

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Филиал федерального государственного автономного образовательного
учреждения высшего образования
«Южно-Уральский государственный университет
(национальный исследовательский университет)» в г. Миассе
Факультет «Электротехнический»
Кафедра «Автоматика»

ДОПУСТИТЬ К ЗАЩИТЕ
Заведующий кафедрой
_____ С.С. Голощапов
_____ 2019 г.

Имитационные модели управляемых четырехфазных вентильно-индукторных
двигателей на основе индукторных машин произвольной конфигурации

ПОЯСНИТЕЛЬНАЯ ЗАПИСКА
К ВЫПУСКНОЙ КВАЛИФИКАЦИОННОЙ РАБОТЕ
ЮУрГУ – 27.03.04.2019.185 ПЗ ВКР

Руководитель проекта
_____ А. В. Ямщиков
« ____ » _____ 2019 г.

Автор проекта
студент группы МиЭт-468
_____ Ю.А. Зиганшина
« ____ » _____ 2019 г.

Нормоконтролер
кафедры АиУ
_____ Т.А. Барбасова
« ____ » _____ 2019 г.

Миасс 2019

					27.03.04.2019.185 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата		2

АННОТАЦИЯ

Зиганшина Ю.А. Имитационные модели управляемых четырехфазных вентильно-индукторных двигателей на основе индукторных машин произвольной конфигурации. – Миасс: ЮУрГУ, электротехнический факультет; 2019, 72 с., 45 ил., библиогр. список – 70 наим., 4 листа чертежей ф. А4.

Данная работа посвящена разработке имитационной модели четырёхфазного вентильно-индукторного двигателя (ВИД). Особенностью полученной модели является возможность изменения чисел зубцов статора и ротора без нарушения работоспособности системы.

На базе модели ВИД была построена модель управляемого вентильно-индукторного привода (ВИЭП), ПИ-регулятор которого был настроен на технический оптимум. В модели ВИЭП предусмотрена защита от чрезмерно высоких токов и резкого возрастания угловой скорости вращения ротора.

Пояснительная записка оформлена в MS Word 2010. Моделирование системы произведено в MATLAB R2016b. Необходимые схемы проекта построены в Splan7.0.

					27.03.04.2019.185 ПЗ			
<i>Изм</i>	<i>Лист</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Подпись</i>	<i>Дата</i>	<i>Имитационные модели управляемых четырехфазных вентильно-индукторных двигателей на основе индукторных машин произвольной конфигурации</i>	<i>Лит.</i>	<i>Лист</i>	<i>Листов</i>
<i>Разраб.</i>		Зиганшина Ю.А.						
<i>Провер.</i>		Ямщиков А.В.					3	72
<i>Реценз.</i>						ЮУрГУ (НИУ) Кафедра "Автоматика"		
<i>Н. Контр.</i>		Барбасова Т.А.						
<i>Утверд.</i>		Голощапов С.С.						

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	5
1 ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНОГО ДВИГАТЕЛЯ..	10
1.1 Особенности конструкции вентильно-индукторного двигателя	10
1.2 Принцип действия.....	12
1.3 Особенности источников питания ВИД.....	14
1.4 Принципы управления частотой вращения ВИД	15
2 МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНЫХ ДВИГАТЕЛЯХ.....	19
2.1 Получение выражений для момента и индуктивности катушки	19
2.2 Принцип работы функциональной схемы электронного коммутатора	29
2.3 Временные диаграммы основных физических величин ВИД.....	30
3 ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ЧЕТЫРЕХФАЗНОГО ВИД.....	34
3.1 Описание имитационной модели ВИП.....	37
3.2 Результаты моделирования	47
4 ПОСТРОЕНИЕ УПРОЩЕННОЙ МОДЕЛИ. НАСТРОЙКА РЕГУЛЯТОРА	51
4.1 Определение вида упрощенной модели с помощью пакета идентификации	52
4.2 Настройка системы на технический оптимум	54
5 ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНОГО ПРИВОДА.....	57
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	63
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК	65
ПРИЛОЖЕНИЕ А	73

									Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	27.03.04.2019.185 ПЗ				4

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время к основным задачам электромеханики можно отнести создание таких преобразователей энергии, которые обладают высокой энергетической эффективностью при минимальных материальных затратах. Снижение стоимости электрической машины тесно связано с ее универсальностью, то есть применением в различных устройствах. Одним из развивающихся видов преобразователей энергии является вентильно-индукторный электропривод (ВИЭП), конструкция которого была описана в 30-е годы прошлого столетия [1].

ВИЭП применяются в различных отраслях: транспорт (трамваи, троллейбусы, железнодорожный транспорт), горнодобывающая техника, станкостроение, насосное и компрессное оборудование, бытовая техника (стиральные машины, пылесосы, электроинструменты различного назначения), выработка электрической энергии различной мощности (ветроэнергетика, гидроэнергетика) [2-7].

Лидером в разработке и внедрении ВИЭП за рубежом является японская компания Nidec Motor Corporation (NMC), которая серийно выпускает машины малой и средней мощности (в диапазоне от 14,7-308,7 кВт) с перегрузочной способностью до 250%, применяемые в горнодобывающей промышленности и электроэнергетике [8].

Пример отечественного применения ВИЭП – трансмиссия бульдозерно-рыхлительного аппарата ДЭТ-400. Согласно сравнительной характеристике с тракторами ДЭТ-250М2 и ДЭТ-320, приведенной на сайте производителя, введение вентильно-индукторных машин привело к увеличению надёжности трансмиссии в два раза и к устойчивости к повышенной влажности. Такой электропривод обеспечивает постоянную номинальную мощность во всем тяговом диапазоне. ДЭТ-400 имеется в номенклатуре выпускаемой ЧТЗ продукции [9].

										Лист
										5
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	27.03.04.2019.185 ПЗ					

Опыт поставки ВИП обладает научно-производственная фирма «Вектор», разрабатывающая системы управления на отечественной и импортной элементной базе [10-13]. Последним проектом является вентильно-индукторный электропривод с независимым возбуждением с диапазоном мощностей от 350 до 1250 кВт. Используемый в приводе двигатель состоит из нескольких секций, к каждой из которых подключен преобразователь частоты, работающий независимо от других. Это обеспечивает высокую надежность системы, поскольку двигатель может продолжать работу при отказе какой-либо из секций. Нарращивание числа секций приводит к увеличению суммарного электромагнитного момента, что позволяет варьировать выходную мощность привода в высоких пределах. В настоящее время ВИЭП работает на разных теплостанциях Москвы в качестве приводов дымососов, вентиляторов и насосов.

Внедрением ВИЭП в свою продукцию занимается научно-производственное предприятие «Резонанс» города Челябинск. Данная компания – один из основных российских разработчиков и производителей электрооборудования для строительной-дорожной и сельскохозяйственной техники и городского транспорта [14]. В феврале 2018 года были успешно проведены испытания электромеханической трансмиссии колесного сельскохозяйственного трактора Т-240, в состав которой входят 4 вентильно-индукторных двигателя и вентильно-индукторный генератор. Использование инновационной электромеханической трансмиссии дает ряд существенных преимуществ таких, как оптимизация режимов работы двигателя и обеспечение регулирования скорости движения в широком диапазоне. Программное обеспечение контроллера электротрансмиссии позволяет легко создавать полностью автоматизированные безэкипажные машины, работающие при минимальном расходе топлива и с максимальным КПД. С предприятием «Резонанс» сотрудничает ЮУрГУ с целью разработки приводов «нового поколения» в рамках стратегии импортозамещения.

Распространённость применения ВИЭП прежде всего связана с достоинствами вентильно-индукторного двигателя. К ним относятся:

					27.03.04.2019.185 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата		6

Полученная модель должна быть управляемой, с реализацией отображения во времени основных физических величин (например, электромагнитного момента, потокосцепления, тока фаз двигателя), работоспособна при любых параметрах ВИД, в том числе, инвариантна к изменению числа зубцов статора и ротора.

Цель работы: синтезировать имитационную управляемую модель вентильно-индукторного двигателя произвольной конфигурации.

Задачи работы:

1. Изучить математическое описание процессов, протекающих в ВИД. С учетом полученных уравнений и принятых допущений разработать схему моделирования в прикладном программном пакете MATLAB Simulink.

2. На основе полученной схемы моделирования ВИД разработать замкнутую систему управления ВИЭП с отрицательной обратной связью по угловой скорости вращения ротора. Предусмотреть ограничители тока и задатчик интенсивности.

					27.03.04.2019.185 ПЗ	Лист
						9
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата		

1 ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНОГО ДВИГАТЕЛЯ

1.1 Особенности конструкции вентильно-индукторного двигателя

Вентильно-индукторный двигатель представляет собой конструктивно синхронный двигатель, который состоит из реактивного ротора, имеющего явно выраженные зубцы, и статора с явно выраженными зубцами и расположенными на них катушками, в которых вентильный коммутатор по определённому алгоритму создает однополярные импульсы тока [21].

В статье [22] рассмотрены различные комбинации чисел зубцов статора и ротора, однако наиболее часто встречающиеся конфигурации – 8/6 и 6/4 с числом фаз обмотки $\frac{Z_s}{2}$, где Z_s – общепринятое обозначение числа выступов статора.

Принцип действия ВИД рассмотрим на примере конфигурации 6/2, где 6 – количество зубцов статора, а 2 – количество зубцов ротора.

Конструктивная схема ВИД конфигурации 6/2 изображена на рисунке 1.1 [23, с.24]. Кинематическая схема расположения ВИД с конфигурацией 8/6 приведена в документе 27.03.04.2019.185.01 К7.



Рисунок 1.1 – Конструктивная схема ВИД

На рисунке 1.1 показаны две катушки u_1-u_2 и u_3-u_4 , расположенные по оси $a-a'$. Эти катушки соединены последовательно и согласно. Они образуют обмотку фазы «а», в которой вентильный коммутатор (ВК) создает однополярный импульс тока i_a , называемый током фазы «а». В катушках, установленных на осях $b-b'$ и $c-c'$ происходят аналогичные процессы. Фазные токи i_a, i_b и i_c ВК создаются напряжениями U_a, U_b и U_c , называемыми фазными напряжениями ВИД.

В рамках данного проекта будет рассмотрена одиночная симметричная коммутация фаз, т.е. при работе ВИД коммутация фаз происходит так, что в любой момент времени импульс тока протекает по одной фазе. Порядок коммутации фаз выглядит следующим образом: $a-b-c-a...$.

На рисунке 1.2 изображены силы, действующие на ротор, при расположении катушек на противоположных выступах статора [24, с.125].

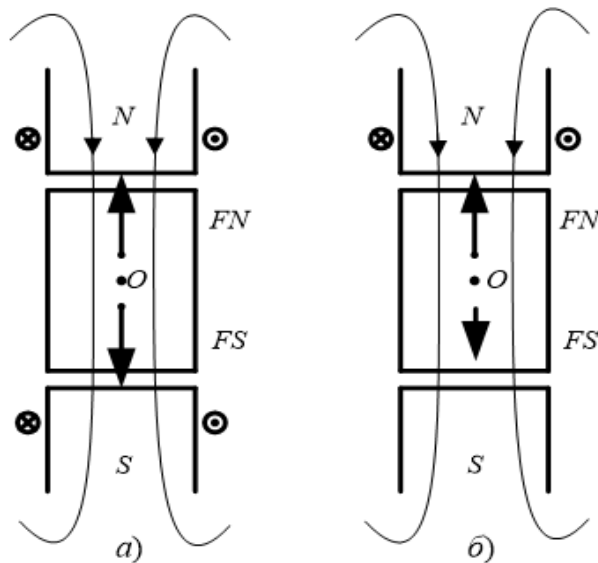


Рисунок 1.2 – Силы, действующие на ротор в радиальном направлении

Из рисунка 1.2 (а) видно, что результирующие силы F_N и F_S , действующие со стороны зубцов статора на зубцы ротора относительно оси О, являются равными и противоположно направленными. Взаимная компенсация F_N и F_S исключает

изгиб вала ротора, что повышает надежность работы двигателя. Если катушки одной фазы установить только на одном зубце статора (показано на рисунке 1.2 (б)), то результирующие силы F_N и F_S будут неравны, что приведет к изгибу ротора и его преждевременному износу [25].

Таким образом, для того, чтобы исключить возможность изгиба ротора под действием сил F_N и F_S , необходимо, чтобы количество зубцов статора и ротора было четной величиной.

Также для обеспечения вращения ротора требуется, чтобы выполнялось условие (1.1):

$$Z_r \neq Z_s, \quad (1.1)$$

где Z_r – количество зубцов (выступов) ротора;

Z_s – количество зубцов (выступов) статора.

1.2 Принцип действия

Рассмотрим принцип действия ВИД, опираясь на рисунок 1.1. Пусть включена фаза «а» и ротор занимает указанное положение. При включенной фазе «а» верхний выступ ротора будет притягиваться к верхней катушке, а нижний выступ – к нижней катушке. В результате ротор начнет вращение против часовой стрелки до совпадения осей d и a . Это положение называется – согласованным положением ротора относительно фазы «а» [26, с.9].

Активной называется фаза, по катушкам которой протекает электрический ток.

Угол θ , отсчитываемый от продольной оси активной фазы до оси ротора d , называемое углом рассогласования данной активной фазы.

Положением неустойчивого равновесия называется такое положение ротора, при котором θ составляет $\pm 90^\circ$.

					27.03.04.2019.185 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата		12

Следовательно, если фазу «*a*» оставить включенной продолжительное время, то вращение ротора будет кратковременным, т.к. он быстро достигнет согласованного положения. Для того чтобы ротор не остановился в этом положении, необходимо при некотором угле включить следующую фазу «*b*», а фазу «*a*» отключить. При последовательном циклическом повторении переключения фаз по схеме *a - b - c - a...* получим процесс непрерывного вращения ротора.

Рассмотрим характер движения магнитного поля для ВИД, изображённого на рисунке 1.1. Введем в рассмотрение магнитодвижущие силы (МДС) обмоток *F_a, F_b* и *F_c* фаз «*a*», «*b*» и «*c*». Направление МДС обмотки фазы «*a*» определяется правилом правой руки с учетом направления тока *i_a*. Направления МДС показаны на рисунке 1.3 [27].

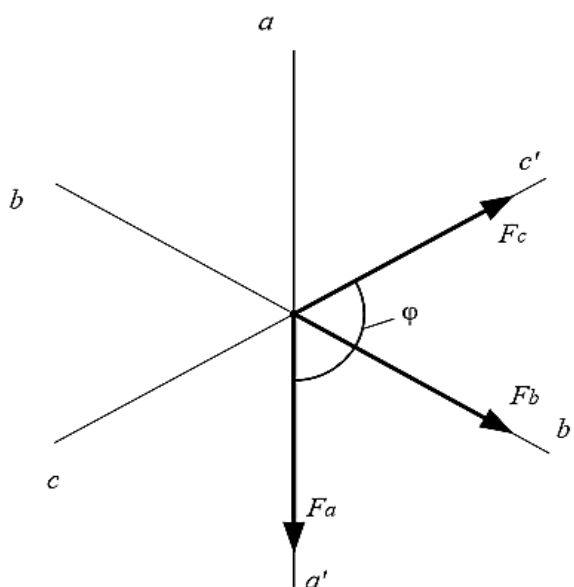


Рисунок 1.3 – Схема вращения магнитного поля ВИД конфигурации 6/2

В случае одиночной симметричной коммутации только включенная обмотка будет создавать МДС и, следовательно, результирующая МДС магнитного поля будет совпадать с этой обмоткой. Из рисунка 1.3 видно, что при таком виде коммутации результирующая МДС поля статора будет скачкообразно вращаться в

секторе φ . Тогда среднее значение результирующей МДС будет направлено по оси $b - b'$ и отлично от нуля. Таким образом, в ВИД, кроме иных полей, создается постоянное магнитное поле. Такие машины называются индукторными.

1.3 Особенности источников питания ВИД

В рассматриваемом двигателе питание фазных обмоток осуществляется не от постоянных магнитов, а производится однополярными импульсами. Это приводит к возникновению специфических требований к работе преобразователя напряжения.

Каждый преобразователь для питания ВИД должен обеспечить три этапа цикла коммутации обмотки двигателя [28].

Первый этап заключается в подаче максимально допустимого напряжения на статорную обмотку для быстрого увеличения магнитной индукции. На втором этапе напряжение питания регулируют с целью поддержания магнитной индукции на заданном уровне. На третьем этапе обмотку отключают так, чтобы магнитная индукция быстро упала до нуля во избежание возникновения тормозных моментов.

