коммутации. В работе рассматривается также 150- градусная коммутация, её характеристики располагаются между характеристиками первых двух, поскольку является их комбинацией, таким образом, она будет уступать 120- градусной коммутации по энергетическим показателям, но превосходить по ним 180- градусную коммутацию, а возможный диапазон регулирования механических координат у неё увеличится по сравнению с первой. Проиллюстрируем это на примере регулирования максимальной скорости привода. В [6, 18] показана возможность такого регулирования при синусоидальном питании. Расчёт зависимости максимальной скорости и КПД привода при заданном моменте от угла θ был проведён на той же модели, что и модель для расчёта максимального момента. Результаты расчёта представлены на рисунках 3.16; 3.17; 3.18 и 3.19, где индексом, а), б) и в) обозначены кривые при 120-, 180- и 150 - градусной коммутации соответственно. Анализ этих рисунков позволяет отметить следующее.

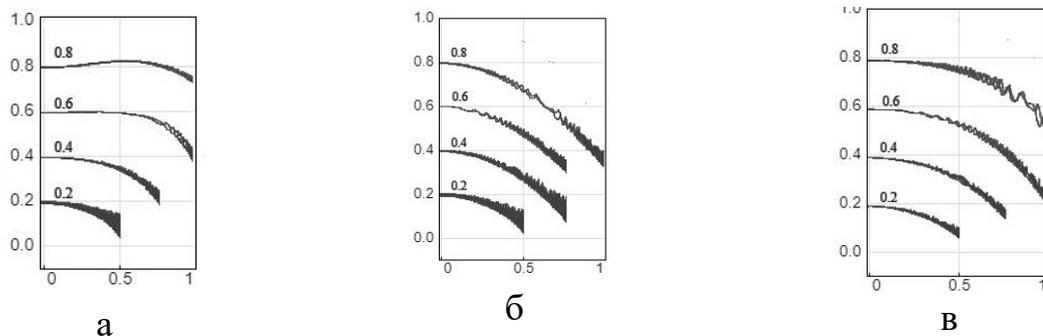


Рисунок 3.16 – Зависимость максимальной относительной скорости от угла θ при $\xi=0,01$

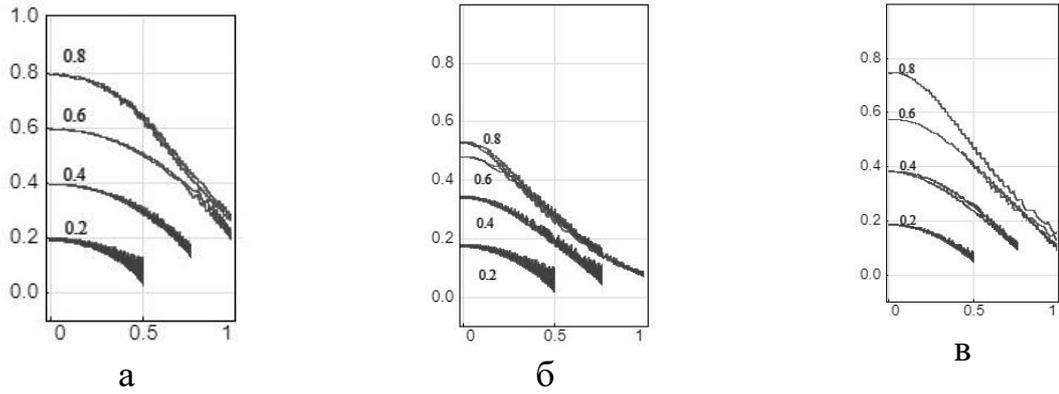


Рисунок 3.17 – Зависимость электромагнитного КПД от угла θ при $\xi=0,01$

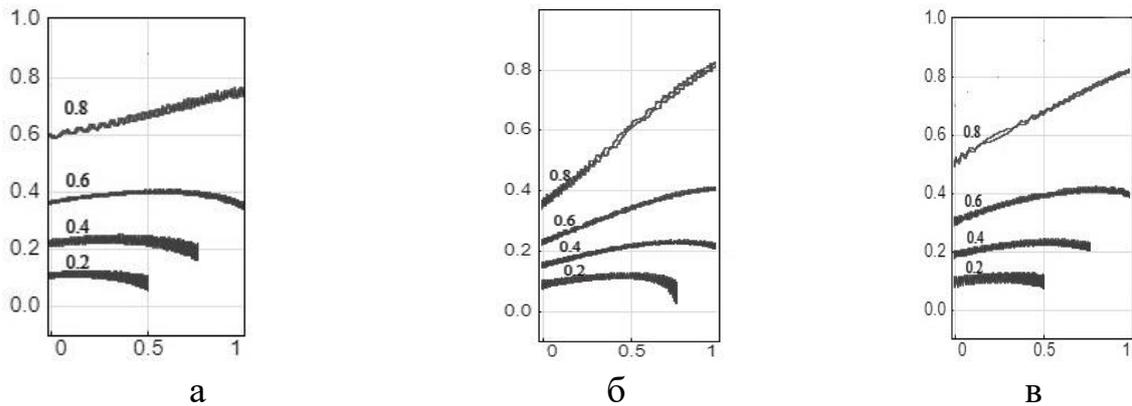


Рисунок 3.18 – Зависимость максимальной относительной скорости от угла θ при $\xi=1$

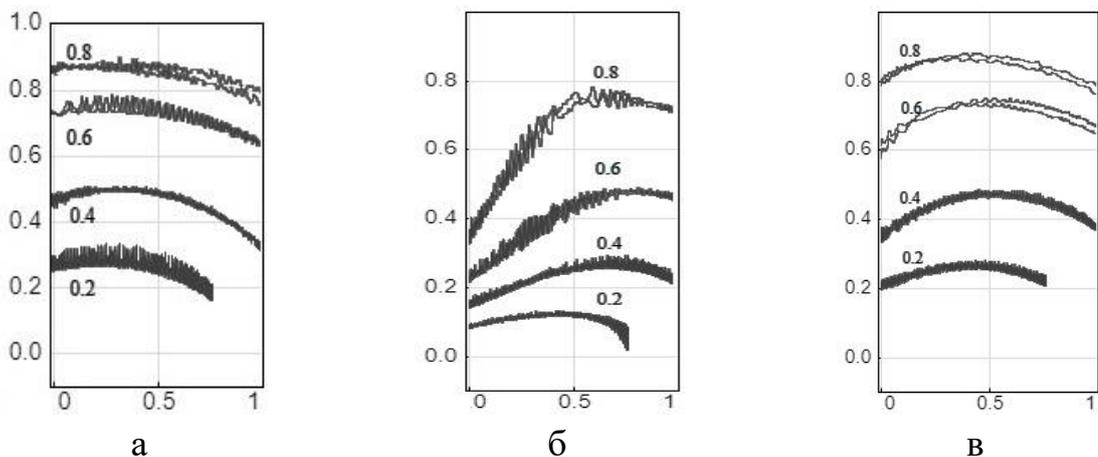


Рисунок 3.19 – Зависимость электромагнитного КПД от угла θ при $\xi=1$

При малой относительной индуктивности и 120- градусной коммутации максимальная скорость практически не зависит от θ , а максимум КПД имеем при $\theta=0$ (рисунки 3.16а и 3.17а). Следовательно, для этого случая наиболее эффективна работа при $\theta=0$.

При малой индуктивности и 180 - градусной коммутации угол, соответствующий максимальной скорости, которую может развить привод при заданном моменте также, как и при синусоидальном питании может быть описано приближённым выражением [6, 73, 74, 83].

$$\theta_{\omega_{max}} \cong \nu\xi(1 - \mu) \quad (3.25)$$

Такое совпадение можно объяснить тем, что при 180 - градусной коммутации действующее значение первой гармоники фазного напряжения составляет 0,95 от его полного действующего значения и двигатель с точки зрения регулирования координат ведёт себя как классический синхронный, уступая ему только в энергетике. Однако при этом двигатель имеет низкий КПД (рисунки 3.16б и 3.17б), поэтому использование 180 - градусной коммутации при низкой относительной индуктивности нерационально.

При малой индуктивности и 150 - градусной коммутации максимальная скорость при заданном моменте практически не зависит от угла коммутации θ , но при этом КПД оказывается существенно выше, чем при 180- градусной коммутации (рисунки 3.16в и 3.17в). Полученные характеристики подтверждают, что 150 - градусная коммутация по своим свойствам занимает промежуточное положение между 180- и 120-градусной коммутации.

Увеличение относительной индуктивности ($\xi > 1$) при 120 - градусной коммутации (рисунки 3.18а и 3.19а) даёт некоторое увеличение максимальной скорости при изменении угла коммутации θ . Однако это изменение настолько незначительно, что не имеет смысла усложнять схему ВЭП.

При увеличении относительной индуктивности для 180- и 150 - градусной коммутации свойства привода приближаются к случаю синусоидального питания, т.е. появляется возможность регулирования максимальной скорости изменением θ , сохраняя достаточно большое значение КПД (рисунки 3.18 б, в и рисунки 3.19 б, в). В этом случае так же, как и при синусоидальном питании, угол, соответствующий максимальной скорости при заданном моменте, может быть описано приближённым выражением (3.25).

3.4. Исследование влияния несинусоидальности ЭДС на характеристики привода

Исходя из условия практической реализуемости и наибольшего распространения в имеющихся конструкциях СДПМ, определим форму ЭДС как гладкую, выпуклую на половине периода, симметричную, неразрывную периодическую функцию вида (рисунок 3.20). Тогда в общем виде, удобном для последующих расчётов, на одном периоде её можно представить гармоническим рядом [27, 85, 86], аналогично выражению полученному во второй главе.

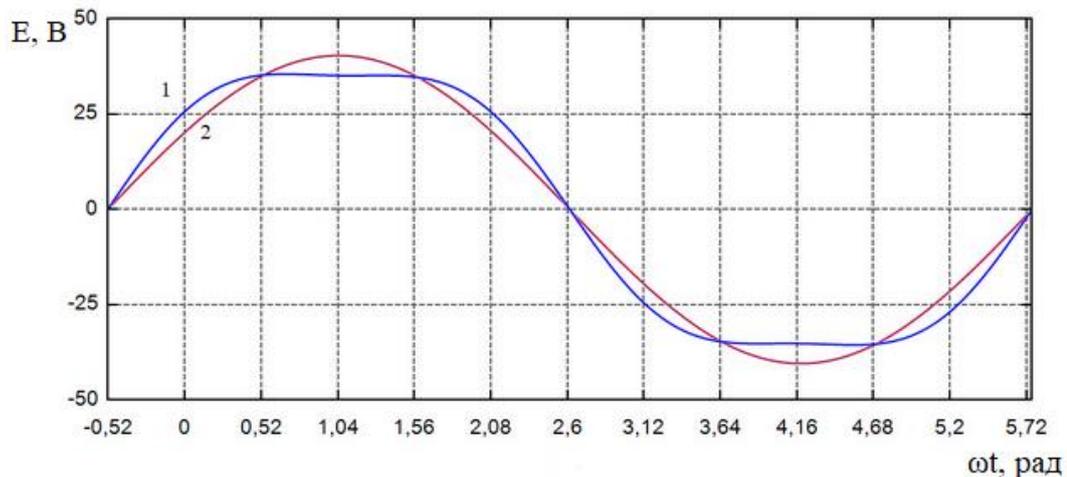


Рисунок 3.20 – Зависимость электромагнитного КПД от угла θ при $\xi=1$

$$e(\varphi) = \sum_{k=1}^{\infty} E_{k1} \sin k\omega t \quad (3.24)$$

где $k=1,2,3,\dots$ -номер гармоники, E_k - амплитуда ЭДС соответствующей гармоники.

В практических расчётах, как правило, достаточно ограничиться конечным числом гармоник. Например, для формы ЭДС, приведённой на рисунке 3.20, анализ гармонического состава показывает, что мы можем обойтись первыми тремя гармониками. Действительно, амплитуда второй и третьей гармоник по отношению к амплитуде первой гармоники составляет соответственно 0,05 и 0,002. Амплитуды более высоких гармоник

пренебрежительно малы. Тогда фазные ЭДС в общем виде можно записать выражениями:

$$\begin{cases} e_1(\varphi) = E_1 \sin \psi + E_2 \sin 2\psi + E_3 \\ e_2(\varphi) = E_1 \sin \left(\psi + \frac{2\pi}{3} \right) + E_2 \sin \left(2\psi + \frac{4\pi}{3} \right) + E_3 \\ e_3(\varphi) = E_1 \sin \left(\psi + \frac{4\pi}{3} \right) + E_2 \sin \left(2\psi + \frac{2\pi}{3} \right) + E_3 \end{cases} \quad (3.25)$$

где ψ - текущее значение угла между векторами полей ротора и статора.

Количественно содержание высших гармоник в спектре ЭДС обозначим с помощью коэффициента k_i , представляющего отношение амплитуды i -й гармоники к амплитуде первой гармоники. Для того чтобы оценить влияние на характеристики привода каждой высшей гармоники отдельно расчёты будем проводить, принимая содержание одной из них равным нулю ($k_2=0$ или $k_3=0$), а амплитуду другой будем менять при неизменном относительном значении амплитуды первой гармоники. При этом учитывая, что амплитуды ЭДС эквивалентного контура обмотки на МКИ для 180- и 120- градусной коммутации при одинаковой фазной ЭДС будет различна [10], с соотношением $2/\sqrt{3}$, чтобы их выровнять, возьмём различные значения фазных ЭДС. Для схемы, соответствующей 120-градусной коммутации примем для первой гармоники ЭДС $v=0,46$, а для схемы, соответствующей 180-градусной коммутации- $v=0,53$. Расчёт будем проводить с помощью описанной выше универсальной цифровой модели при $\alpha = 0,05$. Результаты расчёта представлены в таблице 1, где первый столбец означает тактность коммутации, второй столбец означает количество фаз, подключённых к источнику питания на МКИ в процессе коммутации. Остальные столбцы означают значение КПД при различных значениях k_i .

Таблица 3.1 – Влияние высших гармоник ЭДС на электромагнитный КПД

Тактность	Схема соедине	$K_2=0$	$K_3=0$
		K_3	K_2

коммута ции	ния обмотки	0	0,05	0,1	0,15	0,2	0	0,05	0,1	0,15
6	2 (120)	0,75	0,75	0,75	0,75	0,75	0,78	0,81	0,84	0,86
	3 (180)	0,51	0,50	0,49	0,48	0,47	0,51	0,49	0,47	0,44
12	2 (120)	0,78	0,78	0,78	0,78	0,78	0,82	0,86	0,90	0,93
	3 (180)	0,62	0,60	0,59	0,57	0,55	0,62	0,60	0,58	0,55

Анализ результатов расчётов, приведённых в таблице 3.1, позволяет отметить, что способы коммутации с подключением к источнику питания двух фаз обмотки как при длительности МКИ 60 эл. гр., так и при длительности МКИ 30 эл. гр. с точки зрения энергетических показателей оказываются нечувствительны к содержанию третьей гармоники в ЭДС (строки 1 и 3 при $K_2=0$). Это объясняется тем, что появление третьей гармоники в ЭДС приводит к увеличению содержания третьей гармоники в токе, так как форма фазного напряжения при такой схеме включения обмотки зависит от формы ЭДС. Следовательно, одновременно пропорционально растёт и электромагнитный момент, и электрические потери. Для тех же способов коммутации увеличение содержания второй гармоники в ЭДС способствует увеличению электромагнитного КПД (строки 1 и 3 при $K_3=0$). Это обусловлено увеличением полной амплитуды ЭДС контура из двух фаз, работающих на данном МКИ, которое вызывает наличие второй гармоники (рисунок 3.20). Так как электромагнитный КПД приближённо равен отношению амплитуды фазной ЭДС этого контура к напряжению постоянного тока коммутатора [10, 73, 85, 87], увеличение амплитуды ЭДС на МКИ ведёт к увеличению электромагнитного КПД.

Способы коммутации с подключением к источнику питания трёх фаз при любой длительности МКИ чувствительны к содержанию высших гармоник в ЭДС. Их содержание приводит к уменьшению электромагнитного КПД (строки 2 и 4 таблицы 3.1). Это обусловлено тем, что гармонический

состав фазного напряжения в этом случае не зависит от формы ЭДС, действующее значение первой гармоники в нём 0,955 от действующего значения полного напряжения. Токи от взаимодействия с высшими гармониками ЭДС не создают электромагнитного момента, но создают электрические потери в обмотке.

Пульсации электромагнитного момента будем оценивать по соотношению $\delta = \frac{M_{max} - M_{min}}{M_{max}}$, где M_{max} , M_{min} - соответственно максимальное и минимальное значение момента на МКИ, которое при постоянной скорости вращения ротора (ω) определяется делением электромагнитной мощности на скорость. Мгновенное значение электромагнитной мощности на МКИ при тех же значениях относительной скорости, что и при расчёте электромагнитного КПД, будем рассчитывать по уравнениям:

- для 180-градусной коммутации

$$P_9(\varphi) = e_1(\varphi)(i_1(\varphi) + i_2(\varphi)) - e_3(\varphi) \cdot i_1(\varphi) - e_2(\varphi) \cdot i_2(\varphi)$$

- для 120-градусной коммутации

$$P_9(\varphi) = (e_1(\varphi) - e_3(\varphi)) \cdot i(\varphi)$$

где $i_1(\varphi) = \frac{1}{3R}(u_n - e_1(\varphi) - e_2(\varphi) + 2 \cdot e_3(\varphi))$ и $i_2(\varphi) = \frac{1}{3R}(u_n - e_1(\varphi) + 2e_2(\varphi) - e_3(\varphi))$ – уравнения для контурных токов в течении МКИ.

Результаты расчёта представлены в таблице 3.2.

Таблица 3.2 – Зависимость пульсаций электромагнитного момента двигателя от способа коммутации обмотки двигателя

Тактность коммутации	Схема соединения обмотки	K ₂ =0					K ₃ =0			
		K ₃					K ₂			
		0	0,05	0	0,05	0	0,05	0	0,05	0
6	2 (120)	0,25	0,25	0,25	0,25	0,25	0,34	0,31	0,61	0,78
	3(180)	0,67	0,67	0,67	0,67	0,67	0,85	1	1,21	1,43

12	2 (120)	0,1	0,1	0,1	0,1	0,08	0,13	0,21	0,3	0,52
	3 (180)	0,0 6	0,04	0,04	0,04	0,02	0,23	0,42	0,59	0,74

Анализ результатов расчётов, представленных в таблице 3.2 позволяет отметить, что содержание в ЭДС третьей гармоники практически не влияет на величину пульсаций момента для всех способов коммутации (при $K_2=0$), так как форма ЭДС эквивалентного контура обмотки на МКИ при этом практически не меняется (рисунок 3.20), а именно она определяет пульсации момента. Вторая гармоника в ЭДС (рисунок 3.20) меняет её форму, что и ведёт к увеличению пульсаций момента с её увеличением для всех способов коммутации (при $K_3=0$).

Очевидно, что результат, полученный на моделях с небольшой индуктивностью обмотки, не может быть безоговорочно распространён и на реальные конструкции двигателей с ненулевой индуктивностью обмотки. Однако следует ожидать, что отличие будет только в количественном изменении КПД и пульсаций момента от содержания высших гармоник ЭДС, а качественная тенденция останется прежней.

В приведённых расчётах взята увеличенная амплитуда высших гармоник в ЭДС для того, чтобы явственней выделить их влияние на характеристики привода. На рисунке 3.21 представлена кривая линейной ЭДС электродвигателя ДВМ100.22 производства "КБ мехатроники" г. Златоуста, где $K_2=0,0069$, $K_3=0,1297$. Такая форма ЭДС является наиболее распространённой в реальных СДПМ с зубцовой конструкцией статора и радиальными магнитами. Расчёты, проведённые по изложенной выше методике для этого двигателя, при различных способах коммутации обмотки представлены в таблице 3.3. Из этой таблицы следует, что на характеристики привода такое отличие формы ЭДС от синусоидальной влияет незначительно. Тем не менее, это отличие ощущается.

Таблица 3.2 – Зависимость электромагнитного КПД от способа коммутации обмотки двигателя

Тактность коммутации			
6		12	
Схема соединения			
2 (120)	2 (120)	2 (120)	2 (120)
КПД			
0,76	0,50	0,78	0,61

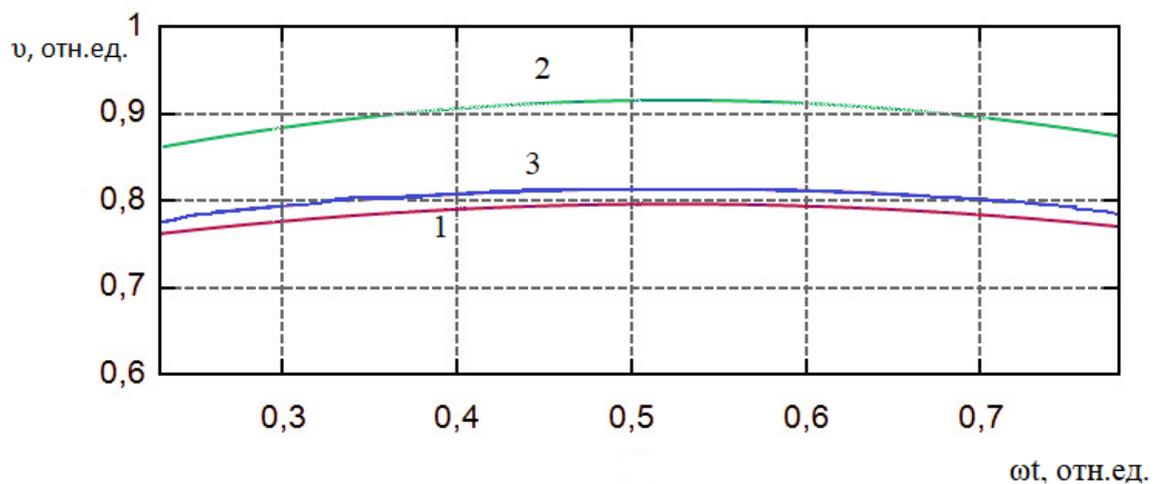


Рисунок 3.21 - Линейная ЭДС двигателя ДВМ100.22: (первая гармоника – кривая 1; $K_2=0,15$, $K_3=0$ - кривая 2; $K_2=0$; $K_3=0,15$ – кривая 3)

3.4 Выводы по третьей главе

1. Дискретная 120 - градусная коммутация превосходит как случай синусоидального питания, так и 180- и 150- градусную коммутацию по КПД при всех значениях относительной индуктивности. Однако, векторное управление приводом путём изменения угла θ в этом случае даёт слабый эффект с точки зрения, как регулирования момента, так и регулирования скорости. Следовательно, при 120- градусной коммутации нецелесообразно использовать режим фазового векторного управления, а проще и достаточно эффективно работать при нейтральной коммутации ($\theta=0$).

2. Дискретная 180 - градусная коммутация в общем случае по энергетическим показателям проигрывает как случаю синусоидального питания, так и 150- и 120- градусной коммутации. Однако при больших значениях относительной индуктивности разница между синусоидальным питанием и 180 - градусной коммутацией в режиме ФВУ как по виду регулировочных характеристик, так и по КПД нивелируется и при $\xi > 1$ режим ФВУ для неё может быть эффективно использован.

3. Пульсации момента являются основным недостатком дискретной коммутации, их наличие должно учитываться в первую очередь при выборе способа управления приводом с учётом специфики его применения. Для уменьшения пульсаций момента целесообразно использование 150 - градусной коммутации.

4. Шеститактная 180 - градусная коммутация оказывается наиболее чувствительной к содержанию высших гармоник, как с точки зрения энергетических показателей, так и с точки зрения пульсаций момента в приводе. Увеличение, их содержания ведёт к ухудшению указанных выходных параметров. Особенно способствует увеличению пульсаций момента наличие второй гармоники в ЭДС.

5. Шеститактная 120 - градусная коммутация с точки зрения электромагнитного КПД нечувствительна к содержанию третьей гармоники в фазной ЭДС, а вторая гармоника способствует увеличению электромагнитного КПД двигателя. Однако, наличие второй гармоники в ЭДС также, как и при 180 - градусной коммутации приводит к существенному увеличению пульсаций момента.

6. Двенадцатитактная коммутация, по сравнению с шеститактной, оказывается менее чувствительной к содержанию высших гармоник в ЭДС. Хотя и здесь наличие второй гармоники способствует повышению КПД и увеличению пульсаций момента.

7. Приведённые выводы справедливы до тех пор, пока электрические и магнитные цепи можно считать линейными, а индуктивность и активное сопротивление обмоток постоянными. Такая ситуация сохраняется, пока момент двигателя не превышает номинальный [20]. При этом относительная индуктивность обмотки увеличивается с ростом мощности двигателя. Максимальное её значение ($\xi=1$), для которого приведены результаты моделирования, характерно для двигателей мощностью до десятков кВт. Этим диапазоном мощностей и ограничено исследование.

