

Е.В. Тумаева

**МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ
СИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА**

2007

Нижекамский химико-технологический институт (филиал)
Государственного образовательного учреждения
высшего профессионального образования
«Казанский государственный технологический университет»

Е.В. Тумаева

**МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ
СИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА**

Монография

**Казань
КГТУ
2007**

Тумаева Е.В.

Математическая модель синхронного электропривода: монография / Е.В. Тумаева; - Казань: Изд-во Казан. гос. технол. ун-та, 2007. – с.

Рассматриваются методы математического моделирования синхронного электропривода с датчиком положения ротора и преобразователем частоты. Приводятся математические модели выпрямителей, преобразователя частоты с дискретной по углу коммутацией и широтно-импульсной модуляцией, а также модели ненасыщенного синхронного двигателя в естественных координатных осях и в системе координат d, q, θ . Анализируются допущения и ограничения, традиционно используемые при математическом моделировании синхронного двигателя. На основании проведенного системного анализа для повышения точности математической модели синхронного электропривода предлагается учесть нелинейность магнитопровода и потери в стали синхронного двигателя.

Рецензенты: кандидат технических наук *А.М. Вдовин*
кандидат технических наук *Н.И. Горбачевский*

СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

Введение

1 Современное состояние синхронного электропривода

2 Математическая модель синхронного электропривода

- 2.1 Функциональная схема синхронного электропривода с оптимальными режимами работы
- 2.2 Моделирование полупроводниковых элементов в силовых цепях синхронного электромеханического преобразователя
- 2.3 Математическая модель и схема замещения преобразователя частоты
- 2.4 Математическая модель управляемого выпрямителя
- 2.5 Математическая модель ненасыщенного синхронного двигателя в естественных координатных осях
- 2.6 Математическая модель ненасыщенного синхронного двигателя с использованием преобразования координат
- 2.7 Математическая модель синхронного двигателя с позиций теории обобщенных машин с учетом насыщения магнитопровода и магнитных потерь

Заключение

Библиографический список

Приложение 1. Программа расчета переходных процессов в синхронном двигателе с учетом нелинейности магнитопровода и потерь в стали

Введение

В настоящее время в промышленности, в сельском хозяйстве, в строительстве и в быту широкое применение находят автоматизированные электроприводы. До недавнего времени основной регулируемых электроприводов являлись двигатели постоянного тока, а системы автоматического регулирования электроприводов постоянного тока обладали универсальностью и обеспечивали хорошие качественные показатели электропривода. Однако требования к электроприводам постоянно ужесточаются, что связано с общим прогрессом машиностроения, направленным на интенсификацию производственных процессов, их автоматизацию, повышение точности характеристик, необходимостью обеспечения и повышения качества производимой продукции, а также наметившимся переходом от экстенсивного применения электрической энергии к более рациональному ее использованию.

Поэтому наряду с совершенствованием электроприводов постоянного тока одной из важнейших задач современного электропривода является переход к регулируемым электроприводам переменного тока. Анализ технико-экономических показателей систем регулируемых электроприводов, рассматриваемых в трудах зарубежных и отечественных ученых (Лиск М., Дейх С., Годвин Г., Вейнгер А.М., Аракелян А.К., Афанасьев А.А., Ключев В.И., Онищенко Г.Б., Зиннер Л.Я., Столов Л.И., Афанасьев А.Ю., Микеров А.Г. и др.) позволил сделать вывод о том, что в тех областях применения, где требуются высокая и стабильная точность выполнения технологических операций, высокая динамика системы, большие скорости обработки, целесообразно использовать синхронные электроприводы.

Основой такого электропривода является синхронный двигатель с электромагнитным возбуждением, обмотка якоря которого получает питание от преобразователя частоты, при этом управление преобразователем частоты осуществляет устройство автоматического регулирования, в которое вводится задание скорости электропривода, а также поступает информация от

датчиков углового положения ротора и токов якоря. Уникальное свойство синхронного электромеханического преобразователя – абсолютная жесткость механической характеристики – позволяет строить синхронные электроприводы, как с точным поддержанием частоты вращения, так и с точным поддержанием электромагнитного момента.

Традиционно при анализе и синтезе синхронных электроприводов применяется теория обобщенной машины, которая позволяет, используя систему координат d, q , связанную с ротором-индуктором, получить в стационарном режиме постоянные токи и напряжения синхронного двигателя, а в переходных режимах – плавно изменяющиеся токи и напряжения. Однако при использовании теории обобщенных машин пренебрегают нелинейностью магнитопровода и потерями в стали статора.

Вместе с тем насыщение по основному магнитному потоку влияет на параметры и свойства синхронного двигателя, но не препятствует реализации возможностей синхронного двигателя в регулируемых электроприводах, если влияние насыщения каким-либо образом будет учтено при разработке электропривода. Вихревые токи также оказывают влияние на характеристики синхронного двигателя. В связи с этим актуальной задачей является повышение точности математического описания синхронного электропривода путем учета нелинейности магнитопровода и магнитных потерь синхронного двигателя.

1. СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ СИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Основным итогом становления и развития электрического привода в XX веке можно считать его распространение на все виды машин и механизмов, используемых в производстве, на транспорте и в других сферах жизнеобеспечения. В общем виде функциональная схема современной системы регулируемого электропривода состоит из следующих элементов:

- электромеханический преобразователь, осуществляющий преобразование электрической энергии в механическую энергию вращения вала;

- передаточное устройство, осуществляющее передачу движения от двигателя к исполнительному механизму;

- электронный преобразователь, подключенный к источнику питания и питающий электромеханический преобразователь токами или напряжениями, изменяемыми по заданному алгоритму;

- аналоговое или цифровое управляющее устройство, осуществляющее управление силовой частью электронного преобразователя в зависимости от сигналов, задаваемых оператором, и сигналов обратной связи;

- датчик прямого или косвенного измерения механических параметров: угловой скорости, положения ротора и другие датчики внутренних контуров обратных связей (фазных токов, напряжений, температуры и т.п.) [96].

До недавнего времени основой регулируемых электроприводов являлись двигатели постоянного тока. Системы автоматического регулирования электроприводов постоянного тока, построенные по методу подчиненного регулирования с последовательной коррекцией, обладают универсальностью и обеспечивают хорошие качественные показатели электропривода. В целом регулируемые электроприводы постоянного тока достигли высокой степени совершенства. Однако, двигателям постоянного тока присущи серьезные недостатки, обусловленные, глав-

ным образом, наличием щеточно–коллекторного аппарата [1, 9, 39, 44, 61, 62, 84].

Требования к регулируемым электроприводам продолжают ужесточаться. Такая тенденция объясняется рядом причин: общим прогрессом машиностроения, направленным на интенсификацию производственных процессов, их автоматизацию, повышение точности характеристик и других технических требований, связанных с обеспечением стабильности качества производимой продукции. Другой важной причиной явился наметившийся переход от экстенсивного применения электрической энергии к более рациональному ее использованию. Речь идет не только об уменьшении потерь энергии при ее электромеханическом преобразовании, но, главным образом, о том, чтобы средствами автоматизированного электропривода оптимизировать сами технологические процессы в целях сокращения их энергоемкости.

Поэтому одной из важнейших задач современного электропривода является переход к регулируемым по скорости электроприводам переменного тока. В странах Западной Европы концепция построения регулируемых электроприводов переменного тока разделена между асинхронными машинами с преобразователями частоты и электроприводами с синхронными машинами различного конструктивного исполнения [67, 88]. Каждый из видов двигателей переменного тока имеет свою целесообразную область практического применения в регулируемых электроприводах [16, 17, 18, 19, 20, 91, 102]. Для синхронного двигателя (СД) такой областью являются прежде всего электроприводы средней и большой мощности с достаточно большим диапазоном регулирования скорости.

Как показывает длительный опыт использования машин переменного тока с нерегулируемой скоростью, СД, питаемые от сети, имеют неоспоримые преимущества по сравнению с асинхронным двигателем. СД имеют высокий коэффициент мощности, равный единице для установок небольшой мощности, и работают, как правило, с опережающим $\cos \varphi$ в установках большой мощности. Способность СД отдавать в сеть регу-

лируемую реактивную мощность за счет автоматического регулирования возбуждения двигателя существенно улучшает режимы работы потребителей электроэнергии и питающей сети в целом. Коэффициент полезного действия современных СД достигает значения 96 – 98 %. Важным достоинством СД в конструктивном отношении является большой воздушный зазор, чем у асинхронных двигателей. Поэтому изнашивание подшипников почти не изменяет свойств СД, тогда как в асинхронных двигателях, обладающих малым воздушным зазором, этот фактор приводит к значительному ухудшению их характеристик и нередко к авариям из-за задевания ротора о статор. Последнее особенно часто имеет место в электроприводах с резкопеременной нагрузкой.

С точки зрения перегрузочной способности СД занимают особое положение по сравнению с другими электродвигателями. Во-первых, СД характеризуются линейной зависимостью статической перегрузочной способности от напряжения питающей сети, тогда как асинхронные двигатели – квадратичной зависимостью. Во-вторых, СД в силу свойств синхронного режима обладают различной перегрузочной способностью при постепенном и мгновенном повышении нагрузки. Перегрузочная способность СД при резкопеременной нагрузке выше, чем при статическом (постепенном) увеличении нагрузки вследствие возникновения в обмотке возбуждения переходных токов. При автоматическом регулировании возбуждения перегрузочную способность СД можно изменять. Для сохранения постоянной перегрузочной способности двигателя в большинстве схем автоматического регулирования предусматривается автоматическое увеличение тока возбуждения при приложении ударной нагрузки или снижении величины питающего напряжения.

И, наконец, важным преимуществом СД является их работа с постоянной скоростью вращения. Жесткость механической характеристики синхронной машины равна бесконечности. Поскольку ротор двигателя вращается с синхронной скоростью и скольжение отсутствует, то вся мощность электромагнитного

поля статора преобразуется в механическую мощность на валу синхронного двигателя.

Применение регулируемых синхронных электроприводов (СЭП) началось с тех видов рабочих машин, где до этого использовался нерегулируемый электропривод на основе СД, питаемых от сети. В этих рабочих машинах переход к регулируемому электроприводу давал значительный технологический и конструктивный эффект.

Так, использование регулируемых безредукторных тихоходных электроприводов для цементных и рудоразмельных мельниц позволяет устанавливать оптимальный технологический режим, создавать агрегаты большой единичной мощности без использования редукторов на огромные моменты. Быстроходные электроприводы турбокомпрессоров, используемых в химической промышленности, позволяют наиболее экономично регулировать производительность при изменениях технологических режимов.

В шинной промышленности одним из основных направлений повышения эффективности технологического процесса резиносмешения, особенно на резиносмесителях большой единичной мощности, является оптимизация частотно-временной функции вращения роторов СД резиносмесителя. Повышение эффективности процесса резиносмешения на уже существующем оборудовании может быть достигнуто организацией его управления по энергозатратам. Этот способ широко применяется за рубежом, так как характеризуется высокой производительностью оборудования и стабильностью резиносмешения [43].

Наряду с этим определен целый ряд рабочих машин, на которых традиционно использовались электроприводы постоянного тока, где переход к регулируемым СЭП также даст значительный эффект повышения производительности, качества продукции агрегатов, надежности конструкции. Здесь играют роль такие свойства СД, как практически неограниченная единичная мощность, высокая перегрузочная способность, быстроедействие системы автоматического регулирования, широкие возможности выбора габаритных размеров двигателя, возможность работы в

агрессивных и взрывоопасных средах, при различных давлениях, влажности и температурах.

Например, для главных приводов редуцированных трубопрокатных станков, как показывают расчеты, переход к синхронным приводам позволит в 2-3 раза снизить динамическое падение и время восстановления скорости, следовательно, уменьшить длину утолщенных концов труб, повысить выход годной продукции при штучной прокатке. На основе регулируемых электроприводов с СД может быть решена также проблема безредукторных главных приводов непрерывных станков прокатки труб на оправке, входящих в состав наиболее производительных агрегатов, выпускающих бесшовные трубы.

В главных приводах непрерывных станков горячей и холодной прокатки листа регулируемые СД позволят перейти от двух- и трехъякорных машин к одноякорным, улучшить важный технологический показатель – время форсированного останова. Для горячих станков будет также достигнуто уменьшение времени восстановления скорости, что облегчит работу петледержателей. Для холодных станков может быть уменьшено время разгона от заправочной до установившейся скорости и время торможения, повышено быстродействие и динамическая точность регулирования – все эти показатели влияют на продольную разнотолщинность, их улучшение будет способствовать повышению качества листа.

Основным требованием, предъявляемым к рабочим машинам со спокойным режимом нагрузки, является экономичность. Для машин с высокодинамичным режимом нагрузки первостепенными требованиями являются быстродействие, диапазон и качество регулирования скорости, а также высокая кратность максимального момента, а требования к экономичности самого электропривода играют подчиненную роль.

Современные регулируемые электроприводы с СД имеют определенную общность в отношении состава, взаимосвязи основных частей, принципа действия. Эти общие черты отражены в функциональной схеме рис. 1.1. Обмотка якоря синхронного двигателя СД питается от полупроводникового преобразователя

частоты ПЧ, обмотка возбуждения – от полупроводникового возбудителя ПВ. Управление преобразователем частоты (ПЧ) и возбудителем осуществляет устройство автоматического регулирования УАР. В это устройство вводится задание скорости электропривода. Кроме этого поступает информация о положении ротора двигателя от датчика углового положения ротора ДПР, механически сочлененного с двигателем, а также об электрическом состоянии двигателя от датчиков тока якоря ДТЯ и возбуждения ДТВ.

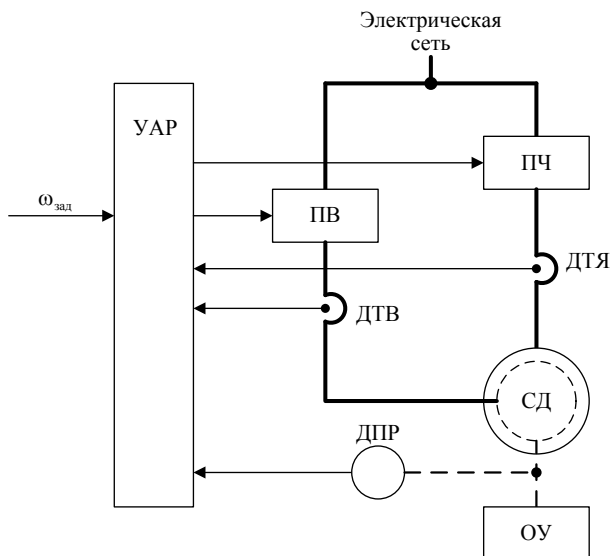


Рис. 1.1. Функциональная схема синхронного электропривода

Особенностью управления ПЧ является использование сигналов датчика углового положения ротора двигателя, который определяет угловое относительное расположение осей обмотки возбуждения ротора и осей статорных обмоток двигателя. При этом в любом установившемся режиме выходная частота преобразователя частоты будет в точности совпадать с частотой ЭДС вращения СД. Такой принцип действия –

принцип вентильного двигателя (ВД) или бесконтактного двигателя постоянного тока (БДПТ). Режимы вентильного двигателя существенно отличаются от режимов обычного СД, питающегося от сети, тем, что по своим характеристикам ВД является альтернативой коллекторного двигателя постоянного тока.

Выбор конструкции двигателя обусловлен требованиями, предъявляемыми к электроприводу. Так, если это низкочастотный высокодинамичный электропривод, то неявнополюсный СД с электромагнитным возбуждением в одной оси имеет преимущества перед явнополюсным СД по механической надежности, но уступает ему в отношении потерь на возбуждение. Кроме того, неявнополюсному СД требуется повышенный запас по напряжению якоря, что вызывается повышенным эквивалентным значением поперечной составляющей индуктивного сопротивления, поэтому данная конструкция рекомендована для приводов со спокойным режимом работы.

Для приводов средней и большой мощности целесообразно использовать явнополюсный с электромагнитным возбуждением СД, для высокодинамичных приводов – явнополюсный с электромагнитным возбуждением компенсированный СД. Такой двигатель имеет электромагнитное возбуждение в двух осях, то есть на индукторе в пазах размещена вторая обмотка возбуждения, МДС которой направлена по поперечной оси. Эта поперечная обмотка предназначена для компенсации реакции якоря, то есть играет такую роль, как компенсационная обмотка в двигателе постоянного тока [23, 94, 95].

Современные преобразователи частоты, используемые для питания обмотки якоря СД, имеют стандартную структуру и построены по схеме двойного преобразования. Они состоят из следующих основных частей: неуправляемого выпрямителя, фильтра, силового трехфазного мостового инвертора на IGBT-модулях и системы управления [21]. В соответ-

ствии с требованиями электромагнитной совместимости ПЧ дополнительно комплектуются сетевыми фильтрами.

Неуправляемый выпрямитель обычно выполняется на диодах. В этом случае он отличается максимальной простотой и надежностью, высоким КПД, а также достаточно высоким качеством выпрямленного напряжения и гармонического состава тока, потребляемого из сети.

В качестве автономных инверторов применяются автономные инверторы напряжения (АИН). Обязательным элементом на входе АИН является параллельно включенная емкость. Поэтому в результате подключений полупроводниковыми ключами этой емкости к выходным зажимам АИН осуществляется формирование кривых напряжения нагрузки. Непосредственно приложить синусоидальное напряжение переменной частоты и амплитуды к обмоткам двигателя данная схема не позволяет, но она позволяет, используя широтно-импульсную модуляцию (ШИМ), импульсно прикладывать к обмоткам двигателя напряжение звена постоянного тока таким образом, что эффект оказывается практически эквивалентен приложению синусоидального напряжения требуемой частоты и амплитуды [1]. Наиболее распространены алгоритмы синусоидальной трехуровневой ШИМ, которые формируют последовательности импульсов сравнением синусоидальной модулирующей функции с несущей функцией. Широко известны алгоритмы, в которых модулирующая функция содержит гармоники, кратные трем, позволяющие улучшить использование источника питания трехфазного инвертора. Так как спектральные составляющие, кратные трем, отсутствуют в линейном напряжении выходной трехфазной сети инвертора, то они не создают потерь мощности в нагрузке. Качество формируемого напряжения этого алгоритма по сравнению с синусоидальной ШИМ несколько ухудшается, зато удается регулировать амплитуду первой гармоники линейного выходного напряжения вплоть до напряжения звена постоянного тока [70].

В настоящее время, наряду с давно известными биполярными и полевыми транзисторами [57, 58, 75, 77], широкое применение нашли мощные полевые транзисторы MOSFET, биполярные транзисторы с изолированным затвором IGBT, тиристоры с управляющим затвором GTO [10].

Приборы IGBT объединили в себе достоинства полевых (малая мощность управления, оптимальный диапазон мощностей для надежной работы, стойкость к коротким замыканиям, малые времена переключения при отсутствии времени накопления заряда) и биполярных транзисторов (малое падение напряжения в открытом состоянии). Уступая силовым запираемым тиристорам GTO по статическим параметрам, они принципиально превосходят их по динамике (прежде всего по времени включения и запираения). Кроме того, IGBT не требует больших токов для открытия и закрытия, тем самым облегчая систему управления, и вытесняет биполярные транзисторы из таких областей, как устройства управления электроприводами, бесперебойные источники питания и т.п.