В настоящее время для коммутации обмоток ВИД разработано и применяется большое количество преобразователей. Многообразие решений по топологии объясняется двумя факторами [29]:

1. Попытка улучшить электромагнитные процессы с целью получения требуемых электромагнитных характеристик.
2. Минимизация материальных затрат на компоненты схем.

Все возможные преобразователи можно разбить на 4 большие группы:

1. «Классическая» полумостовая схема и ее модификации.
2. Преобразователи с накоплением энергии за счет применения дополнительных обмоток или конденсаторов. Данный вид электромеханических

										Лист
										14
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	27.03.04.2019.185 ПЗ					

преобразователей не нашел широкого применения в связи с их высокой стоимостью.

3. Преобразователи с дополнительным звеном постоянного тока, в качестве которого используются повышающие преобразователи напряжения. Используются в высокоскоростном приводе.

4. Преобразователи, энергия магнитного поля отключаемой фазы которых рассеивается в виде теплоты. Имеют минимальную стоимость и наиболее простую конструкцию по сравнению с другими вариантами схем, но обладают самым низким значением КПД.

В рамках данной работы будет рассмотрено математическое описание «классической» полумостовой схемы, состоящей из транзисторов и диодов, включенных по диагонали.

1.4 Принципы управления частотой вращения ВИД

Управление угловой скоростью движения ротора можно производить, как и для вентильных двигателей постоянного тока, двумя способами:

1. Изменением амплитуды фазных напряжений.
2. Изменением углов включения и отключения обмоток.

Управление частотой вращения изменением амплитуды фазных напряжений строится аналогично управлению частотой вращения вентильного двигателя постоянного тока (ВДПТ) [30, с. 182].

Управление частотой вращения изменением угла включения и отключения объясним на примере ВИД конфигурации 6/2.

Движение ротора определяется электромагнитным моментом. Момент определяется положением ротора, расположением активной фазы в текущий момент времени и током активной фазы.

Рассмотрим электромагнитный момент M_a , создаваемый одной фазой – фазой «a». Примем допущение, что по обмотке фазы «a» протекает постоянный

										Лист
										15
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	27.03.04.2019.185 ПЗ					

электрический ток i_a . Рассмотрим график зависимости величины электромагнитного момента от угла рассогласования фазы.

При $\gamma = 90^\circ$, $\gamma = 0^\circ$, $\gamma = 180^\circ$ электромагнитный момент равен нулю – эти точки соответствуют состояниям устойчивого и неустойчивого равновесия.

При отклонении от положения устойчивого равновесия ротор будет возвращаться моментом M_a в исходное положение. Таким образом, при отклонении по часовой стрелке момент M_a должен принимать отрицательные значения, а при отклонении ротора против часовой стрелки – положительные значения. Качественно построенная зависимость электромагнитного момента M_a от угла рассогласования на промежутке $\gamma \in [0^\circ; 180^\circ]$ приведена на рисунке 1.4 [31].

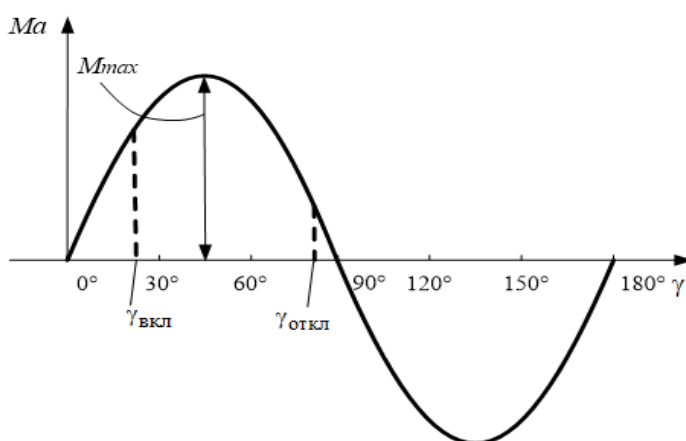


Рисунок 1.4 – График зависимости M_a от угла рассогласования

Примем допущение: изменение фазного тока при включении или отключении обмотки происходит мгновенно: при включении – мгновенное возрастание тока до некоторого значения, при отключении – снижение до нуля.

Пусть ротор находится в положении, приведённом на рисунке 1.1. Для того чтобы привести ротор во вращение против часовой стрелки, необходимо чтобы при данном положении ротора уже была включена фаза «a» [32, с. 38]. Затем, при достижении ротором положения, когда угол между осью «b» и продольной

осью ротора « d » окажется острым, необходимо подать напряжение на обмотку фазы « b ». Ток обмотки « a » в момент включения обмотки « b » мгновенно снижается до нуля.

Угол включения – угол рассогласования γ , при котором включается обмотка фазы « a ».

Угол отключения – угол рассогласования γ , при котором отключается обмотка фазы « a ».

Изменение углов включения и отключения приводит к изменению среднего электромагнитного момента ВИД.

Для средних величин справедливо следующее уравнение движения (1.2):

где – средняя частота вращения вала ротора;

– средний момент нагрузки на валу ротора.

Из (1.2) видно, что изменение приводит к изменению, являющегося функций от. Этот факт объясняет возможность регулирования средней частоты вращения путем изменения углов включения и отключения фазных обмоток статора.

Однако изменение угла включения возможно весьма в узком диапазоне, что практически не позволяет использовать его для управления частотой ВИД.

Это связано с невозможностью мгновенного изменения фазных токов. Вспомним, что индуктивность обмотки определяется средней величиной воздушного зазора между выступом статора, на котором установлена обмотка, и ротором: чем больше зазор, тем меньше индуктивность. Поскольку связь между скоростью возрастания тока и индуктивностью обратно пропорциональная, для получения высоких силовых характеристик ВИД необходимо, чтобы

										Лист
										17
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	27.03.04.2019.185 ПЗ					

индуктивность в начальный момент работы имела малые значения. Таким образом, угол включения фазной обмотки должен быть близок к нулю . Последнее приближенное равенство означает, что угол включения практически невозможно варьировать, что значительно ограничивает возможность управления частотой вращения ВИД.

Рассмотрим реализацию управления частотой вращения ротора изменением угла отключения.

Отключения фазной обмотки от источника питания необходимо производить при положительном моменте. Как видно из рисунка 1.4 для двигателя с конфигурацией 6/4 момент положителен при углах отключения, принадлежащих диапазону от 0° до 90° . Широкий диапазон изменения угла отключения приводит к значительному изменению электромагнитного момента, что позволяет реализовать управление частотой вращения.

В силу наличия индуктивности фазной обмотки изменение тока до нуля не будет происходить мгновенно. Продолжительное снижение тока до нуля может вызывать отрицательный скользящий момент при определенных углах рассогласования. Существует несколько способов схемного решения данной проблемы. Одним из них является увеличение активного сопротивления обмотки двигателя. Недостаток такого решение – значительные потери мощности на активном сопротивлении цепи, и, как следствие, снижение КПД ВИД.

Таким образом, изменять частоту вращения ротора ВИД можно, изменяя в широком диапазоне угол отключения .

					27.03.04.2019.185 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата		18

2 МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНЫХ ДВИГАТЕЛЯХ

2.1 Получение выражений для момента и индуктивности катушки

При вращательном движении ротора электромагнитного устройства электромагнитный момент M в общем случае задается соотношением (2.1)

[33, с. 136]:

где W_M – энергия магнитного поля устройства,

Φ – результирующий магнитный поток устройства.

Элементарная механическая работа представляет собой произведение момента на бесконечно малое приращение угла поворота ротора (2.1):

$$dA = Mdy, \quad (2.2)$$

где y – угол рассогласования.

Тогда из (2.1) и (2.2) следует, что:

$$dA = -dW_M. \quad (2.3)$$

Выражение (2.3) отражает закон сохранения энергии и показывает, что увеличение выполняемой механической работы равно уменьшению энергии магнитного поля, и наоборот.

Рассмотрим вывод соотношения для момента при следующих условиях:

1. Одиночная симметричная коммутация обмоток ВИД.

					27.03.04.2019.185 ПЗ	Лист
						19
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата		

2. Конфигурация ВИД 6/2.
3. Катушки a_1-a_2 и a_3-a_4 соединены последовательно и согласно.
4. Катушки a_1-a_2 и a_3-a_4 образуют обмотку активной фазы.
5. γ – угол рассогласования.

Энергия магнитного поля обмотки определяется выражением (2.4):

$$W_M = \frac{i\psi}{2}, \quad (2.4)$$

где ψ – потокосцепление обмотки (двух катушек).

Потокосцепление обмотки определяется формулой (2.5):

$$\psi = \Phi W, \quad (2.5)$$

где Φ – магнитный поток пронизывающий катушки;

W – число витков катушки.

Магнитная схема замещения ВИД изображена на рисунке 2.1. Она построена на основании допущения, что магнитный поток замыкается только через зубцы фазы «а».

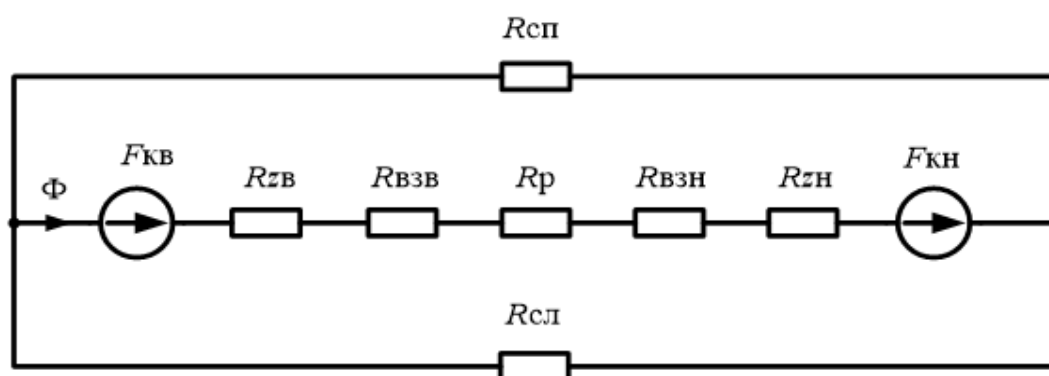


Рисунок 2.1 – Магнитная схема замещения ВИД

На рисунке 2.1 – – МДС верхней и нижней катушек; – магнитные сопротивления верхнего и нижнего зубцов; – магнитные сопротивления верхнего и нижнего воздушных зазоров; R_p – магнитное сопротивление ротора, – магнитные сопротивления левой и правой частей статора.

Эквивалентная схема преобразования изображена на рисунке 2.2.

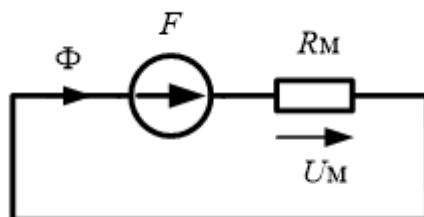


Рисунок 2.2 – Схема 2.1 после преобразований

На схеме 2.2 эквивалентное магнитное сопротивление ВИД равно (2.6) [34]:

Результирующая МДС:

На основании второго закона Кирхгофа для магнитных цепей по схеме замещения на рисунке 2.2 можно записать:

$$F = U_M. \quad (2.8)$$

На основании закона Ома для магнитных цепей имеет место:

МДС обмотки активной фазы определяется по формуле (2.10):

$$F = iW, \quad (2.10)$$

где i – ток, протекающий по обмотке.

При описании ВИД удобнее использовать понятие магнитной проводимости λ_M :

$$R_M = \frac{1}{\lambda_M}. \quad (2.11)$$

С учетом вышперечисленного получим искомое соотношение для магнитной энергии поля:

$$W_M = \frac{(iW)^2}{2} \lambda_M. \quad (2.12)$$

При постоянстве магнитного потока формулу (2.12) можно записать как:

Для определения магнитного момента нужно знать зависимость магнитной проводимости от угла рассогласования.

Примем допущение, что магнитные сопротивления ферромагнитных участков равны нулю. Тогда эквивалентное магнитное сопротивление будет определяться суммой сопротивлений воздушных зазоров.

Сопротивление одного воздушного зазора определяется формулой (2.14):

где δ – длина одного воздушного зазора между зубцами статора и ротора;

– относительная магнитная проницаемость воздуха (равна единице);

S_{\square} – площадь поперечного сечения магнитного потока;

μ_0 – магнитная постоянная $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Гн}}{\text{м}}$.

Тогда суммарная проводимость определяется выражением (2.15):

											Лист
											22
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	27.03.04.2019.185 ПЗ						

Поскольку при изменении угла рассогласования длина воздушного зазора и площадь поперечного сечения магнитного потока также изменяются, можно говорить, что проводимость является функцией угла рассогласования.

Заметим, что S_{\square} при повороте ротора меняется незначительно, а длина воздушного зазора меняется от δ_{\min} и δ_{\max} . Данные зависимости видны на рисунке 2.3.

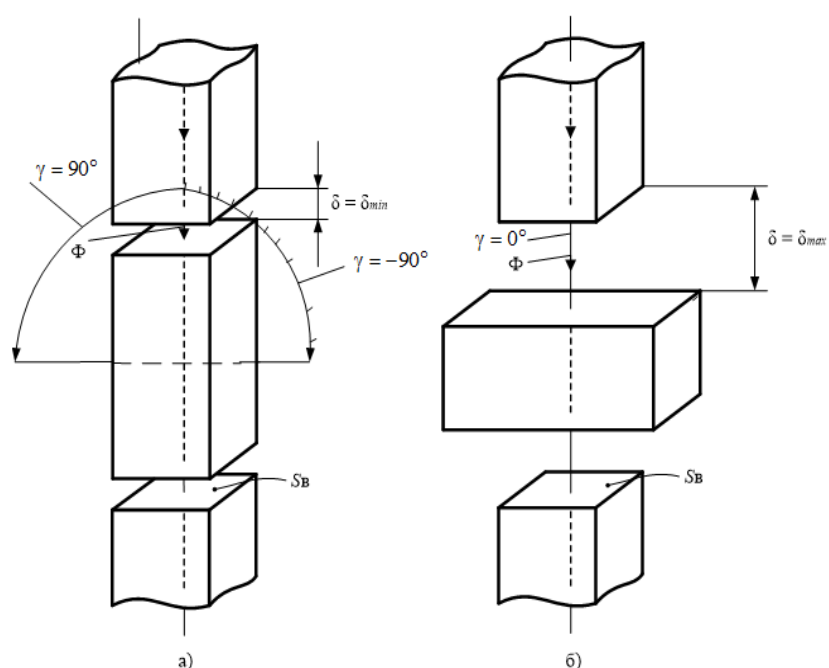


Рисунок 2.3 – Характер изменения S_{\square} и δ от γ

С учётом того, что проводимость является функцией γ выражение (2.13) принимает вид (2.16):

Дифференцируя (2.16), получаем (2.17):

На основании (2.8-2.11) выражение для момента можно записать как:

$$M = \frac{(W)^2}{2} \cdot \frac{d\lambda_M(\gamma)}{d\gamma} \quad (2.18)$$

Из (2.17) видно, что для определения момента требуется знание зависимости $\lambda_M(\gamma)$. Для упрощенного анализа работы ВИД эту функцию можно аппроксимировать простыми зависимостями.

Угловые диаграммы аппроксимирующей функции $\lambda_M(\gamma)$ для конфигурации 6/2 изображены на рисунке 2.4. Данные диаграммы построены в предположении постоянства тока катушки при изменении угла рассогласования.

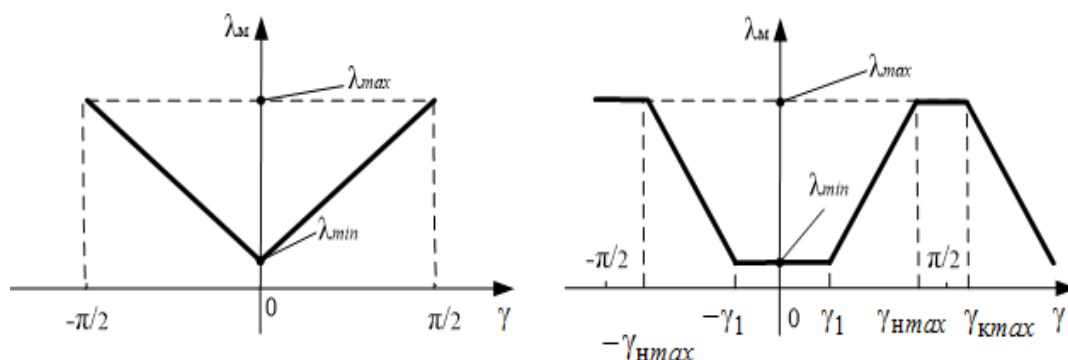


Рисунок 2.4 – Аппроксимация зависимости $\lambda_M(\gamma)$

На рисунке 2.4 угол γ_1 соответствует началу перекрытия выступов ротора и статора. Среднее значение воздушного зазора постепенно начинает уменьшаться, и при угле γ_{kmax} достигает минимального значения. Этот угол соответствует максимальному значению проводимости λ_{Mmax} .

