

Министерство образования и науки РФ
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего
профессионального образования «Московский авиационный институт
(национальный исследовательский университет)»

На правах рукописи

Шишов Дмитрий Михайлович

ТРАНЗИСТОРНЫЙ РЕГУЛЯТОР БЕЗДАТЧИКОВОГО
БЕСКОЛЛЕКТОРНОГО ДВИГАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА
НА БАЗЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЯ ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЙ.

Специальность 05.09.03

«Электротехнические комплексы и системы»

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель
Проф., д.т.н. Пенкин Владимир Тимофеевич

Соискатель

Москва – 2014 г.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	5
ГЛАВА 1. СИСТЕМЫ ПРИВОДОВ С БЕЗДАТЧИКОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ БДПТ	14
1.1. БДПТ. Конструкция и особенности	14
1.2. Управление БДПТ	18
1.2.1. Управление БДПТ с помощью ДПР	18
1.2.2. Краткий обзор ДПР	18
1.2.3. Алгоритм управления БДПТ с применением ДПР дискретного типа.	20
1.2.4. Основы бездатчикового управления БДПТ.	23
1.3. Обзор неадаптивных методов бездатчикового управления БДПТ	25
1.3.1. Методы определения положения ротора на основе анализа противо-ЭДС фаз.....	26
1.3.1.1. Пересечение нуля.	26
1.3.1.2. Третья гармоническая.....	28
1.3.1.3. Метод интегрирования.	29
1.3.1.4. Анализ тока через обратные диоды инвертора.....	31
1.3.2. Методы определения положения ротора двигателя с вычислением потокосцепления.	32
1.4. Обзор адаптивных методов.....	34
1.4.1. Методы с использованием системы с адаптивной базовой моделью.	34
1.4.2. Наблюдатели состояния.	36
1.5. Методы, основанные на периодических изменениях параметров двигателя из-за неравномерностей структуры ротора. Методы введенных сигналов	37
1.6. Методы, с применением «искусственного разума» и другие.....	41
1.7. Итоги обзора	43
1.8. Способы увеличения диапазона частот вращения БДПТ в области низких частот.....	47
Выводы	48
ГЛАВА 2. ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ БЕЗДАТЧИКОВОГО МЕТОДА УПРАВЛЕНИЯ БДПТ НА ОСНОВЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЯ ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЙ.	49
2.1. Электромагнитный момент электрической машины	49

2.2. Описание принципа бездатчикового определения моментов переключения силовых транзисторных ключей инвертора для создания электромагнитного момента БДПТ	51
2.3. Вычисление полезных сигналов	59
2.3.1. Вычисление фазных напряжений в обмотках статора, соединенных по схеме «звезда» без вывода средней точки.	59
2.3.2. Вычисление фазных противо-ЭДС с применением операции дифференцирования.	61
2.3.3. Вычисление потокосцеплений фаз для определения моментов коммутации.	67
2.5. Выбор рациональной структуры транзисторного регулятора БДПТ для решения поставленной задачи	81
Выводы	83
ГЛАВА 3. КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ БЛОКОВ РЕГУЛЯТОРА БДПТ	84
3.1. Модель БДПТ в PSpice Schematics	84
3.2. Пуск двигателя	90
3.2.1. Основные вопросы и особенности.	90
3.2.2. Модель аналогового пускового генератора БДПТ в PSpice Schematics....	91
3.3. Вычислительный блок	93
3.3.1. Вычислитель фазных напряжений.	94
3.3.2. Вычислитель потокосцеплений.	96
3.3.3. Вычислитель частоты вращения.	97
3.3.4. Звено коррекции.	100
3.3.5. Вычислитель псевдо-ЭДС.	102
3.4. Блок распределения сигналов управления	104
3.5. Определитель параметра переключения.	107
3.6. Блок ограничения тока	108
3.7. Регулирование и стабилизация частоты вращения БДПТ	110
3.7.1. Способы регулирования частоты вращения бездатчикового БДПТ.	110
3.7.2. Стабилизация частоты вращения бездатчикового БДПТ.	111
Выводы	114
ГЛАВА 4. КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ БЕЗДАТЧИКОВОГО БДПТ С ВЫЧИСЛИТЕЛЕМ ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ	115

4.1. Модель бездатчикового БДПТ с вычислителем потокосцеплений в OrCad Schematics.....	115
4.2. Разгон БДПТ	117
4.2.1. Идеальный холостой ход.....	118
4.2.2. Момент сухого трения и активный момент.	119
4.2.3. Экспериментальное исследование режима разгона БДПТ.....	119
4.2.3.1. Разгон с входом в синхронный режим на ХХ на частотах вращения меньше $100 \text{ рад} \cdot \text{с}^{-1}$	120
4.2.3.2. Разгон с входом в синхронный режим на ХХ на частотах вращения больше $100 \text{ рад} \cdot \text{с}^{-1}$	121
4.2.3.3. Разгон под нагрузкой.	122
4.3. Пуск БДПТ на ХХ	125
4.3.1. Пуск БДПТ на ХХ с выходом на частоты вращения меньше $100 \text{ рад} \cdot \text{с}^{-1}$	125
4.3.2. Пуск БДПТ на ХХ с выходом на частоты вращения больше $100 \text{ рад} \cdot \text{с}^{-1}$	126
4.4. Пуск БДПТ под нагрузкой с выходом на частоты вращения больше $100 \text{ рад} \cdot \text{с}^{-1}$	129
4.5. Сброс и наброс нагрузки	130
Выводы.	132
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	133
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ	135
ПРИЛОЖЕНИЕ 1. ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ БЕЗДАТЧИКОВОГО БДПТ С ВЫЧИСЛИТЕЛЕМ ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ В ORCAD SCHEMATICS	144

ВВЕДЕНИЕ

Объект исследования, его признаки, область использования, актуальность.

Объектом исследования является система, состоящая из синхронной машины с постоянными магнитами (ПМ) на роторе и электронного регулятора, осуществляющего коммутацию фаз (секций) обмотки якоря, в соответствии с определенным законом. Регулятор, как правило, состоит из инвертора напряжения, выполняющего роль коммутатора, и системы управления его полупроводниковыми ключами. В отечественной литературе такая система получила наименование вентильный двигатель (ВД). Однако последнее время в отечественных и зарубежных публикациях ВД, ток якоря которых имеет несинусоидальную форму, называют бесщеточным (brushless) или бесколлекторным двигателем постоянного тока (БДПТ). В данной работе применяется это название.

Электропривод на основе БДПТ все более широко используется в таких областях техники и промышленности, как приборная автоматика, станкостроение и робототехника, аэрокосмическая техника, насосное и компрессорное оборудование, медицинская техника и др. Больших масштабов достигло его применение в области авиастроения. Об этом говорит огромный спектр авиационных приводов на базе ВД, выпускаемый на ОАО «Электропривод», г. Киров (РФ).

Любой летательный аппарат требует для выполнения своих функций наличия различных исполнительных механизмов на базе электродвигателей. Их количество на современных гражданских и военных самолетах исчисляется сотнями. В связи с ограниченной мощностью системы генерирования встает вопрос об увеличении эффективности электропривода ЛА. Особенно актуальна эта проблема для электрических беспилотных аппаратов, а также при реализации проекта полностью электрифицированного самолета.

Благодаря своим высоким эксплуатационным характеристикам, БДПТ являются наиболее перспективными электрическими машинами в диапазоне малых и средних мощностей, особенно – для моментных систем электропривода. Они конструктивно просты, надежны, имеют абсолютно жесткие механические характеристики и не требуют затрат энергии на возбуждение.

Для изготовления ротора БДПТ могут использоваться ферритовые магниты. Они относительно дешевы, но обеспечивают невысокий уровень индукции магнитного поля. Поэтому в последние десятилетия предпочтение отдается высокоэнергетическим магнитам на основе сплавов редкоземельных металлов, обладающих большой коэрцитивной силой. Это позволяет значительно улучшить массогабаритные показатели привода и получить более высокий вращающий момент в том же габарите статора двигателя. "Самарий-кобальт" (Sm-Co) и "неодим-железо-бор" (Nd-Fe-B) – наиболее распространенные материалы современных редкоземельных магнитов. Постоянное удешевление магнитных материалов, а также ускоряющееся развитие аппаратной базы систем управления и устройств силовой электроники сделали возможным применение БДПТ в тех областях техники, где традиционно применялись только машины постоянного тока или специальные асинхронные двигатели. Это объясняется тем, что БДПТ с ПМ на роторе объединяет в себе лучшие стороны синхронной машины и двигателя постоянного тока (ДПТ). Он имеет следующие преимущества:

- отсутствие скользящих электрических контактов, высокая надежность и долговечность;
- механические и регулировочные характеристики, обеспечивающие простоту управления моментом и частотой вращения;
- высокая кратность пускового момента, малая механическая постоянная времени, хорошая динамика (малая инерционность ротора);
- минимальные токи холостого хода;
- лучшие энергетические показатели, благодаря применению современных редкоземельных ПМ;

- высокие удельные показатели по развиваемому длительному моменту на единицу массы двигателя;
- улучшенные условия теплоотвода.

Однако имеется и серьезный недостаток: обязательное наличие электронного блока, что ухудшает массогабаритные показатели системы в целом, усложняет ее.

Актуальность.

В 70-х годах начали появляться идеи создания систем управления БДПТ без использования датчиков положения ротора (ДПР). Например, в [47] был описан способ построения замкнутой системы управления синхронным двигателем с определением положения ротора путем анализа форм кривых токов фаз («waveform detection»). Общего названия для подобных методов долгое время не существовало. В некоторых публикациях их называли косвенным определением положения, а в некоторых – наоборот: прямым определением положения, потому что информация поступала непосредственно с клемм питания электродвигателя, а не с отдельного устройства. Это направление исследований возникло в связи с тем, что наличие узла ДПР существенно ограничивает область применения такого привода. Датчики не могут использоваться при высокой температуре окружающей среды (свыше 125 °С), сильной вибрации. Кроме того, они занимают дополнительное место в конструкции двигателя и увеличивают его стоимость. Так же существуют технические задачи, предполагающие значительную удаленность электродвигателя от его блока управления. В таких условиях ДПР использовать либо крайне сложно, либо совсем невозможно. При использовании бездатчиковой системы снижается сложность монтажа системы из-за отсутствия дополнительных электрических связей. В приводах средней мощности необходимо выносить провода, по которым проходят сигналы от датчиков, в отдельный жгут для устранения влияния электромагнитных помех от силовых линий.

Несмотря на значительные успехи в области разработки методов бездатчикового управления БДПТ, остается достаточно много проблем, связанных

в первую очередь со сложностью управления двигателем на низких частотах вращения. Предлагаемые подходы зачастую требуют существенного усложнения конструкции двигателя или системы управления, что негативно сказывается на показателях экономической эффективности. Актуальность решения данной задачи состоит в возможности отказа от использования понижающих редукторов, что приводит к снижению массы и габаритов электропривода.

Таким образом, решение задачи бездатчикового управления БДПТ на низких частотах вращения и разработка регулятора позволит создать электропривод с хорошими перспективами по внедрению его в качестве исполнительного механизма в области авиационной и космической техники.

Цель диссертационной работы.

Целью диссертационной работы является разработка и исследование способа бездатчикового управления БДПТ с ПМ на основе анализа противо-ЭДС фаз якоря, вычисленных через потокосцепления, позволяющего управлять двигателем на низких частотах вращения.

Задачи исследований.

1. Разработка алгоритма, позволяющего определить моменты коммутации фаз путем анализа противо-ЭДС трехфазной обмотки якоря при 120-градусной и 180-градусной коммутации.
2. Разработка способа вычисления противо-ЭДС фаз якоря с помощью измеряемых электрических параметров статора.
3. Разработка способов регулирования частоты вращения бездатчикового БДПТ.
4. Разработка структурных, функциональных и схемотехнических решений для транзисторного регулятора на базе разработанного бездатчикового метода управления БДПТ.
5. Разработка имитационных моделей отдельных блоков регулятора и устройства в целом для моделирования с применением пакета программ OrCad 9.2.

6. Компьютерное моделирование отдельных блоков и всей системы в целом при различных параметрах питания и типах нагрузки.

Методы исследования, достоверность и обоснованность результатов.

При решении поставленных задач использовались следующие методы: методы теоретической электротехники, электромеханики, теории автоматического управления и электроники. Для проведения экспериментальных исследований были применены методы теории моделирования процессов и систем. Для создания имитационных моделей блоков регулятора, а также для проверки схемотехнических решений был применен пакет программ *OrCad 9.2*.

Научная новизна теоретических положений и результатов экспериментальных исследований, полученных автором.

1. Предложен способ определения моментов коммутации фаз БДПТ на основе анализа вычисленных противо-ЭДС.

2. Разработан способ вычисления потокосцеплений фаз якоря БДПТ с помощью измеряемых потенциалов и токов в трехфазной системе без вывода средней точки.

3. Предложено использовать апериодическое звено в качестве интегратора для вычисления потокосцеплений фаз.

4. Предложен способ вычисления противо-ЭДС фаз якоря БДПТ на основе вычисленных потокосцеплений фаз с использованием частотного корректирующего коэффициента.

5. Предложен способ вычисления частоты вращения ротора БДПТ с использованием вычисленных сигналов потокосцеплений фаз на основе 18-ти импульсной схемы выпрямления.

6. Предложен способ вычисления частотного корректирующего коэффициента на основе аналоговых перемножителей сигналов.

7. Получены аналитические соотношения для задания закона изменения частоты вращения электромагнитного поля якоря при разгоне БДПТ.

8. Разработаны имитационные модели блоков регулятора и устройства в целом для моделирования с применением пакета программ OrCad 9.2.

Практическая ценность работы.

Разработанный в диссертационной работе метод бездатчикового определения положения ротора БДПТ с ПМ позволяет создать электропривод малой мощности с возможностью работы на низких частотах без использования механического редуктора, что снижает массогабаритные показатели. Такой электропривод может найти применение в ряде отраслей промышленности и прежде всего в авиастроении.

Разработанные схемотехнические решения позволяют решить ряд вопросов при проектировании систем электропривода на базе БДПТ.

Разработанная имитационная модель транзисторного регулятора БДПТ на основе вычислителя потокосцеплений фаз якоря может быть использована при проведении экспериментальных исследований в области управления электроприводом.

Реализация результатов.

Результаты диссертационной работы использованы в НИОКР по договору №41230-03100/НТ-25/08/10 по теме «Разработка конструкции плат блоков статических преобразователей и проведение испытаний электроприводов медицинского и промышленного назначения» и НИОКР по договору № 41490-03100/10-Н/10 по теме «Экспериментальные исследования модулей электромеханических, статических конверторных и световых энергосберегающих преобразователей, с последующей разработкой конструкции и топологии плат». Отдельные результаты использовались в работах по государственному контракту от 12 мая 2011 г. № 16.518.11.7009, шифр «2011-1.8-518-002-128».

Разработанные автором отдельные схемотехнические решения применялись при разработке и производстве бездатчиковых регуляторов БДПТ в ООО

«КОРСИ», а также статических полупроводниковых преобразователей в ООО «ТРАНСКОНВЕРТЕР» что подтверждается соответствующими актами.

Материалы диссертации используются в курсах лекций по дисциплинам «Динамика и регулирование преобразователей энергии», а также «Моделирование динамических процессов и систем».

Апробация работы.

Основные результаты работы докладывались автором на следующих российских конференциях:

1. Московской молодёжной научно-практической конференции «Инновации в авиации и космонавтике-2012»;
2. Московской молодёжной научно-практической конференции «Инновации в авиации и космонавтике-2014».

По теме диссертации автором опубликовано 3 статьи в отечественных научных журналах (рекомендованных ВАК):

1. Шишов Д.М. Биротативный электропривод воздушных винтов беспилотного электролета / Занегин С.Ю., Калугин В.Н., Сухов Д.В., Шишов Д.М. // Вестник Московского Авиационного Института. – Том 19. – 2012 г. – №1. – С. 49-57.
2. Шишов Д.М. Обзор бездатчиковых методов определения положения ротора синхронного двигателя с постоянными магнитами / Сухов Д.В., Шевцов Д.А., Шишов Д.М. // Практическая силовая электроника. – 2014 г. – №53. – С. 50-56.
3. Шишов Д.М. Бездатчиковый регулятор бесколлекторного двигателя постоянного тока с постоянными магнитами на роторе/ Пенкин В.Т., Сухов Д.В., Шевцов Д.А., Шишов Д.М. // Практическая силовая электроника.

Аннотация диссертационной работы

В первой главе диссертационной работы приведен обзор известных бездатчиковых методов управления БДПТ и их классификация. Проанализированы их достоинства и недостатки. Сформулированы общие принципы, которые необходимо соблюдать при построении системы, работающей в области низких частот вращения.

Во второй главе изложены теоретические основы нового бездатчикового метода управления БДПТ на основе вычислителя потокосцеплений. Рассмотрены особенности использования инерционного звена в качестве псевдоинтегратора. Введен корректирующий частотный коэффициент, позволяющий точно вычислять фазу противо-ЭДС на всем рабочем диапазоне частот вращения. Проведен анализ влияния вариации параметров обмотки якоря на точность определения моментов коммутации. Разработана структура транзисторного регулятора БДПТ на базе предложенного метода, обеспечивающая регулирование и стабилизацию частоты вращения ротора при изменении напряжения питания фаз и момента нагрузки.

В третьей главе описаны разработанные функциональные схемы блоков регулятора и их имитационные модели для исследования в PSpice 9.2. Приведены результаты моделирования, подтверждающие их адекватность для решения поставленных задач.

В четвертой главе приводятся результаты моделирования работы регулятора БДПТ на разных режимах в программах пакета OrCad 9.2. Исследованы режимы разгона на холостом ходу (ХХ), разгона под нагрузкой, пуска БДПТ с выходом на разные частоты вращения, а также сброса и наброса нагрузки. Особое внимание уделено анализу работоспособности разработанного метода управления на низких частотах вращения.

Благодарности.

Автор выражает искреннюю благодарность научному консультанту проф., д.т.н., Шевцову Д.А., научным руководителям: заслуженному деятелю науки, проф., д.т.н., Ковалеву Л.К., проф., д.т.н., Пенкину В.Т. Отдельную благодарность автор выражает начальнику лаборатории «Статические и полупроводниковые преобразователи» ст. преп. Сухову Д.В. и ее сотрудникам: Болюху В.К., Крикунову А.А., Матвееву А.В., Васичу П.С., Иванову С.В., Шлаевой О.И, Пастушковой М.Б.

ГЛАВА 1. СИСТЕМЫ ПРИВодОВ С БЕЗДАТЧИКОВЫМ УПРАВЛЕНИЕМ БДПТ

1.1. БДПТ. Конструкция и особенности

БДПТ представляет собой систему электромеханического преобразования энергии, состоящую из синхронной электрической машины и силового электронного преобразователя (инвертора), связанных с помощью узла датчиков положения ротора (ДПР), либо без него, так, что частота переменного напряжения инвертора равна или кратна частоте вращения ротора машины. Таким образом поддерживается синхронный режим работы электродвигателя.

В зависимости от электрической схемы якоря, можно положить в основу классификации БДПТ следующие параметры:

- число фаз обмотки якоря;
- способ соединения фаз;
- способ питания.

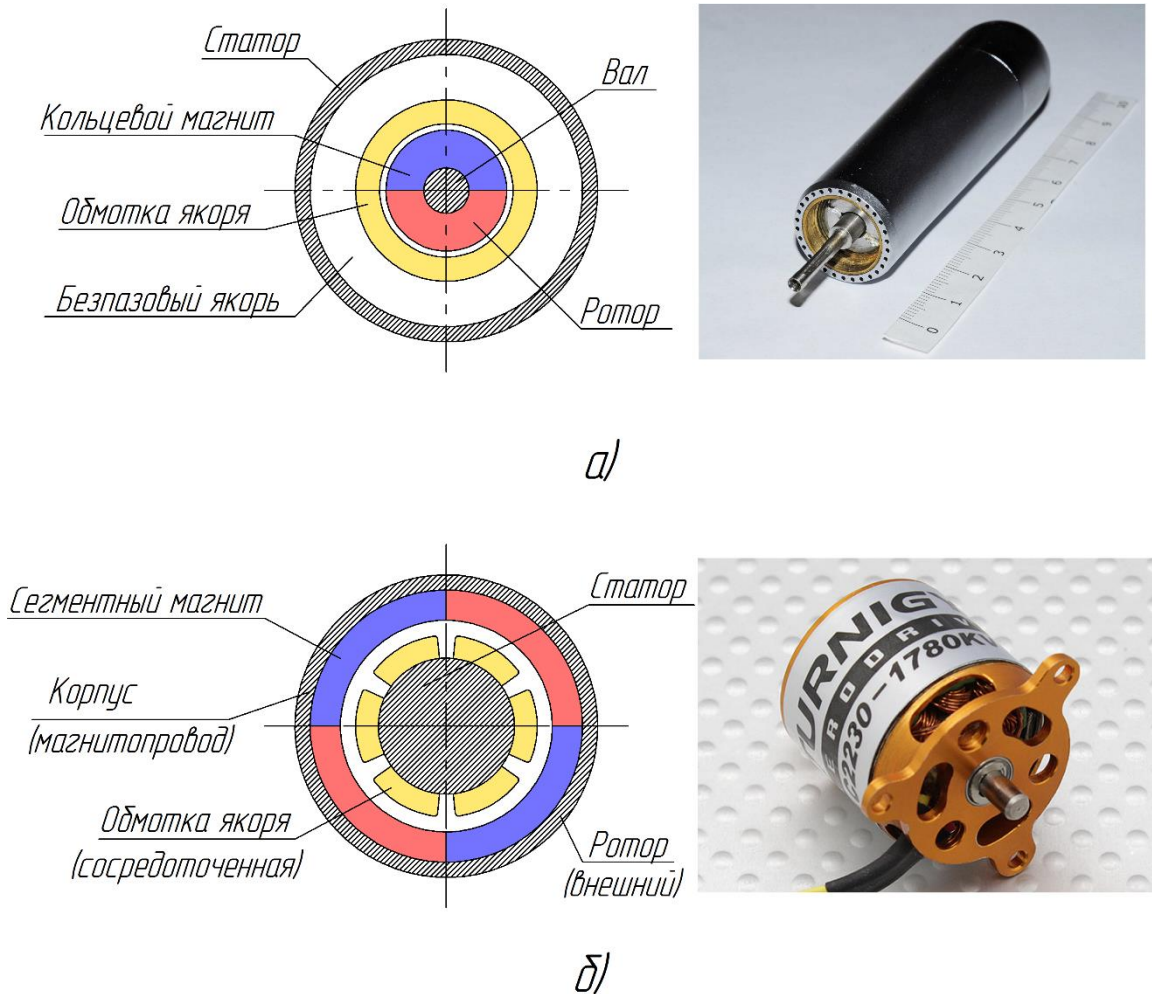
По числу фаз обмотки БДПТ разделяются на двухфазные, трехфазные, четырехфазные. По способу соединения обмотки бывают разомкнутые и замкнутые. В зависимости от способа питания бывают системы с реверсивным и нереверсивным питанием. Наиболее широкое распространение, при мощности двигателя более 10 Вт, получили схемы БДПТ с трехфазной обмоткой, с реверсивным питанием, позволяющие получить наилучшие массоэнергетические характеристики.

По конструктивному исполнению можно выделить следующие типы БДПТ:

- цилиндрический;
- дисковый.

Ротор может набираться из отдельных ПМ, наклеиваемых на магнитопровод, либо залитых пластмассой. Наиболее технологичным решением является применение цилиндрических ПМ.

На Рисунке 1.1 представлено две конструкции БДПТ с ПМ малой мощности (до 100 Вт).



- а) БДПТ с цилиндрическим ПМ с беззубцовым якорем РЭСТАР-03 (РФ);
 б) БДПТ обращенной конструкции Turnigy S2230 (КНР).



Рисунок 1.1 – Схема поперечного разреза активной зоны и внешний вид синхронных двигателей обычной и обращенной конструкции без ДПР.

ДПР могут быть как встроенными, так и представлять собой отдельный блок, стыкующийся с электродвигателем. Причем, в последнем случае изготовитель может предлагать целый ряд узлов ДПР, отличающихся типами датчиков положения, а также наличием или отсутствием измерителя частоты вращения и датчика момента на валу.

Силовой преобразователь или регулятор БДПТ представляет собой сложную электронную систему, обеспечивающую управление транзисторными ключами стоек инвертора в зависимости от сигналов с ДПР, либо, если применяется бездатчиковое управление, в зависимости от некоторых электрических параметров электродвигателя. Обычно регулятор обеспечивает управление частотой вращения и ее стабилизацию, а также ограничивает силовой ток. Ограничение тока ведет к ограничению момента БДПТ. Часто регулятор называют коммутатором, однако с учетом выполняемых им функций и сложности внутренней структуры, это не совсем корректно. Это такая же важная часть БДПТ, как и электрическая машина. Эффективный в энергетическом плане электропривод на базе БДПТ может быть спроектирован только с позиции подхода к объекту, как к совокупности равноценных по важности элементов системы.

Регуляторов БДПТ существует огромное количество, так как каждый из них проектируется для управления двигателем, выполняющим конкретную задачу. Они могут быть объединены с двигателем в один мехатронный блок (интегрированная конструкция) или представлять отдельное устройство. В Таблице 1.1 приведены основные характеристики двух регуляторов БДПТ малой мощности, для функционирования которых не нужен узел ДПР.

Примеры бездатчиковых регуляторов БДПТ.

Название и внешний вид	Страна-производитель	Основные характеристики
<p data-bbox="300 479 639 517">Hobbyking YEP 120A</p>  <p>The image shows a Hobbyking YEP 120A Brushless ESC. It is a rectangular component with a blue and white label. The label includes the text: 'VOLTAGE 14.8V-51.8V', 'Lipo 4-14s', 'CURRENT 120A', '120A BRUSHLESS ESC', 'MADE IN CHINA', and a CE mark. There are three wires (red, yellow, and black) connected to the component.</p>	<p data-bbox="922 479 997 517">КНР</p>	<ul data-bbox="1109 479 1455 1234" style="list-style-type: none"> • Максимальный продолжительный ток: 120А. • Входное напряжение: 14.8 – 51.8В. • Максимальная частота: 240,000rpm для 2-полюсного бесколлекторного двигателя • Вес: 164г
<p data-bbox="300 1263 799 1301">Hobbyking 10A ESC 1A UBEC</p>  <p>The image shows a Hobbyking 10A ESC 1A UBEC. It is a small, blue component with a yellow and black label. The label includes the text: 'Hobbyking', '10A UBEC', 'BEC: 5V/1A', 'Lipo: 2-3S', 'NIMH: 3-9S', 'MADE IN CHINA', and a CE mark. There are three wires (red, black, and blue) connected to the component.</p>	<p data-bbox="922 1263 997 1301">КНР</p>	<ul data-bbox="1109 1263 1455 1697" style="list-style-type: none"> • Максимальный продолжительный ток: 12А • Входное напряжение: 7.4 – 11.1В • Вес: 8г

1.2. Управление БДПТ

Существует две разновидности управления полупроводниковым коммутатором обмоток якоря БДПТ: по сигналам с ДПР и бездатчиковое.

1.2.1. Управление БДПТ с помощью ДПР.

Начало исследований и разработок в области создания БДПТ с ДПР относится к 30-м годам XX века и связано с такими именами как Д.А. Завалишин, О.Г. Вегнер, Б.Н. Тихменев. За рубежом над этим трудились такие ученые и разработчики как С. Виллис, Е. Керн [23]. Ограниченные возможности ртутных вентилях и тиратронов, которые использовались в те годы для коммутации фаз обмотки двигателей, не позволили добиться серьезных успехов в промышленном использовании полученных исследователями результатов, однако основы теории вентильных двигателей и понимание принципов их работы были заложены именно тогда.

Лишь при появлении компактных полупроводниковых приборов (транзисторов и тиристоров), обладающих достаточно высоким уровнем надежности, идея создания БДПТ и электрических приводов на их основе возродилось вновь. Это произошло приблизительно в середине 60-х годов прошлого века. В те и последующие годы в области двигателей с транзисторными коммутаторами большой вклад был внесен отечественными (И.А. Вевюрко, А.А. Дубенский, Н.И. Лебедев, В.К. Лозенко, И.Е. Овчинников) и зарубежными (Н. Брейлсфорд, В. Хайсерман – США, Каварадо Матасаро – Япония, Б. Цаубитцер, Х. Моцала – ФРГ) учеными и инженерами [23].

1.2.2. Краткий обзор ДПР.

ДПР (Shaft Position Sensor, Shaft Encoder) – это прибор, по сигналам с которого, можно определить положение полюсов ротора относительно якорной обмотки. Датчики положения бывают дискретными и аналоговыми. Дискретные выдают сигналы одного уровня, возникающие в фиксированных положениях

ротора и имеющие длительность, определяемую угловым размером сигнального сектора. Датчики аналогового типа выдают сигналы, изменяющиеся по тому или иному закону (например, синусоидальному) в зависимости от угла поворота ротора. Чувствительный элемент аналогового датчика может выдавать непрерывный сигнал с периодом 2π электрических радиан по углу поворота ротора. Для датчика положения ротора пригодны чувствительные элементы, действие которых определяется физическим эффектом, основанным на реакции элемента на приближение некоторой массы, связанной с ротором. Наибольшее распространение нашли датчики положения гальванометрического, оптического и индукционного типа

Датчики гальванометрического типа (элементы Холла, магнитодиоды, магниторезисторы) наиболее перспективны в тех случаях, когда в качестве источника информации можно использовать непосредственно силовой магнит ротора двигателя. При этом отпадает необходимость усложнения конструкции двигателя за счет специального конструктивного элемента. Это преимущество становится особенно важным для сверхвысокооборотных двигателей, к роторам которых предъявляются особые требования по габаритам, массе и прочности. В схемах с датчиками гальваномагнитного типа зачастую нет необходимости в дополнительном источнике для питания датчика. Недостатками датчиков положения гальваномагнитного типа являются малый уровень выходного сигнала и относительно малая крутизна фронта.

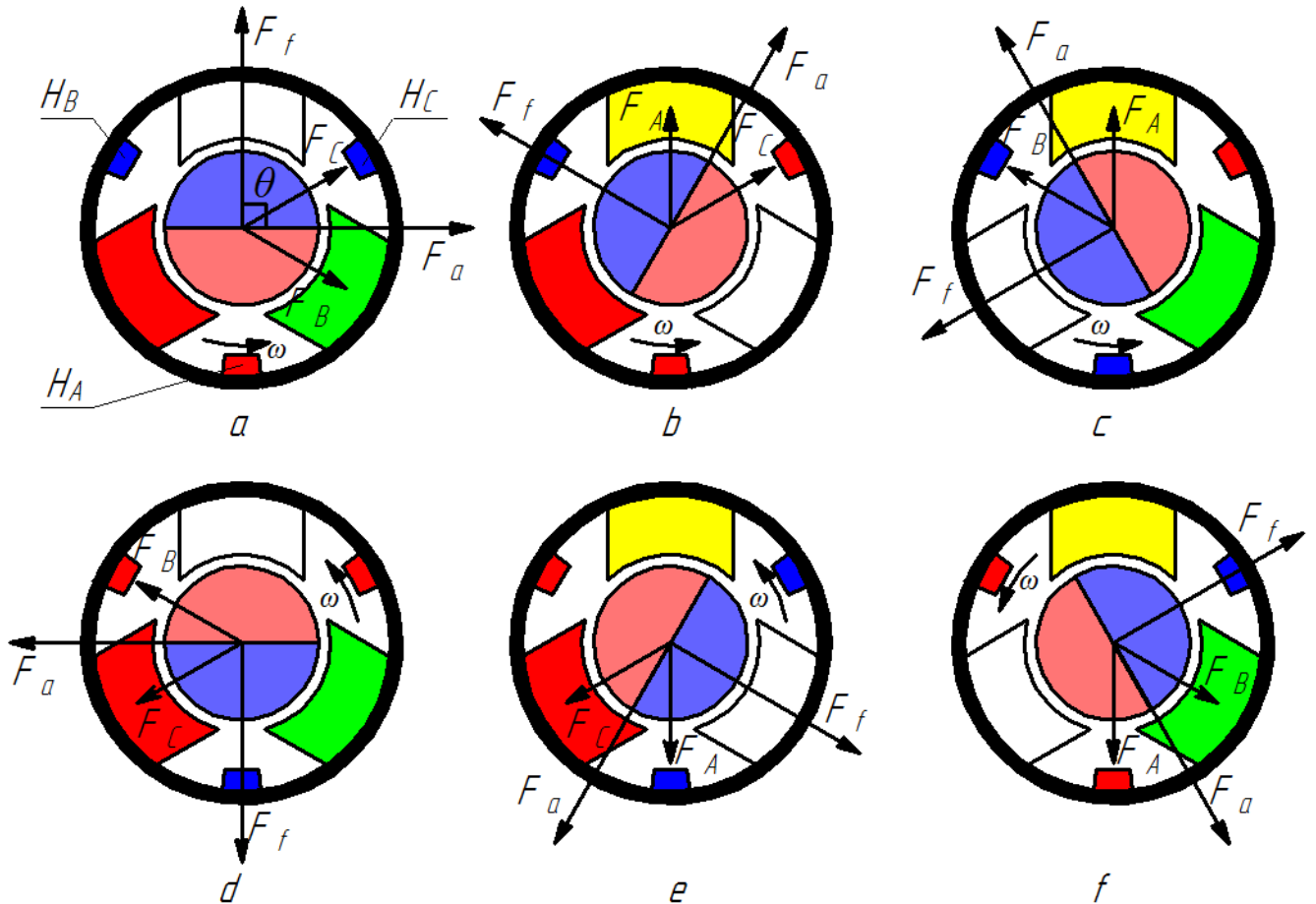
Датчики оптического типа (с фотоэлектронными приборами) позволяют получить достаточно крутой фронт сигнала и имеют весьма простую конструкцию якоря в виде тонкого диска с прорезями. Датчик не создает никаких реактивных моментов на валу двигателя, что важно для высокоточных приводов. Для многополюсных двигателей относительно большого диаметра он позволяет обеспечить компактность конструкции за счет расположения чувствительных элементов (например, фотодиодов) на одной линии по радиусу и применения для каждого элемента своей прорези на экране-якоре. Эти прорези должны иметь

угловое смещение относительно друг друга, равное угловому сдвигу чувствительных элементов обычного датчика. Недостаток оптического датчика – низкий уровень выходного сигнала, ненадежность вследствие возможности загрязнения поверхности чувствительных элементов и диска.

Датчики индуктивного типа надежны, просты и дешевы. Они могут обеспечить большую кратность выходного сигнала и достаточно крутой фронт. Недостаток этих датчиков состоит в необходимости вынесения их в отдельный узел в конструкции машины и использование в схеме коммутатора отдельного высокочастотного генератора для питания датчика.

1.2.3. Алгоритм управления БДПТ с применением ДПР дискретного типа.

Предположим, что необходимо управлять трехфазным БДПТ с обмотками, соединенными по схеме «звезда» без вывода средней точки. В качестве датчиков положения используется дискретный датчик Холла, который выдает два логических уровня – «0» и «1» в зависимости от того, какой полюс магнита ротора воздействует на него. Предположим, что высокий уровень сигнала на выходе соответствует северному полюсу магнита ротора, а низкий – южному. Датчики расположены симметрично относительно фаз. На Рисунке 1.2 показан полный оборот вала двигателя, а на Рисунке 1.3 – диаграммы сигналов датчиков и сигналов управления транзисторами, соответствующие указанному направлению вращения.

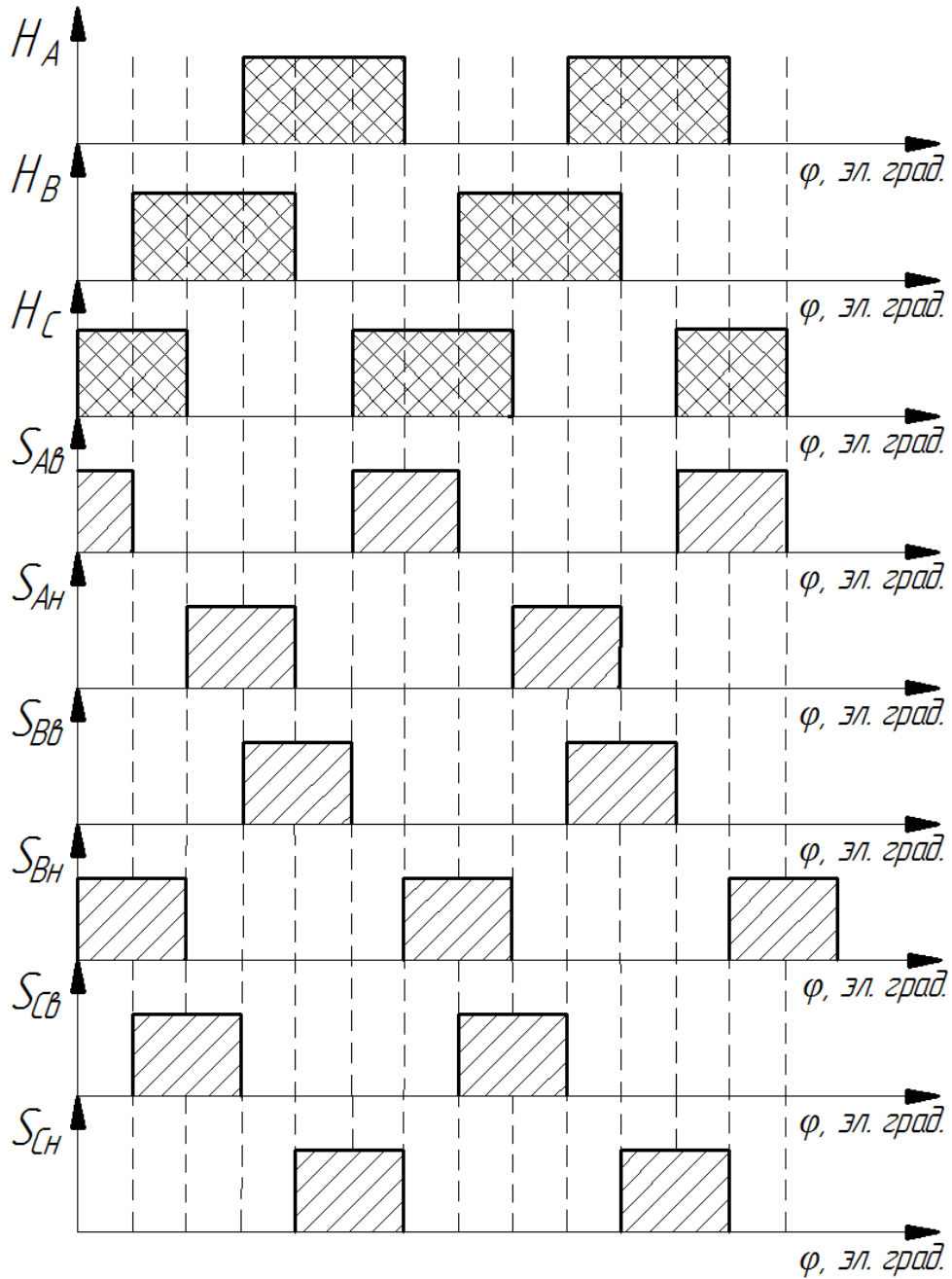


H_A , H_B , H_C – дискретные датчики Холла; F_a – результирующая МДС якоря; F_f – МДС возбуждения; $F_{A,B,C}$ – МДС фаз.

Рисунок 1.2 – Положение векторов МДС возбуждения и якоря при реализации 120-градусной коммутации по сигналам с датчиков Холла (цветом обозначены активные фазы).

При вращении БДПТ момент создается за счет взаимодействия магнитных потоков ротора и статора. По датчикам Холла отслеживается положение в пространстве полюсов ротора. При этом одному полному обороту соответствует шесть, последовательно меняющихся состояний выходов датчиков. Эти состояния представлены на Рисунке 1.3. Управление силовыми транзисторами инвертора, питающего фазы электродвигателя, осуществляется по переднему фронту сигнала датчиков. При этом осуществляется дискретное вращение поля статора.

Схематичное изображение инвертора и фаз статора приведено на Рисунке 1.4. Состояние ключей соответствует положению *b* на Рисунке 1.2.



$H_{A,B,C}$ – сигналы с датчиков Холла; $S_{A,B,C\text{в}}$ – сигналы на открытие верхних ключей стоек; $S_{A,B,C\text{н}}$ – сигналы на открытие нижних ключей стоек.

Рисунок 1.3 – Сигналы датчиков положения ротора и сигналы управления силовыми транзисторными ключами инвертора при 120-градусной коммутации.

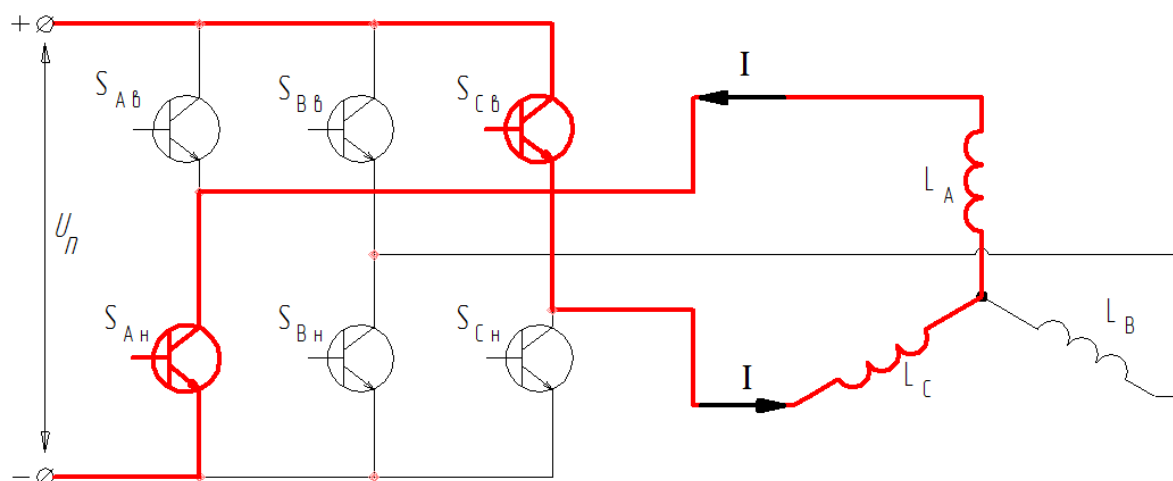


Рисунок 1.4 – Путь прохождения тока в инверторе и фазах якоря, соответствующий моменту времени с) на Рисунке 1.2.

Большинство современных приводов на базе БДПТ имеют в своем составе узел ДПР. Это приводит к значительному усложнению конструкции двигателя, однако использование датчиков позволяет определять моменты коммутации на низких и сверхнизких частотах вращения, а также упрощает процесс пуска.

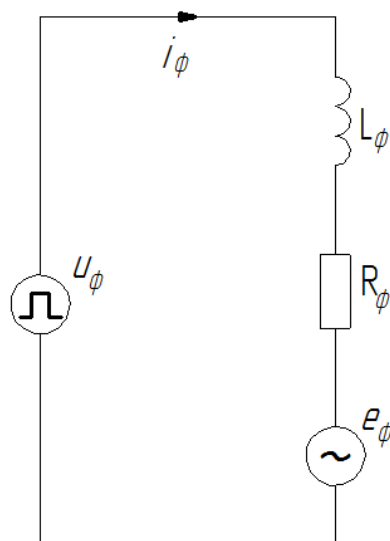
1.2.4. Основы бездатчикового управления БДПТ.

По своей сути большинство известных подходов к бездатчиковому управлению БДПТ [30] можно разделить на две больших группы:

1. Методы, использующие ряд измеряемых или вычисляемых электрических и магнитных параметров двигателя, которые имеют прямую зависимость от положения ротора, то есть от конфигурации электромагнитной системы машины, изменяющейся циклически во времени.

2. Методы, основанные на использовании математической модели синхронного двигателя, которая работает параллельно с реальным двигателем. При рассогласовании измеряемых параметров двигателя с вычисляемыми параметрами модели вносятся коррективы в режим питания двигателя.

Простейшая схема замещения одной фазы БДПТ показана на Рисунке 1.5. Она состоит из источника напряжения питания, который имеет импульсный характер, сопротивления и индуктивности, определяемых параметрами реального электродвигателя, и источника напряжения, имитирующего противо-ЭДС. На Рисунке 1.6 представлены кривая противо-ЭДС фазы в зависимости от положения ротора. С учетом предположение об отсутствии эффекта насыщения магнитопровода и синусоидального распределения магнитной индукции в зазоре, она также представляет собой синус. В действительности форма распределения индукции в большинстве случаев имеет несинусоидальную форму и содержит высшие гармоники. Однако важным фактом в данном случае является то, что указанные величины являются функциями угла поворота вала. Путем анализа этой зависимости можно однозначно определять угол поворота ротора и осуществлять управление фазами для создания электромагнитного момента.



U_ϕ – напряжение питания фазы; L_ϕ – индуктивность фазы; R_ϕ – активное сопротивление фазы; e_ϕ – противо-ЭДС фазы.

Рисунок 1.5 – Схема замещения фазы БДПТ.