В настоящее время налажен выпуск IGBT-модулей, которые по внутренней электрической схеме могут представлять: единичный IGBT; двойной модуль, где два IGBT соединены последовательно; прерыватель, в котором единичный IGBT последовательно соединен с диодом; однофазный или трехфазный мост. Во всех случаях, кроме прерывателя, модуль содержит параллельно каждому IGBT встроенный обратный диод. Преимущество IGBT-модуля заключается, в первую очередь, в электрической изоляции элементов схемы модуля от охлаждающих устройств, легкости монтажа и удобства объединения с другими схемами преобразователя. Модульная конструкция позволяет минимизировать паразитные индуктивности в силовых цепях, за счет этого снижаются всплески перенапряжения и коммутационные потери в транзисторах [28].

Основные параметры мощных единичных и двойных IGBT-модулей фирм Semikron, Eupec, Mitsubishi, Toshiba, General Elektrik, International Rectifier, Siemens AG, Hitachi и других можно найти в [4, 28, 54, 86, 87, 89, 90]. В настоящее время диа-

пазон токов и напряжений IGBT уже составляет от 1 до 2400 А и от 600 В до 6,5 кВ соответственно. При этом эти приборы имеют огромный потенциал для дальнейшего развития в области меньших и больших напряжений и токов, а также более высоких рабочих частот и меньших потерь мощности.

Большое внимание уделяется также созданию так называемых «интеллектуальных силовых модулей», объединяющих в одном корпусе силовую часть (шестиключевой модуль) со схемами управления (драйверами), полной внутренней защитой (ограничение тока при перегрузке в ШИМ-режиме; защита от перегрева; активное ограничение отрицательных выбросов; защита от обрыва силовой «земли»; защита от снижения напряжения управления; защита от статического электричества 4 кВ на всех выводах; изоляция логической и силовой «земли») и датчиками.

Создаются интеллектуальные подсистемы, объединяющие интеллектуальный силовой модуль с охладителем, шиной постоянного тока с конденсатором, датчиками тока, источником питания собственных нужд. Кроме этого появились интеллектуальные силовые электронные системы, в которых к интеллектуальной подсистеме добавлены микропроцессорный контроллер управления и регулирования электроприводом. Специализированные микроконтроллеры на сегодняшний день выпускаются многими фирмами. Среди них Motorola, Analog DeviceS и ряд других.

Электропривод с синхронным двигателем, функциональная схема которого приведена на рис.1.1, является аналогом электропривода с коллекторным двигателем постоянного тока. В более широком аспекте эта аналогия вытекает из наличия позиционной обратной связи ротора по отношению к статору, управляющей процессом коммутации секций в том и другом типе машин. В коллекторном двигателе функцию позиционной обратной связи выполняет щеточно-коллекторный аппарат, а в бесконтактном двигателе – датчик положения ротора по отношению к статору. Назначение позиционной обратной связи состоит в организации коммутационного процесса таким образом,

чтобы при любом положении ротора вектор поля индуктора (магнита) и вектор поля якоря (силовая обмотка) составляли угол, наиболее приближающийся к прямому. Это условие является наилучшим в смысле обеспечения максимума электромагнитного момента, возникающего при взаимодействии полей статора и ротора [60].

Синхронные электромеханические преобразователи (СЭМП) также используются в моментных двигателях (МД), у которых на вход подается электрический сигнал постоянного или переменного тока, а выходом является электромагнитный момент; при этом в рабочем режиме ротор двигателя либо неподвижен, либо вращается, но с малой частотой вращения. При этом для получения экскаваторной механической характеристики применяется глубокая обратная связь по токам обмотки статора [71, 73].

Электроприводы на основе МД предназначены для вращения объектов управления в прецизионных электромеханических системах стабилизации, программного движения и в следящих системах.

Моментные электроприводы (МЭП) могут быть предназначены для углового перемещения объекта управления, для его вращения с требуемой частотой – постоянной либо изменяющейся по некоторому закону, а также для приложения к объекту управления требуемого момента.

МЭП находят применение в гироскопических и гиродинных системах. В приборных системах моментный двигатель используется как коррекционный; в системах с силовыми гироскопами МЭП позволяет управлять положением приборной платформы или космического летательного аппарата.

В электромеханических системах управления положением антенн, телескопов, фото- и киноаппаратов, солнечных, звездных датчиков, прицелов, дальномеров, зеркал и других оптических и оптико-электронных приборов, а также в роботах и манипуляторах широко применяются одно- и многодвигательные МЭП. При их эксплуатации на подвижном основании – на

наземном транспорте, на морских судах и летательных аппаратах – проявляются уникальные свойства МЭП.

МЭП применяется в системах пневмо- и гидроавтоматики, в топливных системах для перемещения заслонок, задвижек, золотников, регулирующих давление или секундный расход рабочего тела.

МЭП используются в измерительных системах с силовой отрицательной обратной связью. При измерении механических усилий, моментов, давлений, ускорений чувствительный элемент находится под воздействием измеряемого усилия и усилия силового компенсатора – моментного двигателя [8].

Нередко моментные двигатели используют в качестве натяжных устройств, позволяющих регулировать или сохранять неизменной силу натяжения провода, ленты, цепи и т.п. Такие моментные двигатели нередко входят в комплект электропривода намоточных станков, барабанов для размотки и намотки кабеля [72].

Для МЭП характерна идеология построения системы управления в пространстве переменных состояния, т.е. управляющее устройство (УУ) по текущему углу поворота α и частоте вращения ω вырабатывает требуемое значение электромагнитного момента M^0 , которое реализуется с помощью схемы питания, формирующей соответствующие значения одного или нескольких токов управления.

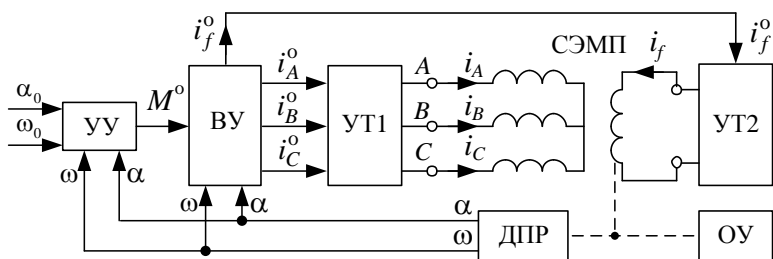


Рис. 1.2. Функциональная схема системы с МД

В качестве примера можно привести функциональную схему системы с МД, в основе которого используется СЭМП с электромагнитным возбуждением, представленную на рис. 1.2. Здесь ротор СЭМП механически связан с объектом управления ОУ и непрерывным датчиком положения ротора ДПР. ДПР вырабатывает сигналы, пропорциональные углу поворота α и частоте вращения ротора двигателя ω . Эти сигналы поступают на входы устройства управления УУ и вычислительного устройства ВУ. На вход устройства управления УУ также поступают задающие воздействия – требуемый угол поворота α_0 или требуемая частота вращения ω_0 . УУ вырабатывает сигнал M^0 – оптимальное значение электромагнитного момента, который должен создать двигатель. По этому сигналу и по текущим значениям α , ω вычислительное устройство ВУ формирует оптимальные значения токов обмотки статора i_A^0 , i_B^0 , i_C^0 , а также тока возбуждения i_f^0 . Три первых сигнала поступают на трехфазный усилитель тока УТ1, который питает фазы статора токами i_A , i_B , i_C , близкими к оптимальным. Сигнал i_f^0 приходит на усилитель тока УТ2, питающий обмотку возбуждения током i_f , близким к оптимальному.

Управление скоростью вращения и углом поворота ОУ осуществляется с помощью регулирования электромагнитного момента согласно уравнениям движения ЭП:

$$J \frac{d\omega}{dt} = M - M_c;$$

$$\frac{d\alpha}{dt} = \omega,$$

где J – суммарный момент инерции подвижных частей ЭП;
 M_c – статический момент.

УУ формирует оптимальное значение электромагнитного момента M^0 в соответствии с уравнением:

$$M^0 = \bar{M}_c + \kappa_\alpha (\alpha_0 - \alpha) + \kappa_\omega (\omega_0 - \omega),$$

где \overline{M}_c – оценка статического момента;

$\kappa_\alpha, \kappa_\omega$ – коэффициенты обратных связей по углу и по скорости.

Такой подход к синтезу автоматизированного электропривода существенно отличается от принципа подчиненного регулирования с тремя контурами: по углу, по частоте вращения и по току управления. Также отличаются и характеристики двигателя.

Таким образом, проведенный анализ возможностей работы СД в различных режимах показывает большие перспективы широкого практического применения регулируемых синхронных электроприводов и вместе с тем масштабность и сложность задач в этой области.

Успешное теоретическое исследование электромагнитных и электромеханических процессов в СЭП зависит от правильного комплексного использования методов теории электрических машин, вентильных преобразователей, теоретической электротехники, а также методов из области прикладной и вычислительной математики, алгоритмизации и программирования.

Появление первых теоретических работ по БДПТ относится к 40-м годам и связано с именами советских ученых Б.Н. Тихменева, Д.А. Завалишина, О.Г. Вегнера, М.И. Губанова, А.С. Димитрадзе, Б.А. Эттингера и др. Общим для этих исследований является то, что ВД рассматривался с позиции теории синхронных машин по первым гармоникам ЭДС, токов и потока в зазоре машины [22, 35, 38].

Дальнейшее развитие и углубление теории БДПТ связано с созданием полупроводниковых вентилях. Широкий класс БДПТ, отличающихся по мощности, обусловил и различный подход к их исследованию.

Так, анализ вентильных машин малой мощности проводится с использованием методов исследования коллекторных электрических машин. Такой подход дает возможность получить простые соотношения для токов, момента, частоты вращения и расчета машины в целом. В работах И.Е. Овчиникова, Н.И. Лебедева, И.А. Вевюрко, Р. Финка, М. Лиска, базирующихся на

этом методе, проведены глубокие исследования квазиустановившихся и переходных электромеханических процессов, процессов управления и регулирования. Применительно к БДПТ средней мощности аналогичный подход содержится в работах Ш.И. Лутидзе, С. Дейха, А.Г. Назикяна.

В работах А.А. Афанасьева, А.К. Аракеляна, Э.Р. Гейнца, А.Л. Дубенского, С. Дейха, В. Бредлея и Н.Сато БДПТ рассматриваются с позиции синхронных машин, что позволяет применить при исследованиях мощный аппарат координатных преобразований [5, 36].

Точный анализ электромагнитных процессов связан с использованием метода мгновенных значений, разработанного Н. Папалекси применительно к выпрямителям и развитого в работах Ш.И. Лутидзе, В.А. Кучумова применительно к вентильным двигателям. В основу этого метода положены уравнения Парка – Горева, в которых искомые функции вычисляются на отдельных интервалах при допущении постоянства потокосцепления.

Моментным двигателям и моментному электроприводу также посвящено большое число работ, в которых описаны конструкции, функциональные и принципиальные схемы МД и МЭП, даны алгоритмы управления и математическое описание [7]. Решению задач синтеза и анализа МД и МЭП посвящены труды Беленького Ю.М., Беседина И.М., Борцова Ю.А., Бояринова Г.И., Бродовского В.Н., Вейнгера А.М., Галеева Ш.С., Германа-Галкина С.Г., Дацковского Л.Х., Жерлицина М.П., Зеленкова Г.С., Зыкова Б.Н., Каплуна Г.И., Ключева В.И., Коськина Ю.П., Куликова В.Н., Микерова А.Г., Минкина М.М., Михалева А.С., Никулина В.Б., Новикова В.А., Рудаоква В.В., Слежановского О.В., Столова Л.И., Чайковского Р.И., Афанасьева А.Ю. и других.

Развитие общей теории электрических машин свидетельствует, что для описания поведения электромеханического преобразователя энергии существует два крайних подхода: на базе теории поля, развитой на основе уравнений Максвелла, и теории цепей - на основе уравнений Кирхгофа. В настоящее время наиболее прогрессивным подходом к анализу процессов элек-

тромеханического преобразования энергии в электрических машинах является комбинированный подход, сочетающий в себе теорию поля и теорию цепей [3, 14, 15, 41, 42, 46, 48, 51, 66, 74, 76, 78, 80, 81]. Исходя из приближенного представления картины магнитного поля в воздушном зазоре электрической машины, с достаточной точностью определяются ее параметры и записываются дифференциальные уравнения равновесия напряжений на обмотках, из которых вычисляются токи или потокосцепления. Зная закон изменения токов или потокосцепления, получают зависимость изменения электромагнитного момента и записывают уравнение движения в зависимости от характера нагрузки и ее инерционности.

Для исследования СЭП в статике и динамике наиболее целесообразно и эффективно использовать систему уравнений электромеханического преобразования энергии, которая включает в себя дифференциальные уравнения Кирхгофа, записанные для обмоток синхронного двигателя в фазных координатах, уравнение электромагнитного момента и уравнение движения электропривода. Данная система уравнений нелинейна, так как уравнения, записанные для обмоток двигателя, являются дифференциальными уравнениями с переменными коэффициентами, а уравнение электромагнитного момента содержит произведение зависимых переменных – токов. Вообще уравнения с нелинейными параметрами не имеют точного решения, однако можно, применяя ЭВМ, получить высокую точность, которая необходима при решении исследовательских задач [48].

Использование численных и аналитических методов [11] при исследовании сложных систем и высокое развитие быстродействия современных ЭВМ сопровождается выпуском программных математических пакетов, позволяющих решать системы линейных, нелинейных алгебраических, дифференциальных уравнений и выполнять другие наиболее применяемые математические операции. К таким программам относятся MATHCAD, MATLAB, REDUCE, DERIVE, MAPLE, Mathematica, MACSYMA, Theorist и пр. [30, 37, 56, 68]. В то же время стоит отметить успешное программирование и составление про-

грамм для численных расчетов процессов в электромеханических вентильных системах с использованием алгоритмических языков: FORTRAN, BASIC, C, C++, PASCAL и другие [2, 37, 48, 79].

При анализе и синтезе СЭП широко используется теория обобщенных машин. Она позволяет, используя систему координат d, q , связанную с индуктором, представить СД в установившемся режиме стационарным объектом регулирования. В этом случае система уравнений электромеханического преобразования энергии не содержит параметры, явно зависящие от времени или угла поворота ротора, а токи и напряжения отображаются не синусоидальными, а постоянными функциями [5, 23, 32, 48, 53, 55, 63, 64, 78, 82, 83, 94].

Следует отметить, что при использовании теории обобщенных машин принимается ряд допущений, в частности, пренебрегают нелинейностью магнитопровода статора и потерями в стали. Однако насыщение по основному магнитному потоку влияет на параметры и свойства СД. Вместе с тем этот вид насыщения не препятствует реализации возможностей СД в регулируемых электроприводах, если влияние насыщения каким-либо образом будет учтено при разработке электропривода. Кроме этого в магнитопроводе статора СД имеются замкнутые контуры – контуры вихревых токов. Вихревые токи оказывают влияние на характеристики СД и поэтому их также необходимо учитывать [23]. Таким образом, одной из важнейших задач теоретического исследования является повышение точности математического описания СЭП с учетом нелинейности магнитопровода и потерь в стали.

Основным путем решения данной задачи является применение теории многообмоточного трансформатора, с точки зрения которой магнитный поток машины можно представить состоящим из двух составляющих – проекции вектора основного магнитного потока на ось фазы или обмотки и магнитного потока рассеяния. При этом нелинейность магнитопровода следует учитывать введением в математическую модель элемента, опи-

сываемого кривой намагничивания, а потери в стали - введением трехфазной обмотки вихревых токов.

2. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

В понятие создания математической модели входит формирование системы уравнений на основе законов физики в соответствии с принятыми исходными допущениями, необходимыми и достаточными для достижения поставленной цели, и аналитическое преобразование этой системы, обеспечивающее оптимальность решения задачи на ЭВМ [80].

Методы математического моделирования синхронных электроприводов с датчиком положения ротора и преобразователем частоты за последнее время претерпели ряд изменений. В разделах 2.2 – 2.4 приводятся математические модели выпрямителей, преобразователя частоты с дискретной по углу коммутацией и с широтно-импульсной модуляцией, описанные в трудах [27, 40]. В разделах 2.5 – 2.7 приведены математические модели ненасыщенного СД, а также математическая модель СД с учетом нелинейности магнитопровода и потерь в стали.

2.1. Функциональная схема синхронного электропривода с оптимальными режимами работы

Функциональная схема СЭП с оптимальными по критерию минимума мощности суммарных потерь в меди и стали СД режимами работы представлена на рис. 2.1. Синхронный электро-механический преобразователь СЭМП с электромагнитным возбуждением имеет на статоре трехфазную обмотку с зажимами A , B , C и с изолированной нейтралью. Ротор механически связан с объектом управления ОУ и датчиком положения и скорости ротора двигателя ДПС.

ДПС вырабатывает сигналы, пропорциональные углу поворота α и частоте вращения ротора двигателя ω . Эти сигналы поступают на вход устройства управления УУ, на которое также поступают задающие воздействия – требуемый угол поворота ротора α_0 или требуемая частота вращения ω_0 . УУ вырабатывает сигнал M^0 – оптимальное значение электромагнитного момента,

который должен создать двигатель. Этот сигнал и текущее значение ω используются блоком ВУ, в котором заложены зависимости оптимальных значений токов от требуемого момента и скорости вращения с учетом нелинейности магнитопровода и потерь в стали.

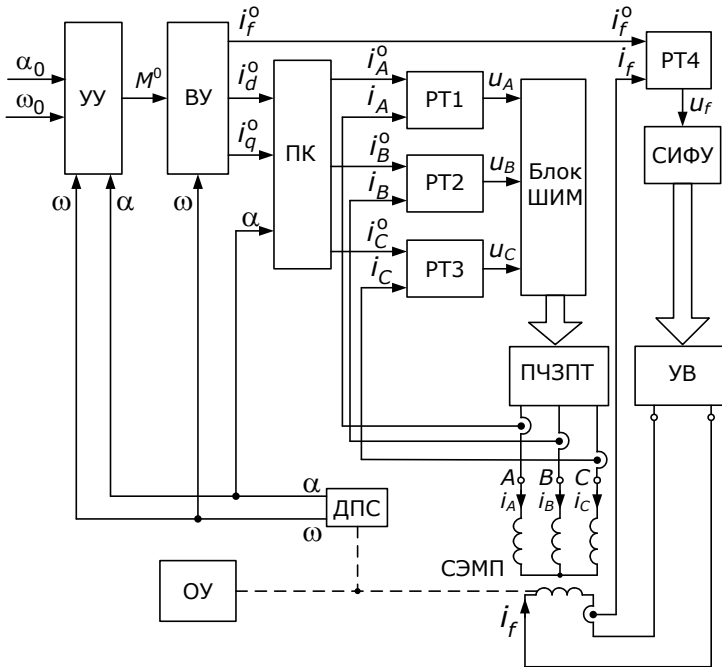


Рис. 2.1. Функциональная схема СЭП с оптимальными режимами работы

Блок ВУ представляет собой вычислительное устройство, которое вычисляет оптимальные по критерию минимума суммарной мощности потерь в меди и в стали значения токов обмотки якоря i_d^0 , i_q^0 , а также тока возбуждения i_f^0 . Значения токов i_d^0 , i_q^0 и угла поворота ротора α поступают на преобразователь координат ПК, с помощью которого определяются оптимальные фазные токи статора i_A^0 , i_B^0 , i_C^0 .