Период полного перекрытия выступов ротора и статора заканчивается при угле γ_{kmax} . При дальнейшем увеличении угла рассогласования среднее значение

воздушного зазора резко увеличивается и, как следствие, магнитная проводимость начинает резко уменьшаться.

Воспользуемся выражением (2.18) и запишем, как меняется момент для более простой аппроксимации зависимости $\lambda_M(\gamma)$:

$$M = \begin{cases} -M_{\max 1} & \text{при } -\frac{\pi}{2} \leq \gamma \leq 0 \\ M_{\max 1} & \text{при } 0 \leq \gamma \leq \frac{\pi}{2} \end{cases}, \quad (2.19)$$

где
$$M_{\max 1} = \frac{(iW)^2}{2} \cdot \frac{\lambda_{M\max} - \lambda_{M\min}}{\frac{\pi}{2} - (-\frac{\pi}{2})} = \frac{(iW)^2}{2} \cdot \frac{\lambda_{M\max} - \lambda_{M\min}}{\pi}$$

Из 2.19 видно, что максимальное значение электромагнитного момента достигается при наибольшем изменении магнитной проводимости.

Для конфигурации 8/6 максимальное значение проводимости будет достигаться при угле рассогласования, равном $22 \cdot 30'$ (в геометрических градусах).

Для более сложной аппроксимации изменение момента можно представить как (2.20):

$$M = \begin{cases} 0 & \text{при } -\frac{\pi}{2} \leq \gamma \leq -\gamma_2 \\ -M_{\max 2} & \text{при } -\gamma_2 \leq \gamma \leq -\gamma_1 \\ 0 & \text{при } -\gamma_1 \leq \gamma \leq \gamma_1 \\ M_{\max 2} & \text{при } \gamma_1 \leq \gamma \leq \gamma_2 \\ 0 & \text{при } \gamma_2 \leq \gamma \leq \frac{\pi}{2} \end{cases}, \quad (2.20)$$

где
$$M_{\max 2} = \frac{(iW)^2}{2} \cdot \frac{\lambda_{M\max} - \lambda_{M\min}}{\gamma_1 - \gamma_2}$$

Графики зависимостей $M(\gamma)$, построенные по (2.19) и (2.20), изображены на рисунке 2.5.

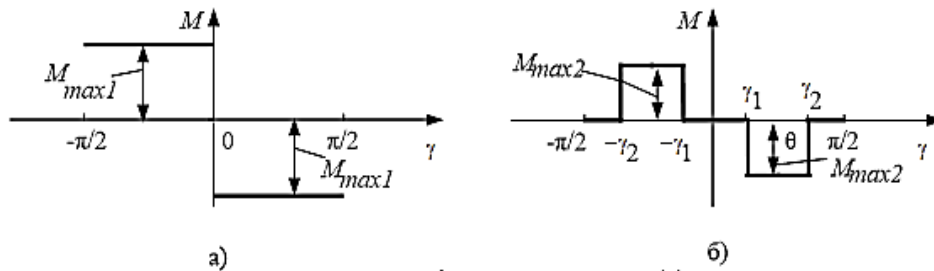


Рис.11. Графики зависимости $M(\gamma)$:

а – при аппроксимации $\lambda_M(\gamma)$ в соответствии с рис.10, а;
 б – при аппроксимации $\lambda_M(\gamma)$ в соответствии с рис.10, б

Рисунок 2.5 – Зависимости $M(\gamma)$

В качестве коммутатора обмотки одной фазы используется вентильный коммутатор, силовая часть которого построена по полумостовой схеме, состоящей из биполярных транзисторов с изолированным затвором (БТИЗ) и диодов. БТИЗ – транзисторы, представляющие собой сочетание двух транзисторов – полевого (для формирования сигнал управления) и биполярного (образуют силовой сигнал) [35].

Остальные фазы подключаются параллельно источнику постоянного напряжения, который состоит из трехфазного мостового выпрямителя и фильтра, предназначенного для сглаживания выходного напряжения источника питания. Электрическая функциональная схема одной фазы приведена на рисунке 2.6.

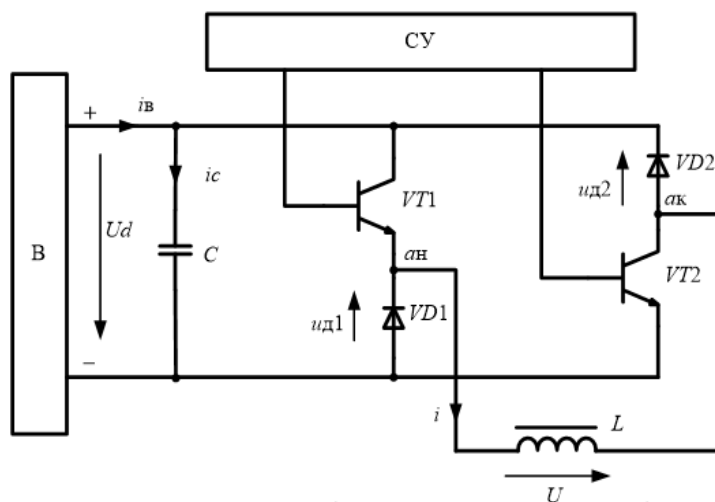


Рисунок 2.6 – Электрическая функциональная схема одной фазы электронного коммутатора

Рассмотрим процессы, протекающие в катушке статора, изображенной на рисунке 2.7.

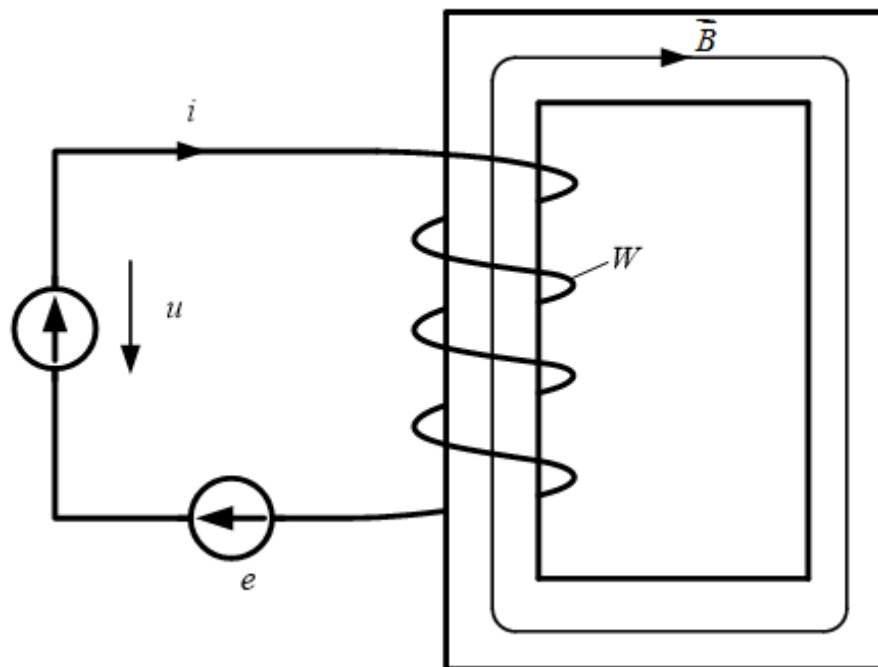


Рисунок 2.7 – Конструктивная схема катушки статора

К катушке подключен источник напряжения, генерирующий произвольно изменяющееся напряжение u . Под действием этого напряжения в катушке возникает ток i , создающий магнитное поле. Магнитное поле в силу закона электромагнитной индукции создает потокосцепление катушки ψ и ЭДС индукции e [36].

Второй закон Кирхгофа для катушки при обходе контура против часовой стрелки выглядит как (2.21):

$$u - u_r = -e, \quad (2.21)$$

где u_r – падение напряжения на активном сопротивлении катушки.

Напряжение на активном сопротивлении катушки определяется законом Ома (2.22):

$$u_r = ir, \quad (2.22)$$

По закону электромагнитной индукции (2.23):

$$e = -\frac{d\psi}{dt}, \quad (2.23)$$

где ψ – потокосцепление катушки.

Преобразуем выражение (2.21) с учетом (2.22) и (2.23), приняв $r = 0$:

$$u = \frac{d\psi}{dt}. \quad (2.24)$$

Поскольку потокосцепление создается только собственным током, имеет место:

$$\psi = Li, \quad (2.25)$$

где L – собственная индуктивность катушки.

Известно, что потокосцепление вычисляется как (2.26):

$$\psi = BSW, \quad (2.26)$$

где S – площадь поперечного сечения сердечника;

B – индукция магнитного поля;

W – число витков.

Взаимосвязь индукции и напряженности магнитного поля выражается формулой (2.27):

$$B = \mu_0 \mu_r H, \quad (2.27)$$

					27.03.04.2019.185 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата		28

где μ_r – относительная магнитная проницаемость сердечника.

По закону полного тока для магнитной цепи:

$$NI = iW, \quad (2.28)$$

где l – длина средней линии сердечника.

Тогда с учетом преобразований (2.25)-(2.28) получим:

$$L = \frac{\mu_0 \mu_r S}{l} W^2 = W^2 \lambda_M. \quad (2.29)$$

2.2 Принцип работы функциональной схемы электронного коммутатора

Рассмотрим работу коммутатора при одиночной симметричной коммутации.

Пусть в момент подключения обмотки фазы «а» ток обмотки равен нулю:

В момент времени транзисторы VT1 и VT2 откроются, а диоды VD1 и VD2 окажутся под обратным напряжением и будут закрыты. Обмотка L в результате открытия ключей VT1 и VT2 окажется подключенной на напряжение U_a . Пусть положительным направлением обмотки является направление от вывода «а_н» к выводу «а_к». Тогда к обмотке катушки приложено положительное напряжение U_a .

Тогда закон изменения потокосцепления обмотки подключаемой активной фазы имеет вид (2.31):

$$\frac{d\psi}{dt} = U_a. \quad (2.31)$$

При нулевых начальных условиях решением (2.31) является (2.32):

					27.03.04.2019.185 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата		29

$$\psi = U_{a}t. \quad (2.32)$$

Из (2.32) видно, что потокосцепление активной фазы линейно нарастает.

Закон изменения тока i фазы «а» из (2.25) и (2.29) имеет вид:

$$i = \frac{\psi}{\lambda_M W^*}. \quad (2.33)$$

Таким образом, процессы в ВИД описываются уравнениями (2.32), (2.33) и (2.18).

Время включения и соответствующий ему угол включения необходимо выбрать так, чтобы электромагнитный момент M принимал большое положительное значение. Этого можно достичь путем соблюдения условия:

$$\frac{d\lambda_M}{dt} \geq 0. \quad (2.34)$$

Поскольку для достижения большого момента также необходимо, чтобы ток обмотки принимал как можно большие значения, нужно обеспечивать положение ротора такое, чтобы проводимость была близка к минимальной.

Тогда включение активной фазы необходимо произвести при достижении ротором его рассогласованного положения для данной фазы. На рисунке 2.4 рассогласованное положение соответствует углу $\gamma = 0$. Следовательно, угол включения .

2.3 Временные диаграммы основных физических величин ВИД

										Лист
										30
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	27.03.04.2019.185 ПЗ					

Для построения временной диаграммы индуктивности катушки будем использовать зависимость 2.29.

Для перехода от зависимости проводимости от угла рассогласования $\lambda_M(\gamma)$ к зависимости проводимости от времени $\lambda_M(t)$, необходимо знать связь величин γ и t .

Пусть ротор вращается равномерно с угловой скоростью ω_R . Тогда величину ω_R определим из отношения (2.35):

Из (2.35) следует, что:

Так как зависимость $t(\gamma)$ линейная, график $\lambda_M(t)$ будет повторять $\lambda_M(\gamma)$, но в другом масштабе по оси t с началом координат в точке . Аналогично, график $L(t)$ будет повторять $\lambda_M(t)$, но в другом масштабе по оси ординат.

В силу того, что напряжение на обмотке постоянно, потокосцепление изменяется линейно от нулевого значения. Закон изменения потокосцепления отражает формула 2.32.

В момент времени напряжение питания направлено против тока катушки. Решением уравнения (2.31) является (2.37):

Поясним вид временной диаграммы электромагнитного момента, опираясь на более сложную аппроксимацию зависимости проводимости от угла рассогласования, изображенную на рисунке 2.4.

На рисунке 2.7 приведены временные диаграммы изменения физических величин активной фазы ВИД.

									Лист
									31
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	27.03.04.2019.185 ПЗ				

Участок соответствуют изменению угла рассогласования в диапазоне На этом участке проводимость остается постоянной и ее производная равна 0. Следовательно, электромагнитный момент равен нулю.

Ток, в соответствии с 2.33, при $\lambda_M = const$ изменяется линейно.

Активную фазу необходимо выключить тогда, когда следующая по очереди подключения неактивная фаза достигнет своего рассогласованного положения.

Участок соответствуют изменению угла рассогласования в диапазоне $[U_1 \cdot U_{нmax}]$. До момента времени обмотка фазы подключена к выпрямителю.

На данном участке потокосцепление и проводимость возрастают, однако интенсивность возрастания магнитной проводимости больше. Следовательно, ток будет уменьшаться.

Производная проводимости на участке постоянна и характер изменения момента зависит от тока. Поскольку ток уменьшается, электромагнитный момент тоже будет уменьшаться.

Участок соответствуют изменению угла рассогласования в диапазоне В момент транзисторы VT1 и VT2 размыкаются, а диоды VD1 и VD2 становятся открытыми. При открытых диодах ток i будет замыкаться против часовой стрелки, и напряжение питания будет направлено против тока.

Потокосцепление снижается, а магнитная проводимость увеличивается, следовательно, снижение тока будет происходить более интенсивно, чем снижение потокосцепления.

					27.03.04.2019.185 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата		32

Поскольку ток уменьшается, электромагнитный момент тоже будет уменьшаться.

Участок соответствуют изменению угла рассогласования в диапазоне $[\frac{\pi}{2}, \gamma_{кmax}]$.

При достижении момента $t_{кmax}$ магнитная проводимость перестает меняться, и ее производная становится равной нулю. Следовательно, электромагнитный момент становится равным нулю.

Снижение тока будет происходить с той же интенсивностью, что и снижение потокосцепления.

При $t > t_{кmax}$ производная λ_M становится отрицательной, а ток i будет оставаться положительным, постепенно снижаясь до нуля. Электромагнитный момент окажется отрицательным и, за счет снижения тока, также будет снижаться до нуля.

В момент обнуления тока i диоды VD1 и VD2 закроются, и рассматриваемая обмотка отключится от конденсатора. Такое состояние продлится до тех пор, пока вновь не откроются ключи VT1 и VT2.

Описанные выше зависимости изображены на рисунке 2.7.

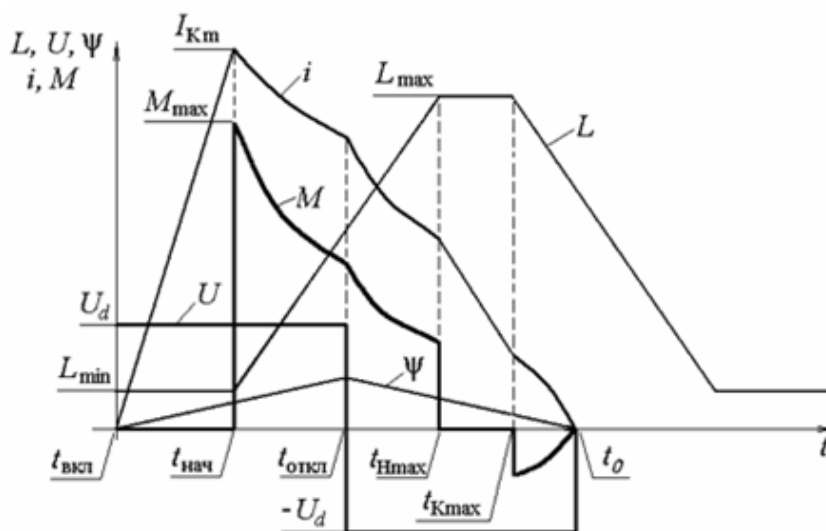


Рисунок 2.7 – Временные диаграммы изменения физических величин активной фазы ВИД

Процессы обмоток других фаз протекают аналогично с учетом сдвига по фазе.