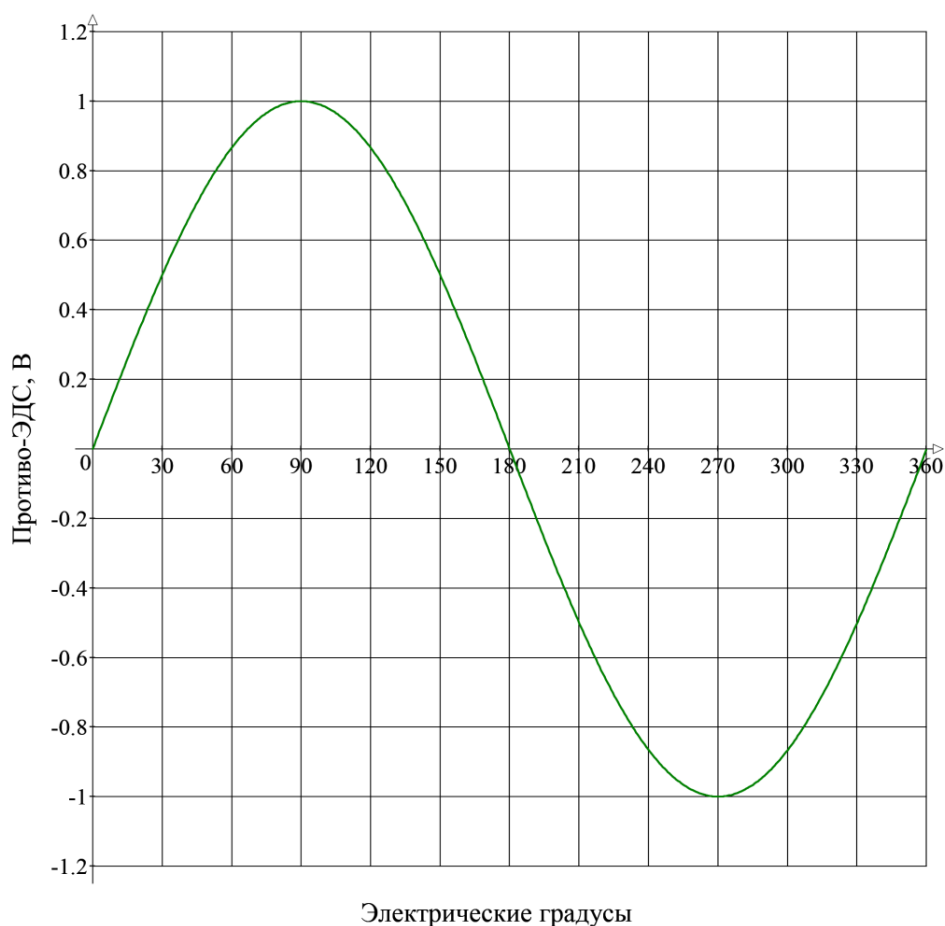


Рисунок 1.6 – Противо-ЭДС фазы в зависимости от положения ротора с учетом синусоидального распределения магнитной индукции в рабочем зазоре.

Электромагнитная энергия преобразуется в двигателе в механическую, когда по фазам протекает ток. Ток зависит от индуктивности и противо-ЭДС фаз, а, следовательно, также несет в себе информацию о положении ротора БДПТ. Таким образом можно сделать вывод, что анализируя форму и параметры таких величин, как фазные напряжения, токи, противо-ЭДС фаз и их потокосцепления, можно получить информацию для осуществления управления электроприводом. Эта идея дала жизнь группе целой группе методов бездатчикового управления БДПТ.

1.3. Обзор неадаптивных методов бездатчикового управления БДПТ

Неадаптивные методы используют в качестве входных данных измеренные токи и напряжения. Это самые простые с точки зрения вычислений методы определения положения ротора. Они основаны на использовании простейших

систем уравнений, описывающих процессы, протекающие в электрических и магнитных цепях.

1.3.1. Методы определения положения ротора на основе анализа противо-ЭДС фаз.

1.3.1.1. Пересечение нуля.

Для того чтобы питать СДПМ, можно использовать только две фазы из трех. Таким образом, третья фаза может использоваться как своеобразный «датчик». Измеряя напряжение на неподключенной к источнику питания фазе, мы можем измерить противо-ЭДС, наводимую в обмотках электродвигателя. С помощью этой информации можно определить моменты переключения силовых транзисторов инвертора. На Рисунке 1.7 показано, что если моменты перехода противо-ЭДС через нуль сместить на 90 электрических градусов, то мы получим информацию о положении полюсов ротора относительно расточки статора.

Для определения моментов перехода сигнала через нуль в [53] авторы предлагают сравнивать напряжения фаз с напряжением в нейтральной точке с помощью компараторов. В момент перехода через нуль одно из напряжений фаз становится равным напряжению в нейтральной точке. В сигнал с компаратора необходимо ввести задержку в 90 электрических градусов для генерации сигналов управления инвертором.

Недостатки метода: возникает ошибка между реальным и измеренным положением ротора двигателя вследствие изменения частоты вращения (сдвиг по фазе); метод не работает на низких частотах; необходима дополнительная схемотехника для создания аналога напряжения в нейтральной точке.

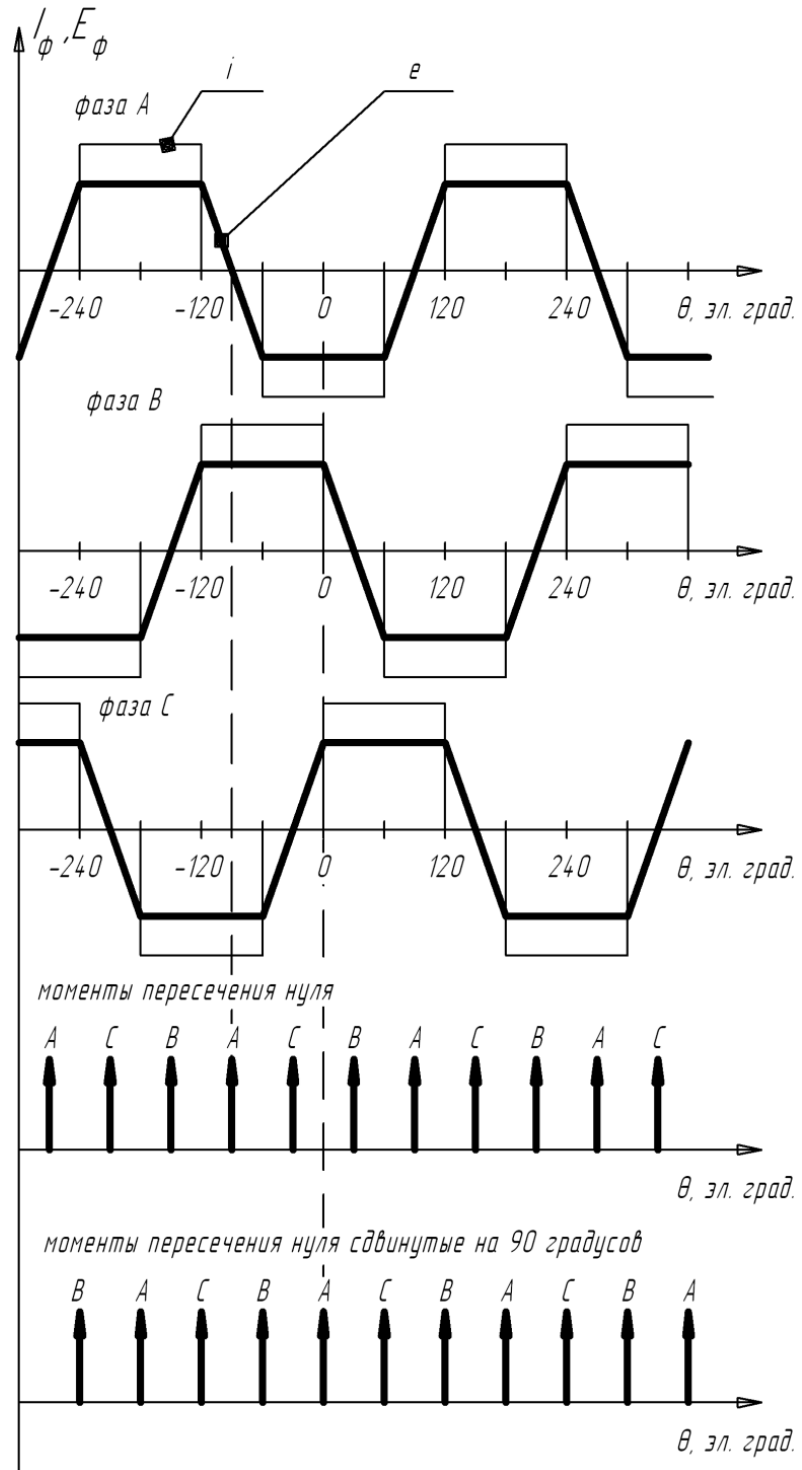


Рисунок 1.7 – К методу определения положения ротора по моментам перехода сигнала противо-ЭДС через нуль.

1.3.1.2. Третья гармоническая.

Ряд зарубежных авторов в своих статьях [43,45,61] предлагают еще один метод бездатчикового определения положения ротора СДПМ с помощью измеренной противо-ЭДС. Они предлагают получать интересующую нас информацию из третьей гармонической составляющей сигнала. Однако, эта составляющая должна содержаться в магнитном потоке рабочего зазора, поэтому требуется специальная конструкция электрической машины. Для того, чтобы определить нужный нам сигнал, авторами предлагается электрическая схема, изображенная на Рисунке 1.8. Moregia в [61] показал, что

$$u_{as} + u_{sn} + u_{na} = 0 \quad (1.1)$$

$$u_{bs} + u_{sn} + u_{nb} = 0 \quad (1.2)$$

$$u_{cs} + u_{sn} + u_{nc} = 0 \quad (1.3)$$

При сложении этих трех соотношений получим:

$$(u_{as} + u_{bs} + u_{cs}) + 3u_{sn} + (u_{na} + u_{nb} + u_{nc}) = 0 \quad (1.4)$$

Для симметричных магнитной и электрической цепей сумма напряжений фаз статора и сумма токов фаз равны нулю. Из этого следует, что:

$$u_{sn} = \frac{1}{3}(u_{n=3} + u_{\pi}), \quad (1.5)$$

где $u_{n=3}$ – третья гармоника противо-ЭДС;

u_{π} – напряжение питания.

Поток ротора может быть оценен путем интегрирования $u_{n=3}$:

$$\psi_r \sim \int u_{n=3} dt. \quad (1.6)$$

Далее сигнал, полученный путем интегрирования, подается на схему детектора перехода через нуль. Последовательность переключения транзисторов инвертора определяется из информации, получаемой с детектора.

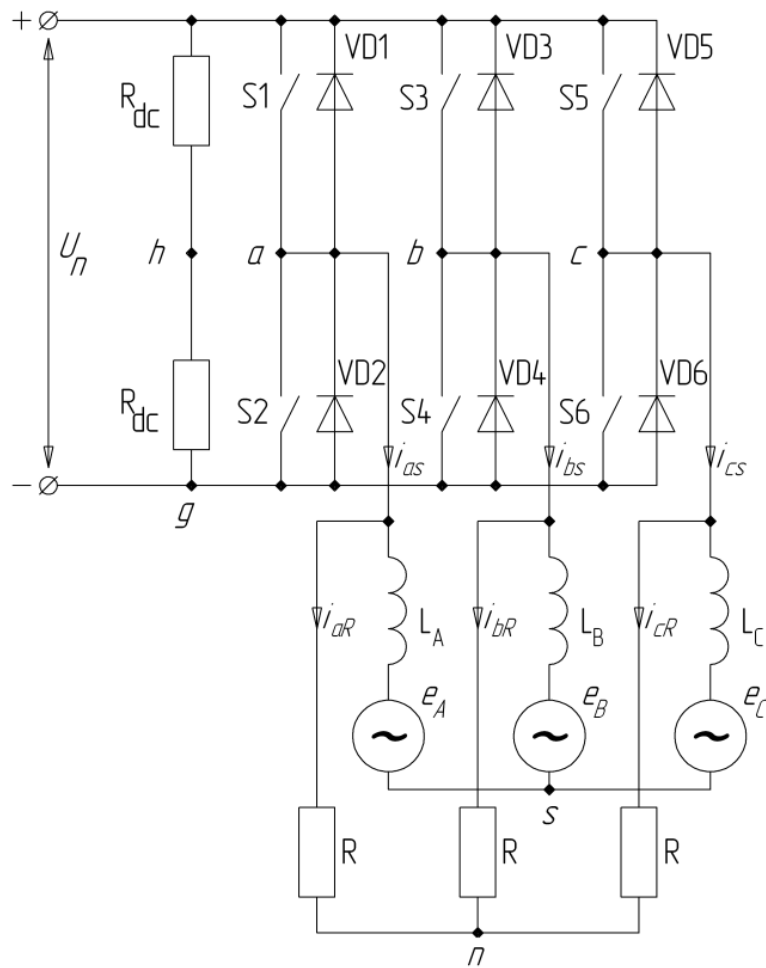


Рисунок 1.8 – Схема для определения положения ротора по третьей гармонике противо-ЭДС.

Данный метод не так чувствителен к задержке по фазе, как предыдущий. К недостаткам следует отнести невозможность управлять СДПМ на низких и сверхнизких частотах вращения, а также то, что схема управления содержит три датчика напряжения и два датчика тока.

1.3.1.3. Метод интегрирования.

В данном методе предлагается ввести три интегратора, входными сигналами для которых являются противо-ЭДС фаз. Как только сигнал противо-ЭДС неподключенной фазы переходит через нуль, начинается его интегрирование. Оно

продолжается до момента, когда полученная величина достигнет заранее определенного порогового значения. Тогда интегрирование прекращается и генерируется сигнал переключения фаз. Интегратор держится в сбросе до тех пор, пока ток в следующей отключенной фазе не спадет до нуля (Рисунок 1.9).

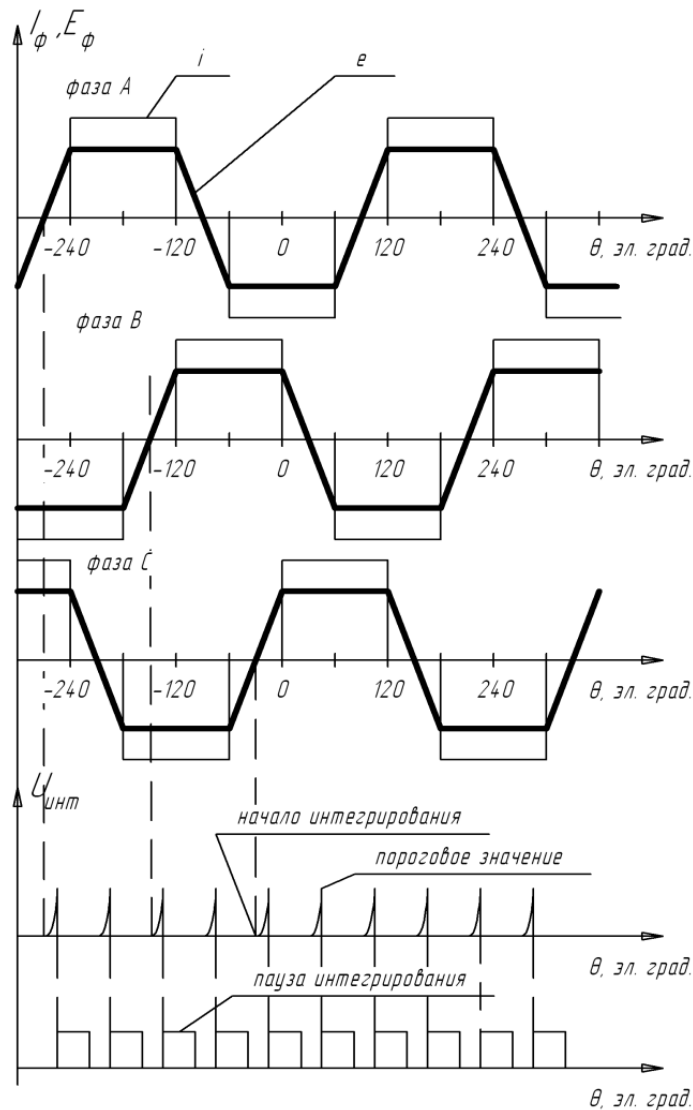


Рисунок 1.9 – К методу интегрирования.

Пороговое значение устанавливается в зависимости от машины и остается постоянным на всем диапазоне частот вращения. Для улучшения формы тока его можно корректировать.

Недостатками метода являются: невозможность управления электродвигателем на низких и сверхнизких частотах; большое количество

датчиков: три датчика напряжения и три датчика тока. Также необходимо заранее задать порог интегрирования.

1.3.1.4. Анализ тока через обратные диоды инвертора.

Информация о положении ротора может быть получена из анализа состояния обратных диодов, защищающих силовые ключи инвертора. В течение короткого интервала времени в отключенной фазе продолжает течь ток. Этот ток протекает и в защитных диодах. Причем момент времени, когда он падает до нуля, соответствует моменту коммутации. Это происходит из-за того, что в этот же момент противо-ЭДС отключенной фазы также пересекает нуль. Таким образом, данный метод можно отнести к методам определения положения ротора по измеренной противо-ЭДС в отключенной фазе.

Обратимся к Рисунку 1.10. Когда ключи $S_{AВ}$ и $S_{BН}$ включены, ток протекает через фазы А и В. Фаза С отключена. Когда $S_{AВ}$ выключается, ток продолжает течь через $VD_{AН}$ и спадает до нуля. Схема, определяющая момент спада, представлена на Рисунке 1.11.

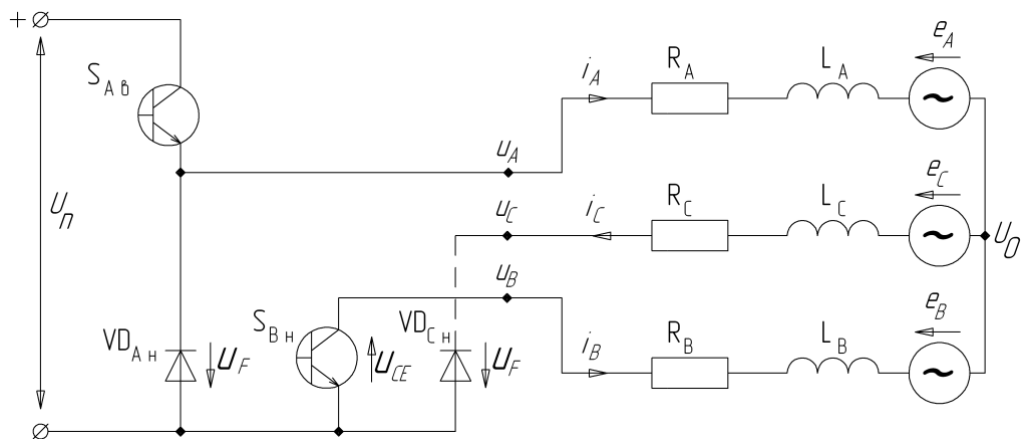


Рисунок 1.10 – Путь протекания тока на коммутационном интервале.

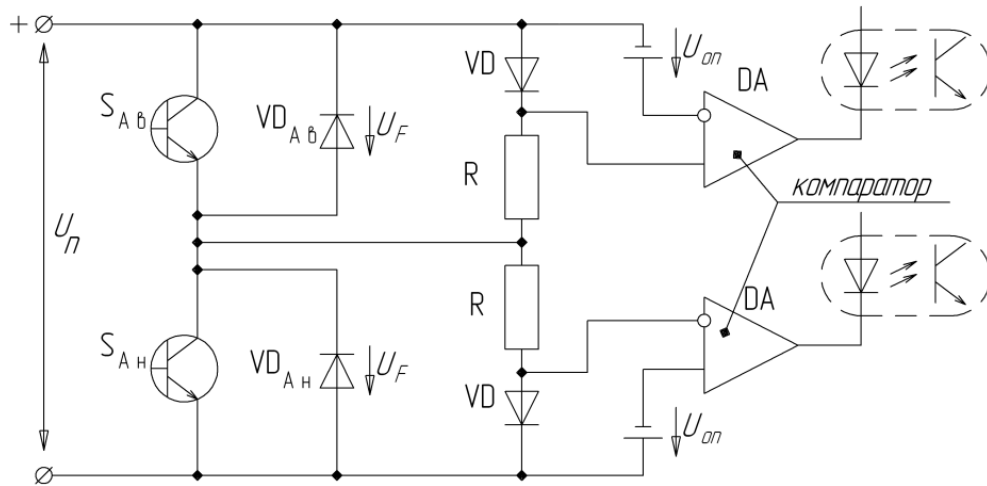


Рисунок 1.11 – Схема определения момента спада тока через обратные диоды инвертора до нуля.

Главным недостатком метода является необходимость в наличии шести изолированных источников напряжения, которые используются для создания опорных напряжений компараторов. Метод не работает на малых частотах вращения.

1.3.2. Методы определения положения ротора двигателя с вычислением потокосцепления.

Функция потокосцепления в системе координат, связанной со статором, однозначно определяет положение полюсов ротора. Таким образом, можно сформировать последовательность импульсов управления на основе информации об изменении магнитного потока в рабочем зазоре, который вычисляется с помощью измеренных линейных напряжений фаз и токов в них. Из закона электромагнитной индукции

$$\psi = \int e dt, \quad (1.7)$$

где ψ - потокосцепление;

e – наводимая магнитным потоком ЭДС.

В системе координат статора (α - β):

$$\psi_{\alpha} = \int (u_{\alpha} + R_s i_{\alpha}) dt \quad (1.8)$$

$$\psi_{\beta} = \int (u_{\beta} + R_s i_{\beta}) dt \quad (1.9)$$

Направление вектора магнитного потока в рабочем зазоре можно найти из выражения:

$$\theta = \arctg \frac{\psi_{\beta}}{\psi_{\alpha}}, \quad (1.10)$$

где θ - угол поворота вектора магнитного потока по расточке статора.

Существует два основных подхода к управлению СДПМ с помощью вычисления потокосцепления.

1. Управление без обратной связи с непосредственным вычислением потокосцепления. В этом методе используется интегрирующее звено. Однако такой подход кроме простоты имеет две серьезных проблемы:

а) операционный усилитель, на базе которого строится интегрирующее звено, имеет напряжение смещения. Этот малый сигнал постоянно интегрируется и в итоге приводит к насыщению усилителя.

б) при интегрировании необходимо задать начальные условия.

2. Управление с обратной связью с использованием механической модели или таблиц состояния.

В механической модели момент вычисляется с помощью потокосцепления и токов, как показано в [43], где токи в трех фазах определяются из предполагаемого начального положения и, затем, вычисляются потокосцепления. Далее определяется момент, и положение ротора, которым мы задались в начале, корректируется. Затем, с помощью разницы между вычисленным и измеренным током, уточняется вычисленное потокосцепление.

Во втором подходе потокосцепление вычисляется с помощью измеренных токов и напряжений. Для определения положения ротора используется таблица состояния (look-up table) в которой содержится зависимость потокосцепления от позиции ротора [61].

Некоторые авторы считают, что методы определения положения с вычислением потокосцепления – это расширение метода противо-ЭДС, так как противо-ЭДС вычисляется в первую очередь, и только после этого магнитный поток.

Недостатками данного метода являются: зависимость точности вычислений от параметров машины: индуктивностей и сопротивлений фаз; невозможность управления двигателем на низких и сверхнизких частотах вращения.

1.4. Обзор адаптивных методов

В адаптивных методах бездатчикового управления вычисляется ошибка между параметрами реальной системы и вычисленными параметрами математической модели этой системы с целью адаптации параметров модели и минимизации величины ошибки. Желательно, чтобы процесс адаптации был стабильный и помехоустойчивый.

1.4.1. Методы с использованием системы с адаптивной базовой моделью.

Этот метод основан на критерии абсолютной устойчивости Попова. В нем присутствует две математических модели системы: базовая модель, которая содержит желаемые параметры и адаптивную модель, которая корректирует базовую. Система уравнений для базовой системы выглядит следующим образом:

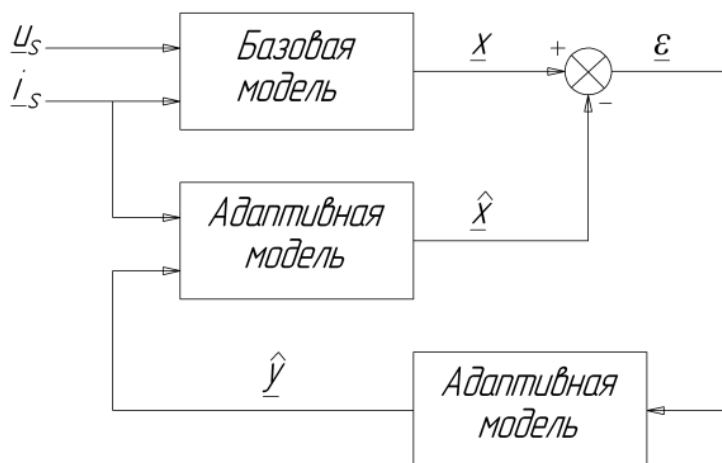
$$\begin{cases} \dot{\underline{x}} = A\underline{x} + B\underline{u} \\ \underline{y} = C\underline{x} \end{cases} \quad (1.11)$$

В этой системе: \underline{x} – вектор состояний системы, \underline{u} – входной вектор, \underline{y} – вектор выхода, матрицы A , B , C – определяются параметрами СДПМ. Для адаптивной модели система уравнений такова:

$$\begin{cases} \underline{\hat{x}} = \hat{A}\underline{\hat{x}} + B\underline{u} + K(\underline{y} - \underline{\hat{y}}) \\ \underline{\hat{y}} = C\underline{\hat{x}} \end{cases} \quad (1.12)$$

Здесь значения параметров те же, что и в (1.11), K – матрица коэффициентов усиления. Элементы, отмеченные знаком «^» - вычисленные.

На Рисунке 1.12 представлена основная блок-схема для метода с адаптивной базовой моделью.



$\underline{\varepsilon}$ – вектор, представляющий ошибку между адаптивной и базовой моделями.

Рисунок 1.12 – Структура системы с базовой моделью.

Разница между реальными и измеренными величинами может быть представлена уравнением для динамической ошибки:

$$\frac{d\underline{\varepsilon}}{dt} = \frac{d}{dt}(\underline{x} - \underline{\hat{x}}) = A\underline{x} - \hat{A}\underline{\hat{x}} - K(C\underline{x} - C\underline{\hat{x}}) = (A - KC)\underline{\varepsilon} + (A - \hat{A})\underline{\hat{x}} \quad (1.13)$$

Определяемыми переменными состояния могут быть компоненты: потокосцепления, противо-ЭДС или реактивной мощности. Для всех определенных состояний может быть применена одна адаптационная модель:

$$\underline{\hat{y}} = K_p(x_q \hat{x}_d - \hat{x}_q x_d) + K_i \int_0^T (x_q \hat{x}_d - \hat{x}_q x_d) dt \quad (1.14)$$

Стабильность и скорость вычисления $\underline{\hat{y}}$ зависит от пропорциональной и интегральной частей уравнения (1.13). Теорема об абсолютной устойчивости Попова содержит два условия:

1) уравнение переходной матрицы линейного компонента системы управления должно быть положительно определено или иметь вид полинома Гурвица;

2) нелинейная часть должна содержать интеграл Попова:

$$\eta(0, t_1) = \int_0^{t_1} \underline{\varepsilon}_y^T \rho dt \geq -\gamma_0^2 \quad (1.15)$$

где $\underline{\varepsilon}_y$ - выходной вектор ошибки;

$$\rho = (A - \hat{A})\hat{x};$$

γ_0 - конечная положительная константа, не зависящая от t_1 .

Необходимо отметить, что при использовании критерия Попова, матрицы, описывающие систему, зависят от вычисленной частоты вращения и изменяются во времени.

1.4.2. Наблюдатели состояния.

В данной группе методов используется динамическая модель машины, которая принимает на вход те же параметры, что и реальный двигатель. Задача наблюдателя состояния – устранить ошибку, возникающую из-за разницы между измеренными значениями выходных параметров и теми же параметрами, полученными из моделирования. Так как наблюдатели состояния основаны на моделировании, на их эффективность сильно влияет разброс параметров реальной системы.

За рубежом опубликовано множество статей, описывающих различные наблюдатели состояния: наблюдатель Люенбергера («наблюдатель полного порядка»), упрощенный наблюдатель, нелинейный наблюдатель, наблюдатель с возмущением, наблюдатель со скользящим режимом, наблюдатель на базе фильтра Калмана.

Первым подобный метод разработал профессор Стэнфордского университета Люенбергер в 1964 [38], и эта теоретическая база была применена в сфере

управления бесщеточными двигателями постоянного тока с постоянными магнитами.

Система работает следующим образом. Модель управляется токами и напряжениями, которые представляются в системе координат, связанной с ротором, с использованием его вычисленного положения. Разница между вычисленными выходными значениями модели и измеренными токами, переведенными в систему координат, связанную с ротором, используется для пересчета и корректировки предыдущего значения угла поворота. Общая структурная схема для данного метода приведена на Рисунке 1.13. Эффективность наблюдателя зависит от выбора коэффициентов модели.

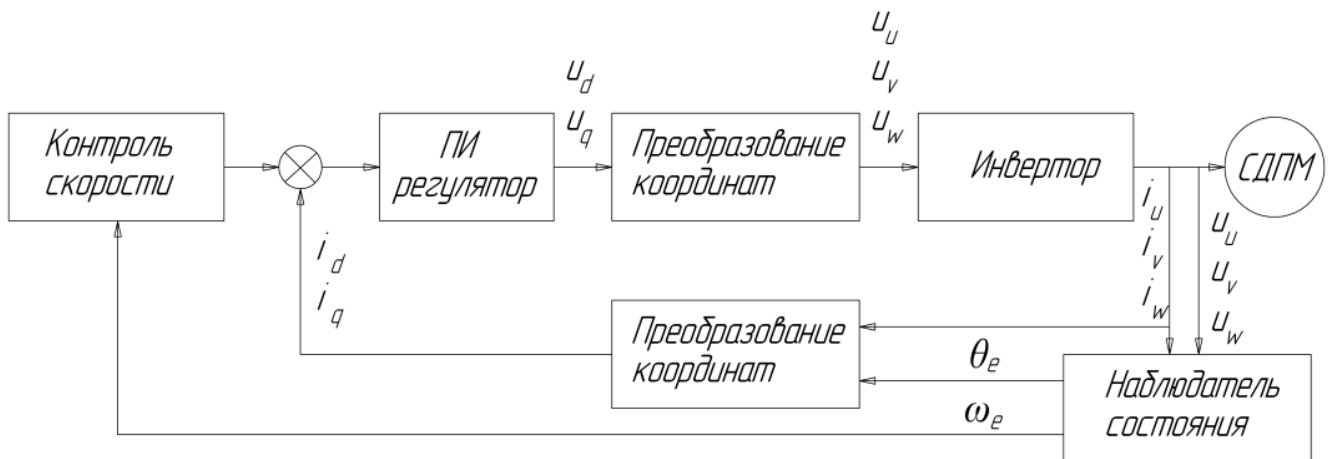


Рисунок 1.13 – Общая структурная схема наблюдателя состояния.

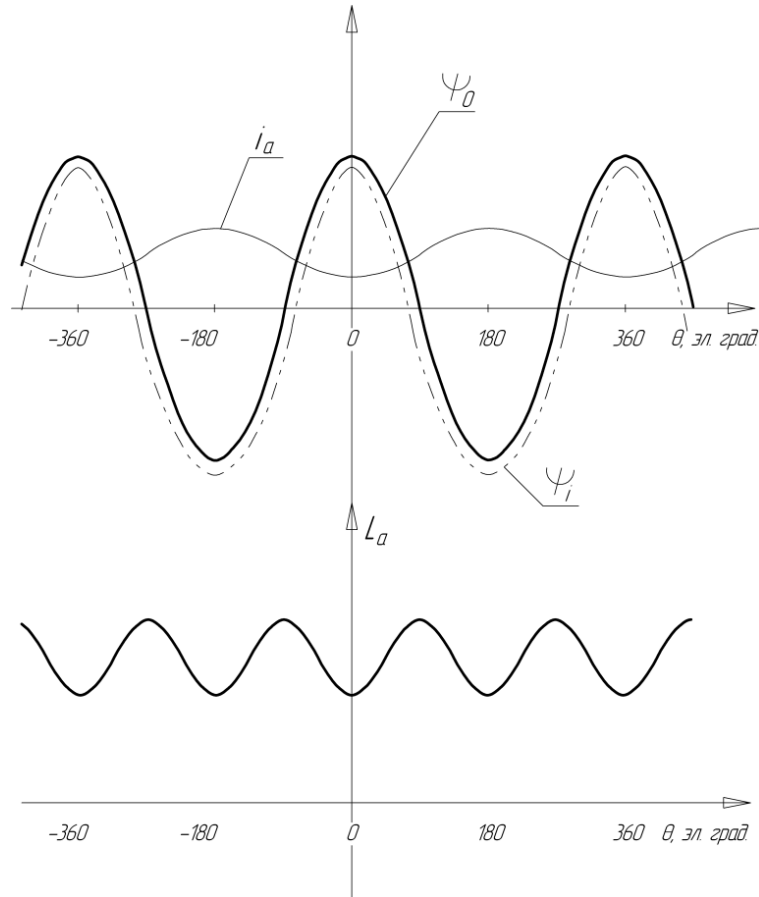
Недостатками наблюдателей являются: невозможность их применения на низких частотах вращения, чувствительность к неточностям в параметрах модели. Чем ниже частота, тем чувствительнее становится система к разбросу параметров статора.

1.5. Методы, основанные на периодических изменениях параметров двигателя из-за неравномерностей структуры ротора. Методы введенных сигналов

Скорость изменения тока в обмотках статора СДПМ зависит от их индуктивности. Индуктивность обмоток, в свою очередь, является функцией от

пространственного положения полюсов ротора относительно полюсов статора, а также функцией от тока статора. Тем самым, анализируя информацию об изменении индуктивных параметров обмоток или колебаниях тока, можно определить положение ротора.

Существует три основных способа определения положения ротора с использованием анализа периодических изменений индуктивности обмоток и тока в них. Первый связан с влиянием эффекта насыщения магнитопровода статора на дифференциальную индуктивность обмоток. Принцип этого метода можно понять, используя Рисунок 1.14. Из него видно, что в определенных положениях ротора ток достигает максимума или минимума. Соответственно, потокосцепление статора имеет разницу амплитуд в положительной и отрицательной областях, соответствующих двум противоположным положениям ротора. Так как потокосцепление имеет зависимость от угла поворота, то и величина магнитного потока меняется тем же образом, что сказывается на насыщении магнитопровода статора. В конечном итоге, если насыщение больше, то дифференциальная индуктивность обмоток меньше, и амплитуда тока больше, и наоборот. Если измерять скорости нарастания или убывания тока, то можно оценить положение ротора электродвигателя. В [63] авторы, используя данную технологию, добились точности определения в 18 электрических градусов.



Ψ_0 – потокосцепление обмоток статора без учета насыщения; Ψ_i – потокосцепление обмоток статора с учетом эффекта насыщения; i_a – ток якоря.
Рисунок 1.14 – Изменения индуктивных параметров с учетом эффекта насыщения магнитопровода.

Второй метод может быть применен только для СДПМ с явнополюсным ротором, у которых $L_q > L_d$ из-за того, что по оси q на пути магнитного потока встречается только магнитомягкие материалы, а по оси d – РЗМ магнит, магнитная проницаемость которого чуть больше, чем у воздуха (для NdFeB $\mu = 1,07$). В связи с этим магнитное сопротивление по оси q меньше, чем по оси d. Согласно [67], для индуктивностей фаз можно записать следующие соотношения:

$$L_a = \frac{L_d + L_q}{2} + \frac{L_d - L_q}{3} \left[\cos(2\theta_e) - \cos\left(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (1.16)$$

$$L_b = \frac{L_d + L_q}{2} + \frac{L_d - L_q}{3} \left[\cos\left(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(2\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \quad (1.17)$$

$$L_c = \frac{L_d + L_q}{2} + \frac{L_d - L_q}{3} \left[\cos\left(2\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) - \cos(2\theta_e - 2\pi) \right] \quad (1.18)$$

Используя уравнения (1.16 - 1.18), можно составить таблицу соответствия положения ротора и индуктивности фаз, измеряя которые, можно с достаточной точностью управлять электродвигателем, те есть таблицу состояний. Такие таблицы в зарубежной литературе называют «look up table». Для корректной работы необходимо три раза за период измерять индуктивность, так как она достигает одного и того же значения два раза за поворот в 360 электрических градусов.

Третий подход основан на введении в питающую цепь статора высокочастотной составляющей напряжения. Под действием этого сигнала наводятся малые токи, изменяющиеся с той же частотой и испытывающие амплитудную модуляцию в зависимости от положения ротора. Измеряя эти токи и обрабатывая их, можно получить сигнал, пропорциональный разнице между реальным и вычисленным положением ротора [67]. Эта технология работает только в случае явнополюсной конструкции. При этом существенным минусом является возникновение нелинейных искажений в веденном сигнале и снижающаяся при этом точность вычисления. Нелинейные искажения возникают как из-за неравномерности магнитных свойств статора электродвигателя, так и по причине питания обмоток статора от полупроводникового преобразователя.

Четвертая методика, основанная на периодическом изменении параметров статора, описана в [70]. В ней не предлагается использовать высокочастотные сигналы, а информацию о положении ротора получать из вычисленной производной тока статора.

В первую очередь анализируются уравнения напряжений статора в осях d-q:

$$u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \quad (1.19)$$

$$u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + k_e \omega_e \quad (1.20)$$

Параметры L_d и L_q – различны, из-за неравномерного распределения магнитных свойств статора вследствие неявнополюсности конструкции и (или) эффекта насыщения.

Когда к обмоткам прикладывается так называемый «нулевой вектор напряжения», инвертор соединяет фазы двигателя «накоротко». При этом u_d и u_q равны нулю. Уравнения (1.19) и (1.20) упрощаются и приводятся к виду:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{R_s i_d}{L_d} \quad (1.21)$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{-1}{L_q} (R_s i_q - k_e \omega_e) \quad (1.22)$$

Уравнения (1.21) и (1.22) отображают две разных переменных, которые зависят от разницы L_d и L_q . Вычислив их и зная зависимость пульсаций тока от положения ротора, можно определить последнее. Данный метод, согласно [70], может быть использован для управления СДПМ на очень низких частотах, что можно отнести к его несомненному достоинству. Однако, он очень сложен с точки зрения реализации из-за взаимного влияния множества параметров на изменение индуктивностей фаз. Также существенным недостатком является необходимость в явнополюсной конструкции статора.

При применении описанных в этом разделе методов кроме трудностей, связанных с искажениями высокочастотных информационных сигналов (при их использовании), необходимо указать на неизбежность возникновения ошибки в позиционировании ротора при действии на вал момента нагрузки.

1.6. Методы, с применением «искусственного разума» и другие

С появлением таких инструментов, как нейронные сети и нечеткая логика, некоторые специалисты достаточно успешно применили их для бездатчикового управления. В [44] нейронная сеть определяет положение ротора в зависимости от поступающих на входы токов и напряжений. Из положения ротора вычисляется потокосцепление, и полученное значение сравнивается со значением, полученным с помощью электрических параметров. Разница между этими двумя величинами используется для корректировки весовых коэффициентов нейронной сети. Этот

метод не работает на малых частотах вращения и для пуска необходимо знать начальное положение ротора. Те же самые проблемы относятся и к методам с использованием элементов нечеткой логики.

Также сравнительно недавно для управления синхронными двигателями стали применять так называемый метод прямого управления моментом (“direct torque control” или DTC) [46], который использовался для индукторных машин. Суть метода заключается в непосредственном выборе векторов напряжения для управления магнитным потоком и моментом машины, что схематично показано на Рисунке 1.15.

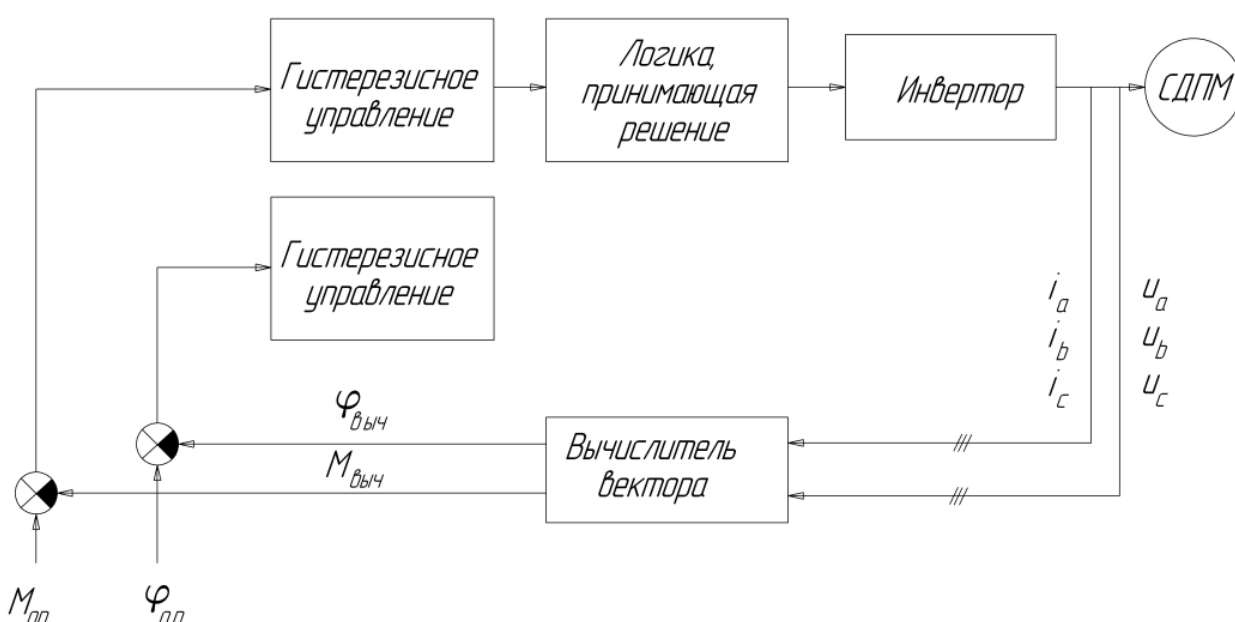


Рисунок 1.15 – Структура системы на базе метода прямого управления моментом.

Потокосцепление статора вычисляется интегрированием противо-ЭДС и используется совместно с измеренными токами статора для вычисления момента. Этот метод позволяет получить хорошие характеристики и является бездатчиковым по своей сути. Также, согласно [46] он может использоваться для управления на очень низких частотах вращения, что не достигнуто ни одним из описанных в статье подходов. К недостаткам DTC можно отнести сложность системы управления, необходимость в наличии трех датчиков тока и трех датчиков напряжения. Также необходимо знать примерное начальное положение ротора.

Для перехода к работе с замкнутой обратной связью, двигатель должен достигнуть минимальной пороговой частоты вращения.

1.7. Итоги обзора

Для реализации полноценного управления полезным моментом и скоростью БДПТ необходимо иметь информацию о положении, которое занимает ротор двигателя. Эта информация используется для эффективного управления напряжением фаз. Бездатчиковые методы управления основаны на вычислении или косвенном определении угла поворота ротора, путем преобразования и анализа токов и напряжений фаз статора. В Таблице 1.2 представлены основные бездатчиковые алгоритмы управления БДПТ, разработанные до настоящего времени. Некоторые из описанных методик используются в промышленности, а некоторые существуют только в лабораторных условиях. Все они имеют свои достоинства и недостатки. Главная проблема при реализации таких систем заключается в отсутствии или недостаточности информации о внутреннем состоянии при отсутствии вращения ротора, а также до некоторой, так называемой «пороговой» частоты вращения.

Кроме основных «базовых» методик существует огромное количество модифицированных и усовершенствованных, описанных в научных статьях и монографиях. Такое положение дел говорит о том, что оптимальный бездатчиковый метод управления БДПТ до сих пор не разработан. Однако, бурное развитие электропривода, которое привело к появлению различных видов современного электротранспорта, полностью электрических летательных аппаратов, различных робототехнических систем и новых видов медицинской техники, требует разработки более совершенных алгоритмов бездатчикового управления БДПТ.

Таблица 1.2.

Основные бездатчиковые методы управления БДПТ.

<i>Группа</i>	<i>Метод</i>	<i>Недостатки и особенности.</i>	<i>Применение</i>	<i>Кол-во ДТ</i>	<i>Кол-во ДН</i>
С помощью противо-ЭДС фаз	Определение перехода через нуль противо-ЭДС	Не пригодны для управления на низких и сверхнизких частотах вращения. Они требуют наличия трех датчиков напряжения и минимум одного датчика тока. Необходимо реализовывать схемотехнические решения для создания псевдонеutralной точки. Чувствительны к изменениям нагрузки.	Кондиционеры воздуха, электрические бормашины	1	3
	Третьей гармонической		Топливные насосы	2	3
	Интегрирования противо-ЭДС		Компрессоры и вентиляторы	3	3
	Защитных диодов		Компрессоры и вентиляторы	3	3
С вычислением магнитного потока	Чистого интегрирования с разомкнутой петлей ОС	Не пригодны для управления на низких и сверхнизких частотах вращения. Чувствительны к колебаниям параметров электродвигателя, так как они используются для вычислений. При реализации возникает проблема с постоянной интегрирования.	Нет данных	2	2
	ФНЧ с разомкнутой петлей ОС			2	2
	С замкнутой петлей ОС без применения «look up» таблиц			2	2
	С замкнутой петлей ОС с применением «look up» таблиц			2	2

Таблица 1.2 (продолжение).

<i>Группа</i>	<i>Метод</i>	<i>Недостатки и особенности</i>	<i>Применение</i>	<i>Кол-во ДТ</i>	<i>Кол-во ДН</i>
Наблюдатели состояния	Полного порядка	Не пригодны для управления на низких и сверхнизких частотах вращения. Данные методы требуют наличия математической модели двигателя и нагрузки. Требуют точной настройки параметров моделей. Чувствительны к колебаниям параметров управляемого двигателя.	Нет данных	2	2
	Пониженного порядка			2	2
	Нелинейный			2	2
	Наблюдатель по возмущениям			2	2
	Со скользящим режимом			2	2
	На основе фильтра Калмана			2	2
Индуктивные	Магнитного насыщения	Недостаточно точны. В некоторых методах требуется наличие явнополюсного ротора. Сложности определения положения ротора в связи с тем, что индуктивные параметры меняются дважды за электрический цикл. Большое влияние на точность вычисления оказывают нелинейности, связанные с наличием инвертора.	Нет данных	2	2
	Вариаций индуктивности с таблицей состояний			2	2
	Вариаций индуктивности с введенным сигналом			2	2
	Затухающего тока			2	2

Таблица 1.2 (окончание).