ГЛАВА 4 Исследование коммутационных процессов ВЭП с учетом особенностей электромагнитного преобразования энергии

Целью настоящей главы исследование коммутационных процессов ВЭП с точки зрения возможности управления и качества выходных характеристик с учетом процессов электромагнитного преобразования энергии и подтверждение адекватности универсальной математической модели разработанной во второй главе и выводов, полученных в третьей главе. Для учета процессов электромагнитного преобразования в ВЭП необходимо разработать полевую модель.

В классической литературе известно три подхода к составлению полевой модели:

- на базе теории поля,
- на базе теории цепей,
- комбинированный подход.

Последний подход является оптимальным, поскольку магнитное поле неотделимо от токов, его создающих. Комбинированный подход позволяет получить уравнения напряжений, исходя из картины поля в воздушном зазоре электрического двигателя, а исходя из токов или потокосцеплений, выразить электромагнитный момент [3, 4, 7, 86. 87].

Электромагнитное преобразование энергии в СДПМ ВЭП происходит в воздушном зазоре – пространстве, где сосредоточена энергия магнитного поля. Определив картину поля, можно с высокой точностью получить напряжения, токи, моменты, потери, электрические параметры электрического двигателя и другие параметры в установившихся и переходных процессах и наоборот. Даже приближенное представление картины магнитного поля в воздушном зазоре электрического двигателя обеспечивает достаточную точность математической модели, отражающей

процессы электромеханического преобразования энергии, её также называют полевой моделью. [3, 88, 89].

Полевая модель основывается на фундаменте уравнений Максвелла. Погрешности при расчете в этом случае обусловлены только погрешностями численного решения уравнений поля и неточностью определения магнитных характеристик среды. Система уравнений Максвелла записывается следующим образом [3, 62 – 65, 90, 91]:

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{rot} H &= J; \\ \operatorname{rot} E &= -\frac{\partial B}{\partial t}; \\ \operatorname{div} B &= 0; \\ \operatorname{div} D &= \rho. \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

Система дополняется уравнениями связи:

$$B = \mu H, D = \varepsilon E, J_{\text{пр}} =$$

В записанных уравнениях:

H – напряженность магнитного поля,

B – магнитная индукция,

E – напряженность электрического поля,

J – полная плотность тока,

D – электрическое смещение,

ρ – объемная плотность электрического заряда,

μ – абсолютная магнитная проницаемость среды,

γ – удельная электрическая проводимость среды,

ε – абсолютная диэлектрическая проницаемость среды,

$J_{\text{пр}}$ – плотность тока проводимости.

В частных случаях, имеющих место в электрических двигателях, записанная система уравнений (3.1) упрощается. В наиболее общем случае переменного во времени электромагнитного поля система уравнений Максвелла записывается в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{rot} H &= J; \\ \operatorname{rot} E &= -\frac{\partial B}{\partial t}; \\ \operatorname{div} B &= 0; \\ B &= \mu H; \\ J_{np} &= \gamma E; \\ J &= J_{np} + J_{ct} \end{aligned} \right\}$$

Здесь J_{ct} — сторонний ток, являющийся причиной возникновения поля.

Расчет электромагнитного поля заключается в определении его количественных оценок: напряженности электрического поля, напряженности магнитного поля, индукции магнитного поля. Численное решение системы уравнений Максвелла становится возможным при переходе к вспомогательным функциям — скалярному и векторному магнитным потенциалам [65 — 68, 92, 93]. При этом задача сводится к решению известными методами дифференциальных уравнений стандартного вида — уравнений Лапласа или уравнений Пуассона.

Связь напряженности магнитного поля со скалярным магнитным потенциалом описывается уравнением:

$$H = -\operatorname{grad}\varphi_M.$$

Уравнение Лапласа относительно скалярного магнитного потенциала записывается в виде:

$$\operatorname{divgrad}\varphi_M = 0$$

Связь индукции магнитного поля с векторным магнитным потенциалом имеет вид:

$$\operatorname{rot}A = B$$

Значения векторного магнитного потенциала могут быть найдены из уравнения Пуассона:

$$\operatorname{divgrad}A = -\mu J_{ct}.$$

Скалярный и векторный потенциал являются функциями геометрических координат и могут быть найдены при заданной геометрии расчетной области, источниках поля и граничных условий на линиях или поверхностях раздела сред. [18, 94, 95]

Теория поля позволяет определить с достаточной точностью параметры машины, а используя уравнения теории цепей, удобно определять показатели машины в переходных и установившихся режимах. Таким образом, наилучшим подходом к задаче создания полевой модели СДПМ ВЭП, которая адекватно отображала электромагнитные процессы, является сочетание в одной программе уравнений цепей и полей [3, 96, 97].

В настоящее время существует множество программных решений для нахождения решений уравнений Лапласа и Пуассона, существенно упрощающих задачу расчета [98, 99]. Одним из передовых решений, предназначенным для решения полевых задач методом конечных элементов применительно к электрическим машинам, является программный комплекс ANSYS Electronics Desktop. Для разработки полевой модели сначала необходимо составить геометрическую модель СДПМ ВЭП в ANSYS Electronics Desktop и входящем в него модуле ANSYSRMxprt. Далее для наиболее полного учета физических процессов преобразования энергии, необходимо составить полевую модель ANSYS Electronics Desktop и входящем в него модуле ANSYS Maxwell. Как упомянуто ранее, полевая модель может быть использована для оценки выходных характеристик ВЭП с ДК с учетом электромагнитных процессов.

Возьмем в качестве критерия адекватности полевой модели совпадение паспортных данных двигателя с выходными параметрами полевой модели с погрешностью не более 5%.

4.1 Разработка геометрической модели двигателя в ANSYS Electronics Desktop и входящем в него модуле ANSYS RMxprt

Для построения геометрической модели используем программный комплекс ANSYS Electronics Desktop и входящий в него модуль ANSYS RMxprt. Модуль ANSYS RMxprt является шаблонно-ориентированным инструментом проектирования электрических машин, позволяющим проводить быстрые аналитические вычисления и генерировать модели ANSYS Maxwell для разработки полевых моделей и их расчетов методом конечных элементов [100, 101].

Построим геометрическую модель существующего двигателя ДВМ100.22 производства "КБ мехатроники" г. Златоуста на основе параметров, доступные на сайте предприятия изготовителя, приведенных на рисунке 2.20 и его геометрических размеров (рисунки 4.1–4.4).

Внешний вид двигателя в сборе приведен на рисунке 4.1, статора и ротора на рисунке 4.2, , а габаритный чертеж на рисунке 4.3.



Рисунок 4.1 – Внешний вид ДВМ100.22 в сборе



Рисунок 4.2 – Внешний вид статора ДВМ100.22

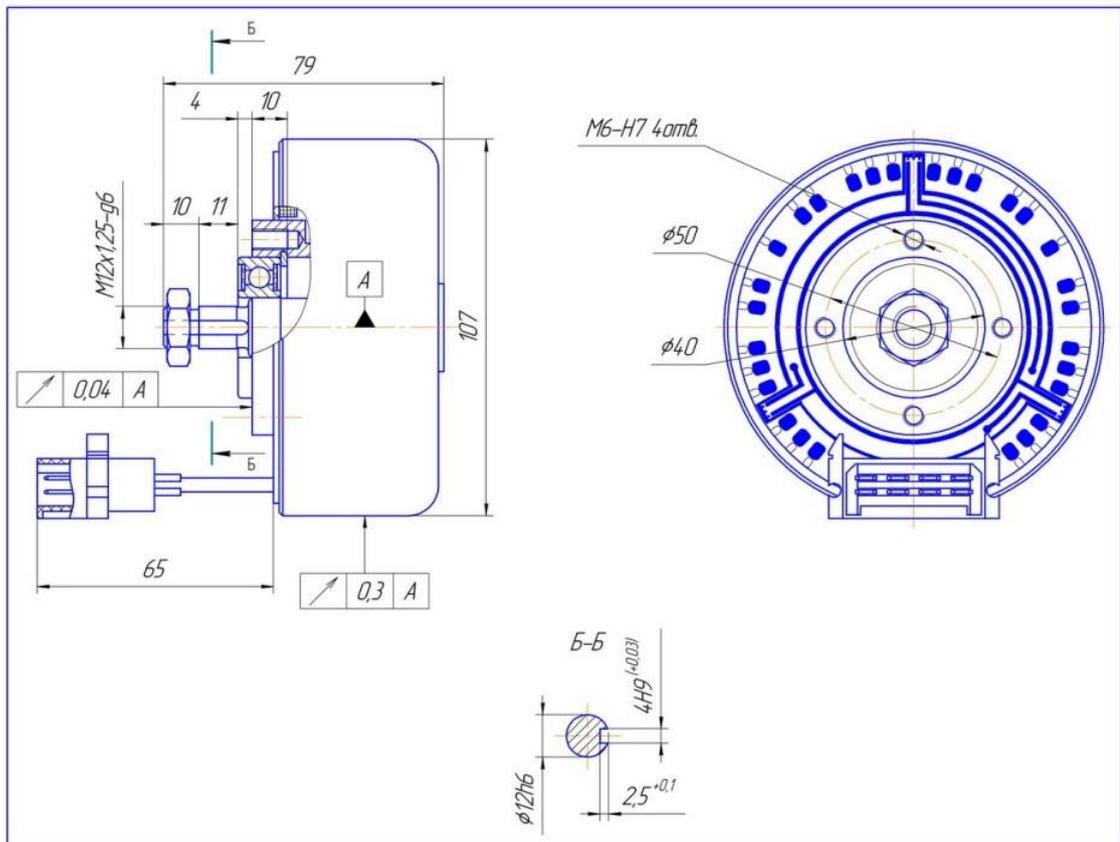
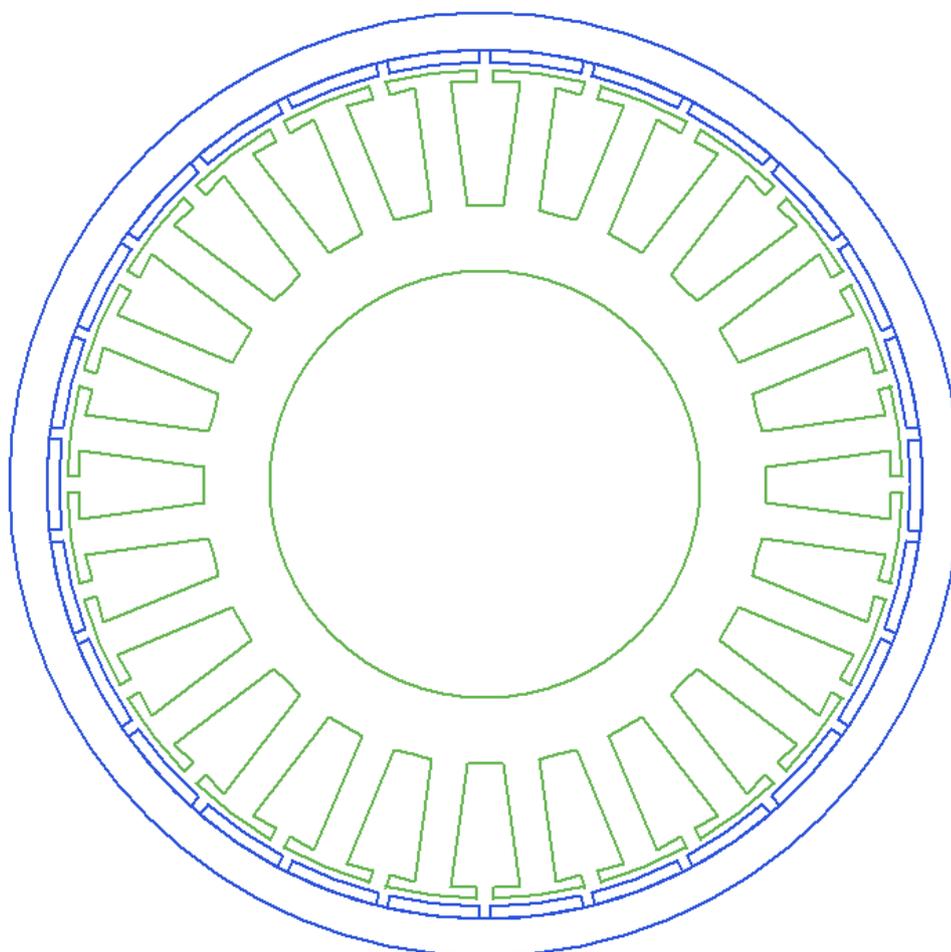


Рисунок 4.3 – Габаритный чертеж двигателя ДВМ100.22

Заполним ряд таблиц-шаблонов в модуле ANSYS RMxprt и получим предварительную геометрическую модель (рисунок 4.4). Где часть параметров требует определения, их можно определить с помощью параметрической оптимизации, которую возможно реализовать с помощью инструмента Optimetric. Optimetric позволяет найти или уточнить параметры

электрического двигателя путем простого перебора параметров в указанном диапазоне с определенным шагом изменения искомых параметров либо реализации специального алгоритма поиска в указанных условиях поиска.



//

Рисунок 4. 4 – Геометрическая модель СДПМ ДВМ100.22

Критериями успешной оптимизации примем совпадение значений паспортных параметров ДВМ100.22 и результатов моделирования.

В первую очередь найдем обмоточные данные статорной обмотки, найдем диаметр провода статорной обмотки (d) и количество проводников в пазу (n) при которых величина активного сопротивления фазы будет совпадать со значением, указанным в паспортных данных двигателя. Настройка `Optimetrics` показана на рисунке 4.5, где указан диапазон и шаг изменения искомых величин.

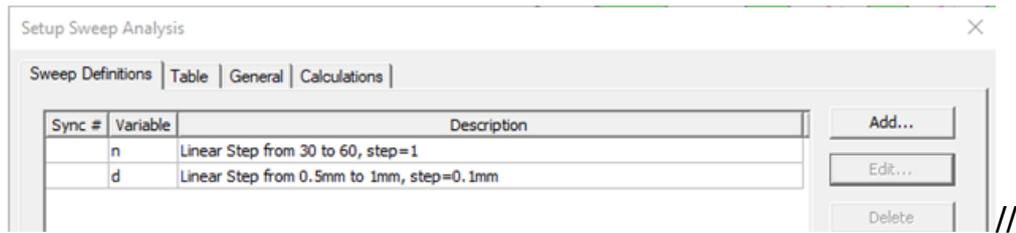


Рисунок 4.5 – Настройка OptiMetics для определения обмоточных данных

В результате оптимизации были рассмотрены 186 вариантов значений переменных, в результате получены значения $n=45$ и $d=0,85$ (рисунок 4.6), при которых значение активного фазного сопротивления входит равно $0,374 \text{ Ом}$.

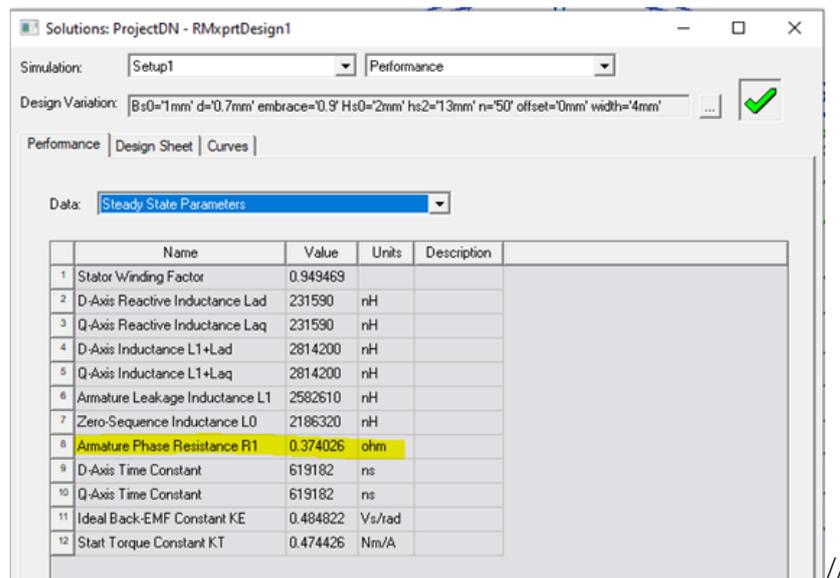


Рисунок 4.6 – Значение сопротивление фазы

Далее определим геометрические параметры паза статора (рисунок 4.7), после моделирования 60 различных комбинаций параметров получим $\text{width}=4 \text{ mm}$, $\text{Hs0}=1,5 \text{ mm}$, $\text{hs2}=13,9 \text{ mm}$, $\text{Bs0}=1,9 \text{ m}$.

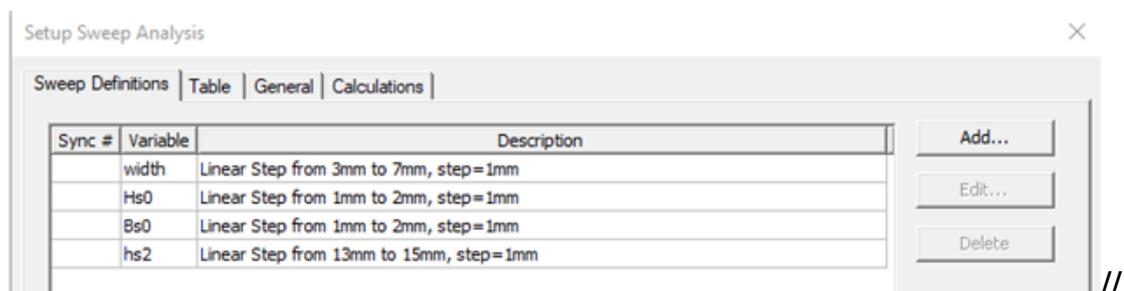


Рисунок 4.7– Настройка OptiMetics для определения геометрических параметров паза статора

В результате получили геометрическую модель (рисунок 4.4), результаты моделирования модели представлены на рисунке 4.8. Сопоставление паспортных данных и выходных параметров модели представлены в таблице 4.1.

Таблица 4.1 – Сравнение выходных параметров двигателя

Параметры	Паспортные данные	Универсальная математическая модель	Геометрическая модель
U_{Π} , В	24	23,9	24
n , об/мин	350	351,6	350
I_{Π} , А	32	31,2	33,67
I_{H} , А	5	4,8	5,01
M_{Π} , Нм	16	15,3	16,93
M_{H} , Нм	2,5	2,4	2,58

	Name	Value	Units	Description
1	Average Input Current	5.0198	A	DC current from the source
2	RMS Armature Current	4.8927	A	AC current through the winding
3	Armature Thermal Load	208.86	A ² /mm ³	
4	Specific Electric Loading	20819.2	A_per_meter	
5	Armature Current Density	10032100	A_per_m2	
6	Frictional and Windage Loss	0	mW	
7	Iron-Core Loss	0.202365	mW	
8	Armature Copper Loss	36363.4	mW	
9	Transistor Loss	0	mW	
10	Diode Loss	0	mW	
11	Total Loss	35363.6	mW	
12	Output Power	144992	mW	
13	Input Power	171356	mW	
14	Efficiency	84.7789	%	
15	Rated Speed	350	rpm	
16	Rated Torque	2.58308	NewtonMeter	
17	Locked-Rotor Torque	16.9303	NewtonMeter	
18	Locked-Rotor Current	33.669	A	
19	Maximum Output Power	176.62	W	

Рисунок 4.8 – Результаты моделирования

Расхождение результатов моделирования с паспортными данными не превышает 6 %. Уточним параметры электрического двигателя при построении полевой модели.

4.2 Разработка полевой модели и исследование коммутационных процессов ВЭП с учетом электромеханического преобразования энергии в ANSYS Electronics Desktop и входящем в него модуле ANSYS Maxwell

Для разработки полевой модели в ANSYS Maxwell необходимо выполнить следующие этапы:

- перенос геометрической модели из ANSYS RMxprt в ANSYS Maxwell;
- разбиение области решения на конечные элементы;
- задание источников поля и граничных значений;
- решение полевой задачи;
- исследование результатов моделирования.

Перенос модели в ANSYS Maxwell происходит автоматически, результат представлен на рисунке 4.9, а поскольку двигатель имеет симметричную конструкцию, то для получения адекватных результатов расчета достаточно промоделировать половину двухмерной модели СДПМ в Maxwell 2D.В модели используется классическая схема ПК ВЭП с ДК (рисунок 4.10).

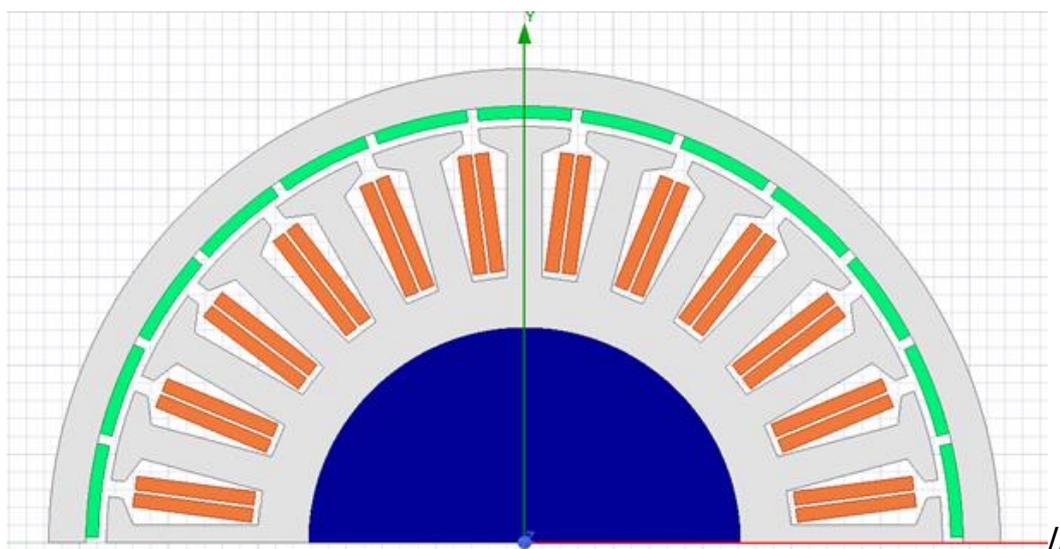


Рисунок 4.9 – Полевая модель в Maxwell 2D

На следующем этапе построим расчетную область или сетку конечных элементов. Качество построения сетки существенно влияет на результат моделирования [103, 104]. Построение сетки конечных элементов проведем в автоматическом режиме с последующим контролем качества разбиения [105, 106]. Результаты построения сетки конечных элементов в расчетной области показаны на рисунке 4.11 [107, 108]. Результат разбиения активных частей машины на конечные элементы - на рисунке 4.22. Общее число конечных элементов 242801.