3 ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ЧЕТЫРЕХФАЗНОГО ВИД

Рассмотрим модель ВИД, разработанную программистами Matlab Simulink. Ее изображение в рабочей области Simulink приведено на рисунке 3.1 [37-38].

Двигатель блока Switched Reluctance Motor (SRM) может иметь три наиболее распространенные конфигурации: трехфазный 6/4, четырехфазный 8/6, пятифазный 10/8. Рассмотрение других, более редких сочетаний числа зубцов статора и ротора на базе данного блока невозможно. К задаваемым параметрам блока относятся значения сопротивления статора, момента инерции, начальной скорости. Внесение информации о кривых намагничивания предполагает предварительный анализ методом конечных элементов [39].

									Лист
									34
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	27.03.04.2019.185 ПЗ				

каждая фаза представлена независимым фрагментом, состоящим из коммутатора, устройства управления ключами. Фрагмент схемы моделирования приведен на рисунке 3.3.

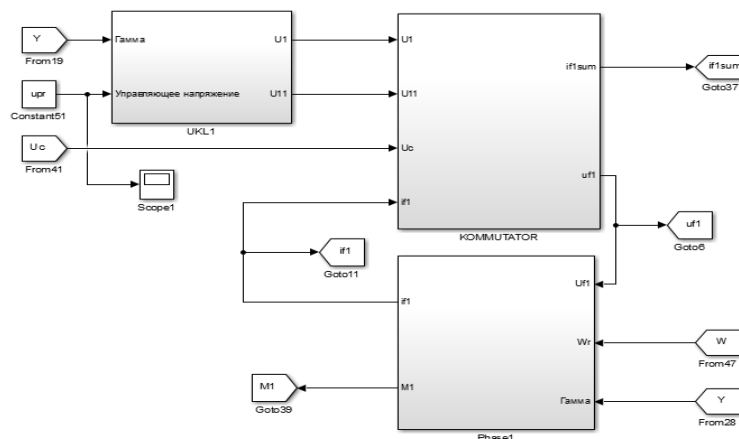


Рисунок 3.3 – Схема моделирования процессов первой фазы

Разработанная модель содержит алгебраические контуры, которые рассчитываются с помощью итерационной процедуры на каждом шаге расчета. Для того чтобы производить моделирование при любых значениях параметров ВИД необходимо использовать алгоритм линейного поиска решения алгебраических циклов. Выбор алгоритма решения осуществляется с помощью команды `set_param (model_name , 'AlgebraicLoopSolver', 'LineSearch')`.

Для подробного описания построенной модели рассмотрим процессы, происходящие в k-ой фазе вентильно-индукторного двигателя.

Общая структура одной фазы вентильного коммутатора ВИД изображена на рисунке 3.4 [57]. Структурная схема одной фазы коммутатора ВИД приведена в документе 27.03.04.2019.185.01 С1.

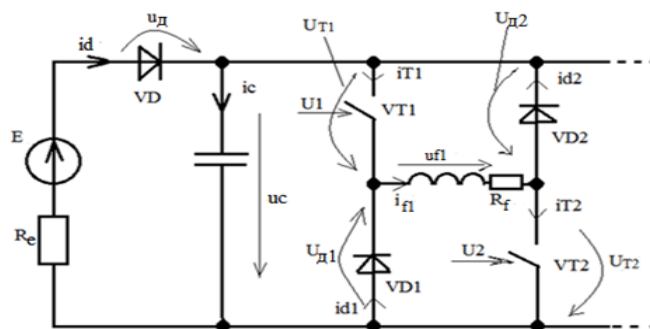


Рисунок 3.4 – Структура одной фазы вентильного коммутатора ВИД

При описании процесса предполагается, что оба ключа в схеме либо открыты, либо закрыты [58].

На рисунке 3.5 изображена схема одной фазы вентильного коммутатора при открытых ключах.

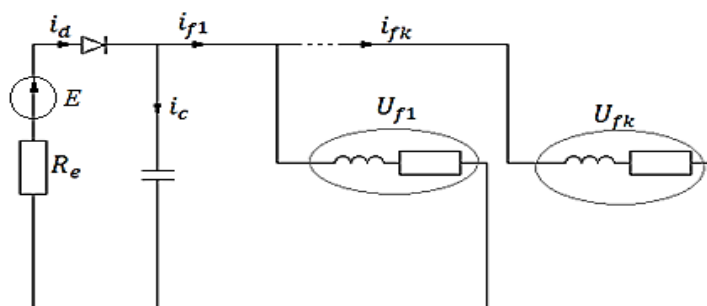


Рисунок 3.5 – Схема одной фазы вентильного коммутатора при закрытых транзисторах

Запишем законы Кирхгофа и Ома для контура, содержащего источник питания:

$$\begin{cases} E = U_C + [R_e + R_d(t_e)] i_e \\ i_e = i_C + \sum_{k=1}^m i_{fk} \\ U_C = \frac{i_C}{Cs} \end{cases} \quad (3.1)$$

где R_d – сопротивление диода, зависящее от тока;

R_e – сопротивление источника;

i_{fk} – ток k -ой фазы;

s – оператор Лапласа;

Напряжение на конденсаторе совпадает с напряжением на k -ой включенной фазе:

На рисунке 3.6 изображена схема одной фазы вентильного коммутатора при закрытых ключах.

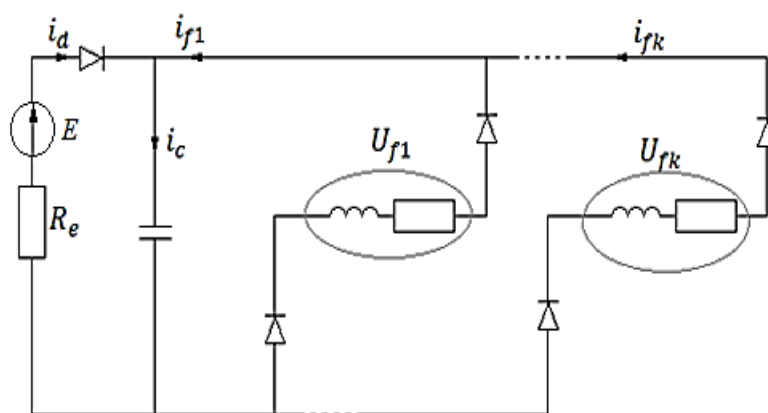


Рисунок 3.6 – Схема одной фазы вентильного коммутатора при открытых диодах

Тогда законы Ома и Кирхгофа примут вид (3.3):

$$\begin{cases} U_C = \frac{i_C}{Cs} \\ i_C = i_\varphi - \sum_{k=1}^m i_{fk}, \\ i_\varphi = \frac{E - U_C}{R_\varphi + R_n} \end{cases} \quad (3.3)$$

Напряжение на конденсаторе определяется выражением (3.4):

где R_{α} – эквивалентное сопротивление двух открытых диодов.

Единая система уравнений коммутатора k -ой фазы имеет вид (3.5):

$$\begin{cases} i_{fzv k} = \alpha_{y k} i_{f k} \\ U_C = \alpha_{y k} U_{f k} + \alpha_{y k} i_{f k} R_{\alpha} \end{cases} \quad (3.5)$$

где $\alpha_{y k} = \begin{cases} 1, \text{открыт } k\text{-ый ключ} \\ -1, \text{закрыт } k\text{-ый ключ} \end{cases}$,

$\alpha_{y k} = \begin{cases} 0, \text{открыт } k\text{-ый ключ} \\ -1, \text{закрыт } k\text{-ый ключ} \end{cases}$.

Введем дополнительную переменную – фиктивный ток:

$$i_{fzv k} = \alpha_{y k} i_{f k} \quad (3.6)$$

Тогда система уравнений для источника, состоящая из (3.1) и (3.2), с учетом (3.6) принимает вид:

$$\begin{cases} E = U_C + [R_s + R_{\alpha}(t_s)] i_s \\ i_C = i_s + \sum_{k=1}^m i_{fzv k} \\ U_C = \frac{i_C}{C s} \end{cases} \quad (3.7)$$

Система уравнений, описывающая механику движения ротора двигателя, имеет вид (3.8) [59]:

где J – момент инерции;

ω_R – угловая скорость вращения ротора;

γ – угол поворота ротора;

$M_{c\Sigma}$ – суммарный момент сопротивления, складывающийся из постоянной составляющей (номинального момента сопротивления) и потерь на вязкое трение.

С учетом преобразований математическая модель механического блока имеет вид (3.9):

$$\begin{cases} \omega = \frac{1}{Js \left(\sum_{k=1}^m [M_k - M_{c\Sigma}] \right)} \\ \gamma = \frac{\omega}{s} \\ M_{c\Sigma} = k_{тр} \omega + M_c \end{cases} \quad (3.9)$$

Математическое описание процессов в k -ой фазе для ненасыщенного ВИД:

$$\begin{cases} \frac{di_{fk}}{dt} = \frac{U_{fk} - i_{fk}R_f - i_{fk}\omega_R \frac{\partial L_k(\gamma)}{\partial \gamma}}{L_k(\gamma)} \\ M_k = \frac{i_{fk}^2}{2} \frac{\partial L_k(\gamma)}{\partial \gamma} \end{cases} \quad (3.10)$$

где R_f – активное сопротивление k -ой фазы;

L_k – индуктивность k -ой фазы.

В модели принято следующее:

$$L_k = \frac{L_{max} + L_{min}}{2} - \frac{L_{max} - L_{min}}{2} \cos \left(Z_R \left[\gamma - (k-1)\gamma \right] \right), \quad (3.11)$$

где Z_R – число выступов ротора.

$$\frac{\partial L_k}{\partial \gamma} = Z_R \frac{L_{max} - L_{min}}{2} \sin \left(Z_R \left[\gamma - (k-1)\gamma \right] \right). \quad (3.12)$$

Рассмотрим работу блока управления ключами (БУК). Входными сигналами являются – управляющее напряжение $U_{пр}$ и угол поворота ротора γ . Данный блок предназначен для формирования моментов открытия и закрытия ключей в зависимости от уровня напряжения $U_{пр}$. При высоком напряжении на первой паре биполярных транзисторов с изолированным затвором (БИЗ) БУК выполняет подключение к выпрямителю первой фазы. Переключение фаз осуществляется поочередно.

Напомним, что включение активной фазы необходимо произвести при достижении ротором его рассогласованного положения для данной фазы. Тогда угол включения будет составлять (3.13):

$$\gamma_0 = \frac{360}{Z_s} = 60^\circ - 45^\circ = 15^\circ, \quad (3.13)$$

где Z_s – число выступов статора.

Пусть при одиночной симметричной коммутации первая фаза включается при угле $\gamma = 0$, вторая – при $\gamma = \gamma_0$, третья – при $\gamma = 2\gamma_0$, четвертая – при $\gamma = 3\gamma_0$, тогда повторное включение первой фазы будет при угле $\gamma = 4\gamma_0$.

Длительность периода, в течение которого пара БИЗ закрыта, определяется величиной управляющего напряжения. Тогда для первой фазы справедливо (3.14)- (3.15):

$$\gamma_{\phi 1} = \frac{\gamma_0 U_{пр}}{2}, \quad (3.14)$$

где $\gamma_{\phi 1}$ – длительность подключенного состояния первой фазы.

где U_{Tmax} – напряжения открытия БТИЗ,

U_{Tmin} – напряжение закрытия БТИЗ,

$n = 1, 2, 3 \dots$. Аналогичные выражения описывают БУК остальных фаз.

Временная диаграмма включения фаз приведена на рисунке 3.7.

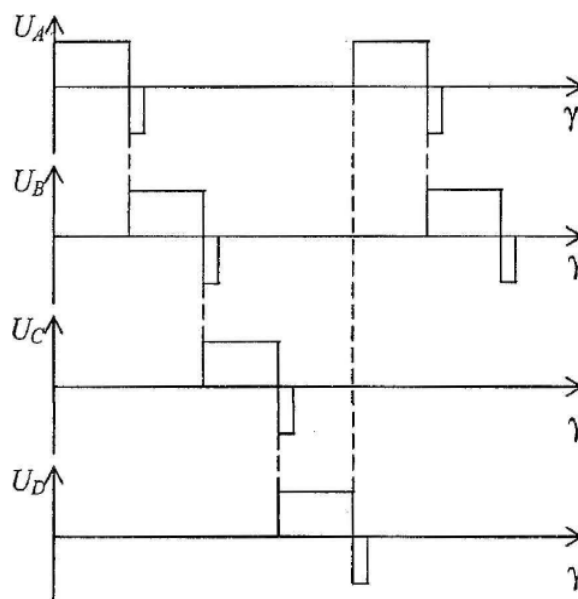


Рисунок 3.7 – Временная диаграмма включения фаз

Рассмотрим систему (3.9): суммарный момент k фаз поступает на два интегрирующих звена механического блока, выходными координатами которого являются угловая скорость вращения ротора и угол гамма. Угол является управляющим воздействием для процесса коммутации каждой фазы. Схема моделирования механического блока приведена на рисунке 3.8.

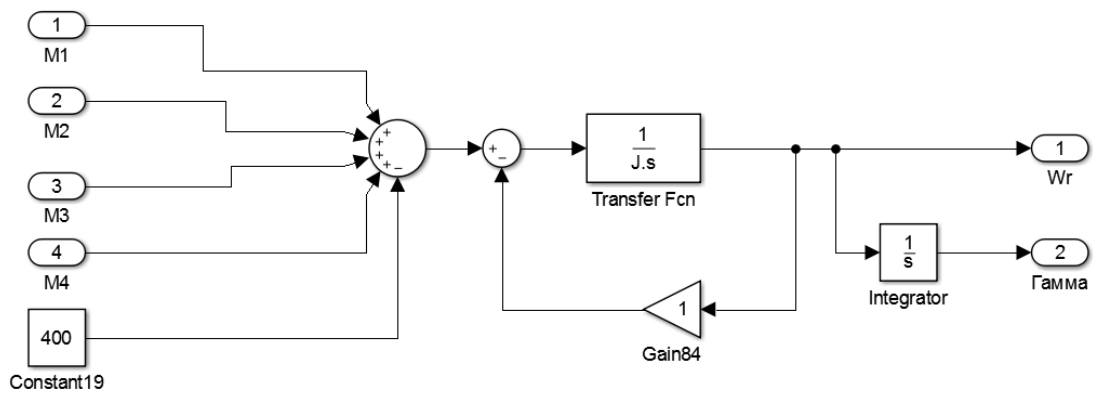


Рисунок 3.8 – Схема моделирования механического блока

На вход коммутирующего устройства подается ток фазы i_{fk} для того, чтобы при спадании тока до нуля происходило вычисление новой уставки угла управления для начала следующего цикла коммутации. Схема моделирования коммутатора приведена на рисунке 3.9.

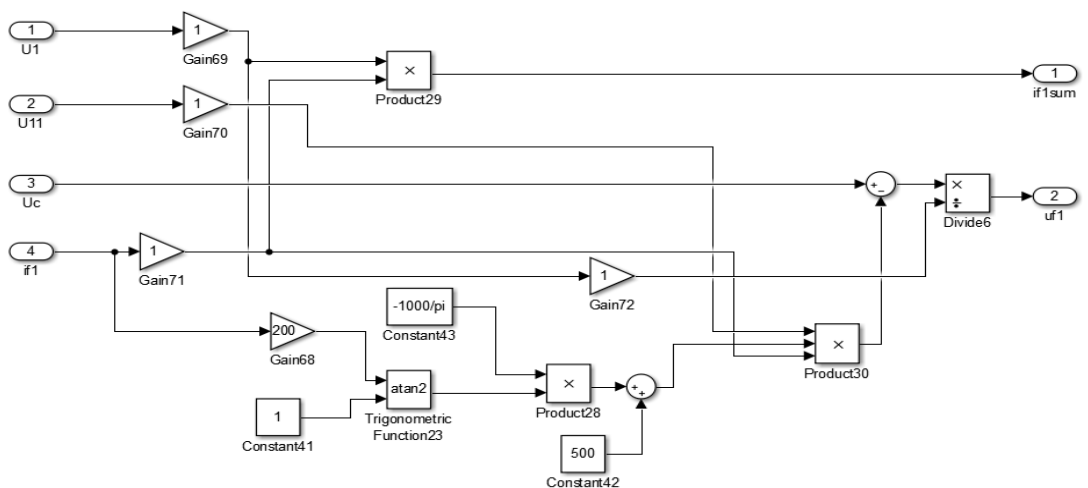


Рисунок 3.9 – Схема моделирования коммутатора

Вычисление фиктивного тока первой фазы и напряжения на фазе осуществляется в соответствии с системой (3.5).