С помощью регуляторов тока РТ1 – РТ4, а также сигналов обратной связи, полученных с датчиков тока статора и тока возбуждения, формируются напряжения управления преобразователем частоты с промежуточным звеном постоянного тока ПЧЗПТ и управляемым выпрямителем УВ. Фазные напряжения управления u_A , u_B , u_C используются блоком широтно-импульсной модуляции ШИМ, отвечающим за коммутацию полупроводниковых ключей и формирование в фазах двигателя напряжений, соответствующих оптимальным значениям фазных токов статора i_A^O , i_B^O , i_C^O . Напряжение управления u_f поступает на систему импульсно-фазового управления СИФУ, задающую углы открытия тиристоров УВ и формирующую выходное постоянное напряжение питания обмотки возбуждения, соответствующее оптимальному значению тока возбуждения.

Блок – схема силовой части исследуемого СЭП представлена на рис. 2.2, электрическая схема СЭП представлена на рис. 2.3.

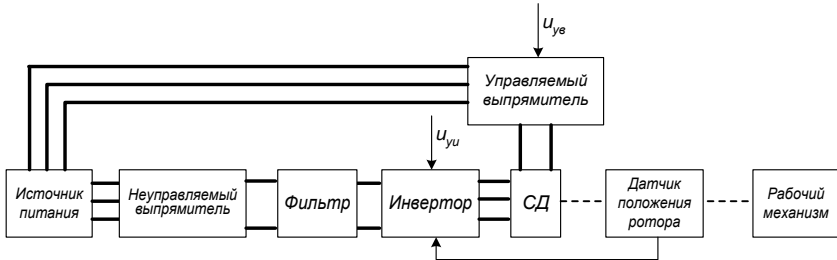


Рис. 2.2. Блок – схема силовой части СЭП

Источником питания служит трехфазная сеть переменного тока промышленной частоты. В этом случае обязательно наличие звена постоянного тока, которое состоит из полупроводникового выпрямителя и сглаживающего фильтра. Выпрямленное напряжение поступает на вход трехфазного транзисторного инвертора, к выходу которого подключается обмотка статора СД, приводящего в действие рабочий механизм. В зависимости от углового положения ротора относительно статора, датчик положения ротора вырабатывает комбинацию сигналов, поступаю-

щих на управление силовых ключей инвертора, которая обеспечивает их переключение таким образом, чтобы расположение векторов МДС статора и ротора составляло $\pi/2$. Это условие является наилучшим в смысле обеспечения максимума электромагнитного момента, возникающего при взаимодействии полей статора и ротора. Для питания обмотки возбуждения используется управляемый выпрямитель, с помощью которого можно регулировать ток возбуждения.

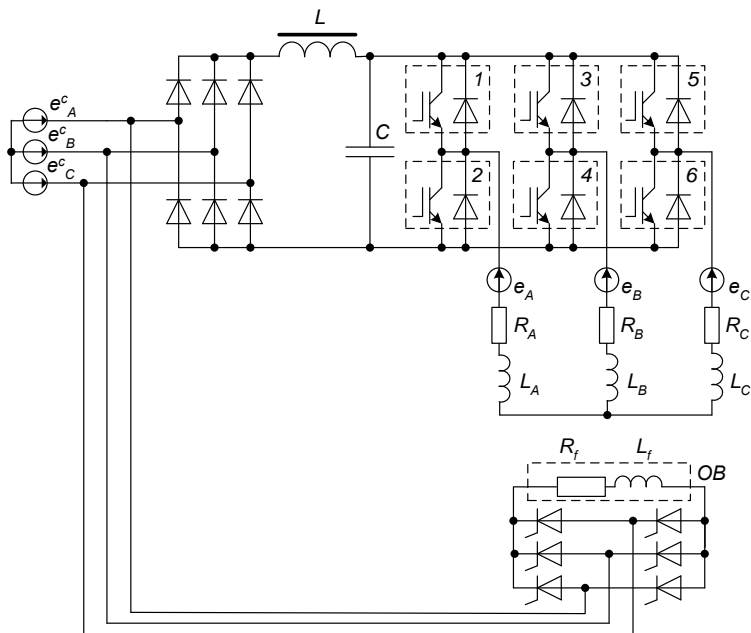


Рис. 2.3. Электрическая схема силовой части СЭП

Учитывая наличие в СЭП электромеханического преобразователя – электрического двигателя и полупроводниковых преобразователей – преобразователя частоты и управляемого выпрямителя, его можно отнести к классу электромашинных вентильных систем с переменной структурой.

Одним из методов математического исследования, применяемых при исследовании электромашинных вентиляльных систем, является численно-аналитический метод [34, 66, 85]. Аналитическое исследование заключается в разработке и описании схемы замещения электромеханического преобразователя, определении параметров его отдельных элементов, записи алгебраических и интегрально-дифференциальных уравнений отдельных звеньев и всей системы в целом и преобразовании полученных уравнений к виду, удобному для расчета их на ЭВМ. Численное исследование заключается в разработке программного обеспечения для расчета характеристик на ЭВМ и систематизации полученных результатов.

2.2. Моделирование полупроводниковых элементов в силовых цепях синхронного электропривода

Существует два основных подхода к моделированию полупроводниковых вентилях (ПВ), работающих в машинно-вентиляльных системах – с использованием макромоделей ПВ и с использованием микромоделей ПВ.

Наиболее распространено представление ПВ в помощь первого подхода, при этом он представляется в виде двухполюсника, параметры которого получены путем кусочно-линейной аппроксимации их статических вольт-амперных характеристик, и изменяются скачком при переходе вентиля из открытого состояния в закрытое и наоборот. В электрических схемах замещения управляющие элементы целесообразно представлять через их внутренние электрические и логические параметры, последние часто называют переключающими или коммутационными функциями [33, 40, 45]. Электрические параметры вентилях характеризуют соотношение между током и напряжением на их зажимах в различных режимах работы, определяемых их состоянием, а логические параметры задают интервалы времени длительности каждого из этих состояний и условия возникновения этих интервалов.

В схемах электромеханических систем могут встречаться несколько типов полупроводниковых вентиляей (диоды, тиристоры, транзисторы), которые обладают различными логическими характеристиками в соответствии с принципом их работы [24].

Моделирование современных типов транзисторов в схемах инверторов встречает много меньше затруднений, так как их параметры однозначно определены управляющим воздействием. Однако при работе инверторов напряжения на активно-индуктивную нагрузку транзисторы обязательно шунтируют обратными диодами для возврата реактивной энергии в источник. В связи с этим существуют интервалы времени, когда открыты одновременно транзистор и обратный ему диод. В этих режимах целесообразно и допустимо моделировать транзисторно-диодный ключ одним двухполюсником, обладающим двухсторонней проводимостью.

Каждый транзисторный коммутатор может быть определен логической характеристикой – переключаящей функцией, содержащей три временные параметра: время включенного состояния t_{0k} , время выключенного состояния $t_{\tau k}$ и период повторяемости процесса коммутации T_k , где k определяет номер рассматриваемого вентиля. Переключаящую функцию $h_k(t)$ можно записать с помощью единичных функций Хевисайда [40]:

$$\begin{aligned}
 h_k(t) &= h_{0k}(t) - h_{\tau k}(t) = \\
 &= \sum_{n=0}^{\infty} \left\{ 1 \left[t - (t_{0k} + nT_k) \right] - 1 \left[t - (t_{\tau k} + nT_k) \right] \right\}. \quad (2.1)
 \end{aligned}$$

В формуле (2.1) периодические единичные функции начала и конца интервала включения вентиля $h_{0k}(t)$ и $h_{\tau k}(t)$ запи-

саны в виде временных рядов $\sum_{n=0}^{\infty} 1 \left[t - (t_{0k} + nT_k) \right]$ и

$\sum_{n=0}^{\infty} 1 \left[t - (t_{\tau k} + nT_k) \right]$. Независимым параметром в формуле

(2.1) является время t . Номер рассматриваемого периода изменения переменной n определяется как целая часть отношения текущего времени t к величине периода повторяемости коммутации T_k , т.е. $n = [t/T_k]$.

В процессе математического моделирования диоды и тиристоры в схемах выпрямителей следует считать нелинейными по двум причинам. Первая связана с тем, что внутреннее сопротивление диода и тиристора зависит от направления тока в них и меняется от некоторого небольшого значения R_{VD} и R_{VS} в открытом состоянии до практически бесконечно большой величины в закрытом. Вторая причина заключается в том, что сами значения R_{VD} и R_{VS} зависят от величины тока, протекающего по ним, и определяются видом вольтамперной характеристики каждого прибора. При выборе математической модели диодов и тиристоров следует учитывать влияние их внутреннего сопротивления R_{VD} и R_{VS} на суммарное сопротивление ветви, в которую они включены [6, 13, 25, 52].

2.3. Математическая модель и схема замещения преобразователя частоты

Питание обмотки статора СД осуществляется от преобразователя частоты с промежуточным звеном постоянного тока, электрическая схема которого представлена на рис. 2.4. Схема содержит диодный выпрямитель, LC-фильтр и автономный инвертор на IGBT-модулях.

Общепринятым подходом к исследованию и моделированию процессов в электрической машине при ее работе с промышленной сетью является представление самой сети как источника бесконечной мощности с постоянным действующим значением ЭДС и постоянной частотой [26]. Поэтому сеть можно представить как идеализированный источник трех симметричных синусоидальных ЭДС $e_A^c(t)$, $e_B^c(t)$, $e_C^c(t)$, схема замещения которого представлена на рис. 2.5.

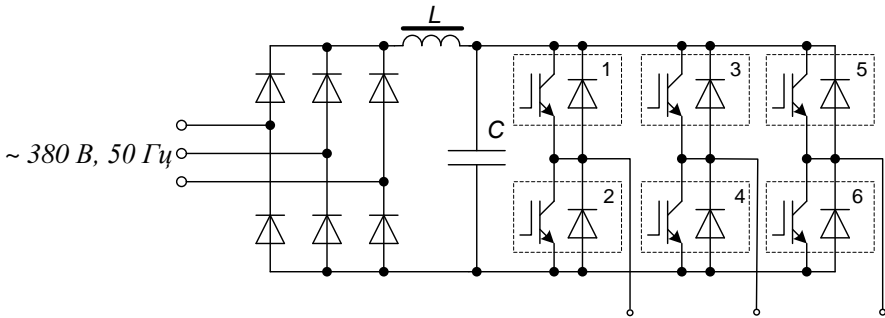


Рис. 2.4. Силовая схема преобразователя частоты

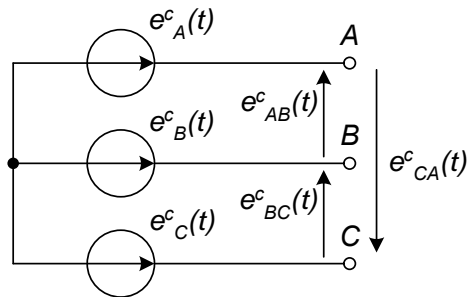


Рис. 2.5. Схема замещения питающей сети

В процессе математического моделирования диоды выпрямителя представляются в схеме замещения сопротивлениями R_{VD} в прямом направлении и бесконечно большим сопротивлением в обратном направлении. Информация о времени задержки включения диодов вводится непосредственно в их переключающую функцию.

При подобном подходе к моделированию звено выпрямителя целесообразно рассматривать совместно со звеном источника энергии. В этом случае совместная схема замещения будет иметь вид, показанный на рис. 2.6.

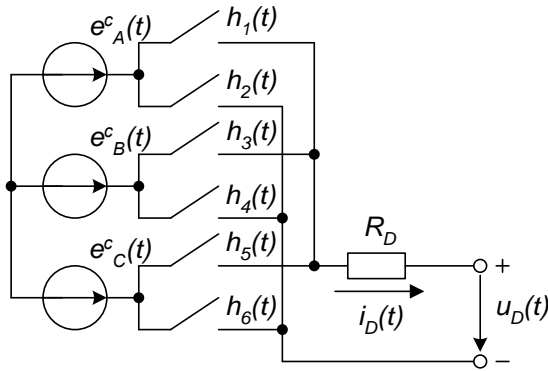


Рис. 2.6. Совместная схема замещения питающей сети и выпрямителя

Для трехфазного выпрямителя, выполненного по схеме Ларионова, эквивалентные параметры схемы замещения (рис. 2.6) равны:

$$u_D(t) = \sum_{n=1}^6 E_m \cos \left[\omega t - (n-1) \frac{\pi}{3} \right] \cdot h_n(t); \quad (2.2)$$

$$h_n(t) = \sum_{\kappa=0}^{\infty} \left\{ 1 \left[t + \frac{T}{12} - (n-1) \frac{T}{6} - \kappa T \right] - 1 \left[t - \frac{T}{12} - (n-1) \frac{T}{6} - \kappa T \right] \right\}, \quad (2.3)$$

где $n = 1, 2, \dots, 6$;

$$R_D = 2 \cdot R_{VD}. \quad (2.4)$$

Графически переключающие функции $h_1(t) - h_6(t)$ и выходное напряжение эквивалентного звена источника энергии и выпрямителя $u_D(t)$ при работе на активную нагрузку представлены на рис. 2.7.

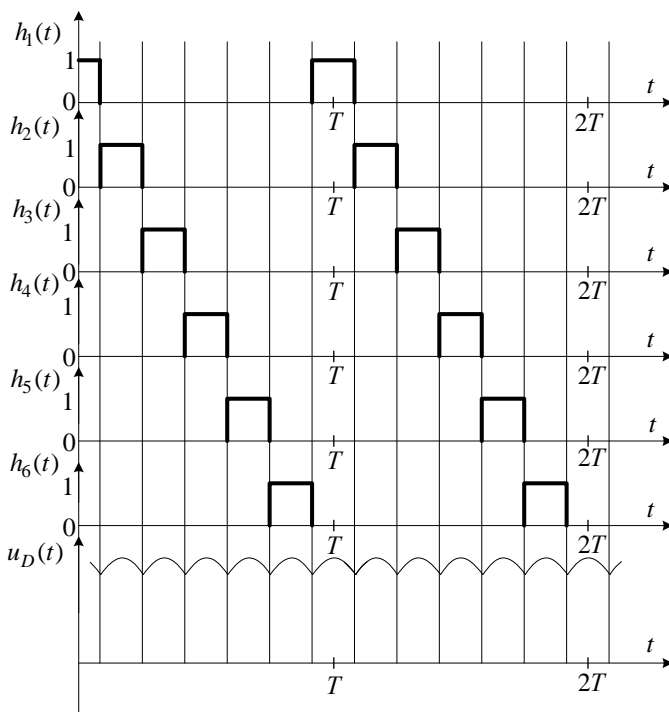


Рис. 2.7. Временные диаграммы переключающих функций и выходного напряжения

Для уменьшения пульсаций на выходе выпрямителя устанавливают LC - фильтр. Необходимость в нем обусловлена также особенностью работы инвертора напряжения на активно-индуктивную нагрузку. При такой нагрузке должен происходить возврат энергии, накопленной в индуктивностях нагрузки, в источник постоянного тока через обратные диоды. Поскольку в рассматриваемом преобразователе частоты источником постоянного тока является выпрямитель, обладающий односторонней проводимостью, то функции приемника возвращаемой энергии выполняет обычно фильтр, имеющий в таком случае емкостный выход. Емкость конденсатора должна быть достаточной, чтобы обеспечить не только требуемый коэффициент сглаживания пульсаций выходного напряжения, но и требуемый уровень

пульсаций, вызванных периодическим возвратом реактивной энергии [12, 69].

Эквивалентная схема источника, выпрямителя и фильтра, объединенных в одно звено эквивалентного источника, представлена на рис. 2.8 и описывается уравнениями (2.5) – (2.7). При этом полагается, что ток $i_{L_D}(t)$ не имеет прерывистого характера вследствие значительной индуктивности нагрузки.

$$u_{C_D}(t) = u_D(t) - L_D \frac{di_{L_D}}{dt} - i_{L_D}(t) \cdot R_D; \quad (2.5)$$

$$i_D(t) = i_{L_D}(t) - i_{C_D}(t); \quad (2.6)$$

$$i_{C_D}(t) = C_D \frac{du_{C_D}}{dt}. \quad (2.7)$$

Здесь L_D, C_D – соответственно, индуктивность и емкость фильтра, а закон изменения $u_D(t)$ определяется по формуле (2.2).

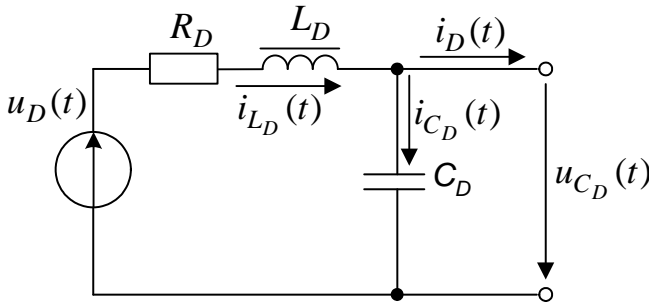


Рис. 2.8. Схема эквивалентного источника

Основой преобразователя частоты является автономный инвертор напряжения, выполненный на IGBT-модулях. Схема трехфазного инвертора напряжения приведена на рис. 2.9. Обмотки статора синхронного двигателя, подключенные к выходным зажимам инвертора, соединены по схеме «звезда».

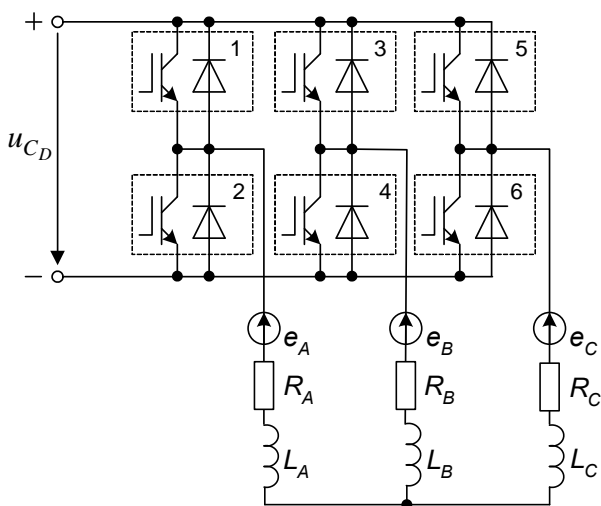


Рис. 2.9. Схема инвертора напряжения с нагрузкой

Приняв сопротивления транзистора и обратного ему диода в открытом состоянии равными, можно представить АИН состоящим из идеальных коммутаторов, обладающих некоторым постоянным сопротивлением, состояние которых определяется их переключающими функциями.

В любой момент времени последовательно с фазой нагрузки АИН включено только одно сопротивление коммутатора $R_{VT} = R_{VD}$, которое при моделировании объединяется с сопротивлением обмоток статора СД.

В зависимости от режимов работы АИН различают два типа алгоритмов управления вентилями: с однократным, в течение периода, переключением каждого вентиля и с многократными, в течение периода, переключениями каждого вентиля.