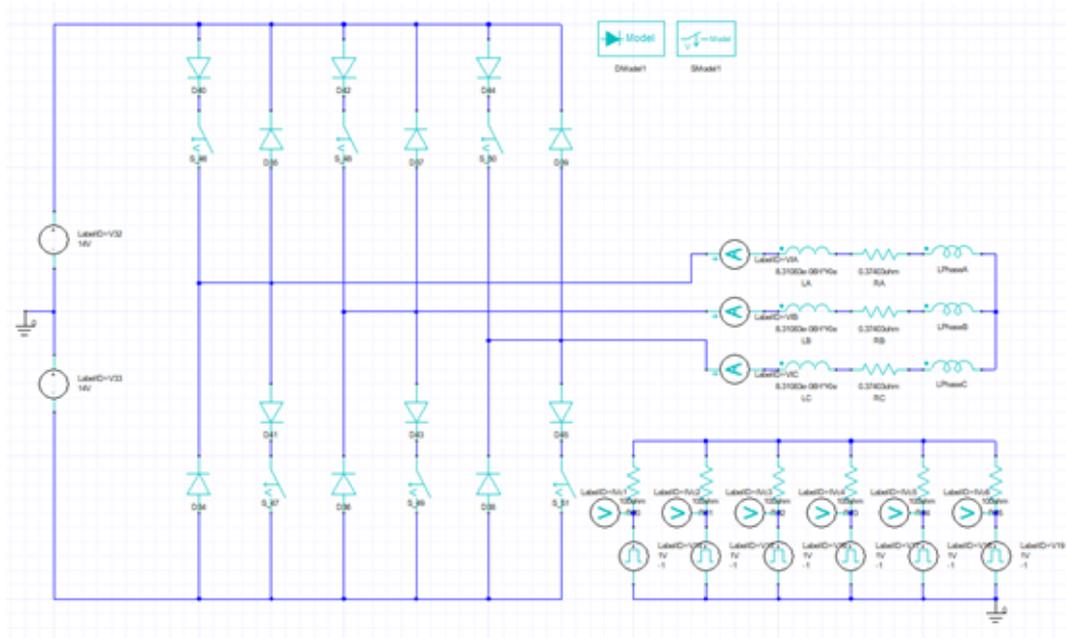


Рисунок 4.10 –Электрическая схема замещения ПК ВЭП с ДК

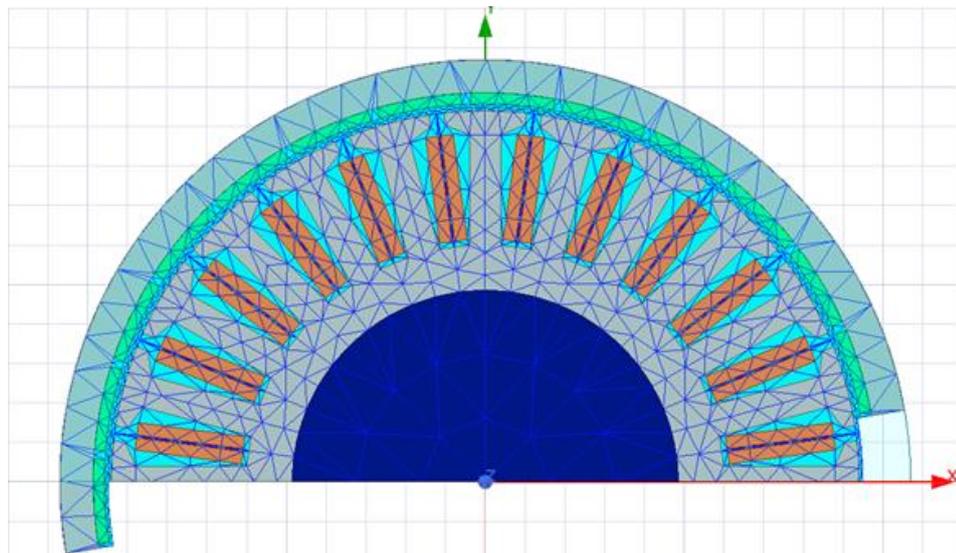


Рисунок 4.11 – Разбиение рабочего объема на конечные элементы

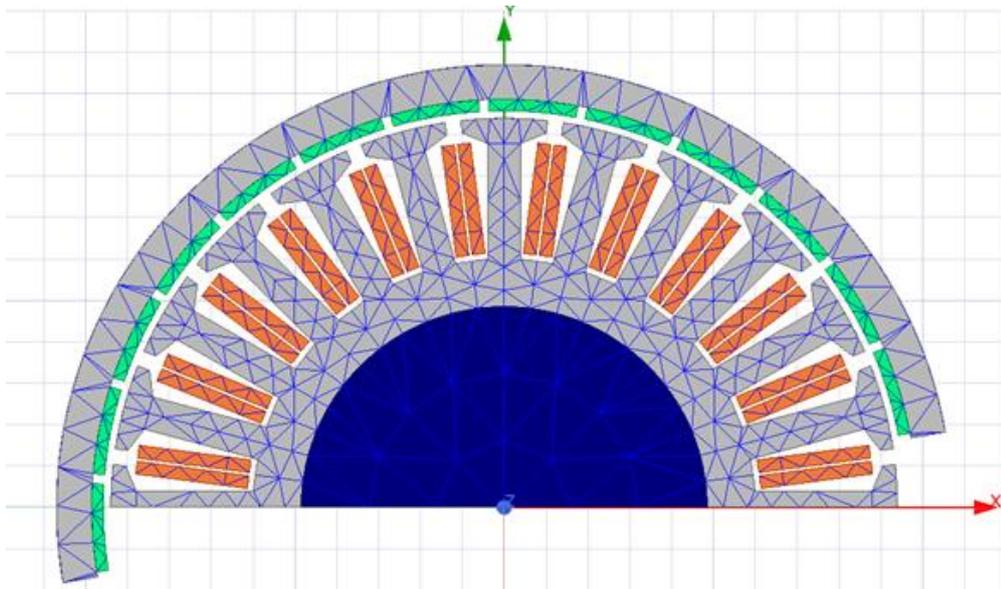


Рисунок 4.12 – Разбиение активной части двигателя на конечные элементы

Далее необходимо задать источники поля и граничных значений параметров. Источниками поля в СДПМ являются постоянные магниты и токи обмотки якоря [106, 108]. Зададим периодические граничные условия типа Master-Slave (рисунок 4.13 и 4.14), указывающие на симметрию полей отображенной и скрытой частей машины. На границе расчетной области зададим граничные условия Неймана - вектор напряженности магнитного поля тангенциален поверхности, поле не пересекает рассматриваемую поверхность (рисунок 4.15). Для границ раздела сред внутри модели задавались естественные граничные условия - напряженность магнитного поля на границе изменяется непрерывно.

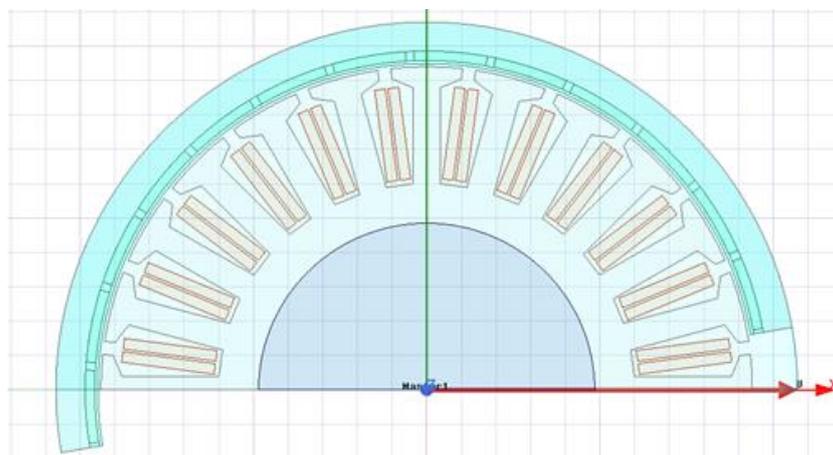


Рисунок 4.13 – Периодические граничные условия типа Master

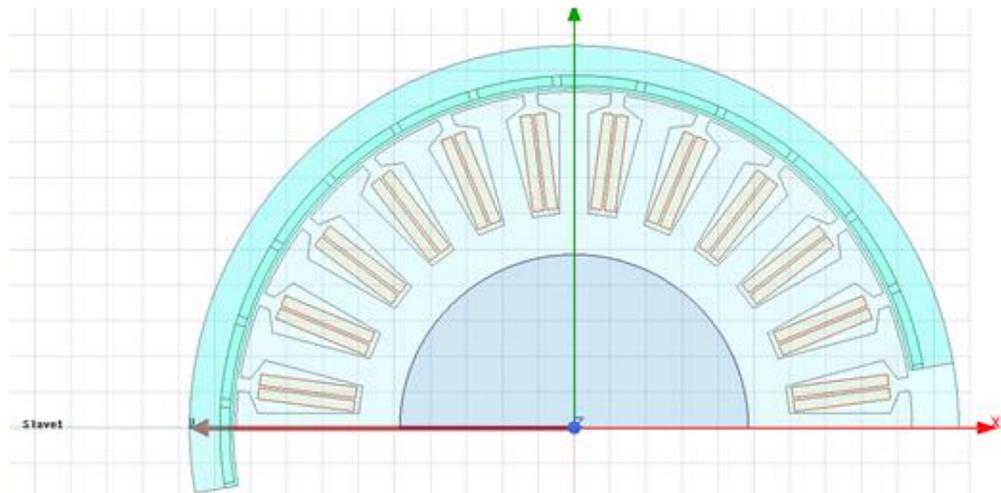


Рисунок 4.14 – Периодические граничные условия типа Slave

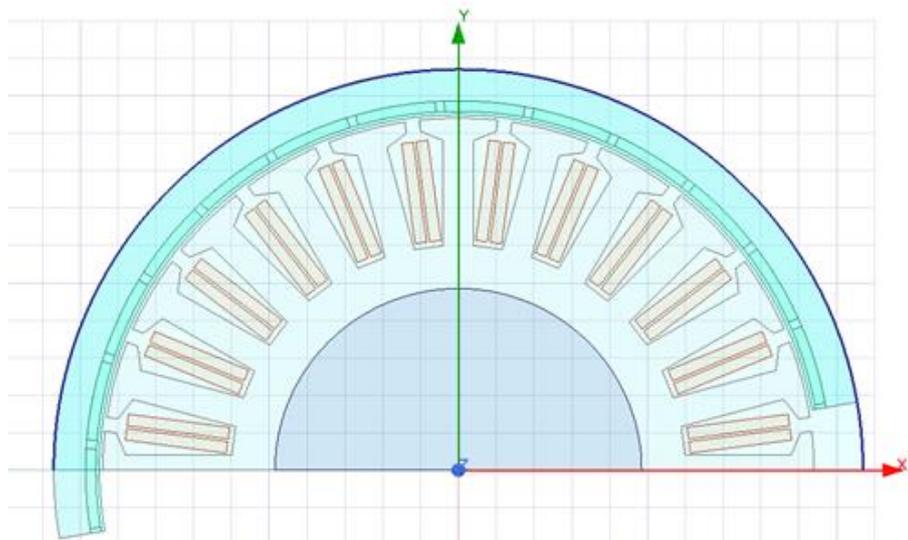


Рисунок 4.15 – Граничные условия Неймана

Теперь можно приступить к решению полевой задачи. Ротор СДПМ приводится во вращение с постоянной скоростью:

- 0,01 об/мин, для моделирования пускового режима;
- 350 об/мин, для моделирования номинального режима.

Моделирование будет проведено для случая шеститактной 120-градусной коммутации и 180 - градусной коммутации, результаты приведем на рисунках 4.16- 4.35.

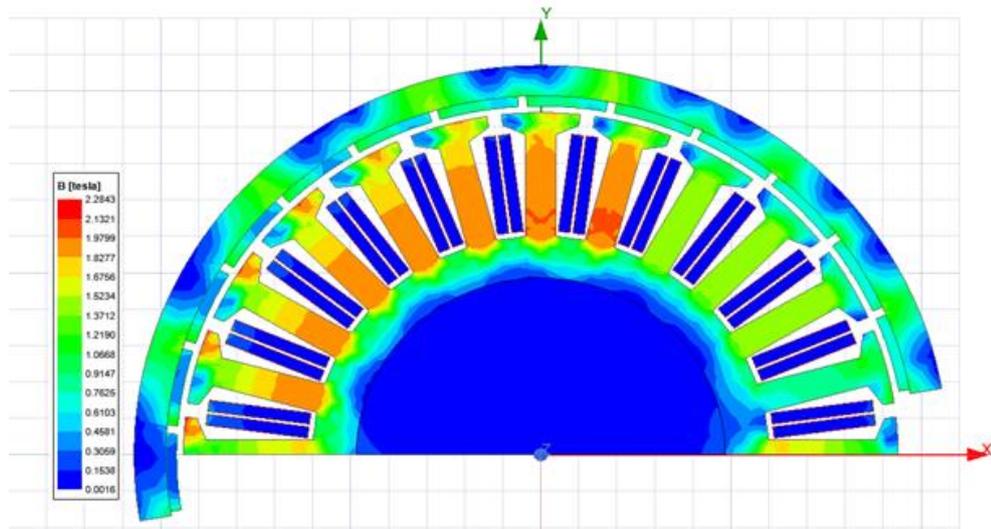


Рисунок 4. 6 –Контурная картина магнитного поля в сечении СДПМ ВЭП с 120-градусной коммутацией при пусковом режиме

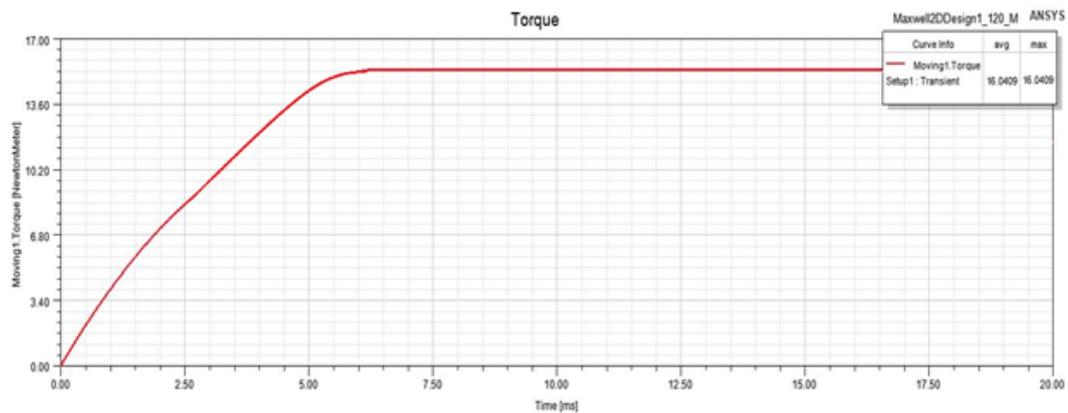
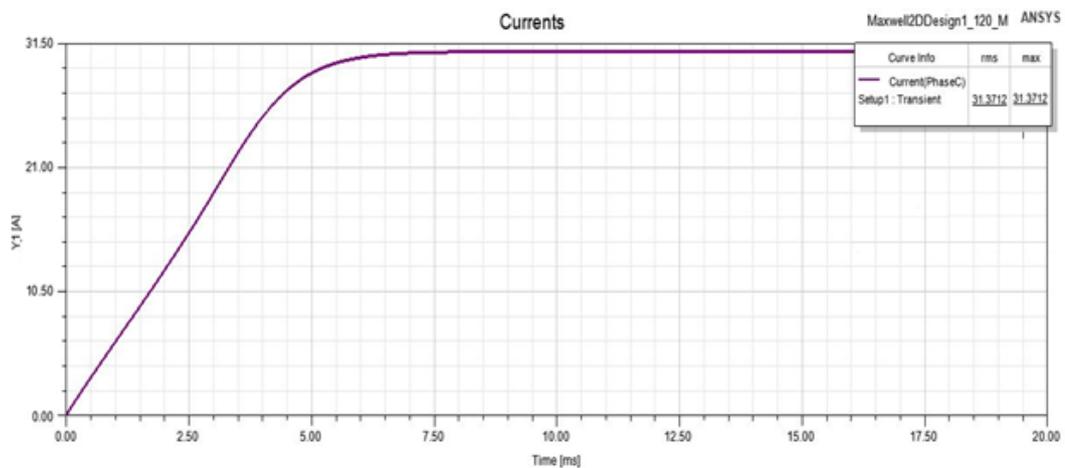


Рисунок 4.17 – Временная диаграмма электромагнитного момента СДПМ ВЭП с 120-градусной коммутацией при пусковом режиме ($M_{\Pi}=16,04$ Нм)



//

Рисунок 4.18 – Временная диаграмма тока фазы СДПМ ВЭП с 120-градусной коммутацией при пусковом режиме ($I_{\Pi}= 31,37$ А)

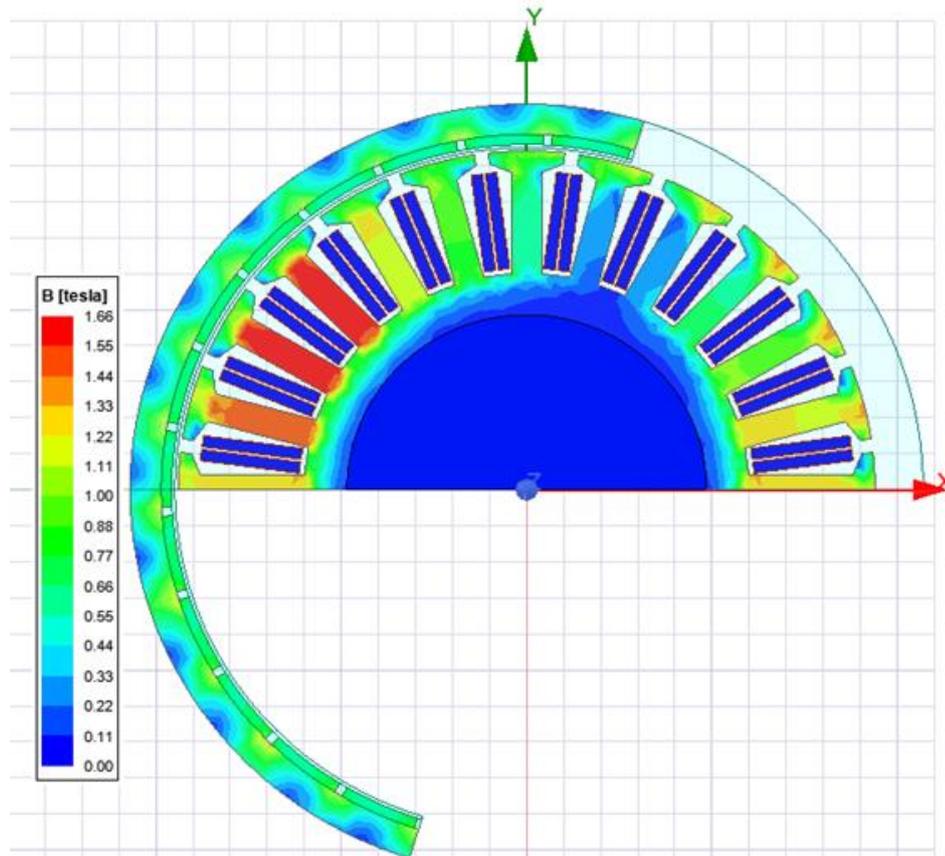


Рисунок 4.19 – Контурная картина магнитного поля в сечении СДПМ ВЭП с 120-градусной коммутацией при номинальном режиме

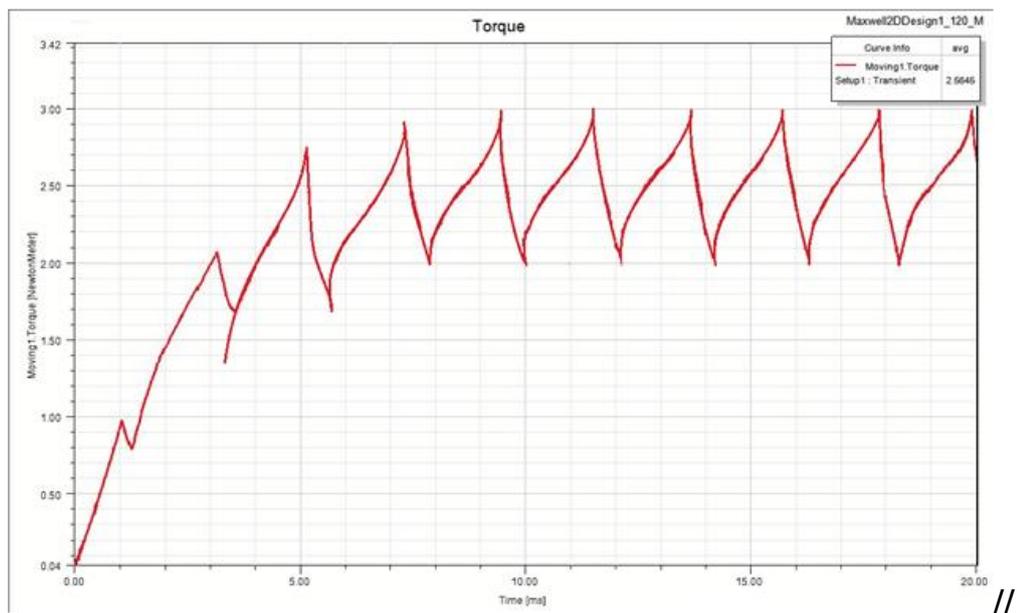


Рисунок 4.10 – Временная диаграмма электромагнитного момента СДПМ ВЭП с 120-градусной коммутацией при номинальном режиме ($M_H=2,56\text{Нм}$)

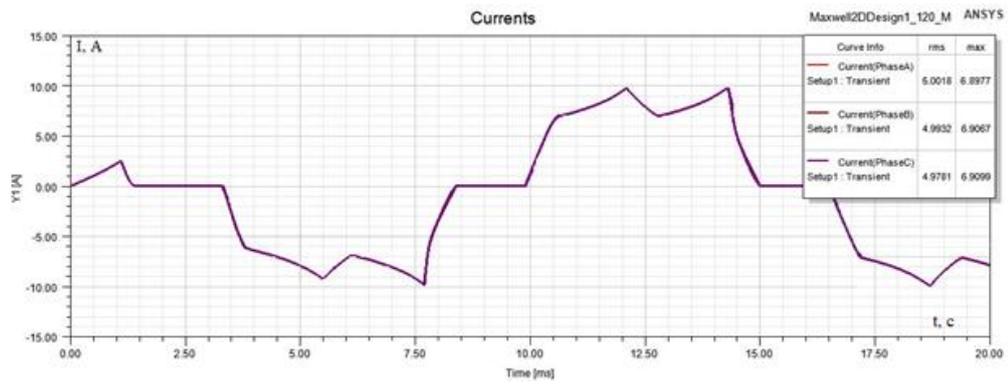


Рисунок 4.21 – Временная диаграмма фазных токов СДПМ ВЭП с 120-градусной коммутацией при номинальном режиме ($I_C^{cp}=4,98$ А)

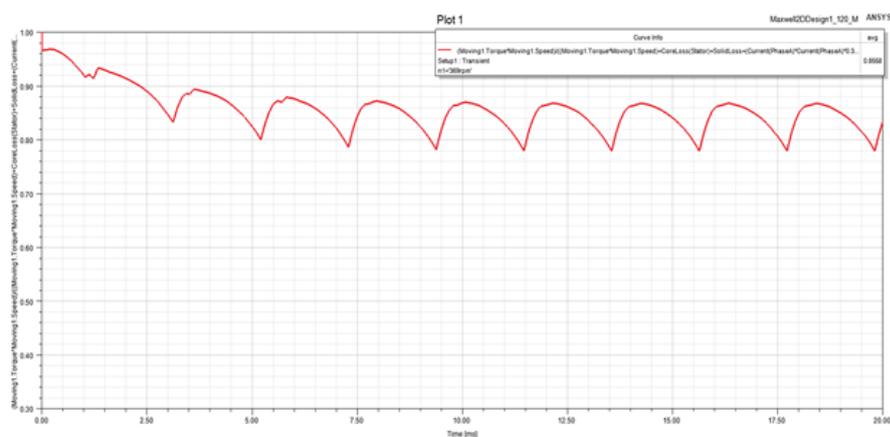


Рисунок 4.22 – Временная диаграмма электромагнитного КПД СДПМ ВЭП с 120-градусной коммутацией при номинальном режиме ($\eta = 85\%$)

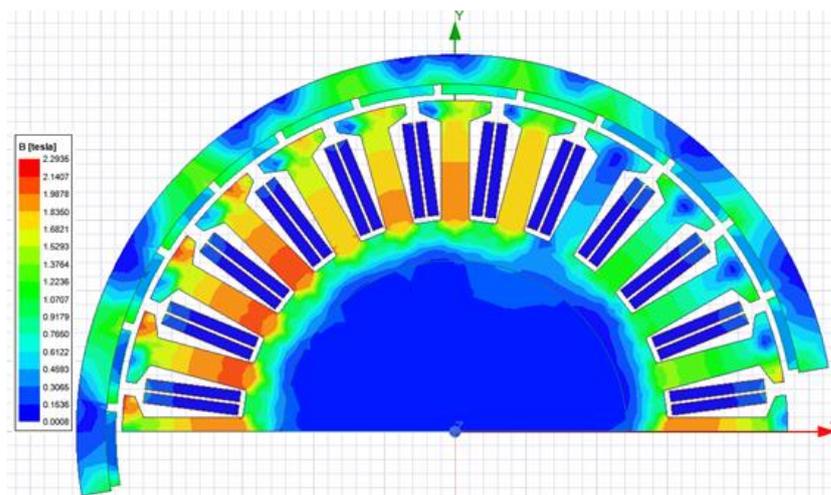


Рисунок 4.23 – Контурная картина магнитного поля в сечении СДПМ ВЭП с 180-градусной коммутацией при пусковом режиме

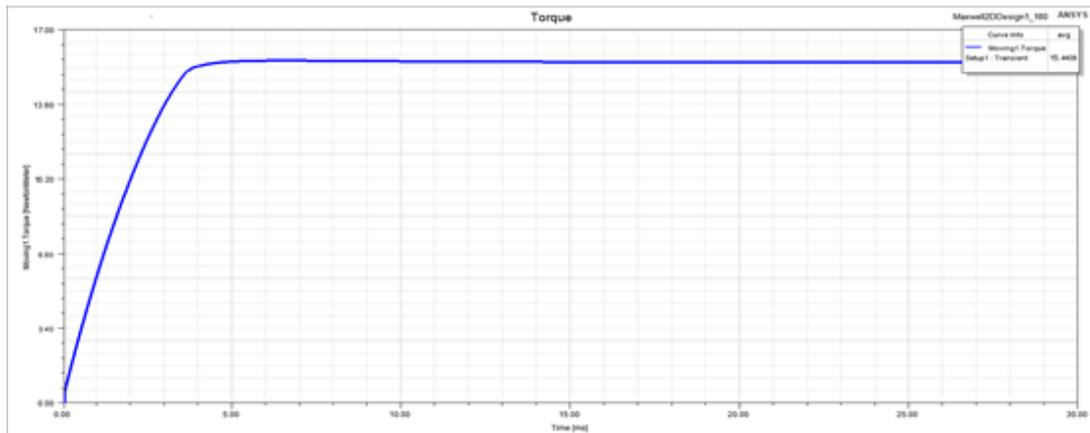


Рисунок 4.24 – Временная диаграмма электромагнитного момента ВЭП с 180-градусная коммутация при пусковом режиме ($M_H=15,44$ Нм)