Блок управления ключами первой фазы приведен на рисунке 3.10.

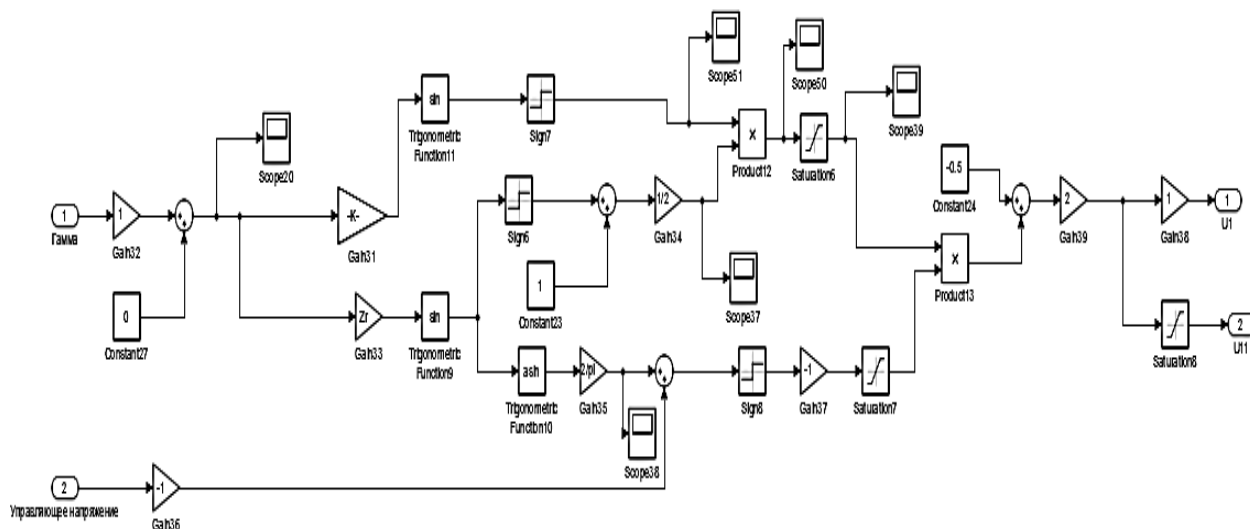


Рисунок 3.10 – Блок управления ключами первой фазы

На рисунке 3.11 приведена схема моделирования первой фазы двигателя. Данная схема построена на основании системы (3.10).

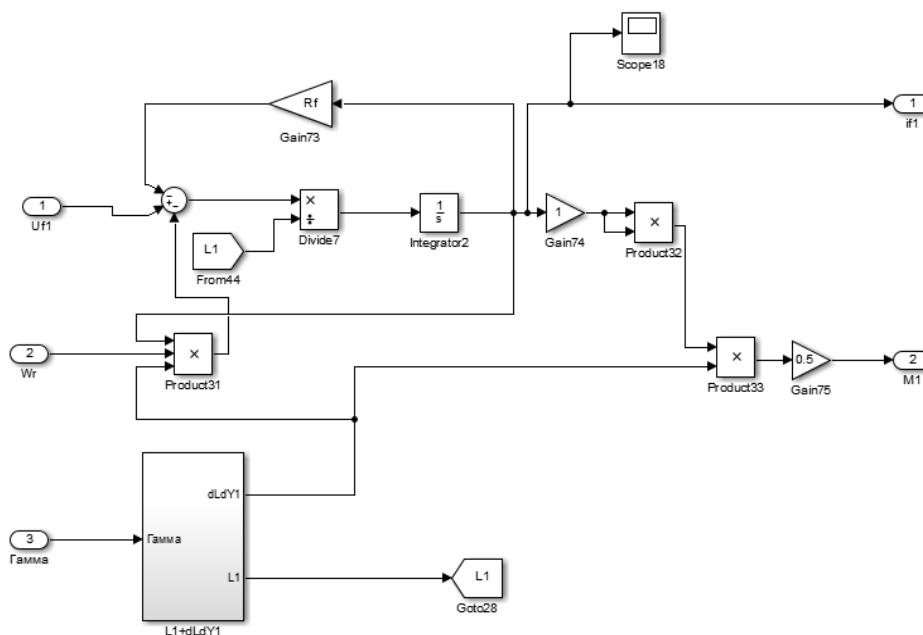


Рисунок 3.11 – Схема моделирования первой фазы двигателя

Функциональная схема четырёхфазного ВИД приведена в документе 27.03.04.2019.185.01 С2.

На рисунке 3.12 приведена схема моделирования вычисления индуктивности фазы в зависимости от угла управления гамма и ее производной на основании равенств (3.11)-(3.12).

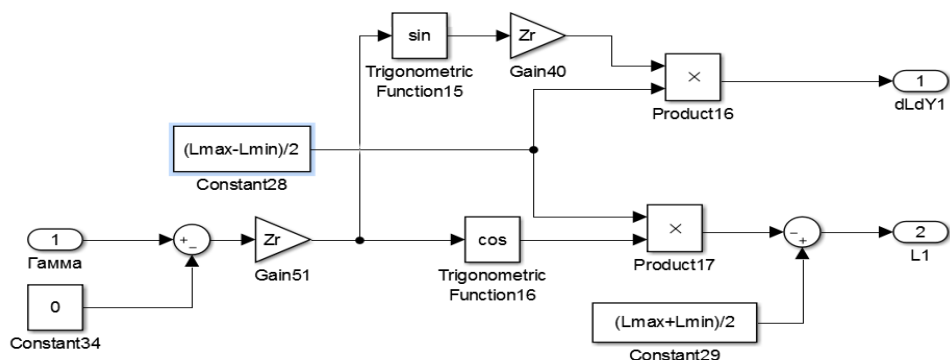


Рисунок 3.12 – Блок вычисления индуктивности фазы и ее производной по углу γ

3.2 Результаты моделирования

В прикладном пакете Matlab Simulink были установлены следующие параметры моделирования: шаг переменный, максимальное значение которого не превышает 0.005 с, требование к точности решения – семь знаков, метод интегрирования – Домрана-Принса. Параметры исследуемого двигателя приведены в таблице 3.1.

Таблица 3.1 – Параметры исследуемого двигателя

	45
	1500
	200
Номинальное напряжение на выходе коммутатора, В	550
Момент инерции ротора, кг·м ²	0,428
Сопротивление обмотки статора, Ом	0,02
Сопротивление источника питания, Ом	0,1
Индуктивность при рассогласованном положении ротора, мГн	0,46
Индуктивность при согласованном положении ротора, мГн	8,7