<i>Группа</i>	<i>Метод</i>	<i>Недостатки и особенности</i>	<i>Применение</i>	<i>Кол-во ДТ</i>	<i>Кол-во ДН</i>
Разное	Нейронные сети.	Те же, что и у наблюдателей состояния.	Нет данных	2	2
	Нечеткая логика.			2	2
	Прямое управление моментом (DTC)			2	2

1.8. Способы увеличения диапазона частот вращения БДПТ в области низких частот

Из анализа информации о существующих на данный момент способах бездатчикового управления БДПТ, а также из смежных научно-технических направлений (обработка и измерения аналоговых сигналов; обработка цифровых сигналов, микропроцессорная техника и т.д.), можно составить список задач, которые необходимо решить, чтобы улучшить показатели электропривода за счет расширения рабочего диапазона частот вращения в области низких и ультранизких частот.

1. Должны быть разработаны алгоритмы, позволяющие минимизировать зависимость точности определения положения ротора от его частоты вращения в области низких и ультранизких частот. Данный диапазон характеризуется тем, что сигналы, соответствующие параметрам системы, используемым при управлении, имеют очень низкий уровень.

2. Необходимо минимизировать влияние различных помех на измерение и обработку малых аналоговых сигналов. Это реализуется как за счет использования специальных алгоритмов, так и за счет правильного подбора микроэлектронных компонентов и технологически-грамотной разводки печатных плат регулятора.

3. Так как на низких частотах вращения не требуется очень быстрых вычислений, можно применять достаточно сложные алгоритмы, которые могут потребоваться для фильтрации сигналов и точного вычисления необходимых параметров.

Выводы

1. Актуальность исследований в области бездатчикового управления БДПТ с ПМ объясняется рядом факторов, ограничивающих возможности применения узла ДПР.
2. Проведенный анализ современного состояния в исследуемой области показал, что существует достаточно большое количество бездатчиковых методов управления БДПТ с ПМ. Это свидетельствует о том, что не существует оптимальной методики определения положения ротора без использования ДПР.
3. Анализ достоинств и недостатков представленных в обзоре бездатчиковых методов управления показал, что общим их недостатком является сложность определения положения ротора, особенно на низких частотах вращения.
4. Наиболее перспективным для создания системы, позволяющей работать на низких частотах вращения был признан метод на основе анализа фазных противо-ЭДС.
5. На основе анализа информации о существующих на данный момент способах бездатчикового управления, а также из смежных научно-технических направлений сформулирован ряд задач, которые необходимо решить для улучшения показателей электропривода на базе БДПТ с ПМ.

ГЛАВА 2. ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ БЕЗДАТЧИКОВОГО МЕТОДА УПРАВЛЕНИЯ БДПТ НА ОСНОВЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЯ ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЙ.

2.1. Электромагнитный момент электрической машины

Активный момент электрического двигателя возникает вследствие взаимодействия магнитного потока ротора, создаваемого обмоткой возбуждения либо постоянными магнитами, с токами в проводниках обмотки статора. Алгоритм коммутации фаз в разрабатываемом бездатчиковом методе направлен на создание исключительно этой составляющей электромагнитного момента двигателя.

В [23] показано, что активный момент БДПТ можно выразить следующим образом:

$$M = \Phi_f w_{1e} i_1 \sin \theta, \quad (2.1)$$

где Φ_f – поток возбуждения, создаваемый постоянным магнитом ротора;

w_{1e} – эффективное количество витков обмотки якоря;

i_1 – ток якоря;

θ – угол между векторами МДС статора и ротора.

Из (2.1) видно, что положительное значение момента достигается при угле θ , лежащем в пределах $0 < \theta < \pi$. При этом, максимальный момент обеспечивается при $\theta = \pi/2$. Таким образом, коммутация фаз двигателя должна осуществляться таким образом, чтобы угол θ находился в указанных пределах.

В указанном варианте построения системы межкоммутационный интервал равен 60 электрическим градусам [24]. Из этого следует, что за время, соответствующее этому интервалу, угол θ также меняется в пределах 60 электрических градусов. Определим, какой 60-градусный интервал в пределах от 0 до 180 является наиболее эффективным с энергетической точки зрения.

Как известно, среднее значение функции на интервале (a,b) вычисляется по формуле:

$$f_{cp} = \frac{1}{b-a} \int_a^b f(x) dx \quad (2.2)$$

Тогда средний момент на 60-градусном интервале с центром в θ_{cp} равен:

$$M_{cp} = \frac{1}{\left(\theta_{cp} + \frac{\pi}{6}\right) - \left(\theta_{cp} - \frac{\pi}{6}\right)} \int_{\theta_{cp} - \frac{\pi}{6}}^{\theta_{cp} + \frac{\pi}{6}} \Phi_f w_{1e} i_1 \sin \theta d\theta = \quad (2.3)$$

$$= \frac{3}{\pi} \Phi_f w_{1e} i_1 \sin \theta_{cp}$$

Найдем значение θ_{cp} при котором момент M_{cp} максимален, для чего продифференцируем выражение (2.3), приравняем к нулю и решим полученное уравнение относительно θ_{cp} .

$$M_{cp}' = \frac{3}{\pi} \Phi_f w_{1e} i_1 \cos \theta_{cp} = 0 \quad (2.4)$$

$$\theta_{cp} = \frac{\pi}{2} \quad (2.5)$$

Таким образом, необходимо за счет коммутации транзисторов инвертора поддерживать угол между векторами магнитных потоков статора и ротора в пределах от $\pi/3$ до $2\pi/3$. В этом случае средний электромагнитный момент равен:

$$M_{cp} = \frac{1}{\frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{3}} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \Phi_f w_{1e} i_1 \sin \theta d\theta = \frac{3}{\pi} \Phi_f w_{1e} i_1 \quad (2.6)$$

2.2. Описание принципа бездатчикового определения моментов переключения силовых транзисторных ключей инвертора для создания электромагнитного момента БДПТ

При вращении ротора, в фазах статора наводится противо-ЭДС вращения, которая называется генераторной и определяется выражением:

$$e_{\phi} = -\frac{d\Psi_{\phi}}{dt}, \quad (2.7)$$

где e_{ϕ} – противо-ЭДС фазы;

Ψ_{ϕ} – потокосцепление фазы.

Так как фазовый сдвиг между этими величинами постоянен, нетрудно при наличии одного сигнала, восстановить фазу другого, используя тригонометрические выражения.

Потокосцепления фаз изменяются во времени при вращении ротора, а закон изменения зависит от характера распределения магнитной индукции в рабочем зазоре (B_{δ}). Таким образом, видно, что информацию о положении ротора, несут в себе сигналы потокосцеплений фаз и, как следствие, их противо-ЭДС. В отличие от известного способа определения положения ротора по точкам пересечения нуля кривой противо-ЭДС (см. п. 1.3.1.1), в данной работе предлагается получать эту информацию путем сравнения сигналов от трех фаз.

Рассмотрим алгоритм переключения силовых транзисторов для создания активного электромагнитного момента в трехфазном БДПТ, фазы которого соединены по схеме «звезда» при 120-градусном и 180-градусном законах коммутации.

На Рисунке 2.1 схематично показан один полный оборот ротора БДПТ при 120-градусной коммутации. Приведены шесть характерных моментов времени, в которые $\theta = \pi/2$.

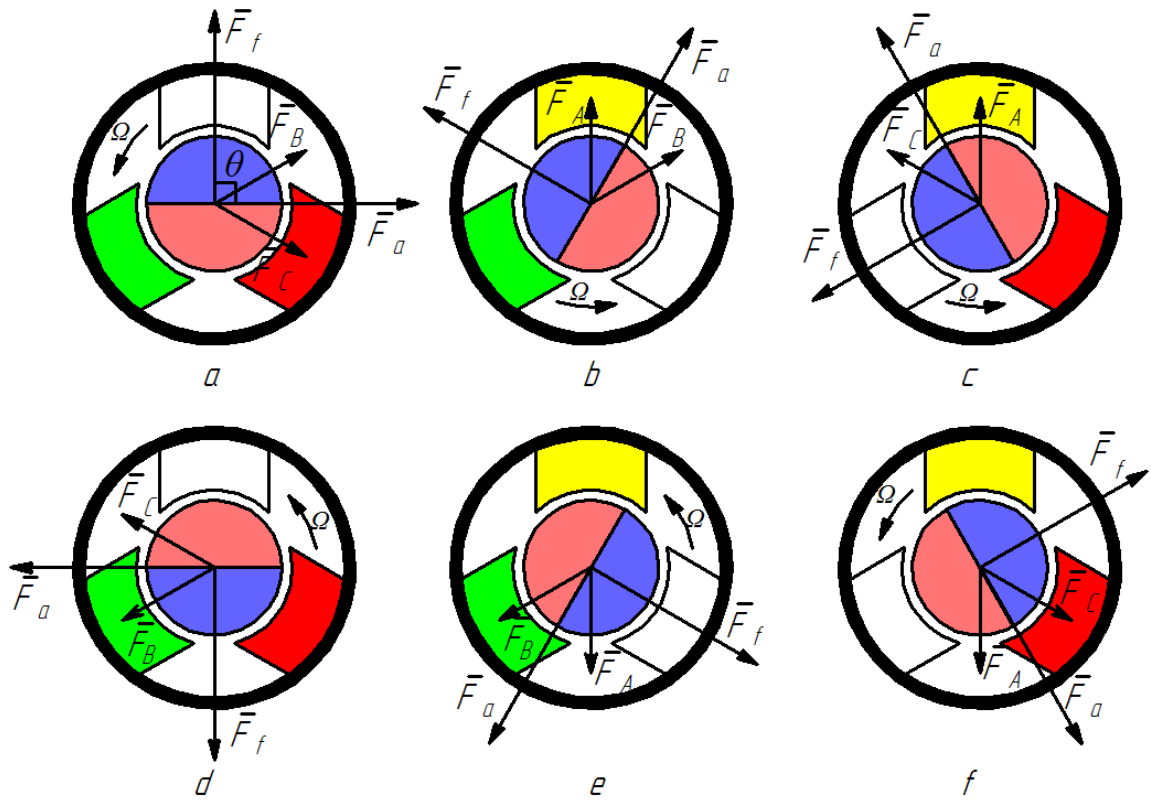


Рисунок 2.1 – Положение векторов МДС якоря и возбуждения при 120-градусной коммутации фаз.

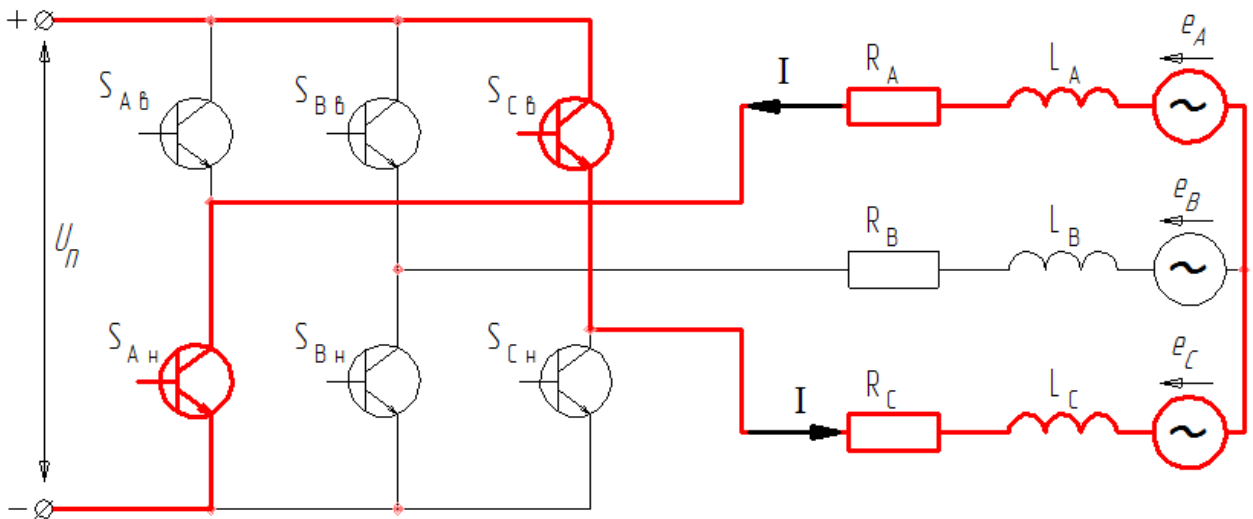


Рисунок 2.2 – Путь прохождения тока в инверторе и фазах БДПТ, соответствующий положению b на рисунке 2.1.

Если принять допущение, что потокосцепления фаз при вращении ротора изменяются по гармоническому закону, то можно получить зависимости, приведенные на Рисунке 2.3. На нем показана связь между характерными точками на графиках, отражающих зависимость потокосцепления фаз статора от угла поворота ротора с положением магнитной системы машины. При анализе графиков потокосцеплений фаз статора, видно, что точки, обозначенные буквами от а до f соответствуют состояниям двигателя, показанным на Рисунке 2.1 и обозначенным соответственно. Если непрерывно получать тем или иным способом информацию о величине потокосцеплений, то эти точки могут быть определены путем одновременного сравнения сигналов. Далее, непосредственно в эти моменты, можно осуществлять коммутацию силовых транзисторных ключей как показано на Рисунке 2.4 и организовать 120-градусную коммутацию фаз.

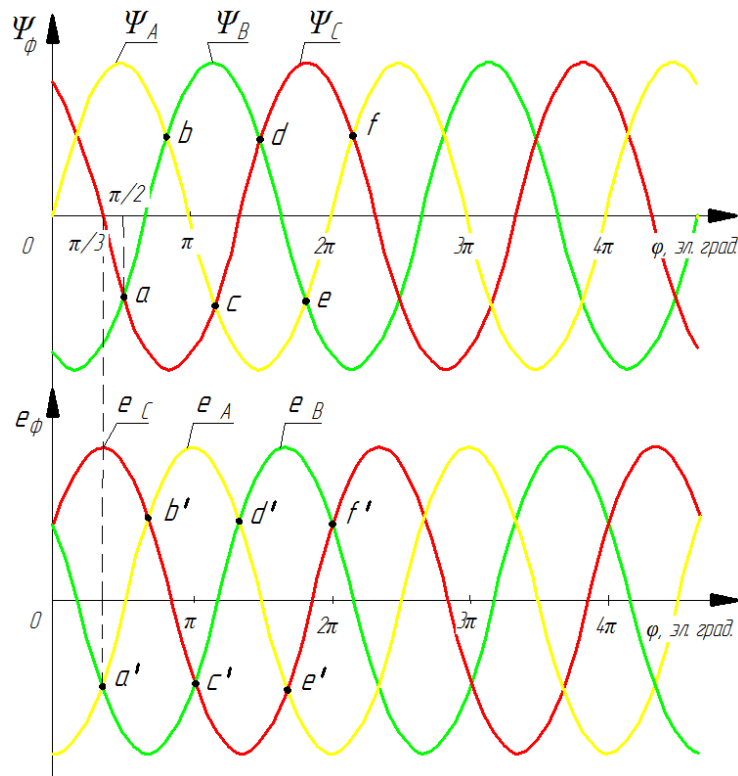


Рисунок 2.3 – Зависимости потокосцеплений и противо-ЭДС фаз статора от угла поворота ротора.

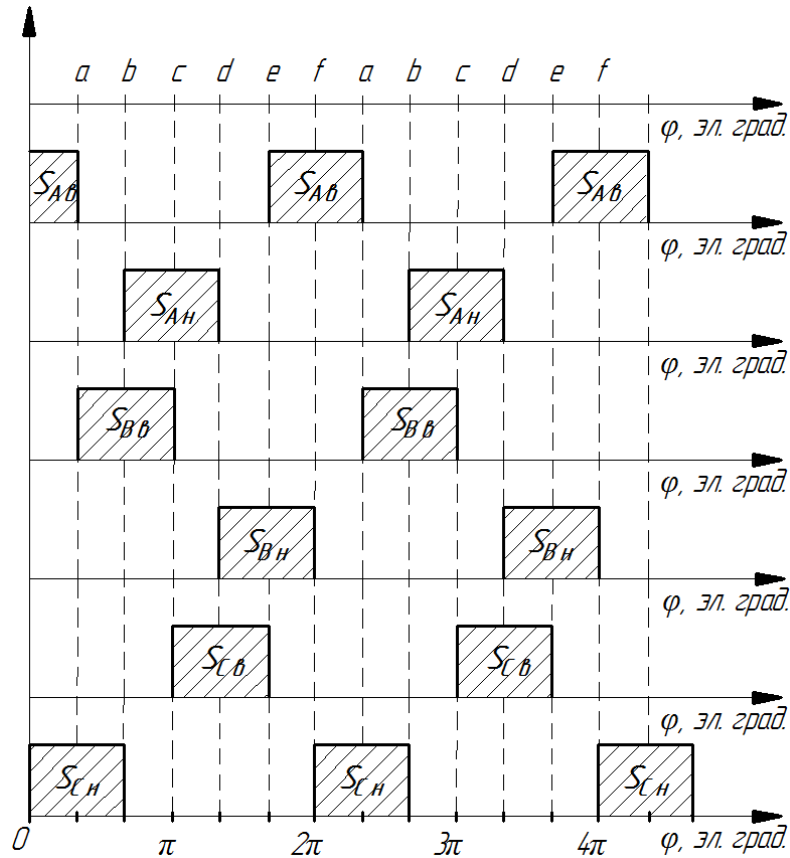


Рисунок 2.4 – Последовательность управляющих импульсов при 120-градусной коммутации по потокосцеплениям фаз.

Однако, в этом случае электрическая машина используется недостаточно эффективно. Угол θ при таком определении моментов коммутации находится в пределах от $\pi/2$ до $5\pi/6$. В этом случае средний электромагнитный момент, согласно (2.6), равен

$$\begin{aligned}
 M_{cp} &= \frac{1}{\frac{5\pi}{6} - \frac{\pi}{2}} \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{5\pi}{6}} \Phi_f w_{1e} i_1 \sin \theta d\theta = \\
 &= \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \Phi_f w_{1e} i_1
 \end{aligned} \tag{2.8}$$

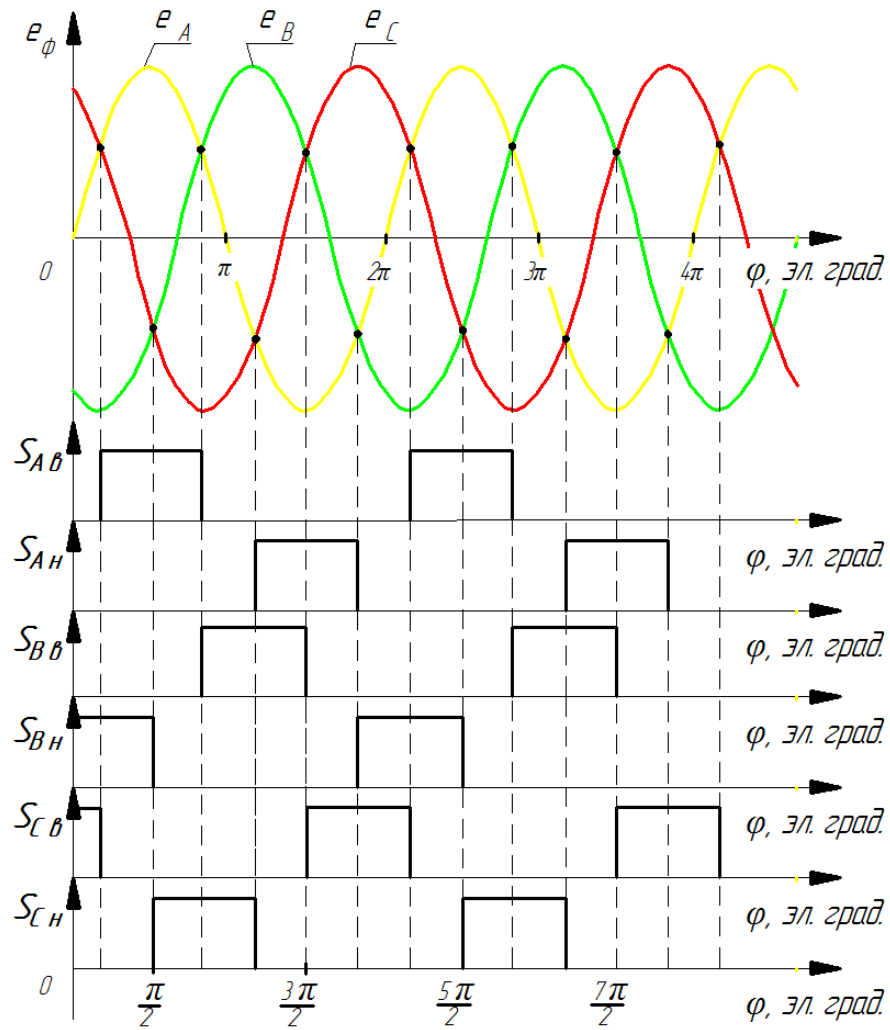
По сравнению с оптимальным случаем коммутации, средний момент меньше в $\frac{\sqrt{3}}{2}$ раз или на 13%.

Для того, чтобы использовать двигатель максимально эффективно, необходимо коммутировать фазы в точках, сдвинутых на 30 электрических градусов назад. Их можно получить, если сравнивать между собой сигналы противо-ЭДС фаз. На нижнем графике, изображенном на Рисунке 2.3, эти точки обозначены a' , b' , c' , d' , e' , f' . Также показан фазовый сдвиг относительно первоначальных точек коммутации. Последовательность импульсов управления ключами в этом случае также будет соответствовать Рисунку 2.4.

Существенной особенностью описанного способа определения моментов переключения фаз является то, что он не требует точного вычисления амплитуд полезных сигналов. Главное, чтобы сохранялись правильные фазовые соотношения между ними. Это свойство является очень важным, так как исходя из него, вычисленный сигнал может быть с любым значением амплитуды.

На Рисунке 2.5 показано как по точкам пересечения противо-ЭДС фаз можно организовать 120-градусную коммутацию ключей инвертора. Из рисунка видно, что верхние транзисторы фаз открыты тогда, когда сигнал псевдо-ЭДС соответствующей им фазы превышает другие два, и наоборот, нижние транзисторы открыты тогда, когда сигнал псевдо-ЭДС соответствующей им фазы меньше, чем два других.

На Рисунке 2.6 показано как по точкам пересечения нуля сигналами противо-ЭДС фаз можно сформировать импульсы управления силовыми ключами при 180-градусном законе коммутации.

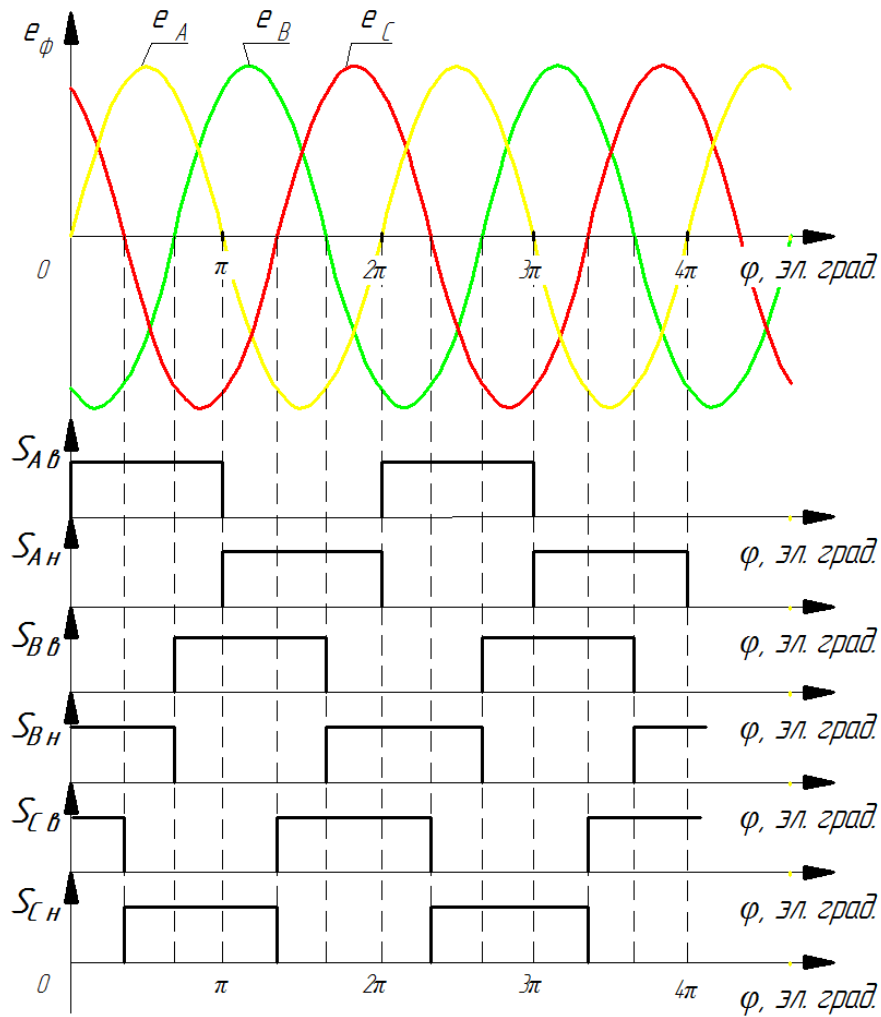


e_A, e_B, e_C – сигналы противо-ЭДС фаз;

S_{AB}, S_{BB}, S_{CB} – сигналы на открытие верхних ключей стоек инвертора;

S_{AH}, S_{BH}, S_{CH} – сигналы на открытие нижних ключей стоек инвертора.

Рисунок 2.5 – Формирование 120-градусного закона управления ключами инвертора по сигналам противо-ЭДС фаз.



e_A, e_B, e_C – сигналы противо-ЭДС фаз;

$S_{AВ}, S_{BВ}, S_{CВ}$ – сигналы на открытие верхних ключей стоек инвертора;

$S_{Aн}, S_{Bн}, S_{Cн}$ – сигналы на открытие нижних ключей стоек инвертора.

Рисунок 2.6 – Формирование 180-градусного закона управления ключами инвертора по сигналам противо-ЭДС фаз.

Таким образом, показано, что управлять БДПТ без датчиков положения ротора можно с помощью сигнала противо-ЭДС трех фаз электродвигателя. Моменты коммутации определяются с помощью непрерывного сравнения сигналов между собой при формировании 120-градусного закона, и с помощью определения моментов перехода через нуль при формировании 180-градусной

коммутации. Для реализации такого подхода необходимо решить следующие задачи:

1. С помощью измеряемых электрических параметров электродвигателя вычислять в режиме реального времени сигналы, по фазе совпадающие с фазными противо-ЭДС.

2. Одновременно сравнивать три полученных сигнала либо друг с другом, либо с нулем, и, в зависимости от результата, формировать последовательность управляющих импульсов.

Рассмотрим основные отличия описанного метода бездатчикового управления БДПТ от известных.

1. Задержку на включение очередного состояния коммутатора в методах, основанных на анализе противо-ЭДС отключенной фазы, необходимо формировать в зависимости от текущей частоты вращения, что приводит к ошибкам при динамических режимах работы БДПТ. Предложенный метод лишен этого недостатка, так как не требует введения временных задержек. Моменты коммутации определяются по сигналам, частота которых меняется в соответствии с изменениями частоты вращения.

2. Методы, использующие зависимость индуктивности фаз от положения ротора требуют введения в систему генератора ВЧ сигналов, а также блока-анализатора полученной информации. Определение положения ротора по производным тока требует наличия дифференцирующих звеньев, недостатки которых будут рассмотрены далее.

3. В отличие от наблюдателей состояния, предложенный метод не требует производить сложные математические преобразования Парка-Горева.

2.3. Вычисление полезных сигналов

2.3.1. Вычисление фазных напряжений в обмотках статора, соединенных по схеме «звезда» без вывода средней точки.

В большинстве БДПТ с ПМ малой мощности фазы якоря соединены по схеме «звезда». Часто при этом конструкцией не предусмотрен вывод средней точки. Простейшая схема замещения такой обмотки приведена на Рисунке 2.7.

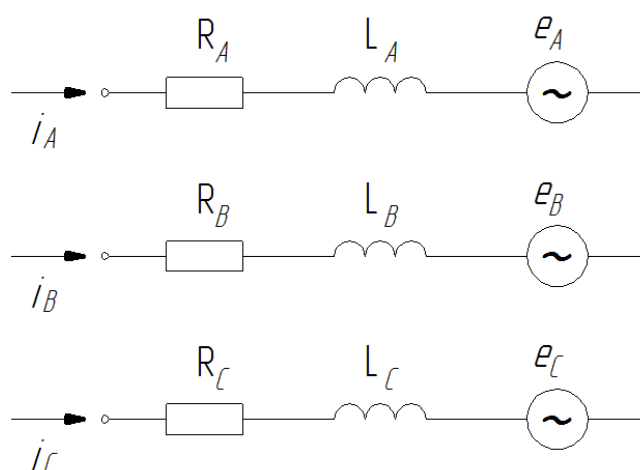


Рисунок 2.7 – Схема замещения обмотки якоря.

Алгоритм вычисления противо-ЭДС фаз основан на применении второго закона Кирхгофа для схемы на Рисунке 2.7. Для фаз БДПТ можно записать следующую систему уравнений:

$$\begin{cases} i_A + i_B + i_C = 0 \\ u_A = i_A R_A + L_A \frac{di_A}{dt} + e_A \\ u_B = i_B R_B + L_B \frac{di_B}{dt} + e_B \\ u_C = i_C R_C + L_C \frac{di_C}{dt} + e_C \end{cases} \quad (2.9)$$

Из (2.9) можно получить систему уравнений для вычисления противо-ЭДС фаз:

$$\begin{cases} e_A = u_A - i_A R_A - L_A \frac{di_A}{dt} \\ e_B = u_B - i_B R_B - L_B \frac{di_B}{dt} \\ e_C = u_C - i_C R_C - L_C \frac{di_C}{dt} \end{cases} \quad (2.10)$$

В этой системе измеряемыми параметрами являются токи, сопротивления и индуктивности фаз. Однако измерить фазные напряжения непосредственно невозможно в силу отсутствия доступа к средней точке фаз. Существующий метод имитирования этого узла с помощью резистивных цепей (см. п. 1.3.1.1) недостаточно точен. Поэтому предлагается вычислять фазные напряжения с помощью измеренных относительно любой точки (например, «земли») потенциалов фаз.

Для преобразования системы (2.10) примем допущение, что магнитная и электрическая системы ротора симметричны, т.е.

$$E_{mA} + E_{mB} + E_{mC} = 0 \quad (2.11)$$

$$L_A = L_B = L_C = L \quad (2.12)$$

$$R_A = R_B = R_C = R \quad (2.13)$$

Согласно экспериментальным исследованиям по измерению индуктивности фазы БДПТ с ПМ малой мощности Рэстар-03 производства ООО «РЭЛМА-СТАРТ» (РФ), только (2.12) можно считать достаточно серьезным допущением. В результате измерения было установлено, что индуктивность фазы в зависимости от положения ротора меняется относительно среднего значения на 15%. Это необходимо учитывать при оценке точности определения моментов коммутации.

Если сложить уравнения равновесия напряжения из (2.9), то получится следующее равенство:

$$u_A + u_B + u_C = R(i_A + i_B + i_C) + L \frac{d(i_A + i_B + i_C)}{dt} + e_A + e_B + e_C \quad (2.14)$$

Учитывая первое уравнение из системы (2.10) и соотношение (2.11), получаем:

$$u_A + u_B + u_C = e_A + e_B + e_C = 0 \quad (2.15)$$

Запишем систему уравнений для определения фазных напряжений с помощью разности потенциалов в нейтральной точке и на концах фаз:

$$\begin{cases} u_A = \varphi_A - \varphi_n \\ u_B = \varphi_B - \varphi_n \\ u_C = \varphi_C - \varphi_n \end{cases} \quad (2.16)$$

Учитывая соотношение (2.15), систему (2.16) можно преобразовать к следующему виду:

$$\begin{cases} u_A = \frac{2\varphi_A - \varphi_B - \varphi_C}{3} \\ u_B = \frac{2\varphi_B - \varphi_A - \varphi_C}{3} \\ u_C = \frac{2\varphi_C - \varphi_A - \varphi_B}{3} \end{cases} \quad (2.17)$$

В получившейся системе уравнений для фазных напряжений отсутствует потенциал нейтральной точки. Таким образом, для их вычисления требуется наличие обычных датчиков напряжения, производящих измерения относительно «земли», и не нужно выводить нейтральную точку обмотки статора электродвигателя. Вычислив фазные напряжения, из системы (2.17) можно определить фазные противо-ЭДС, на основе которых формируются сигналы коммутации.

Необходимо отметить, что в случае организации обмотки якоря по схеме «треугольник» сложности с измерением фазных напряжений не возникает, но и система (2.9) будет иметь другой вид.

2.3.2. Вычисление фазных противо-ЭДС с применением операции дифференцирования.

Самым простым способом вычислить интересующий нас сигнал, является реализация операции дифференцирования. На Рисунке 2.8 изображена структурная схема вычислителя противо-ЭДС.

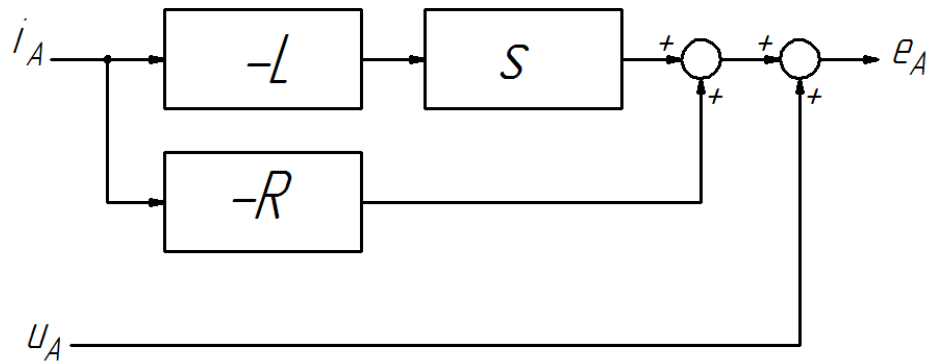


Рисунок 2.8 – Структурная схема вычислителя противо-ЭДС на базе дифференцирующего звена.

Несмотря на кажущуюся простоту такого способа, он имеет серьезные недостатки из-за свойств дифференциатора [20].

- Схема дифференциатора имеет высокий коэффициент усиления по отношению к высокочастотным составляющим на входе, даже если их частоты лежат выше полосы частот полезного сигнала. Поэтому наряду с высокочастотными составляющими спектра полезного входного сигнала схема усиливает собственные шумы сопротивлений и полупроводниковых элементов.
- Схема имеет тенденцию к потере устойчивости в той области частот, где частотная характеристика дифференциатора имеет максимальный подъем. При этих условиях вполне возможно самовозбуждение.
- Зависимость величины амплитуды противо-ЭДС от частоты вращения. На низких частотах она может быть очень мала. Это может существенно затруднить процесс сравнения, необходимый для определения моментов коммутации.

Для повышения устойчивости дифференциатора можно ввести корректирующие элементы, а проблему усиления ВЧ помех – с помощью дополнительного фильтра низких частот (ФНЧ) на выходе вычислителя. Эта проблема особенно актуальна вследствие наличия высокочастотных составляющих в сигналах фазного тока и фазного напряжения. Эти компоненты являются

следствием процесса коммутации. Рассмотрим особенности применения ФНЧ для фильтрации помех вычисленного сигнала противо-ЭДС фазы.

На Рисунке 2.9 показаны логарифмические амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики (ЛАЧХ и ЛФЧХ) ФНЧ. Как известно, фазовый сдвиг сигнала, проходящего через ФНЧ, зависит от частоты и изменяется от 0 до $-\pi/2$. Из-за этого сигнал противо-ЭДС, прошедший через фильтр, будет также иметь фазовый сдвиг, относительно своего истинного значения, зависящий от частоты вращения двигателя. Использовать такой сигнал для определения моментов коммутации транзисторов нельзя. В связи с этим, необходимо скорректировать вычислитель таким образом, чтобы независимо от наличия ФНЧ и переменной частоты вращения, фазы вычисленной и реальной противо-ЭДС всегда совпадали.

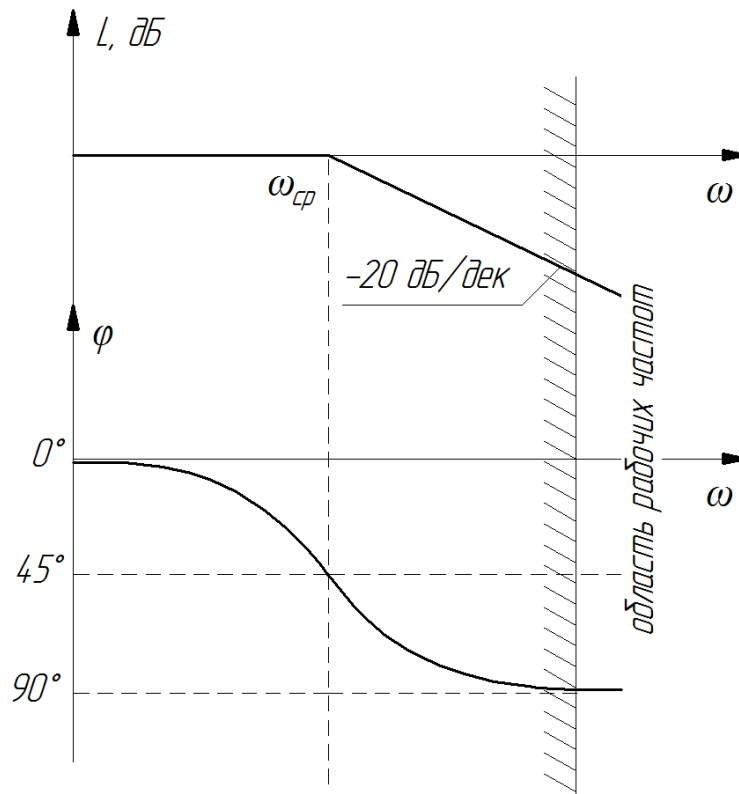


Рисунок 2.9 – ЛАЧХ и ЛФЧХ ФНЧ.

Для решения этой проблемы предложено организовать ФНЧ таким образом, чтобы частота среза находилась гораздо левее минимальной частоты вращения двигателя, а именно: $\omega_{cp} < \omega_{вр \min}$ в 10 раз. То есть, если $\omega_{вр \min} = 10,5 \text{ рад/с}$ (100

мин⁻¹), то $\omega_{cp} = 1$ рад/с. Результатом этого является фазовый сдвиг между вычисленным и реальным сигналом $-\pi/2$ на всех рабочих частотах вращения. Если достичь этого, то восстановить истинную фазу сигнала несложно с помощью сложения векторов, как показано на Рисунке 2.10.

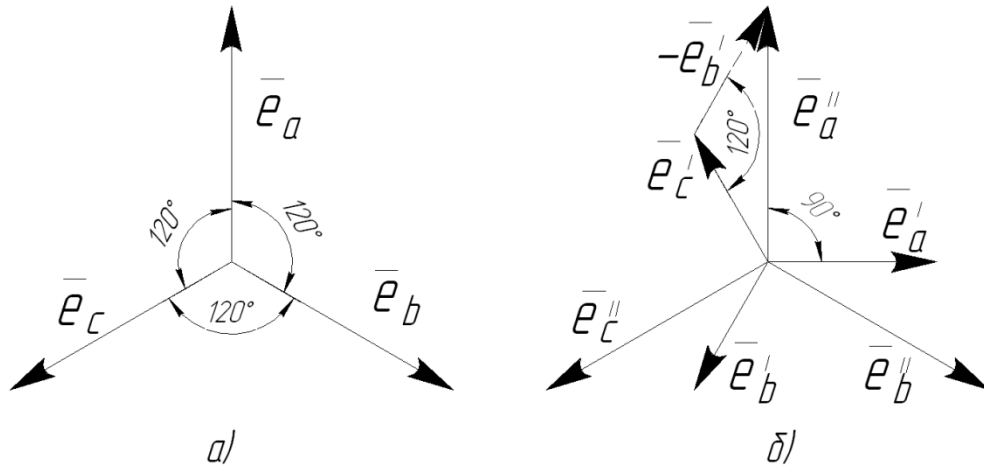


Рис. 2.10 – Восстановление реальной фазы сигнала после прохождения его через ФНЧ.

На рис. 2.10 а) изображено положение в некоторый момент времени векторов реальных противо-ЭДС фаз. Направление вращения – против часовой стрелки. На рис. 2.10 б) показано как с помощью сложения векторов вычисленных сигналов (вектора с одним штрихом), фаза которых отстает на $\pi/2$ от реальных можно нивелировать этот фазовый сдвиг. Результатом сложения:

$$\bar{e}'_C + (-\bar{e}''_B) = \bar{e}''_A \quad (2.18)$$

является вектор \bar{e}''_A , сонаправленный вектору \bar{e}_A , что можно показать и для двух других фаз. Таким образом, получается тройка вычисленных векторов, совпадающих по фазе с реальными противо-ЭДС, но отличающихся от них по амплитуде. Предложено сигналы такого рода называть фазными псевдо-ЭДС. То, что амплитуда вычисленных сигналов не важна для определения моментов коммутации, очень важно по следующей причине. При применении ФНЧ для фильтрации ВЧ помех в сигнале вычисленных противо-ЭДС, есть одна

особенность. Так как противо-ЭДС линейно зависит от частоты вращения ротора, а ФНЧ в рабочем диапазоне имеет наклон АЧХ -20 дБ/дек, то происходит ограничение полезного сигнала. Найдем значение, которым ограничивается сигнал противо-ЭДС фазы при прохождении через ФНЧ. Передаточная функция ФНЧ, который представляет собой апериодическое звено:

$$W_{\text{ФНЧ}} = \frac{1}{\sqrt{(T\omega)^2 + 1}} \quad (2.19)$$

Тогда после фильтра амплитуда сигнала будет равна:

$$E = k_e \omega \frac{1}{\sqrt{(T\omega)^2 + 1}} \quad (2.20)$$

Для всех частот, начиная с $\omega_{\text{ср}}$ ФНЧ, выражение (2.20) можно упростить:

$$E = \frac{k_e}{T}, \quad (2.21)$$

т.к. $T\omega \gg 1$. Таким образом, амплитуда сигнала после фильтра, начиная с $\omega_{\text{врmin}} = \omega_{\text{ср}}$, не зависит от частоты и ограничена значением, определяемым конструкцией двигателя и постоянной времени фильтра.

Несмотря на решение задачи по вычислению полезного сигнала, предложенный способ имеет ряд серьезных недостатков.

- Реальный дифференциатор имеет естественным образом ограниченный уровень выходного сигнала. Он ограничивается размахом напряжения питания ОУ (при реализации аналогового вычисления) или разрядностью регистров микроконтроллера (при реализации цифрового вычислителя). При усилении ВЧ составляющих сигнала, дифференциатор переходит в насыщение и перестает выполнять свою функцию. Таким образом, в вычисленном сигнале появляются значительные искажения по сравнению с реальным. Это приводит к неправильному определению моментов переключения фаз.

- В результате экспериментальных исследований было установлено, что на правильность результата выполнения операции дифференцирования сильно влияет точное задание параметров фаз электродвигателя: сопротивления и индуктивности. Несоответствие реальных и заданных в вычислителе параметров приводит к искажениям в вычисленном сигнале и ошибкам в коммутации. Это происходит преимущественно вследствие зависимости значения индуктивности фазы якоря от положения ротора и технологического разброса параметров.

Был проведен компьютерный эксперимент по оценке величины ошибки в определении моментов коммутации фаз ($\Delta\theta$) в зависимости от вариации параметров обмотки якоря. При этом в вычислителе псевдо-ЭДС использовались фиксированные значения этих параметров. По результатам эксперимента был построен график, приведенный на Рисунке 2.11.

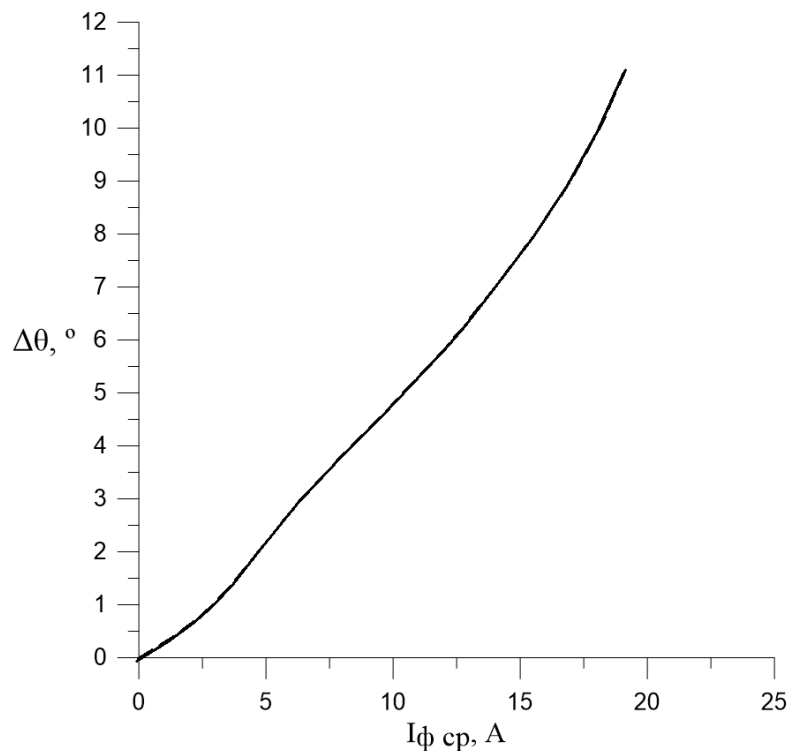


Рисунок 2.11 - Зависимость ошибки определения моментов коммутации от среднего значения тока фазы при использовании метода дифференцирования.