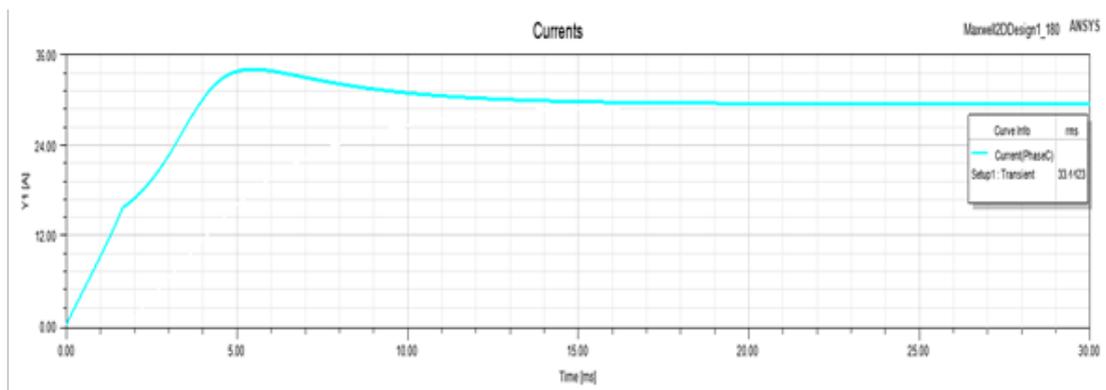


Рисунок 4.25 – Временная диаграмма фазных токов ВЭП с 180-градусная коммутация при пусковом режиме ($I_H=33,11$ А)

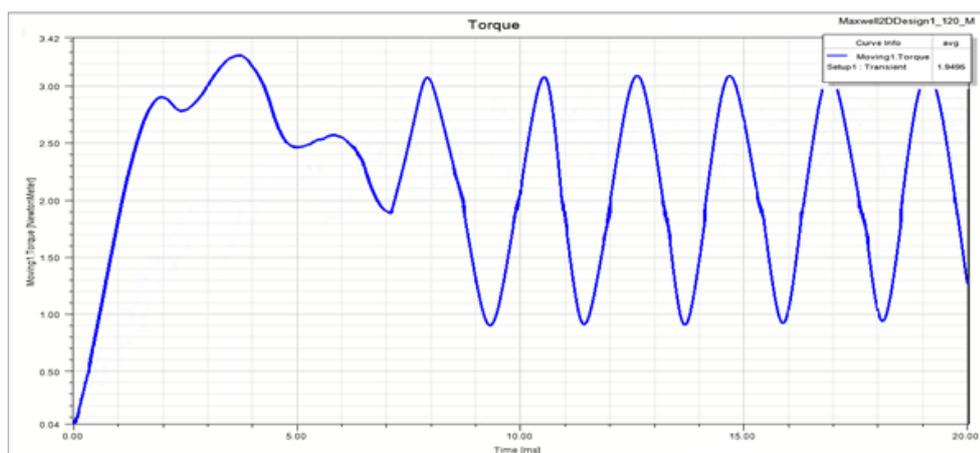


Рисунок 4.26 – Временная диаграмма электромагнитного момента СДПМ ВЭП с 180-градусной коммутацией при номинальном режиме ($M_H=1,94$ Нм)

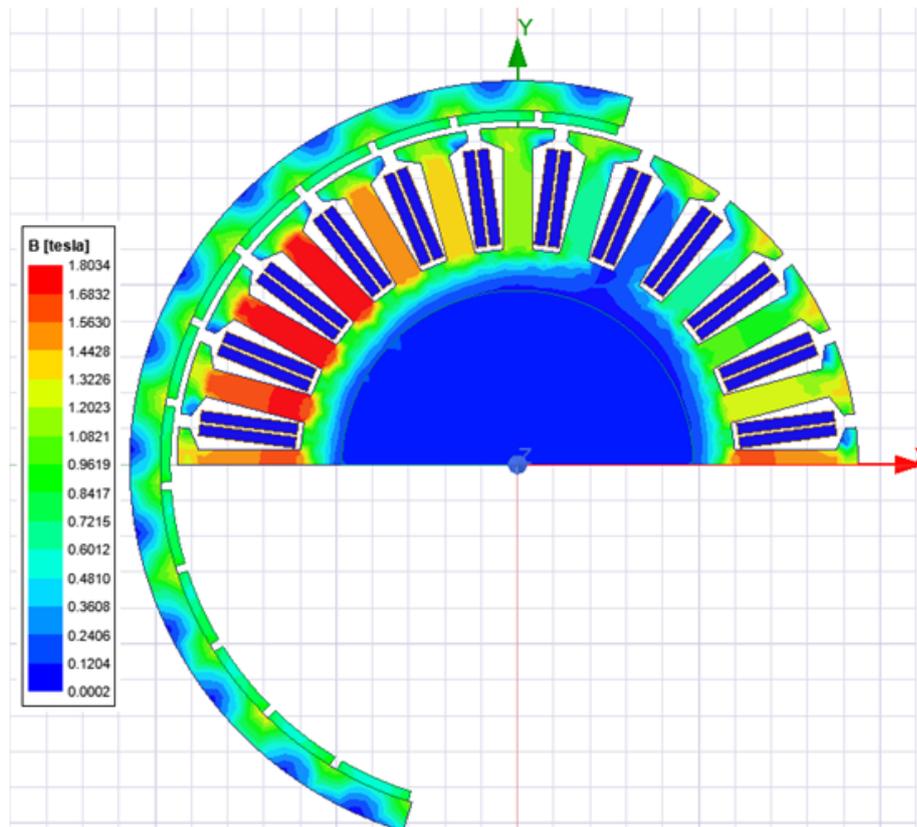


Рисунок 4.27 – Контурная картина магнитного поля в сечении СДПМ ВЭП с 180-градусной коммутацией при номинальном режиме

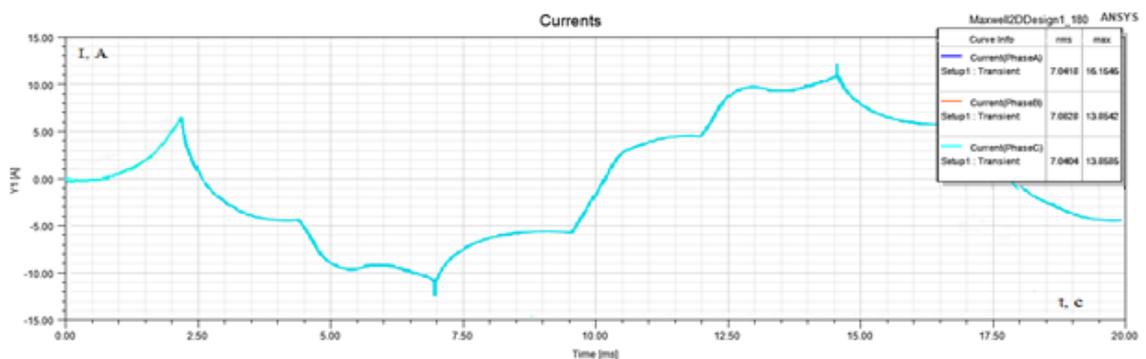


Рисунок 4.28 – Временная диаграмма фазных токов СДПМ ВЭП с 180-градусной коммутацией при номинальном режиме ($I_C^{cp}=7,04$ А)

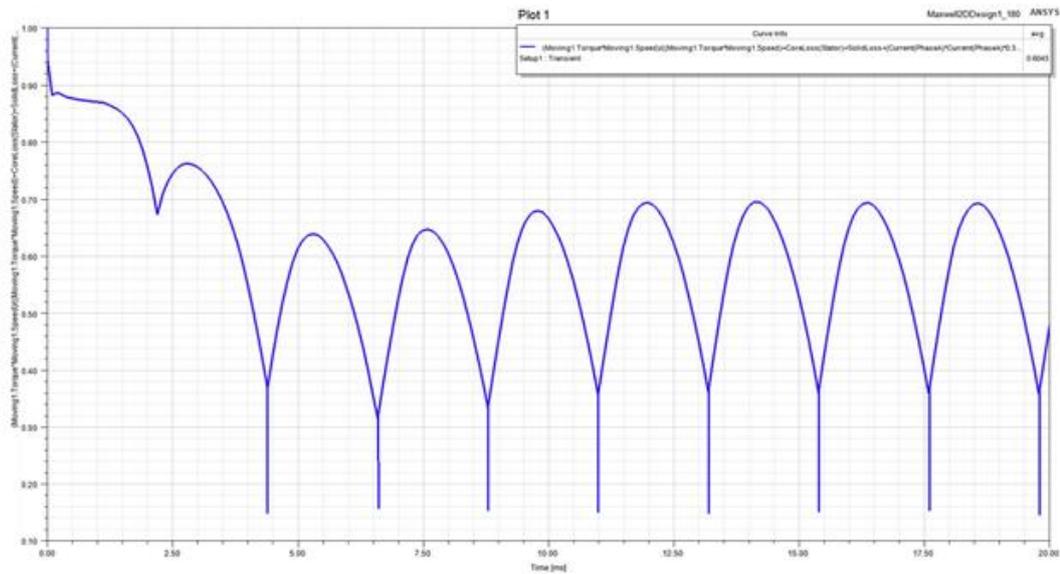


Рисунок 4.29 – Временная диаграмма электромагнитного КПД СДПМ ВЭП с 180-градусной коммутацией при номинальном режиме ($\eta = 60\%$)

В таблице 4.2, приведем сравнение параметров паспортных данных двигателя, универсальной математической модели и итоговой полевой модели.

Таблица 4.2 – Сравнение выходных параметров двигателя и полевой модели

Параметры	Паспортные данные	Универсальная математическая модель	Полевая модель
U_n , В	24	23,9	24
n , об/мин	350	351,6	350
I_n , А	32	31,2	31,37
I_H , А	5	5,1	5,1
M_n , Нм	16	15,3	16,04
M_H , Нм	2,5	2,4	2,56

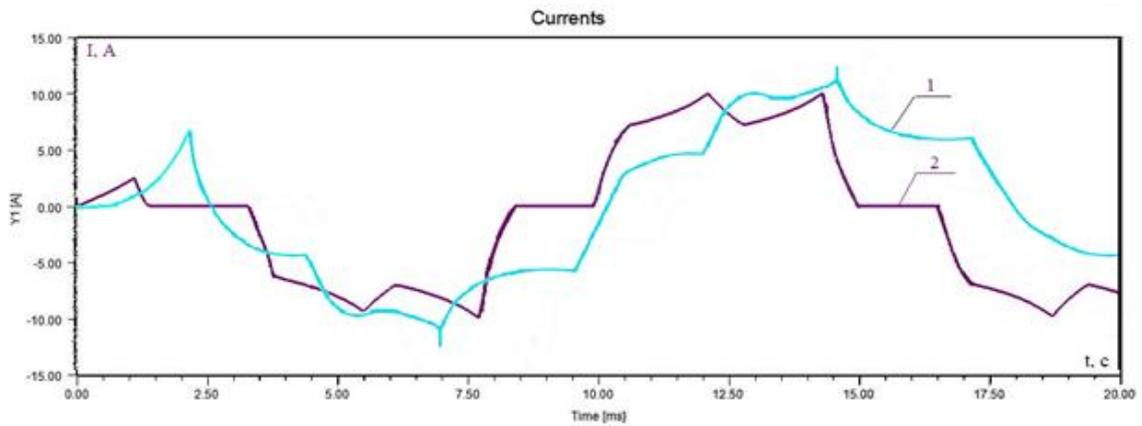


Рисунок 4.30 – Временная диаграмма сравнения фазных токов СДПМ ВЭП для номинального режима (1-голубой график - 180-градусная коммутация, 2- фиолетовый график – 120-градусная коммутация)

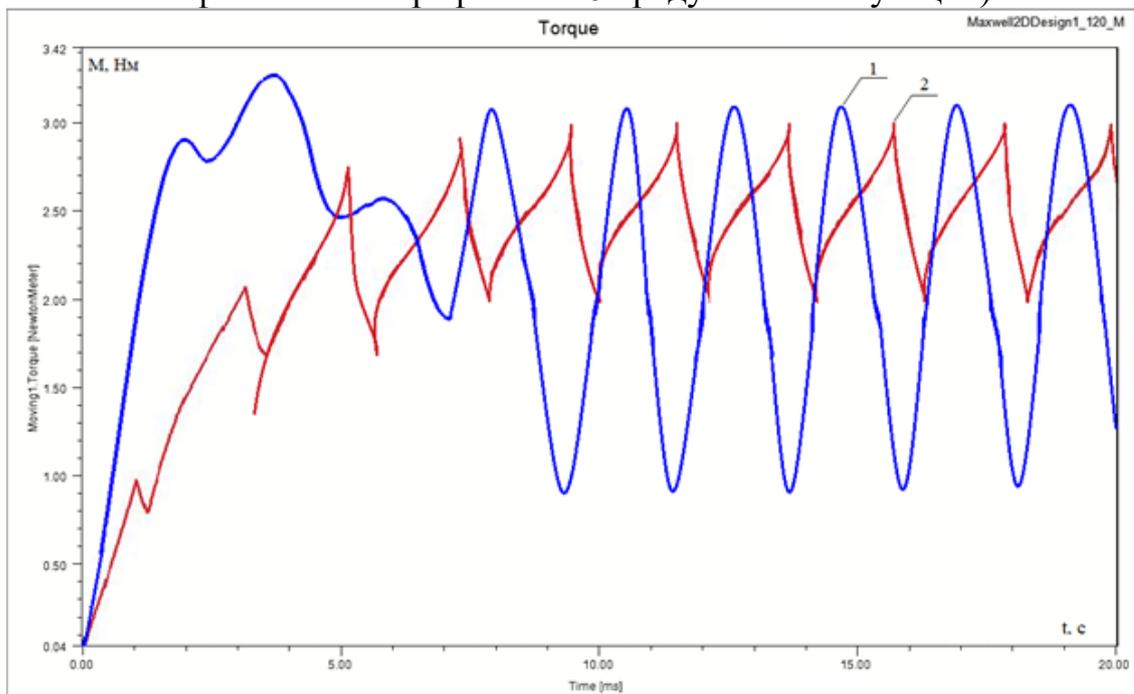


Рисунок 4.31 – Временная диаграмма сравнения электромагнитных моментов СДПМ ВЭП для номинального режима (1-синий график - 180-градусная коммутация, 2- красный график – 120-градусная коммутация)

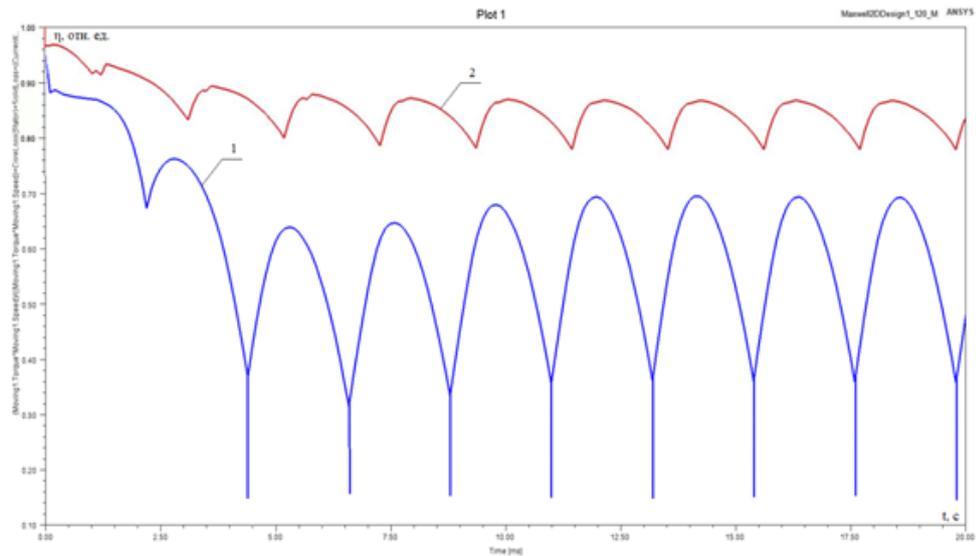


Рисунок 4.32 – Временная диаграмма сравнения электромагнитного КПД СДПМ ВЭП в номинальном режиме (1-синий график - 180-градусная коммутация, 2- красный график – 120-градусная коммутация)

По результатам моделирования составим таблицу 4.3, где приведем среднее значение (I_n^{cp}) и пульсации (δ_I) тока фазы «А», среднее значение (M_n^{cp}) и пульсации (δ_M) электромагнитного момента и среднее значение (η_n) и пульсации (δ_η) электромагнитного КПД для 120- и 180- градусной коммутации и сравним с результатами моделирования универсальной модели, приведенных в таблице 2.4.

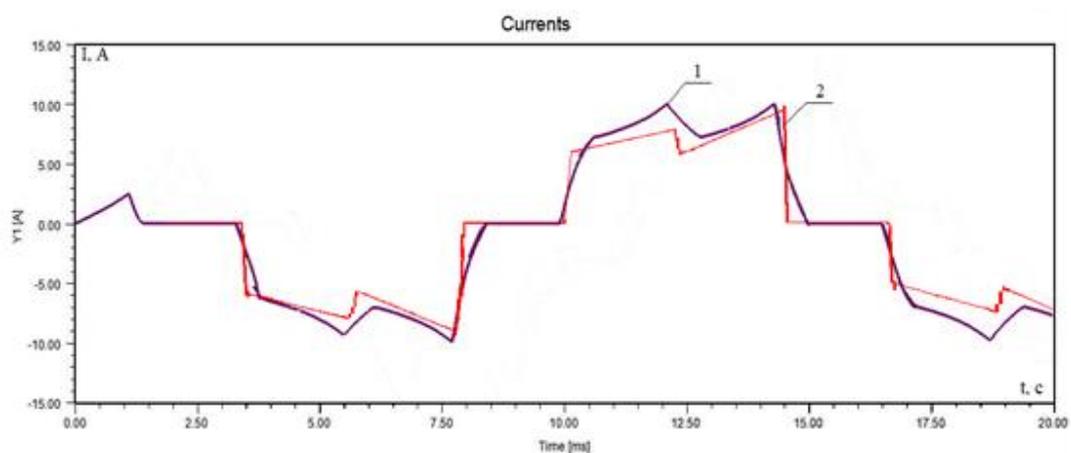


Рисунок 4.33 – Временная диаграмма сравнения тока фазы СДПМ ВЭП с ДК при 120-градусной коммутации (1-фиолетовый график – полевая модель, 2- красный график – универсальная модель)

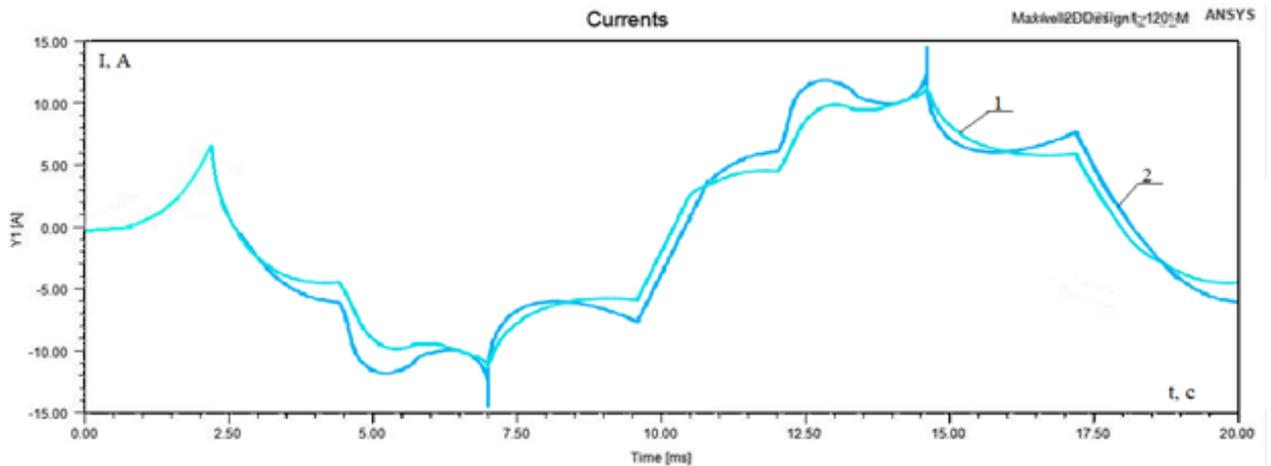


Рисунок 4.34 – Временная диаграмма сравнения тока фазы СДПМ ВЭП с ДК при 180-градусной коммутации (1-голубой график – полевая модель, 2-синий график – универсальная модель)

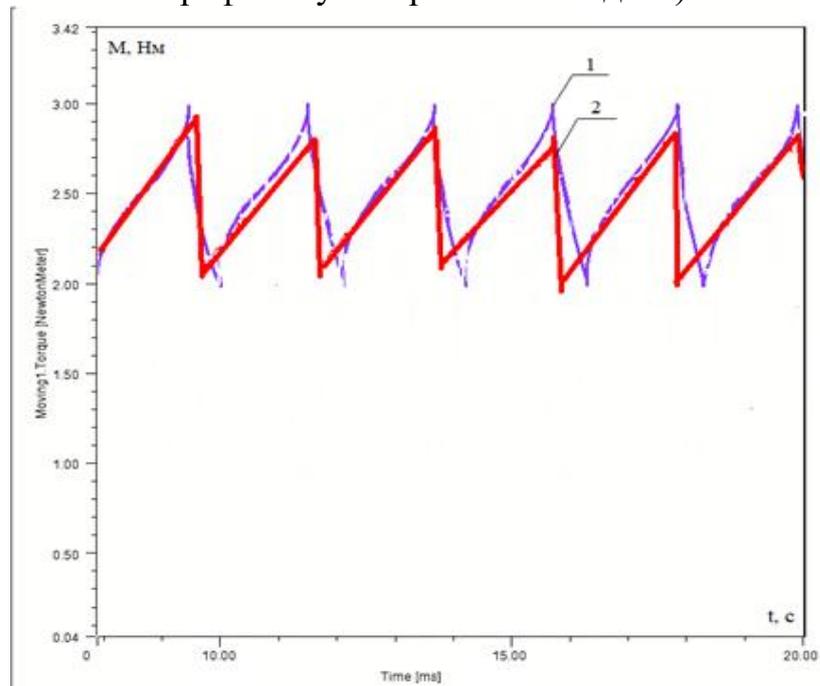


Рисунок 4.35 – Временная диаграмма сравнения электромагнитного момента СДПМ ВЭП с ДК при 120-градусной коммутации (1-фиолетовый график – полевая модель, 2-красный график – универсальная модель)

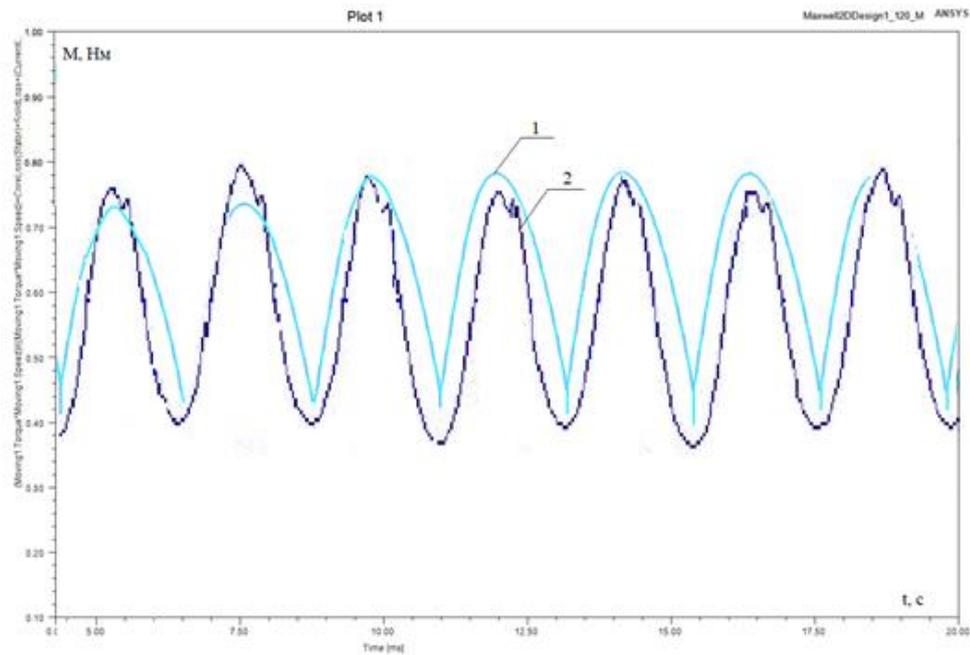


Рисунок 4.36 – Временная диаграмма сравнения электромагнитного момента СДПМ ВЭП с ДК при 180-градусной коммутации (синий график – универсальная модель, голубой график – полевая модель)