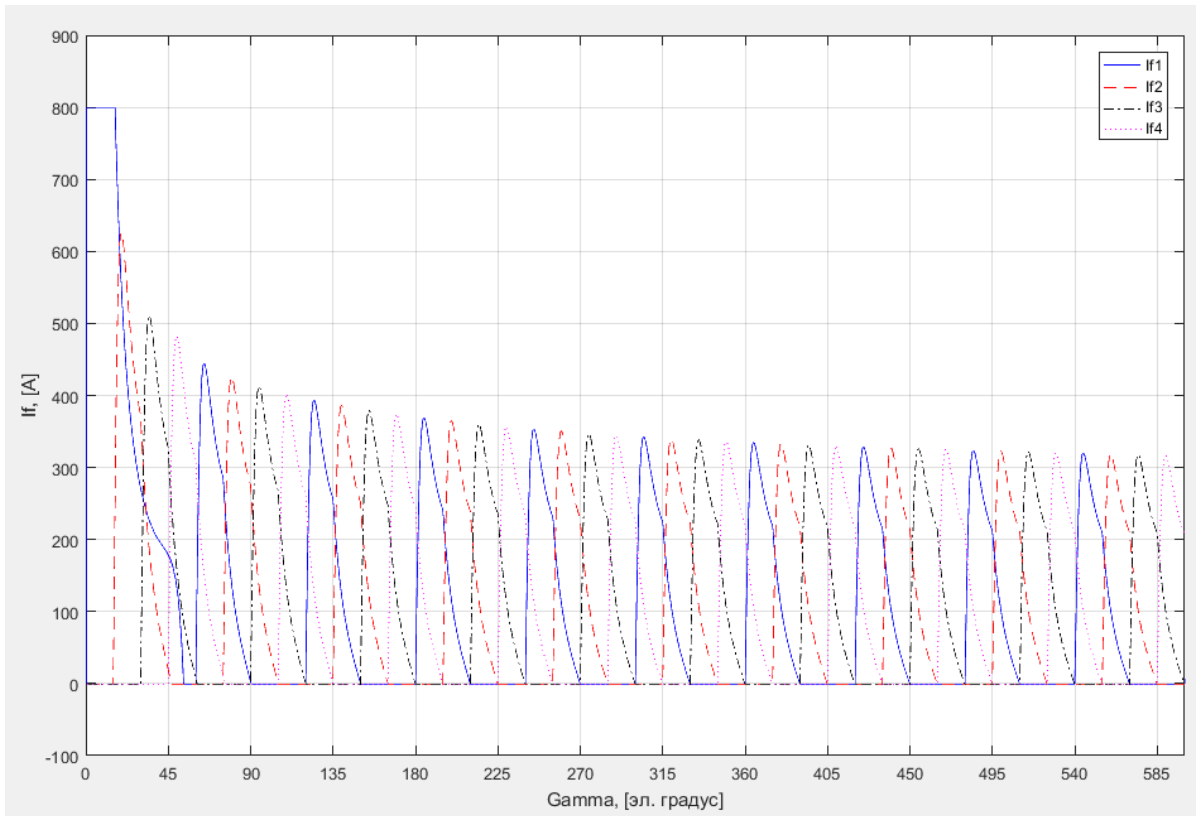


Рисунок 3.15 – Зависимость токов фаз от угла поворота ротора

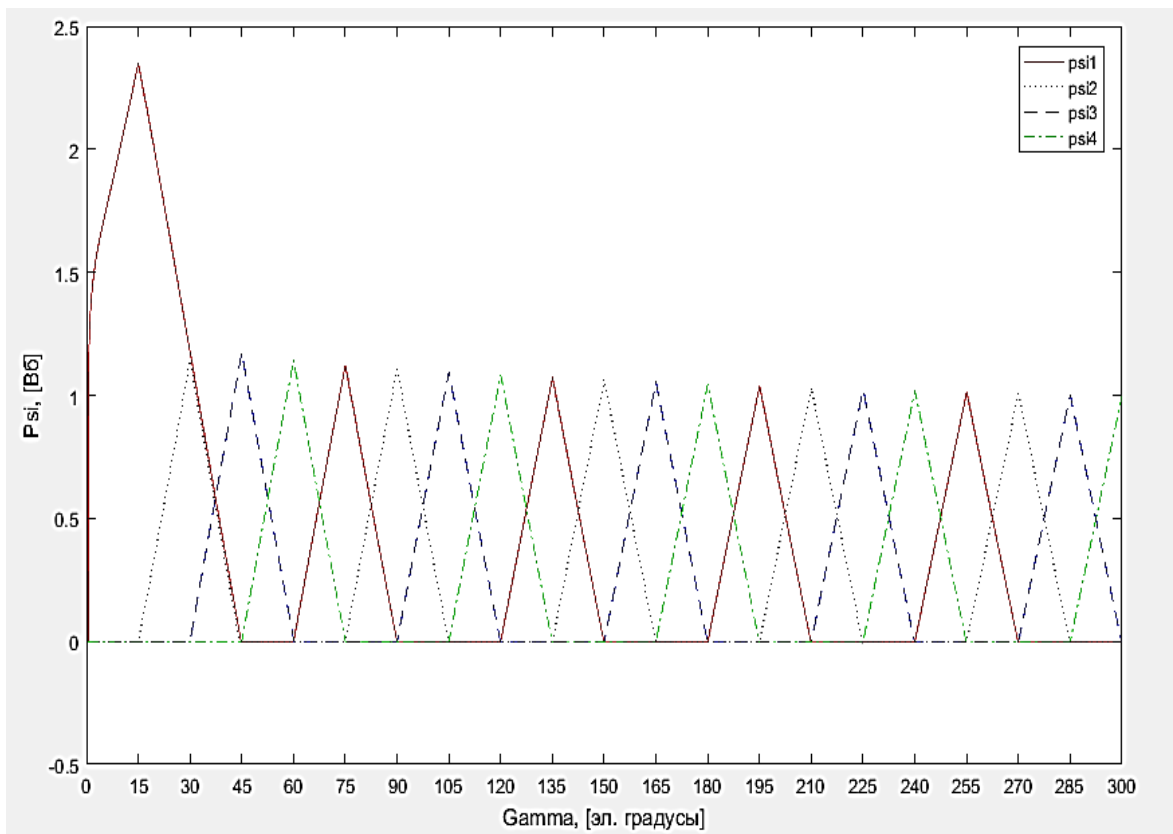


Рисунок 3.16 – Зависимость потокосцеплений фаз от угла поворота ротора

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата

27.03.04.2019.185 ПЗ

Лист

49

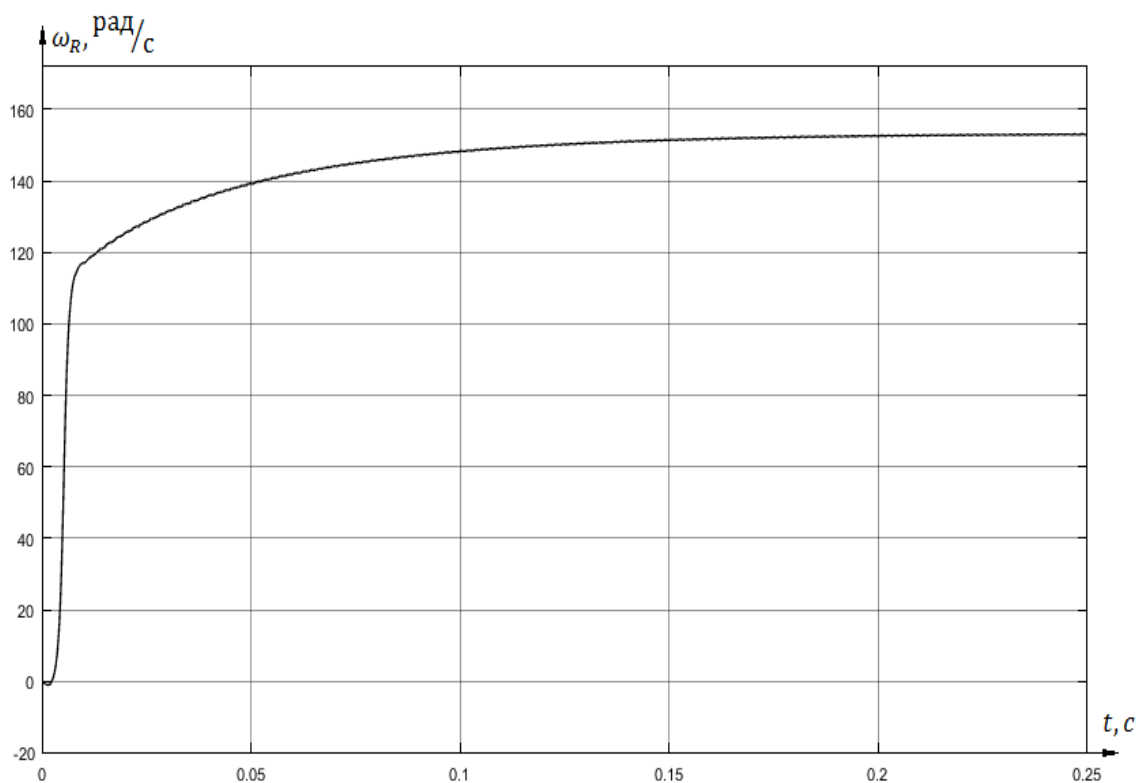


Рисунок 3.17 – Зависимость угловой скорости вращения ротора от времени

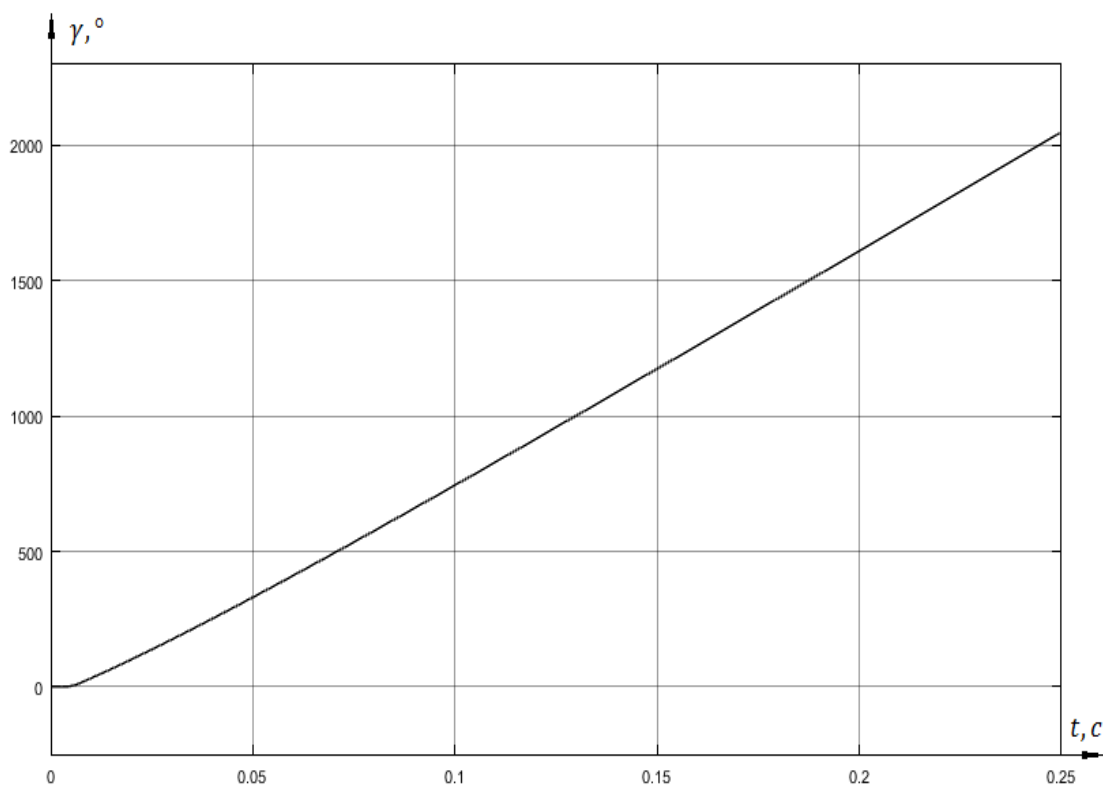


Рисунок 3.18 – Зависимость угла поворота ротора от времени

4 ПОСТРОЕНИЕ УПРОЩЕННОЙ МОДЕЛИ И НАСТРОЙКА РЕГУЛЯТОРА

Для настройки регулятора модели вентильно-индукторного электропривода рассмотрим его функциональную схему, приведенную на рисунке 4.1. Более подробная функциональная схема ВИЭП приведена в документе 27.03.04.2019.185.02 С2.

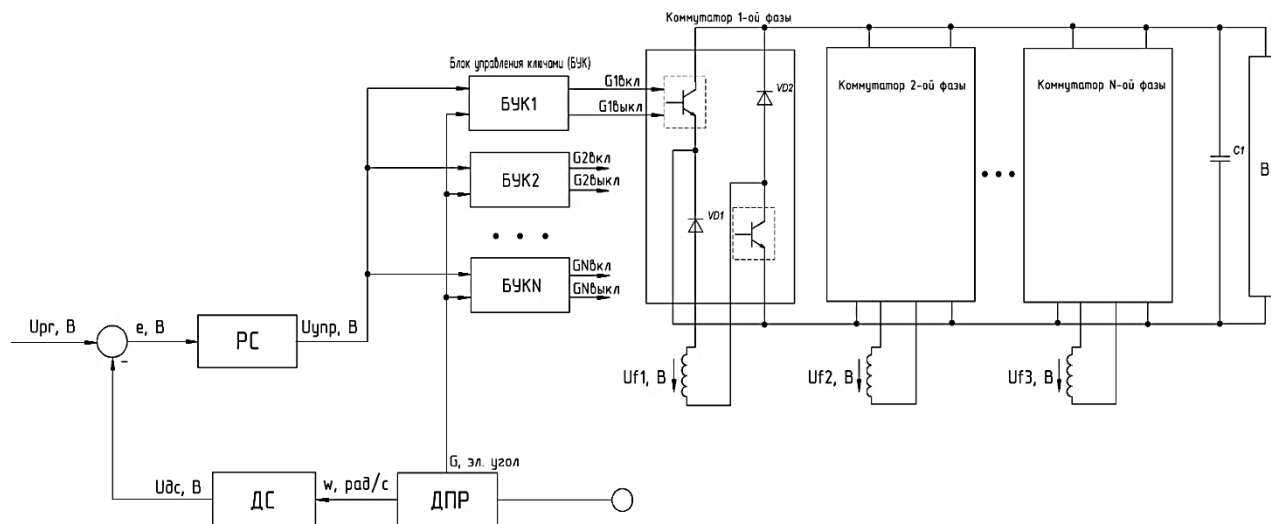


Рисунок 4.1 – Функциональная схема ВИЭП

Она состоит из электронного коммутатора, схемы управления ключами, источника питания с параллельно включенным конденсатором, регулятора скорости, датчика скорости, датчика положения ротора.

Электронный коммутатор выполнен на диодах и транзисторах, управление которыми осуществляется подачей импульсов с определённой последовательностью и частотой.

При подаче импульсов на первый коммутатор обмотка первой фазы подключается к выпрямителю и по ней начинает течь электрический ток. Описание обеспечения непрерывного вращения ротора приведено в разделе 1.2.

На основе показаний датчика положения ротора происходит переключение обмоток фаз коммутатором к источнику питания.

Задача управления состоит в том, чтобы на основании разницы значения задающего напряжения и напряжения, получаемого с тахогенератора,

Были построены модели вида «Передаточная функция» четырех конфигураций: TF1 (число полюсов – 2, число нулей – 0), TF2 (число полюсов – 2, число нулей – 1), TF3 (число полюсов – 3, число нулей – 0), TF4 (число полюсов – 3, число нулей – 1).

Отображение моделей объекта приведено на рисунке 4.3.

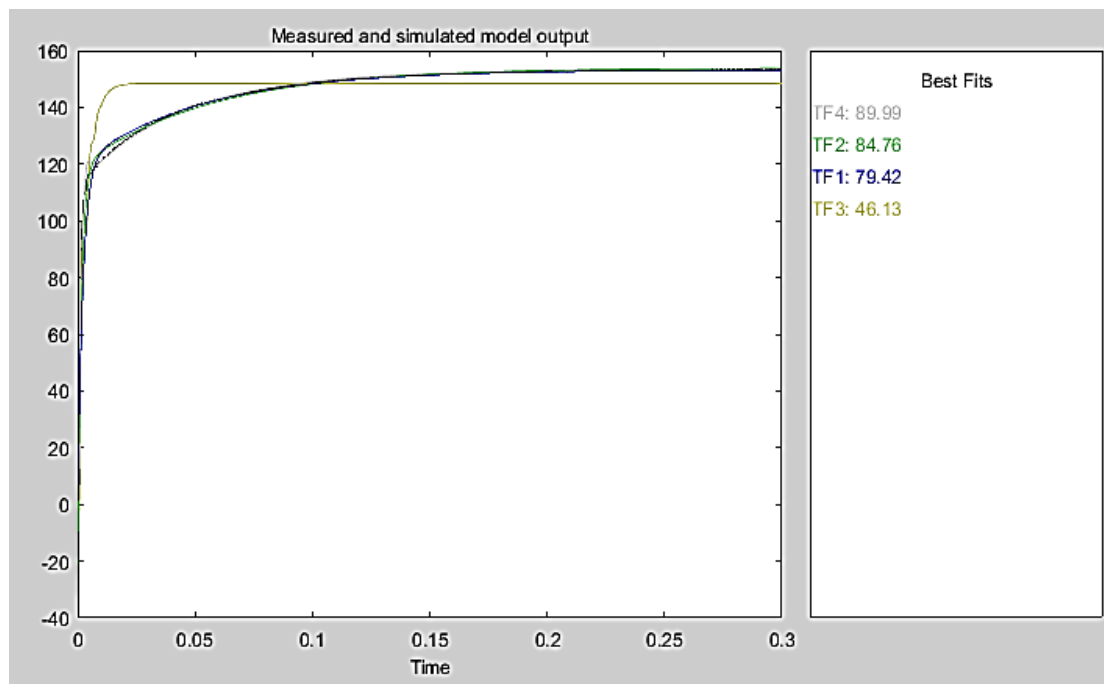


Рисунок 4.3 – Отображение полученных моделей системы «Преобразователь напряжения + индукторная машина»

В результате исследования наиболее простой и адекватной моделью оказалась TF1 с передаточной функцией вида (4.1):

Поскольку максимальное значение на входе привода может быть **10 В**, максимальное значение скорости с постоянно приложенным моментом

сопротивления $400 \text{ Н} \cdot \text{м}$ составляет 150 рад/с , коэффициент обратной связи

выбираем равным $0,067$

4.2 Настройка системы на технический оптимум

Рассмотрим упрощенную функциональную схему ВИД, представленную на рисунке 4.4.

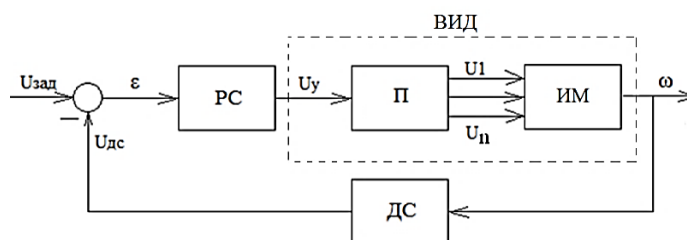


Рисунок 4.4 - Упрощенная функциональная схема ВИД

На рисунке 4.4 функциональная схема ВИД изображена без схемы управления ключами. Она состоит из преобразователя напряжения, индукторной машины, датчика скорости и регулятора скорости.

Одним из наиболее популярных методов настройки ПИД-регулятора является настройка на технический оптимум (ТО) [62-65].

Настройка на технический оптимум обеспечивает сведение ошибки по сигналу управления нуль, малое время переходного процесса и малое перерегулирование.

Процедура настройки регулятора начинается с поиска минимальной постоянной времени в контуре, обозначаемой T_n . Желаемая передаточная функция замкнутой системы имеет вид (4.2):

где k – коэффициент датчика обратной связи.

Выражение (4.2) представляет собой передаточную функцию фильтра Баттерворта. Для контура, настроенного на ТО справедливо следующее:

1. Переходный процесс в контуре заканчивается примерно за $4 \cdot 1T_{\mu}$.
2. Переходный процесс протекает без резких скачков, а перерегулирование составляет 4,3 %.

Для определения минимальной постоянной времени в контуре скорости преобразуем выражение (4.1) к виду (4.3):

Из (4.3) видно, что $T_{\mu} = 0,00232 \text{ с}$. Тогда желаемая передаточная функция разомкнутого контура имеет вид (4.4):

Получим фактическую передаточную функцию ВИД из структурной схемы системы управления, состоящей из регулятора и объекта, приведенной на рисунке 4.4.

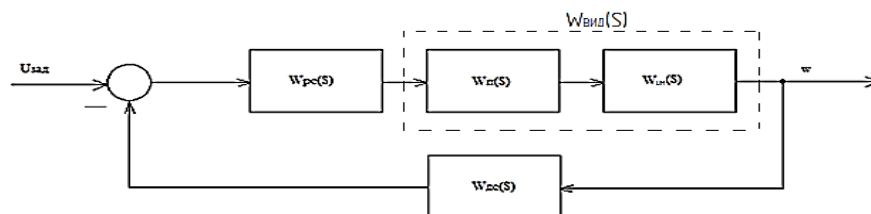


Рисунок 4.4 – Структурная схема системы управления

На рисунке 4.4: $W_{\text{ре}}(s)$ – передаточная ПИД-регулятора, $W_{\text{т}}(s)$ – передаточная функция преобразователя напряжения, $W_{\text{и}}(s)$ – передаточная функция индукторной

машины, – передаточная функция датчика скорости, – передаточная функция вентильно-индукторного двигателя.

Фактическая передаточная функция системы управления имеет вид (4.5):

Для поиска ПФ регулятора скорости составим уравнение (4.6):

Тогда ПФ РС имеет вид (4.7):

К прямым показателям качества переходного процесса относят те показатели, которые могут быть определены непосредственно из вида переходной характеристики. Наиболее часто используемые прямые показатели качества: время регулирования и перерегулирование.

Время переходного процесса определяется как (4.3) [66, с. 161]:

$$|y(t) - y(\infty)| \leq \Delta y(\infty) = \Delta_1 \quad (4.3)$$

где Δ_1 – заданная малая постоянная величина, составляющая, как правило, от 1 до 5 % величины установившегося значения.

Перерегулирование характеризует склонность системы к колебаниям (4.4):

$$\sigma = \frac{y_{\max} - y(\infty)}{y(\infty)} \cdot 100\%, \quad (4.4)$$

где y_{\max} – максимальное значение выходной величины.

					27.03.04.2019.185 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата		56

Реакция упрощенной модели ВИЭП на единичное ступенчатое воздействие приведена на рисунке 4.5.

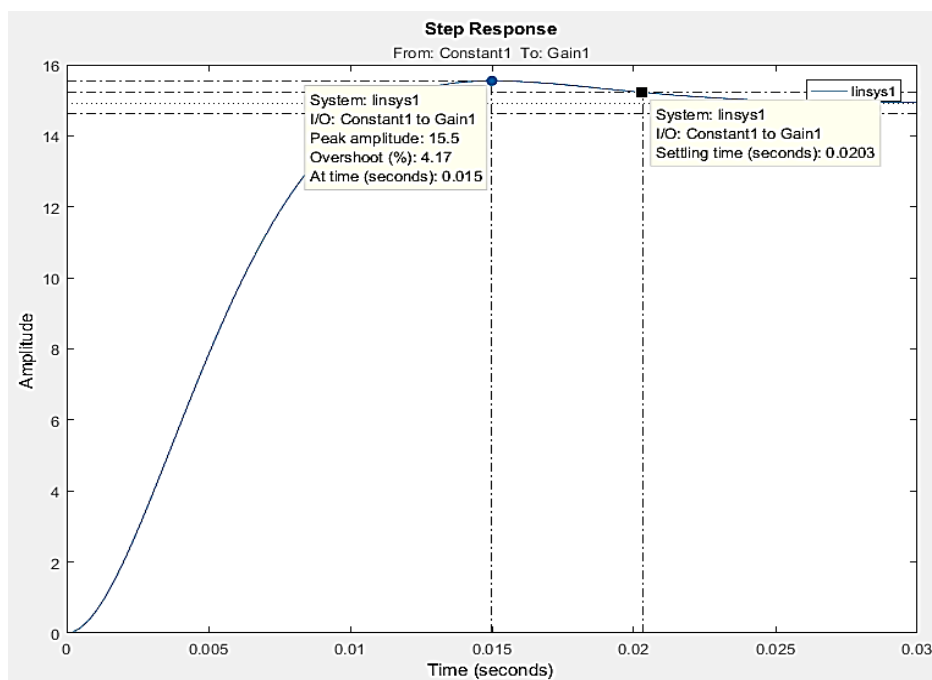


Рисунок 4.5 – Реакция упрощенной модели ВИЭП на единичное ступенчатое воздействие

Настройка регулятора на ТО привела к следующим численным значениям прямым показателям качества:

- время регулирования – 0,02 с;
- перерегулирование – 4,17 %.

5 ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНОГО ПРИВОДА

На базе полученной имитационной модели ВИД была построена система управления ВИЭП. Конфигурация ВИД – 8/6, число фаз – 4.

Схема моделирования с введенным задатчиком интенсивности приведена на рисунке 5.3.