2.3.3. Вычисление потокосцеплений фаз для определения моментов коммутации.

В п. 2.2 было принято допущение о гармоническом характере изменения величин потокосцеплений и противо-ЭДС фаз, причем противо-ЭДС отстают от потокосцепления на $\pi/2$. Если вычислять последние, то с помощью уже описанной методики (Рисунок 2.10) можно сдвинуть тройку векторов таким образом, что результат такой операции будет соответствовать по фазе сигналам противо-ЭДС. Такой подход позволяет использовать не дифференцирующее, а интегрирующее звено, и, тем самым, уйти от недостатков дифференцирования.

Исходная система уравнений (2.9), с учетом фазовых соотношений между противо-ЭДС и потокосцеплением фазы, преобразуется к виду:

$$\begin{cases} i_A + i_B + i_C = 0 \\ u_A = i_A R_A + L_A \frac{di_A}{dt} + \frac{d\Psi_A}{dt} \\ u_B = i_B R_B + L_B \frac{di_B}{dt} + \frac{d\Psi_B}{dt} \\ u_C = i_C R_C + L_C \frac{di_C}{dt} + \frac{d\Psi_C}{dt} \end{cases} \quad (2.22)$$

При составлении уравнений равновесия напряжений фаз при простановке знаков перед производными потокосцеплений было учтено, что противо-ЭДС, изображенные на Рисунке 2.7 направлены против напряжения питания и уравновешивают его. Разрешая уравнения равновесия напряжений относительно производных потоков, получим:

$$\begin{cases} \frac{d\Psi_A}{dt} = u_A - i_A R_A - L_A \frac{di_A}{dt} \\ \frac{d\Psi_B}{dt} = u_B - i_B R_B - L_B \frac{di_B}{dt} \\ \frac{d\Psi_C}{dt} = u_C - i_C R_C - L_C \frac{di_C}{dt} \end{cases} \quad (2.23)$$

Проинтегрируем первое выражение из (2.32):

$$\begin{aligned}\Psi_A &= \int \left(u_A - i_A R_A - L_A \frac{di_A}{dt} \right) dt = \\ &= \int (u_A - i_A R_A) dt - L_A i_A\end{aligned}\quad (2.24)$$

На Рисунке 2.11 показана структурная схема вычислителя потокосцепления фазы, соответствующая выражению (2.24).

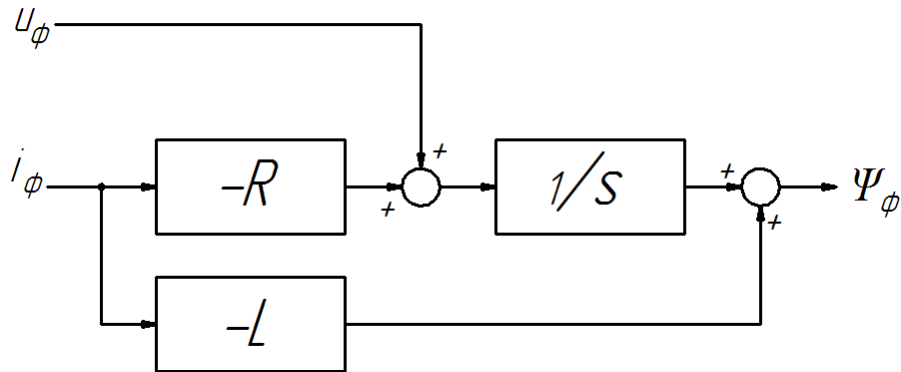


Рисунок 2.12 – Структура вычислителя потока с интегрирующим звеном.

При реализации такого вычислителя необходимо учитывать несколько моментов. Во-первых, нужно знать константу интегрирования, которая зависит от начального положения ротора. Она непосредственно влияет на результат вычисления и, следовательно, на определение моментов коммутации. Начальное положение – величина случайная, поэтому необходимо перед пуском тем или иным способом устанавливать двигатель в специальную «стартовую» позицию. Это большой минус, так как такая процедура увеличивает время пуска, а также требует отсутствия нагрузки во время этого процесса.

Вторая проблема – наличие во входных сигналах напряжения смещения по постоянному току. Эта постоянная составляющая, как бы мала она ни была, при постоянном интегрировании приводит к ошибкам вычисления и в конечном счете к насыщению интегратора. Если реализовывать вычислитель на операционном усилителе, то в первую очередь на его функционирование влияет такой параметр, как напряжение смещения ОУ.

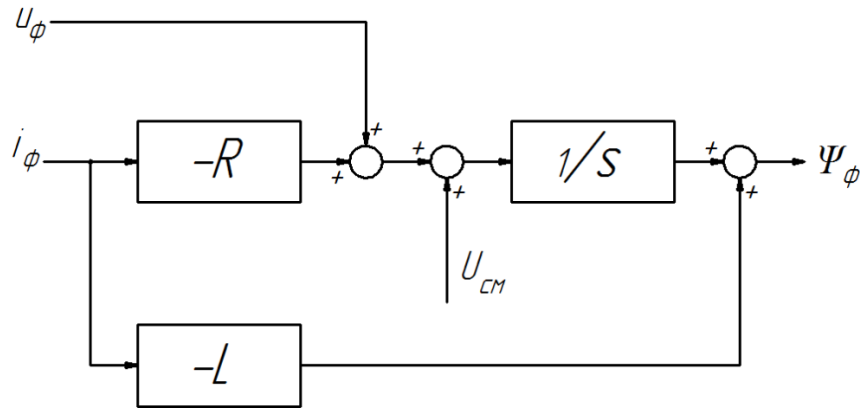


Рисунок 2.13 – Интегрирование напряжения смещения ОУ при вычислении потокосцепления фазы.

Как видно из Рисунка 2.13, напряжение смещения операционного усилителя подается на вход интегрирующего звена и, тем самым, вносит погрешность при вычислении. В связи с этим, возникают ошибки при определении моментов переключения фаз. При этом коррекция ОУ не может полностью устранить проблему из-за наличия температурного и временного дрейфа параметров. Кроме самого операционного усилителя, источниками смещений по постоянному току являются используемые для измерения токов и напряжений датчики. Вследствие влияния этих факторов, использование чистого интегратора на практике представляется очень проблематичным.

Для решения описанных проблем, связанных с использованием чистого интегратора, предложено применить для вычисления потокосцеплений апериодическое звено:

$$W(s) = \frac{1}{Ts + 1} \quad (2.25)$$

Рассмотрим ЛАЧХ и ЛФЧХ интегрирующего и апериодического звеньев, изображенные на Рисунке 2.14.

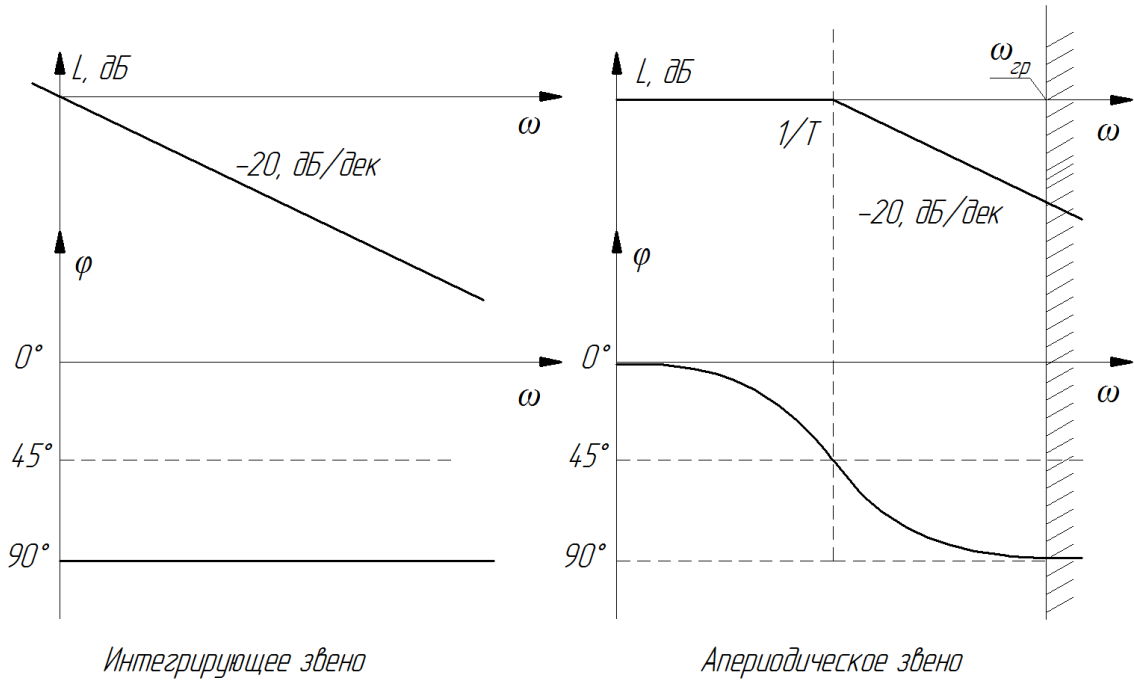


Рис. 2.14 – ЛАЧХ и ЛФЧХ интегрирующего и апериодического звеньев.

Как видно из представленных графиков, после некоторой частоты $\omega_{гр}$, разницы в поведении звеньев нет. Фаза апериодического звена становится равной $-\pi/2$, а наклон АЧХ -20дБ/дек , что полностью соответствует характеристикам чистого интегратора:

$$\lim_{s \rightarrow \infty} \frac{1}{Ts+1} \sim \frac{1}{s}. \quad (2.26)$$

При этом инерционное звено нечувствительно к наличию на входе постоянной составляющей напряжения смещения, а также для него не существует проблемы начальных условий. Конкретное начальное состояние входной переменной влияет только на короткий переходный период, по истечению которого все начальные возмущения подавляются. Описанная особенность является следствием того, что передаточная функция апериодического звена может быть получена как произведение передаточных функций ФВЧ и чистого интегратора (с собственным коэффициентом усиления, величина которого является обратной к постоянной времени ФВЧ T_ϕ):

$$\frac{T_{\phi}^s}{T_{\phi}^{s+1}} \cdot \frac{1/T_{\phi}}{s} = \frac{1}{T_{\phi}^{s+1}}. \quad (2.27)$$

При использовании апериодического звена в качестве интегратора необходимо выделить несколько особенностей.

- В отличие от интегрирующего звена, ЛАЧХ апериодического звена до частоты $\omega_{\text{ср}}$ не имеет наклона. Это значит, что при поступлении на его вход сигнала, линейно зависящего от частоты, сигнал на выходе будет расти от нуля до значения, определяемого постоянной времени звена (см. (2.21)). В этом проявляется серьезное отличие от чистого интегратора, выход которого был бы константой на всех частотах.

- ЛФЧХ апериодического звена зависит от частоты. Таким образом, перейти к сигналам псевдо-ЭДС с помощью простого сложения векторов (см. Рисунок 2.10) нельзя.

При вычислении потокосцепления фазы интегрируется против-ЭДС, т.к.

$$\Psi_{\phi} = -\int e_{\phi} dt. \quad (2.28)$$

Амплитуда против-ЭДС линейно зависит от частоты вращения, поэтому при ее интегрировании с помощью апериодического звена, величина вычисленного потокосцепления растет от нуля до некоторого максимального значения, зависящего от постоянной времени псевдоинтегратора, как показано на Рисунке 2.15. Такие же частотные характеристики будут иметь и псевдо-ЭДС, по которым определяются моменты коммутации. В связи с этим, возможный рабочий диапазон частот вращения БДПТ ограничен снизу и встает проблема определения минимальной частоты вращения на которой возможна коммутация с помощью вычисленных сигналов.

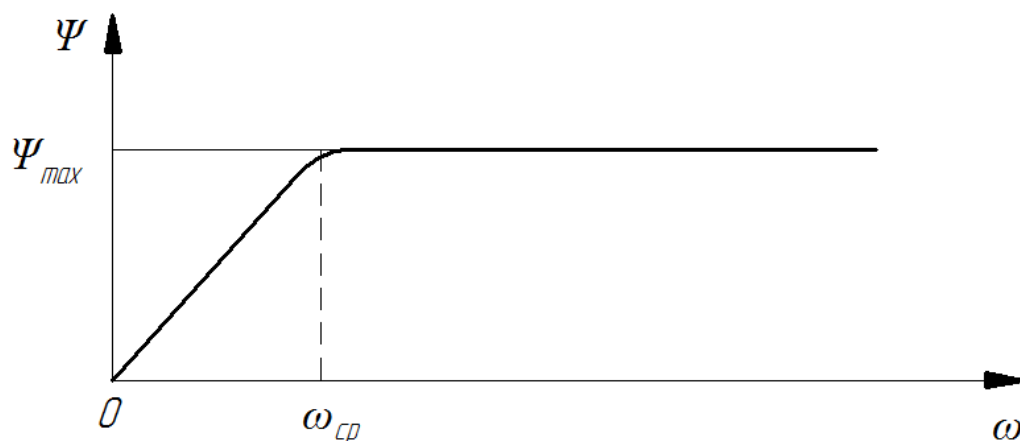
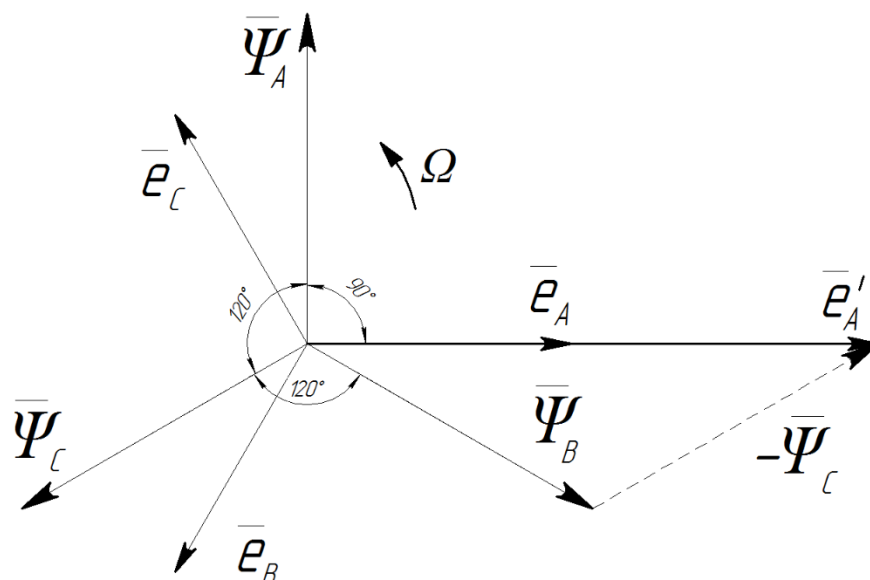


Рисунок 2.15 – Зависимость величины сигнала вычисленного потокосцепления от частоты вращения.

Чтобы снизить эту частоту как можно сильнее необходимо обеспечить следующее.

- Грамотное конструирование блока управления. Должны быть обеспечены все возможные мероприятия по помехозащищенности и помехоустойчивости. Требуется грамотная разводка печатных плат и экранирование наиболее чувствительных к помехам измерительных и вычислительных каскадов.
- Грамотный подбор элементной базы. Для обеспечения минимальной площади плат необходимо использовать SMD компоненты. Если схема сравнения будет выполняться на базе операционных усилителей, то минимальное значение обрабатываемого сигнала для обеспечения надежного функционирования должно быть больше напряжения смещения ОУ в 10 раз. Поэтому требуются операционные усилители с минимальным напряжением смещения.

Если бы фазовый угол вычисленного сигнала потокосцеплений фаз двигателя был постоянным и равным $-\pi/2$, как при использовании чистого интегратора, фаза векторов псевдо-ЭДС определялась бы непосредственно с помощью сложения векторов вычисленных потокосцеплений, как показано на Рисунке 2.15.



$\bar{\Psi}_{A,B,C}$ – магнитные потоки фаз; $\bar{e}_{A,B,C}$ – противо-ЭДС фаз; \bar{e}'_A – псевдо-ЭДС (вектор, сонаправленный с вектором \bar{e}_A).

Рисунок 2.16 – Вычисление векторов псевдо-ЭДС с помощью вычисленных сигналов потокосцеплений.

Для того, чтобы иметь возможность вычислять псевдо-ЭДС в том случае, если фазовый сдвиг вычисленных потокосцеплений составляет менее 90 градусов, предложен специальный алгоритм. Этот алгоритм основан на введении частотно-зависимого корректирующего коэффициента, на который умножается вектор потокосцепления одной из фаз, участвующих в операции сложения. Частотно-зависимый корректирующий коэффициент k_ω позволяет найти правильное направление вектора псевдо-ЭДС при любом фазовом сдвиге α вычисленных потокосцеплений фаз. Согласно Рисунку 2.17, угол α равен:

$$\alpha = \frac{\pi}{2} - |\varphi|, \quad (2.29)$$

где $\varphi = \varphi(\omega)$ – ФЧХ апериодического звена [3]:

$$\varphi(\omega) = -\arctg(\omega T), \quad (2.30)$$

где T – постоянная времени апериодического звена.

Тогда

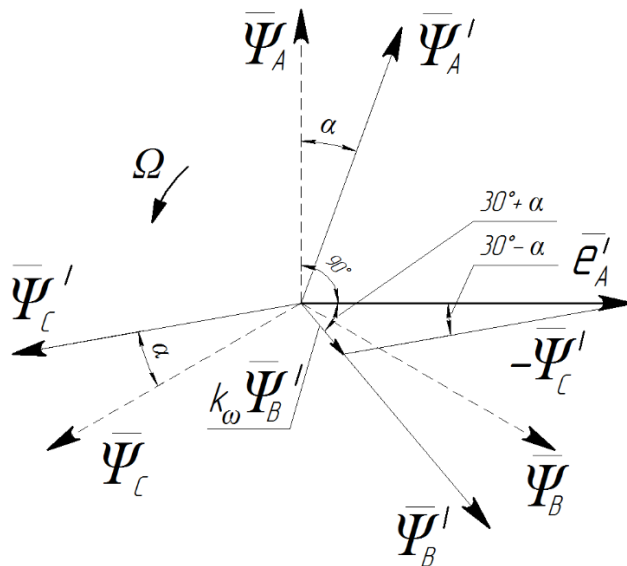
$$\alpha = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg}(\omega T). \quad (2.31)$$

В (2.29) используется модуль фазы, так как отставание вектора потокосцепления от вектора противо-ЭДС уже учтено, и интерес представляет только значение угла отставания. Зная угол α , можно найти выражение для коэффициента k_ω , используя теорему синусов для треугольника, образованного векторами: \bar{e}'_A , $-\Psi'_C$, $k_\omega \Psi'_B$.

$$\frac{k_\omega \Psi'_B}{\sin\left(\frac{\pi}{6} - \alpha\right)} = \frac{\Psi'_C}{\sin\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right)}. \quad (2.32)$$

Так как амплитуды потокосцеплений равны, то Ψ'_B и Ψ'_C , то:

$$k_\omega = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{6} - \alpha\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right)}. \quad (2.33)$$



$\Psi_{A,B,C}$ – вектора реальных потокосцеплений фаз; $\Psi'_{A,B,C}$ – вычисленные потокосцепления фаз; \bar{e}'_A – вектор, псевдо-ЭДС фазы А; α – угол между реальными векторами потоков фаз и вычисленными.

Рисунок 2.17 – К определению коэффициента k_ω .

С учетом коррекции, псевдо-ЭДС фаз вычисляются следующим образом:

$$\bar{e}'_A = k_\omega \bar{\Psi}'_B - \bar{\Psi}'_C \quad (2.34)$$

$$\bar{e}'_B = k_\omega \bar{\Psi}'_C - \bar{\Psi}'_A \quad (2.35)$$

$$\bar{e}'_C = k_\omega \bar{\Psi}'_A - \bar{\Psi}'_B \quad (2.36)$$

Таким образом, зная частоту вращения двигателя и вычисленные потокосцепления, можно точно определить направления векторов псевдо-ЭДС фаз и реализовать 120-градусную или 180-градусную коммутацию.

Для вычисления корректирующего коэффициента необходимо знать частоту вращения и реализовать вычисление арктангенса. Функциональные и схемотехнические решения для вычислителя частоты вращения будут рассмотрены в третьей главе.

Функцию арктангенса предложено вычислять с помощью аналоговых перемножителей напряжения [35]. Можно показать, что выражение вида

$$y = \sin(\arctg(x)), \quad (2.37)$$

к которому сводится формула (2.33), можно заменить следующим:

$$y = \sqrt{\frac{x^2}{1+x^2}}, \quad (2.38)$$

причем $x = \omega T$. На Рисунке 2.18 приведены схемотехнические решения, комбинируя которые, можно составить схему, производящую вычисления согласно (2.38).

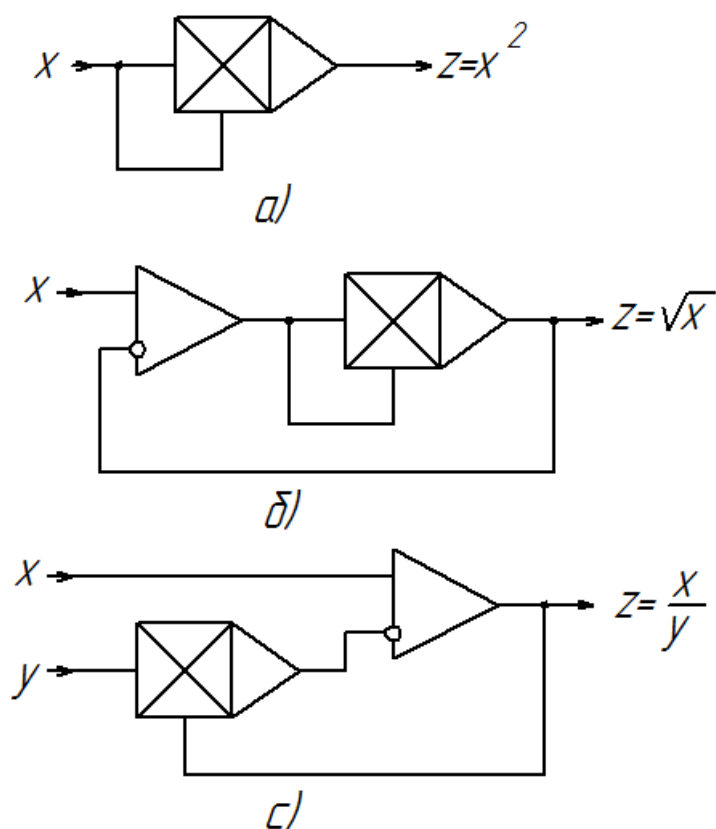


Рисунок 2.18 – Схемы на базе умножителей аналоговых сигналов.

2.4. Чувствительность к вариации параметров обмотки статора

Описанный бездатчиковый метод определения моментов коммутации силовых транзисторов базируется на знании точных параметров обмотки статора. Реальный электродвигатель имеет технологический разброс этих величин, а результат их измерения обладает некоторой погрешностью. Рассмотрим проблему влияния вариации сопротивления и индуктивности фазы на точность вычисления ее потокосцепления. Для этого необходимо обратиться к векторной диаграмме БДПТ, изображенной на Рисунке 2.19, которая построена согласно выражению (2.24). Так как величины, представленные на диаграмме, являются первыми гармоническими соответствующих реальных сигналов, то их интегрирование соответствует простому смещению на $-\pi/2$.

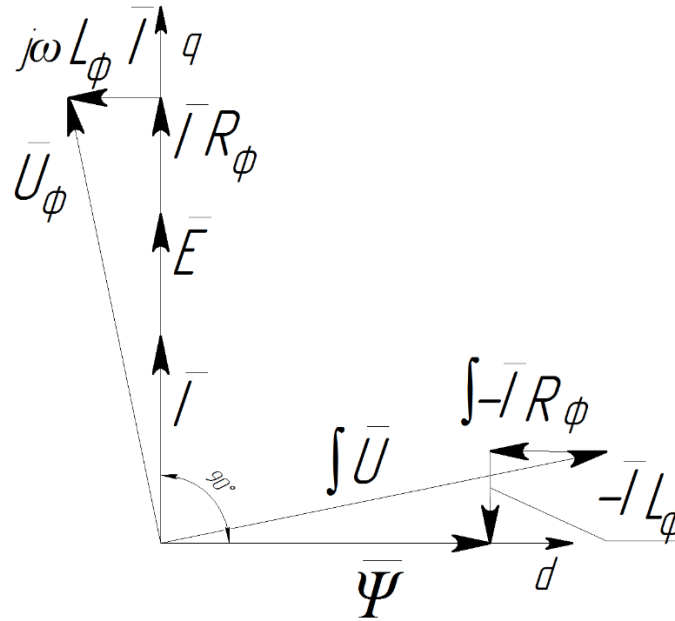


Рисунок 2.19 – Векторная диаграмма БДПТ при точном определении параметров обмотки статора.

Как видно из векторной диаграммы, при точном определении параметров обмотки, вектор потокосцепления отстает по фазе от вектора противо-ЭДС ровно на 90 градусов. При этом правильно определяются моменты коммутации силовых ключей и двигатель используется максимально эффективно за счет совпадения фаз тока и противо-ЭДС.

Если задать некоторые отклонения сопротивления и индуктивности от их точных значений, то можно оценить их влияние на результат вычисления. Согласно векторной диаграмме, приведенной на Рисунке 2.20, оно будет различным. Вариация значения сопротивления фазы, которое используется в расчете, приводит, согласно Рисунку 2.20 а), к ошибке в определении амплитуды вычисленного сигнала, но не приводит к искажению его фазы. Если амплитуда вычислена с одинаковой ошибкой во всех трех фазах, то это никак не отразится на точности определения моментов коммутации. При использовании описываемого способа определения моментов коммутации, величина амплитуды полезных сигналов может быть любой (в пределах возможностей реальных

микроэлектронных компонентов). Однако, если амплитуда потокосцепления только одной из фаз была вычислено неточно, то в этом случае нарушается допущение о симметричности электрической и магнитной системы статора и моменты коммутации также будут определяться с ошибкой.

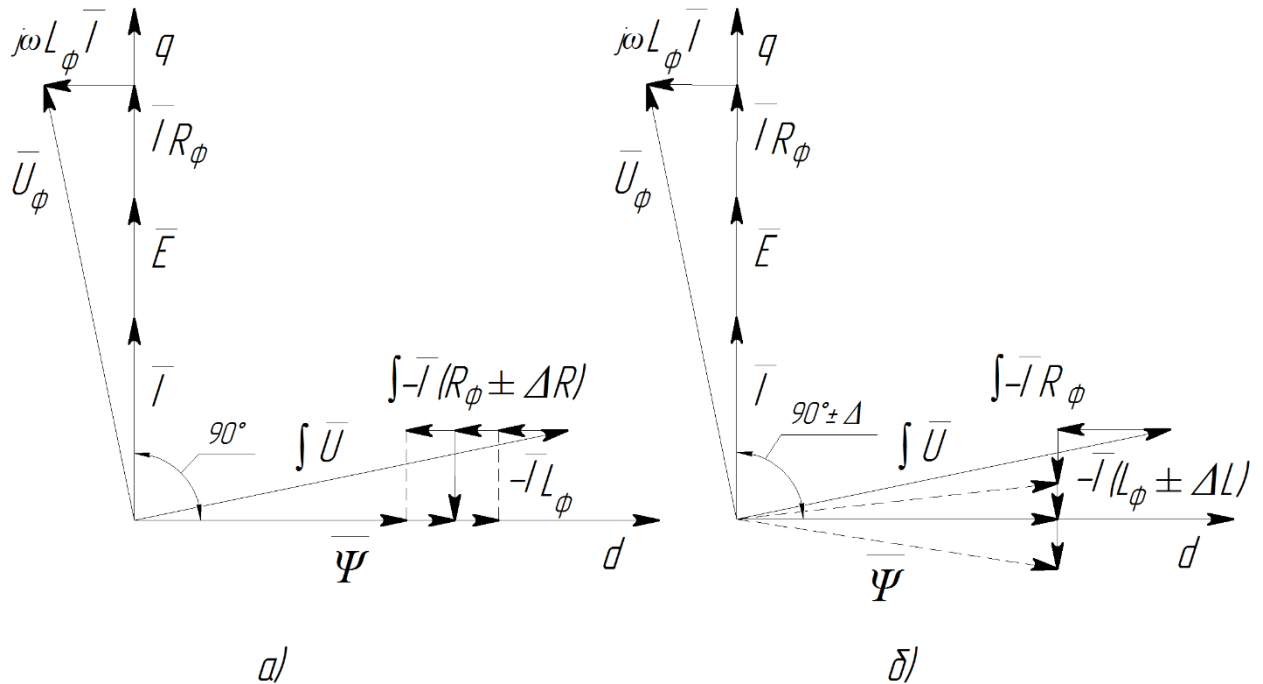
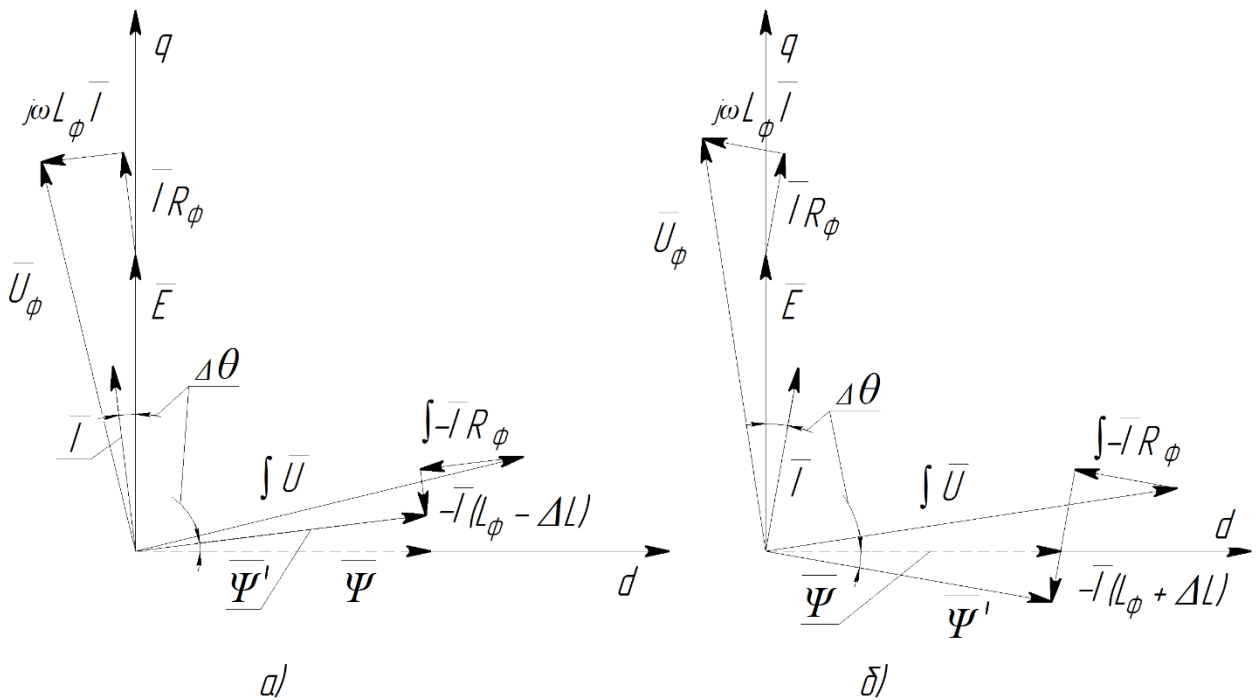


Рисунок 2.20 – Положение вектора потокосцепления при вариациях заданных величин сопротивления и индуктивности фазы.

На Рисунке 2.20 б) показан случай, когда в ту или иную сторону варьируется значение индуктивности фазы, используемое при вычислении. Ошибка в индуктивности гораздо серьезнее сказывается на результате. В этом случае неправильно определяется фаза сигнала потокосцепления. Она либо отстает от своего реального положения (при большем значении индуктивности), либо опережает его (при меньшем значении). Это оказывает существенное влияние на определение моментов коммутации. Коммутация начинает осуществляться либо с запаздыванием, либо с опережением и это непосредственно влияет на относительное положение векторов тока и противо-ЭДС. Это отражается на эффективности использования электродвигателя, так как, согласно [23], условием

максимального полезного момента является обеспечение нулевого фазового сдвига между этими величинами.

В случае, когда вычисленный вектор потокосцепления фазы опережает реальный (расчетная индуктивность меньше, чем истинная) на угол $\Delta\theta$, то вектор тока опережает вектор противо-ЭДС на тот же угол. Этот случай показан на Рисунке 2.21 а).



$\bar{\Psi}'$ - вычисленный вектор потокосцепления фазы; $\bar{\Psi}$ - реальный вектор потокосцепления фазы.

Рисунок 2.21 – Влияние вариаций расчетной индуктивности фазы на фазовый угол между током и противо-ЭДС.

На Рисунке 2.21 б) вычисленный вектор потокосцепления отстает от реального на угол $\Delta\theta$. Моменты коммутации транзисторов определяются с запаздыванием. Это приводит к отставанию вектора тока фазы от ее противо-ЭДС. В обоих случаях угол $\Delta\theta$ определяется выражением:

$$\Delta\theta = \arcsin\left(\frac{I \cdot \Delta L}{\Psi}\right), \quad (2.39)$$

где I – амплитуда первой гармоники тока фазы;

ΔL – ошибка значения индуктивности фазы, используемой в вычислениях;

Ψ – амплитуда первой гармоники реального потокосцепления фазы.

По формуле (2.39) был построен график зависимости $\Delta\theta$ от среднего значения тока фазы, приведенный на Рисунке 2.22. ΔL при этом полагалась равной 15% от значения индуктивности фазы, приведенного в Таблице 2.1. Таким образом, рассмотрен наихудший случай. Также на Рисунке 2.22 приведена экспериментально определенная зависимость $\Delta\theta$. Результаты эксперимента с большой точностью (порядка 7%) повторяют аналитическую зависимость.

Кроме рассмотренного параметра ΔL , на точность разработанного метода влияют ошибки измерения тока и напряжения фазы. Однако оценить их влияние можно только в случае конкретной реализации, так как они зависят от способов измерения, характеристик применяемых датчиков и общего качества измерительной системы.

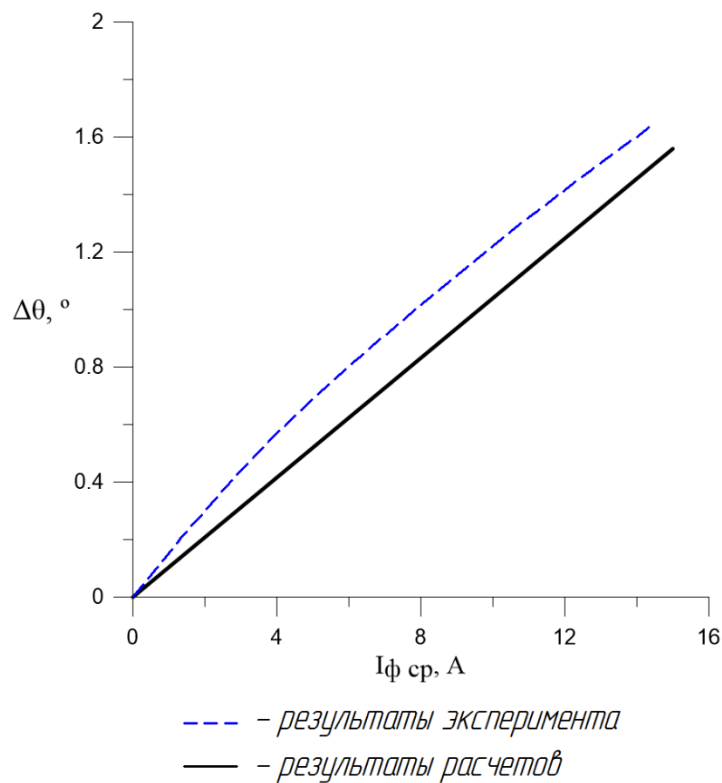


Рисунок 2.22 – Зависимость ошибки определения моментов коммутации от среднего значения тока фазы при использовании вычислителя потокосцеплений.

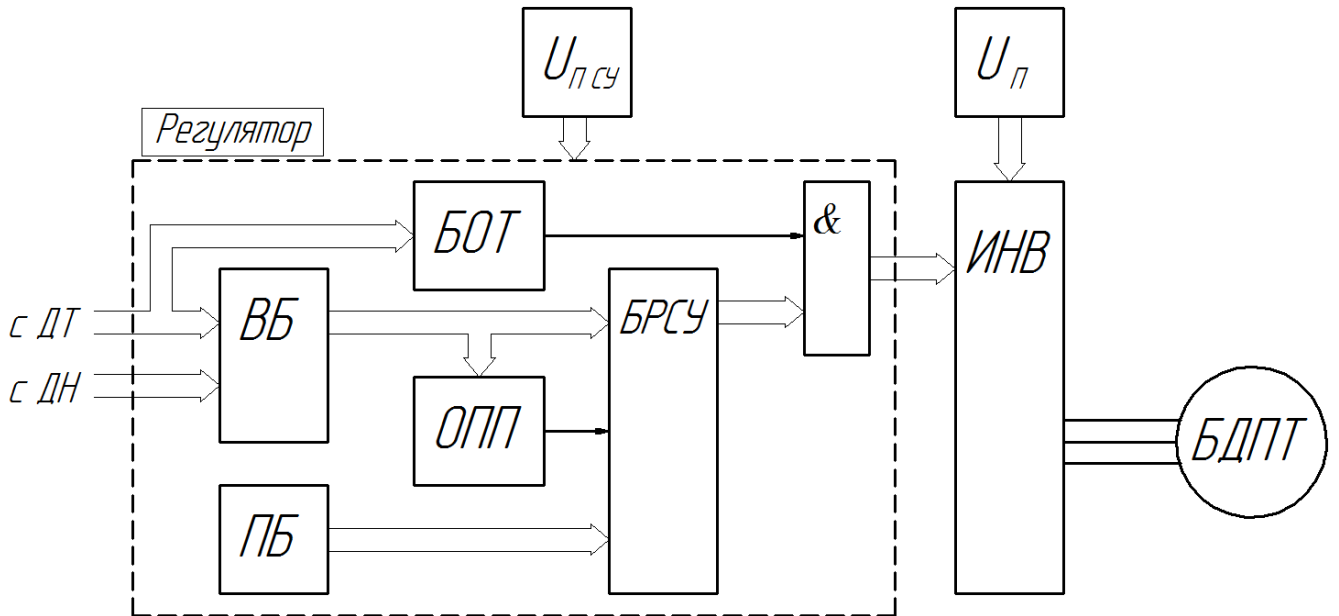
2.5. Выбор рациональной структуры транзисторного регулятора БДПТ для решения поставленной задачи

При выборе рациональной структуры регулятора БДПТ критериями являются: надежность системы, ее эффективность, точность регулирования и объем вычислений, необходимых для реализации алгоритма управления, а также условия функционирования (решаемая приводом задача). Все эти критерии взаимосвязаны, и попытка улучшить один из параметров системы может существенно ухудшить остальные.

Для улучшения быстродействия предложено комбинировать аналоговую и цифровую схемотехнику. Такой подход позволяет использовать последние успехи в области промышленных микроконтроллеров и решении ими задач управления различными типами электродвигателей. Современные цифровые сигнальные контроллеры (DSC) имеют в своем составе функционально-завершенные модули управления драйверами силовых инверторов (многоканальные генераторы ШИМ) и имеют развитую периферию, содержащую программируемые порты ввода-вывода, АЦП, ЦАП, компараторы, регистраторы событий, модули интерфейсов и т.д. Частоты, на которых работают эти микроконтроллеры, достигают 400 МГц [83]. Однако, несмотря на столь большие ресурсы, для достижения максимального быстродействия системы, влияющего как на ее эффективность, так и на точность управления, необходимо использовать для решения ряда задач классическую аналоговую схемотехнику.

На Рисунке 2.23 показана структурная схема регулятора БДПТ реализующего разработанный метод. Измеряемые величины потенциалов фаз относительно общей точки источника питания – $\varphi_A, \varphi_B, \varphi_C$ и токи фаз – i_A, i_B, i_C поступают в ВБ с соответствующих датчиков. Токи также транслируются в БОТ. БРСУ осуществляет формирование импульсов управления ключами инвертора по сигналам с ПБ или ВБ в соответствии с реализуемым законом коммутации. ПБ необходим для осуществления пуска двигателя из состояния покоя, когда информация о положении ротора отсутствует. При достижении двигателем некоторой пороговой

частоты вращения, ОПП формирует сигнал на переход к режиму самокоммутации по информации с ВБ. БОТ предназначен для осуществления токоограничения при пуске двигателя, при работе под нагрузкой, а также защиту от токов короткого замыкания при аварии.



ВБ – вычислительный блок; ПБ – пусковой блок; БОТ – блок ограничения тока; ОПП – определитель параметра переключения; БРСУ – блок распределения сигналов управления; ИНВ – инвертор напряжения; $U_{псу}$ – источник питания системы управления; $U_{п}$ – источник питания инвертора; ДТ – датчики тока; ДН – датчики напряжения.

Рисунок 2.23. Структурная схема бездатчикового регулятора БДПТ на базе вычислителя потокосцеплений.

Выводы

1. В соответствии с фундаментальными законами в области электромеханического преобразования энергии, показана принципиальная возможность бездатчикового определения положения ротора БДПТ и, соответственно, моментов коммутации фаз для создания электромагнитного момента на базе вычисленных потокосцеплений фаз.

2. Предложенный способ вычисления фазных напряжений позволяет находить их значение в обмотке якоря, соединенной по схеме «звезда» без вывода средней точки.

3. Обосновано применение аperiодического звена в качестве псевдоинтегратора для вычисления потокосцеплений фаз.

4. Введенный частотный корректирующий коэффициент позволяет вычислять псевдо-ЭДС фаз на низких частотах вращения с использованием аperiодического звена в качестве интегратора.

5. Проанализировано влияние вариации параметров обмотки статора на точность определения моментов коммутации. В соответствии с полученными характеристиками, способ вычисления псевдо-ЭДС с использованием дифференциального звена дает ошибку на порядок больше, чем способ с использованием псевдоинтегратора.

6. Разработана структура регулятора на базе вычислителя потокосцеплений для управления БДПТ с ПМ.

ГЛАВА 3. КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ БЛОКОВ РЕГУЛЯТОРА БДПТ

3.1. Модель БДПТ в PSpice Schematics.

На Рисунке 3.1 приведена модель инвертора и двигателя, используемая в данной работе. Она состоит из следующих компонентов.

Силовые ключи трехфазного инвертора моделируются с помощью идеальных ключей SAh, SAi, SBh, SBi, SCh, SCi с пороговым напряжением включения – 4В. Их использование вместо моделей транзисторов позволяет уйти от проблемы управления верхними ключами стоек, так как они позволяют осуществлять его относительно общей точки. По сути идеальные ключи в данном случае объединяют в себе два устройства: драйвер силового транзистора и сам транзистор. Однако следует сказать, что защитные функции драйвера, такие как формирование защитных задержек включения (так называемые «dead times») и блокировка возможности одновременного включения обоих транзисторов стойки, они не обеспечивают. Отсутствие какой-либо задержки при включении не сильно сказывается на достоверности моделирования, так как частота коммутации в разрабатываемой системе предполагается гораздо меньше, чем максимально возможная для обычных современных полевых транзисторов, время включения которых составляет порядка 80 нс (для транзистора IRFR1205) [84].

Уп – источник напряжения питания силовой части схемы. Представляет собой идеальный источник постоянного напряжения. Диоды VD1-VD6 имитируют реальные защитные диоды силовых ключей. Точки съема сигнала Fi_A, Fi_B, Fi_C и Fi_N используются для получения необходимой для вычисления информации – токов и напряжений фаз. EA, EB, EC – источники напряжения, управляемые напряжением. Они используются для имитации противо-ЭДС фаз. На их управляющий вход поступает напряжение, изменяющееся по синусоидальному закону в зависимости от угла поворота ротора, и амплитуда которого зависит от частоты вращения двигателя в соответствии с формулой:

$$E_m = K_e \Omega, \quad (3.1)$$

где K_e – коэффициент пропорциональности между противо-ЭДС и частотой вращения для БДПТ с ПМ на роторе (постоянная противо-ЭДС).

K_e может быть определен согласно следующему выражению [23]:

$$K_e = k_o p w \Phi_\delta, \quad (3.2)$$

где k_o – обмоточный коэффициент;

p – число пар полюсов;

w – число витков фазы;

Φ_δ – магнитный поток в рабочем зазоре.

Эту константу можно определить экспериментально для конкретного электродвигателя. Блоки, задающие сигналы противо-ЭДС показаны на Рисунке 3.2.