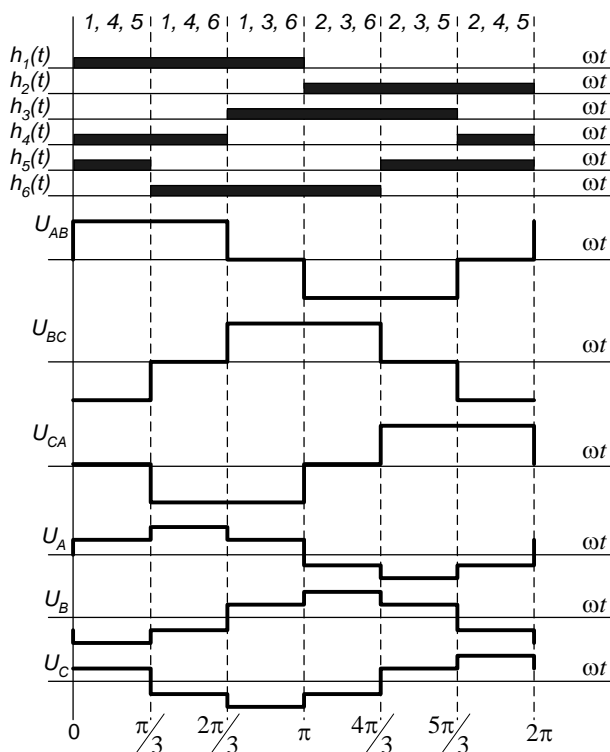


Рис. 2.10. Временные диаграммы переключающих функций и напряжений

Алгоритм управления вентилей при 180-градусном законе управления приведен на рис. 2.10; здесь ω – угловая частота первой гармоники выходного напряжения. Как видно из временных диаграмм, в каждый момент времени работают три вентиля, через каждые $\pi/3$ рад осуществляется переключение вентилей одной из фаз. Период состоит из шести интервалов длительностью $\pi/3$ рад, так называемых периодов повторяемости, характеризующихся определенным состоянием проводимости вентилей и фаз нагрузки. На рис. 2.10 на периодах повторяемости цифрами указаны соответствующие номера открытых вентилей, также здесь показаны формы кривых линейных и фазных

напряжений на выходе АИН. Описанный алгоритм поочередного управления вентилями имеет недостаток – ступенчатый характер выходного напряжения. С точки зрения эксплуатационных свойств это приводит к отклонению кривых фазных токов статора от синусоиды, вследствие чего вращение поля статора становится неравномерным, и возникают пульсации электромагнитного момента двигателя [97].

При постоянном напряжении питания $U_D = \text{const}$ и работе транзисторов в ключевом режиме регулирование значения и изменение формы выходного напряжения возможно только путем трансформирования вида коммутационной функции методами широтно-импульсного регулирования (ШИР) и широтно-импульсной модуляции (ШИМ), требующих использования более сложных, в сравнении с алгоритмом поочередного управления, алгоритмов с многократными переключениями вентиляй. Современная элементная база позволяет строить ШИМ с частотой коммутации порядка единиц и десятков килогерц, благодаря чему фазный ток в двигателе, получающем питание от инвертора с ШИМ, практически синусоидален.

Частота, форма и амплитуда модулирующего напряжения при ШИМ определяют форму гладкой составляющей выходного напряжения на выходе АИН, амплитуду первой гармоники $U_{2m(1)}$ и ее частоту f_2 . Для того чтобы получить синусоидальную гладкую составляющую и увеличить амплитуду выходного фазного напряжения, закон изменения модулируемого напряжения в трехфазном мостовом инверторе должен соответствовать уравнению:

$$u_2 = \frac{\frac{U_D}{2} \mu (\sin \omega_2 t + 0,13 \sin 3\omega_2 t)}{0,87}, \quad (2.8)$$

где μ – коэффициент модуляции, изменяющийся в пределах от 0 до 1.

При регулировании частоты f_2 и напряжения u_2 изменяется относительная длительность импульсов, частота которых

равна частоте переключения f_k (коммутации) транзисторов в АИН, а их амплитуда остается постоянной и равной U_D . Частота коммутации транзисторов f_k изменяется, как правило, в пределах 1 – 16 кГц. Пример формирования напряжений на выходе трехфазного инвертора с ШИМ представлен на рисунке 2.11.

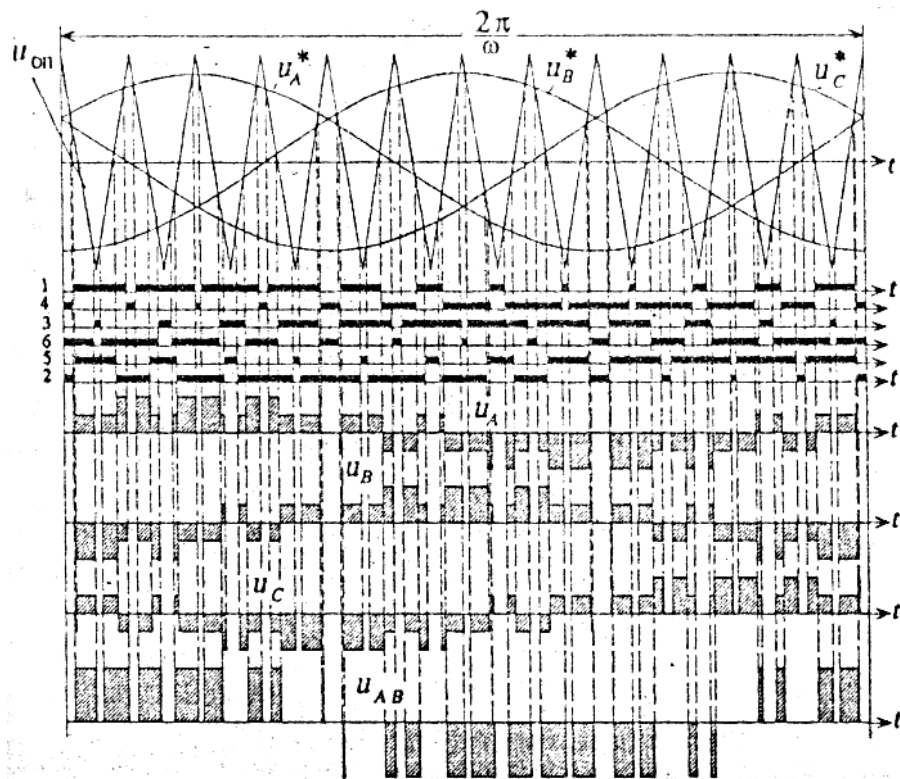


Рис. 2.11. Выходные напряжения трехфазного АИН с ШИМ

При математическом описании АИН достаточно считать, что синусоидальные токи в фазах, представляющие собой симметричную трехфазную систему, есть результат приложения к симметричной трехфазной активно-индуктивной нагрузке симметричной трехфазной системы синусоидальных напряжений.

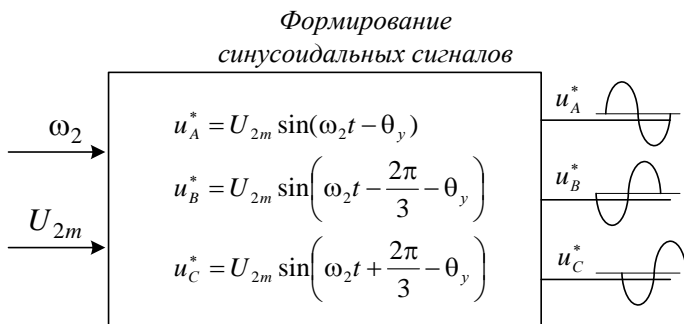


Рис. 2.12. Блок формирования синусоидального напряжения

Автономный инвертор напряжения можно представить в виде некоторого блока формирования синусоидального напряжения (рис. 2.12), на вход которого поступают сигналы задания по напряжению U_{2m} и по частоте ω_2 (эл.рад), а на выходе формируются рассчитанные синусоидальные сигналы u_A^* , u_B^* и u_C^* , изменяющиеся по закону:

$$\begin{aligned}
 u_A^* &= U_{2m} \sin(\omega_2 t - \theta_y); \\
 u_B^* &= U_{2m} \sin\left(\omega_2 t - \frac{2\pi}{3} - \theta_y\right); \\
 u_C^* &= U_{2m} \sin\left(\omega_2 t + \frac{2\pi}{3} - \theta_y\right),
 \end{aligned}
 \tag{2.9}$$

где U_{2m} – амплитуда выходного фазного напряжения при $\mu = 1$; θ_y – фазовый сдвиг, определяемый постоянной времени, которая учитывает время открытия и закрытия транзисторных ключей, а также задержки срабатывания цифровых устройств системы управления ПЧ.

2.4. Математическая модель управляемого выпрямителя

Питание обмотки возбуждения СД осуществляется от промышленной сети через управляемый тиристорный выпрямитель, собранный по схеме Ларионова. Учитывая выводы, приведенные в главе 2.3, сеть можно представить как трехфазный идеализированный источник синусоидальных ЭДС $e^c_A(t)$, $e^c_B(t)$, $e^c_C(t)$, при этом звено выпрямителя целесообразно рассматривать совместно со звеном источника энергии. Тиристоры выпрямителя в процессе математического моделирования представляются в схеме замещения сопротивлениями R_{VS} в прямом направлении и бесконечно большим сопротивлением в обратном направлении. Информация о времени задержки включения тиристоров вводится непосредственно в их переключающую функцию. Электрический фильтр (дроссель L_{Df}) также целесообразно объединить с двумя вышеназванными структурными звеньями в единое звено эквивалентного источника энергии. Совместная схема замещения источника энергии, выпрямителя и фильтра представлена на рис. 2.13.

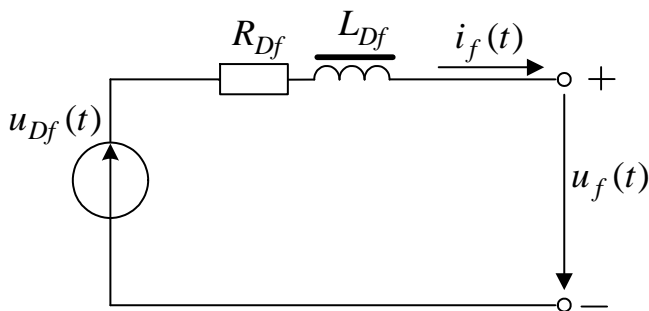


Рис. 2.13. Схема замещения управляемого выпрямителя

Эквивалентные параметры приведенной схемы замещения определяются по следующим формулам:

$$u_{Df}(t) = \sum_{n=1}^6 E_m \cos \left[\omega t - (n-1) \frac{\pi}{3} - \alpha \right] \cdot h_n(t); \quad (2.10)$$

$$h_n(t) = \sum_{\kappa=0}^{\infty} \left\{ \begin{array}{l} 1 \left[t + \frac{T}{12} - (n-1) \frac{T}{6} - \kappa T - t_\alpha \right] \\ -1 \left[t - \frac{T}{12} - (n-1) \frac{T}{6} - \kappa T \right] \end{array} \right\}, \quad (2.11)$$

где $n=1, 2, \dots, 6$;

α – угол управления тиристорами, изменяющийся в диапазоне $0 < \alpha < \pi/2$ (режим непрерывного тока в данном диапазоне обеспечивается за счет преобладания индуктивной нагрузки);

t_α – период времени, соответствующий углу управления α ;

$$u_f(t) = u_{Df}(t) - i_f(t) \cdot R_{Df} - L_{Df} \frac{di_f}{dt}; \quad (2.12)$$

$$R_{Df} = 2R_{VS}; \quad (2.13)$$

где L_{Df} – индуктивность дросселя.

2.5. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ НЕНАСЫЩЕННОГО СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ В ЕСТЕСТВЕННЫХ КООРДИНАТНЫХ ОСЯХ

Математическая модель СД строится на базе уравнений электрического равновесия. При этом, как правило, вводятся следующие допущения:

1. Статор и ротор собраны из тонких листов качественной стали, вследствие чего потери на гистерезис и от вихревых токов отсутствуют;
2. Воздушный зазор равномерный;
3. Магнитная система двигателя ненасыщенна;
4. Полная симметрия фазных обмоток статора и равенство их параметров, синусоидальное распределение потока в воздушном зазоре;
5. Равенство параметров демпферной обмотки по осям d и q .

Фазные обмотки статора можно представить в виде сосредоточенных катушек. Токи обмоток якоря обозначим i_A , i_B , i_C . Оси, по которым направлены МСД этих обмоток, обозначим A , B , C . На индукторе СД имеется обмотка возбуждения, ось обмотки возбуждения, совпадающая с осью полюсов, обозначена d , ортогональная ей и опережающая ось обозначена q . Ток обмотки возбуждения обозначим i_f .

В синхронных машинах возможны качания, когда угловая скорость при постоянной нагрузке и постоянном напряжении колеблется относительно установившейся скорости. Обычно частота качаний на порядок или два порядка ниже частоты сети и определяется параметрами синхронной машины. Чтобы уменьшить амплитуду и частоту качаний, в синхронные машины вводят успокоительную (демпферную) обмотку, поэтому при анализе следует учитывать ее наличие [49, 50].

Демпферную обмотку рассматривают короткозамкнутой и расположенной в продольной d и поперечной q осях обмотки возбуждения.

Пространственная модель СД представлена на рис. 2.14.

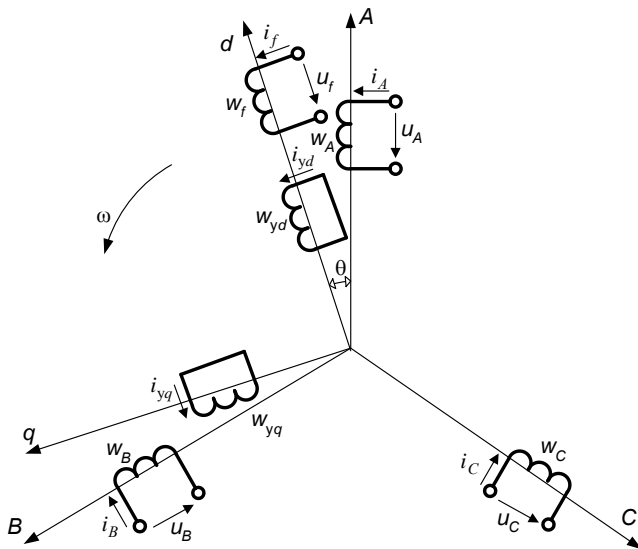


Рис. 2.14. Пространственная модель СД

Система уравнений напряжений для обмоток СД имеет вид

$$\begin{cases}
 u_A = R^s \cdot i_A + \frac{d\psi_A}{dt}; \\
 u_B = R^s \cdot i_B + \frac{d\psi_B}{dt}; \\
 u_C = R^s \cdot i_C + \frac{d\psi_C}{dt}; \\
 u_f = R_f \cdot i_f + \frac{d\psi_f}{dt}; \\
 0 = R_{yd} \cdot i_{yd} + \frac{d\psi_{yd}}{dt}; \\
 0 = R_{yq} \cdot i_{yq} + \frac{d\psi_{yq}}{dt}.
 \end{cases} \quad (2.14)$$

где R^s, R_f, R_{yd}, R_{yq} – активные сопротивления, соответственно, обмоток якоря, возбуждения, а также демпферной обмотки; u_A, u_B, u_C, u_f – соответственно, напряжения обмоток фаз A, B, C якоря и обмотки возбуждения; $\Psi_A, \Psi_B, \Psi_C, \Psi_f, \Psi_{yd}, \Psi_{yq}$ – соответственно, потокоцепления обмоток фаз A, B, C , обмотки возбуждения, а также демпферной обмотки в продольной и поперечной осях.

Чтобы привести систему уравнений (2.14) к виду, удобному для исследования электромагнитных процессов, необходимо выразить входящие в нее величины потокоцеплений через токи в фазах и индуктивности обмоток:

$$\begin{aligned} \Psi_A = & \bar{L}_S i_A + \bar{M}_S \cos \frac{2\pi}{3} i_B + \bar{M}_S \cos \frac{2\pi}{3} i_C + M_{Sf} \cos \theta i_f + \\ & + M_{Sd} \cos \theta i_{yd} + M_{Sd} \cos \left(\theta + \frac{\pi}{2} \right) i_{yq} ; \end{aligned} \quad (2.15)$$

$$\begin{aligned} \Psi_B = & \bar{M}_S \cos \frac{2\pi}{3} i_A + \bar{L}_S i_B + \bar{M}_S \cos \frac{2\pi}{3} i_C + \\ & + M_{Sf} \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) i_f + M_{Sd} \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) i_{yd} + \\ & + M_{Sd} \cos \left(\theta - \frac{\pi}{6} \right) i_{yq} ; \end{aligned} \quad (2.16)$$

$$\begin{aligned} \Psi_C = & \bar{M}_S \cos \frac{2\pi}{3} i_A + \bar{M}_S \cos \frac{2\pi}{3} i_B + \bar{L}_S i_C + \\ & + M_{Sf} \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) i_f + M_{Sd} \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) i_{yd} + \\ & + M_{Sd} \cos \left(\theta - \frac{5\pi}{6} \right) i_{yq} ; \end{aligned} \quad (2.17)$$

$$\begin{aligned} \psi_f = & M_{Sf} \cos \theta i_A + M_{Sf} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) i_B + \\ & + M_{Sf} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) i_C + L_f i_f + M_f i_{yd}; \end{aligned} \quad (2.18)$$

$$\begin{aligned} \psi_{yd} = & M_{Sd} \cos \theta i_A + M_{Sd} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) i_B + \\ & + M_{Sd} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) i_C + M_f i_f + L_d i_{yd}; \end{aligned} \quad (2.19)$$

$$\begin{aligned} \psi_{yq} = & M_{Sd} \cos\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) i_A + M_{Sd} \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) i_B + \\ & + M_{Sd} \cos\left(\theta - \frac{5\pi}{6}\right) i_C + L_d i_{yq}; \end{aligned} \quad (2.20)$$

В выражениях (2.15) – (2.20):

θ – электрический угол между вращающейся осью ротора d и неподвижной осью фазы A ;

\bar{L}_S – индуктивность обмоток статора;

\bar{M}_S – взаимная индуктивность обмоток статора;

L_f – индуктивность обмотки возбуждения;

L_d – индуктивность демпферной обмотки;

M_f – взаимная индуктивность обмотки возбуждения и демпферной обмотки;

M_{Sf} – взаимная индуктивность обмоток статора и обмотки возбуждения;

M_{Sd} – взаимная индуктивность обмоток статора и демпферной обмотки.

Система уравнений (2.14) в матричном виде:

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \\ u_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R^s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R^s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R^s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{yd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{yq} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_f \\ i_{yd} \\ i_{yq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} L^{SS} & L^{Sf} \\ L^{fS} & L^{ff} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_f \\ i_{yd} \\ i_{yq} \end{bmatrix} \right), \quad (2.21)$$

где $[L^{SS}]$ – матрица индуктивностей обмотки статора;

$[L^{ff}]$ – матрица индуктивностей обмоток ротора;

$[L^{fS}]$, $[L^{Sf}]$ – матрицы взаимных индуктивностей статора и ротора.