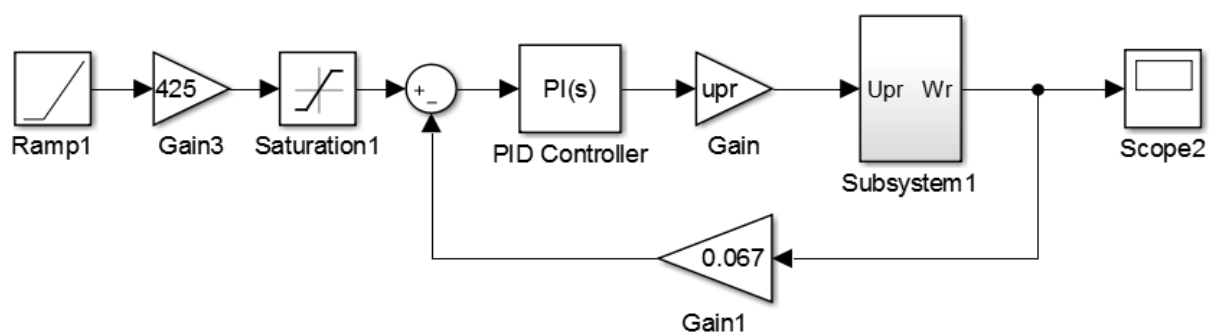


Рисунок 5.3 – Схема моделирования ВИЭП с введенными ограничителем тока и задатчиком интенсивности

Рассмотрим работу системы автоматического управления ВИЭП при различных значениях постоянного момента сопротивления.

На рисунках 5.4-5.6 приведены временная диаграмма угловой скорости вращения ротора, зависимости токов фаз и напряжений фаз от угла поворота ротора при постоянной нагрузке, равной $400 \text{ Н} \cdot \text{м}$ и сигнале задания в 10 В (эквивалентно 150 рад/с).

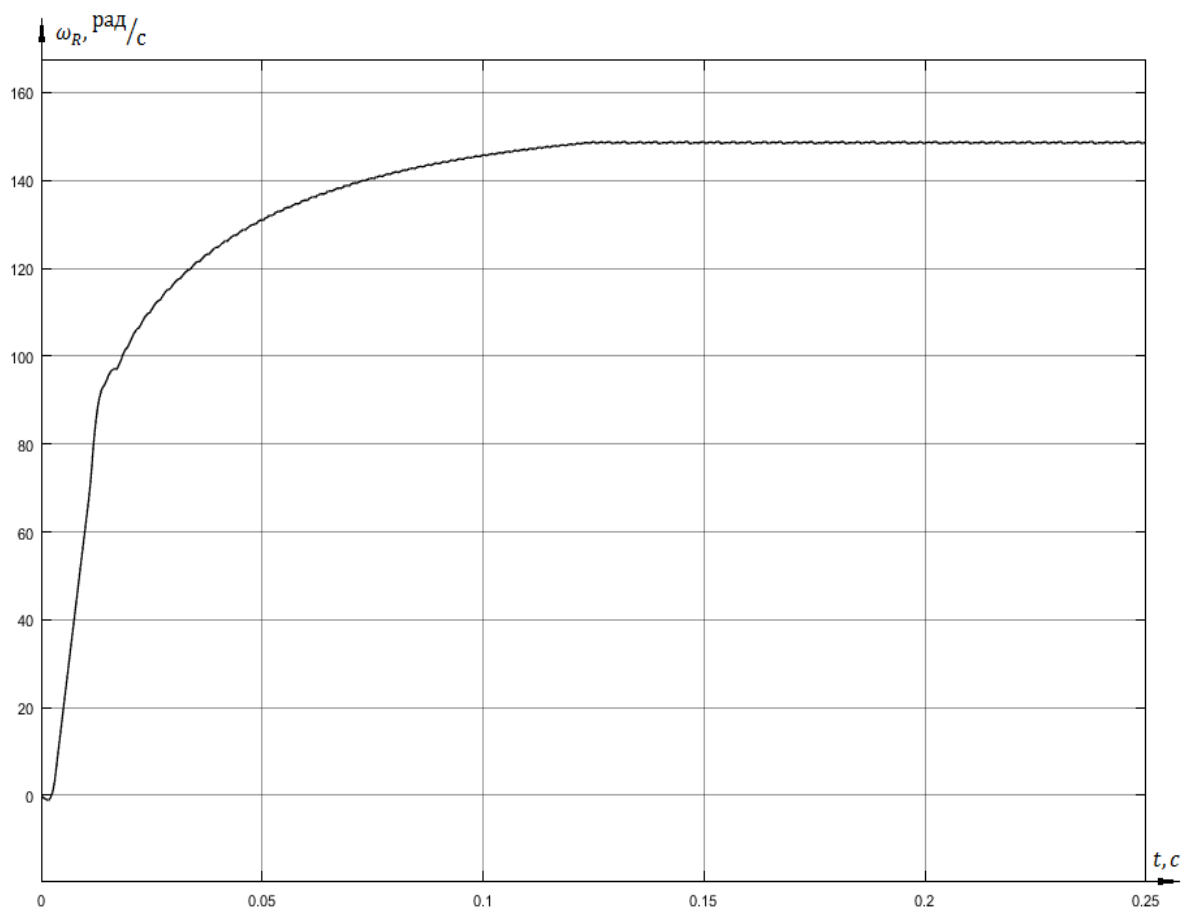


Рисунок 5.4 – Временная диаграмма угловой скорости вращения ротора

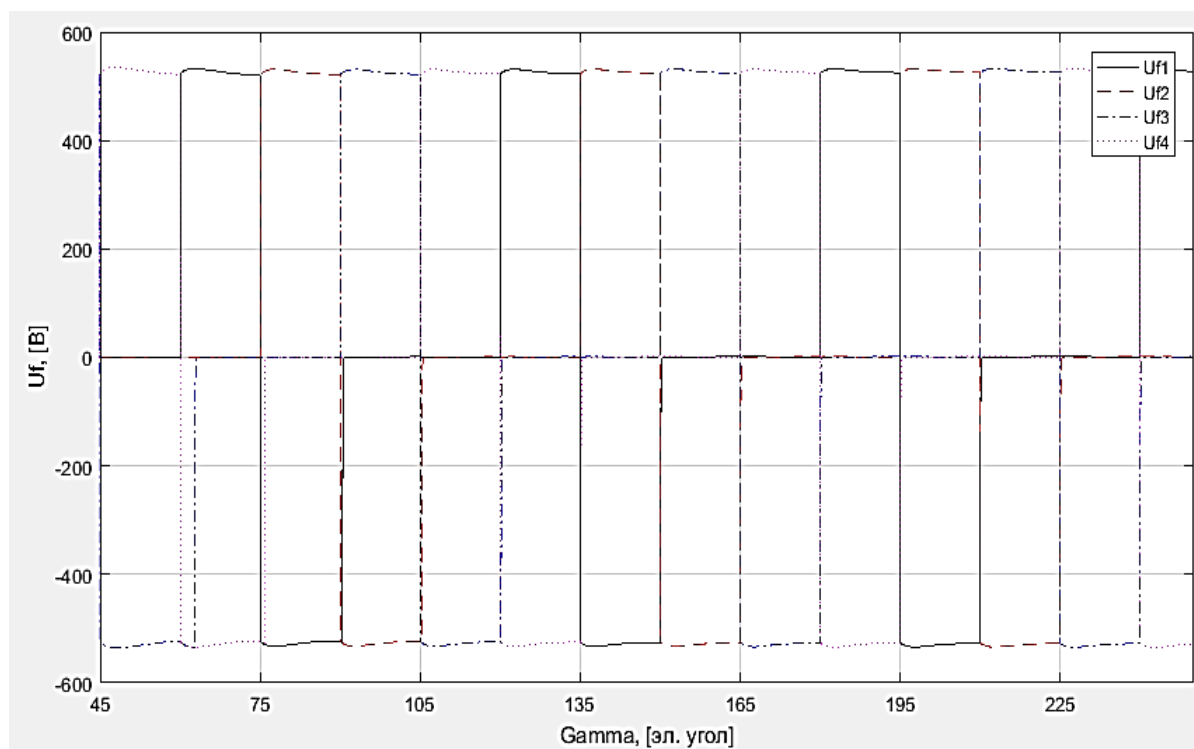


Рисунок 5.5 – Зависимость напряжений фаз от угла поворота ротора

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата

27.03.04.2019.185 ПЗ

Лист

60

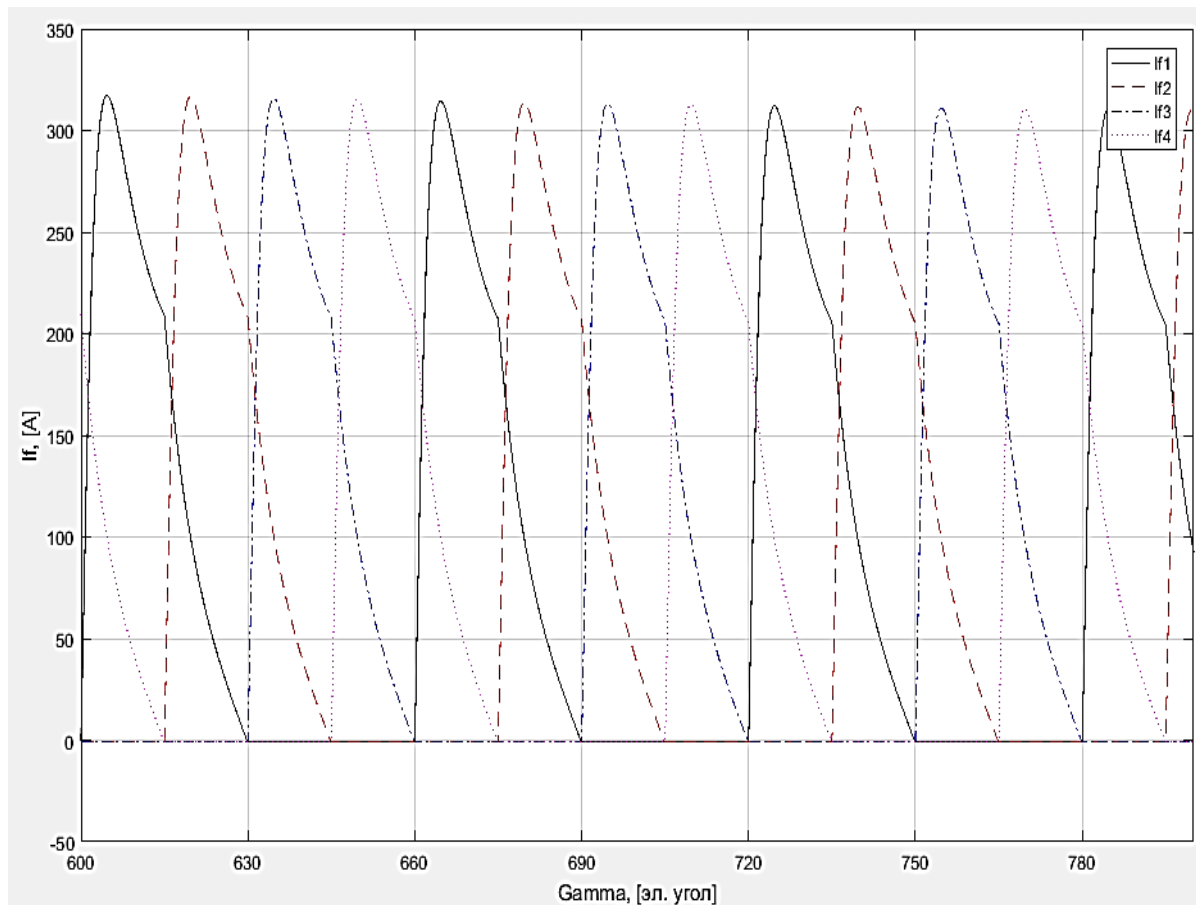


Рисунок 5.6 – Зависимость токов фаз от угла поворота ротора

Из рисунка 5.4 видно, что введение ПИ-регулятора привело к следующим численным значениям прямым показателям качества:

- время регулирования – 0,09 с;
- перерегулирование – 0 %.

На рисунках 5.7-5.9 приведены временная диаграмма угловой скорости вращения ротора, зависимости токов фаз и напряжений фаз от угла поворота ротора при постоянной нагрузке, равной $200 \text{ Н} \cdot \text{м}$ и сигнале задания в 5 В (эквивалентно 75 рад/с).

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата

27.03.04.2019.185 ПЗ

Лист

61

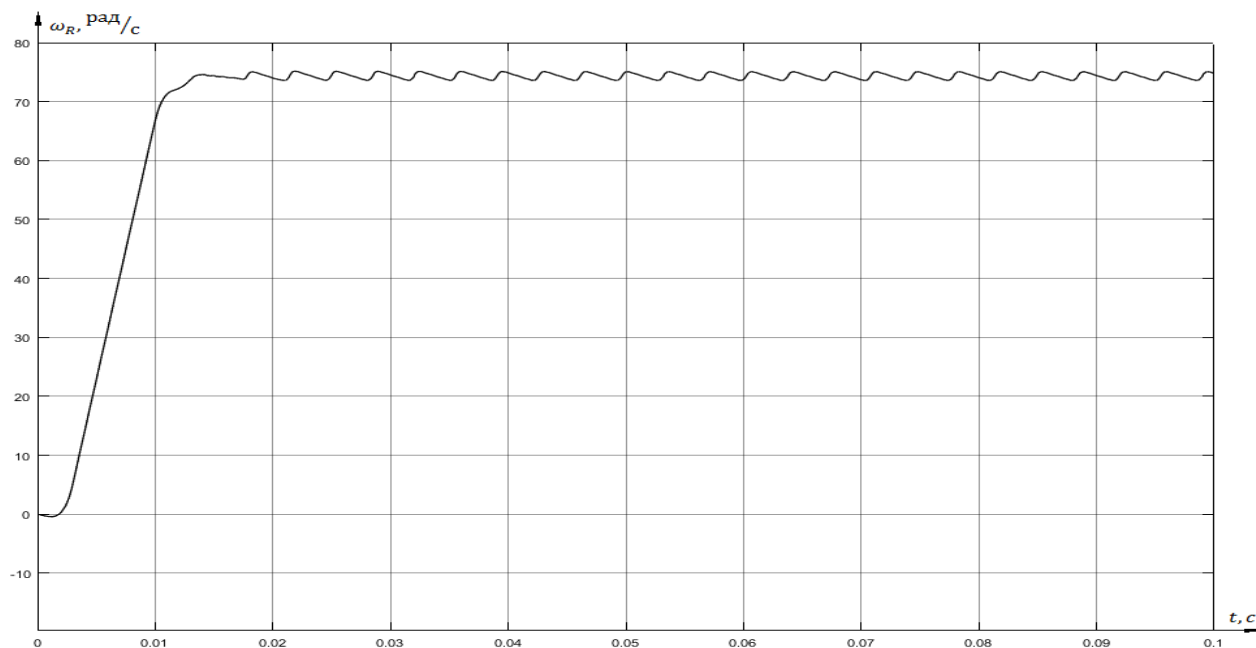


Рисунок 5.7 – Временная диаграмма угловой скорости вращения ротора при значении уставки, равном 75 рад/с