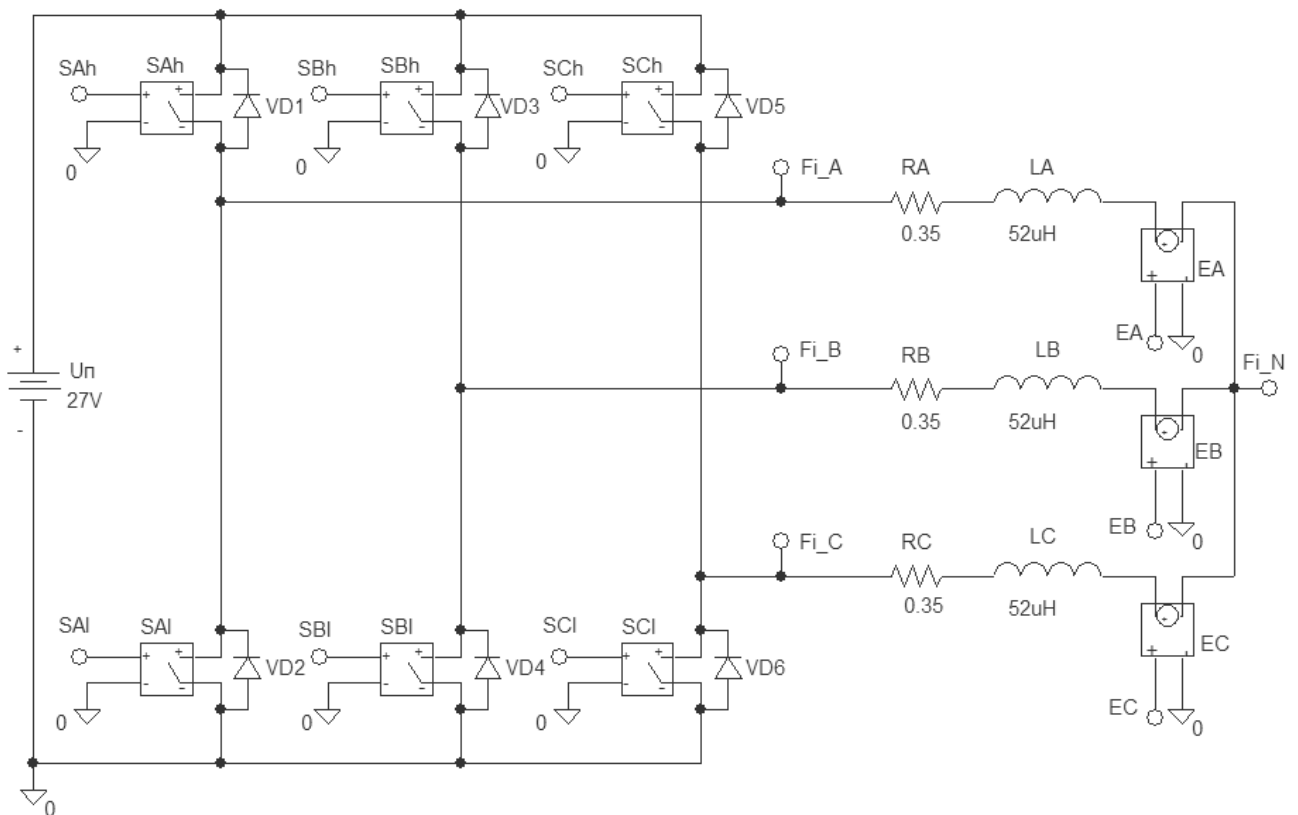


Рисунок 3.1 – Модель инвертора и фаз двигателя в OrCad Schematics.

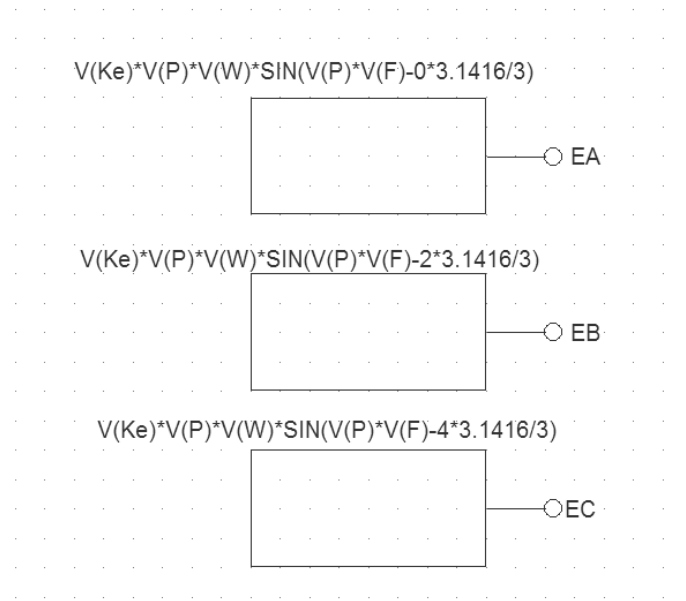


Рисунок 3.2 – Модель противо-ЭДС фаз в OrCad Schematics.

Адекватность данной модели подтверждается использованием ее в ряде отечественных и зарубежных статей, например, в [41,68,77].

Электромеханическая часть двигателя моделируется схемой, представленной на Рисунке 3.3. Согласно [23] амплитуду активного момента, создаваемого фазой электродвигателя можно записать следующим образом:

$$M_m = K_m I_{\phi}, \quad (3.3)$$

причем $K_m = K_e$ в формуле (3.1). Это равенство справедливо для двигателей малой мощности (до 100 Вт).

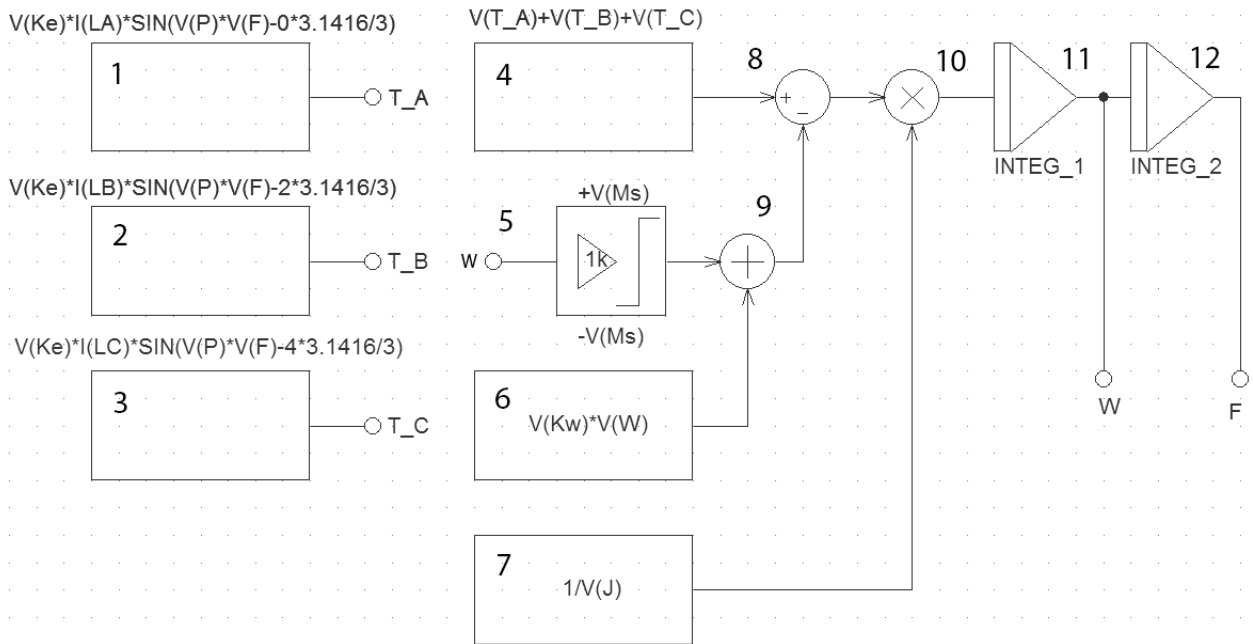


Рисунок 3.3 – Модель электромеханической подсистемы БДПТ в OrCad Schematics.

Блоки 1,2,3 вычисляют электромагнитный момент трех фаз, сдвинутых в пространстве на 120 электрических градусов, изменяющихся по синусоидальному закону в зависимости от положения ротора (в соответствии с принятым положением об исследовании первых гармоник сигналов) и с амплитудой, вычисляемой по формуле (3.3). $V(K_e)$ – константа, соответствующая (3.2); $I(LA)$ – ток в индуктивности фазы (ток фазы); $V(P)$ – константа, соответствующая количеству пар полюсов якоря; $V(F)$ – текущий угол поворота ротора. Блок 4 суммирует полученные активные моменты фаз. Блок 5 имитирует действие момента сухого трения. Знак выходного сигнала этого блока зависит от направления вращения, величина – постоянна. Он используется для моделирования режима холостого хода, когда момент сопротивления создается только трением в подшипниках. Трением ротора о воздух можно пренебречь в связи тем, что он имеет гладкую поверхность и малый диаметр. Блок 6 имитирует действие полезного момента нагрузки. В данном случае имитируется момент вязкого трения. Его величина зависит от скорости вращения (компонента $V(W)$) и константы

вязкого трения ($V(Kw)$). Блок 7 имеет на выходе уровень сигнала, соответствующий величине, обратной к моменту инерции привода. Остальные блоки представляют собой алгебраические операции суммирования, вычитания, умножения и интегрирования сигналов, приходящих на их входы. Вся электромеханическая подсистема решает в реальном времени дифференциальное уравнение равновесия моментов:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = M_a - M_n, \quad (3.4)$$

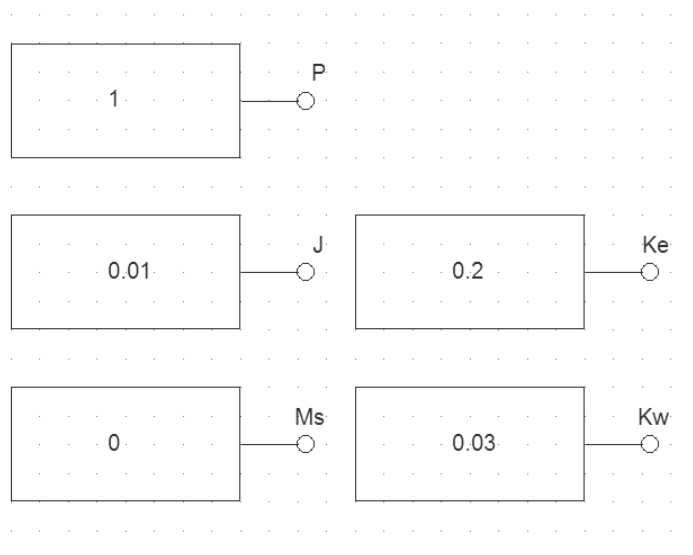
где момент нагрузки состоит из двух компонент (сухого трения и вязкого трения):

$$M_n = M_{ct} + M_{vt} \quad (3.5)$$

Момент вязкого трения отражает действие полезной нагрузки и может быть заменен любым другим воздействием. Начальный угол поворота ротора при старте моделирования задается начальным условием интегратора INTEG_2, а начальная скорость – начальным условием INTEG_1. По умолчанию они равны нулю. Блоки, задающие константы моделирования, представлены на Рисунке 3.4.

Таким образом, как и в реальном двигателе, активный момент создается в результате взаимодействия магнитного поля постоянного магнита (учитывается в коэффициенте K_e) с токами статора. При этом ток статора зависит от сопротивления и индуктивности обмотки, действия противо-ЭДС и возникает в результате коммутации силовых ключей инвертора.

В Таблице 3.1 представлены параметры БДПТ Рэстар-03, который производится ООО «РЭЛМА-СТАРТ» для электропривода медицинского назначения. Эти параметры использовались при моделировании разработанной системы. Данный БДПТ относится к классу двигателей малой мощности. Его особенностью, влияющей на переходные процессы, является малый момент инерции.



P – количество пар полюсов; J – момент инерции; M_s – момент сухого трения; K_e – электромеханическая постоянная электродвигателя; K_w – коэффициент вязкого трения (все значения даны для примера).

Рисунок 3.4 – Константы моделирования.

Таблица 3.1.

Параметры БДПТ РЭСТАР-03.

Параметр	Значение
Мощность, Вт	80
Максимальный продолжительный ток фазы, А	3
Максимальный пусковой ток, А	15
Количество пар полюсов ПМ	2
Потокосцепление фазы якоря, Вб	0,0043

Таблица 3.1 (окончание)

Индуктивность фазы, мкГн	52
Активное сопротивление фазы, Ом	0,35
Момент инерции ротора, кг·м ²	0,0000001
Масса, кг	0,135

3.2. Пуск двигателя

3.2.1. Основные вопросы и особенности.

Пуск БДПТ без датчиков положения ротора представляет собой стандартную проблему [63]. В состоянии покоя, когда ротор не вращается и через фазы статора не протекает электрический ток, отсутствует информация, позволяющая начать корректную коммутацию. Проблема осложняется, если заранее неизвестен характер нагрузки на валу.

Самым распространенным решением задачи пуска БДПТ является применение частотного пуска при разомкнутой петле обратной связи. Силовые ключи инвертора при этом коммутируются в соответствии с выбранным направлением вращения. Частота импульсов запуска должна возрастать постепенно. При этом закон, по которому меняется частота, зависит от параметров электродвигателя и характера нагрузки. Напряжение питания также должно возрастать постепенно в соответствии с частотой. Часто в публикациях говорится о том, что перед тем, как подавать на ключи инвертора необходимую для запуска последовательность импульсов, требуется выставить ротор в некое начальное положение. В указанных выше публикациях для этого предлагается подключить к источнику питания определенные фазы (при этом ограничивая ток) и вал двигателя установится определенным образом. Однако, как показал опыт разработки

бездатчиковых приводов ООО «РЭЛМА-СТАРТ», в этой процедуре нет необходимости. Пуск БДПТ Рэстар-03 осуществляется на холостом ходу, причем начальная частота коммутации фаз соответствует частоте вращения ротора 300 мин⁻¹. За счет малого момента инерции, двигатель за очень небольшое время входит в синхронизм. Переключение на работу по сигналам измеряемых противо-ЭДС происходит на частоте порядка 700 мин⁻¹. При этом не возникает проблем, связанных с тем, что ротор начинает вращаться в противоположном направлении. Пуск под нагрузкой на практике на данный момент не осуществлен. Поэтому представляется важной задача исследования этого режима посредством компьютерного моделирования.

3.2.2. Модель аналогового пускового генератора БДПТ в PSpice Schematics.

Для сравнения вычисленных сигналов с целью определения моментов коммутации фаз используется схема на базе компараторов, которая будет описана далее. Для упрощения логики функционирования модели эта же схема используется для создания последовательности управляющих импульсов при пуске. При этом на ее входы подается три гармонических сигнала, сдвинутых на 120 электрических градусов, частота которых растет по определенному закону, который можно изменять. Генерация таких сигналов и должна обеспечиваться пусковым блоком модели.

На Рисунке 3.5 представлена функциональная модель пускового блока БДПТ в PSpice Schematics. Выходные переменные START_A, START_B, START_C представляют собой три синусоидальных сигнала, которые имеют следующую функциональную зависимость:

$$START_X = A \sin(V(FREQ) \cdot TIME + \varphi), \quad (3.6)$$

где X – обозначение фазы (A,B,C);

A – значение амплитуды сигнала;

V(FREQ) – угловая частота сигнала;

TIME – время; φ – фаза сигнала.

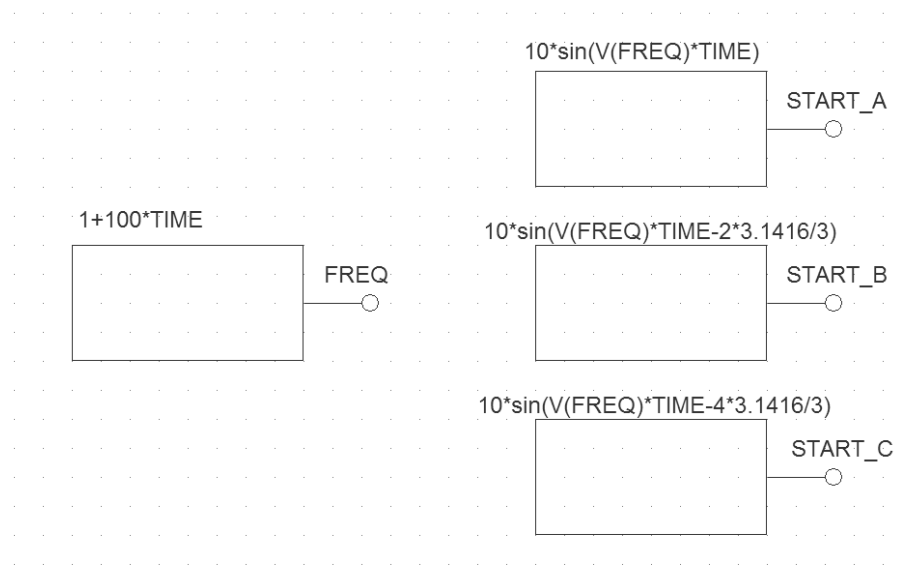


Рисунок 3.5 – Функциональная модель ПБ БДПТ в PSpice Schematics.

Для переменной $V(FREQ)$ можно задавать любую функциональную зависимость от времени. В данном случае она меняется линейно по закону $V(FREQ) = 1 + 100 \cdot \text{TIME}$. Результат моделирования работы пускового блока представлен на Рисунке 3.6 и представляет собой три синусоидальных сигнала амплитудой 10В, сдвинутых на 120° друг относительно друга.

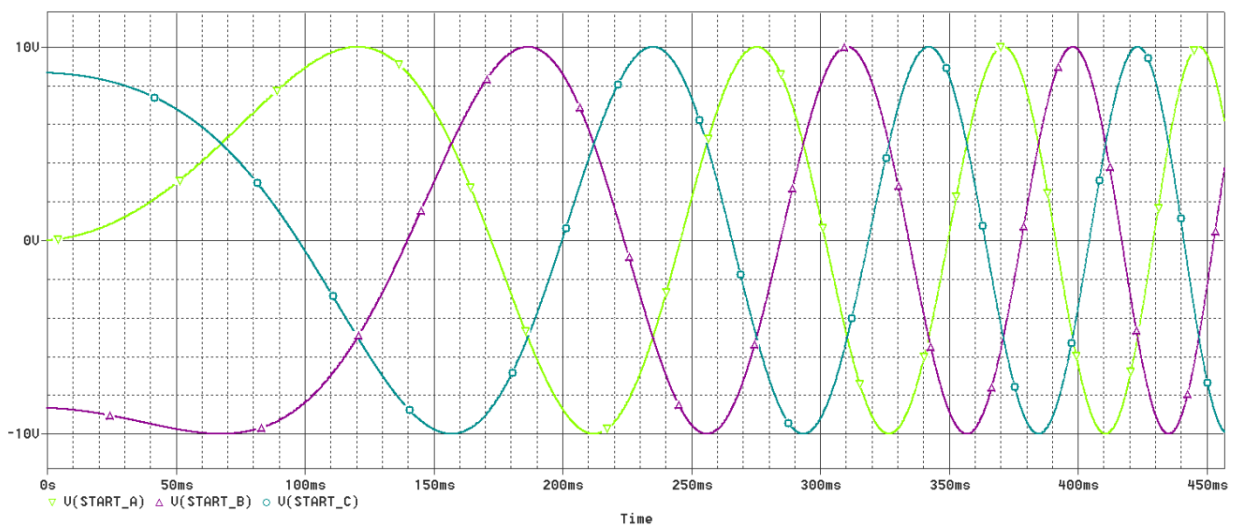
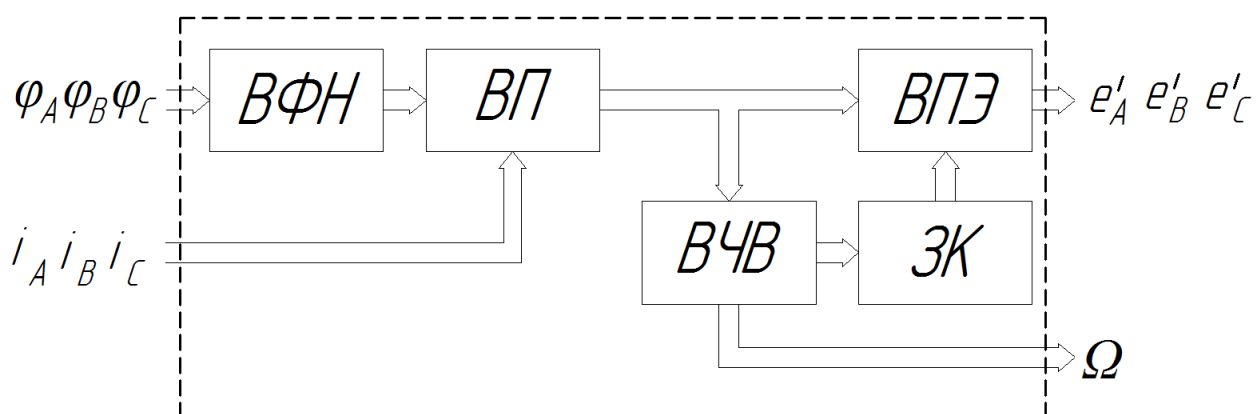


Рисунок 3.6 – Результат моделирования ПБ.

3.3. Вычислительный блок

ВБ предназначен для выполнения алгебраических операций с измеряемыми параметрами для вычисления сигналов, необходимых для определения моментов коммутации фаз БДПТ, а также частоты вращения ротора. Структурная схема ВБ представлена на Рисунке 3.7.



ВФН – вычислитель фазных напряжений; ВП – вычислитель потокосцеплений;
 ВЧВ – вычислитель частоты вращения; ЗК – звено коррекции; ВПЭ –
 вычислитель псевдо-ЭДС.

Рисунок 3.7 – Структурная схема ВБ.

На входы ВФН поступают сигналы с датчиков напряжения. Они несут информацию о потенциалах фаз относительно общей точки регулятора. На основе этих данных вычисляются фазные напряжения (см. п. 2.3.1). ВП на основе полученных значений фазных напряжений и измеренных токов фаз вычисляет потокосцепления фаз (см. п. 2.3.3). Эти сигналы поступают на входы ВЧВ и ВПЭ. Результатом работы ВЧВ является текущее значение частоты вращения вала, которое используется в системе управления для реализации управления двигателем и ЗК, которое вычисляет корректирующий коэффициент k_ω (см. п. 2.3.3). ВПЭ, используя значения вычисленных потокосцеплений и корректирующего коэффициента, находит фазные псевдо-ЭДС e'_A, e'_B, e'_C , которые необходимы для определения моментов коммутации.

3.3.1. Вычислитель фазных напряжений.

На Рисунке 3.8 представлена функциональная схема ВФН фазы А в OrCad Schematics. Она представляет собой три одинаковых математических блока, вычисляющих фазные напряжения (сигналы UAA, UBB и UCC) в соответствии с системой уравнений (2.17). Так для фазы А:

$$u_A = \frac{2\varphi_A - \varphi_B - \varphi_C}{3} \quad (3.7)$$

Переменные Fi_A, Fi_B, Fi_C – измеряемые потенциалы фаз относительно общей точки источника питания.

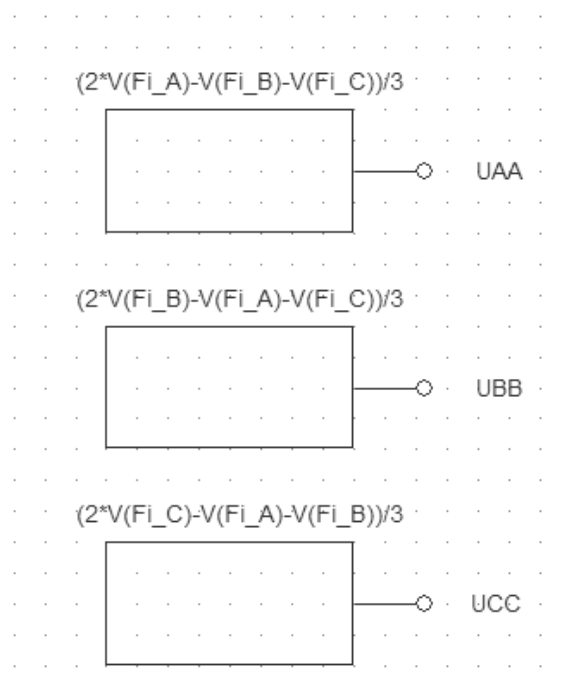
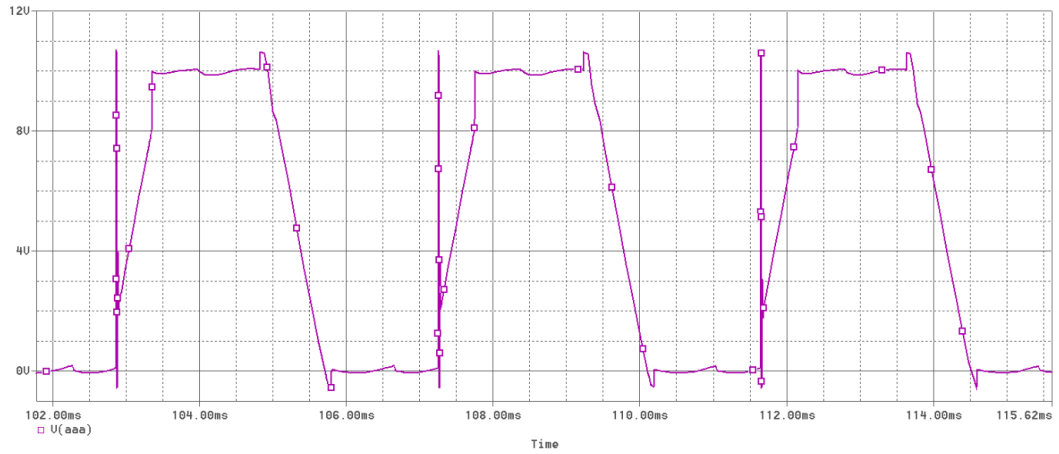
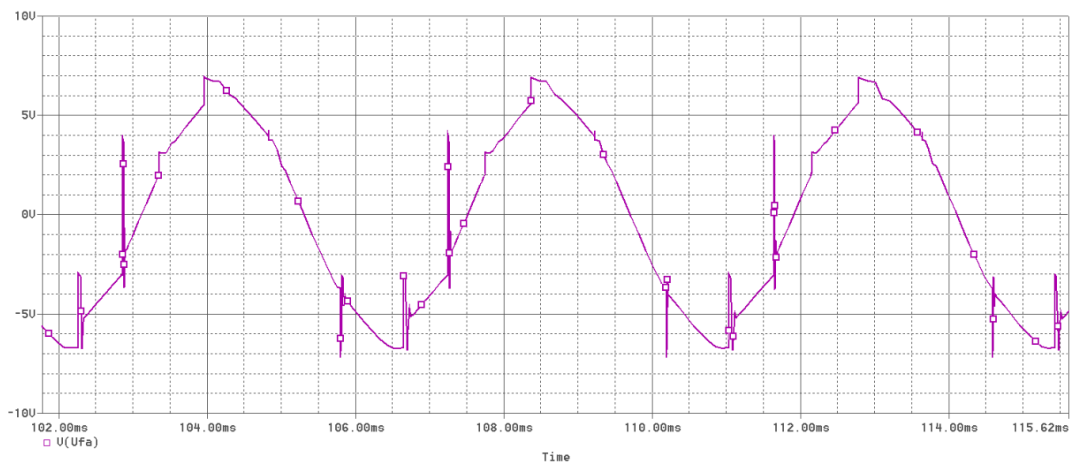


Рисунок 3.8 – Функциональная модель ВФН в OrCad Schematics.

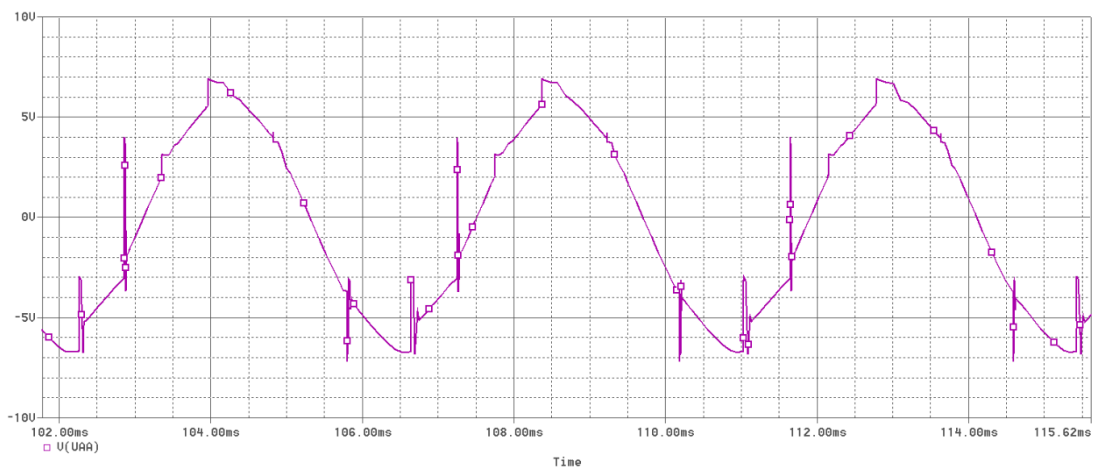
На Рисунке 3.9 представлены результаты моделирования ВФН. Видно, что форма вычисленного фазного напряжения фазы А полностью соответствует реальному.



а)



б)



в)

а) изменение потенциала фазы А относительно общей точки. б) «реальное» фазное напряжение; в) вычисленное фазное напряжение.

Рисунок 3.9 – Результаты моделирования ВФН фазы А.

3.3.2. Вычислитель потокосцеплений.

На Рисунке 3.10 представлена функциональная модель вычислителя потокосцепления фазы А в OrCad Schematics, соответствующая формуле (2.24).

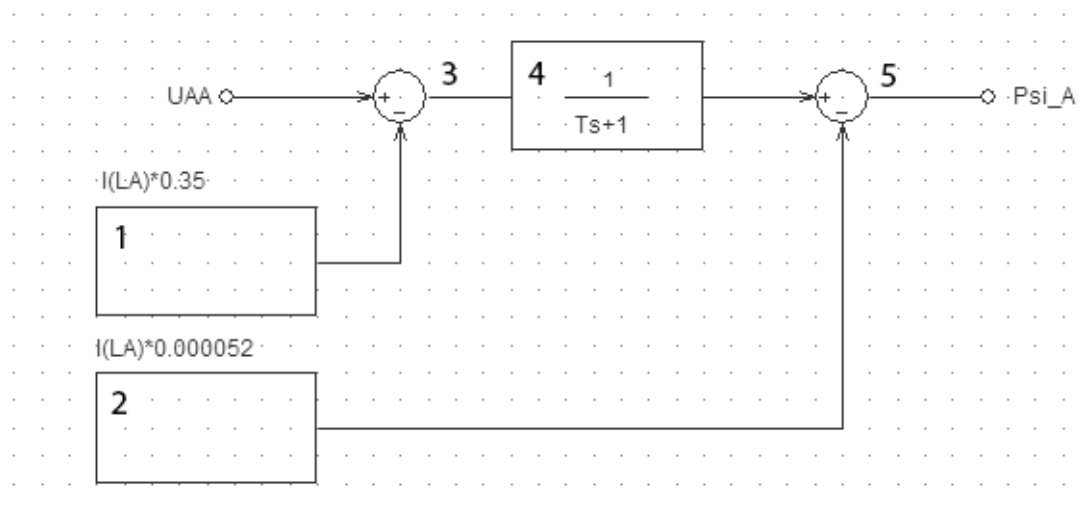


Рисунок 3.10 – Функциональная модель ВП в OrCad Schematics.

Фазное напряжение U_{AA} , полученное с помощью ВФН, подается на положительный вход сумматора 3. На отрицательный вход подается напряжение, соответствующее мгновенному току фазы $I(LA)$, умноженному на ее сопротивление (0.35 Ом). Операцию умножения выполняет математический блок 1. Такой же блок 2 на выходе имеет сигнал, равный произведению мгновенного значения тока фазы $I(LA)$ на ее индуктивность (52 мкГн). Результирующий сигнал сумматора 3 подается на блок 4, представляющий собой апериодическое звено и используемое в качестве псевдоинтегратора. Сумматор 5 имеет на своем выходе напряжение, соответствующее мгновенному значению потокосцепления фазы А.

На Рисунке 3.11 представлены результаты моделирования ВП при следующих параметрах. Частота вращения ротора $\Omega = 1395 \text{ рад}\cdot\text{с}^{-1}$; постоянная времени псевдоинтегратора $T = 10 \text{ рад}\cdot\text{с}^{-1}$. На рисунке представлены две осциллограммы: верхняя – реальной противо-ЭДС фазы А и нижняя – вычисленного потокосцепления той же фазы. Видно, что противо-ЭДС опережает

потокосцепление равно на $\pi/2$. Это подтверждает правильность работы данного блока.

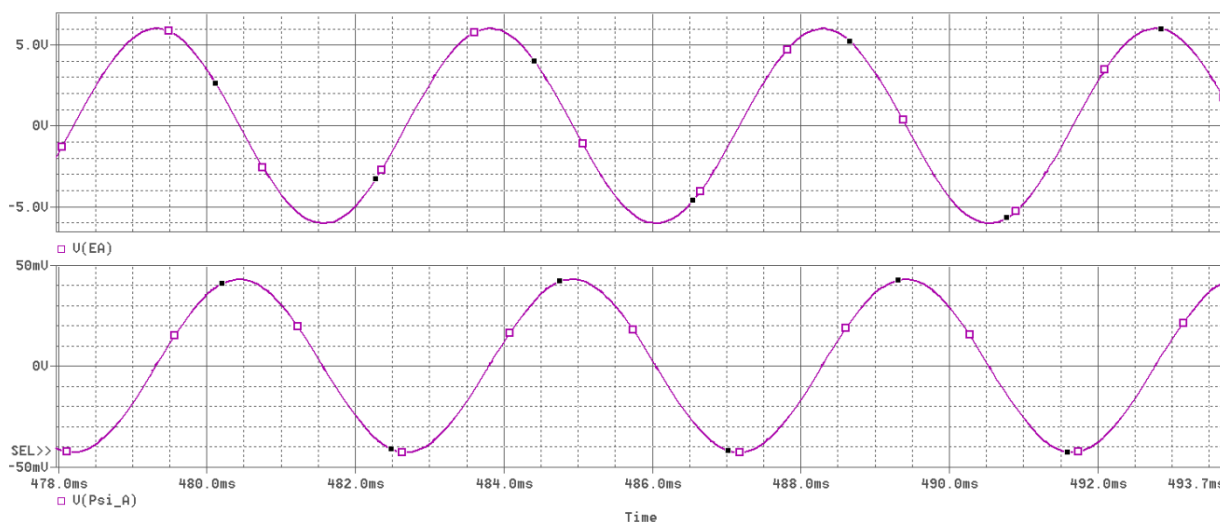


Рисунок 3.11 – Результаты моделирования ВП.

3.3.3. Вычислитель частоты вращения.

Амплитуда вычисленных потокосцеплений фаз информации о частоте вращения не содержит, так как она ограничена определенным значением (см. п. 2.3.2). Также невозможно получить необходимую нам информацию путем анализа измеряемых напряжений и токов. Поэтому необходимо определять этот важный для работы системы параметр другим способом.

Автором предложено получать текущее значение частоты вращения с помощью уже имеющейся информации с блока ВП. Принцип действия ВЧВ следующий. Синусоидальный сигнал потокосцеплений фазы преобразуется в последовательность импульсов, частота следования которых однозначно связана с частотой вращения, как показано на Рисунке 3.12.

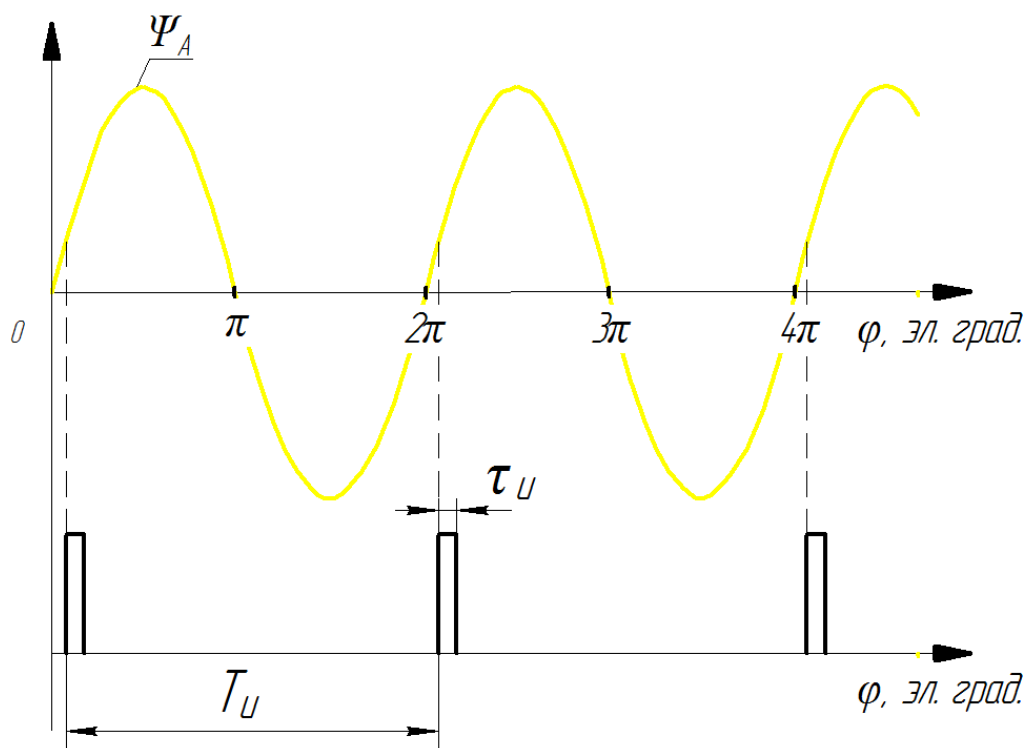


Рисунок 3.12 – К определению частоты вращения.

Далее суммируем полученные последовательности от трех фаз. Если эти импульсы подать на ФНЧ, то можно получить сигнал, пропорциональный частоте вращения. Если использовать микропроцессорные средства, то, подсчитывая количество импульсов в единицу времени, можно вычислять искомую величину по формуле:

$$\Omega = \frac{2\pi}{3pT_u}, \quad (3.8)$$

где p – количество пар полюсов;

T_u – период следования импульсов одной фазы.

Таким образом, происходит имитация импульсного датчика угловой частоты вращения.

Функциональная схема аналогового ВЧВ представлена на Рисунке 3.13. Сигналы потокосцеплений фаз подаются на входы компараторов (блоки 1,2,3). Полученные прямоугольные сигналы подаются на блоки сужения импульсов

(элементы 4,5,6). Эти блоки уменьшают длительность импульса до определенного значения $\tau_{и}$, которое зависит от максимальной частоты вращения двигателя. Значение $\tau_{и}$ постоянно во всем рабочем диапазоне частот. Сумматор 7 складывает полученные импульсы в единую последовательность. Таким образом один оборот соответствует трем импульсам. Если найти среднее значение напряжения такого сигнала за один оборот, то получим следующее выражение:

$$\langle U \rangle = \frac{3pU_{и}\tau_{и}}{2\pi} \Omega, \quad (3.9)$$

где p – количество пар полюсов ротора;

$U_{и}$ – величина амплитуды импульсов (В);

Ω – частота вращения ротора ($\text{рад} \cdot \text{с}^{-1}$).

Как видно из формулы, $\langle U \rangle$ линейно зависит от частоты вращения и, таким образом может быть использовано для ее определения. Если определять $\langle U \rangle$ с помощью ФНЧ (блок 8), то необходимо учесть то, что ФНЧ, начиная с частоты, соответствующей его $\omega_{\text{ср}}$, ограничивает уровень выходного сигнала. Поэтому необходимо обеспечить частоту среза ФНЧ больше, чем максимальная частота вращения двигателя.

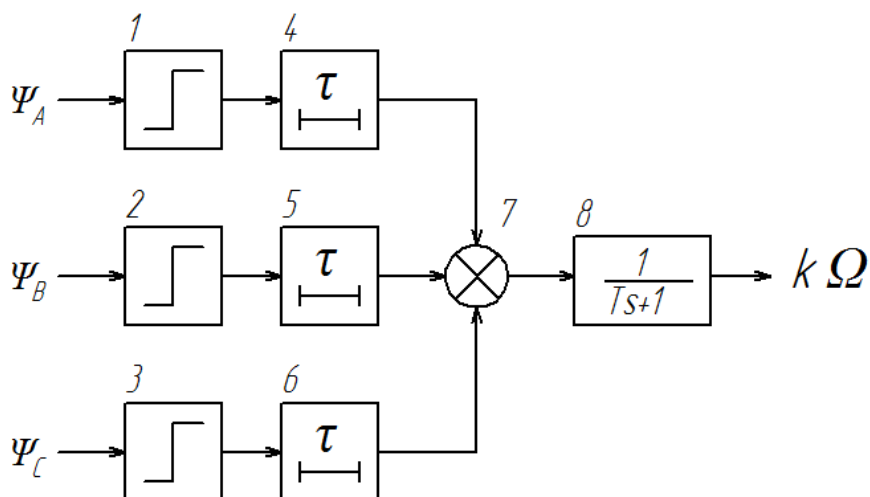


Рисунок 3.13 – Функциональная схема вычислителя частоты вращения.

Однако, при определении частоты вращения БДПТ на низких частотах с помощью предложенного способа, возникают проблемы. Вследствие того, что импульсы следуют редко, значение напряжения на выходе ФНЧ будет колебаться. Это будет приводить к ошибке в определении корректирующего коэффициента, псевдо-ЭДС фаз и, как следствие, моментов коммутации. В связи с этим предложено применить схему 18-пульсного выпрямления переменного напряжения для увеличения количества импульсов в единицу времени. Путем традиционного для выпрямительной техники размножения фаз, из трехфазной системы сигналов псевдо-ЭДС создается 18-фазная система. Далее она обрабатывалась в соответствии с предложенной функциональной схемой и за один оборот ротора формировалось 18 импульсов вместо 6. Это позволило решить проблему вычисления частоты вращения БДПТ на низких частотах.

При моделировании БДПТ с разрабатываемым принципом бездатчикового управления в PSpice 9.2 ВЧВ не требуется. Частота вращения является одной из вычисляемых переменных при решении электромеханической подсистемы уравнений БДПТ. Структурная модель, имитирующая данную подсистему БДПТ была описана в п. 3.1. Сигнал, соответствующий частоте вращения можно непосредственно использовать для анализа поведения системы, а также для дополнительных вычислений.

3.3.4. Звено коррекции.

Данный элемент ВБ необходим для обеспечения точности определения псевдо-ЭДС по вычисленным с помощью апериодического звена потокосцеплениям. ЗК вычисляет корректирующий коэффициент k_{ω} , зависящий от частоты по следующему закону:

$$k_{\omega} = \frac{\sin\left(-\frac{\pi}{3} - \operatorname{arctg}(\Omega \cdot T_a)\right)}{\sin\left(\frac{2\pi}{3} - \operatorname{arctg}(\Omega \cdot T_a)\right)}, \quad (3.10)$$

где Ω – частота вращения ротора;

T_a – постоянная времени аperiodического звена (псевдоинтегратора).

На Рисунке 3.10 представлена модель ЗК в OrCad Schematics. Вычисление k_ω реализовано с помощью математических блоков 1 и 2. Сначала вычисляется угол опережения аperiodическим звеном чистого интегратора α (см. п. 2.4.3, формула (2.43)). Сигнал, соответствующий этому углу назван ALFA. Блоком 2 вычисляется сам корректирующий коэффициент, названный в модели k_f .

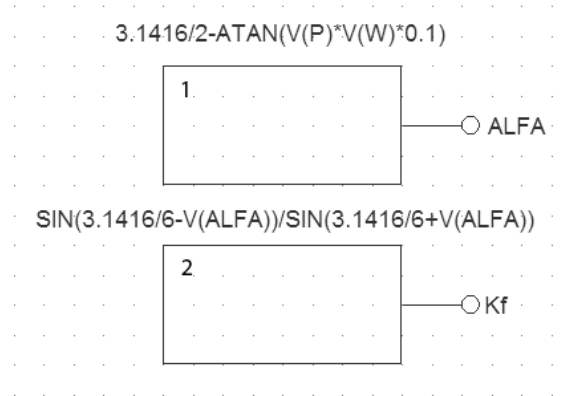


Рисунок 3.14 – Модель ЗК в OrCad Schematic.

На Рисунке 3.15 представлены результаты моделирования корректирующего звена при $T_a = 0,1$ с. Верхний график – угловая частота (рад/с), нижний график – значение корректирующего коэффициента k_ω (k_f).

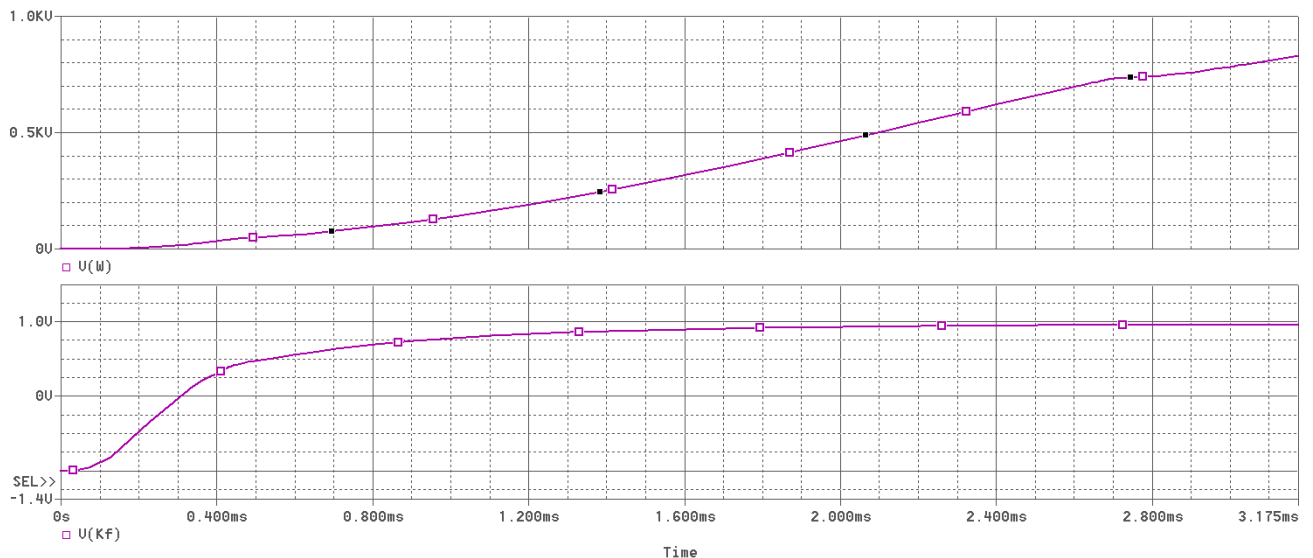


Рисунок 3.15 – Результаты моделирования ЗК.