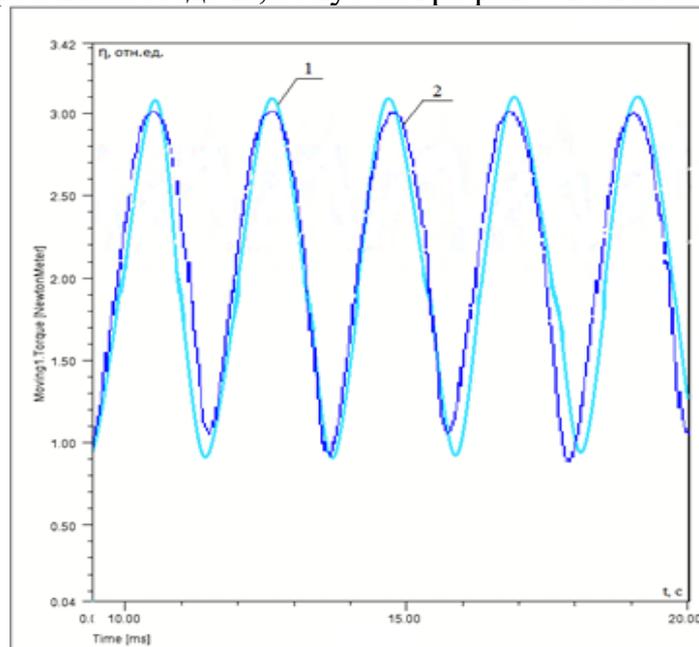


Рисунок 4.37 – Временная диаграмма сравнения КПД СДПМ ВЭП с ДК при 180-градусной коммутации (синий график – универсальная модель, голубой график – полевая модель)

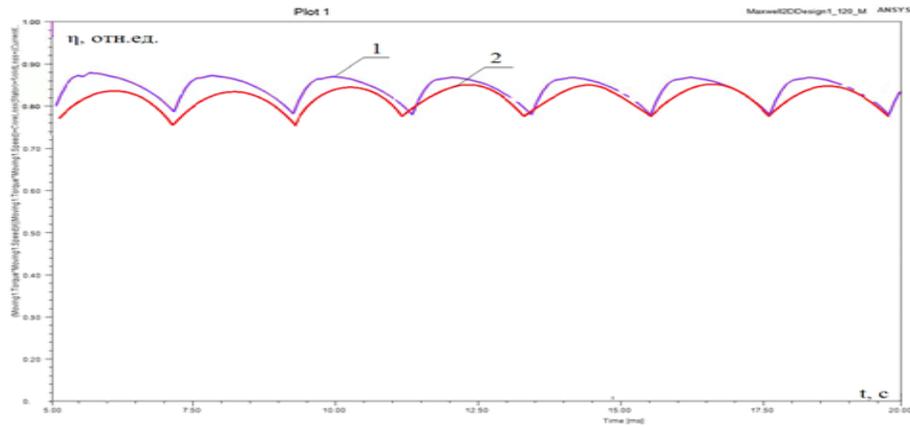


Рисунок 4.38 – Временная диаграмма сравнения КПД СДПМ ВЭП с ДК при 120-градусной коммутации (красный график – универсальная модель, фиолетовый график – полевая модель)

Таблица 4.3 – Результаты сравнения моделирования универсальной математической модели и полевой модели

Исследуемый параметр	Тип математической модели	120-градусная коммутация	180-градусная коммутация
I_n^{cp}, A	Универсальная математическая модель	5,10	7,02
	Полевая модель	5,12	7,05
$\delta_I, \%$	Универсальная математическая модель	30,00	36,00
	Полевая модель	33,00	38,00
M_n^{cp}, Nm	Универсальная математическая модель	2,50	2,00
	Полевая модель	2,56	1,94
$\delta_M, \%$	Универсальная математическая модель	20,00	60,00
	Полевая модель	21,00	64,00
$\eta_n, \%$	Универсальная математическая модель	84,00	59,00
	Полевая модель	85,00	60,00
δ_η	Универсальная математическая модель	9,52	28,00
	Полевая модель	10,00	33,00

4.3 Выводы по четвертой главе

1. Разработанная полевая модель позволяет достаточно точно учитывать особенности электромагнитного преобразования энергии в ВЭП с ДК обмотки для различных конструкций двигателя и может быть использована для качественной и количественной оценки выходных параметров привода при выборе наиболее эффективного алгоритма управления.

2. Результатами моделирования подтверждена адекватность полевой модели, поскольку паспортные данные двигателя совпадают с полученными на модели параметрами с точностью не менее 3%.

3. Качественный анализ выходных характеристик универсальной и полевой математической модели, а именно ток фазы, электромагнитный момент и электромагнитный КПД, показал их идентичность. Количественный анализ выявил расхождение выходных характеристик разработанных моделей, не превышающее 10%.

4. Расхождение количественных результатов объясняется тем, что полевая модель позволяет оценить распределение магнитной индукции в воздушном зазоре, благодаря чему характеристики тока, электромагнитного момента, электромагнитного КПД и др. параметров можно оценить с высокой точностью.

5. Недостатком использования полевой модели является необходимость установки специального импортного лицензионного программного комплекса ANSYSElectronics Desktop, требующего значительных вычислительных мощностей компьютерного оборудования. При этом универсальная математическая модель, разработанная во второй главе в свободно распространяемой программе VisSim, может быть установлена на компьютерное оборудование с минимальными требованиями к вычислительным мощностям. Также в ANSYSElectronics Desktop можно моделировать только классические алгоритмы ДК, следовательно, нельзя оценить характеристики ВЭП с ДК 150-градусной коммутацией.

Универсальная математическая модель позволяет моделировать ВЭП с ДК 150-градусной коммутацией и при необходимости может быть доработана для реализации других алгоритмов ДК.

ГЛАВА 5 Экспериментальное исследование

Целью экспериментальных исследований является получение реальных выходных характеристик ВЭП с ДК при различных алгоритмах коммутации и оценка адекватности, разработанной ранее универсальной математической модели путем сравнения результатов моделирования и экспериментального исследования.

Для проведения исследований был разработан универсальный стенд, позволяющий исследовать механические и энергетические характеристики ВЭП с ДК при различных алгоритмах коммутации. С помощью стенда была снята реальная форма фазных токов двигателя, механические характеристики привода и оценены его энергетические показатели.

5.1 Описание стенда

5.1.1 Описание функциональной схемы стенда

Функциональная схема стенда представлена на рисунке 5.1, где обозначено [109, 110]:

- источник питания (ИП), на выходе которого должно формироваться постоянное напряжение амплитудой 24 В и током до 10 А. Плюсовая клемма ИП подключается к ПК через нормально разомкнутую кнопку «Пуск»;

- полупроводниковый коммутатор (ПК), классического исполнения, состоящий из информационной системы управления ИСУ и инвертора И, как было описано в первой главе. На выходе ПК формируется система фазных токов и напряжений (u_A , u_B , u_C) статорной обмотки ЭМП в соответствии с заданным алгоритмом коммутации;

- двигатель исполнительный (ДИ), СДПМ, работающий в двигательном режиме, используется в качестве ЭМП ВЭП с ДК, в стенде применяется СДПМ ДВМ100.22 производства «КБ мехатроники» г. Златоуста со вытросенными датчиками Холла или ДПР;

- двигатель нагрузочный (ДН), СДПМ, работающий в генераторном режиме, для создания требуемого момента сопротивления на валу ДИ. В стенде используем тот же ДВМ100.22.

- трехфазный диодный мост () для выпрямления системы трехфазного напряжения на выходе ДН ($u_{АН}$, $u_{ВН}$, $u_{СН}$);

- фильтрующий конденсатор (C_{ϕ});

- нагрузочное сопротивление ($R_{н}$) или реостат со скользящим контактом, для регулировки требуемого момента сопротивления на валу ДИ при требуемой скорости вращения ротора;

- амперметр (А1) и вольтметр (V), установленные для измерения значения тока и напряжения, потребляемого универсальным стендом, соответственно;

- амперметр (А2), установленный для измерения тока, протекающего через нагрузочный резистор;

- датчик тока (ДТ), для фиксации и измерения мгновенных значений фазных токов испытуемого двигателя

Выделим особенности, с учетом которых будет проводиться исследование ВЭП с ДК.

Во-первых, был установлен дополнительный комплект ДПР, который сдвинут на угол по окружности двигателя на -30 градусов (рисунок 5.2 и 5.3). Как было указано в первой главе, наиболее часто в качестве ДПР применяют датчики Холла, поэтому на рисунке 5.2 представлено расположение датчиков Холла, где ДХа120, ДХб120, ДХс120- заводской комплект ДПР позволяет реализовать 120-градусную коммутацию. ДХа180, ДХб180, ДХс180 - дополнительный комплект ДПР для реализации 180 - градусной коммутации. Для реализации 150-градусной коммутации необходим заводской и дополнительный комплект ДПР.

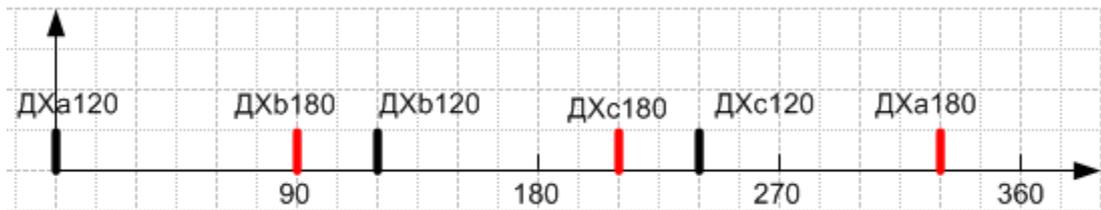


Рисунок 5.2 – Расположение датчиков Холла по окружности двигателя

Во-вторых, для получения достоверных экспериментальных данных были определены постоянные потери в ПК и ДИ.

Даже в выключенном состоянии стенд, а именно ПК, потребляет ток. Основными потребителями являются: микроконтроллер, датчики тока, драйвер и стабилизатор.

Оценим значение постоянных потерь в ПК:

$$P_{пот}^{ПК} = I_n^0 \cdot U_n, \quad (5.1)$$

где I_n^0 – значение постоянного потребляемого тока, U_n - значение постоянного потребляемого напряжения.

Измерение постоянного потребляемого тока (I_n^0) и напряжения (U_n) проведем с помощью А1 и вольтметра (V). В момент измерения кнопка К1 «Питание» замкнута, а кнопка К2 «Пуск» разомкнута. Значение

потребляемого тока и напряжения постоянно и равно 0,048 А и 24 В. Следовательно постоянные потери в ПК равны $P_{nom}^{ПК} = 1,15 \text{ Вт}$.

В настоящей работе для оценки энергетической характеристики $\eta(\omega)$ используется электромагнитный КПД, т. е. учитываются только электрические потери, а механические потери не учитываются. Выражение для построения зависимости электромагнитного КПД от частоты вращения указано ниже:

$$\eta(\omega) = \frac{P_{эл}}{P_n - P_{nom}^{ПК}} = \frac{M \cdot \omega}{U_n \cdot (I_n - I_n^0)}, \quad (5.2)$$

где M – электромагнитный момент, Нм, ω – частота вращения ДИ, рад/с; U_n – потребляемое напряжение, В; I_n – потребляемый ток, А.

Далее приведем выражение для оценки электромагнитного момента:

$$M = \frac{3}{2} \cdot K\Phi \cdot I_n, \quad (5.3)$$

где $K\Phi$ – конструктивный коэффициент ДИ, связывающий амплитуду фазной ЭДС со скоростью вращения ротора; I_n – ток, протекающий через нагрузочный резистор, А.

Ток I_n регулируется нагрузочным резистором R_n .

В-третьих, скорость вращения ДИ будем оценивать с помощью частоты переключения ДПР. Для этого щуп осциллографа необходимо установить на клеммах разъема ДИ, а точнее на выходе датчика Холла и « \perp ». После чего с помощью классического выражения (5.4) получим скорость вращения ДИ:

$$n = \frac{60 \cdot f_{ДПР}}{p}, \quad (5.4)$$

$f_{ДПР}$ – частота переключения ДПР ДИ, Гц; p – число пар полюсов ДИ.

5.1.2 Выбор функциональных частей и монтаж универсального стенда

Выбор ДИ определен задачами экспериментального исследования и обоснован в п 5.1. ДИ и ДН установлены на металлическом основании, при этом выходной вал ДИ жестко скреплен с выходным валом ДН (рисунок 5.3). Паспортные параметры двигателя приведены во второй главе на рисунке 2.20.

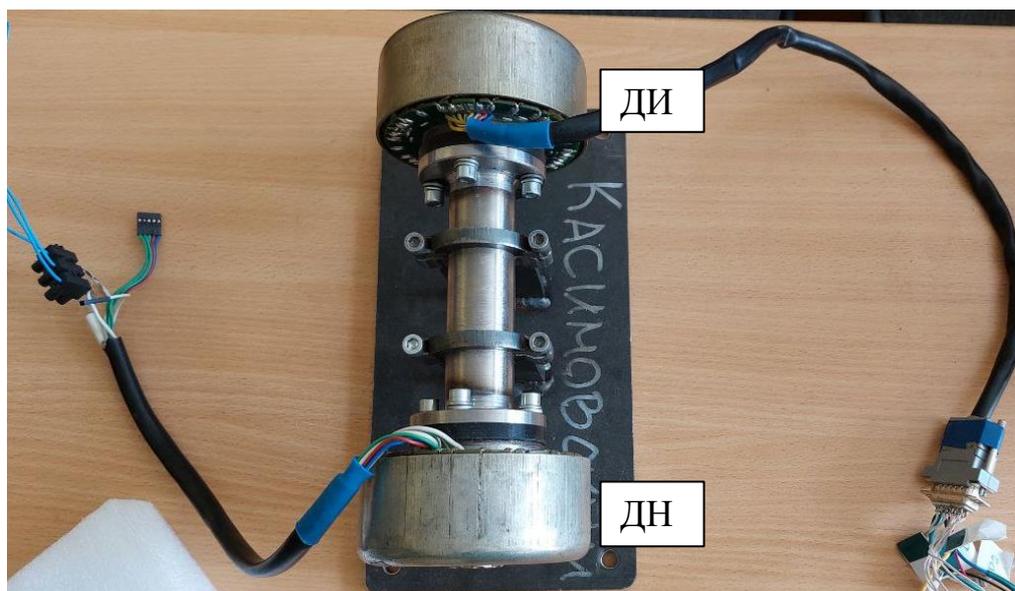


Рисунок 5.3 – Двигатель исполнительный и двигатель нагрузочный универсального стенда для исследования ВЭП с ДК

В разрабатываемом стенде применяется импульсный, высокоточный, одноканальный ИП МЕГЕОН 30645 характеристики которого приведены в ПРИЛОЖЕНИИ А. Также был выбран, трехфазный диодный мост SQL3510, фильтрующий конденсатор YAGEO LG63V10000 мФ, переменный резистор или реостат, с пределами регулирования сопротивления от 0 до 58 Ом, датчик тока ACS712ELCTR-20A-T, амперметр А2 Fluke 179, осциллограф Ronde&Schware RTH1004. Вольтметр V и амперметр А1 встроены в ИП. Перечень элементов универсального стенда ВЭП с ДК представлен в Приложении А таблица А.1.

На рисунке 5.4 показана электрическая принципиальная схема ПК, перечень элементов ПК представлен в Приложении А таблица А.2. ПК подключается ИП с помощью разъема X1, через разъем X2 осуществляется программирование микроконтроллера DD1. Разъем X4 используется для подключения управляющего сигнала по последовательному интерфейсу RS 485, управляющий сигнал определяет какой алгоритм управления будет реализован микроконтроллером DD1 и осуществляет запуск ДИ. С помощью разъема X5 ПК подключается к фазам статора ДИ. А через разъемы X6 и X7 на ПК поступает информация с заводского комплекта ДПР (DX_1, DX_2 и

DХ_3) и дополнительного комплекта ДПР (DХD_1, DХD_2 и DХD_3) соответственно. Данные с двух комплектов ДПР поступает на микроконтроллер DD1, где в соответствии с управляющим сигналом реализуется алгоритм ДК. Микроконтроллер формирует управляющий сигнал для драйвера силовых ключей DD2, который в свою очередь формирует сигналы РС0, РС1, РС2, РС3, РС4, РС5 и РС6, которые управляют коммутацией силовых ключей VT1 – VT6 инвертора. Инвертор представляет собой классический трехфазный мост. На выходе И формируется система фазных токов и напряжений (А, В, С) статора, как было указано в первой главе. ИСУ и И были собраны на одной печатной плате (рис.5.5).

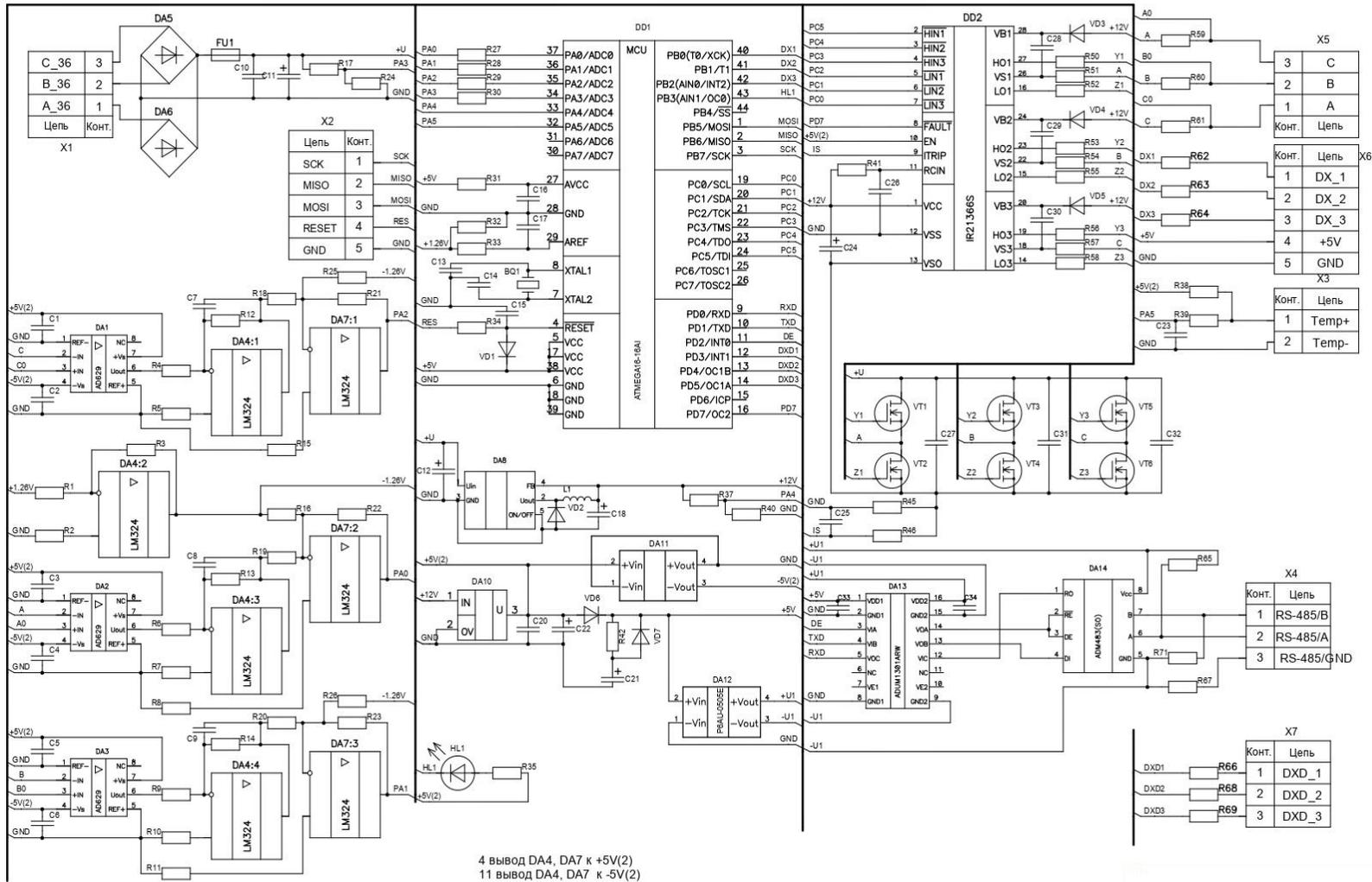


Рисунок 5.4 - Электрическая принципиальная схема ПК стенда для исследования ВЭП с ДК

Представим вид печатной платы ПК универсального стенда для исследования ВЭП с ДК после монтажа элементов на рисунке 5.5

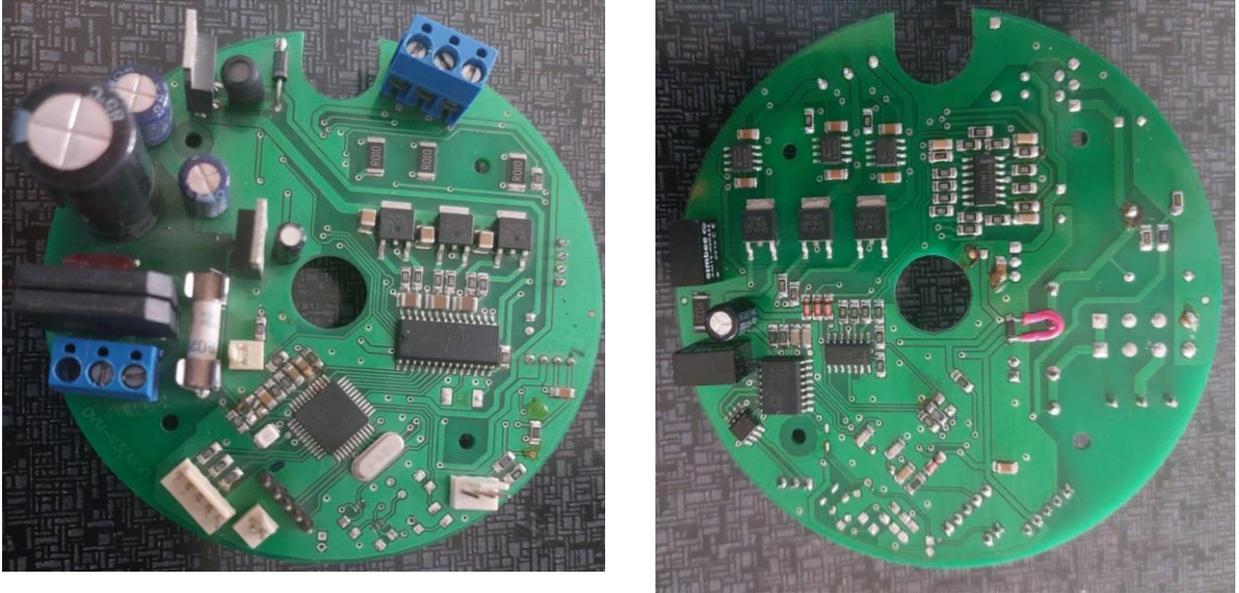


Рисунок 5.5 – Внешний вид ПК универсального стенда для исследования ВЭП с ДК

Внешний вид стенда для исследования ВЭП с ДК целиком представим на рисунке 5.6



Рисунок 5.6 – Универсальный стенд для исследования ВЭП с ДК

5.1.3 Разработка программного обеспечения для реализации алгоритмов ДК

Для анализа выходных характеристик ВЭП с ДК при разных алгоритмах коммутации необходимо разработать программное обеспечение для микроконтроллера ПК стенда для исследования ВЭП с ДК. Программы микроконтроллера ПК должна обеспечивать реализацию следующих алгоритмов работы ДК:

- шеститактная 120-градусная коммутация,
- шеститактная 180- градусная коммутация,
- двенадцатитактной 150- градусная коммутация.

Для реализации алгоритма шеститактной 120-градусной коммутации необходимо использовать сигналы DX_1, DX_2 и DX_3 с заводского комплекта ДПР, сигнал с которого поступает через разъем X6 (рисунок 5.4) на порт В микроконтроллера DD1.

Для реализации алгоритма шеститактной 180-градусной коммутации необходимо использовать сигналы DXD_1, DXD_2 и DXD_3 с дополнительного комплекта ДПР, сигнал с которого поступает через разъем X7 (рисунок 5.4) на порт D микроконтроллера DD1.

Для реализации алгоритма двенадцатитактной 150-градусной коммутации необходимо использовать сигналы DX_1, DX_2, DX_3 DXD_1, DXD_2 и DXD_3 с двух комплектов ДПР. Таким образом, будут задействованы два комплекта ДПР.

Алгоритмы программы микроконтроллера DD1 представлены на рисунках 5.7–5.9, а листинги приведены в Приложении В.