Матрицы индуктивностей имеют вид:

$$L^{SS} = \begin{bmatrix} \bar{L}_s & -\frac{1}{2}\bar{M}_s & -\frac{1}{2}\bar{M}_s \\ -\frac{1}{2}\bar{M}_s & \bar{L}_s & -\frac{1}{2}\bar{M}_s \\ -\frac{1}{2}\bar{M}_s & -\frac{1}{2}\bar{M}_s & \bar{L}_s \end{bmatrix}; \quad (2.22)$$

$$L^{ff} = \begin{bmatrix} L_f & M_f & 0 \\ M_f & L_d & 0 \\ 0 & 0 & L_d \end{bmatrix}; \quad (2.23)$$

$$\begin{aligned}
 [L^{fs}] &= [L^{sf}]^t = \\
 &= \begin{bmatrix} M_{sf} \cos \theta & M_{sf} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{sf} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{sd} \cos \theta & M_{sd} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{sd} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{sd} \cos\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) & M_{sd} \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) & M_{sd} \cos\left(\theta - \frac{5\pi}{6}\right) \end{bmatrix} \quad (2.24)
 \end{aligned}$$

Электрический угол θ между осями A и d , входящий в матрицы индуктивностей, определяется по следующему выражению:

$$\theta = \int_0^t \omega_p dt + \theta(0), \quad (2.25)$$

а в квазиустановившихся режимах равен: $\theta = \omega_p \cdot t$, (2.26)

где ω_p – скорость вращения ротора, эл.рад.

Для того чтобы решить систему уравнений (2.21) необходимо задать закон изменения напряжения на обмотках СД и нулевые начальные условия для угла θ и токов $i_A, i_B, i_C, i_f, i_{yd}, i_{yq}$. Фазные напряжения статорной обмотки изменяются согласно выражению (2.9), напряжение на обмотке возбуждения u_f определяется выражением (2.12). Таким образом, матрица напряжений имеет вид:

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \\ u_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{2m} \sin \omega_2 t \\ U_{2m} \sin(\omega_2 t - 2\pi/3) \\ U_{2m} \sin(\omega_2 t + 2\pi/3) \\ u_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (2.27)$$

Так как потокосцепления $\psi_A, \psi_B, \psi_C, \psi_f, \psi_{yd}, \psi_{yq}$ являются периодическими функциями угла θ , то уравнения элект-

тромагнитных переходных процессов представляют собой дифференциальные уравнения с переменными коэффициентами, решение которых возможно лишь численными методами.

Решением системы (2.21) являются токи или потокосцепления. Зная закон изменения токов или потокосцеплений, можно получить зависимость изменения электромагнитного момента, уравнение которого имеет вид:

$$M = p_{\Pi} \cdot \frac{\partial \left(\frac{1}{2} [i]^t \cdot [L] \cdot [i] \right)}{\partial \theta}, \quad (2.28)$$

где p_{Π} – число пар полюсов;

$$[L] = \begin{bmatrix} [L^{SS}] & [L^{Sf}] \\ [L^{fS}] & [L^{ff}] \end{bmatrix} - \text{матрица индуктивностей.}$$

Используя выражения, полученные в (2.22) – (2.24), можно записать уравнение электромагнитного момента:

$$\begin{aligned} M = p_{\Pi} \cdot [& i_B i_f M_{sf} \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + i_B i_{yd} M_{sd} \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + \\ & + i_B i_{yq} M_{sd} \sin \left(\theta - \frac{\pi}{6} \right) - i_A i_f M_{sf} \sin \theta - i_A i_{yd} M_{sd} \sin \theta - \\ & - i_A i_{yq} M_{sd} \sin \left(\theta + \frac{\pi}{2} \right) - i_C i_f M_{sf} \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) - \\ & - i_C i_{yd} M_{sd} \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) + i_C i_{yq} M_{sd} \sin \left(\theta - \frac{5\pi}{6} \right)] J. \end{aligned} \quad (2.29)$$

Зная закон изменения электромагнитного момента, можно получить уравнение движения электропривода:

$$p_{\Pi} (M - M_c) = J \frac{d^2 \theta}{dt^2}, \quad (2.30)$$

где M_c – статический момент нагрузки;

J – суммарный момент инерции подвижных частей.

Достоинством данного математического описания процессов электромеханического преобразования энергии является то, что в качестве независимых переменных в нем используются мгновенные значения токов и напряжений. Такое описание динамики дает прямое представление о физических процессах в СД [93, 96].

2.6. Математическая модель ненасыщенного синхронного двигателя с использованием преобразования координат

Для анализа переходных процессов в СД используют преобразования координат, позволяющие получить дифференциальные уравнения с постоянными коэффициентами, решение которых осуществляется с использованием преобразования Лапласа.

Введением координатной системы $d, q, 0$, жестко связанной с ротором и вращающейся вместе с ним относительно статора, дифференциальные уравнения с переменными коэффициентами преобразуются в дифференциальные уравнения с постоянными коэффициентами. Переход от фазных координат A, B, C к координатам $d, q, 0$ осуществляется с помощью преобразования Горева – Парка [82].

При преобразовании переменных трехфазная обмотка статора заменяется эквивалентной двухфазной, жестко связанной с осями d, q ротора. При этом магнитодвижущие силы, созданные токами в обмотках реальной машины, остаются теми же в двухобмоточной машине при соответствующем питании обмоток. Формально преобразование переменных представляет собой математический прием, т.е. преобразованные переменные статорной обмотки представляют собой проекции исходных переменных по осям A, B, C на $d, q, 0$.

Преобразованные обмотки статора неподвижны относительно ротора, поэтому индуктивности и взаимоиндуктивности таких обмоток, если не учитывать изменения насыщения маг-

нитной цепи, являются постоянными, как в машинах с взаимно неподвижными обмотками [47].

Достоинствами такого представления СД являются:

- 1) компактность и наглядность математических уравнений;
- 2) параметры машины не зависят от угла положения ротора;
- 3) момент машины пропорционален только току возбуждения и одной из составляющих тока статора, что позволяет применять такое представление машины в системах прямого управления моментом;
- 4) оси машины являются развязанными, аналогично машине постоянного тока.

Переход от неподвижной системы A, B, C к вращающейся синхронно с ротором системе координат $d, q, 0$ осуществляется с помощью матрицы преобразования токов C_i^s и матрицы преобразования напряжений C_u^s , полученных исходя из принципа инвариантности мощности:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = [C_i^s] \times \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix}; \quad (2.31)$$

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix} = [C_u^s] \times \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix}, \quad (2.32)$$

$$\text{где } [C_i^s] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}; \quad (2.33)$$

$$[C_u^s] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \quad (2.34)$$

Обратный переход от токов i_d, i_q, i_0 и напряжений u_d, u_q, u_0 к токам i_A, i_B, i_C и напряжениям u_A, u_B, u_C осуществляется с помощью обратных матриц:

$$[C_i^s]^{-1} = [C_u^s]^T;$$

$$[C_u^s]^{-1} = [C_i^s]^T.$$

Уравнения системы (2.21), записанные в осях $d, q, 0$ ротора с использованием матриц преобразований для напряжений и токов имеют вид:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \\ u_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3}R^s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{2}{3}R^s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{3}R^s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{yd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{yq} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \\ i_f \\ i_{yd} \\ i_{yq} \end{bmatrix} +$$

$$\begin{aligned}
& + \begin{bmatrix} \frac{2}{3}\bar{L}_s + \frac{1}{3}\bar{M}_s & 0 & 0 & M_{sf} & M_{sd} & 0 \\ 0 & \frac{2}{3}\bar{L}_s + \frac{1}{3}\bar{M}_s & 0 & 0 & 0 & M_{sd} \\ 0 & 0 & \frac{1}{3}(\bar{L}_s - \bar{M}_s) & 0 & 0 & 0 \\ M_{sf} & 0 & 0 & L_f & M_f & 0 \\ M_{sd} & 0 & 0 & M_f & L_d & 0 \\ 0 & M_{sd} & 0 & 0 & 0 & L_d \end{bmatrix} \times \\
& \times \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \\ i_f \\ i_{yd} \\ i_{yq} \end{bmatrix} + \omega_p \times \\
& \times \begin{bmatrix} 0 & -\left(\frac{2}{3}\bar{L}_s + \frac{1}{3}\bar{M}_s\right) & 0 & 0 & 0 & -M_{sd} \\ \frac{2}{3}\bar{L}_s + \frac{1}{3}\bar{M}_s & 0 & 0 & M_{sf} & M_{sd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \\ i_f \\ i_{yd} \\ i_{yq} \end{bmatrix} \quad (2.35)
\end{aligned}$$

Для того чтобы решить систему уравнений (2.35) необходимо задать закон изменения напряжений обмоток СД в осях d , q , 0 ротора, используя выражение (2.27) и матрицу преобразований для напряжений:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \\ u_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ U_{2m} \\ 0 \\ U_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

Введем следующие обозначения:

$R = \frac{2}{3} R^s$ – активное сопротивление двухфазной обмотки статора обобщенной машины (ОМ);

$R_0 = \frac{1}{3} R^s$ – активное сопротивление нулевой фазы;

$L_S = \frac{2}{3} \bar{L}_\sigma + \bar{M}_S = \frac{2}{3} (\bar{L}_S - \bar{M}_S) + \bar{M}_S = \frac{2}{3} \bar{L}_S + \frac{1}{3} \bar{M}_S$ – приведенная индуктивность обмотки статора;

$L_0 = \frac{1}{3} \bar{L}_\sigma$ – приведенная индуктивность нулевой фазы.

Тогда систему уравнений (2.35) можно записать в следующем виде:

$$u_d = Ri_d + L_S \frac{di_d}{dt} + M_{Sf} \frac{di_f}{dt} + M_{Sd} \frac{di_{yd}}{dt} - \omega L_S i_q - \omega M_{Sd} i_{yq}; \quad (2.37)$$

$$u_q = Ri_q + L_S \frac{di_q}{dt} + M_{Sd} \frac{di_{yq}}{dt} + \omega L_S i_d + \omega M_{Sf} i_f + \omega M_{Sd} i_{yd}; \quad (2.38)$$

$$u_0 = R_0 i_0 + L_0 \frac{di_0}{dt}; \quad (2.39)$$

$$u_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} + M_{Sf} \frac{di_d}{dt} + M_f \frac{di_{yd}}{dt}; \quad (2.40)$$

$$0 = R_{yd} i_{yd} + L_d \frac{di_{yd}}{dt} + M_{Sd} \frac{di_d}{dt} + M_f \frac{di_f}{dt}; \quad (2.41)$$

$$0 = R_{yd}i_{yq} + L_d \frac{di_{yq}}{dt} + M_{sd} \frac{di_q}{dt}. \quad (2.42)$$

Уравнение для электромагнитного момента [71] запишется как

$$M = p_n i_f (M_{sf} i_q + M_f i_{yq}) \quad (2.43)$$

Решение системы уравнений электромеханического преобразования энергии в d , q осях, состоящей из уравнений напряжения и уравнения движения, позволяет определять токи в задачах динамики.

2.7. Математическая модель синхронного двигателя с позиций теории обобщенных машин с учетом насыщения магнитопровода и магнитных потерь

Рассматриваемый СД имеет трехфазную симметричную обмотку на статоре, обмотку возбуждения и успокоительную обмотку на роторе-индукторе. В общем случае успокоительная обмотка рассматривается как несимметричная, т.е. ее продольная и поперечная фазы имеют различные параметры. В магнитопроводе статора существуют потери, которые состоят из потерь на гистерезис и вихревые токи. Для их учета в модель введем трехфазную обмотку вихревых токов. Условное изображение всех обмоток и осей показано на рис. 2.15. Числа витков обмотки статора, успокоительной обмотки и обмотки вихревых токов равны [98, 101, 103].

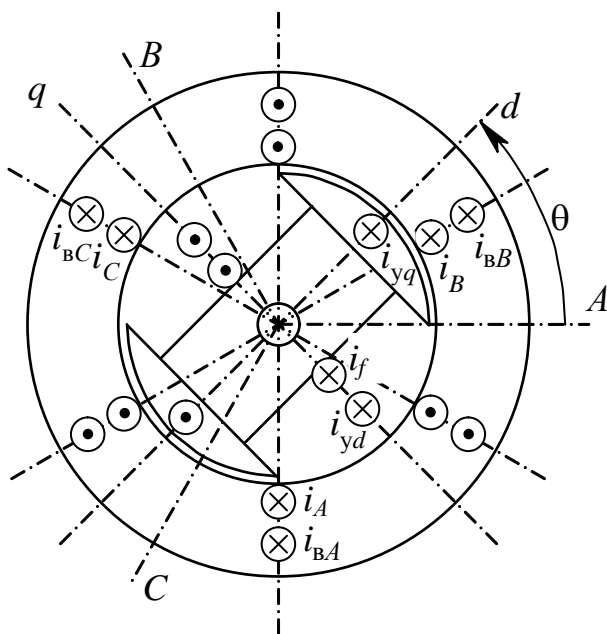


Рис. 2.15. Обмотки и оси СД

Фазы A, B, C имеют токи i_A, i_B, i_C . Оси этих фаз сдвинуты относительно друг друга на угол $2\pi/3$. Вихревые токи i_{vA}, i_{vB}, i_{vC} протекают по фазам обмотки вихревых токов. На роторе имеется обмотка возбуждения с током i_f , расположенная по продольной оси d . Успокоительная обмотка имеет продольную и поперечную фазы с токами i_{yd}, i_{yq} . Поперечная ось q расположена под углом $\pi/2$ к продольной оси d .

Для учета нелинейности магнитопровода будем считать, что амплитуда скалярного магнитного потенциала на расточке статора связана с основным магнитным потоком нелинейной зависимостью – кривой намагничивания. Для того чтобы анали-

тически задать зависимость $\Phi = f(\varphi)$, можно воспользоваться выражением вида:

$$\Phi = b\varphi - c\sqrt{(\varphi - \varphi_0)^2 + a^2} + c\sqrt{\varphi_0^2 + a^2}, \quad (2.44)$$

где a, b, c, φ_0 – эмпирические константы.

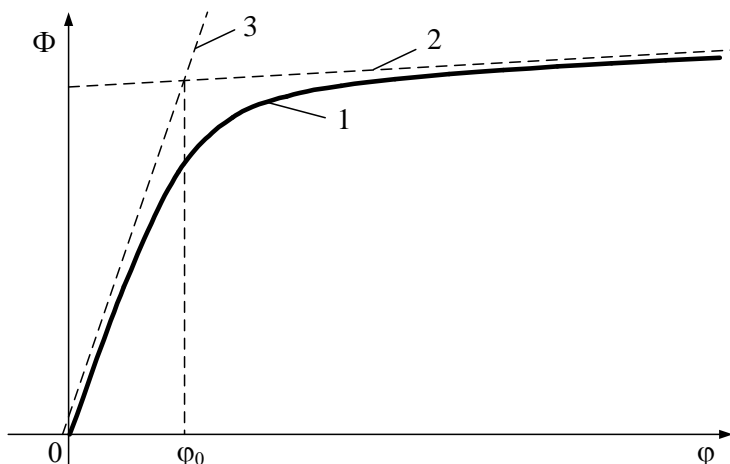


Рис. 2.16. Кривая намагничивания $\Phi = f(\varphi)$

Выражение (2.44) позволяет осуществить аппроксимацию кривой намагничивания сплайнами, и получить функцию (кривая 1), представленную на рис. 2.16. Штриховыми линиями (прямые 2, 3) показаны асимптоты данной функции, соответствующие уравнениям:

- прямая 2: $\Phi = b\varphi - c(\varphi - \varphi_0) + c\sqrt{\varphi_0^2 + a^2}$ для значений $\varphi > \varphi_0$;

- прямая 3: $\Phi = b\varphi - c(\varphi_0 - \varphi) + c\sqrt{\varphi_0^2 + a^2}$ для значений $\varphi < \varphi_0$.

Обратную зависимость $\varphi = f(\Phi)$ следует задавать с помощью формулы:

$$\varphi = d\Phi + e\sqrt{(\Phi - \Phi_0)^2 + (f)^2} - e\sqrt{\Phi_0^2 + (f)^2}. \quad (2.45)$$

В формуле (2.45) d, e, f, Φ_0 - константы, которые могут быть определены эмпирическим способом, либо получены аналитически следующим образом.

Преобразуем выражение (2.44) к виду:

$$\begin{aligned} \varphi^2 + \frac{\Phi^2}{b^2 - c^2} + \frac{2bc\varphi\sqrt{\Phi_0^2 + a^2}}{b^2 - c^2} - \frac{2b\varphi\Phi}{b^2 - c^2} - \\ - \frac{2c\Phi\sqrt{\Phi_0^2 + a^2}}{b^2 - c^2} + \frac{2c^2\varphi\Phi_0}{b^2 - c^2} = 0 \end{aligned}, \quad (2.46)$$

а выражение (2.45) к виду:

$$\begin{aligned} \varphi^2 + (d^2 - e^2)\Phi^2 + 2\varphi e\sqrt{\Phi_0^2 + f^2} - \\ - 2d\varphi\Phi - 2ed\Phi\sqrt{\Phi_0^2 + f^2} + 2e^2\Phi\Phi_0 = 0 \end{aligned}. \quad (2.47)$$

Коэффициенты при Φ^2 в выражениях (2.46), (2.47) являются равными:

$$\frac{1}{b^2 - c^2} = d^2 - e^2; \quad (2.48)$$

Коэффициенты при $\varphi\Phi$ в выражениях (2.46), (2.47) являются равными:

$$d = \frac{b}{b^2 - c^2}. \quad (2.49)$$

Из выражения (2.48) с учетом (2.49) можно найти

$$e = \frac{c}{b^2 - c^2}. \quad (2.50)$$

Коэффициенты при φ и Φ в выражениях (2.46), (2.47) являются равными:

$$\frac{bc}{b^2 - c^2} \sqrt{\Phi_0^2 + a^2} + \frac{c^2\Phi_0}{b^2 - c^2} = e\sqrt{\Phi_0^2 + f^2}, \quad (2.51)$$

$$-\frac{c}{b^2 - c^2} \sqrt{\Phi_0^2 + a^2} = -e\sqrt{\Phi_0^2 + f^2} + e^2\Phi_0. \quad (2.52)$$

Выражения (2.51), (2.52) с учетом (2.50) преобразуются к виду:

$$b\sqrt{\varphi_0^2 + a^2} + c\Phi_0 = \sqrt{\Phi_0^2 + f^2}, \quad (2.53)$$

$$\sqrt{\varphi_0^2 + a^2} + e\Phi_0 = d\sqrt{\Phi_0^2 + f^2}. \quad (2.54)$$

Из выражений (2.53), (2.54) можно получить

$$\Phi_0 = b\varphi_0 + c\sqrt{\varphi_0^2 + a^2}, \quad (2.55)$$

$$f = a\sqrt{b^2 - c^2}. \quad (2.56)$$

Формулы (2.49), (2.50), (2.55), (2.56) позволяют получить выражение (2.45) из выражения (2.44).

Согласно теории трансформатора предположим, что магнитный поток, сцепленный с каждой фазой или обмоткой, состоит из двух слагаемых. Первое – это проекция вектора основного магнитного потока на ось фазы или обмотки, а второе – магнитный поток рассеяния, пропорциональный соответствующему току.