Согласно результатам моделирования значение k_{ω} изменяется от -1 до 1 при увеличении частоты вращения двигателя, что соответствует теории.

3.3.5. Вычислитель псевдо-ЭДС.

Функциональная схема ВПЭ представлена на Рисунке 3.16. Она состоит из трех математических блоков, выполняющих вычисление псевдо-ЭДС фаз в соответствии с выражениями (2.34 – 2.36). В вычислениях используются полученные с помощью ВП значения потокосцеплений фаз (сигналы $V(\Psi_A)$, $V(\Psi_B)$, $V(\Psi_C)$) и значение корректирующего коэффициента (сигнал $V(k_f)$).

На Рисунке 3.17 приведены результаты моделирования ВПЭ при частоте вращения двигателя $\Omega = 1400 \text{ рад}\cdot\text{с}^{-1}$. На верхнем графике представлен сигнал, соответствующий реальной противо-ЭДС, а на нижнем – сигнал вычисленной псевдо-ЭДС. Рисунок 3.14 содержит те же сигналы, но полученные на частоте $\Omega = 7 \text{ рад}\cdot\text{с}^{-1}$.

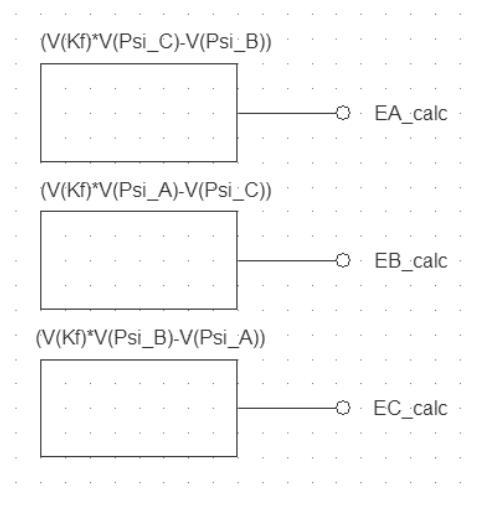


Рисунок 3.16 – Функциональная модель ВПЭ в OrCad Schematics.

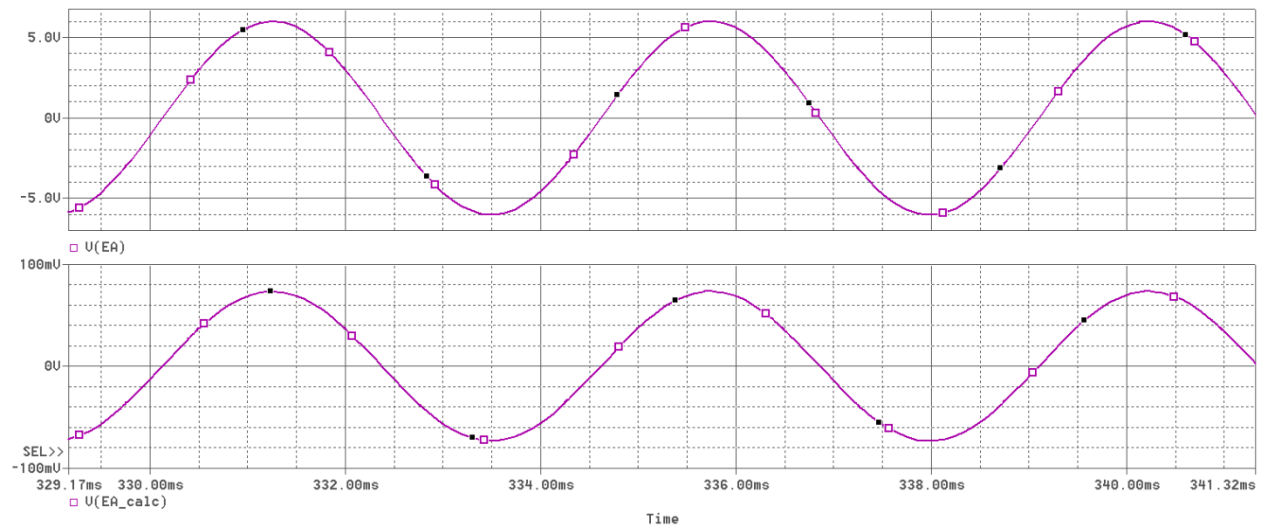


Рисунок 3.17 – Результаты моделирования ВПЭ при $\Omega = 1400 \text{ рад} \cdot \text{с}^{-1}$.

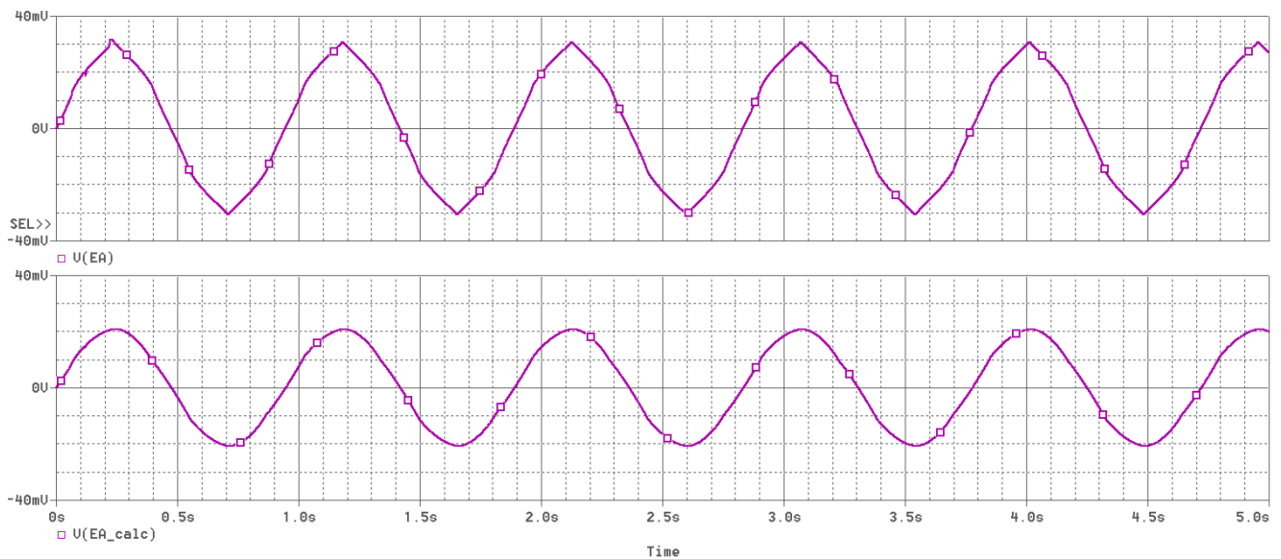


Рисунок 3.18 – Результаты моделирования ВПЭ при $\Omega = 7 \text{ рад} \cdot \text{с}^{-1}$.

Анализ графиков на Рисунках 3.13 и 3.14 показывает, что ВПЭ корректно вычисляет псевдо-ЭДС как на низких частотах вращения, которые находятся ниже частоты среза псевдоинтегратора, так и на высоких частотах. Таким образом, на основе результатов компьютерного моделирования, можно сделать вывод, что предлагаемая структура ВБ обеспечивает вычисление полезного сигнала, на основе которого предлагается определять моменты коммутации фаз БДПТ в широком диапазоне частот вращения.

3.4. Блок распределения сигналов управления

В задачи БРСУ входят:

- генерация импульсов управления силовыми ключами инвертора по сигналам с ПБ;
- генерация импульсов управления силовыми ключами инвертора по сигналам с ВБ.

На Рисунке 3.19 изображена функциональная схема устройства сравнения, определяющего интервалы открытого состояния транзисторов фазы А при 120-градусном законе коммутации. Сигналы вычисленных псевдо-ЭДС E'_A , E'_B , E'_C подаются на компараторы К1 – К4. К1 и К2 регистрируют доминирование фазы А над фазами В и С. Когда наступает такой период времени, на обоих выходах компараторов появляется сигнал высокого уровня. Элемент «И» регистрирует это событие и выдает сигнал на открытие верхнего транзистора фазы А. Когда, наоборот, значение сигнала E'_A становится меньше двух других, то сигнал высокого уровня появляется на выходе К3 и К4. Элемент «И» нижнего транзистора выдает сигнал на его открытие.

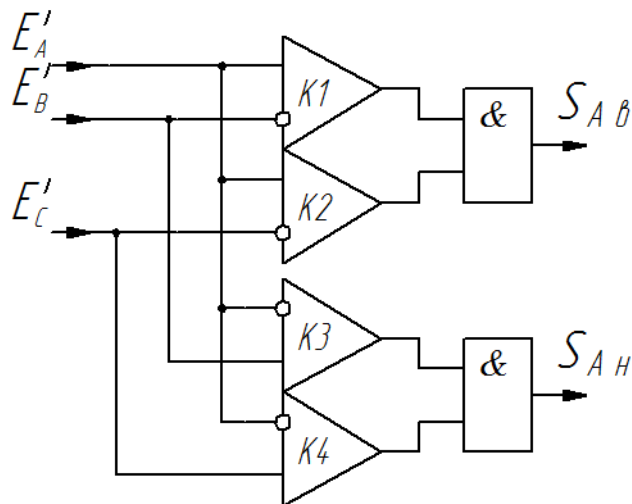
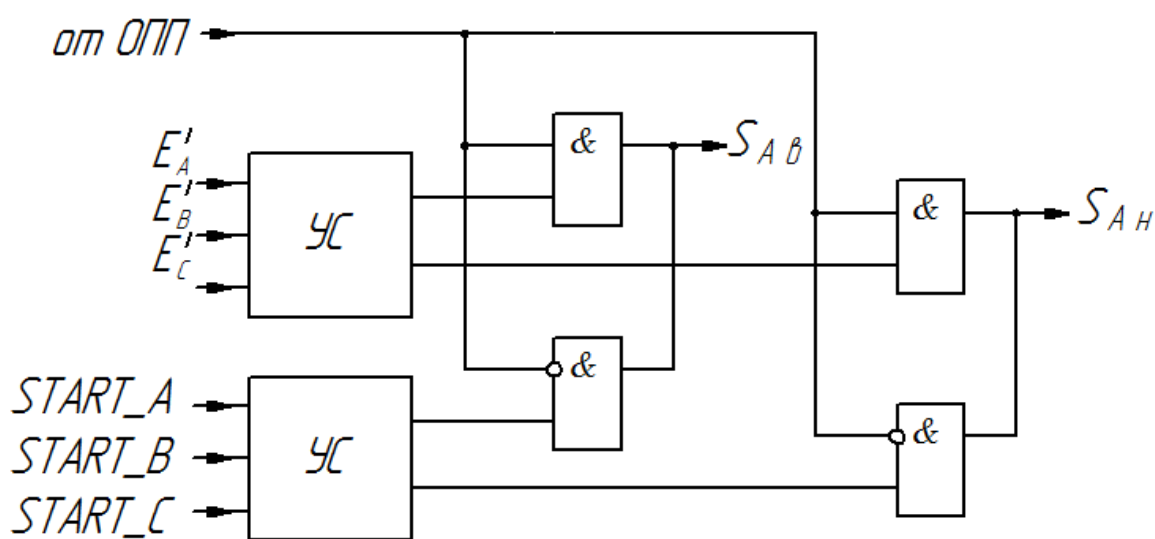


Рисунок 3.19 – Функциональная схема устройства сравнения для определения интервалов открытого состояния транзисторов фазы А.

Такая же схема применяется для генерирования сигналов управления транзисторами других фаз.

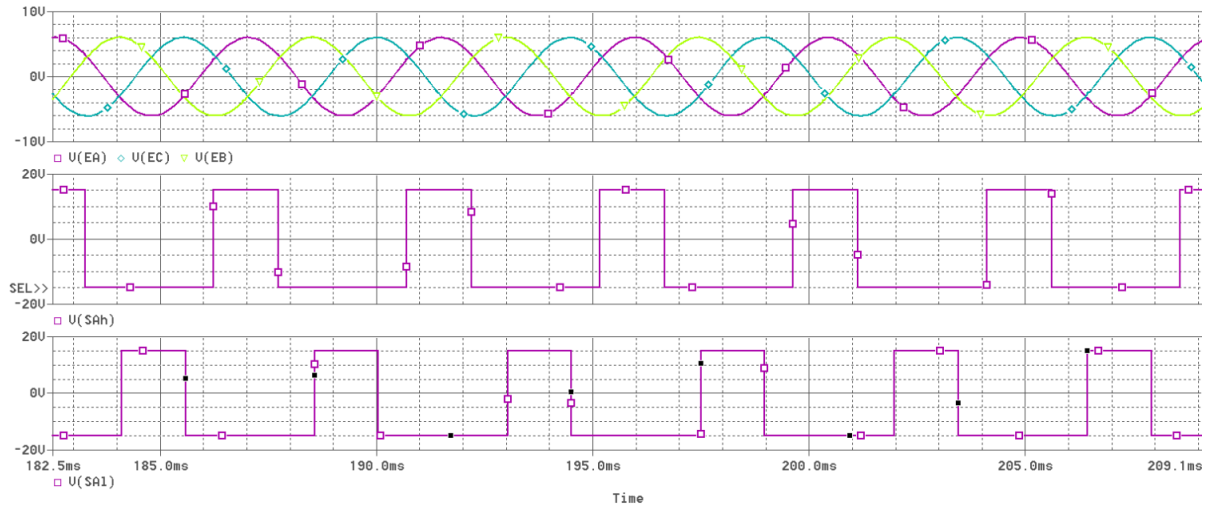
Как было сказано в п. 3.2.2, пусковой блок модели генерирует три синусоидальных сигнала, сдвинутых на $2\pi/3$ друг относительно друга, соответствующих вычисленным сигналам псевдо-ЭДС. Это сделано для того, чтобы можно было использовать схему, изображенную на Рисунке 3.19 при пуске. Ключи фаз модели БДПТ в таком случае будут коммутироваться с нарастающей частотой, закон изменения которой определяется ПБ. В соответствии с этим, функциональная схема БРСУ для одной фазы выглядит как показано на Рисунке 3.20.



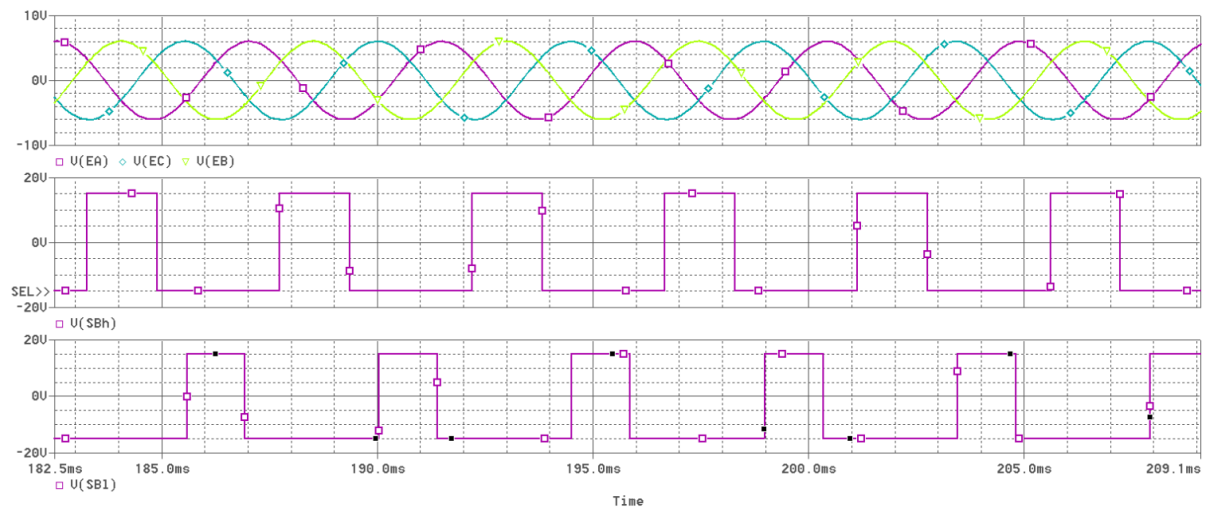
УС – устройство сравнения.

Рисунок 3.20 – Функциональная схема БСУ фазы А.

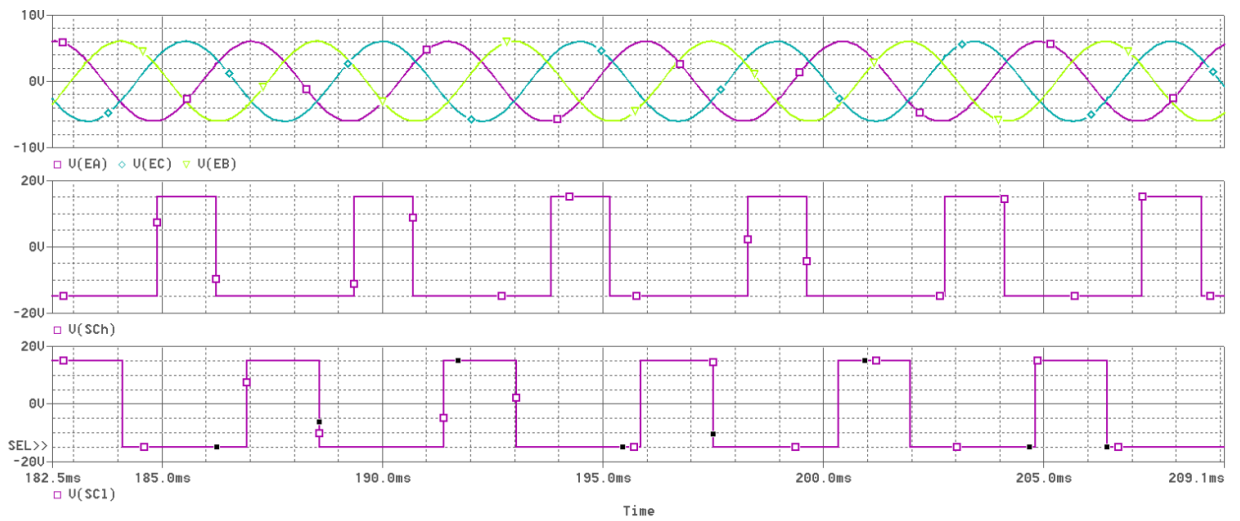
Сигналы на открытие транзисторов фазы подаются на элементы «И» с четырьмя входами, причем два из них имеют по одному инверсному входу. Со входа ШИМ на элементы «И» подаются импульсы с регулятора напряжения питания фазы. За счет наличия инверсных входов, при определенном уровне сигнала с ОПД, импульсы управления ключом определенного уровня пропускает только один из элементов «И»: либо подключенный к УС пускового блока, либо УС вычислительного блока. По сигналу с ОПД, разрешающему переход на работу от ВБ, стартовые импульсы прекращают подаваться на ключи. Схемы для двух других фаз абсолютно аналогичны. На Рисунке 3.21 представлены результаты моделирования БСУ.



a)



б)



в)

Рисунок 3.21 – Результаты моделирования БСУ.

На Рисунке 3.21 а) представлены графики сигналов реальных противо-ЭДС фаз и определенные БСУ интервалы включенного и выключенного состояния верхнего и нижнего ключей фазы А. На Рисунке 3.21 б) и в) показаны те же сигналы для фаз В и С соответственно.

3.5. Определитель параметра переключения.

Задачей ОПП является определение момента, в который система может начать работу по сигналам с ВБ, и передача соответствующего сигнала БРСУ. Как уже было сказано, амплитуда сигналов псевдо-ЭДС на начальном периоде зависит от частоты вращения ротора. В определенный момент времени уровень этого сигнала становится достаточным для надежной работы БРСУ. Этот уровень, и соответственно минимальная частота вращения БДПТ, зависит от параметров сравнивающих элементов и уровня помех в вычисленном сигнале псевдо-ЭДС. Если проектировать БРСУ на базе аналоговых компараторов, то величина сигнала на их входах должна быть больше напряжения смещения минимум в 10 раз. У современных прецизионных компараторов этот параметр достигает 5 мкВ [83]. При условии хорошей помехозащищенности устройство на базе таких интегральных схем может сравнивать сигналы амплитудой всего лишь 50 мкВ.

Функциональная схема ОПП представлена на Рисунке 3.22.

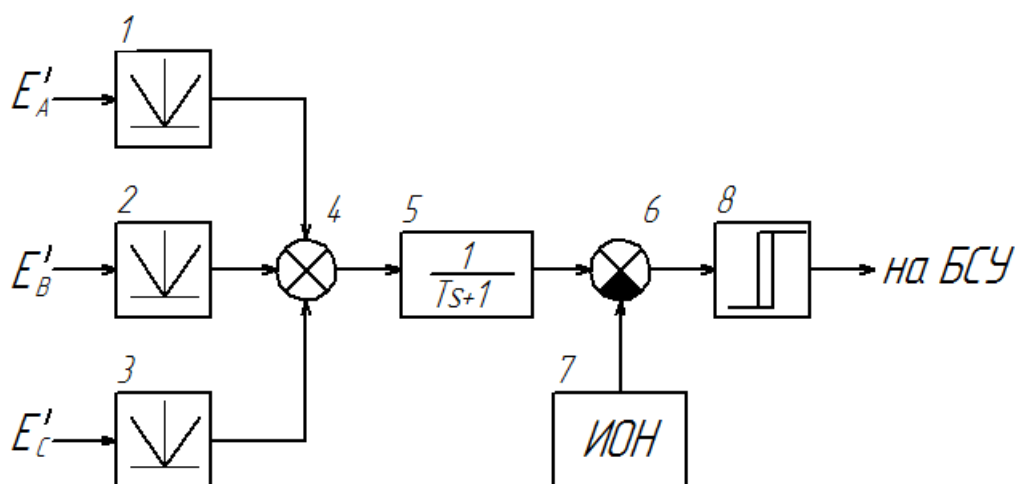


Рисунок 3.22 – Функциональная схема ОПП.

Сигналы вычисленных псевдо-ЭДС фаз E_A , E_B , E_C подаются на входы прецизионных выпрямителей (элементы 1,2,3). Выпрямленные сигналы складываются сумматором 4. ФНЧ 5 сглаживает пульсации напряжения и подает его на сумматор 6. Элемент 7 – источник опорного напряжения, с которым сравнивается выход ФНЧ. На выходе триггера Шмитта (элемент 8) появляется сигнал высокого уровня при превышении опорного уровня выходной величиной ФНЧ. Соответственно в этот момент система может начинать работу по информации, получаемой с ВБ. Результаты моделирования работы блока ОПП представлены на Рисунке 3.23.

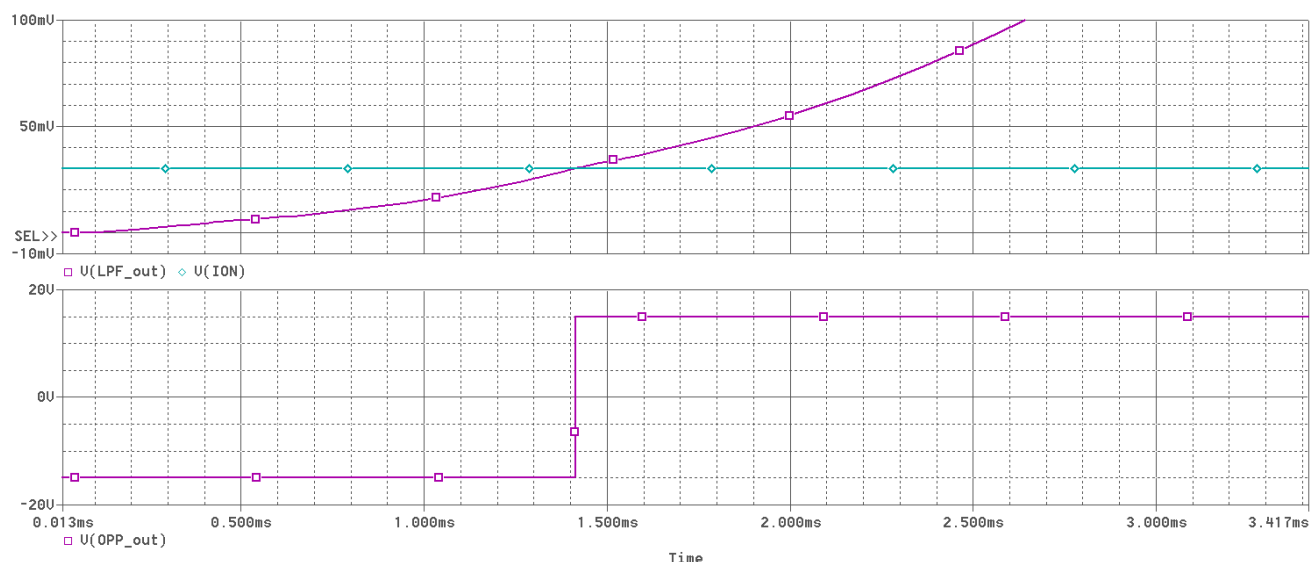


Рисунок 3.23 – Результаты моделирования ОПП.

Из представленных графиков видно, что как только сигнал на выходе ФНЧ ($V(LPF_out)$) становится больше напряжения уставки ($V(ION)$), на выходе ОПП появляется разрешающий сигнал перехода на коммутацию по псевдо-ЭДС ($V(OPP_out)$).

3.6. Блок ограничения тока

БОТ предназначен для ограничения токов, протекающих по силовым цепям электропривода в штатных и аварийных режимах работы. Токоограничение можно реализовать несколькими способами в зависимости от того, где располагается токоизмерительный узел.

1) Датчики тока измеряют токи фаз (используются те же, что передают информацию вычислительному блоку). В этом случае при превышении значения уставки выдается сигнал на отключение транзисторной стойки фазы либо всех транзисторов инвертора. При этом организуется так называемый «классический токовый коридор» за счет того, что датчик стоит в цепи с неразрывным током.

2) Один датчик тока располагается в эмиттерной цепи моста инвертора и таким образом измеряет полный ток силовой части привода. В этом случае организуется «квaziтоковый коридор».

И в том и в другом случае функциональная схема токоограничительного узла будет одинаковой. Эта схема приведена на Рисунке 3.24.

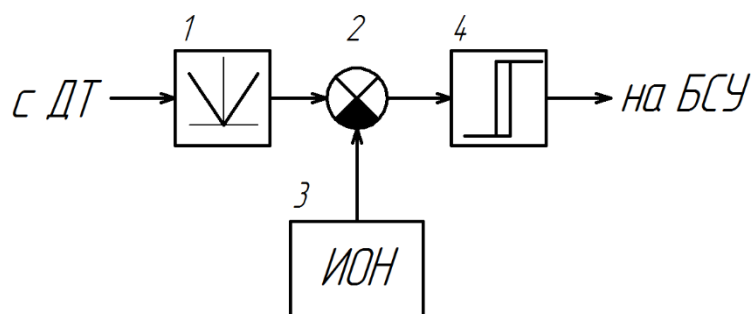


Рисунок 3.24 – Функциональна схема токоограничителя.

При превышении абсолютным значением тока (фазы, либо общим), полученного с помощью прецизионного выпрямителя (элемент 1) некоторого значения уставки, задающегося источником опорного напряжения (ИОН, элемент 3), на выходе триггера Шмитта появляется сигнал на закрытие силовых ключей инвертора. Режим токового коридора («классического» или «квази-») обеспечивается за счет наличия гистерезисной характеристики триггера. При этом ширина этого коридора зависит от настроек напряжения срабатывания и отпускания.

Результаты моделирования режима токоограничения с классическим токовым коридором представлены на Рисунке 3.25. Пороговые напряжения

триггера Шмитта настроены таким образом, что значение тока, при котором выключается стойка равно 15А. Сигнал запрета коммутации снимается при токе фазы, равном 10,75А.

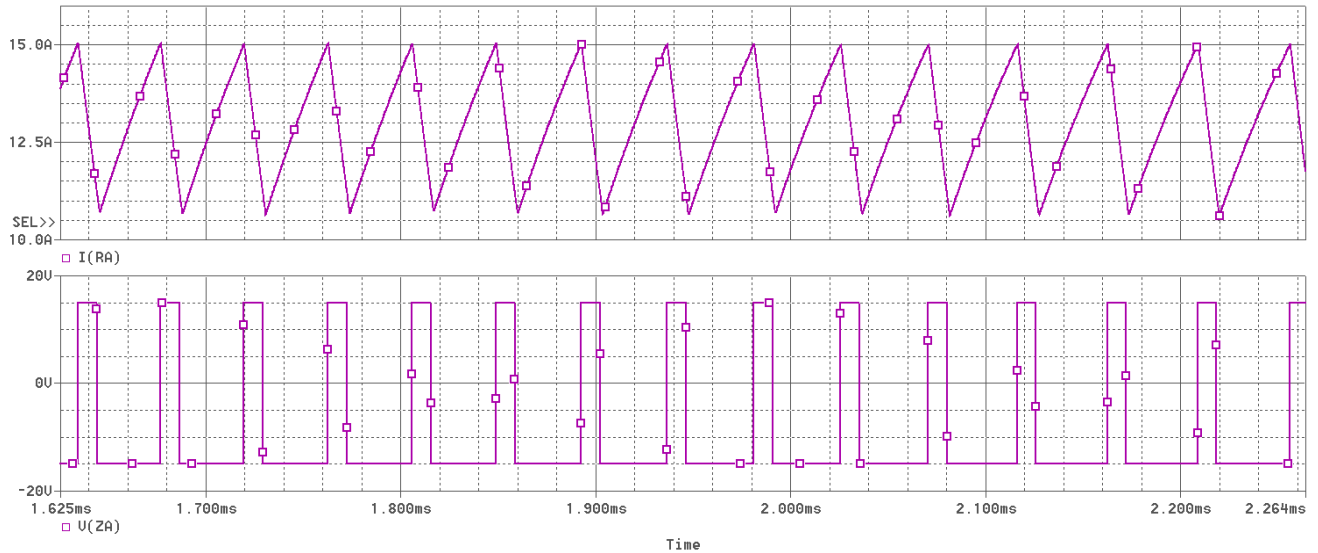


Рисунок 3.25 – Результаты моделирования БОТ.

На верхнем графике представлена зависимость тока фазы А от времени. На нижнем – сигналы с БОТ, которые запрещают коммутацию фазы А. Видно, что значение тока не выходит за пределы «коридора», образованного порогами срабатывания и отпускания триггера.

3.7. Регулирование и стабилизация частоты вращения БДПТ

3.7.1. Способы регулирования частоты вращения бездатчикового БДПТ.

Частота вращения БДПТ с ПМ определяется следующим выражением:

$$\Omega = \frac{\langle U_{\phi} \rangle - R \langle I_{\phi} \rangle}{K_e}, \quad (3.11)$$

где $\langle U_{\phi} \rangle$ – среднее значение напряжения, подаваемого на фазы;

$\langle I_\phi \rangle$ – среднее значение тока фазы.

В соответствии с выражением (3.11), частоту вращения БДПТ можно регулировать двумя способами:

- изменяя среднее значение напряжения питания фазы;
- изменяя среднее значение тока фазы.

Предложена структурная схема регулятора БДПТ, обеспечивающая регулирование по первому способу. Она представлена на Рисунке 3.26. Все обозначения соответствуют Рисунку 2.23.

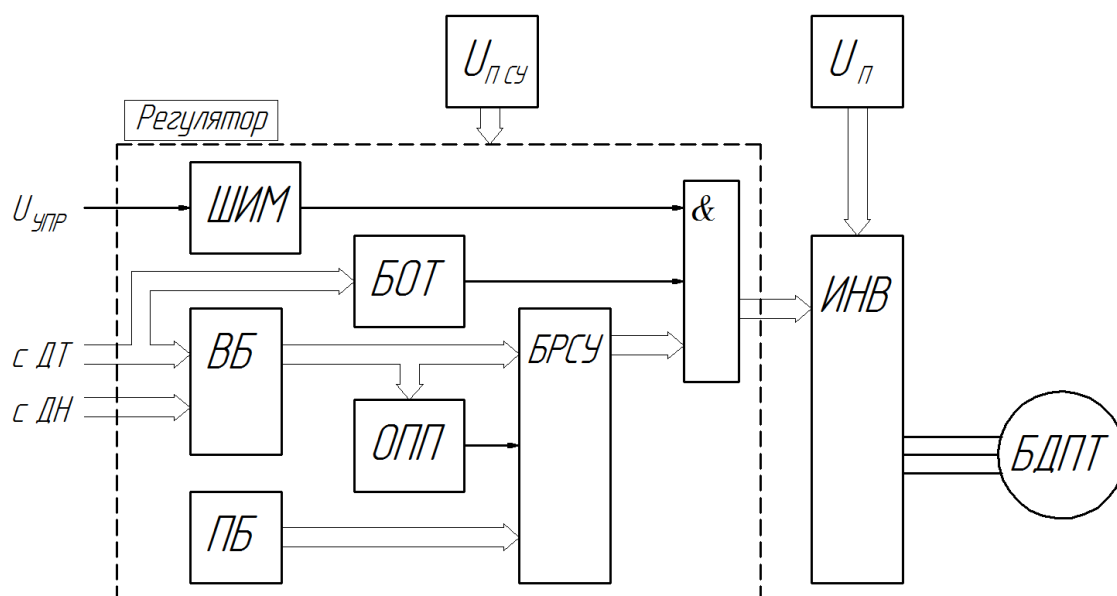


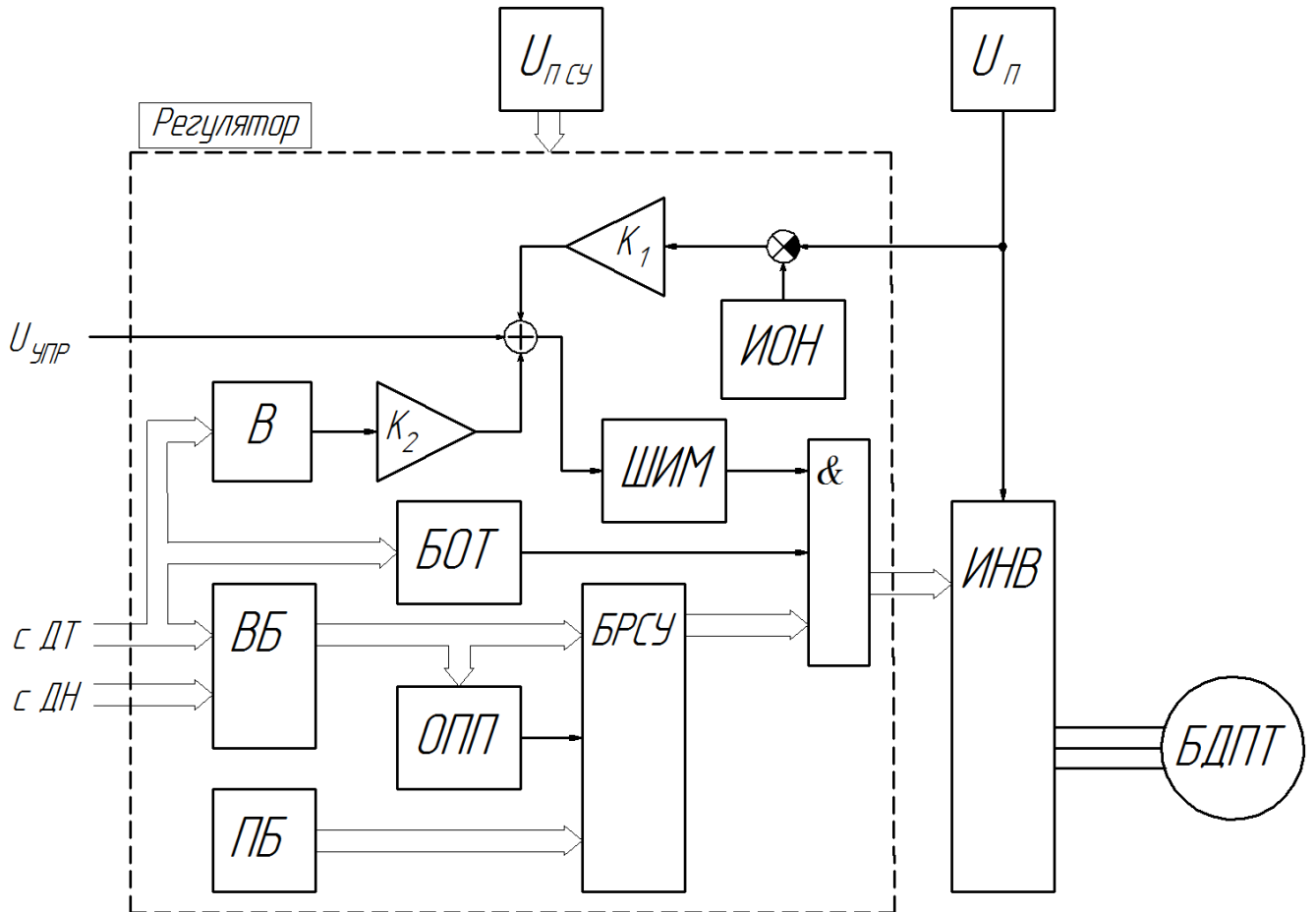
Рисунок 3.26 – Структурная схема регулятора БДПТ. Регулирование среднего значения напряжения фазы.

Значение управляющего напряжения $U_{упр}$ задает коэффициент заполнения ШИМ. За счет того, что выходные импульсы ШИМ-модуля подаются на элемент «И» вместе с сигналами управления транзисторами инвертора, регулируется среднее значение напряжения фазы.

3.7.2. Стабилизация частоты вращения бездатчикового БДПТ.

В предыдущем пункте были рассмотрены параметры, влияющие на частоту вращения БДПТ. Их отклонения от номинальных параметров являются

возмущающими воздействиями, влияющими на частоту вращения вала. Предложена структурная схема регулятора БДПТ, реализующая принцип управления по возмущению. Схема изображена на Рисунке 3.27.



ИОН – источник опорного напряжения; В – выпрямитель; K_1 , K_2 – усилители (остальные обозначения как на Рисунке 2.23)

Рисунок 3.27 – Структурная схема регулятора бездатчикового БДПТ со стабилизацией частоты вращения.

Напряжение питания инвертора измеряется и сравнивается с эталонным. Получившийся сигнал ошибки усиливается и подается на сумматор, где складывается с управляющим напряжением. Коэффициент усиления K_1 равен постоянной противо-ЭДС двигателя (K_e). Тогда любое отклонение $U_{п}$ от номинального значения будет компенсировано за счет регулирования коэффициента заполнения импульсов ШИМ (k_3). При увеличении $U_{п}$ k_3

уменьшается и, вследствие этого, уменьшается величина $\langle U_\phi \rangle$. При уменьшении U_Π за счет повышения k_3 повышается $\langle U_\phi \rangle$.

Компенсация изменений тока фазы реализуется по такому же принципу. Значение тока, полученное с помощью датчика тока фазы, выпрямляется и усиливается элементом K_2 , причем $K_2 = R_\phi$. При повышении нагрузки растет $\langle I_\phi \rangle$, что приводит к увеличению k_3 . Понижение нагрузки приводит к обратному эффекту.

Предложенный способ стабилизации частоты вращения реализуется без обратной связи и поэтому проблем устойчивости системы не возникает.

Выводы

1. Разработанные функциональные схемы блоков бездатчикового регулятора БДПТ на базе вычислителя потокосцепления позволяют на их основе создать ряд схемотехнических решений и имитационных моделей.
2. Результаты компьютерного моделирования имитационных моделей ВБ в пакете программ OrCad 9.2 позволяет сделать вывод о работоспособности предложенных способов вычисления сигналов потокосцеплений и псевдо-ЭДС.
3. Результаты компьютерного моделирования имитационной модели БОТ позволяет сделать вывод о работоспособности предложенного способа ограничения тока с формированием токового коридора.
4. Компьютерное моделирование имитационной модели БРСУ на основе аналоговых компонентов показывает работоспособность предложенного метода формирования последовательности сигналов коммутации путем сравнения псевдо-ЭДС фаз.
5. Предложенные структурные схемы регулятора позволяют регулировать частоту вращения бездатчикового БДПТ в широком диапазоне, а также обеспечивать ее стабилизацию при вариациях напряжения питания и тока фаз.

ГЛАВА 4. КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ БЕЗДАТЧИКОВОГО БДПТ С ВЫЧИСЛИТЕЛЕМ ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ

4.1. Модель бездатчикового БДПТ с вычислителем потокосцеплений в OrCad Schematics

На основе разработанных функциональных схем блоков регулятора БДПТ, описанных в третьей главе данной работы, была построена полная модель системы в OrCad Schematics. Эта модель представлена в Приложении 1. Отдельного описания в ней требуют только блоки БСУ, ОПП и БОТ, так они спроектированы по принципу принципиальной электрической схемы. Эти блоки собраны на базе дискретных компонентов: операционных усилителей, диодов, резисторов и конденсаторов. Такой подход представляется единственно возможным, так как в среде OrCad нельзя моделировать микропроцессорные системы, с помощью которых эти блоки реализовывать проще.

БСУ выполнен на базе моделей операционных усилителей, работающих в режиме компараторов. На Рисунке 4.1 представлен модуль управления ключом верхнего уровня фазы А.

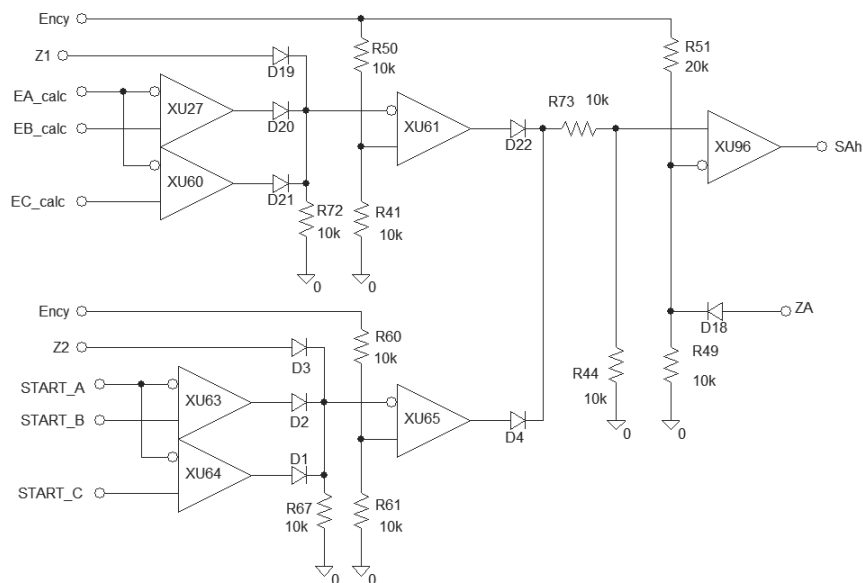


Рисунок 4.1 – Модуль управления ключом верхнего уровня фазы А. Модель в OrCad Schematics.

Компараторы XU27, XU60, XU63 и XU64 образуют устройство сравнения, описанное в п. 3.4. Диоды D1, D2, D3, D19, D20, D21 предназначены для обеспечения возможности включения и отключения соответствующих каналов сравнения (либо сигналов псевдо-ЭДС, либо стартовых) с помощью входов Z1 и Z2. Низкий уровень сигнала на управляющем входе – разрешает работу канала, высокий – запрещает. С помощью компараторов XU61, XU65 и диодов D4 и D22 обеспечивается соединение трактов управляющих сигналов. Управление ключом производится с помощью компаратора XU96. На вход ZA поступают сигналы от БОТ. Высокий уровень сигнала запрещает коммутацию ключа, низкий – разрешает. Диод D18 преобразует двуполярные импульсы, приходящие с БОТ в однополярные.

На Рисунке 4.2 представлена модель блока ОПП.

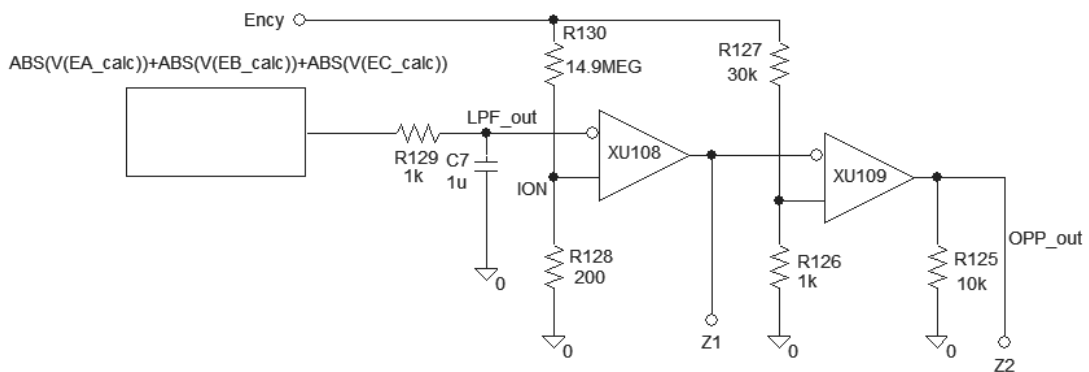


Рисунок 4.2 – Модель ОПП в OrCad Schematics.

На ФНЧ, образованный R129 и C7 подается сигнал, равный сумме выпрямленных псевдо-ЭДС фаз, после чего сглаженный сигнал поступает на вход компаратора XU108. Резисторы R130 и R128 образуют делитель напряжения, устанавливающий значение опорного напряжения на неинвертирующем входе XU108. Как только уровень вычисленного сигнала превышает пороговый уровень (то есть уровень сигнала достаточен для определения моментов коммутации), на

выходе XU108 появляется низкий уровень напряжения, разрешающий работу системы по вычисленным псевдо-ЭДС. XU109 предназначен для инвертирования сигнала на Z1.