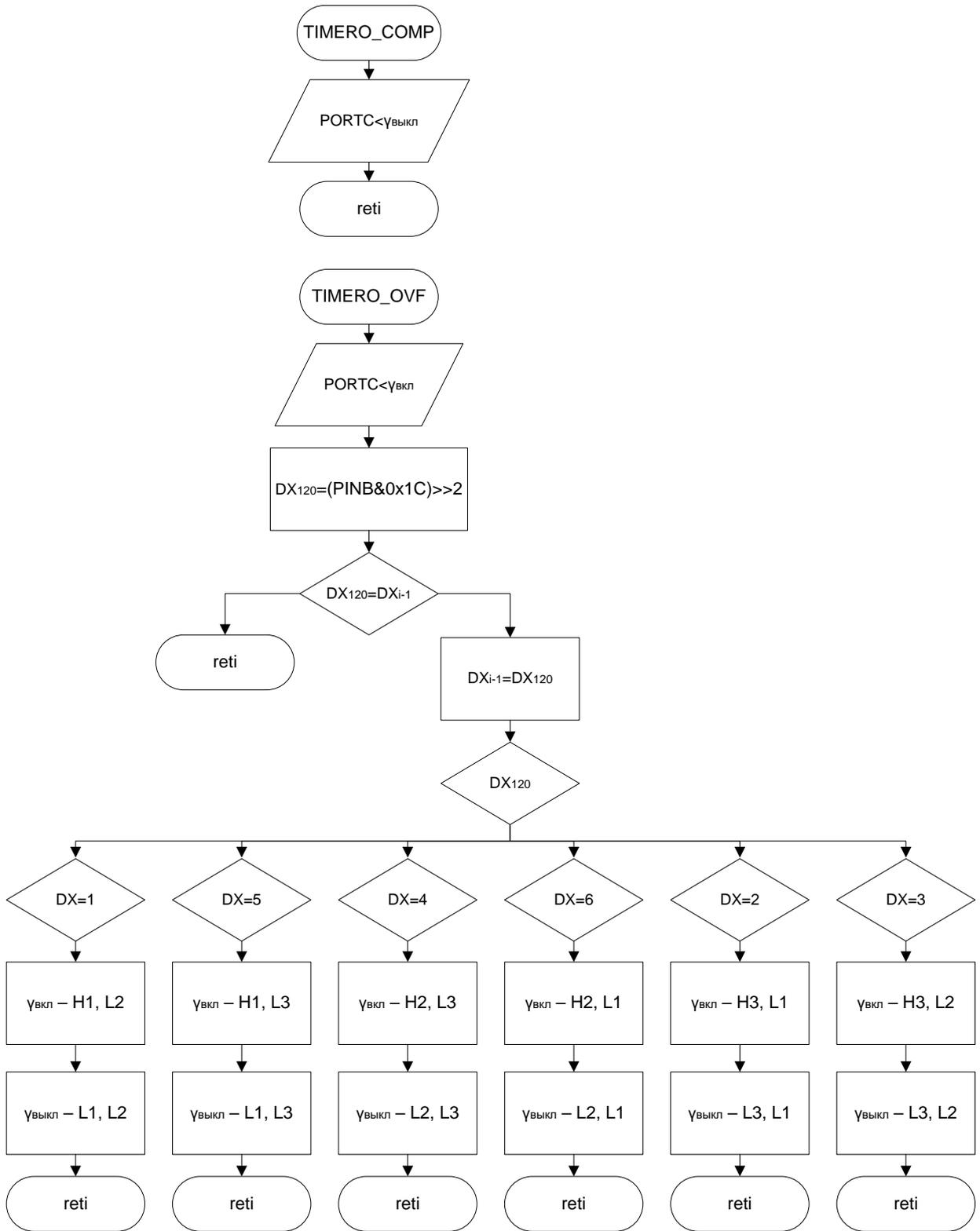


Рисунок 5.7 – Алгоритм работы программы для микроконтроллера для реализации 120-градусной коммутации

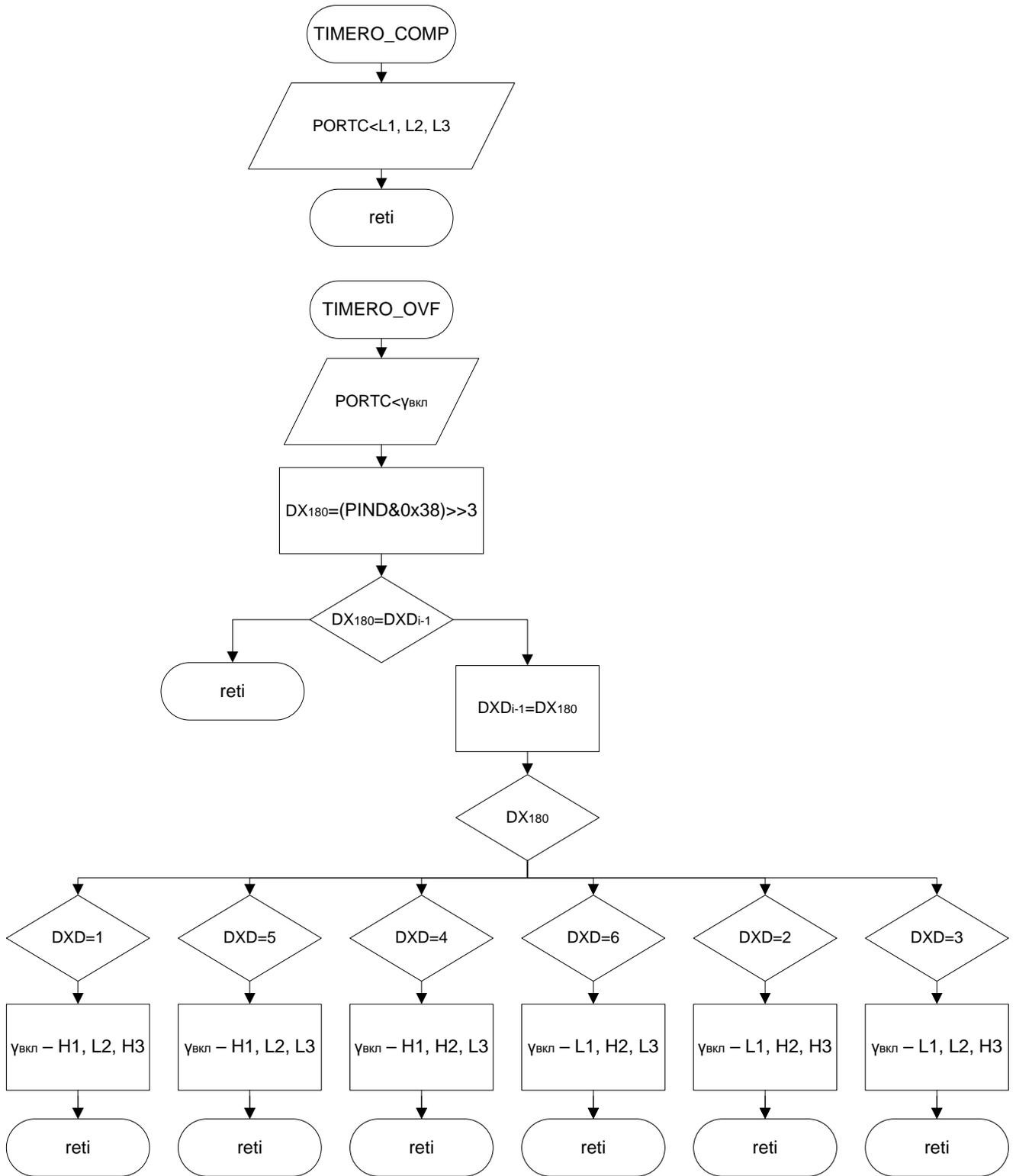


Рисунок 5.8 – Алгоритм работы программы для микроконтроллера для реализации 180-градусной коммутации

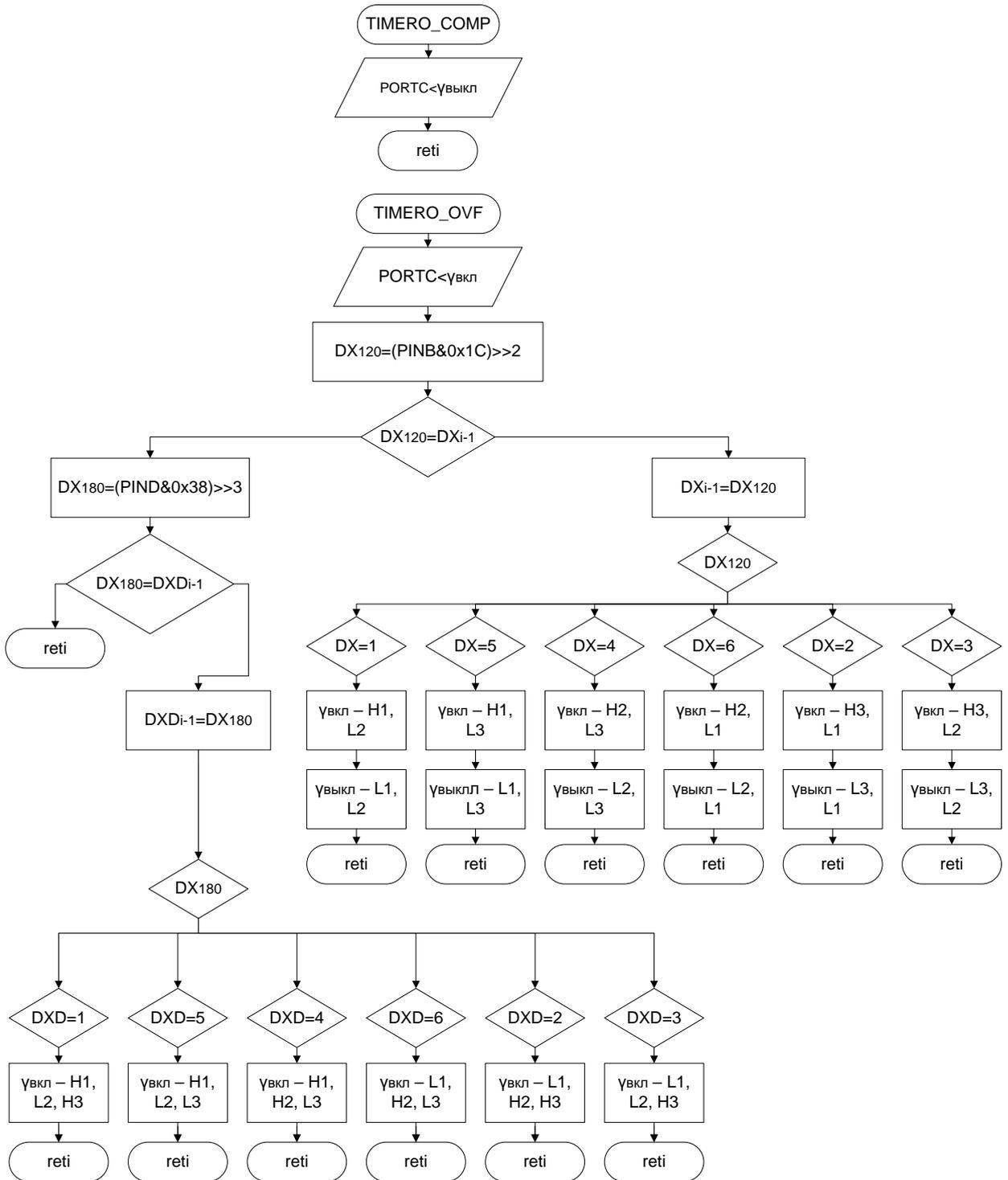


Рисунок 5.9 – Алгоритм работы программы для микроконтроллера для реализации 150-градусной коммутации

5.2 Исследование ВЭП с ДК

При проведении экспериментального исследования значение скорости вращения вала и нагрузки на валу двигателя были такие же, как и при

моделировании на универсальной математической модели. Осциллограммы фазного тока были получены экспериментально на универсальном стенде и в результате моделирования универсальной математической модели при установившейся скорости. Приведем полученные осциллограммы тока ВЭП с ДУ при различных алгоритмах коммутации и сравним их с графиками, полученными на универсальной модели на рисунке 5.10–5.12.

На рисунке 5.10 представлены графики тока фазы ВЭП с ДК при 120 – градусной коммутации, результаты экспериментального исследования представлены желтым графиком и обозначены цифрой 1, а результаты моделирования – красным графиком и обозначены цифрой 2. Ось ординат – ось времени с ценой деления 10 мс, а ось абсцисс - амплитуда тока фазы, здесь цена деления 5 А. Осциллограммы тока фазы получены при установившейся скорости вращения вала 75 об/мин.

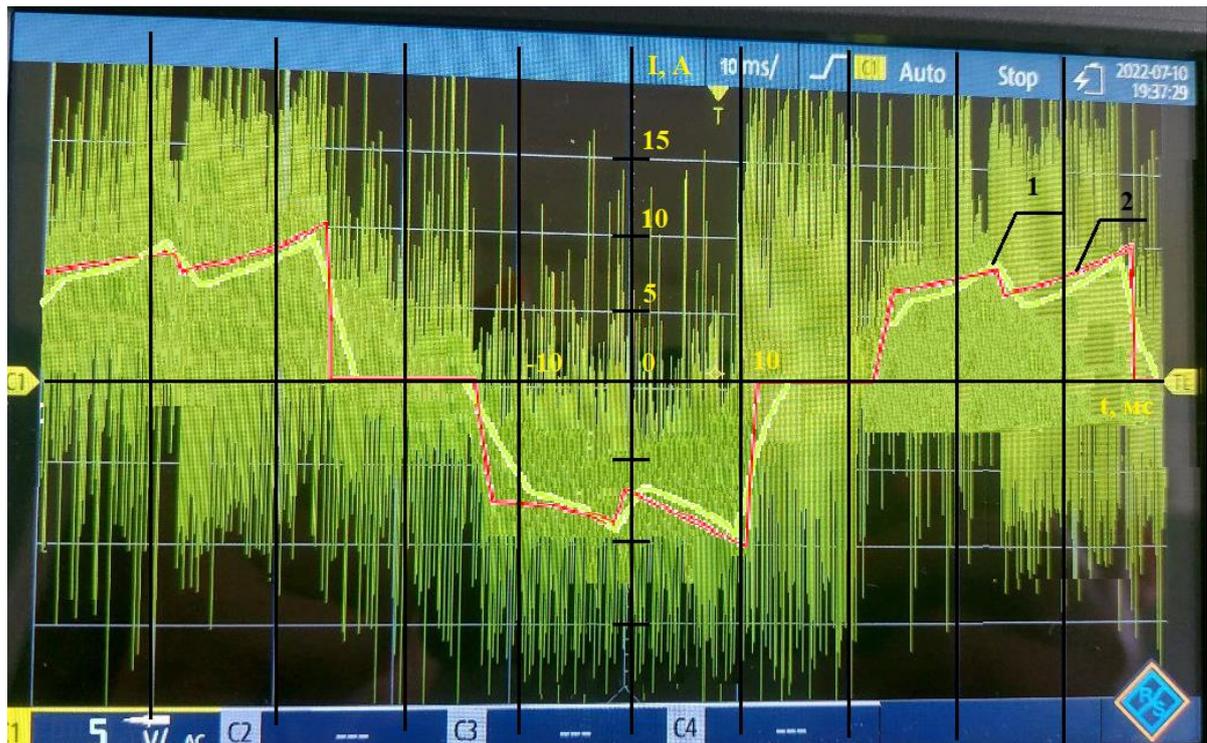


Рисунок 5.10 – Сравнение осциллограммы и графика тока фазы ВЭП с ДК при 120-градусной коммутации:

1 - универсальный стенд, 2- универсальная математическая модель

Из рисунка 5.10 видно, что качественно осциллограммы 1 и 2 совпадают. Количественное сравнение показало, что амплитуда тока на 2 осциллограмме больше амплитуды тока на 1 осциллограмме на 10 %.

На рисунке 5.11 представлено сравнение графиков тока фазы ВЭП с ДК при 180 – градусной коммутации, результаты экспериментального исследования представлены желтым графиком и обозначены цифрой 1, а результаты моделирования – голубым графиком и обозначены цифрой 2. Ось ординат – ось времени с ценой деления 10 мс, а ось абсцисс - амплитуда тока фазы, здесь цена деления 5 А. Осциллограммы тока фазы получены при устранившейся скорости вращения вала 85 об/мин.

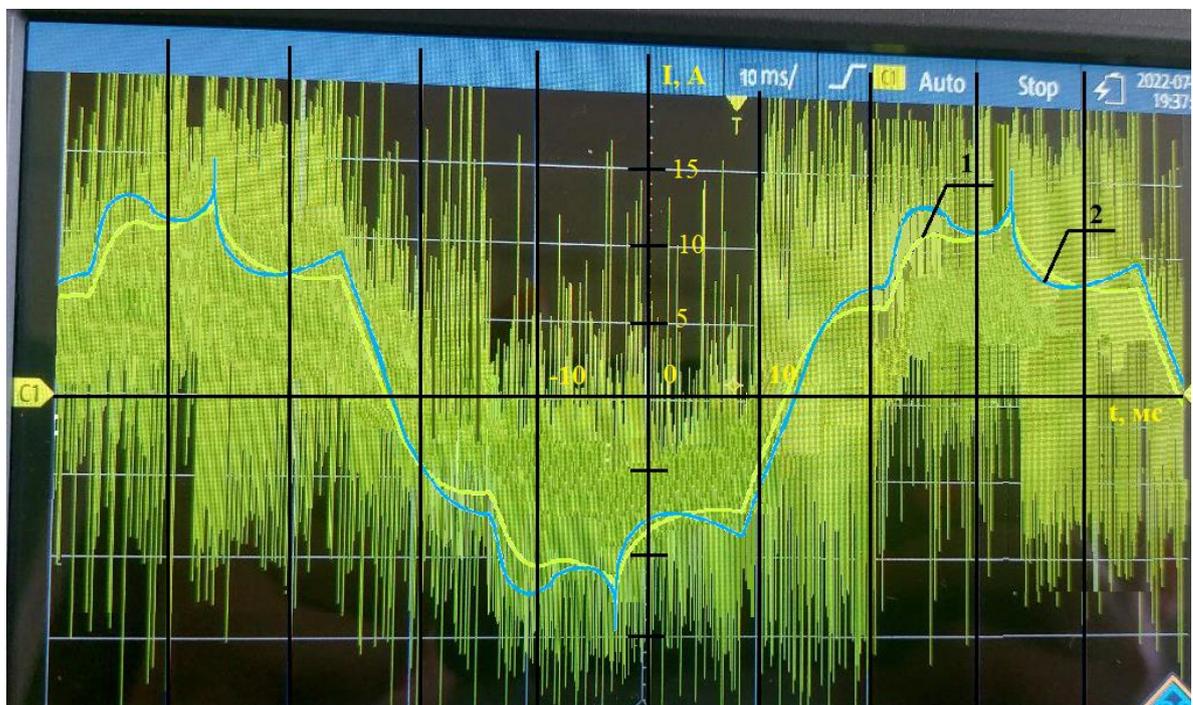


Рисунок 5.11 – Сравнение осциллограммы и графика тока фазы ВЭП с ДК при 180-градусной коммутации:

1 - универсальный стенд, 2- универсальная математическая модель

Из рисунка 5.11 видно, что качественно осциллограммы 1 и 2 совпадают. Количественное сравнение показало, что амплитуда тока на 2 осциллограмме больше амплитуды тока на 1 осциллограмме на 11 %.

На рисунке 5.12 представлено сравнение графиков тока фазы ВЭП с ДК при 150 – градусной коммутации, результаты экспериментального исследования

представлены желтым графиком и обозначены цифрой 1, а результаты моделирования – оранжевым графиком и обозначены цифрой 2. Ось ординат – ось времени с ценой деления 10 мс, а ось абсцисс - амплитуда тока фазы, здесь цена деления 5 А. Осциллограммы тока фазы получены при устранившейся скорости вращения вала 85 об/мин.

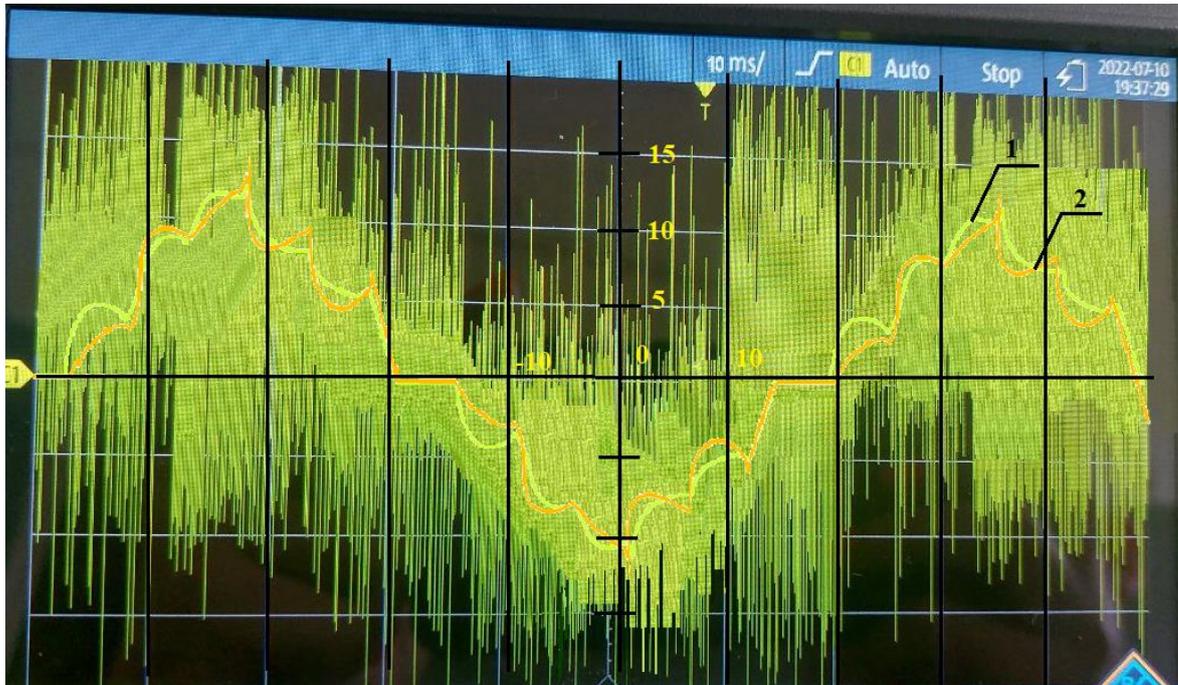


Рисунок 5.12 – Сравнение осциллограммы и графика тока фазы ВЭП с ДК при 150-градусной коммутации:

1 - универсальный стенд, 2- универсальная математическая модель

Из рисунка 5.11 видно, что качественно осциллограммы 1 и 2 совпадают. Количественное сравнение показало, что амплитуда тока на 2 осциллограмме больше амплитуды тока на 1 осциллограмме на 9 %. Разница значений амплитуд, полученная на всех осциллограммах, объясняется скорее всего как разбросом параметров испытуемого двигателя, так и неточностью графической визуализации.

Для получения механической характеристики на универсальном стенде плавно изменяли нагрузку на валу с помощью нагрузочного сопротивления R_n . При этом измеряли следующие параметры:

- U_n с помощью вольтметра V (рисунок 5.1),

- I_n , с помощью амперметра А1(рисунок 5.1),
- I_n с помощью амперметра А2(рисунок 5.1),
- $f_{ДПР}$ с помощью осциллографа (рисунок 5.1).

Экспериментальные данные ВЭП с ДК при 120-градусной коммутации представлены в таблице 5.3.

Таблица 5.3 – Экспериментальные данные ВЭП с ДК при 120-градусной коммутации

№ эксперимента	$U_n, В$	$I_n, А$	$I_n, А$	$f_{ДПР}, Гц$
1	24,00	12,87	8,00	18
2	24,00	7,05	6,51	27
3	24,00	2,98	4,00	36
4	24,00	1,95	3,20	45
5	24,00	0,99	2,13	55
6	24,00	0,51	1,28	64
7	24,00	0,26	0,53	73

Используя формулы (5.2) - (5.4), по приведённым в табл. 5.3. измеренным координатам рассчитаем параметры, необходимые для построения механических характеристик привода и зависимостей электромагнитного КПД от скорости построения механической и энергетической характеристики ВЭП с ДК. При 120-градусной коммутации они представлены в таблице 5.4. Также получим аналогичные данные на универсальной математической модели, которые снимем при тех же значениях скорости вращения вала. В таблице 5.4 представим данные экспериментального исследования и результатов моделирования.

Таблица 5.4 – Данные для построения механической и энергетической характеристики ВЭП с ДК при 120-градусной коммутации

№ точки	n, об/мин	M, Нм		η	
		универсальный стенд	универсальная модель	универсальный стенд	универсальная модель
1	99,91	15	15,5	0,05	0,08
2	148,44	12,2	12,5	0,11	0,15
3	199,82	7,5	8	0,22	0,25
4	251,20	6	6,2	0,35	0,38
5	299,73	4	4,5	0,48	0,51
6	348,25	2,4	2,6	0,65	0,68
7	399,64	1	1,5	0,8	0,85

На рисунках 5.13 и 5.14 сравним механическую характеристику и энергетическую характеристики, полученные на универсальном стенде для исследования ВЭП с ДК и универсальной математической модели, разработанной во второй главе.