Уравнения СД имеют вид:

$$u_A = R^s i_A + w' \frac{d\Phi_A}{dt}; \quad (2.57)$$

$$u_B = R^s i_B + w' \frac{d\Phi_B}{dt}; \quad (2.58)$$

$$u_C = R^s i_C + w' \frac{d\Phi_C}{dt}; \quad (2.59)$$

$$u_f = R_f i_f + w'_f \frac{d\Phi_f}{dt}; \quad (2.60)$$

$$0 = \bar{R}_B i_{BA} + w' \frac{d\Phi_{BA}}{dt}; \quad (2.61)$$

$$0 = \bar{R}_B i_{BB} + w' \frac{d\Phi_{BB}}{dt}; \quad (2.62)$$

$$0 = \bar{R}_B i_{BC} + w' \frac{d\Phi_{BC}}{dt}; \quad (2.63)$$

$$0 = R_{yd} i_{yd} + w' \frac{d\Phi_{yd}}{dt}; \quad (2.64)$$

$$0 = R_{yq} i_{yq} + w' \frac{d\Phi_{yq}}{dt}. \quad (2.65)$$

Здесь u_A, u_B, u_C – напряжения фаз обмотки статора;

R^s – активное сопротивление фазы обмотки статора;

R_f – активное сопротивление обмотки возбуждения;

\bar{R}_B – активное сопротивление фазы обмотки вихревых токов;

R_{yd}, R_{yq} – активные сопротивления продольной и поперечной фаз успокоительной обмотки;

w' – число витков фазы обмотки якоря, фазы обмотки вихревых токов и фазы успокоительной обмотки;

w'_f – число витков обмотки возбуждения;

Φ_A, Φ_B, Φ_C – магнитные потоки фаз A, B, C обмотки якоря;

Φ_f – магнитный поток обмотки возбуждения;

$\Phi_{BA}, \Phi_{BB}, \Phi_{BC}$ – магнитные потоки фаз A, B, C обмотки вихревых токов;

Φ_{yd}, Φ_{yq} – магнитные потоки фаз d, q успокоительной обмотки.

Предположим, что вектор основного магнитного потока Φ_0 имеет направление под углом β относительно оси фазы A . Тогда справедливы следующие выражения для магнитных потоков:

$$\Phi_A = \Phi_0 \cos \beta + L_{\sigma} i_A; \quad (2.66)$$

$$\Phi_B = \Phi_0 \cos(\beta - 2\pi/3) + L_{\sigma} i_B; \quad (2.67)$$

$$\Phi_C = \Phi_0 \cos(\beta - 4\pi/3) + L_{\sigma} i_C; \quad (2.68)$$

$$\Phi_f = \Phi_0 \cos(\beta - \theta) + L_{f\sigma} i_f; \quad (2.69)$$

$$\Phi_{BA} = \Phi_0 \cos \beta + L_{B\sigma} i_{BA}; \quad (2.70)$$

$$\Phi_{BB} = \Phi_0 \cos(\beta - 2\pi/3) + L_{B\sigma} i_{BB}; \quad (2.71)$$

$$\Phi_{BC} = \Phi_0 \cos(\beta - 4\pi/3) + L_{B\sigma} i_{BC}; \quad (2.72)$$

$$\Phi_{yd} = \Phi_0 \cos(\beta - \theta) + L_{yd\sigma} i_{yd}; \quad (2.73)$$

$$\Phi_{yq} = \Phi_0 \sin(\beta - \theta) + L_{yq\sigma} i_{yq}. \quad (2.74)$$

Здесь L_σ – индуктивность рассеяния фазы обмотки якоря;

$L_{f\sigma}$ – индуктивность рассеяния обмотки возбуждения;

$L_{в\sigma}$ – индуктивность рассеяния фазы обмотки вихревых

токов;

$L_{yd\sigma}, L_{yq\sigma}$ – индуктивности рассеяния фаз d, q успокоительной обмотки.

Для перехода к ОМ сделаем традиционные допущения. Будем полагать, что число пар полюсов ОМ $p_{\Pi} = 1$. Число фаз обмотки статора $m = 2$. Каждая обмотка или фаза имеет синусоидальное распределение витков вдоль воздушного зазора. Магнитная индукция распределена вдоль расточки статора по синусоидальному закону. Магнитные потери в магнитопроводе отсутствуют. Магнитопроводы статора и ротора принимаются гладкими, т.е. не учитывается зубчатость статора и ротора.

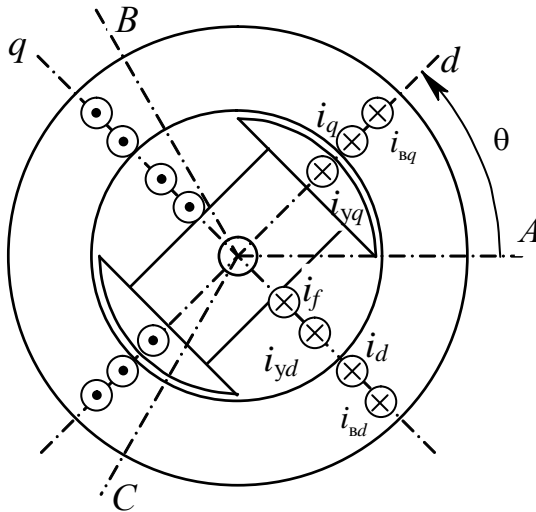


Рис. 2.17. Обмотки и оси ОМ

Условное изображение всех обмоток ОМ показано на рис. 2.17. Здесь i_d, i_q - токи продольной и поперечной фаз якоря ОМ, вызванные соответственно напряжениями u_d, u_q ; i_{Bd}, i_{Bq} - токи продольной и поперечной фаз обмотки вихревых токов ОМ.

При переходе к вращающейся вместе с ротором системе координат $d - q$, преобразованию подвергаются токи обмотки якоря и обмотки вихревых токов. Преобразование токов обмотки якоря СД в токи обмотки якоря ОМ и соответствующая матрица S_i имеют вид:

$$I = S_i \bar{I}; \quad (2.75)$$

$$I = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix}; \quad \bar{I} = \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix};$$

$$S_i = \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.76)$$

Матрица обратного преобразования S_i^{-1} определяется выражением

$$S_i^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1/2 \\ \cos(\theta - 2/3) & -\sin(\theta - 2/3) & 1/2 \\ \cos(\theta - 4/3) & -\sin(\theta - 4/3) & 1/2 \end{bmatrix}. \quad (2.77)$$

Преобразование вихревых токов из трехфазной системы A, B, C в систему $d, q, 0$ и обратно производится с помощью тех же матриц:

$$I_B = S_i \bar{I}_B; \quad (2.78)$$

$$\bar{I}_B = S_i^{-1} I_B. \quad (2.79)$$

Матрицы S_u, S_u^{-1} преобразования напряжений u_A, u_B, u_C в напряжения u_d, u_q, u_0 и обратно связаны с матрицами преобразования токов равенствами

$$S_u = (S_i^{-1})^T; \quad (2.80)$$

$$S_u^{-1} = S_i^T, \quad (2.81)$$

$$\text{т.е. } S_u = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix};$$

$$S_u^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - 2/3) & -\sin(\theta - 2/3) & 1 \\ \cos(\theta - 4/3) & -\sin(\theta - 4/3) & 1 \end{bmatrix}.$$

Приведенные матрицы связывают вектора напряжений следующим образом:

$$U = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_0 \end{bmatrix}; \quad \bar{U} = \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix};$$

$$U = S_u \bar{U}; \quad (2.82)$$

$$\bar{U} = S_u^{-1} U. \quad (2.83)$$

Токи и напряжения ОМ связаны системой дифференциальных уравнений, полученной в результате преобразования токов и напряжений с помощью приведенных выше матриц:

$$u_d = R i_d + w \frac{d\Phi_d}{dt} + L_\sigma \frac{di_d}{dt} - \omega (w\Phi_q + L_\sigma i_q); \quad (2.84)$$

$$u_q = R i_q + w \frac{d\Phi_q}{dt} + L_\sigma \frac{di_q}{dt} + \omega (w\Phi_d + L_\sigma i_d); \quad (2.85)$$

$$u_0 = R_0 i_0 + L_{0\sigma} \frac{di_0}{dt}; \quad (2.86)$$

$$u_f = R_f i_f + w_f \frac{d\Phi_d}{dt} + L_{f\sigma} \frac{di_f}{dt}; \quad (2.87)$$

$$0 = R_B i_{Bd} + w \frac{d\Phi_d}{dt} + L_{B\sigma} \frac{di_{Bd}}{dt} - \omega (w\Phi_q + L_{B\sigma} i_{Bq}); \quad (2.88)$$

$$0 = R_B i_{Bq} + w \frac{d\Phi_q}{dt} + L_{B\sigma} \frac{di_{Bq}}{dt} + \omega (w\Phi_d + L_{B\sigma} i_{Bd}); \quad (2.89)$$

$$0 = R_{yd} i_{yd} + w \frac{d\Phi_d}{dt} + L_{yd\sigma} \frac{di_{yd}}{dt}; \quad (2.90)$$

$$0 = R_{yq} i_{yq} + w \frac{d\Phi_q}{dt} + L_{yq\sigma} \frac{di_{yq}}{dt}. \quad (2.91)$$

Здесь w – число витков распределенной синусной обмотки якоря, обмотки вихревых токов и успокоительной обмотки;

w_f – число витков распределенной синусной обмотки возбуждения;

Φ_d, Φ_q – среднее значение продольного и поперечного магнитных потоков;

R – активное сопротивление фазы обмотки якоря ОМ;

L_σ – индуктивность потока рассеяния фазы обмотки якоря ОМ;

R_0 – активное сопротивление нулевой фазы;

$L_{0\sigma}$ – индуктивность потока рассеяния нулевой фазы;

R_B – активное сопротивление фазы обмотки вихревых токов ОМ;

$L_{B\sigma}$ – индуктивность потока рассеяния фазы обмотки вихревых токов ОМ. Эти величины связаны с аналогичными величинами синхронного двигателя равенствами:

$$R = \frac{2}{3} \bar{R}; \quad L_\sigma = \frac{2}{3} \bar{L}_\sigma; \quad R_B = \frac{2}{3} \bar{R}_B; \quad L_{B\sigma} = \frac{2}{3} \bar{L}_{B\sigma}.$$

Следует отметить, что в СД с изолированной нейтралью нулевые составляющие тока и напряжения обмотки якоря отсутствуют. В обмотке вихревых токов этих составляющих также нет.

Для составления уравнений относительно МДС и основного магнитного потока рассмотрим схему замещения, приведенную на рис. 2.18.

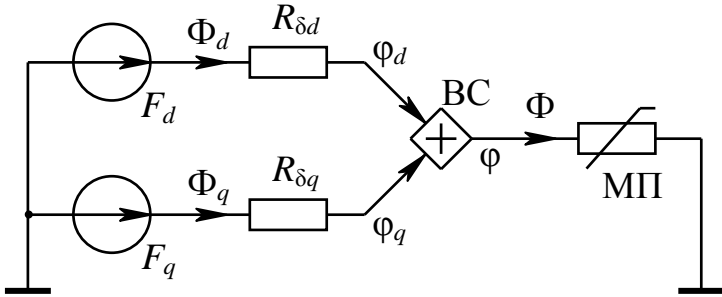


Рис. 2.18. Схема замещения магнитной цепи

По продольной и поперечной осям действуют МДС (на один воздушный зазор):

$$F_d = \frac{1}{2} \left[w(i_d + i_{bd} + i_{yd}) + w_f i_f \right]; \quad (2.92)$$

$$F_q = \frac{1}{2} \left[w(i_q + i_{bq} + i_{yq}) \right]; \quad (2.93)$$

Эти МДС создают продольный и поперечный магнитные потоки Φ_d и Φ_q , которые преодолевают магнитные сопротивления воздушного зазора $R_{\delta d}$, $R_{\delta q}$. На расточке статора на осях d и q создаются соответственно амплитуды скалярного магнитного потенциала φ_d , φ_q . Благодаря синусоидальному распределению скалярного магнитного потенциала и магнитной индукции вдоль воздушного зазора амплитуда скалярного магнитного потенциала и величина основного магнитного потока определяются равенствами:

$$\varphi = \sqrt{\varphi_d^2 + \varphi_q^2}; \quad (2.94)$$

$$\Phi = \sqrt{\Phi_d^2 + \Phi_q^2}. \quad (2.95)$$

Основной магнитный поток Φ имеет направление, совпадающее с направлением вектора магнитного потенциала φ , и величину, являющуюся нелинейной функцией от φ , т.е. $\varphi = f(\Phi)$. В этом случае:

$$\varphi_d = \frac{\Phi_d}{\Phi} \varphi; \quad (2.96)$$

$$\varphi_q = \frac{\Phi_q}{\Phi} \varphi. \quad (2.97)$$

На рис. 2.19 показана пространственная векторная диаграмма МДС и магнитных потоков. Предполагается, что магнитное сопротивление зазора по оси q превышает магнитное сопротивление зазора по оси d . Видно, что направления векторов Φ и φ совпадают.

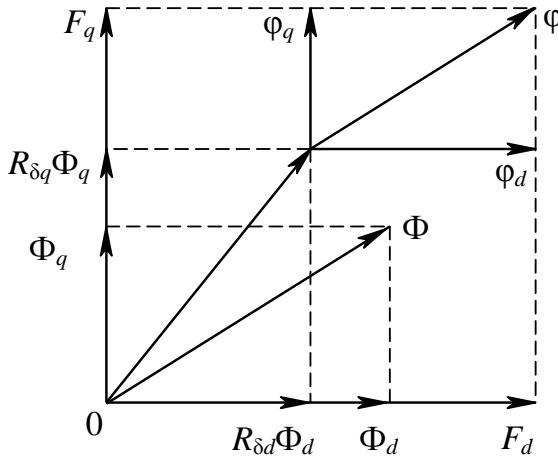


Рис. 2.19. Пространственная векторная диаграмма МДС и магнитных потоков

Электромагнитный момент определяется по формуле:

$$M_s = p_n w_f i_f \Phi_q + p_n w (i_{yd} \Phi_q - i_{yq} \Phi_d). \quad (2.98)$$

Выразим из уравнений (2.84), (2.85), (2.87), (2.88), (2.89), (2.90), (2.91) производные от токов:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_\sigma} \left(u_d - Ri_d + \omega(w\Phi_q + L_\sigma i_q) - w \frac{d\Phi_d}{dt} \right); \quad (2.99)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_\sigma} \left(u_q - Ri_q - \omega(w\Phi_d + L_\sigma i_d) - w \frac{d\Phi_q}{dt} \right); \quad (2.100)$$

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{1}{L_{f\sigma}} \left(u_f - R_f i_f - w_f \frac{d\Phi_d}{dt} \right); \quad (2.101)$$

$$\frac{di_{bd}}{dt} = \frac{1}{L_{B\sigma}} \left(-R_B i_{bd} + \omega(w\Phi_q + L_{B\sigma} i_{Bq}) - w \frac{d\Phi_d}{dt} \right); \quad (2.102)$$

$$\frac{di_{Bq}}{dt} = \frac{1}{L_{B\sigma}} \left(-R_B i_{Bq} - \omega(w\Phi_d + L_{B\sigma} i_{bd}) - w \frac{d\Phi_q}{dt} \right); \quad (2.103)$$

$$\frac{di_{yd}}{dt} = \frac{1}{L_{yd\sigma}} \left(-R_{yd} i_{yd} - w \frac{d\Phi_d}{dt} \right); \quad (2.104)$$

$$\frac{di_{yq}}{dt} = \frac{1}{L_{yq\sigma}} \left(-R_{yq} i_{yq} - w \frac{d\Phi_q}{dt} \right). \quad (2.105)$$

Продифференцировав равенства (2.92), (2.93) и подставив в них выражения (2.99) – (2.105), получим:

$$2 \frac{dF_d}{dt} = w \left(\frac{di_d}{dt} + \frac{di_{bd}}{dt} + \frac{di_{yd}}{dt} \right) + w_f \frac{di_f}{dt}; \quad (2.106)$$

$$2 \frac{dF_q}{dt} = w \left(\frac{di_q}{dt} + \frac{di_{Bq}}{dt} + \frac{di_{yq}}{dt} \right); \quad (2.107)$$

$$2 \frac{dF_d}{dt} = w \left[\frac{1}{L_\sigma} \left(u_d - Ri_d + \omega(w\Phi_q + L_\sigma i_q) - w \frac{d\Phi_d}{dt} \right) + \frac{1}{L_{B\sigma}} \left(-R_B i_{bd} + \omega(w\Phi_q + L_{B\sigma} i_{Bq}) - w \frac{d\Phi_d}{dt} \right) + \right.$$

$$+ \frac{1}{L_{yd\sigma}} \left(-R_{yd} i_{yd} - w \frac{d\Phi_d}{dt} \right) \Big] + \frac{w_f}{L_{f\sigma}} \left(u_f - R_f i_f - w_f \frac{d\Phi_d}{dt} \right); \quad (2.108)$$

$$\begin{aligned} 2 \frac{dF_q}{dt} = & w \left[\frac{1}{L_\sigma} \left(u_q - R i_q - \omega (w \Phi_d + L_\sigma i_d) - w \frac{d\Phi_q}{dt} \right) + \right. \\ & + \frac{1}{L_{B\sigma}} \left(-R_B i_{Bq} - \omega (w \Phi_d + L_{B\sigma} i_{Bd}) - w \frac{d\Phi_q}{dt} \right) + \\ & \left. + \frac{1}{L_{yq\sigma}} \left(-R_{yq} i_{yq} - w \frac{d\Phi_q}{dt} \right) \right]. \end{aligned} \quad (2.109)$$

Равенства (2.108), (2.109) можно записать в виде:

$$\frac{dF_d}{dt} = c_1 - d_1 \frac{d\Phi_d}{dt}; \quad (2.110)$$

$$\frac{dF_q}{dt} = c_2 - d_2 \frac{d\Phi_q}{dt}. \quad (2.111)$$

Рассматривая схему замещения магнитной цепи (рис. 2.18), можно записать следующие равенства:

$$F_d = R_{\delta d} \Phi_d + \frac{\Phi_d}{\sqrt{\Phi_d^2 + \Phi_q^2}} \varphi \left(\sqrt{\Phi_d^2 + \Phi_q^2} \right); \quad (2.112)$$

$$F_q = R_{\delta q} \Phi_q + \frac{\Phi_q}{\sqrt{\Phi_d^2 + \Phi_q^2}} \varphi \left(\sqrt{\Phi_d^2 + \Phi_q^2} \right). \quad (2.113)$$

Найдем частные производные:

$$\frac{\partial F_d}{\partial \Phi_d} = R_{\delta d} + \frac{\Phi_q^2}{\Phi^2} \frac{\varphi}{\Phi} + \frac{\Phi_d^2}{\Phi^2} \frac{d\varphi}{d\Phi}; \quad (2.114)$$

$$\frac{\partial F_d}{\partial \Phi_q} = \frac{\Phi_d \Phi_q}{\Phi^2} \left(\frac{d\varphi}{d\Phi} - \frac{\varphi}{\Phi} \right); \quad (2.115)$$

$$\frac{\partial F_q}{\partial \Phi_d} = \frac{\Phi_d \Phi_q}{\Phi^2} \left(\frac{d\varphi}{d\Phi} - \frac{\varphi}{\Phi} \right); \quad (2.116)$$

$$\frac{\partial F_q}{\partial \Phi_q} = R_{\delta q} + \frac{\Phi_d^2}{\Phi^2} \frac{\varphi}{\Phi} + \frac{\Phi_q^2}{\Phi^2} \frac{d\varphi}{d\Phi}. \quad (2.117)$$