Модель блока ограничения тока фазы А представлена на Рисунке 4.3.

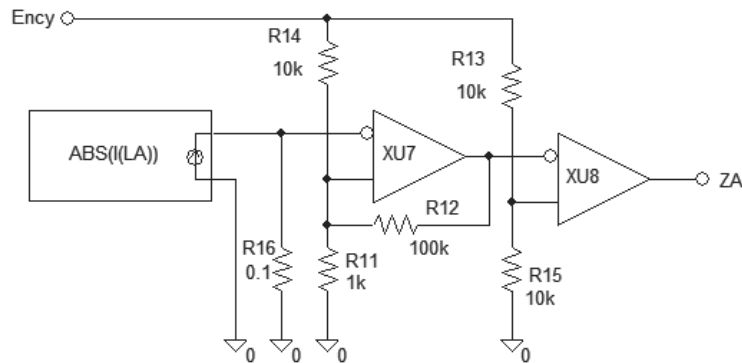


Рисунок 4.3 – Модель ограничителя тока фазы А.

Абсолютное значение тока фазы А преобразуется в напряжение с помощью резистора R16. Полученный сигнал подается на вход триггера Шмитта образованного элементами XU7, R11, R12, R14. При превышении напряжения срабатывания на выходе XU7 появляется низкий уровень напряжения. Этот сигнал инвертируется с помощью XU8 и подается на БСУ.

4.2. Разгон БДПТ

Разгон БДПТ с помощью ПБ до частоты вращения, на которой возможна коммутация по вычисленным сигналам, представляет собой самостоятельную серьезную задачу. Привод можно считать работоспособным только в случае, если обеспечивается стабильный пуск. При этом к системе могут предъявляться требования, согласно которым пуск должен происходить не только на холостом ходу, но и под нагрузкой. Момент нагрузки электропривода может быть следующих типов:

- реактивный (сухого трения);

- активный;
- демпферный (вязкого трения);
- вентиляторная нагрузка.

В данной работе рассматривается только действие момента сухого трения и активного момента. В связи с этим, необходимо проанализировать их влияние на выбор закона изменения частоты вращения электромагнитного поля, и, соответственно, следования управляющих импульсов ПБ. Необходимо согласовать частоту коммутации фаз с возрастающей частотой вращения в отсутствие информации о положении, которое занимает ротор.

4.2.1. Идеальный холостой ход.

Если предположить отсутствие действия каких-либо моментов сопротивления на вал электродвигателя, то есть случай идеального холостого хода, то в данном случае на скорость увеличения частоты вращения будет влиять только момент инерции ротора J_p . Запишем уравнение равновесия моментов:

$$J_p \frac{d\Omega}{dt} = M_{эм}, \quad (4.1)$$

причем

$$M_{эм} = K_e \langle I \rangle, \quad (4.2)$$

где $\langle I \rangle$ - среднее значение тока. Частота вращения электромагнитного поля ω (рад·с⁻¹) связана с частотой вращения вала Ω (рад·с⁻¹) следующим образом:

$$\omega = p\Omega, \quad (4.3)$$

где p – количество пар полюсов.

Преобразуя выражение (4.1), с учетом (4.2) и (4.3), можно выразить зависимость частоты вращения электромагнитного поля от времени следующим образом:

$$\omega(t) = \frac{pK_e \langle I \rangle}{J_p} t. \quad (4.4)$$

Из (4.4) следует, что скорость нарастания частоты вращения поля в случае чисто инерционной нагрузки должна иметь линейную зависимость от времени.

4.2.2. Момент сухого трения и активный момент.

Будем считать, что активный момент противодействует вращению двигателя. Тогда момент сухого трения и активный момент будут оказывать одинаковое влияние на динамику привода при условии, что двигатель не меняет направления вращения. Обозначим их сумму, как M_n . Запишем уравнение равновесия моментов.

$$J_p \frac{d\Omega}{dt} = M_{эм} - M_n \quad (4.5)$$

Тогда из (4.5) с учетом (4.2) и (4.3) можно вывести зависимость $\omega(t)$:

$$\omega(t) = \frac{p(K_e \langle I \rangle - M_n)}{J_p} t \quad (4.6)$$

В этом случае, как и в случае чисто инерционной нагрузки, зависимость частоты вращения поля от времени – линейна.

4.2.3. Экспериментальное исследование режима разгона БДПТ.

Модель БДПТ позволяет исследовать режим разгона БДПТ при разных условиях. Для этого необходимо запретить системе переходить в режим самокоммутации и коммутировать фазы только по сигналам с ПБ. При этом представляется важным выяснить параметры ПБ, при которых конкретный двигатель стабильно разгоняется до максимальной частоты вращения, определяемой напряжением питания.

4.2.3.1. Разгон с входом в синхронный режим на ХХ на частотах вращения меньше $100 \text{ рад}\cdot\text{с}^{-1}$.

В результате моделирования удалось реализовать разгон БДПТ с входом в синхронный режим на ХХ на малых частотах вращения. В качестве нагрузки имитировалось действие сухого трения в подшипниках. Варьируемым параметром являлось напряжение питания фаз. Частота импульсов ПБ (соответствует переменной FREQ модели) соответствовала синхронной частоте вращения. В таблице 4.1 приведены полученные параметры модели.

Таблица 4.1

Параметры модели БДПТ, при которых реализуется разгон с входом в синхронный режим работы.

$M_{ст}$, (Н·м)	$U_{п}$, (В)	ω , ($\text{рад}\cdot\text{с}^{-1}$)	n , (мин^{-1})
0,00001	0,073	10,00	95,5
0,00001	0,17	23,50	224,5
0,00001	0,7	100,00	955,4

На Рисунке 4.4 представлены результаты моделирования одной из конфигураций. Приведены графики стартовых сигналов, тока и противо-ЭДС фазы А, угловой частоты вращения. Из приведенных результатов видно, что частота вращения достигает частоты сигналов коммутации и далее не меняется. Пульсации частоты вращения можно объяснить импульсным характером тока фаз, который определяет электромагнитный момент электродвигателя.

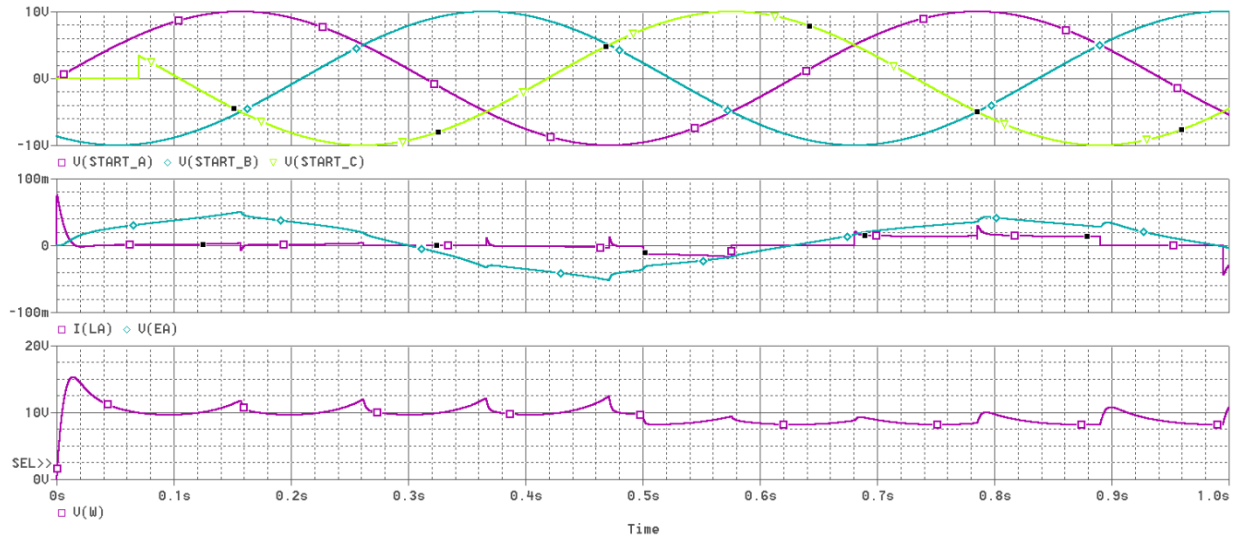


Рисунок 4.4 – Разгон и вход в синхронный режим БДПТ при $M_{ст} = 0.00001$ Н·м;

$$U_{п} = 0.073 \text{ В}; \Omega = 10 \text{ рад}\cdot\text{с}^{-1}.$$

4.2.3.2. Разгон с входом в синхронный режим на ХХ на частотах вращения больше $100 \text{ рад}\cdot\text{с}^{-1}$.

В результате экспериментов было установлено, что для того, чтобы достичь высоких частот вращения при разгоне (больше 1000 мин^{-1}) необходимо задавать частоту следования импульсов ПБ не фиксированной, а плавно изменяющейся до определенного значения. Это значение определяется величиной напряжения питания фаз БДПТ. При моделировании угловая частота пусковых импульсов изменялась по экспоненте по закону:

$$\omega(t) = \omega_c \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right), \quad (4.7)$$

где ω_c – синхронная частота вращения, соответствующая величине питающего напряжения, τ – постоянная времени. Обе эти величины подбирались экспериментально. В Таблице 4.2 приведены параметры, при которых модель БДПТ разгоняется до синхронной частоты вращения.

Параметры модели БДПТ, при которых реализуется разгон с входом в синхронный режим работы.

$M_{ст},$ (Н·м)	$U_{п},$ (В)	$\omega_c,$ (рад·с ⁻¹)	$\tau,$ (с)
0,00001	10	1200	0,005
0,00001	20	2400	0,005
0,00001	27	3730	0,008

На Рисунке 4.5 представлены результаты моделирования при $U_{п} = 10$ В. Приведены графики частоты импульсов ПБ и угловой частоты вращения ротора.

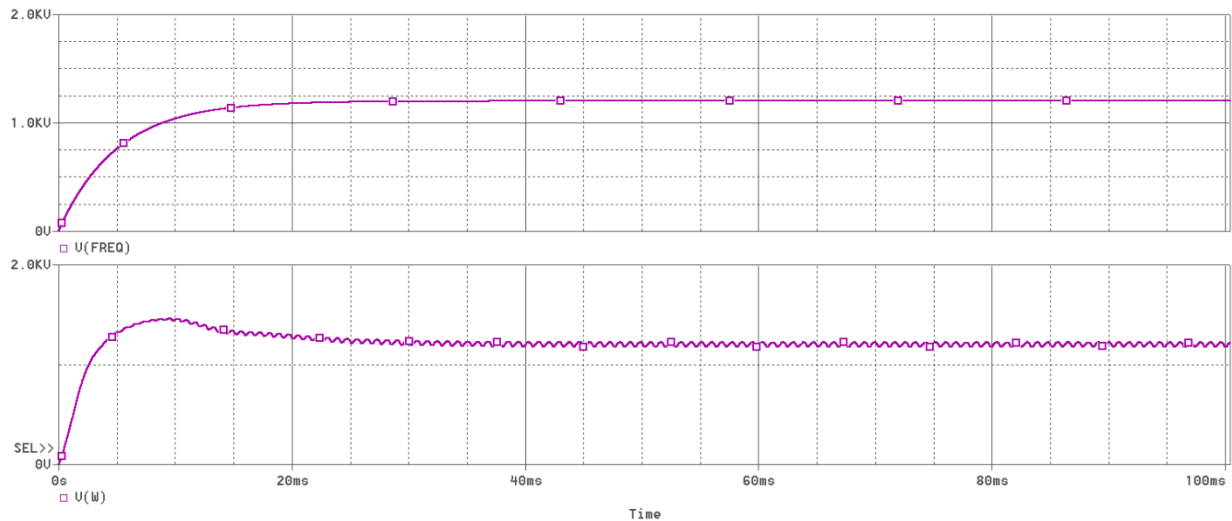


Рисунок 4.5 – Разгон и вход в синхронный режим БДПТ при $M_{ст} = 0.00001$ Н·м;
 $U_{п} = 10$ В; $\Omega_c = 1200$ рад·с⁻¹.

4.2.3.3. Разгон под нагрузкой.

При воздействии на вал электродвигателя активного момента необходимо генерировать импульсы управления в соответствии с выражением:

$$\omega(t) = k_M t, \quad (4.8)$$

$$\text{где } k_M = \frac{p(K_e \langle I \rangle - M_H)}{J_p}. \quad (4.9)$$

Были проведены эксперименты, в которых исследовался разгон БДПТ по расчетным зависимостям. Было установлено, что расчет по формулам (4.8), (4.9) дает большую ошибку в определении коэффициента k_M . В Таблице 4.3 приведены расчетные и экспериментальные результаты для $\omega(t)$ в зависимости от действующего момента нагрузки.

Таблица 4.3

Параметры модели при реализации режима разгона БДПТ под нагрузкой.

$M_{ст},$ (Н·м)	$U_{п},$ (В)	$\omega(t),$ (рад·с ⁻¹) (расчет)	$\omega(t),$ (рад·с ⁻¹) (эксперимент)	$\delta, \%$
0,00001	27	516000·t	330000·t	56
0,01	27	416000·t	285000·t	46
0,02	27	316000·t	236000·t	34
0,03	27	216000·t	180000·t	20

Очень большая погрешность аналитического метода объясняется тем, что в выражении (4.6) среднее значение тока фазы принималось равным пусковому. Пусковой ток определяется как средний ток в режиме токоограничения. Однако, моделирование показало, что при разгоне ток фазы уменьшается с увеличением частоты вращения. В связи с этим, скорость нарастания частоты коммутации при моделировании оказалась меньше расчетной. Причем, как видно из Таблицы 4.3, чем больше момент нагрузки, тем меньше ошибка расчетной характеристики. Это объясняется увеличением среднего тока БДПТ.

На Рисунке 4.6 приведены результаты моделирования при $M_H = 0.01$ Н·м. Приведены графики стартовых сигналов, тока и противо-ЭДС фазы, частоты вращения вала.

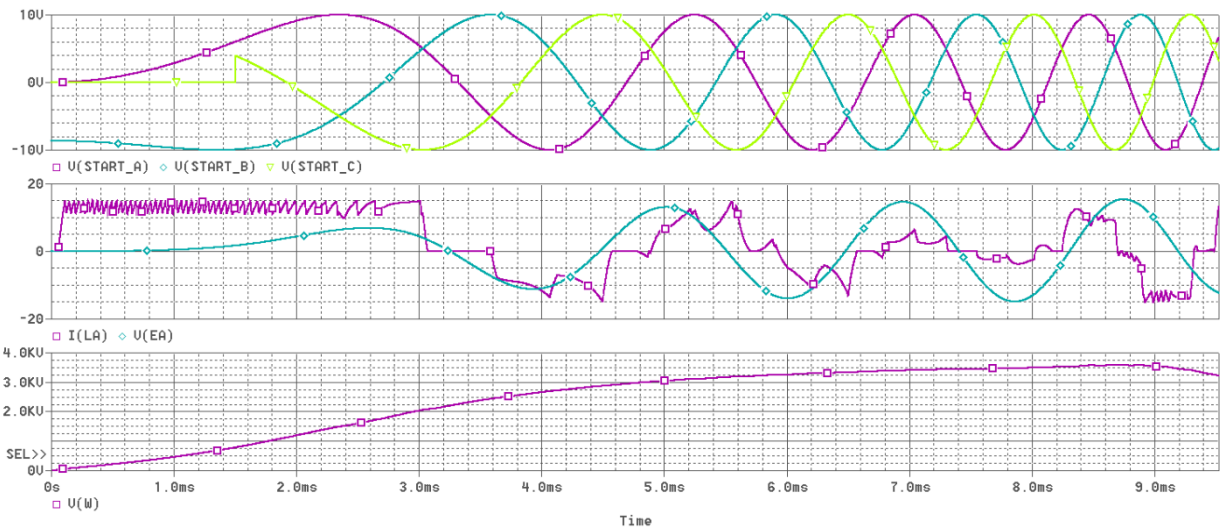


Рисунок 4.6 – Разгон БДПТ при $M_{ст} = 0.01 \text{ Н}\cdot\text{м}$; $U_{п} = 27 \text{ В}$.

На основе полученных данных построена зависимость коэффициента k_M от момента нагрузки, изображенная на Рисунке 4.7.

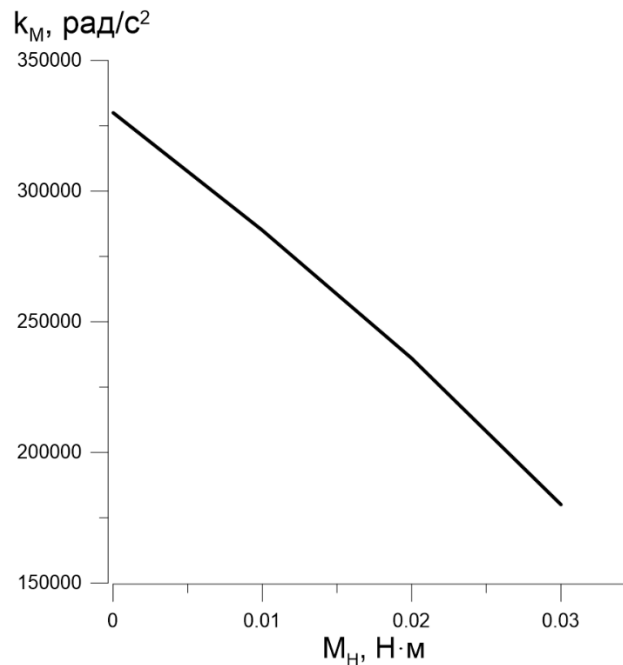


Рисунок 4.7 – Зависимость $k_M(M_H)$.

4.3. Пуск БДПТ на ХХ

4.3.1. Пуск БДПТ на ХХ с выходом на частоты вращения меньше $100 \text{ рад} \cdot \text{с}^{-1}$.

Под пуском БДПТ имеется в виду разгон до частоты вращения, на которой возможна коммутация по вычисленным сигналам, и переход к ней со стабилизацией частоты вращения при условии постоянства момента нагрузки. При моделировании пуска на малых частотах на ХХ БДПТ переходил в режим самокоммутации на частоте вращения $5 \text{ рад} \cdot \text{с}^{-1}$ и уровне сигнала псевдо-ЭДС 100 мкВ . На Рисунке 4.8 представлены результаты моделирования пуска БДПТ при $U_{\text{п}} = 0,073 \text{ В}$. На рисунке приведены следующие графики в зависимости от времени: сигнал о переходе на самокоммутацию, ток и противо-ЭДС фаз, частота вращения БДПТ.

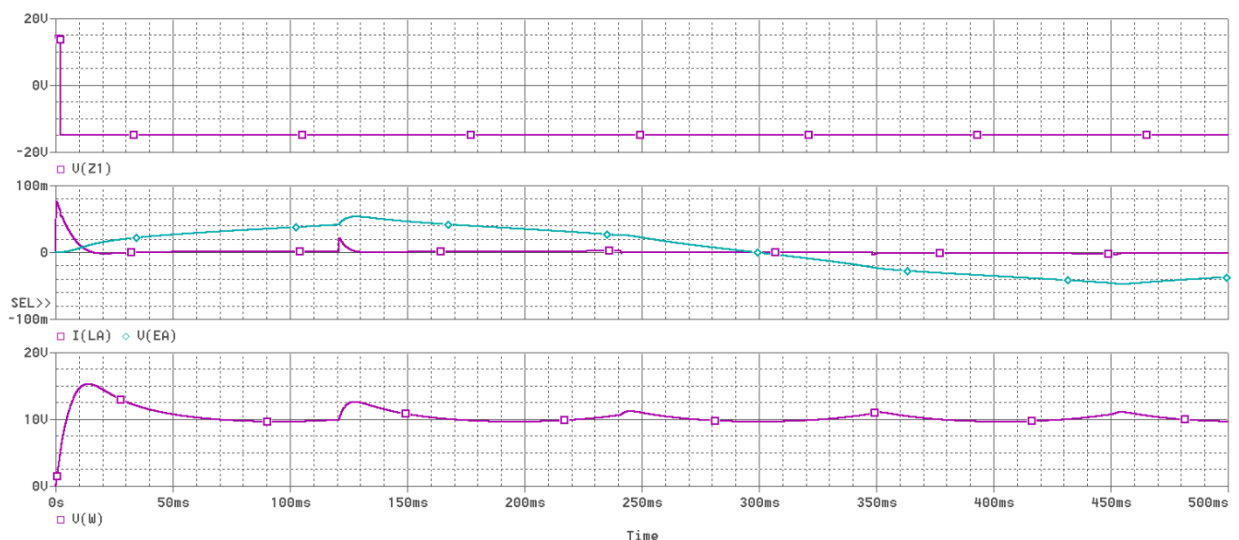


Рисунок 4.8 – Пуск БДПТ на ХХ при $U_{\text{п}} = 0,073 \text{ В}$.

Результаты моделирования показывают, что разработанный бездатчиковый метод управления работоспособен на частоте вращения 95 мин^{-1} ($10 \text{ рад} \cdot \text{с}^{-1}$). Амплитуда псевдо-ЭДС, с помощью которых определяются моменты коммутации, составила 28 мВ . В соответствии с данными, приведенными в п. 3.5, современные

операционные усилители обладают параметрами, позволяющими работать с сигналами порядка 100 мкВ. В связи с этим можно сделать вывод, что минимальная рабочая частота вращения может быть еще меньше. При этом могут возникнуть проблемы с равномерностью вращения из-за пульсаций электромагнитного момента. Эта проблема может быть решена путем подбора соответствующего режима ШИМ напряжения питания.

4.3.2. Пуск БДПТ на ХХ с выходом на частоты вращения больше $100 \text{ рад} \cdot \text{с}^{-1}$.

Для моделирования этого процесса напряжение питания в момент пуска изменялось скачком до величины, соответствующей желаемой частоте. Переход в режим самокоммутации осуществлялся при частоте $5 \text{ рад} \cdot \text{с}^{-1}$ и уровне сигнала псевдо-ЭДС 100 мкВ, как и в предыдущем пункте. Частота импульсов ПБ изменялась по закону: $\omega(t) = 330000 \cdot t$. При моделировании не удалось произвести пуск, так как после перехода на самокоммутацию, система теряла устойчивость и разгон прекращался. На Рисунке 4.9 представлены результаты эксперимента при $U_n = 27 \text{ В}$. На нем видно, что возникают колебания частоты вращения. После серии экспериментов был сделан вывод, что в результате протекания большого пускового тока в начальный момент времени, и малого момента инерции ротора, очень быстро растет частота вращения. При переходе к самокоммутации, она продолжает некоторое время расти по инерции, что приводит к ошибкам в коммутации и потере устойчивости.

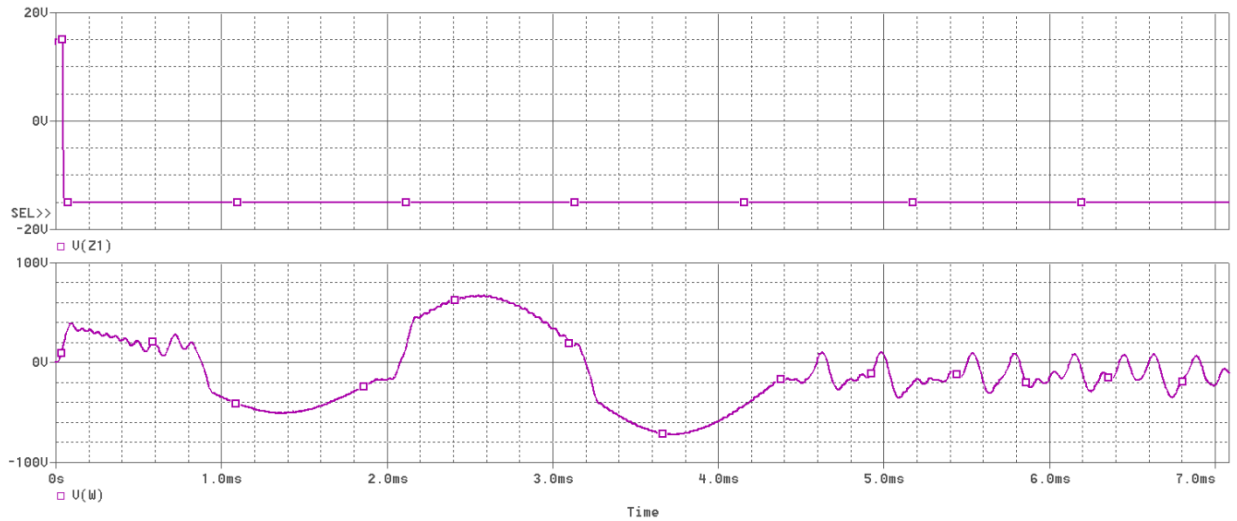


Рисунок 4.9 – Результаты моделирования пуска БДПТ на XX при $U_n = 27$ В.

Для решения описанной проблемы были предложены следующие способы:

- плавное поднятие питающего напряжения;
- плавное поднятие уровня токоограничения.

Было проведено моделирование системы с реализацией этих способов. При имитации плавного повышения питающего напряжения оно изменялось по закону:

$$U(t) = 27 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right), \quad (4.10)$$

где τ – постоянная времени процесса увеличения напряжения.

Получены положительные результаты при $\tau_{min} = 100$ мс. При больших значениях τ процесс пуска так же происходит стабильно, однако выход на режим затягивается. На Рисунке 4.10 представлены результаты моделирования пуска при плавном нарастании величины напряжения питания. Приведен график изменения частоты вращения ротора.

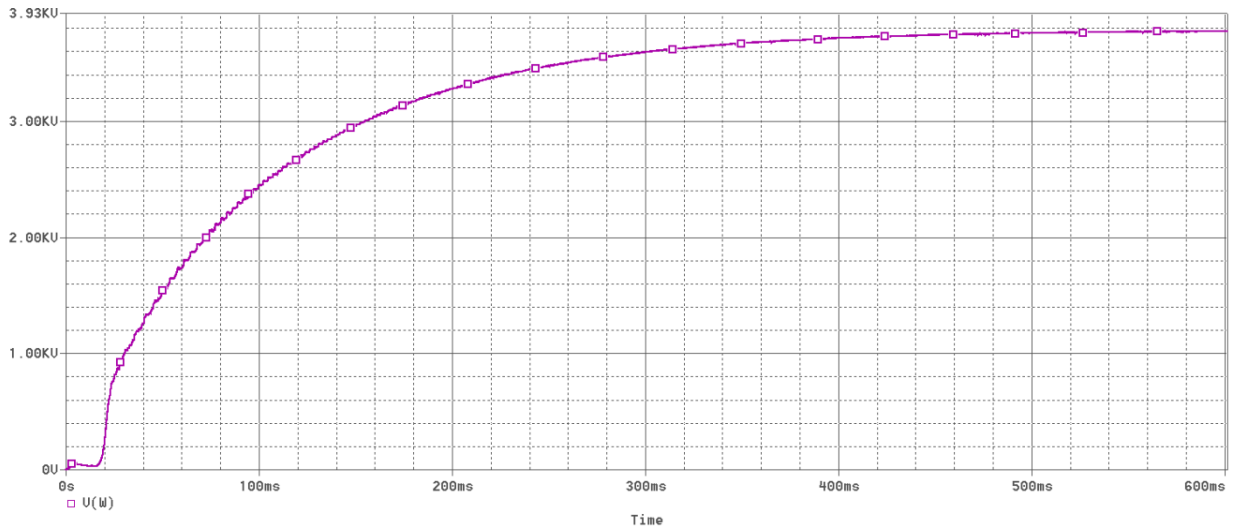


Рисунок 4.10 – Пуск БДПТ на XX при плавной подаче напряжения питания фаз.

При реализации режима плавно возрастающей уставки по току, ее значение изменялось по закону:

$$I_{\max}(t) = 0,9 + 14,1 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right), \quad (4.11)$$

где τ – постоянная времени процесса увеличения значения максимального тока фазы.

Во время эксперимента τ варьировалась. Наилучшего результата удалось достичь при $\tau = 100$ мс. На Рисунке 4.11 приведены результаты моделирования пуска БДПТ на XX при $U_{\text{п}} = 27$ В с плавно нарастающим значением уставки по току фазы.

Сравнивая полученные характеристики, можно сделать вывод, что второй способ пуска БДПТ позволяет выходить на режим в 10 раз быстрее.

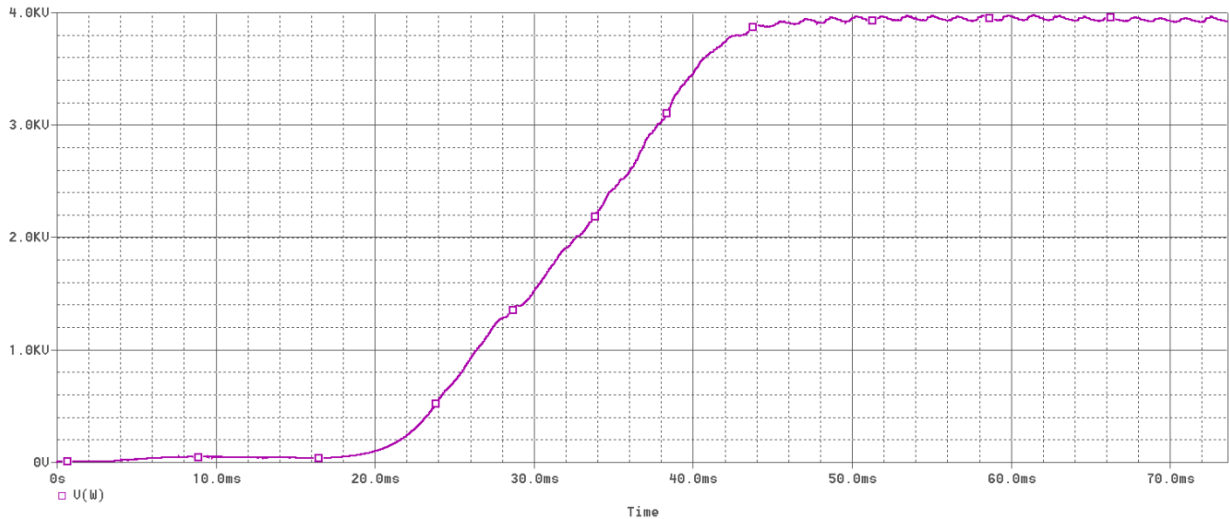


Рисунок 4.11 – Пуск БДПТ на XX при плавном увеличении уставки по току фазы.

4.4. Пуск БДПТ под нагрузкой с выходом на частоты вращения больше $100 \text{ рад} \cdot \text{с}^{-1}$

После серии экспериментов было установлено, что реализация данного режима возможна при увеличении порогового значения частоты вращения, на которой система переходит в режим самокоммутации. Если пороговое значение не увеличивать, то система теряет устойчивость аналогично с процессом, показанным на Рисунке 4.9. При увеличении значения частоты вращения, при которой происходит переход, до $700 \text{ рад} \cdot \text{с}^{-1}$, удалось добиться устойчивого пуска БДПТ при $U_{\text{н}} = 27 \text{ В}$ и $M_{\text{н}} = 0.01 \text{ Н} \cdot \text{м}$. На Рисунке 4.12 приведены результаты моделирования: графики сигнала переключения на самокоммутацию, тока и против-ЭДС фазы, частоты вращения.

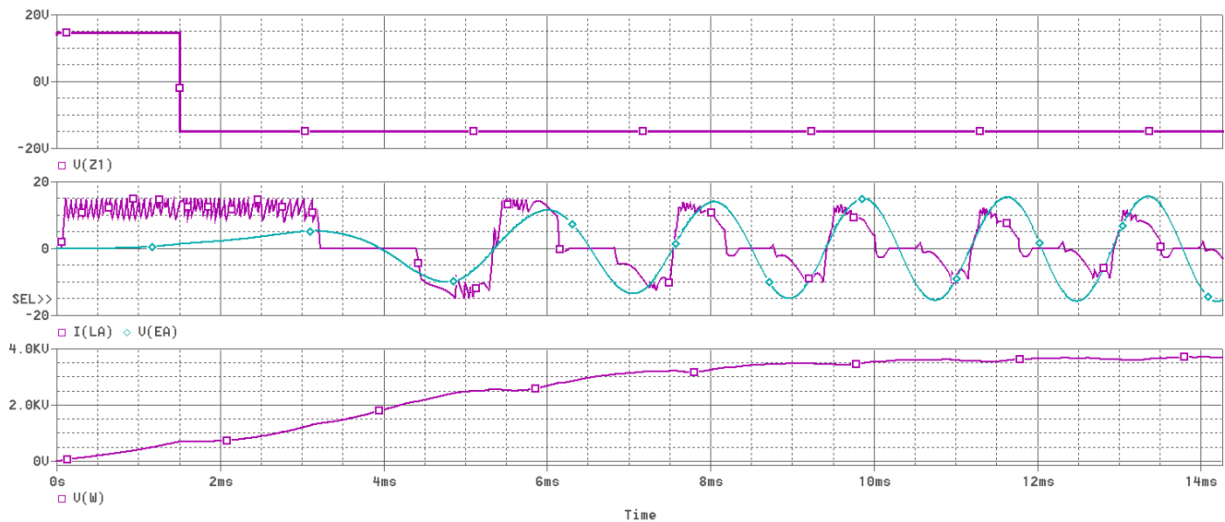


Рисунок 4.12 – Пуск БДПТ при $U_n = 27$ В; $M_n = 0,01$ Н·м.

4.5. Сброс и наброс нагрузки

При моделировании реализован режим сброса и наброса нагрузки в режиме самокоммутации при $U_n = 10$ В. При набросе нагрузки активный момент изменялся скачком от 0 Н·м до 0,015 Н·м (номинальный момент исследуемого БДПТ). При сбросе – наоборот. Результаты моделирования приведены на Рисунках 4.13, 4.14.

Как следует из результатов моделирования, поведение БДПТ соответствует теории вентильных двигателей [23,24]. При увеличении момента нагрузки для его компенсации возрастает ток фазы. Как следствие – падает противо-ЭДС и, соответственно, частота вращения. При уменьшении момента нагрузки происходит обратный процесс.

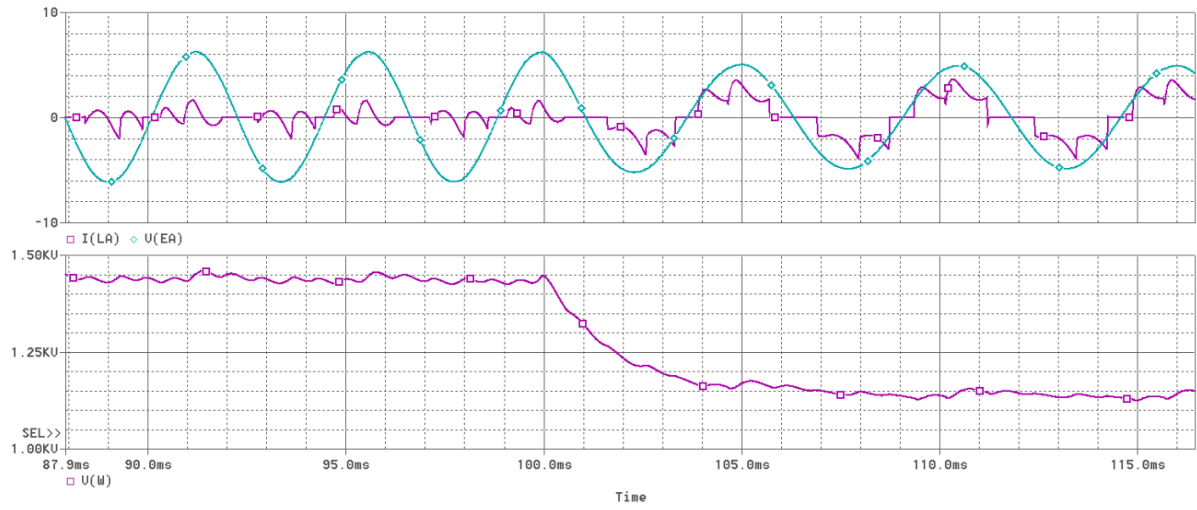


Рисунок 4.13 – Наброс нагрузки.

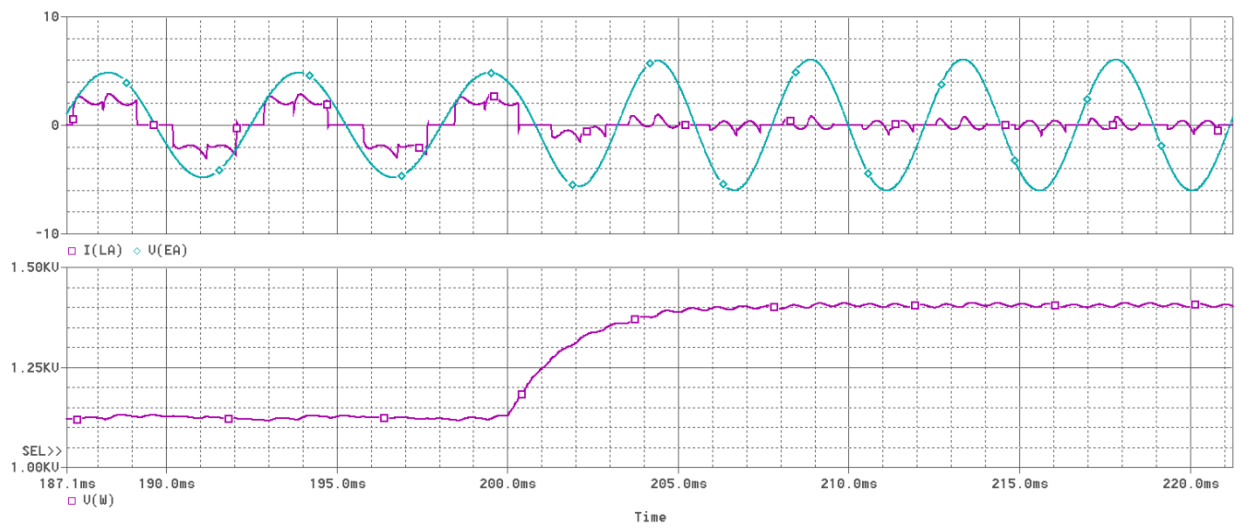


Рисунок 4.14 – Сброс нагрузки.

Выводы.

1. Разработанная имитационная модель БДПТ в OrCad Schematics с бездатчиковым определением моментов коммутации на основе вычислителя потокосцеплений можно считать адекватной, так как она позволяет реализовать реальные режимы работы БДПТ.

2. Согласно результатам моделирования, разработанный метод бездатчикового управления БДПТ работоспособен на большом диапазоне частот вращения: от низких (порядка $10 \text{ рад}\cdot\text{с}^{-1}$), до высоких (порядка $4000 \text{ рад}\cdot\text{с}^{-1}$). При реализации предложенной системы на практике указанный диапазон ограничивается параметрами микросэлектронных компонентов и качеством проектирования печатных плат.

3. При пуске БДПТ с выходом на высокие частоты вращения необходимо производить при плавно повышающемся напряжении питания или плавно повышающемся значении максимального тока фазы.

4. При пуске БДПТ под нагрузкой частота, на которой система переходит в режим самокоммутации, должна быть больше, чем при пуске на ХХ, на два порядка.

5. Результаты моделирования регулятора бездатчикового БДПТ с ПМ на базе вычислителя потокосцеплений позволяют сделать вывод, что предложенный метод управления работоспособен при различных типах нагрузки.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

По работе можно сформулировать следующие основные выводы и результаты.

1. Сравнительный анализ методов бездатчикового управления показал, что наиболее целесообразным и простым является метод на основе вычисления противо-ЭДС фаз.

2. Предложенные алгоритмы формирования сигналов переключения по вычисленным противо-ЭДС позволяют организовать как 120-градусную, так и 180-градусную коммутацию силовых транзисторных ключей инвертора.

3. Дано теоретическое обоснование метода бездатчикового управления на основе анализа противо-ЭДС фаз, полученных с помощью вычислителя потокосцеплений.

4. Предложено для вычисления потокосцеплений использовать апериодическое звено в качестве интегратора. Такой подход не требует задания константы интегрирования, а также позволяет решить проблемы, связанные с наличием смещения по постоянному току входных сигналов.

5. Сравнение двух методик вычисления сигнала, позволяющего определять моменты коммутации показало, что метод на базе вычислителя потокосцеплений с использованием апериодического звена менее чувствителен к разбросу параметров обмотки якоря и ВЧ помехам, чем метод на базе вычислителя противо-ЭДС с использованием дифференцирующего звена.

6. Предложенный способ коррекции вычисленного сигнала при использовании апериодического звена в качестве интегрирующего позволяет получать сигналы противо-ЭДС фаз на низких частотах вращения БДПТ.

7. Предложен способ вычисления корректирующего коэффициента с использованием перемножителей напряжения.

8. Предложенный способ определения частоты вращения ротора по вычисленным потокосцеплениям с использованием 18-пульсной схемы выпрямления может быть использован на низких частотах вращения БДПТ.

9. Предложенная структурная схема регулятора БДПТ обеспечивает стабилизацию частоты за счет введения компенсирующих сигналов по напряжению питания и току фаз двигателя.

10. Разработаны структурные, функциональные и схемотехнические решения для блоков регулятора БДПТ.

11. Разработана имитационная модель регулятора БДПТ на базе вычислителя потокосцеплений в среде OrCad 9.2, реализующая 120-градусный и 180-градусный законы коммутации.

12. Получены аналитические соотношения для задания частоты вращения поля якоря БДПТ при пуске под нагрузкой. Проанализированы разные типы момента нагрузки.

13. Результаты компьютерного моделирования регулятора подтвердили работоспособность предложенного метода бездатчикового управления БДПТ для различных типов нагрузок.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Архангельский А.Я. PSpice и Design Center. Части 1 и 2. – М.: МИФИ, 1996.
2. Балагуров В.А., Гридин В.М., Лозенко В.К. Бесконтактные двигатели постоянного тока с постоянными магнитами. – М.: Энергия, 1975.
3. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования. – М.: Наука, 1972. – 768с.
4. Бут Д.А. Бесконтактные электрические машины. – М.: Высшая школа, 1990. – 416 с.
5. Ваганов М.А., Матюхов В.Ф., Северин В.М. Проектирование вентильных элекромеханотронных преобразователей: Учебное пособие. – СПб.: ЭТИ, 1992.
6. Воронин С.Г., Курносков Д.А. Кульмухаметова А.С. Сравнительная оценка различных способов управления коммутацией вентильных двигателей по энергетическим показателям и регулировочным свойствам// Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия: Энергетика. – 2013. – №1. Т.13. – С. 96-102.
7. Воронин, С.Г., Динамические модели вентильного двигателя при различных сочетаниях параметров / С.Г. Воронин, Д.В. Коробатов, Р.Т. Киякпаев, А.С. Кульмухаметова // Известие Академии электротехнических наук, 2011 – стр.58–63.
8. Гальперин М.В. Практическая схемотехника в промышленной автоматике. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 320 с.
9. Герман-Галкин С.Г., Лебедев В.Д., Макаров Б.А., Чичерин Н.И. Цифровые электроприводы с транзисторным преобразователями. – Л.: Энергоатомиздат, 1986.
10. Джексон Р.Г. Новейшие датчики. М.: Техносфера, 2007. – 384 с.
11. Дубенский А.А. Бесконтактные двигатели постоянного тока. М.: Энергия. – 1967. – 144 с.

12. Егупов, Н.Д. Методы классической и современной теории автоматического управления: Учебник в 3-х т. Т. 1: Анализ и статистическая динамика систем автоматического управления / Под ред. Н.Д. Егупова. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2000. – 748 с.
13. Зевеке Г.В. и др. Основы теории цепей. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 528 с.
14. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины: учебник для вузов. 1. М.: Энергия, 1980.
15. Клименко К. А. Сравнительный анализ современных датчиков тока // Молодой ученый. — 2011. — №8. Т.1. — С. 66-68.
16. Козаченко, В.Ф. Основные тенденции развития встроенных систем управления двигателями и требования к микроконтроллерам / В.Ф. Козаченко // Chip News. – 1999. – № 5. – С. 24–29
17. Кондратьев, А. Б. Исследование мехатронного модуля привода с трёхфазным вентильным двигателем при 180-градусном управлении / А. Б. Кондратьев, А. В. Кривилев, А.В. Ситникова // Электронный журнал «Труды МАИ», 2012г. – №50. – <http://www.mai.ru/science/trudy/published.php?ID=28825>
18. Конев Ю.И. Структуры полупроводниковых преобразователей для бесколлекторных двигателей// Электронная техника в автоматике. Сборник статей. – Выпуск 17. – М.: Радио и связь, 1986.
19. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. Второе издание, переработанное и дополненное. – М.: Высшая школа, 1994.
20. Мамий А.Р., Тлячев В.Б. Операционные усилители. – Майкоп: АГУ, 2005. – 192с.
21. Микеров А.Г. Управляемые вентильные двигатели малой мощности. Учебное пособие. – СПб.: СПбГЭТУ, 1997.
22. Москаленко В.В. Электрический привод: учебник для студ. высш. учеб. заведений. – М.: Издательский центр «Академия», 2007. - 368 с.