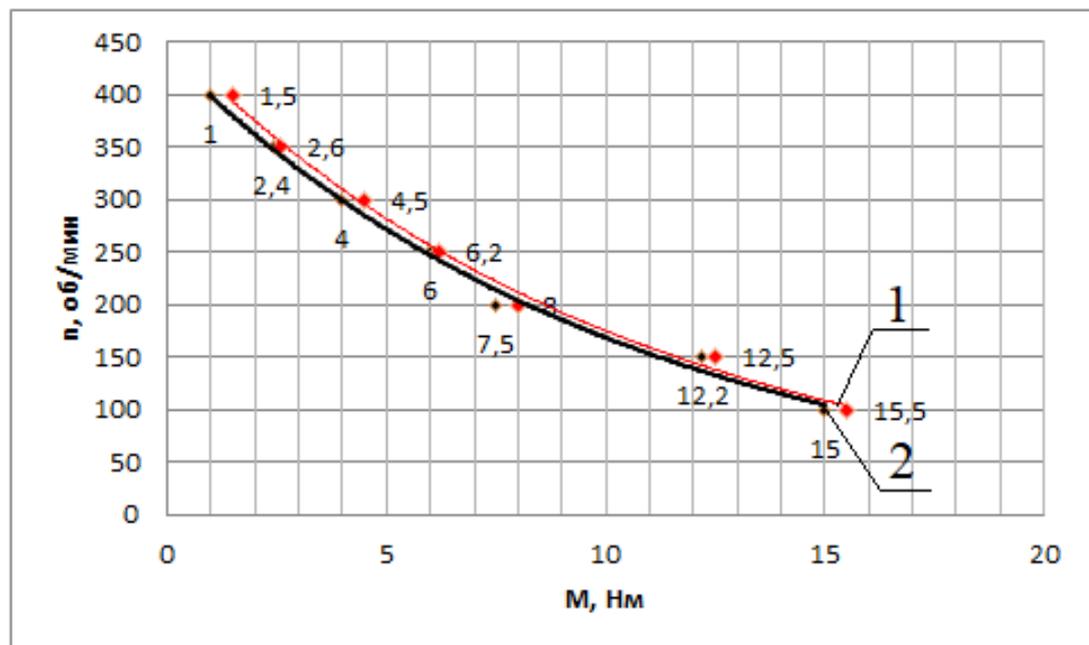


Рисунок 5.13 – Механические характеристики ВЭП с ДК при 120-градусной коммутации:

- 1 - универсальная математическая модель (красный график),
- 2 - универсальный стенд (черный график)

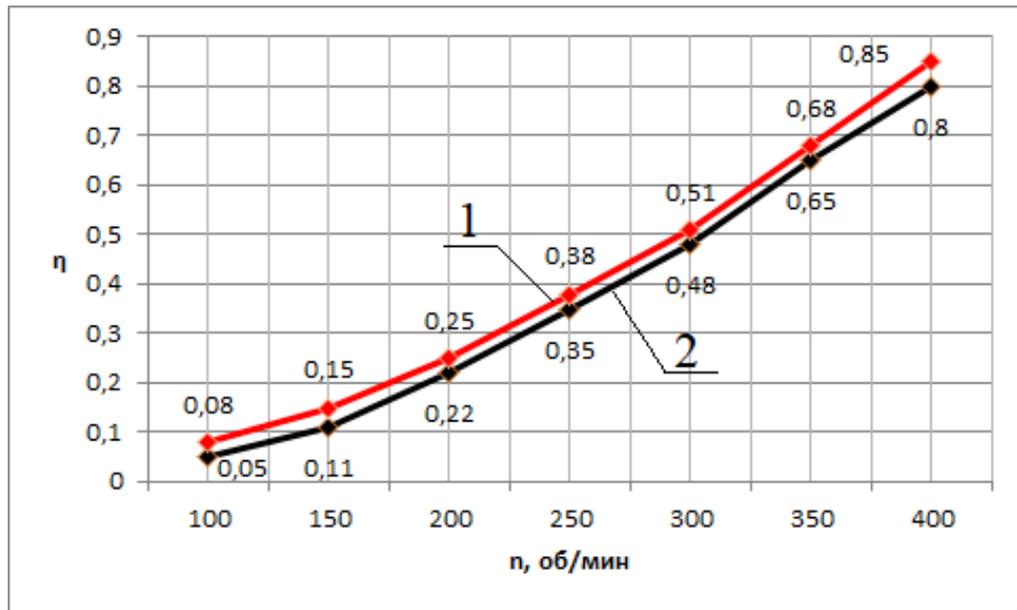


Рисунок 5.14 – Энергетическая характеристика ВЭП с ДК при 120-градусной коммутации:

- 1 - универсальная математическая модель (красный график),
- 2 - универсальный стенд (черный график)

Из рисунков 5.13 и 5.14 видно, что качественно графики механической характеристики и энергетической характеристики ВЭП с ДК при 120-градусной коммутации, полученные в ходе моделирования (красный график и обозначен цифрой 1) и экспериментального исследования (черный график и обозначен цифрой 2) совпадают. Проанализировав данные из таблицы 5.4, запишем максимальное количественное отклонение результатов моделирования от экспериментальных данных:

- для механической характеристики 3,22%,
- для энергетической характеристики 6,25%.

Как уже отмечалось такое расхождение, скорее всего связано с разбросом параметров двигателя и неточностью измерения.

Проведем экспериментальное исследование ВЭП с ДК при 180-градусной коммутации. Измерим U_n , I_n , I_n и $f_{ДПР}$ и запишем в таблицу 5.5.

Таблица 5.5 – Экспериментальные данные ВЭП с ДК при 180-градусной коммутации

№ эксперимента	U_n, B	I_n, A	I_n, A	$f_{ДПР}, Гц$
1	24,00	7,76	7,79	18
2	24,00	6,06	6,40	27
3	24,00	3,42	5,71	36
4	24,00	2,63	4,00	45
5	24,00	1,65	3,89	55
6	24,00	1,11	2,51	64
7	24,00	7,76	1,44	73

Аналогично, используя формулы (5.2) - (5.4) получим данные необходимые для построения механической и энергетической характеристики ВЭП с ДК при 180-градусной коммутации и представим их в виде таблицы 5.6.

Таблица 5.6 – Данные для построения механической и энергетической характеристики ВЭП с ДК при 120-градусной коммутации

№ точки	n, об/мин	M, Нм		η	
		универсальный стенд	универсальная модель	универсальный стенд	универсальная модель
1	99,91	12,50	15	0,11	0,11
2	148,44	11,00	12,5	0,18	0,18
3	199,82	8,00	11	0,28	0,28
4	251,20	7,50	8	0,38	0,38
5	299,73	5,00	7,5	0,48	0,48
6	348,25	3,00	5	0,48	0,48
7	399,64	1,00	3	0,40	0,4

Сравним полученные осциллограммы и характеристики, полученные на стенде и на универсальной математической модели. Результаты представим на рисунках 5.15–5.16.

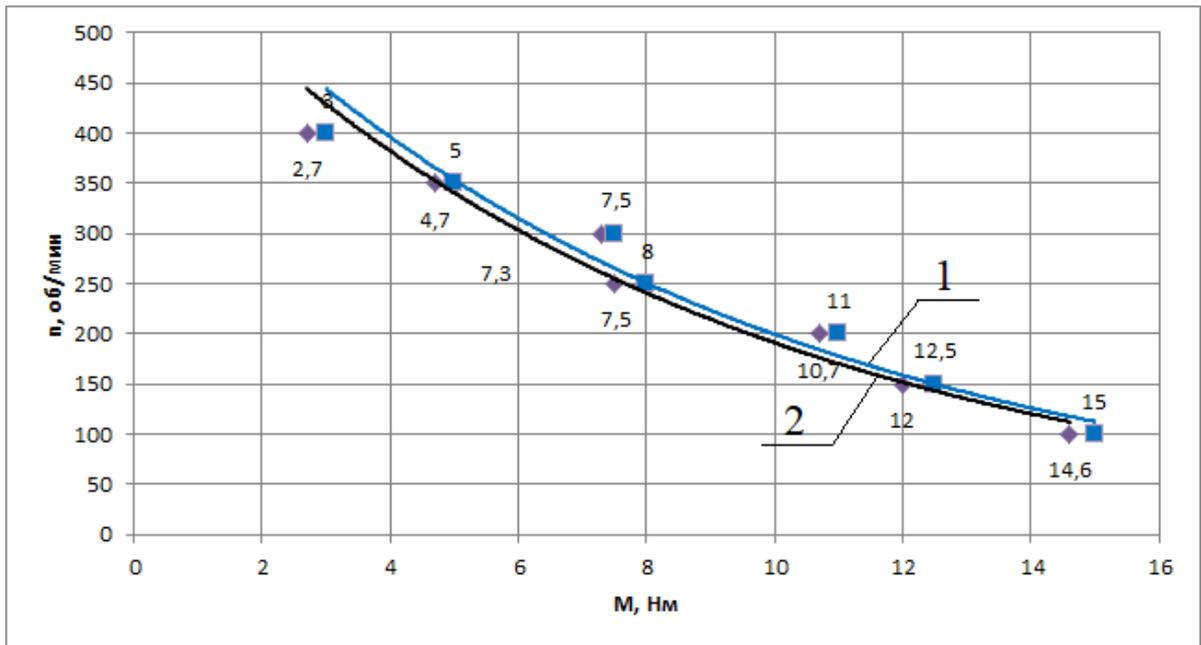


Рисунок 5.15 – Механические характеристики ВЭП с ДК при 180-градусной коммутации:

- 1 - универсальная математическая модель (синий график),
 2 - универсальный стенд (черный график)

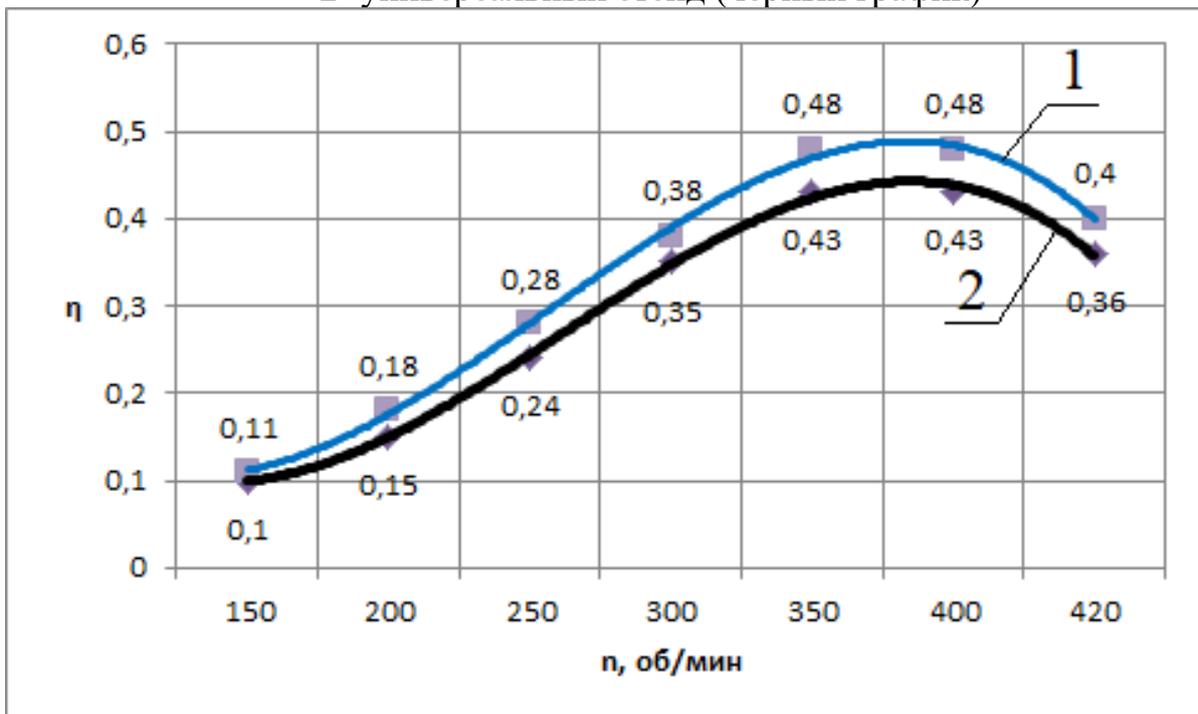


Рисунок 5.16 – Энергетические характеристики ВЭП с ДК при 180-градусной коммутации:

- 1 - универсальная математическая модель (синий график),
 2 - универсальный стенд (черный график)

Из рисунков 5.15 и 5.16 видно, что качественно графики механической характеристики и энергетической характеристики ВЭП с ДК при 180-градусной

коммутации, полученные в ходе моделирования (синий график и обозначен цифрой 1) и экспериментального исследования (черный график и обозначен цифрой 2) совпадают. Проанализировав данные из таблицы 5.6, запишем максимальное количественное отклонение результатов моделирования от экспериментальных данных:

- для механической характеристики 4,16%,
- для энергетической характеристики 14%.

Проведем экспериментальное исследование ВЭП с ДК при 150-градусной коммутации. Измерим U_n , I_n , I_n и $f_{ДПР}$ и запишем в таблицу 5.7

Таблица 5.7 – Экспериментальные данные ВЭП с ДК при 150-градусной коммутации

№ эксперимента	$U_n, В$	$I_n, А$	$I_n, А$	$f_{ДПР}, Гц$
1	24,00	7,05	8,27	18
2	24,00	5,04	5,76	27
3	24,00	2,93	5,17	36
4	24,00	2,13	4,05	45
5	24,00	1,28	3,31	55
6	24,00	0,69	2,19	64
7	24,00	0,21	1,17	73

Аналогично предыдущим действиям с помощью формул (5.2) - (5.4) получим данные необходимые для построения механической и энергетической характеристики ВЭП с ДК при 180-градусной коммутации и представим их в виде таблицы 5.8.

Таблица 5.8 – Данные для построения механической и энергетической характеристики ВЭП с ДК при 150-градусной коммутации

№ точки	n, об/мин	M, Нм		η	
		универсальный стенд	универсальная модель	универсальный стенд	универсальная модель
1	99,91	15,5	16	0,11	0,14
2	148,44	10,8	11	0,18	0,22
3	199,82	9,7	10	0,28	0,32
4	251,20	7,6	8	0,43	0,47
5	299,73	6,2	6,5	0,55	0,6
6	348,25	4,1	4,5	0,68	0,73
7	399,64	2,2	2,5	0,67	0,75

Сравним полученные осциллограммы и характеристики, полученные на стенде и на универсальной математической модели. Результаты представим на рисунках 5.17–5.18.

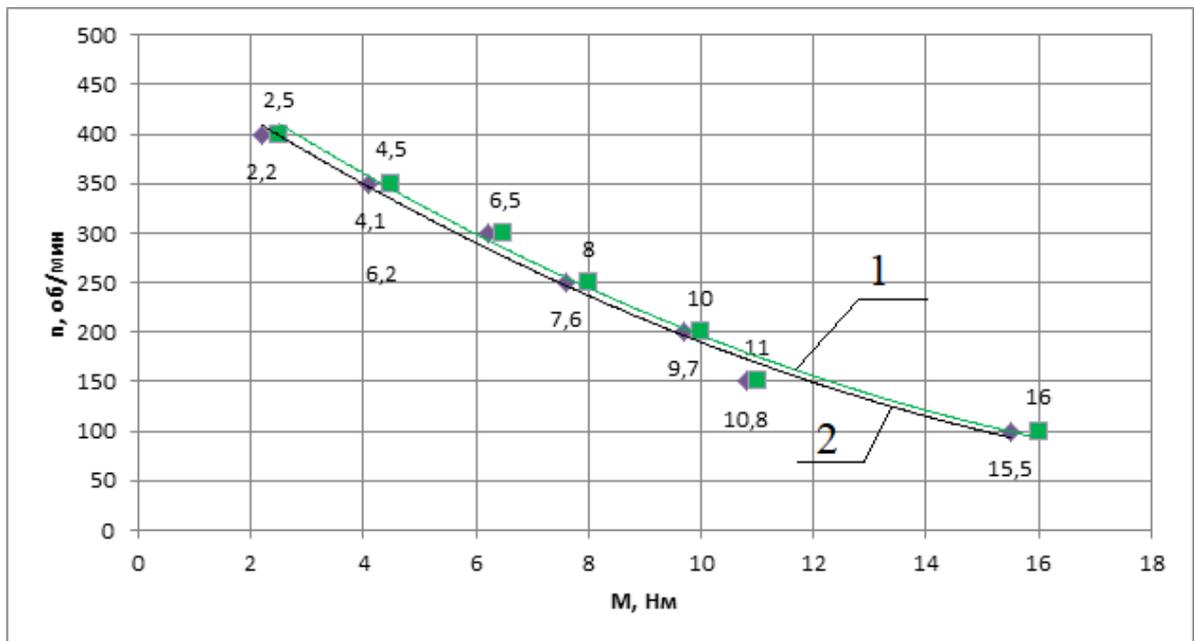


Рисунок 5.17 – Механические характеристики ВЭП с ДК при 150-градусной коммутации:

- 1 - универсальная математическая модель (зеленый график),
2 - универсальный стенд (черный график)

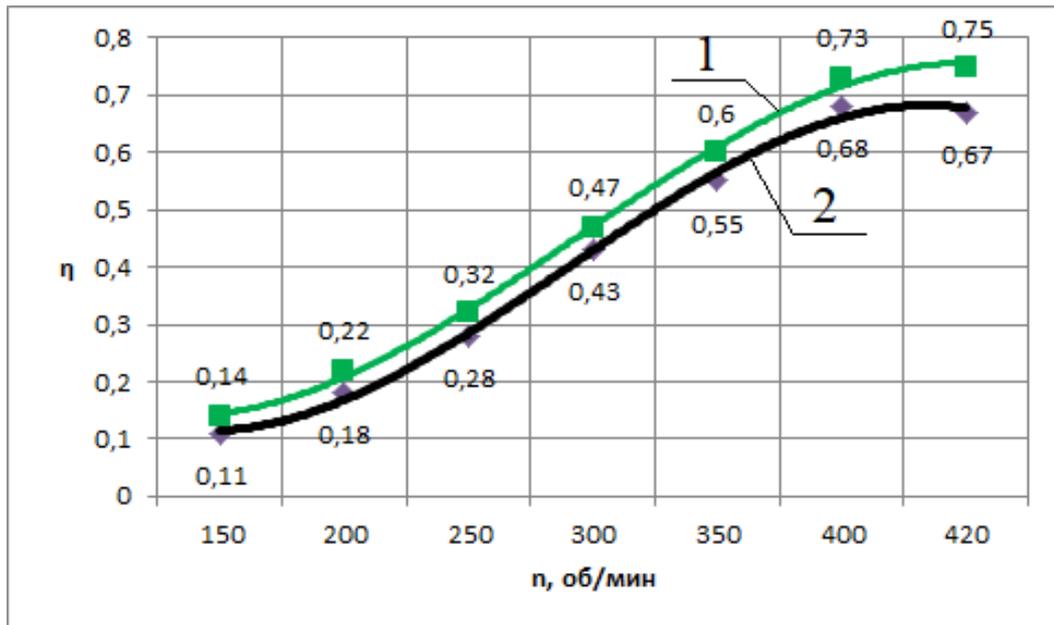


Рисунок 5.18 – Энергетические характеристики ВЭП с ДК при 150-градусной коммутации:

- 1 - универсальная математическая модель (зеленый график),
 2 - универсальный стенд (черный график)

Из рисунков 5.17 и 5.18 видно, что качественно графики механической характеристики и энергетической характеристики ВЭП с ДК при 150-градусной коммутации, полученные в ходе моделирования (зеленый график и обозначен цифрой 1) и экспериментального исследования (черный график и обозначен цифрой 2) совпадают совпадают. Количественный анализ показывает, что отличия результатов моделирования от экспериментальных данных составляет:

- для механической характеристики 3,12%,
- для энергетической характеристики 14,28%.

5.3 Выводы по пятой главе

1. Разработан относительно простой универсальный стенд, позволяющий исследовать ВЭП с ДК с различными видами алгоритмов коммутации, позволяющий получить осциллограммы тока фаз двигателя и снимать рабочие и энергетические характеристики привода.

2. Качественный анализ показал совпадение результатов экспериментального исследования и результатов моделирования. Количественное расхождение результатов объясняется тем, что универсальная модель не позволяет оценить распределение магнитной индукции в воздушном зазоре, что влияет на количественную оценку тока $i_a(t)$, и, следовательно, электромагнитного момента $M(\omega)$ и электромагнитного КПД $\eta(\omega)$. Также математическая модель не учитывает постоянные потери в ПК.

3. Результаты экспериментального исследования подтверждают адекватность разработанной ранее универсальной математической модели, а также полевой модели электродвигателя.

4. Универсальный стенд позволяет исследовать коммутационные, динамические и механические процессы в приводе, получить реальную картину фазных токов, оценить его рабочие и энергетические характеристики и на этой основе принять решение по применению ВЭП в различных видах механизмов и систем.

Заключение

1. В диссертационной работе представлены три вида математических моделей для расчёта режимов работы и характеристик ВЭП с дискретной коммутацией секций. Первая, наиболее упрощённая модель позволяет рассчитывать характеристики привода при нулевой индуктивности обмотки и позволяет наглядно выявить влияние на выходные характеристики привода способа коммутации обмотки и формы ЭДС вращения, например, для принятия решения по выбору способа коммутации на первоначальном этапе проектирования.

Вторая, универсальная линейная модель позволяет рассчитывать характеристики и параметры привода с учётом способов коммутации, реальной формы ЭДС и индуктивности обмотки оказывается удобной для расчёта и анализа характеристик уже спроектированного привода при нагрузках, не превышающих номинальное значение.

Третья, полевая модель позволяет исследовать параметры и характеристики привода при нагрузках, превышающих номинальное значение, с учётом нелинейностей магнитных цепей двигателя и оказывается удобной для исследования критических режимов работы с перегрузкой.

2. Исследования рабочих и энергетических характеристик, проведённые с помощью указанных моделей, позволяют заключить следующее.

2.1 Дискретная 120 - градусная коммутация превосходит как случай синусоидального питания, так и 180- и 150- градусную коммутацию по КПД при всех значениях относительной индуктивности. Однако, векторное управление приводом путём изменения угла θ в этом случае даёт слабый эффект с точки зрения, как регулирования момента, так и регулирования скорости. Следовательно, при 120- градусной коммутации нецелесообразно использовать режим фазового векторного управления, а проще и достаточно эффективно работать при нейтральной коммутации ($\theta=0$).

2.2 Дискретная 180 - градусная коммутация в общем случае по энергетическим показателям проигрывает как случаю синусоидального питания, так и 150- и 120- градусной коммутации. Однако при больших значениях относительной индуктивности разница между синусоидальным питанием и 180- градусной коммутацией в режиме ФВУ как по виду регулировочных характеристик, так и по КПД нивелируется и при $\xi > 1$ режим ФВУ для неё может быть эффективно использован.

2.3 Пульсации момента являются основным недостатком дискретной коммутации в режиме ФВУ, их наличие должно учитываться в первую очередь при выборе способа управления приводом с учётом специфики его применения. Для уменьшения пульсаций момента целесообразно использование 150- градусной коммутации, которая по энергетическим показателям выигрывает в сравнении со 180- градусной коммутацией.

2.4 Исследования влияния высших гармоник ЭДС вращения на характеристики привода показали:

2.4.1 Шеститактная 180- градусная коммутация оказывается наиболее чувствительной к содержанию высших гармоник, как с точки зрения энергетических показателей, так и с точки зрения пульсаций момента в приводе. Увеличение, их содержания ведёт к ухудшению указанных выходных параметров. Особенно способствует увеличению пульсаций момента наличие второй гармоники в ЭДС.

2.4.2 Шеститактная 120- градусная коммутация, с точки зрения электромагнитного КПД, нечувствительна к содержанию третьей гармоники в фазной ЭДС, а вторая гармоника способствует увеличению электромагнитного КПД двигателя. Однако, наличие второй гармоники в ЭДС также, как и при 180- градусной коммутации приводит к существенному увеличению пульсаций момента.

2.4.3 Двенадцатитактная коммутация, по сравнению с шеститактной, оказывается менее чувствительной к содержанию высших гармоник в ЭДС. Хотя и

здесь наличие второй гармоники способствует повышению КПД и увеличению пульсаций момента.