Для производных по времени от компонент МДС справедливости равенства:

$$\frac{dF_d}{dt} = \frac{\partial F_d}{\partial \Phi_d} \frac{d\Phi_d}{dt} + \frac{\partial F_d}{\partial \Phi_q} \frac{d\Phi_q}{dt}; \quad (2.118)$$

$$\frac{dF_q}{dt} = \frac{\partial F_q}{\partial \Phi_d} \frac{d\Phi_d}{dt} + \frac{\partial F_q}{\partial \Phi_q} \frac{d\Phi_q}{dt}. \quad (2.119)$$

Подставляя в эти равенства выражения (2.114) – (2.117), получаем уравнения

$$\frac{dF_d}{dt} = \left(R_{\sigma d} + \frac{\Phi_q^2}{\Phi^2} \frac{\varphi}{\Phi} + \frac{\Phi_d^2}{\Phi^2} \frac{d\varphi}{d\Phi} \right) \frac{d\Phi_d}{dt} + \frac{\Phi_d \Phi_q}{\Phi^2} \left(\frac{d\varphi}{d\Phi} - \frac{\varphi}{\Phi} \right) \frac{d\Phi_q}{dt}; \quad (2.120)$$

$$\frac{dF_q}{dt} = \frac{\Phi_d \Phi_q}{\Phi^2} \left(\frac{d\varphi}{d\Phi} - \frac{\varphi}{\Phi} \right) \frac{d\Phi_d}{dt} + \left(R_{\delta q} + \frac{\Phi_d^2}{\Phi^2} \frac{\varphi}{\Phi} + \frac{\Phi_q^2}{\Phi^2} \frac{d\varphi}{d\Phi} \right) \frac{d\Phi_q}{dt}. \quad (2.121)$$

Равенства (2.118), (2.119) можно представить в виде:

$$\frac{dF_d}{dt} = g_1 \frac{d\Phi_d}{dt} + h_1 \frac{d\Phi_q}{dt}; \quad (2.122)$$

$$\frac{dF_q}{dt} = g_2 \frac{d\Phi_d}{dt} + h_2 \frac{d\Phi_q}{dt}. \quad (2.123)$$

Сравнивая их с равенствами (2.110), (2.111), получаем систему линейных алгебраических уравнений относительно производных от компонент магнитного потока по времени:

$$(g_1 + d_1) \frac{d\Phi_d}{dt} + h_1 \frac{d\Phi_q}{dt} = c_1; \quad (2.124)$$

$$g_2 \frac{d\Phi_d}{dt} + (h_2 + d_2) \frac{d\Phi_q}{dt} = c_2. \quad (2.125)$$

Эта система уравнений имеет решение:

$$\frac{d\Phi_d}{dt} = \frac{c_1(h_2 + d_2) - c_2 h_1}{(g_1 + d_1)(h_2 + d_2) - g_2 h_1}; \quad (2.126)$$

$$\frac{d\Phi_q}{dt} = \frac{c_2(g_1 + d_1) - c_1 g_2}{(g_1 + d_1)(h_2 + d_2) - g_2 h_1}. \quad (2.127)$$

Вычисляя на каждом шаге интегрирования системы дифференциальных уравнений эти производные, их значения подставляются в систему уравнений (2.99) – (2.105), после чего вычисляются производные от всех токов. Полученная система дифференциальных уравнений в нормальной форме может быть решена одним из численных методов.

Результаты расчета, полученные в системе Turbo-Pascal для случая, когда $U_d = 0$ В, $U_f = const$, а напряжение поперечной обмотки линейно нарастает, приведены на рис. 2.20, 2.21. Программа моделирования приведена в приложении 1.

Параметры двигателя при моделировании переходных процессов имели следующие значения: $R = 0,35$ Ом, $R_f = 2$ Ом, $w = 126$, $w_f = 82$, $R_{\delta d} = 1 \cdot 10^5$ А/Вб, $R_{\delta q} = 2 \cdot 10^5$ А/Вб, $R_B = 265$ Ом, $R_{yd} = 10$ Ом, $R_{yq} = 10$ Ом, $\Phi_0 = 0,01$ Вб, $A = 0,0006$, $B = 8,8 \cdot 10^5$, $C = 7,6 \cdot 10^5$.

Видно, что в начале пуска в связи с увеличением напряжения поперечная составляющая тока обмотки якоря i_q растет, вызывая увеличение скорости, вследствие увеличения электромагнитного момента. По мере увеличения скорости вращения растет ЭДС вращения, наводимая в поперечной обмотке возрастающим потоком Φ_d . В результате ток i_q достигает максимума и начинает снижаться, хотя напряжение поперечной фазы растет.

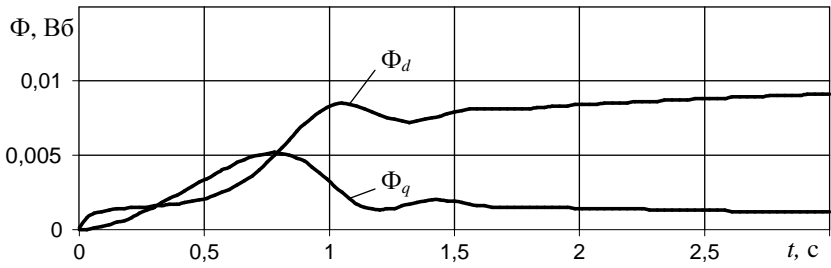


Рис. 2.20. Продольная и поперечная составляющие магнитного потока

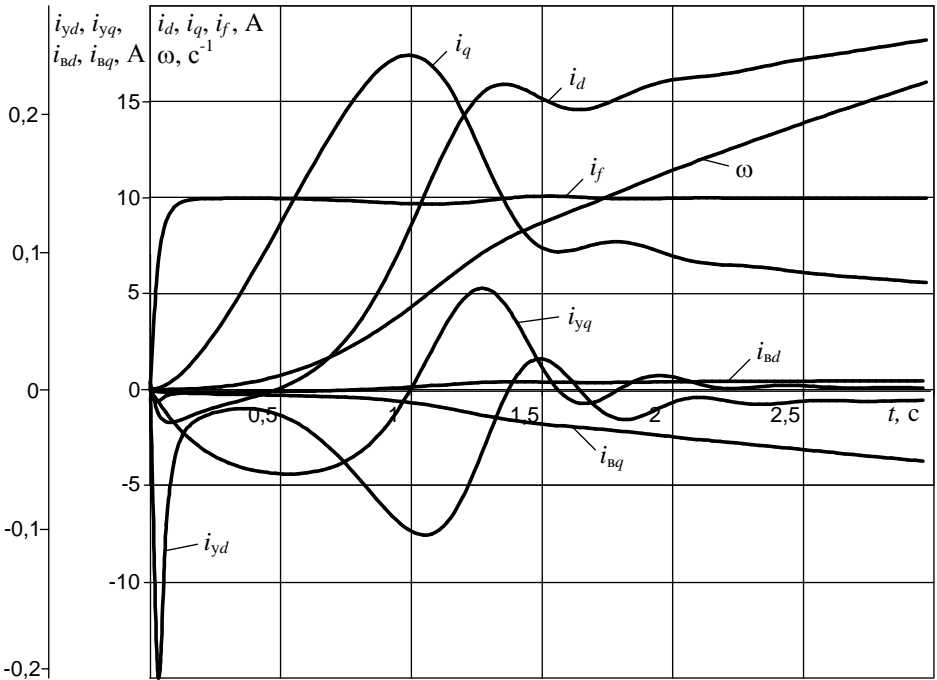


Рис. 2.21. Законы изменения токов и угловой скорости

Уменьшение значения продольной составляющей тока обмотки якоря i_d вызвано ЭДС трансформации из-за возрастания продольного потока. Далее по мере возрастания потока Φ_q и скорости вращения растет ЭДС вращения и ток i_d увеличивается. Очевидно, что кривая магнитного потока Φ_q повторяет по форме кривую тока i_q . Ток обмотки возбуждения i_f быстро выходит на заданный уровень; некоторое его снижение обусловлено ЭДС трансформации, наводимой возрастающим током i_d . Законы изменения продольной и поперечной составляющих тока успокоительной обмотки соответствуют правилу Ленца. Так, при возрастании потока Φ_q , ток i_{yq} отрицательный, а при уменьшении потока Φ_q – положительный. Аналогичные процессы происходят с продольной составляющей тока успокоительной обмотки.

Предложенный способ математического описания процессов позволяет учитывать нелинейность магнитопровода и потери в стали и, в конечном счете, повысить точность расчетов. Результаты моделирования подтверждают корректность предложенной модели и соответствие физике явлений, происходящих в электромеханической системе.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При математическом моделировании преобразователь частоты представляется состоящим из звеньев эквивалентного источника постоянной ЭДС и источника симметричного трехфазного синусоидального напряжения с внутренними сопротивлениями. Тиристорный выпрямитель, питающий обмотку возбуждения, представляется звеном эквивалентного источника постоянной ЭДС регулируемой величины с внутренним сопротивлением.

Математическая модель СД в естественных координатных осях с учетом ряда допущений, в частности, о ненасыщенной магнитной системе двигателя и отсутствии магнитных потерь представляет собой систему дифференциальных уравнений с переменными коэффициентами, решение которых возможно лишь численными методами. Предлагаемые матрицы преобразований к координатной системе d, q, θ , полученные на основе принципа инвариантности мощности, позволяют исключить переменные коэффициенты из уравнений, а также сохранить физику явлений и картину магнитного поля в СД.

Математическая модель синхронного двигателя в естественных координатных осях с учетом потерь в стали и нелинейности магнитной системы может быть получена с помощью теории трансформатора, согласно которой магнитные потоки обмоток представляются состоящими из компонент основного магнитного потока и магнитных потоков рассеяния. Нелинейность магнитной системы следует учитывать с помощью нелинейного элемента, описываемого кривой намагничивания.

Применение схемы замещения магнитной цепи с нелинейным элементом, описываемым кривой намагничивания, и соответствующих математических преобразований позволяет перейти к нелинейной обобщенной машине и получить систему дифференциальных уравнений в нормальной форме, удобной для моделирования переходных процессов в СД. Предложенный способ математического описания процессов позволяет учиты-

вать нелинейность магнитопровода и потери в стали и, в результате, повысить точность расчетов.

Результаты моделирования в системе Turbo-Pascal подтвердили работоспособность алгоритма и программы, составленных на основе предложенной математической модели СД, позволяющей описывать переходные процессы в СД с учетом нелинейности магнитопровода и потерь в стали.

**Программа расчета переходных процессов в
синхронном двигателе с учетом нелинейности
магнитопровода и потерь в стали**

```

PROGRAM GL2_7;
USES GRAPH;
TYPE VEKTOR=ARRAY[1..10] OF REAL;
INTVEK=ARRAY[1..10] OF INTEGER;
VAR
A, AD, AQ, B, C, CO, C1, C2, D1, D2, FD, FF, FFP, FQ, G, G1, G2,
H, H1, H2, ID, IIF, IQ, IUD, IUQ, IVD, IVQ, JJ, LF, LL, LUD,
LUQ, LV, MO, MS, MT, OM, P, PO, PD, PDT, POO, PQ, PQT,
RD, RF, RQ, RR, RUD, RUQ, RV, SD, SI, SQ, T, {JUST
TIME} T0, UD, UF, UQ, WW, WF, ZN: {INITIAL TIME}
REAL;
I,K,L,M,XO,GT,ST: INTEGER;
GA,GX,GY,GD,GM: INTEGER;
J,N: LONGINT;
D,DD,Y,Y0,MA: VEKTOR;
GG,SS,YO,MACO:INTVEK;
MASS: ARRAY[0..100,0..10] OF REAL;
SYM: CHAR;
DATT: TEXT;
STRI: STRING[12];
{$I C:\PASCAL\KORSET.PAS}
FUNCTION FI(PO:REAL):REAL;
BEGIN
FI:=C*(SQRT(SQR(PO-POO)+A*A)-
SQRT(POO*POO+A*A))+B*PO
END;
FUNCTION FID(PO:REAL):REAL;
BEGIN
FID:=B+C*(PO-POO)/SQRT(SQR(PO-POO)+A*A)
END;

```

```

PROCEDURE DER(T:REAL; Y:VEKTOR);
BEGIN
ID:=Y[1]; IQ:=Y[2]; IIF:=Y[3]; IVD:=Y[4]; IVQ:=Y[5];
IUD:=Y[6]; IUQ:=Y[7];
PD:=Y[8]; PQ:=Y[9]; OM:=Y[10]; UQ:=10*T;
MO:=P*WW*(PD*(IQ+IVQ)-PQ*(ID+IVD));
PO:=SQRT(PD*PD+PQ*PQ);
FF:=FI(PO); FFP:=FID(PO);
C1:=0.5*WW*((UD-RR*ID+OM*(WW*PQ+LL*IQ))/LL+
(-RV*IVD+OM*(WW*PQ+LV*IVQ))/LV+(-RUD*IUD)/LUD)+
0.5*WF*(UF-RF*IIF)/LF;
C2:=0.5*WW*((UQ-RR*IQ-OM*(WW*PD+LL*ID))/LL+
(-RV*IVQ-OM*(WW*PD+LV*IVD))/LV+(-RUQ*IUQ)/LUQ);
D1:=(WW*WW*(1/LL+1/LV+1/LUD)+WF*WF/LF)/2;
D2:=WW*WW*(1/LL+1/LV+1/LUD)/2;
CO:=PD/PO;
SI:=PQ/PO;
G1:=RD+SI*SI*FF/PO+CO*CO*FFP;
H1:=-CO*SI*(FFP-FF/PO);
G2:=H1;
H2:=RQ+CO*CO*FF/PO+SI*SI*FFP;
ZN:=(G1+D1)*(H2+D2)-G2*H1;
PDT:=(C1*(H2+D2)-C2*H1)/ZN;
PQT:=(C2*(G1+D1)-C1*G2)/ZN;
D[1]:=(UD-RR*ID+OM*(WW*PQ+LL*IQ)-WW*PDT)/LL;
D[2]:=(UQ-RR*IQ-OM*(WW*PD+LL*ID)-WW*PQT)/LL;
D[3]:=(UF-RF*IIF-WF*PDT)/LF;
D[4]:=(-RV*IVD+OM*(WW*PQ+LV*IVQ)-WW*PDT)/LV;
D[5]:=(-RV*IVQ-OM*(WW*PD+LV*IVD)-WW*PQT)/LV;
D[6]:=(-RUD*IUD-WW*PDT)/LUD;
D[7]:=(-RUQ*IUQ-WW*PQT)/LUQ;
D[8]:=PDT;
D[9]:=PQT;
D[10]:=P*(MO-MS)/JJ;
END;
PROCEDURE RUNCUT;

```

```

BEGIN
DER(T,Y);
FOR I:=1 TO M DO BEGIN
DD[I]:=D[I];
Y0[I]:=Y[I];
Y[I]:=Y0[I]+G*D[I] END;
T:=T+G;
DER(T,Y);
FOR I:=1 TO M DO BEGIN
Y[I]:=Y0[I]+G*D[I];
DD[I]:=DD[I]+2*D[I] END;
DER(T,Y);
FOR I:=1 TO M DO BEGIN
Y[I]:=Y0[I]+H*D[I];
DD[I]:=DD[I]+2*D[I] END;
T:=T+G;
DER(T,Y);
FOR I:=1 TO M DO
Y[I]:=Y0[I]+H/6*(DD[I]+D[I])
END;
BEGIN
ASSIGN (DATT,'C:\PASCAL\GL2\TRANS.DAT');
REWRITE(DATT);
M:=10; N:=30000; H:=0.0001; MT:=500; RR:=0.35; RF:=2;
WW:=126; WF:=82; RD:=1.08E5; RQ:=2E5; RV:=265;
RUD:=10; RUQ:=10; LL:=0.049; LF:=0.05; LV:=0.049;
LUD:=0.049; LUQ:=0.049; POO:=0.01; A:=0.0006; B:=8.8E5;
C:=7.6E5; JJ:=2; MS:=0; P:=2; UD:=0; UF:=20;
MA[1]:=10; MA[2]:=10; MA[3]:=10; MA[4]:=500; MA[5]:=500;
MA[6]:=250;
MA[7]:=250; MA[8]:=10000; MA[9]:=10000; MA[10]:=40;
Y[3]:=0.0; Y[4]:=0.0; Y[5]:=0.0; Y[6]:=0.00; Y[7]:=0.00;
Y[8]:=0.0001; Y[9]:=0.0; Y[10]:=0.0;
WRITELN('ID=',ID:10:4,' IQ=',IQ:10:4);
READLN;
XO:=10;

```

```

FOR I:=1 TO M DO YO[I]:=300;
MACO[1]:=11; MACO[2]:=12; MACO[3]:=14; MACO[4]:=7;
MACO[5]:=10; MACO[6]:=13; MACO[7]:=15; MACO[8]:=7;
MACO[9]:=10; MACO[10]:=12;
G:=0.5*H; GD:=DETECT;
INITGRAPH(GD,GM,'C:\PASCAL\BP\BGI');
LINE(XO,0,XO,400);
LINE(0,300,640,300);
T:=T0;
FOR J:=0 TO N DO {MAIN CIRCLE}
BEGIN
IIF:=Y[3]; IVD:=Y[4]; IVQ:=Y[5]; IUD:=Y[6]; IUQ:=Y[7];
PD:=Y[8]; PQ:=Y[9];
PO:=SQRT(PD*PD+PQ*PQ);
FF:=FI(PO);
FD:=FF*PD/PO;
FQ:=FF*PQ/PO;
ID:=(2*RD*PD+2*FD-WW*IVD-WW*IUD-WF*IIF)/WW;
IQ:=(2*RQ*PQ+2*FQ-WW*IVQ-WW*IUQ)/WW;
Y[1]:=ID; Y[2]:=IQ;
GT:=XO+ROUND(MT*T);
IF (J MOD 300)=1 THEN
BEGIN L:=J DIV 300;
MASS[L,0]:=T;
FOR I:=1 TO 10 DO          {RR}
MASS[L,I]:=Y[I]
END;
FOR I:=1 TO 10 DO          {RR}
BEGIN
GG[I]:=YO[I]-ROUND(MA[I]*Y[I]);
SETCOLOR(MACO[I]);
IF J>0 THEN LINE(ST,SS[I],GT,GG[I]);
SS[I]:=GG[I]
END;          {RR}
ST:=GT; {IF (K MOD 10)=0 THEN
BEGIN FOR I:=1 TO 4 DO

```

```

BEGIN
WRITE(DATT,Y[I]:15:5);
END;
WRITELN(DATT) END;}
IF J<N THEN RUNCUT;
END;           {QQ}
READLN;   SETCOLOR(8);
KOORSET; READLN;
ID:=Y[1]; IQ:=Y[2]; IIF:=Y[3]; IVD:=Y[4]; IVQ:=Y[5];
IUD:=Y[6]; IUQ:=Y[7];
PD:=Y[8]; PQ:=Y[9]; OM:=Y[10];
PO:=SQRT(PD*PD+PQ*PQ);
FF:=FI(PO);
FD:=FF*PD/PO;
FQ:=FF*PQ/PO;
SD:=2*(RD*PD+FD);
SQ:=2*(RQ*PQ+FQ);
AD:=WW*(ID+IVD+IUD)+WF*IIF;
AQ:=WW*(IQ+IVQ+IUQ);
WRITELN(' ID=',ID:10:3,' IQ=',IQ:10:3);
WRITELN(' IIF=',IIF:10:3);
WRITELN(' IVD=',IVD:10:3,' IVQ=',IVQ:10:3);
WRITELN(' IUD=',IUD:10:3,' IUQ=',IUQ:10:3);
WRITELN(' PD=',PD:10:6,' PQ=',PQ:10:6);
WRITELN(' SD',SD:10:4,' SQ=',SQ:10:4);
WRITELN(' AD',AD:10:4,' AQ=',AQ:10:4);
READLN;
GA:=450; GX:=500;
FOR I:=1 TO M DO BEGIN   {RR}
SETCOLOR(MACO[I]); GY:=15*I;
LINE(GA,GY,GX,GY);
MOVETO(GX,GY);
CASE I OF
1: OUTTEXT(' CURRENT ID');
2: OUTTEXT(' CURRENT IQ');
3: OUTTEXT(' CURRENT IIF');

```

```
4: OUTTEXT(' CURRENT IVD');
5: OUTTEXT(' CURRENT IVQ');
6: OUTTEXT(' CURRENT IUD');
7: OUTTEXT(' CURRENT IUQ');
8: OUTTEXT(' MAGN.FLUX PD');
9: OUTTEXT(' MAGN.FLUX PQ');
10: OUTTEXT(' ANGL.SPEED OM')
END
END;           {RR}
READLN;
CLOSEGRAPH;
FOR L:=0 TO 100 DO BEGIN
FOR I:=0 TO 10 DO BEGIN
STR(MASS[L,I]:10:4,STRI);
STRI[6]:=' ';
WRITE(DATT,STRI)
END;
WRITELN(DATT)
END;
CLOSE(DATT);
END.
```


БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Автоматизированный электропривод промышленных установок / Под редакцией Г.Б. Онищенко. - М.: РАСХН, 2001. - 520 с.
2. Агабеков Л.Е., Борисов С.В., Ваулин А.С. и др. Программирование в среде Турбо Паскаль. – М.: Высшая школа, 1993. – 142 с.
3. Адкинс Б. Общая теория электрических машин. - М. – Л.: Госиздат, 1960. - 272 с.
4. Аксенов В.Е., Мартыненко В.А., Мускатиньев В.Г. и др. IGBT модули производства ОАО «Электровыпрямитель» // Электротехника. - 2001. - №12. – С.12-16.
5. Аракелян А.К., Афанасьев А.А. Вентильные электрические машины и регулируемый электропривод: В 2 т. – М.: Энергоатомиздат, 1997. – Т.1-2.
6. Архангельский А.Я. Модели полупроводниковых приборов для машинного расчета электронных схем. – М.: МИФИ, 1978. – 98 с.