23. Овчинников И.Е. Вентильные электрические двигатели и привод на их основе (малая и средняя мощность). – СПб.: КОРОНА-век, 2006. – 336 с.
24. Овчинников И.Е. Теория вентильных электрических двигателей. – Л.: Наука, 1985. – 164 с.
25. Осин И.Л., Колесников В.П., Юферов Ф.М. Синхронные микродвигатели с постоянными магнитами. – М.: Издательство «Энергия», 1976 – 232с.
26. Осин, И.Л./ Синхронные электрические двигатели малой мощности – М.: Издательский дом МЭИ, 2006. – 216с.
27. Осипович Л.А. Датчики физических величин. М.: Машиностроение, 1979. – 159 с.
28. Панкратов В.В. Вентильный электропривод: от стиральной машины до металлорежущего станка и электровоза// Электронные компоненты. – 2007. №2.
29. Попов Б.Н. Микропроцессорное управление синхронными трехфазными двигателями// Электротехника. – 1993. – №1. – С.32-37.
30. Сухов Д.В., Шевцов Д.А., Шишов Д.М. Обзор бездатчиковых методов определения положения ротора синхронного двигателя с постоянными магнитами// Практическая силовая электроника. – 2014. №53. – С.50-56.
31. Терехов В.М. Дискретные и непрерывные системы управления в электроприводах. – М.: МЭИ, 1989. – 80 с.
32. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. 12-е изд. Том I: Пер. с нем. – М.: ДМК Пресс, 2008. – 832 с.
33. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. 12-е изд. Том II: Пер. с нем. – М.: ДМК Пресс, 2008. – 942 с.
34. Фрайден Дж. Современные датчики. Справочник. – М.: Техносфера, 2005. – 592 с.
35. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. Изд.7. – М.: Бином, 2011. – 704 с.

36. Шандров Б.В. Технические средства автоматизации: учебник для студентов высших учебных заведений. М.: Издательский центр «Академия», 2007. – 368 с.
37. Электротехника: учеб. пособие для вузов: В 3 кн. Кн. II. Электрические машины. Промышленная электроника. Теория автоматического управления / под ред. П.А. Бутырина, Р.Х. Гафиятуллина, А.Л. Шестакова. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2004. – 711 с.
38. Acarnley P.P. and Watson J.F. Review of position-sensorless operation of brushless permanent-magnet machines// IEEE Transactions on Industrial Electronics. – Vol. 53. – 2006. – No. 2. – P. 352- 362.
39. Amano Y., Tsuji T., Takahashi A., Ouchi S., Hamatsu K. and Iijima M. A sensorless drive system for brushless DC motors using a digital phase-locked loop// Electr. Eng. Jpn. – Vol. 142. – 2003. – No. 1. – P. 57 – 66.
40. Budden A.S., Wrobel R., Holliday D., Mellor P.H. and Sangha P. Sensorless Control of Permanent Magnet Machine Drives for Aerospace Applications// International Conference on Power Electronics and Drives Systems. – Vol. 1. – 2006. – No. 8. – P. 372- 377.
41. Byoung-Kuk Lee, Mehrdad Ehsani. Advanced Simulation Model for Brushless DC Motor Drives. Electric Power Components and Systems// Electric Power Components and Systems. – Vol.31. – 2003. – No.9. – P. 841–868.
42. Ching-Tsai P. and Fang E. A Phase-Locked-Loop-Assisted Internal Model Adjustable-Speed Controller for BLDC Motors// IEEE Transactions on Industrial Electronics. – Vol. 55. – 2008. – No. 9. – P. 3415-3425.
43. Ertugrul N. and Acarnley P. A new algorithm for sensorless operation of permanent magnet motors// IEEE Transactions on Industry Applications. – Vol. 30. – 1994. – No. 1. – P. 126-133.
44. Fengtai H. and Dapeng T. A neural network approach to position sensorless control of brushless DC motors// Proceedings of the 1996 IEEE 22nd International

- Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, IECON. – Vol. 2. – 1996. – No. 5. – P. 1167-1170.
- 45.Ferrais P., Vagati A., and Villata F. P.M. brushless motor drives: a self-commutation system without rotor-position sensor// Proceeding of the ninth annual symposium on incremental motion control systems and devices. – Vol. 1. – 1980. – No. 1. – P. 305-312.
- 46.Foo G. and Rahman M.F. Sensorless Direct Torque and Flux-Controlled IPM Synchronous Motor Drive at Very Low Speed without Signal Injection// IEEE Transactions on Industrial Electronics. – Vol. 57. – 2010. – No. 1. – P. 395-403.
- 47.Frus J. R. and Kua B. C. Closed-loop control of step motors using waveform detection// Proc. Int. Conf. Stepping Motors and Systems. Leeds, U.K. – 1976. – P. 77-84.
- 48.Grabner C. Concepts and Properties of Controlled Permanent Magnet Drives// Proceedings of the World Congress on Engineering. – Vol. 1. – 2008. – No. 2. – P. 305-312 =)
- 49.Guerrero J.M., Leetmaa M., Briz F., Zamarron A. and Lorenz R.D. Inverter nonlinearity effects in high frequency signal injection-based, sensorless control methods// 38th IAS Annual Meeting Conference Record of the Industry Applications Conference. – Vol. 2. – 2003. – P. 1157- 1164.
- 50.Hai-Jiao G., Sagawa S., Watanabe T. and Ichinokura O. Sensorless driving method of permanent-magnet synchronous motors based on neural networks// IEEE Transactions on Magnetics. – Vol. 39. – 2003. – No. 5. – P. 3247- 3249.
- 51.Hu J. and Wu B. New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range// IEEE Transactions on Power Electronics. – Vol. 13. – 1998. – No. 5. – P. 969-977.
- 52.Ichikawa S., Chen Z., Tomita M., Doki S. and Okuma S. Sensorless controls of salient-pole permanent magnet synchronous motors using extended electromotive force models// Electr. Eng. Jpn. – Vol. 146. – 2004. – No. 3.

53. Iizuka K., Uzuhashi H., Kano M., Tsunehiro T. Endo and Mohri K. Microcomputer Control for Sensorless Brushless Motor// IEEE Transactions on Industry Applications. – Vol. IA-21. – 1985. – No. 3. – P. 595-601.
54. Jang G. H., Park J. H. and Chang J. H. Position detection and start-up algorithm of a rotor in a sensorless BLDC motor utilising inductance variation// Power Applications Proceeding. Inst. Elect. Eng. – Vol. 149. – 2002. – No. 2.
55. Jianwen S., Nolan D., Teissier M. and Swanson D. A novel microcontroller-based sensorless brushless DC (BLDC) motor drive for automotive fuel pumps// IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. 39. – 2003. – No. 6. – P. 1734-1740.
56. Joohn-Sheok K. and Seung-Ki S. High performance PMSM drives without rotational position sensors using reduced order observer// The IEEE Industry Applications Conference. – Vol. 1. – 1995. – No. 8. – P. 75-82.
57. Jun H., Dongqi Z., Yongdong L. and Jingde G. Application of sliding observer to sensorless permanent magnet synchronous motor drive system// 25th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. – Vol. 1. – 1994. – P. 532-536.
58. Le-huy H. and Hamdi M. Control of a direct-drive DC Motor by Fuzzy Logic// Industry Applications Society Annual Meeting Conference. – 1993. – P. 732-738.
59. Leidhold R. and Mutschler P. Sensorless position estimation by using the high frequency zero-sequence generated by the inverter// 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics. Vol. 1. – 2009. – No. 5. - P. 1282-1287.
60. Miller J.E. Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives. – Clarendon Press, Oxford. – 1989.
61. Moreira J.C. Indirect sensing for rotor flux position of permanent magnet AC motors operating over a wide speed range// IEEE Transactions on Industry Applications. – Vol. 32. – 1996. – No.6. – P. 1394-1401.
62. Morimoto S., Kawamoto K. and Takeda Y. Position and speed sensorless control for IPMSM based on estimation of position error// Electr. Eng. Jpn. – Vol. 144. – 2003. – No. 2.

63. Nakashima S., Inagakian Y. and Miki I. Sensorless initial rotor position estimation of surface permanent-magnet synchronous motor// IEEE Transactions on Industrial Applications. – Vol. 36. – 2000. – No. 6.
64. Nondahl T.A., Ray C. and Schmidt P.B. A permanent magnet rotor containing an electrical winding to improve detection of motor angular position// The 1998 IEEE Industry Applications Conference. – Vol. 1. – 1998. – No. 5. – P. 359-363.
65. Ostlund S. and Brokemper M. Sensorless rotor position detection from zero to rated speed for an integrated PM synchronous motor drive// IEEE Transactions on Industrial Applications. – Vol. 32. – 1996. – No. 5.
66. Peroutka Z., Smidl V., Vosmik V. Challenges and limits of extended Kalman Filter based sensorless control of permanent magnet synchronous machine drives// 13th European Conference on Power Electronics and Applications. – Vol. 1. – 2009. – No. 8. – P. 1-11.
67. Peter Vas. Sensorless Vector and direct torque control. – Book. – Oxford science publications. – Oxford OX2 6DP. – ISBN: 019858564651. – 1998.
68. Prasad G., Sree Ramya N., P.V.N.Prasad, G.Tulasi Ram Das. Modelling and Simulation Analysis of the Brushless DC Motor by using MATLAB// International Journal of Innovative Technology and Exploring Engineering (IJITEE). – Vol.1. – 2012. – No.5.
69. Pillay P., R. Krishnan. Application characteristics of permanent magnet synchronous and brushless DC motors for servo drives// IEEE Transactions on Industry Application. – Vol. 27. – 1991. – No. 5. – P. 986-996.
70. Raute R., Caruana C., Cilia J., Staines C.S. and Sumner M. A zero speed operation sensorless PMSM drive without additional test signal injection// 2007 European Conference on Power Electronics and Applications. – Vol. 3. – 2007. – No. 2. P. 1-10.
71. Salt D., Drury D. and Holliday D. Compensation of nonlinear distortion effects for signal injection based sensorless control// 5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010). – Vol. 1. – 2010. – No. 1. – P. 1-6, 19-21.

- 72.Schroedl M. Operation of the permanent magnet synchronous machine without a mechanical sensor// Fourth International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives. – Vol. 1. – 1990. – No. 5. – P. 51-56.
- 73.Senju T. and Uezato K. Adjustable Speed Control of Brushless DC Motors without Position and Speed Sensors// Proc. on Industrial Applications and Control: Emerging Technologies. – 1995. – P. 160-164.
- 74.Senju T., Tomita M., Doki S. and Okuma S. Sensorless vector control of brushless DC motors using disturbance observer// 26th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC '95. – Vol.2. – 1995. – No.1. – P. 18-22, 772-777.
- 75.Sepe R.B. and J.H. Lang. Real-time observer-based (adaptive) control of a permanent-magnet synchronous motor without mechanical sensors// IEEE Transactions on Industry Applications// Vol. 28. – 1992. – No. 6. – P.1345-1352.
- 76.Shouse K., Taylor D. Sensorless velocity control of permanent magnet synchronous motor without mechanical sensors// IEEE Transaction Control System Technology. – Vol. 6. – 1998. – No. 3. – P. 313-324.
- 77.Tashakori A., Ektesabi M. Modeling of BLDC Motor with Ideal Back-EMF for Automotive Applications// Proceedings of the World Congress on Engineering. – Vol.II. – 2011. – P.123-128.
- 78.Toliyat H.A., Hao L., Shet D.S. and Nondahl T.A. Position-sensorless control of surface-mount permanent magnet AC (PMAC) motors at low speeds// IEEE Transactions on Industrial Electronics. – Vol. 49. – 2002. – No. 1. – P. 157-164.
- 79.Tomita M., Doki S., Yamaguchi H. and Okuma S. A sensorless estimation of rotor position of cylindrical brushless DC motors using eddy current// Proceedings of the 1996 IEEE IECON 22nd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation. – Vol. 3. – 1996. P. 1723-1728.
- 80.Wheeler P.W., Rodriguez J., Clare J.C., Empringham L. and Weinstein A. Matrix converters: a technology review// IEEE Transactions on Industrial Electronics. – Vol. 49. – 2002. – No. 2. – P. 276-288.
- 81.Xiao X., Chen C. and Zhang M. Dynamic Permanent Magnet Flux Estimation of

Permanent Magnet Synchronous Machines// IEEE Transactions on Applied Superconductivity. – Vol. 20. – 2010. – No. 3. – P. 1085-1088.

82. Young-Seok K. , Jun-Young A. , Wan-Sik Y. and Kyu-Min C. A speed sensorless vector control for brushless DC motor using binary observer// Proceedings of the 1996 IEEE IECON 22nd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation. – Vol. 3. – 1996. – P. 1746-1751.

83. www.analog.com

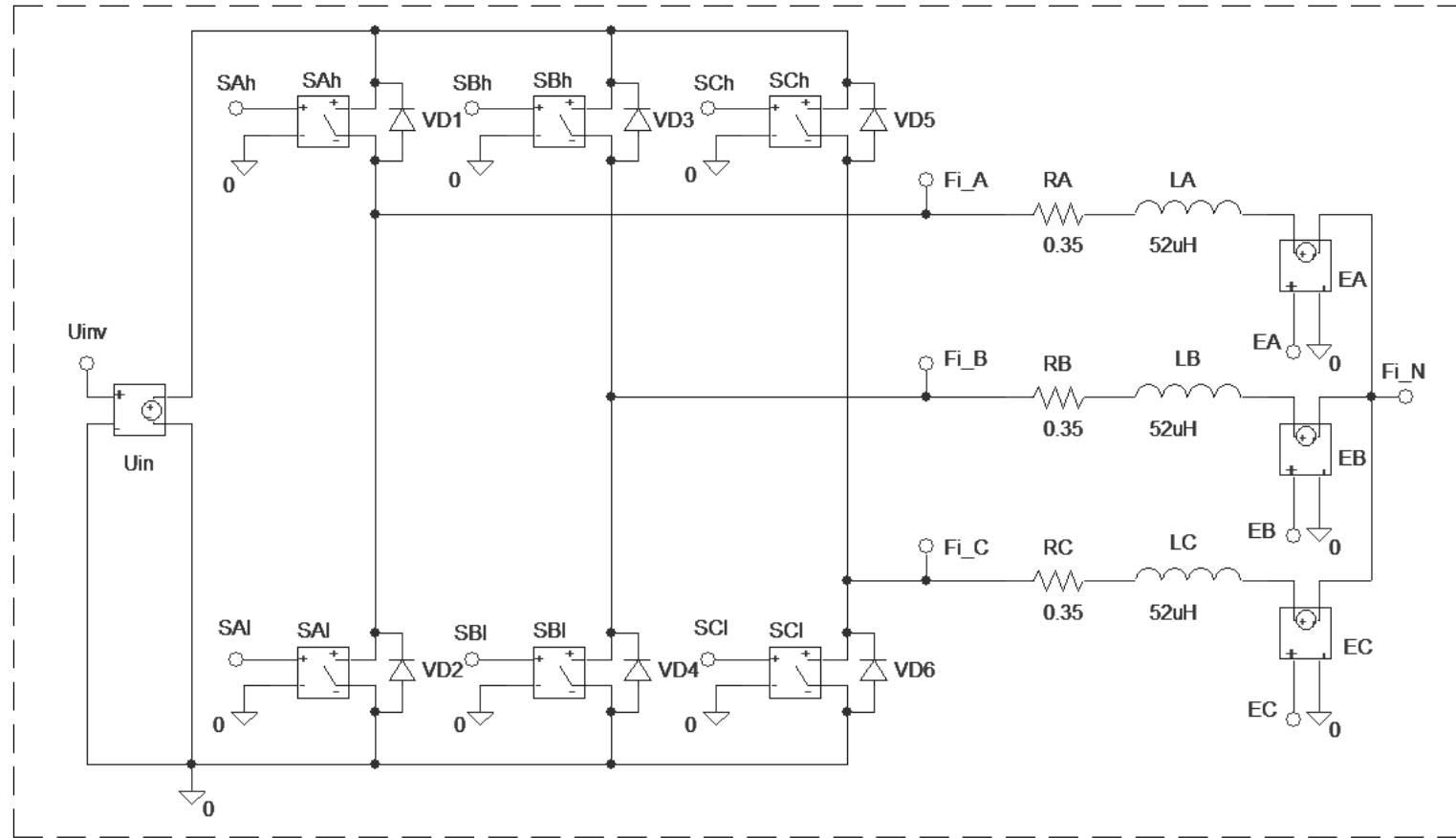
84. www.irf.com

85. www.lem.com

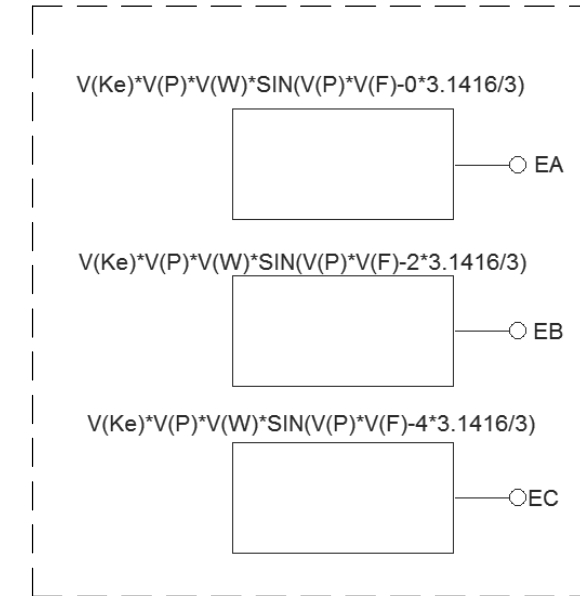
86. www.microchip.com

**ПРИЛОЖЕНИЕ 1. ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ
БЕЗДАТЧИКОВОГО БДПТ С ВЫЧИСЛИТЕЛЕМ
ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ В ORCAD SCHEMATICS**

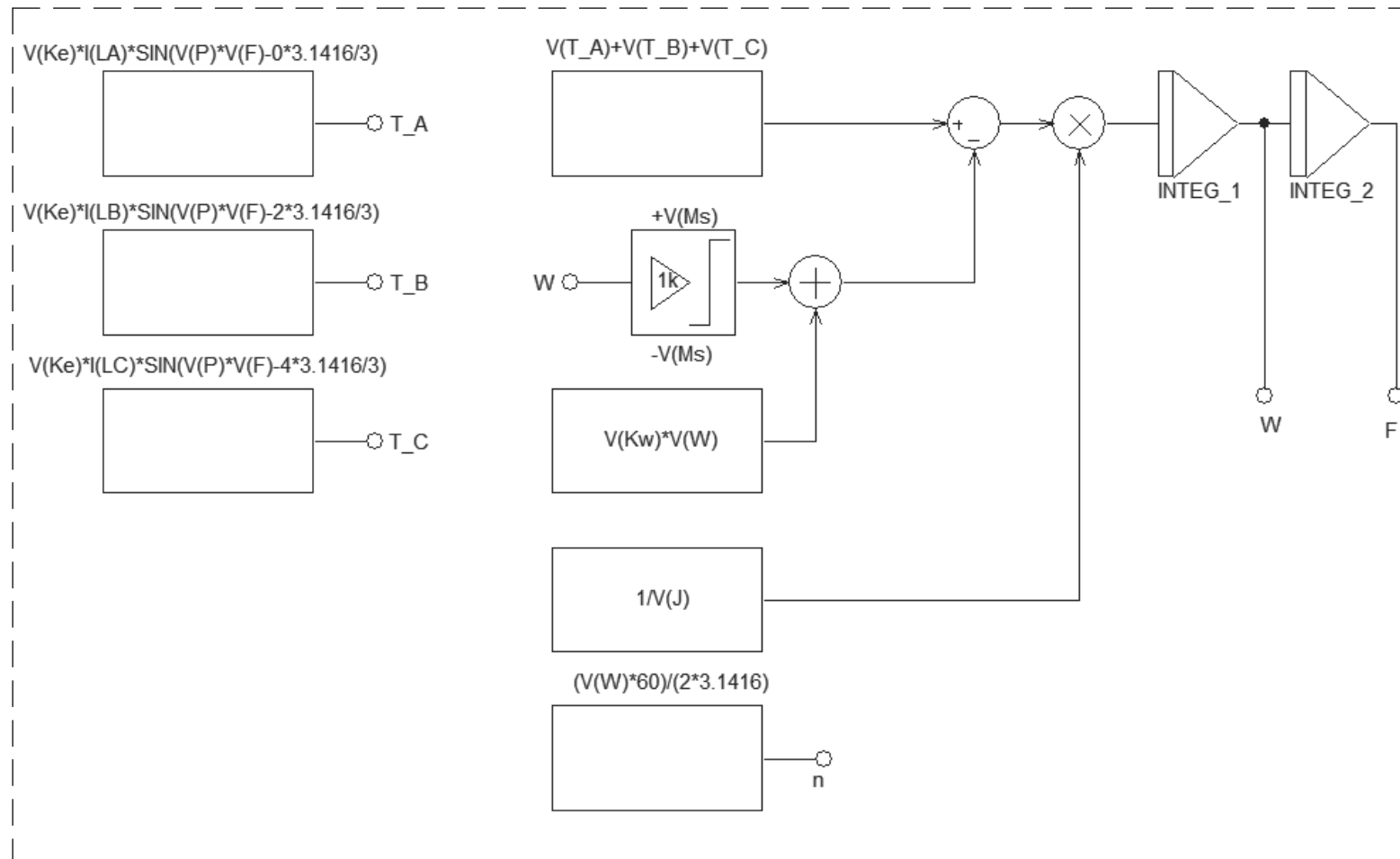
Модель инвертора и фаз якоря.



Модель противо-ЭДС фаз.



Модель электромеханической подсистемы БДПТ.



Параметры модели.

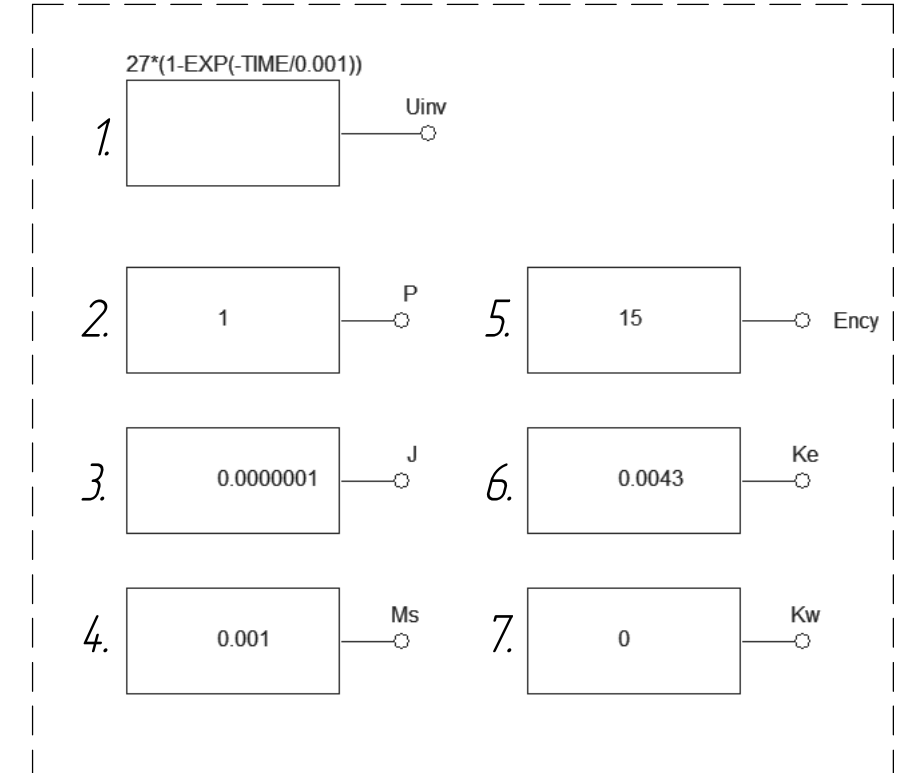
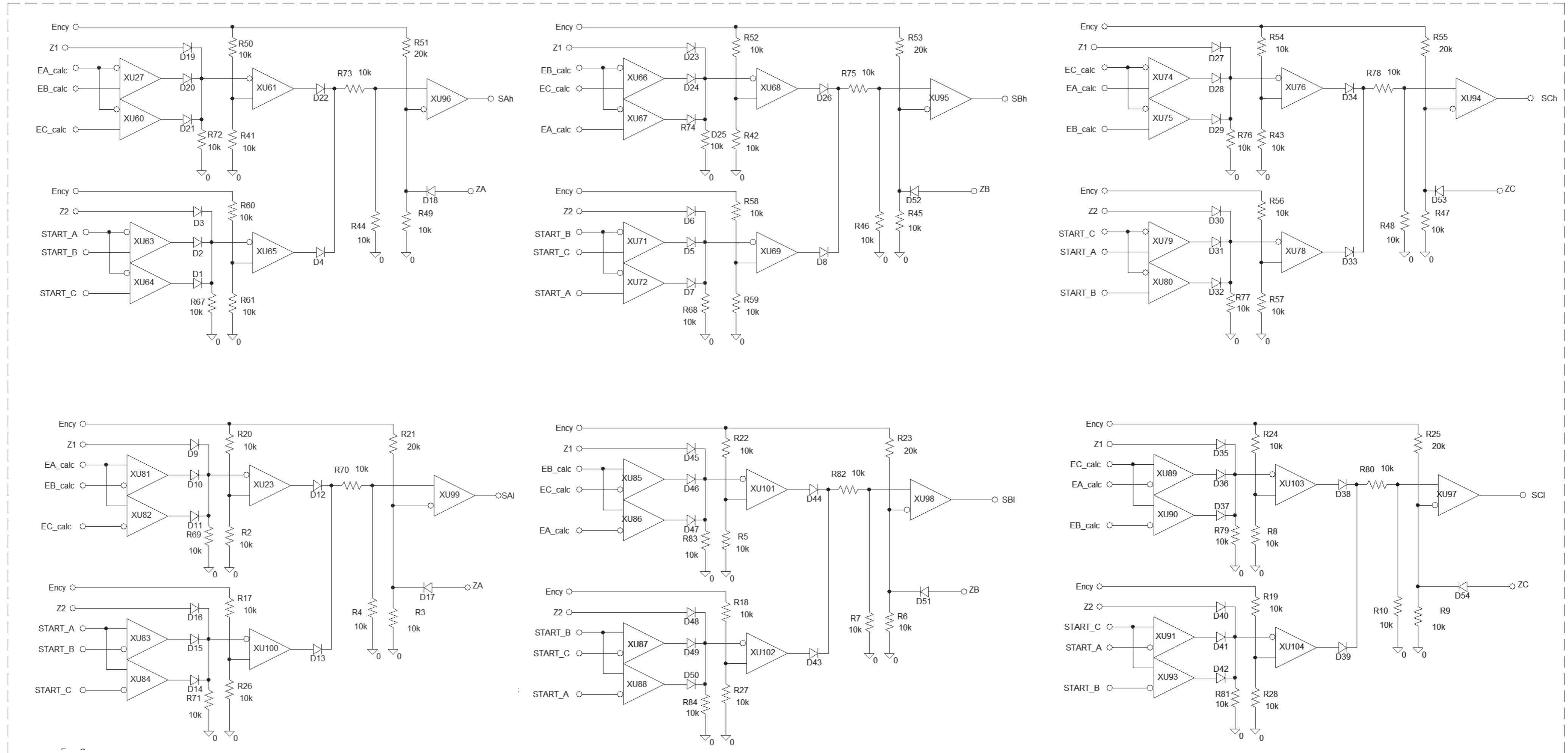
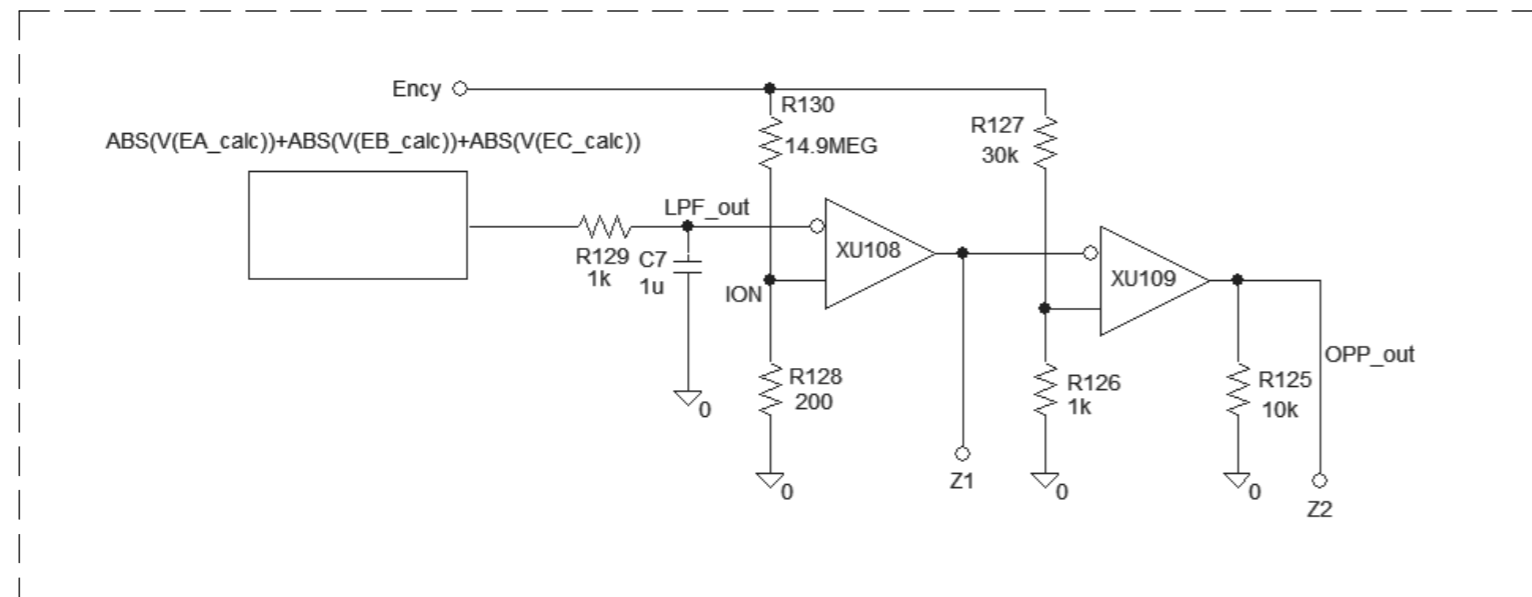


Рисунок П1.1 – Модель БДПТ в OrCad Schematics. Лист 1.

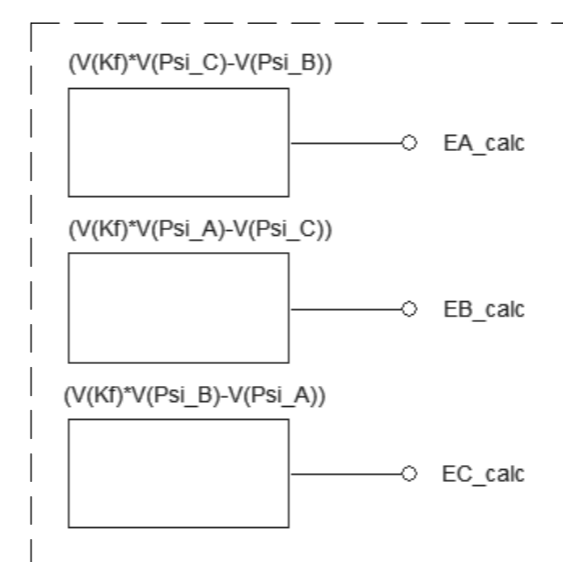
Модель блока БСЧ.



Модель блока ОПП.



Модель блока ВПЭ.



Модель ЗК.

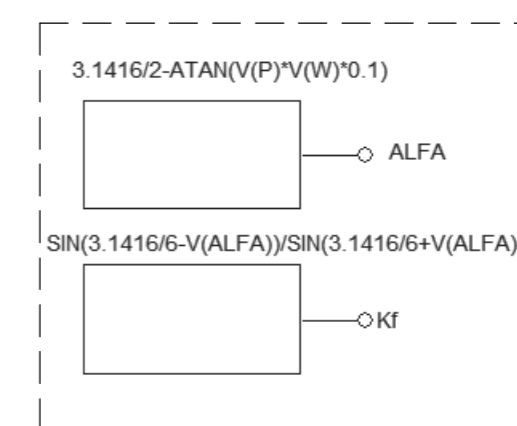
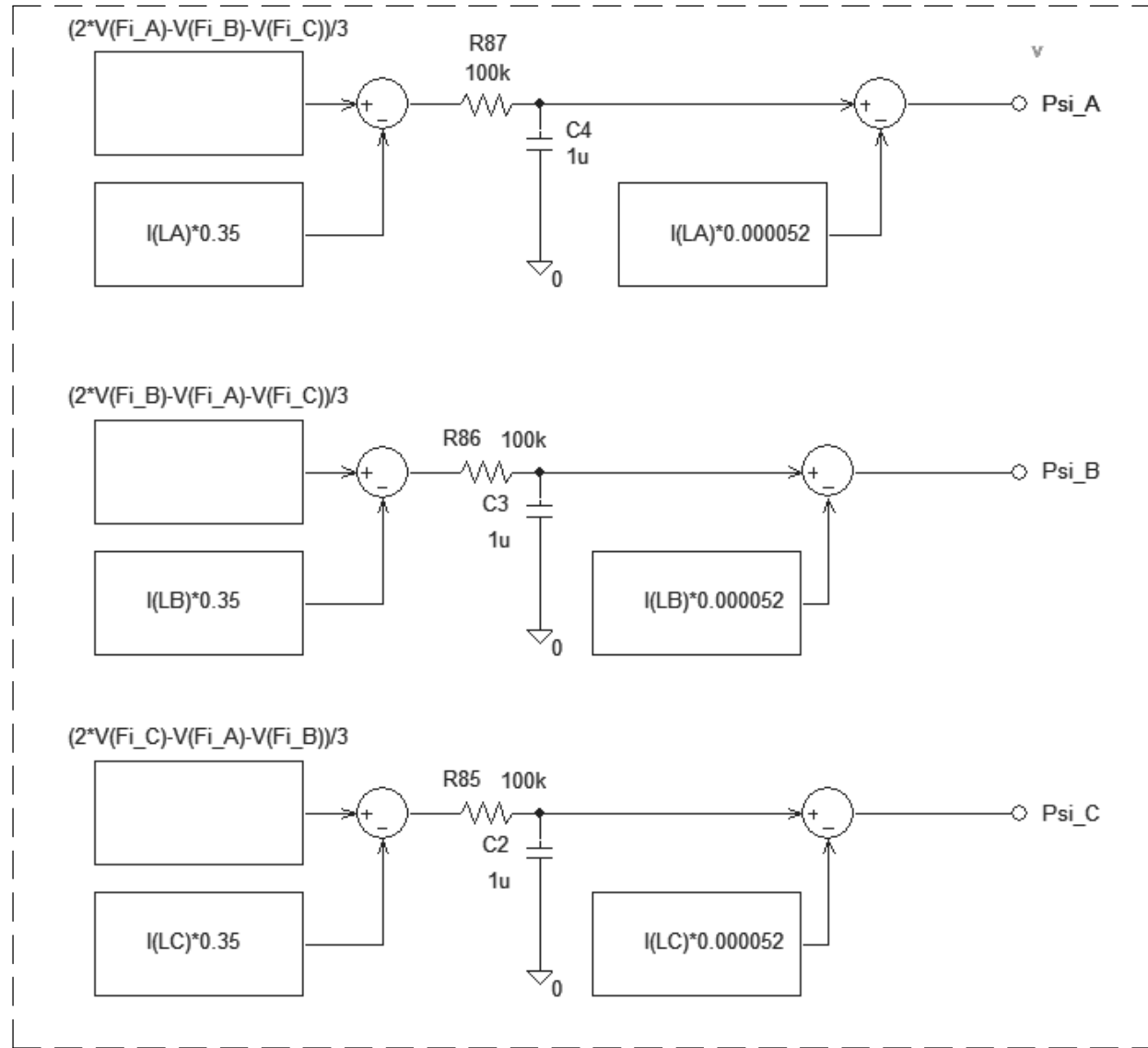
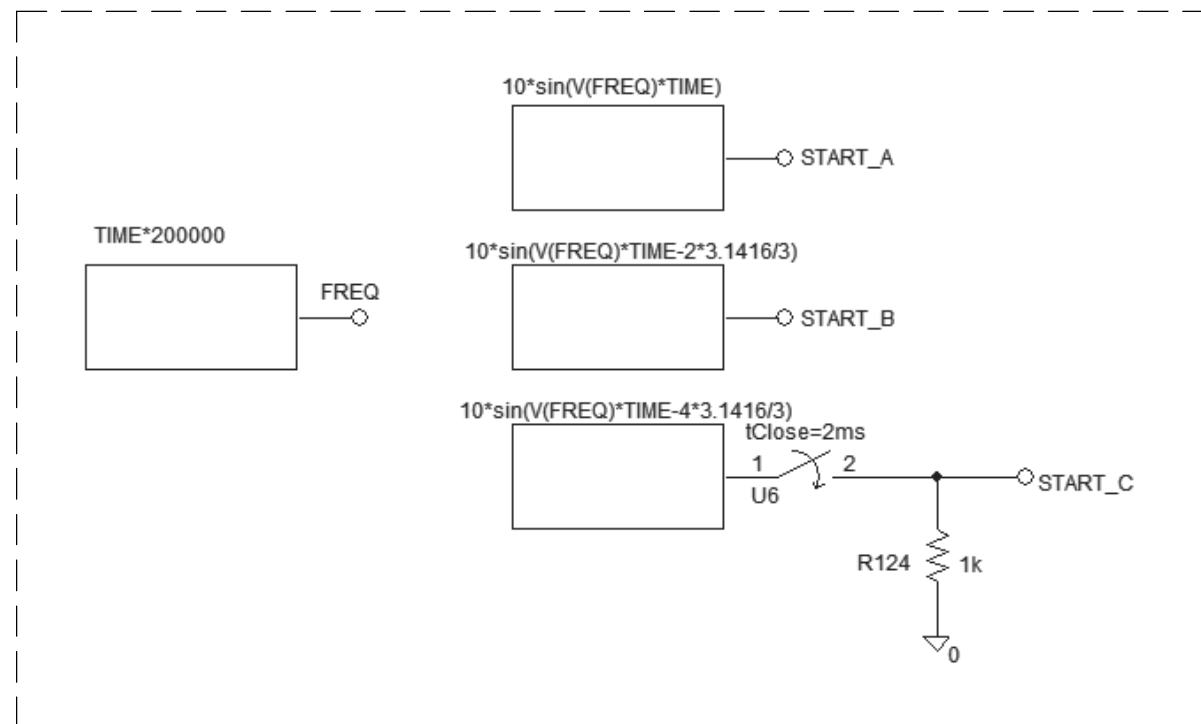


Рисунок П1.2 – Модель БДПТ в OrCad Schematics. Лист 2.

Модель блока ВП.



Модель блока ПБ.



Модель блока БЗ.

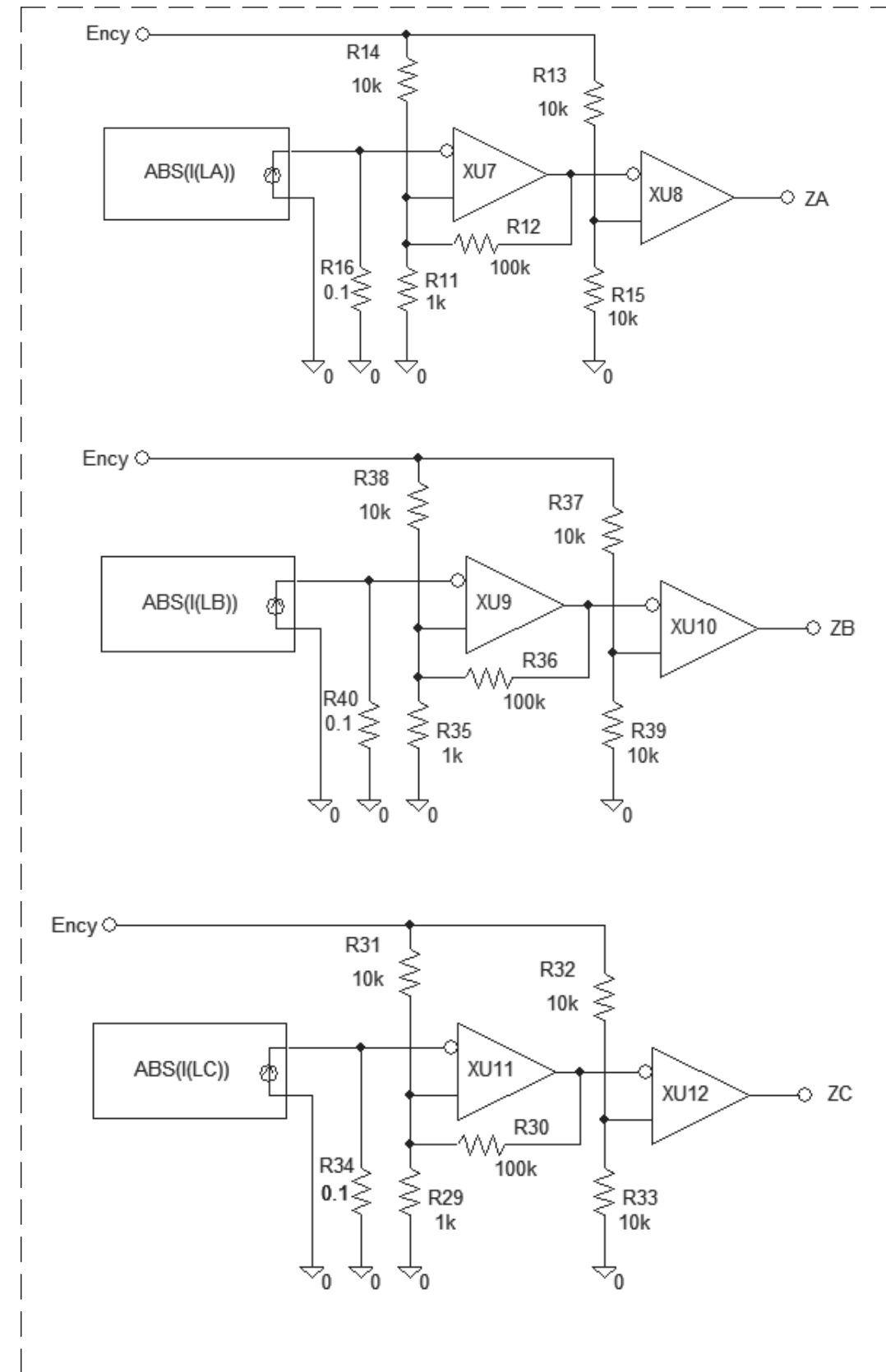


Рисунок П1.3 – Модель БДПТ в OrCad Schematics. Лист 3.

Обозначения сигналов и узлов, используемые в модели БДПТ в OrCad Schematics.

Обозначение	Описание
Uinv	Напряжение на входе инвертора, [В].
P	Количество пар полюсов.
J	Момент инерции ротора, [кг · м].
Ms	Момент сухого трения, [Н · м].
Uпсу	Напряжение питания системы управления, [В].
Ke	Коэффициент противо-ЭДС, [В · с/рад].
Kw	Коэффициент вязкого трения, [Н · м · с/рад].
Fi_A	Узел, в котором измеряется потенциал фазы А.
Fi_B	Узел, в котором измеряется потенциал фазы В.
Fi_C	Узел, в котором измеряется потенциал фазы С.
Fi_N	Узел, в котором измеряется потенциал общей точки обмотки якоря.
EA	Узел, потенциал которого равен реальной противо-ЭДС фазы А, [В].
EB	Узел, потенциал которого равен реальной противо-ЭДС фазы В, [В].
EC	Узел, потенциал которого равен реальной противо-ЭДС фазы С, [В].
SAh	Узел, соответствующий управляющему электроду верхнего ключа стойки фазы А инвертора.
SAI	Узел, соответствующий управляющему электроду нижнего ключа стойки фазы А инвертора.
SBh	Узел, соответствующий управляющему электроду нижнего ключа стойки фазы В инвертора.
SBh	Узел, соответствующий управляющему электроду нижнего ключа стойки фазы В инвертора.
SCh	Узел, соответствующий управляющему электроду нижнего ключа стойки фазы С инвертора.
SCh	Узел, соответствующий управляющему электроду нижнего ключа стойки фазы С инвертора.
EA_calc	Узел, потенциал которого равен вычисленной псевдо-ЭДС фазы А, [В].
EB_calc	Узел, потенциал которого равен вычисленной псевдо-ЭДС фазы В, [В].
EC_calc	Узел, потенциал которого равен вычисленной псевдо-ЭДС фазы С, [В].

Таблица П1.1 (окончание).

ALFA	Узел, потенциал которого равен вычисленному углу опережения ФЧХ апериодического звена по сравнению с интегральным, [рад].
Kf	Узел, потенциал которого равен значению корректирующего коэффициента $K\omega$.
T_A	Узел, потенциал которого равен электромагнитному моменту, создаваемому фазой А, [Н·м].
T_B	Узел, потенциал которого равен электромагнитному моменту, создаваемому фазой В, [Н·м].
T_C	Узел, потенциал которого равен электромагнитному моменту, создаваемому фазой С, [Н·м].
W	Узел, потенциал которого равен угловой скорости вращения ротора, [рад·с ⁻¹].
F	Узел, потенциал которого равен углу поворота ротора, [рад].
n	Узел, потенциал которого равен частоте вращения ротора, измеряемой в, [мин ⁻¹].
START_A	Узел, потенциал которого соответствует стартовому сигналу для фазы А.
START_B	Узел, потенциал которого соответствует стартовому сигналу для фазы В.
START_C	Узел, потенциал которого соответствует стартовому сигналу для фазы С.
Z1	Узел, потенциал которого соответствует сигналу с ОПП, разрешающему коммутацию по вычисленным псевдо-ЭДС.
Z2	Узел, потенциал которого соответствует сигналу с ОПП, запрещающему коммутацию по стартовой последовательности.
ZA	Узел, потенциал которого соответствует сигналу токоограничения для фазы А с БЗ.
ZB	Узел, потенциал которого соответствует сигналу токоограничения для фазы В с БЗ.
ZC	Узел, потенциал которого соответствует сигналу токоограничения для фазы С с БЗ.
Psi_A	Узел, потенциал которого соответствует вычисленному значению потокосцепления фазы А, [Вб].
Psi_B	Узел, потенциал которого соответствует вычисленному значению потокосцепления фазы В, [Вб].
Psi_C	Узел, потенциал которого соответствует вычисленному значению потокосцепления фазы С, [Вб].