3. Приведённые выводы справедливы до тех пор, пор пока электрические и магнитные цепи можно считать линейными, а индуктивность и активное сопротивление обмоток постоянными. Такая ситуация сохраняется, пока момент двигателя не превышает номинальный. При этом относительная индуктивность обмотки увеличивается с ростом мощности двигателя. Максимальное её значение ($\xi=1$), для которого приведены результаты моделирования, характерно для двигателей мощностью до десятков кВт. Этим диапазоном мощностей и ограничено исследование.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Воронин, С.Г. Электропривод летательных аппаратов: Конспект лекций. – Челябинск: Издательство ЮУрГУ, 2006. – Ч.1 – 171с.
2. Овчинников, И.Е. Вентильные электрические двигатели и привод на их основе (малая и средняя мощность): Курс лекций. – СПб.: КОРОНА-Век, 2006. – 336с.
3. Зимин Е.Н., Кацевич В.Л., Козырев С.К. Электроприводы постоянного тока с вентильными преобразователями. – М.: Энергоатомиздат, 1981. – 192с.
4. Высоцкий, В.Е. Вентильные двигатели с искусственной коммутацией: Теория, разработка, исследование и использование в электроприводе.: дис. канд. техн. наук / В.Е. Высоцкий. – Самара, 2005. –422с.
5. Лифанов В.А. Электрические машины систем автоматики и бытовой техники. – Челябинск: изд. ЮУрГУ, 2006. — 237 с.
6. Копылов И.П., Фрумин В.Л. Электромеханическое преобразование энергии в вентильных двигателях. – М.: Энергоатомиздат, 1986. — 168 с.
7. Бербиренков И.А. Тяговые двигатели на постоянных магнитах в электроприводе электромобиля / Бербиренков И.А., Лохнин В.В. // Известия Томского политехнического университета. – 2011. – № 4 (318). – С.148-150.
8. Вигриянов, П.Г. Электромагнитные процессы многофазных вентильных двигателей. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2007. – 144с.
9. Балагуров В.А. Бесконтактные двигатели постоянного тока / Балагуров В.А., Гридин В.М., Лозенко В.К. – М.: Энергия, 1975. – 127с.
10. Овчинников И.Е., Лебедев Н.И. Бесконтактные двигатели постоянного тока. – Л.: Наука, 1979. – 270с.
11. Воронин, С.Г. Исследование пульсаций момента тихоходных бесконтактных двигателей постоянного тока с дискретным датчиком положения

ротора / Воронин С.Г., Лифанов В.А., Шумихин Б.Г. // Электричество. – 1977. - № 11. –54 с.

12. Вигриянов, П.Г. Алгоритмы управления коммутацией секций исполнительного элемента дискового магнитной памяти / Вигриянов П.Г., Воронин С.Г. // Межвуз. сб. трудов. – Рязань: Изд-во РРТИ. - 1986. – 334с.

13. Чиликина, М.Г. Дискретный электропривод с шаговыми двигателями. – М.: Энергия, 1971 – 624с.

14. Высоцкий В.Е. Операторно-рекуррентные модели вентильных двигателей-генераторов с позиционно-зависимым управлением // Изв. вузов. Электромеханика. – 2005. - № 6. – с.24-32

15. Вигриянов П.Г. Электромагнитные процессы многофазных вентильных двигателей. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2007 – 143с.

16. Lorenz, R.D. Motion Control with Permanent-Magnet AC Machines / R.D. Lorenz, T.A. Lipo, D.W. Novotny // Proceedings of the IEEE. – 2004. – V. 82, № 8. – P. 122–127.

17. Cendoya, M. Algorithm for rotor position and speed estimation in permanent magnet ac motors / M. Cendoya, J. Solsona, G. Toccaceli, M. Valla // INT. J. ELECTRONICS, – 2002. – V. 89, №. 9. – P. 717–727.

18. Воронин, С.Г. Сравнительная оценка различных способов управления коммутацией вентильных двигателей по энергетическим показателям и регулировочным свойствам / С.Г. Воронин, Д.А. Курносов, А.С. Кульмухаметова // Вестник ЮУрГУ, Серия Энергетика, 2013 – т.13 – №1 – с.96–103

19. Choi, S.-H. Precise position control using a PMSM with a disturbance observer containing a system parameter compensator / S.-H. Choi, J.-S. Ko, I.-D. Kim, J.-S. Park, S.-C. Hong. // IEE Proc.-Electr. Power Appl. – 2006. – V. 152, № 6. – P. 1573–1577.

20. Kim, Y.S. Speed-sensorless vector control for permanent-magnet synchronous motors based on instantaneous reactive power in the wide-speed region /

Y.S. Kim, Y.K. Choi, J.H. Lee. // IEE Proc.-Electr. Power Appl. – 2005. –V. 152, № 5. – P. 1343–1349.

21. Monajemy, R. Control Strategies and Parameter Compensation for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives: diss. doctor of philosophy in Electrical Engineering / R. Monajemy. – Blacksburg, Virginia. – 2000. – 172 p.

22. Stankovic, V. Position estimation in salient PM synchronous motors based on PWM excitation transients / V. Stankovic, A.M. Blasko, V. Petrovic.// IEEE Transactions on Industry Applications. – 2003. – V. 39, I. 3, P. 835–844.

23. Wang, S.-J. A flux estimation method for a permanent-magnet synchronous motor / S.-J. Wang, C.-H. Fang, S.-K. Lin. // Journal of Magnetism and Magnetic Materials. – 2004. –№ 282. – P. 355–359.

24. Yousfi, D. A New Position and Speed Estimation Technique for PMSM with Drift Correction of the Flux Linkage / D. Yousfi, M. Azizi, A. Saad. // Electric Power Components and Systems. – 2001. – № 29. – P. 597–613.

25. Yuanzi, D. Digital Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor Drive without Mechanical Sensor / D. Yuanzi, L.K. Soon, G. Xiuli // Electric Power Components and Systems. – 2001. – № 29. – P. 459–477.

26. Shaburov, P.O. Universal Model for Studying Characteristics of a Brushless DC Motor With Discrete Switching / Shaburov P.O., Kuleva N. Y. // 2023 International Ural Conference on Electrical Power Engineering (UralCon). - 2023 – p.278-282.

27. Шабуров, П.О. Математическая модель трехфазного вентильного двигателя с несинусоидальной формой ЭДС вращения при 120-градусной коммутации / Шабуров П.О., Кулёва Н.Ю., Согрин А.И., Ерпалов А.В. // Электротехнические комплексы и системы. Материалы I Всероссийской конференции по электрическим машинам в рамках Международной научно-практической конференции. В 2-х томах. – 2022. – Том 2. – С. 714-725.

28. Коробатов, Д.В. Способы реализации векторного управления вентильным электродвигателем / Д.В. Коробатов, Н.Ю. Сидоренко // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2004. – вып. 5. – № 4(33). – С. 84–88.
29. Клиначёв, Н.В. Теория систем автоматического регулирования. Учебно-методический комплекс. [Электронный ресурс]. URL: <https://klinachevnu.ru/tau/index.htm> (дата обращения 02.07.2023)
30. Самохвалов, Д.В. Управление синхронными двигателями малой мощности. – Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ». – 2020 – 183с.
31. Виноградов, А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока /А.Б. Виноградов. – ГОУ ВПО Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина.– Иваново, 2008.– 298 с.
32. Калачев, Ю.Н. Векторное регулирование (заметки практика). Методическое пособие. М.: ЭФО. – 2013. – 63 с.
33. Курносов, Д.А. Фазовое управление вентильным электроприводом / Курносов Д.А., Воронин С.Г., Кулёва Н.Ю. // Электротехнические комплексы и системы. Материалы I Всероссийской конференции по электрическим машинам в рамках Международной научно-практической конференции. В 2-х томах. – 2022. – Том 2. – С.466-479.
34. Kurnosov, D.A. Mathematical Modeling of the Control System of a Municipal Electric Machine / Kurnosov D.A., Kuleva N.Y., Zakirov R.A. // 2023 International Russian Automation Conference (RusAutoCon). – 2023. – p.1146-1151.
35. Kurnosov, D.A. Adaptive Capabilities of Phase Vector Control Systems // 2023 International Ural Conference on Electrical Power Engineering (UralCon). – 2023. – p.476-480.
36. Бертинов, А. И. Электрические машины авиационной автоматики / А. И. Бертинов. - М.: Оборонгиз, 1961. - 428 с.
37. Брускин, Д.Э. Самолеты с полностью электрифицированным оборудованием / Д.Э. Брускин, С.И. Зубакин // Итоги науки и техники. Электрооборудование транспорта. М.: ВИНТИ. - 1986. - №6. - С. 1-112.

38. Гарганеев, А.Г. Перспективные системы электроснабжения самолета с полностью электрифицированным оборудованием / А.Г. Гарганеев, С.А. Харитонов // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. - 2009. - Т. 2. - С. 185-192.
39. Дубенский, А. А. Проектирование оптимальных бесконтактных двигателей постоянного тока с повышенной равномерностью вращения / А. А. Дубенский, Т. В. Куликова, Н. И. Куликов // Вторая всесоюзная конференция по бесконтактным машинам постоянного тока: тез. докл. - М., 1975.
40. Лозенко, В.К. Вентильные двигатели для авиационных механизмов: автореферат дис. д-ра техн. наук / В.К. Лозенко. - М. Изд-во МЭИ, 1985. - 35 с.
41. Специальные электрические машины: источники и преобразователи энергии: учебное пособие для вузов / А.И. Бертинов, Д.А. Бут, С.Р. Мизюрин и др.; под ред. А.И. Бертинова. - М.: Энергоиздат, 1982. - 552 с.
42. Козлов, Д.И. Конструирование автоматических космических аппаратов. -М.: Машиностроение, 1996
43. Кавун, Ю. Ю. Новые типы синхронных электрических машин с постоянными магнитами / Ю. Ю. Кавун, Л. К. Ковалев // Проектирование и изготовление аэрокосмических аппаратов / под ред. проф. Ю. Ю. Комарова. - М.: Изд-во МАИ, 2006.
44. Козлов, Д.И. Конструирование автоматических космических аппаратов. -М.: Машиностроение, 1996.
45. Омельченко, В.В. Электромеханические приводы органов управления многофазовых космических систем с высокими энергетическими и динамическими показателями / В.В. Омельченко //Электротехника. - 2007.-№ 2.- С. 37-43.
46. Путников, В.В. Бесконтактные электродвигатели постоянного тока с повышенной наработкой для космических аппаратов /В.В. Путников, А.В. Путников, В.Б. Уваров // Электротехника. - 2007. - № 2. - С. 18-23.

47. Клиначёв, Н.В. Система управления движением космического аппарата для полёта к удалённым объектам солнечной системы / Клиначёв Н.В., Кулёва Н.Ю., Курносков Д.А. // 73 научной конференции профессорско-преподавательского состава ЮУрГУ Сборник докладов. - 2021г - С.322-330

48. Вентильные электродвигатели малой мощности для промышленных роботов / В.Д. Косулин, Г.Б. Михайлов, В.В. Омельченко, В.В. Путников. - JL: Энергоатомиздат, 1988. - 184 с.

49. Вигриянов, П.Г. Энергетические характеристики управляемых пятифазных вентильных двигателей малой мощности / П.Г. Вигриянов // Вестник Южно-Уральского технического университета, серия «Энергетика». - 2012. - № 37. - С. 54-59.

50. Дубенский, А. А. Проектирование бесконтактных двигателей постоянного тока с оптимальными динамическими характеристиками / А.А. Дубенский, Т. В. Куликова // Вторая всесоюзная конференция по бесконтактным машинам постоянного тока: тез. докл. -М., 1975.

51. Дубенский, А. А. Проектирование оптимальных бесконтактных двигателей постоянного тока с повышенной равномерностью вращения / А. А. Дубенский, Т. В. Куликова, Н. И. Куликов // Вторая всесоюзная конференция по бесконтактным машинам постоянного тока: тез. докл. - М., 1975.

52. Егоров, Ю.Н. Системы привода роботов: справочник / Ю.Н. Егоров, С.А. Ковчин; под ред. С.А. Ковчина - JL: Изд-во Ленингр. ун-та, 1982. - 336 с.

53. Михайлов, О.П. Перспективы развития автоматизированного электропривода металлорежущих станков / О.П. Михайлов // Электричество. - 1985. -№10.-С. 11-17.

54. Михалев, А.С. Следящие системы с бесконтактными двигателями постоянного тока / А.С. Михалев, В.П. Миловзоров. - М.: Энергия, 1979.

55. Промышленная робототехника: справочник / под ред. Я.А. Шифрина. -М.: Машиностроение, 1982. - 415 с.

56. Елизарова, Т. А. Вентильные двигатели для привода медико-биологических систем: автореферат дис. канд. техн. наук / Т.А. Елизарова. -М.: Изд-во МАИ, 1987. - 18 с.

57. Вигриянов, П.Г. Алгоритмы управления коммутацией секций исполнительного элемента дискового магнитной памяти / П.Г. Вигриянов, С.Г. Воронин // Межвуз. сб. трудов. - Рязань: Изд-во РРТИ, 1986. - С. 95-99.

58. Гарганеев, А.Г. Применение систем бесперебойного электропитания в экстренной медицине / А.Г. Гарганеев // Известия Томского политехнического университета. - 2005. - Т. 308. - №7. - С.166-171.

59. Лисов, А.А. Выбор тягового электродвигателя для арктического электротранспорта / Лисов А.А., Кулёва Н.Ю., Возмилов А.Г., Согрин А.И., Закиров Р.А., Илимбетов Р.Ю. // Инновационные транспортные системы и технологии. - 2023. - Т. 9. - № 2. - С. 44-56.

60. Клиначев, Н.В. Методы отладки и запуска частотных преобразователей для электропривода / Клиначев Н.В., Кулёва Н.Ю., Воронин С.Г., Шабуров П.О. // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. – 2022. - том 4 – с. 64-71.

61. Вигриянов, П.Г. Установившиеся электромагнитные процессы многофазных вентильных двигателей в штатных и аварийных режимах: автореферат дис. д-ра техн. наук / П.Г. Вигриянов. - М. Изд-во МЭИ, 1985. - 35 с.

62. Voronin, S. G. Digital Models for Describing Working Processes and Valve Drive Characteristics / Voronin S. G., Sogrin A. I., Kurnosov D. A., Kuleva N.Y., Klinachev N. V. Proceedings - 2018 Global Smart Industry Conference. – 2018. – p.581-585

63. Пат. 2231202 Российская Федерация, МПК7 Н 02 К 29/06, 29/00. Электродвигатель / С.Г. Воронин, С.А. Петрищев, А.А. Рользинг, Б.Н. Хабаров. – № 2002128888/09; заявл. 28.10.2002; опубл. 20.06.2004, Бюл. № 17. – 4 с.

64. Пат. 2790625 Российская Федерация, Способ и устройство для расширения скоростного диапазона и обеспечения живучести трехфазного вентильного электродвигателя / Шабуров Павел Олегович, Воронин Сергей Григорьевич, Кулёва Надежда Юрьевна, Закиров Рамиль Агзамович, Федулов Михаил Владимирович, Сунгуров Илья Владимирович, Харлов Андрей Владимирович. – № 2022129611; заявл. 15.11.2022; опубл. 28.02.2023

65. Пат. 2023687551 Российская Федерация, Программа для расширения скоростного диапазона и обеспечения живучести трехфазного вентильного электродвигателя / Шабуров Павел Олегович, Кулёва Надежда Юрьевна, Сунгуров Илья Владимирович, Закиров Рамиль Агзамович, Харлов Андрей Владимирович. – № 2023684978; заявл. 22.11.2023; опубл. 18.12.2023

66. Harashima, F. Power electronics and motion control – a future perspective / F. Harashima // Proceedings of the IEEE. – 2004. – V. 82, № 8. – P. 112–115.

67. Lorenz, R.D. Motion Control with Permanent-Magnet AC Machines / R.D. Lorenz, T.A. Lipo, D.W. Novotny // Proceedings of the IEEE. – 2004. – V. 82, № 8. – P. 122–127.

68. Тиманов, А.В. Электропривод с высокоскоростным вентильным двигателем постоянного тока для инерционной нагрузки: дисс. канд. техн. наук / А.В. Тиманов. – Челябинск, 1986. – 134 с.

69. Ильинский, Н.Ф. Общий курс электропривода: для электротехн. и электроэнерг. спец. вузов / Н.Ф. Ильинский, Козаченко В.Ф. – М.: Энергоатомиздат. – 1992. – 543 с.

70. Augusto, L. SVM PMSM Drive With Low Resolution Hall-Effect Sensors / L. Augusto, A. Solero, L. Crescimbeni, F.D. Napoli. // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2007. – V. 22, I. 1. – P. 282–290

71. Овчинников И.Е., Лебедев Н.И. Бесконтактные двигатели постоянного тока с транзисторными коммутаторами. – Л., Наука, 1979. – 270с.

72. Михалев А.С., Миловзоров В.П. Следящие системы с бесконтактными двигателями постоянного тока. – М.: Энергия, 1979. – 160с.

73. Воронин, С.Г. Исследование электромагнитного КПД и пульсаций момента вентильного двигателя с дискретной коммутацией обмотки при несинусоидальной форме ЭДС / Воронин С.Г., Кулёва Н.Ю., Шабуров П.О., Чернышев А.Д. // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика».2023. - Т. 23. - No 4. С. 14–23.

74. Воронин, С.Г. Сравнительная оценка способов питания СДПМ в режиме вентильного двигателя / Воронин С.Г., Курносков Д.А., Клиначёв Н.В., Кулёва Н.Ю. // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика».2022. - Т. 22. - № 3. С. 52–61.

75. Никулин, В.Б. Влияние технологических погрешностей электрической машины БДПТ на величину пульсаций вращающего момента / В.Б. Никулин // Элементы, устройства и математическое обеспечение информационно-преобразовательных систем: сб. науч. тр. – Рязань: РРТИ, 1985. – С. 41–47.

76. Ait-gougam, Y. Inverse modelling and pulsating torque minimization of salient pole non-sinusoidal synchronous machines / Y. Ait-gougam, R. Ibtouen, O. Touhami, J.-P. Louis, M. Gabsi. // *Electr. Power Syst. Res.* – 2007. – doi:10.1016/j.epsr.2007.01.003

77. Bogosyan, S. Adaptive Torque Ripple Minimization of Permanent Magnet Synchronous Motors for Direct Drive Applications / S. Bogosyan, M. Gokasan // *Proc. of the IEEE IAS Annual Meeting.* – 1995. –V. 1, Orlando, FL, P. 231–237.

78. Kramer, B. Smooth rotation. An adaptive algorithm kills jerky motions in motors / B. Kramer // *Machine Design*, Jan, 25, 2007, P. 44–50.

79. Qian, W. Periodic speed ripples minimization in PM synchronous motors using repetitive learning variable structure control / W. Qian, S.K. Panda, J.X. Xu. // *ISA Transactions.* – 2003. – № 42. – P. 605–613.

80. Qian, W. Torque ripple minimization in PM synchronous motors using iterative learning control / W. Qian, C. Panda, K. Sanjib, J.X. Xu // *IEEE Transactions on Power Electronics.* – 2004. –V. 19, I. 2. – P. 272–279.

81. Башарин А.В., Новиков В.А., Соколовский Г.Г. Управление электроприводами: Учебное пособие для вузов. – Л.: Энергоиздат, 1982. – 392с.
82. Микроэлектродвигатели для систем автоматики (Технический справочник). Под ред. Э.А. Лодочникова, Ю.М. Юферова. – М.: Энергия, 1969. – 212с.
83. Лифанов, В.А. Исследование пульсаций момента тихоходных бесконтактных двигателей постоянного тока с дискретным датчиком положения ротора / С.Г. Воронин, В.А. Лифанов, Б.Г.Шумихин // Электричество, 1977. – № 11. – С. 54.
84. Самосейко, В.Ф. Теоретические основы управления электроприводом: Учебное пособие / В.Ф. Самосейко.– СПб: Элмор, 2007. – 464с.
85. Воронин, С.Г. Векторное управление электроприводом на основе вентильного двигателя с дискретной коммутацией обмотки / Воронин С.Г., Клиначёв Н.В., Кулёва Н.Ю., Чернышев А.Д. // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика».2022. - Т. 22. - № 4. С. 42–52.
86. Герман - Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0: Учебное пособие. – СПб.: КОРОНА принт, 2001. – 320 с.
87. Busca, C. Open loop low speed control for PMSM in high dynamic application / C. Busca . – Denmark: Aalborg university, 2010. – 110 с.
- 88.
89. Сипайлов, Г.А. Электрические машины: специальный курс / Г.А. Сипайлов, Е.В. Кононенко, К.А. Хорьков. – М.: Высшая школа. - 1987. –288 с.
90. Сегерлинд, Л. Применение метода конечных элементов / Л. Сегерлинд, пер. с англ. А.А. Шестаков, под ред. Б. Е. Победри. – М.: Изд-во «Мир». - 1979. – 392.

91. Сильвестер, П. Метод конечных элементов для радиоинженеров и инженеров-электриков / П. Сильвестер, Р. Феррари, пер. с англ. С.Н. Хотяинцева, под ред. Ф.Ф. Дубровки. – М. 2023.: Мир. - 1986. – 232 с.

92. Копылов, И.П. Проектирование электрических машин: Учеб. для вузов. – В 2-х кн.: Кн.2 / Б.К. Клоков; Под ред. И.П. Копылова. – М: Энергоатомиздат. - 1993. – 384 с.

93. Бут, Д.А. Бесконтактные электрические машины [Текст]: Учебное пособие для вузов / Д.А. Бут. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая шк. - 1990. – 416 с.

94. Вольдек, А. И. Электрические машины. Машины переменного тока : учебник для вузов по направлениям «Электротехника, электромеханика и электротехнологии» и «Электроэнергетика» / А. И. Вольдек, В. В. Попов. СПб. и др. : Питер , 2010. – 349 с.

95. Согрин А.И. Магнитные потери в синхронной электрической машине с возбуждением от постоянных магнитов. Актуальные проблемы энергосберегающих электротехнологий АПЭЭТ–14. Сборник научных трудов. Екатеринбург: ФГАОУ ВПО УрФУ им. первого Президента России Б.Н. Ельцина, 2014. — 267 с.

96. Клиначев, Н.В Asynchronous Vector Drive Status Monitor / Клиначев Н.В., Кулёва Н.Ю., Шабуров П.О. // Conference: 2023 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM). – 2023. – p. 426-431.

97. Бродин, В.Б. Системы на микроконтроллерах и БИС программируемой логики / В.Б. Бродин, А.В. Калинин. – М.: ЭКОМ, 2002. – 154 с.

98. Голубцов, М.С. Микроконтроллеры AVR: от простого к сложному / М.С. Голубцов, А.В. Кириченко. Изд.2-е, испр. и доп. – М.: СОЛОН-Пресс, 2004. – 304 с.

99. Козаченко, В.Ф. Основные тенденции развития встроенных систем управления двигателями и требования к микроконтроллерам / В.Ф. Козаченко // Chip News. – 1999. – № 5. – С. 24–29.

100. Baik, I.-C. DSP-Based Robust Nonlinear Speed Control of PM Synchronous Motor / I.-C. Baik, K.-H. Kim, M.-J. Youn.// Electric Machines and Power Systems. – 1999. – № 27. – P. 481–499.

101. Cendoya, M. Algorithm for rotor position and speed estimation in permanent magnet ac motors / M. Cendoya, J. Solsona, G. Toccaceli, M. Valla // INT. J. ELECTRONICS, – 2002. – V. 89, №. 9. – P. 717–727.

102. Choi, S.-H. Precise position control using a PMSM with a disturbance observer containing a system parameter compensator / S.-H. Choi, J.-S. Ko, I.-D. Kim, J.-S. Park, S.-C. Hong. // IEE Proc.-Electr. Power Appl. – 2006. – V. 152, № 6. – P. 1573–1577.

103. Kim, Y.S. Speed-sensorless vector control for permanent-magnet synchronous motors based on instantaneous reactive power in the wide-speed region / Y.S. Kim, Y.K. Choi, J.H. Lee. // IEE Proc.-Electr. Power Appl. – 2005. –V. 152, № 5. – P. 1343–1349.

104. Monajemy, R. Control Strategies and Parameter Compensation for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives: diss. doctor of philosophy in Electrical Engineering / R. Monajemy. – Blacksburg, Virginia. – 2000. – 172 p.

105. Stankovic, V. Position estimation in salient PM synchronous motors based on PWM excitation transients / V. Stankovic, A.M. Blasko, V. Petrovic.// IEEE Transactions on Industry Applications. – 2003. – V. 39, I. 3, P. 835–844.

106. Wang, S.-J. A flux estimation method for a permanent-magnet synchronous motor / S.-J. Wang, C.-H. Fang, S.-K. Lin. // Journal of Magnetism and Magnetic Materials. – 2004. –№ 282. – P. 355–359.

107. Yousfi, D. A New Position and Speed Estimation Technique for PMSM with Drift Correction of the Flux Linkage / D. Yousfi, M. Azizi, A. Saad. // Electric Power Components and Systems. – 2001. – № 29. – P. 597–613.

108. . Yuanzi, D. Digital Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor Drive without Mechanical Sensor / D. Yuanzi, L.K. Soon, G. Xiuli // Electric Power Components and Sys-tems. – 2001. –№ 29. – P. 459–477.

109. Кондратьев, А. Б. Исследование мехатронного модуля привода с трёхфазным вентильным двигателем при 180-градусном управлении / А. Б. Кондратьев, А. В. Кривилев, А.В. Ситникова // Электронный журнал «Труды МАИ», 2012г. – №50. – <http://www.mai.ru/science/trudy/published.php?ID=28825>

110. Осин, И.Л. / Синхронные микродвигатели с постоянными магнитами/ И.Л. Осин, В.П. Колесников, Ф.М. Юферов. – М.: Издательство «Энергия», 1976 – 232с.