- 7.** Афанасьев А.Ю. Моментный электропривод систем управления: Автореф. дис. докт. техн. наук. – Казань, 1998. – 38 с.
- 8.** Афанасьев А.Ю. Моментный электропривод. – Казань: Издательство КГТУ им. А.Н. Туполева, 1997. – 250 с.
- 9.** Байнев В.Ф. Электропривод с бесконтактным асинхронизированным вентильным двигателем: Дис. канд. техн. наук / Мордов. ун-т. - Саранск, 1995. - 215 с.
- 10.** Барский В.А., Брызгалов М.Г., Горайнов Н.А. и др. Создание серии IGBT преобразователей частоты для регулируемых асинхронных электроприводов // Электротехника. - 1999. - №7. – С.38-41.
- 11.** Бахвалов Н.С., Жидков Н.П., Кобельков Г.М. Численные методы.- М.: Наука, 1987. - 600 с.
- 12.** Бедфорт Б., Хофт Р. Теория автономных инверторов: Пер. с англ. – М.: Энергия, 1982. - 313 с.

- 13.** Бененсон З.М. Моделирование и оптимизация на ЭВМ радиоэлектронных устройств. – М.: Радио и связь, 1981. – 345 с.
- 14.** Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники: Электрические цепи. - М.: Высшая школа, 1984. – 559 с.
- 15.** Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники: Электромагнитное поле. - М.: Высшая школа, 1978. – 231 с.
- 16.** Блоцкий Н.М., Лабунец И.А., Шакарян Ю.Г. Машины двойного питания // Итоги науки и техники. ВИНТИ АН СССР. Сер. Электрические машины и трансформаторы, Т.2. - 1979. - 124 с.
- 17.** Ботвинник М.М., Шакарян Ю.Г. Управляемая машина переменного тока. - М.: Наука, 1969. - 142 с.
- 18.** Булгаков А.А. Частотное управление асинхронным двигателем. - М.: Энергоиздат, 1982. – 216 с.
- 19.** Бут Д.А. Бесконтактные электрические машины. - М.: Высшая школа, 1985. - 255 с.

- 20.** Бутаев Ф.И., Эттингер Е.Л. Вентильный электропривод. - М. – Л.: Госэнергоиздат, 1951. - 248 с.
- 21.** Бычкова Е.В., Прудникова Ю.И. Обзор современных зарубежных преобразователей частоты и опыт их применения // Электротехника. - 1995. - №7. – С.36-38.
- 22.** Вегнер О.Г. Современное состояние проблемы вентильных двигателей // Электричество. - 1938. - №6. - С.50-53.
- 23.** Вейнгер А.М. Регулируемый синхронный электропривод. - М.: Энергоатомиздат, 1985. - 224 с.
- 24.** Вентильные преобразователи в цепях электрических машин / Под ред. И.А. Глебова, В.Н. Левина и др. – Л.: Наука, 1971. - 228 с.
- 25.** Влах И., Сингхал К. Машинные методы анализа и проектирования электронных схем. Пер. с англ. - М.: Радио и связь, 1988. – 240 с.
- 26.** Вольдек А.И. Электрические машины. - М.: Энергия, 1974. – 340 с.

- 27.** Газизов Р.М. Электромеханическая система с асинхронным вентильным двигателем: Дис. канд. техн. наук: 05.09.03 / Каз. гос. техн. ун-т. - Казань, 2000. - 196 с.
- 28.** Галанов В.И., Шершнев Ю.А., Гуревич М.Н., Козлова М.А. Современные мощные полупроводниковые приборы и их функциональные возможности // Электротехника. - 1998. - №3. – С.48-52.
- 29.** Гамазин С.И., Ставцев В.А., Цырук С.А. Переходные процессы в системах промышленного электроснабжения, обусловленные электродвигательной нагрузкой. – М.: Издательство МЭИ, 1997. – 424 с.
- 30.** Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MatLab 6.0: Учебное пособие. - СПб.: КОРОНА принт, 2001. - 320 с.
- 31.** Гольдберг О.Д. Испытания электрических машин. – М.: Высшая школа, 2000. – 255 с.
- 32.** Горев А.А. Переходные процессы синхронной машины. - Л.: Наука, 1985. - 502 с.

- 33.** Грабовецкий Г.В. Применение переключающих функций для анализа электромагнитных процессов в силовых вентильных преобразователях частоты // Электричество. - 1973. - №6. – С.28-31.
- 34.** Димерчан К.С., Бутырин П.А. Моделирование и машинный расчет электрических цепей.- М.: Высшая школа, 1998.-335 с.
- 35.** Димитрадзе А.С. Основы рабочего процесса вентильных двигателей // Электричество. – 1933. - № 3, 4.
- 36.** Дубенский А.А. Бесконтактные двигатели постоянного тока. - М.: Энергия, 1967. - 144 с.
- 37.** Дьяконов В.П. Система MathCAD: Справочник. – М.: Радио и связь, 1993. – 128 с.
- 38.** Завалишин В.А., Вегнер О.Г. Новые схемы вентильных двигателей // Электричество. – 1936. - № 3.
- 39.** Зимин Е.Н., Кацевич В. Л., Козырев С.К. Электроприводы постоянного тока с вентильными преобразователями. - М.: Энергоиздат, 1981. – 192 с.

- 40.** Зиннер Л.Я., Миляшов Н.Ф. Математическая модель вентильных двигателей постоянного и переменного тока // Электрические машины специального назначения. – Самара, 1991. – С.55 – 58.
- 41.** Зиннер Л.Я., Скороспешкин А.И. Вентильные двигатели постоянного и переменного тока. - М.: Энергоатомиздат, 1981. - 136 с.
- 42.** Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины: Учебник для вузов. - М.: Энергия, 1980. - 928 с.
- 43.** Ильясов Р.С., Дорожкин В.П., Власов Г.Я., Мухутдинов А.А. Шины. Некоторые проблемы эксплуатации и производства. - Казань: Издательство КГТУ, 2000. – 576 с.
- 44.** Ключев В.И. Теория электропривода. – М.: Энергоатомиздат, 1998. –704 с.
- 45.** Коварский Е.М., Янко Ю.И. Испытание электрических машин. - М.: Энергоатомиздат, 1990. – 320 с.
- 46.** Ковач К.П., Рац И. Переходные процессы в электрических машинах переменного тока. - М.: Изд-во АН СССР, 1962. - 624 с.

- 47.** Кононенко Е.В., Сипайлов Г.А., Хорьков К.А. Электрические машины (специальный курс). - М.: Высшая школа, 1975. – 279 с.
- 48.** Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. - М.: Высшая школа, 2001. - 327 с.
- 49.** Копылов И.П. Электрические машины. - М.: Логос, 2000. - 607 с.
- 50.** Копылов И.П. Электрические машины. - М.: Энергоатомиздат, 1986. – 360 с.
- 51.** Копылов И.П., Фрумин В.Л. Электромеханическое преобразование энергии в вентильных двигателях. - М.: Энергоатомиздат, 1986. - 168 с.
- 52.** Костырев М.Л., Скороспешкин А.И. Автономные асинхронные генераторы с вентильным возбуждением. - М.: Энергоатомиздат, 1993.- 160 с.
- 53.** Лайбль Т. Теория синхронной машины при переходных процессах. - М.- Л.: Госэнергоиздат, 1957. - 168 с.

- 54.** Лизец М., Поташников М.Ю. Новое в активной электронной элементной базе для силовой электроники фирм «Siemens AG» // Электротехника. - 1998. - №3. – С.52-56.
- 55.** Лутидзе Ш.И., Михневич Г.В., Тафт В.А. Введение в динамику синхронных машин и машинополупроводниковых систем. - М.: Наука, 1973. – 338 с.
- 56.** Манзон Б.М. Maple V Power Edition. – М.: Филлинь, 1998. – 240 с.
- 57.** Мощные полупроводниковые приборы. Транзисторы: Справочник / Б.А. Бородин, В.М. Ломакин и др.; Под ред. А.В. Голомедова. - М.: Радио и связь, 1985. – 560 с.
- 58.** Николаевский И.Ф., Игумнов Д.В. Параметры и предельные режимы работы транзисторов. - М.: Советское радио, 1971. – 384 с.
- 59.** О.Д. Гольберг, Я.С. Гурин, И.С. Свириденко. Проектирование электрических машин. – М.: Высшая школа, 2001. – 430 с.

- 60.** Овчинников И.Е., Лебедев Н.И. Бесконтактные двигатели постоянного тока. - Л.: Наука, 1985. - 164 с.
- 61.** Онищенко Г.Б. III международная (XIV всероссийская) конференция по автоматизированному электроприводу // Приводная техника. - 2001. - №5. – С.57-58.
- 62.** Онищенко Г.Б., Локтева И.Л. Асинхронные вентиляционные каскады и двигатели двойного питания. - М.: Энергия, 1979. - 199 с.
- 63.** Петелин Д.П. Автоматическое управление синхронными электроприводами. – М.: Госэнергоиздат, 1961. – 104 с.
- 64.** Петелин Д.П. Автоматическое управление синхронными электроприводами. – М.: Энергия, 1968. – 192 с.
- 65.** Петров Ю.П. Оптимальное управление электроприводом. – М. – Л.: Госэнергоиздат, 1961. – 187 с.

- 66.** Плахтына Е.Г. Математическое моделирование электромашино-вен-тильных систем.- Львов: Высшая школа, 1986.-164 с.
- 67.** Постников С.Г., Садовский Л.А. Разработка и исследование системы электропривода на базе индукторного двигателя с независимым возбуждением // Приводная техника. - 2002. - №1. – С.48-54.
- 68.** Потемкин В.Г. Система MATLAB. Справочное пособие. – М.: Филинь, 1998. – 240 с.
- 69.** Розанов Ю.К. Основы силовой преобразовательной техники. - М.: Энергия, 1979. – 392 с.
- 70.** Сенько В.И., Юрченко Н.Н., Макаренко Н.П., Сенько Л.И. Применение комбинированных алгоритмов трехуровневой ШИМ в трехфазных инверторах. // Электротехника, – 2004. - № 7. – С.57-62.
- 71.** Столов Л.И., Афанасьев А.Ю. Моментные двигатели постоянного тока. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 224 с.

- 72.** Столов Л.И., Зыков Б.Н. Моментные двигатели с постоянными магнитами. – М.: Энергия, 1977. – 112 с.
- 73.** Столов Л.И., Зыков Б.Н., Афанасьев А.Ю., Галлеев Ш.С. Авиационные моментные двигатели. – М.: Машиностроение, 1979. – 136 с.
- 74.** Такеути Т. Теория и применение вентильных цепей для регулирования двигателей. - Л.: Энергия, 1973. – 250 с.
- 75.** Транзисторы средней мощности: Справочник. - М.: Энергоатомиздат, 1993. – 454 с.
- 76.** Трещев И.И. Электромеханические процессы в машинах переменного тока. - Л.: Энергия, 1980. – 344 с.
- 77.** Тропилов С.В., Ермилов А.В. Микросхемы, диоды, транзисторы: Справочник. - М.: Машиностроение, 1994. – 385 с.
- 78.** Уайт Д., Вудсон Г. Электромеханическое преобразование энергии. - М. – Л.: Энергия, 1964. – 528 с.

- 79.** Фаронов В.В. Турбо Паскаль. Книга 1. Основы Паскаля. – М.: МВТУ-Фесто Дидактик, 1992. – 304 с.
- 80.** Фильц Р.В. Математические основы теории электромеханических преобразователей. - Киев: Наукова думка, 1979.-208 с.
- 81.** Фильц Р.В., Лябук П.Н. Математическое моделирование явнополюсных синхронных машин.- Львов: Свит, 1991.-176 с.
- 82.** Хенкок Н. Матричный анализ электрических машин. - М.: Энергия, 1967. -225 с.
- 83.** Чиликин М.Г., Ключев В.И., Сандлер А.С. Теория автоматизированного электропривода. - М.: Энергия, 1979. – 616 с.
- 84.** Чиликин М.Г., Соколов М.М., Терехов В.М., Шинянский А.В. Основы автоматизированного электропривода. – М.: Энергия, 1974. - 568 с.
- 85.** Computer application in the analysis of rectifier and invertors // IEE Proc. Elec. Power Appl. – 1995. - № 4. – С.233-238.

- 86.** IGBT Designers Manual. – International Rectifier Catalogue. Part 3, 1994.
- 87.** IGBT Modules. – Simens Data Book, 1995.
- 88.** Pillay P., Krishnan R., Application characteristics of permanent magnet synchronous and brushless DC motors for servo drives. Conf. Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. 22nd Annu. Meet., Atlanta, Ga, Oct. 18 - 23, 1987. Pt. 1. New York, N. Y., 1987, 380 – 390.
- 89.** Power Semiconductors. Semikron Shortform Catalogue, 1996.
- 90.** Ysewijn E., Vanvinckenroge D. Leistungshalbleiter für Motorsteuerungen // “Elektron.- Ind”. - 1994. - №1. – С.29-30.

Научно-методические труды автора

- 91.** Тумаева Е.В., Амирова С.С. Проблема надежности регулируемого электропривода // Технико-экономические проблемы промышленного произ-

водства: Тез.докл.междунар.науч.-техн.конф. -
Набережные челны, 2000. – С. 198.

- 92.** Тумаева Е.В. Особенности вентильного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов // Технико-экономические проблемы промышленного производства: Тез.докл.междунар.науч.-техн.конф. -
Набережные челны, 2000. – С. 197.
- 93.** Тумаева Е.В., Амирова С.С., Гайфутдинов А.Н., Степанов С.И. Математическая модель трехфазного синхронного двигателя // Математические методы в технике и технологиях: Мат.докл.междунар. науч.конф. – Смоленск, 2001. – С.112 – 114.
- 94.** Тумаева Е.В., Амирова С.С., Кропачев Г.Ф., Макаров В.Г., Сашинский И.И. Синхронный вентильный электропривод. // Приводная техника, – 2003. -
№ 3. – С.47-51.
- 95.** Тумаева Е.В., Амирова С.С., Кропачев Г.Ф., Макаров В.Г., Сашинский И.И. Векторное управление синхронным вентильным двигателем. // Приводная техника, – 2003. - № 6. – С.49-55.

- 96.** Тумаева Е.В., Амирова С.С., Макаров В.Г., Кропачев Г.Ф. Математическое моделирование синхронного вентильного двигателя // Инновационные процессы в области образования, науки и производства: Мат.докл.межрег.науч.-практ.конф. – Нижнекамск, 2004. – т.1. - С.284-287.
- 97.** Тумаева Е.В., Макаров В.Г., Амирова С.С., Елизаров В.И., Чекунов Н.И., Толмачева А.В. Практикум по автоматизированному электроприводу. Учебное пособие. – Казань: РИО КГТУ, 2004. – 200 с.
- 98.** Тумаева Е.В., Афанасьев А.Ю. Исследование переходных процессов в моментном вентильном электроприводе с учетом нелинейности магнитопровода // Автомобиль и техносфера (ICATS'2005): Мат.докл.междунар.науч.-практ.конф. – Казань, 2005. – С.228-233.
- 99.** Тумаева Е.В., Афанасьев А.Ю. Оптимальное управление токами моментного вентильного двигателя по минимуму мощности потерь // Автомобиль

и техносфера (ICATS'2005): Мат.докл. IV между-
нар.науч.-практ.конф. – Казань, 2005. – С.234.

100. Тумаева Е.В., Афанасьев А.Ю. Оптимальное управление токами моментного вентильного двигателя с учетом нелинейности магнитопровода // Электромеханические и внутрикамерные процессы в энергетических установках, струйная акустика и диагностика, приборы и методы контроля природной среды, веществ, материалов и изделий: Мат.докл. XVII всеросс.межвуз.науч.-техн.конф. – Казань, 2005. – ч.1. - С.25-26.

101. Тумаева Е.В., Афанасьев А.Ю. Применение теории обобщенной машины для синхронного электродвигателя с учетом нелинейности магнитопровода // Электромеханические и внутрикамерные процессы в энергетических установках, струйная акустика и диагностика, приборы и методы контроля природной среды, веществ, материалов и изделий: Мат.докл. XVII всеросс.межвуз.науч.-техн.конф. – Казань, 2005. – ч.1. - С.26-27.

- 102.** Тумаева Е.В., Амирова С.С., Елизаров В.И., Макаров В.Г., Ладыгин А.Н., Одинабекова Р.М., Елизаров В.В. Автоматизированный электропривод с асинхронными двигателями. Учебное пособие. – Казань: РИО КГТУ, 2005. – 224 с.
- 103.** Тумаева Е.В., Афанасьев А.Ю. Применение теории обобщенной машины для синхронного электродвигателя с учетом нелинейности магнитопровода. // Вестник Казанского государственного технического университета им. А.Н. Туполева, – 2005. - № 4. – С.18-22.