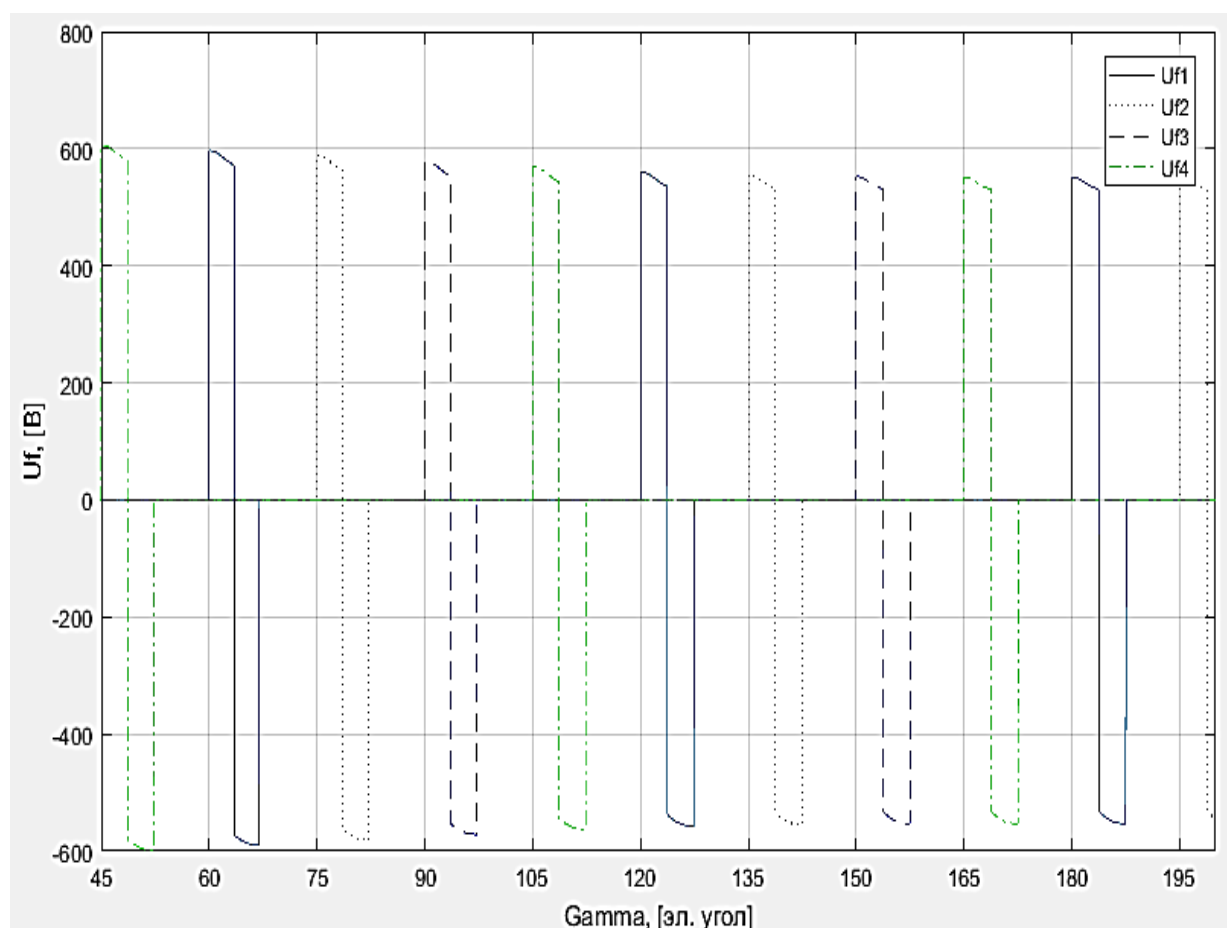


Рисунок 5.8 – Зависимость напряжений фаз от угла поворота ротора при напряжении задания 5 В

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата

27.03.04.2019.185 ПЗ

Лист

62

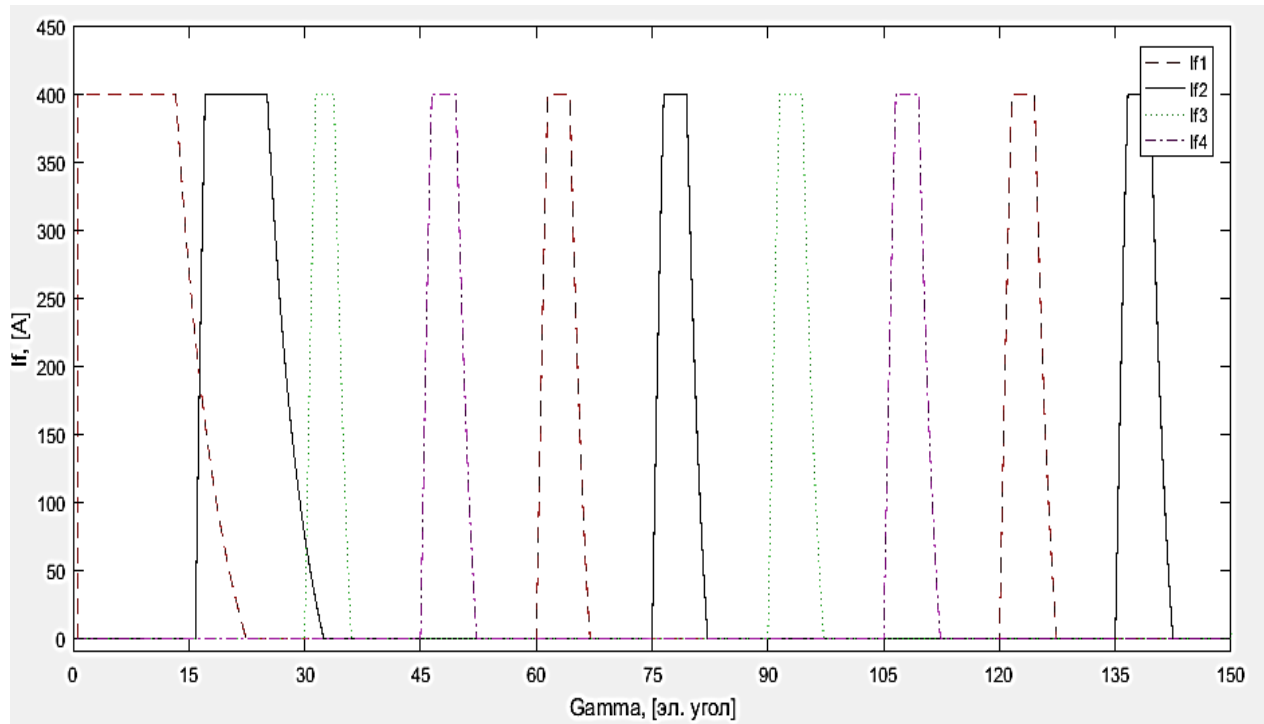


Рисунок 5.8 – Зависимость токов фаз от угла поворота ротора при напряжении задания 5 В

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Вентильно-индукторный электродвигатель является одним из наиболее перспективных электромеханических преобразователей энергии. Возрастающий интерес к ВИД привел к необходимости создания модели, позволяющей исследовать изменение его основных характеристик во времени.

В данной работе была разработана имитационная модель четырехфазного вентильно-индукторного двигателя в среде MATLAB Simulink со следующими свойствами:

1. Модель предназначена для исследования двигателей с произвольной конфигурацией, т.е. сочетание чисел зубцов статора и ротора не влияют на работоспособность модели.

2. Модель является управляемой, т.е. на базе данной модели может быть построена система управления угловой скорости вращения ротора вентильно-индукторного электропривода.

3. Модель предназначена для четырехфазного ВИД, но может быть перестроена для двигателя с любым количеством фаз без затруднений.

4. Модель является адекватной, поскольку она базируется на основных законах механики и электромагнетизма.

По сравнению с другими прикладными программными пакетами MATLAB Simulink обладает более широким диапазоном функций, что позволяет проводить многосторонний анализ системы без применения дополнительных программных средств. Это может быть использовано при дальнейших модификациях полученной модели ВИД (например, при введении нелинейной магнитной системы).

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Miller, T. J. E. Switched Reluctance Motor and Their Control / T. J. E. Miller. – Oxford: Magna Physics Publishing and Clarendon Press, 1993. – 205 p.
2. Ахунов, Т.А. Вентильно-индукторный электропривод – перспективы применения / Т.А. Ахунов, Л.Н. Макаров, М.Г. Бычков, Н.Ф. Ильинский // Приводная техника. – 2001. – № 2. – С. 14–17.
3. Ильинский, Н.Ф. Тепловые модели вентильно-индукторного электропривода / Н.Ф. Ильинский, А.Л. Докукин, В.А. Кузьмичев // Электричество. – 2005. – № 8. – С. 27–33.
4. Козаченко, В.Ф. Вентильно-индукторный электропривод с независимым возбуждением для тягового применения / В.Ф. Козаченко, М.М. Лашкевич // Электротехнические и компьютерные системы. – 2011. – № 3. – С. 138–139.
5. Поверенов, Ю.В. Перспективы и барьеры применения вентильно-индукторных двигателей в составе регулируемого электропривода / Ю.В. Поверенов // Труды Ростовского государственного университета путей сообщения. – 2016. – № 3. – С. 110–113.
6. Ващук, Н.А. Повышение энергетической эффективности автономных транспортных средств / Н.А. Ващук // Вестник Ростовского государственного университета путей сообщения. – 2018. – № 1. – С. 126–131.
7. Герасимов, В.А. применение вентильно-индукторных двигателей для электродвижения подводных аппаратов / В.А. Герасимов, Г.Е. Кувшинов, Л.А. Наумов // Технические проблемы освоения мирового океана. – 2015. – Т. 6. – С. 84–87.
8. Ptakh, G.K. Switched reluctance drive medium and high power: foreign and domestic experience / G.K. Ptakh // Internet Journal of Electrical Engineering. – 2015. – V.2, №3. P. 23–33.

					27.03.04.2019.185 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата		65

9. Бульдозерно-рыхлительный агрегат ДЭТ-400. – <http://chtz-uraltrac.ru/catalog/items/198.php>
10. Козаченко, В.Ф. Электротрансмиссия на базе вентильно-индукторного двигателя с независимым возбуждением // В.Ф. Козаченко, В.Н. Остриров, М.М. Лашкевич // «Электротехника». – 2014. – Вып. 2. – №2. – С. 54–60.
11. Алгоритмы бездатчикового управления двухфазным вентильно-индукторным двигателем. – http://motorcontrol.ru/wp-content/uploads/2015/11/SRD_2phase.pdf
12. Мультимикроспроцессорная система управления многосекционным вентильно-индукторным электроприводом. – <http://motorcontrol.ru/wp-content/uploads/2015/11/VIP800.pdf>
13. Перспективные системы экскаваторного электропривода на базе вентильно-индукторных двигателей с независимым возбуждением. – http://motorcontrol.ru/wp-content/uploads/2015/11/ekskavator_vid.pdf
14. Презентация инновационной электромеханической трансмиссии. – <http://www.rez.ru/pr/news/367/>
15. Krishnan R. Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, analysis, design, and applications / R. Krishnan. – New-York: CRC Press LLC, 2001. – 432 с.
16. Красовский А.Б. Имитационные модели в теории и практике вентильно-индукторного электропривода: автореферат дис. ... д-ра техн. наук / А.Б. Красовский. – М.: МЭИ, 2004. – 40 с.
17. Красовский, А.Б. Применение имитационного моделирования для исследования вентильно-индукторного электропривода // А.Б. Красовский. Электричество. – 2003. – №3. – С. 35–45.
18. Красовский, А.Б. Базовая имитационная модель вентильно-индукторного электропривода // А.Б. Красовский. Системы управления и информационные технологии. – 2004. – №3. – С. 13–17.

19. Krasovskii, A.B. Obtaining the maximum output power of a switched reluctance electric drive by control means / A.B. Krasovskii // Electrical Technology Russia. – 2002. – № 3. – P. 107–120.

20. Красовский, А.Б. Имитационные модели в теории вентильно-индукторного электропривода // А.Б. Красовский. Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. – 2005. – №3. – С. 74–91.

21. Вентильно-индукторный электропривод. – <http://www.studfiles.ru/preview/1004245/page:4/>

22. Stefanovic, V. R. SRM inverter topologies: A comparative evaluation / V.R. Stefanovic, S. Vukosavic // IEEE Trans. Ind. Applicat. – 1991. – V. 27, №6. – P. 1034–1047.

23. Рисованый С. В. Проектирование вентильных реактивных двигателей: монография / С. В. Рисованый, В. Б. Финкельштейн; Харьк. нац. ун-т гор. хоз-ва им. А. Н. Бекетова. – Х.: ХНУГХ, 2014. – 245 с.

24. Ильинский, Н. Ф. Общий курс электропривода: Учебник для электротехнических и электроэнергетических специальностей вузов / Н.Ф. Ильинский, В. Ф. Козаченко. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 543 с.

25. Александровский, С.В. Формирование электромагнитных процессов в вентильно-индукторном электроприводе / С.В. Александровский, Ю.Н. Петренко // Современные методы проектирования машин. – 2004. – Т.6, № 2. – С. 145–148.

26. Кузнецов, В.А. Вентильно-индукторные двигатели / В.А. Кузнецов, В.А. Кузьмичев. – М.: Изд-во МЭИ, 2003. – 70 с.

27. Смирнов, Ю.В. Трёхфазные электромагнитные вентильно-индукторные двигатели / Ю. В. Смирнов // Электротехника. – 2009. – № 11. – С. 23–26.

28. Бычков, М.Г. Оптимизация режимов вентильно-индукторного электропривода средствами управления / М.Г. Бычков // Вестник МЭИ. – 1998. – №3. – С. 73–81.

					27.03.04.2019.185 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата		67

29. Александровский, С.В. Анализ схем питания вентильно-индукторных двигателей / С.В. Александровский, Ю.Н. Петренко // Энергетика. Известия высших заведений и энергетических объединений СНГ. – 2010. – № 5. – С. 27–31.

30. Овчинников, И.Е. Вентильные электрические двигатели и привод на их основе (малая и средняя мощность): курс лекций / И.Е. Овчинников. – СПб.: КОРОНА-Век, 2006. – 336 с.

31. Алямкин, Д.И. Разработка и исследование двухфазного вентильно-индукторного привода насосов горячего водоснабжения / Дисс. канд. техн. наук. – М.: Москва НИУ МЭИ, 2012. – 20 с.

32. Сергиевский, Ю.Н. Вентильно-индукторный электропривод. Доклады научно-практического семинара / Ю.Н. Сергиевский, С.К. Козырев, А.Н. Ладыгин. – М.: Изд-во МЭИ, 2006. – 112 с.

33. Уайт, Д. Электромеханическое преобразование энергии / Д. Уайт, Г. Вудсон. – М.: Энергия, 1964. – 527 с.

34. Кузнецов, В.А. Особенности расчета индукторных двигателей для вентильного электропривода. / В.А. Кузнецов, Л.А. Садовский, В.Л. Виноградов, В.В. Лопатин // Электротехника. – 1998. – Вып. 656. – С. 3–11.

35. Биполярный транзистор с изолированным затвором. – <http://go-radio.ru/igbt-transistor.html>

36. Галушко, В.Н. Моделирование вентильно-индукторных двигателей / В.Н. Галушко, Т.В. Алферова, С.И. Бахур, А.А. Алферов // Вестник Гомельского государственного технического университета им. П.О. Сухого. – 2014. – № 7. – С. 62.

37. Switched Reluctance Motor – MATLAB & Simulink. – <https://www.mathworks.com/help/physmod/sps/examples/switched-reluctance-motor.html>

38. Model the dynamics of switched reluctance motor – Simulink. – <https://www.mathworks.com/help/physmod/sps/powersys/ref/switchedreluctancemotor.html>

					27.03.04.2019.185 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата		68

39. Le-Huy, H. Design and Implementation of a Switched Reluctance Motor Generic Model for Simulink SimPowerSystems / H. Le-Huy // Electrimacs Conference. – 2005.

40. Кыонг, Н.С. Моделирование электромеханической системы с реактивно-вентильным электродвигателем / Н.С. Кыонг // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. – 2013. – Вып. 1. – С. 314–318.

41. Однокопылов, Г.И. Моделирование вентильно-индукторного электропривода в аварийных режимах работы / Г.И. Однокопылов, И.А. Розаев // Известия Томского политехнического университета. – 2013. – Т. 323, №4. – С. 138–143.

42. Красовский, А.Б. Влияние разброса электромагнитных параметров фаз на коммутационные процессы в вентильно-индукторном двигателе / А.Б. Красовский, С.А. Кузнецов // Известия высших учебных заведений. Машиностроение. – 2016. – №6. – С. 21–32.

43. Чавычалов, М.В. Комплексный алгоритм бездатчикового управления вентильно-индукторным двигателем / М.В. Чавычалов // Машиностроение и компьютерные технологии. – 2012. – №8. – С. 20–27.

44. Степанов, В.М. Управление скоростью реактивно-вентильного электродвигателя с идентификатором угла / В.М. Степанов, Н.С. Кыонг // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. – 2012. – Вып. 12. – С. 218–222.

45. Каланчин, И.Ю. Разработка системы управления вентильным индукторно-реактивным генератором с применением пакетов прикладных программ MATLAB и INFOLYTICA / И.Ю. Каланчин, В.М. Степанов, А.С. Иванов // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. – 2017. – Вып. 12. – С. 3–10.

46. Букреев, С.В. Исследование и анализ статических характеристик вентильно-индукторного электропривода буровых установок геологоразведочного

исследований: от теории к практике» / А.В. Ямщиков, В.А. Поплавская: Центр Научного Сотрудничества «Интерактив +». – Чебоксары, 2016. – 5 с.

56. Бычков, М.Г. Элементы теории вентильно-индукторного электропривода / М.Г. Бычков // Электричество. – 1998. – №8. – С. 35–44.

57. Глазунов, В.Ф. Формирование тока в системах с ключевыми элементами / В.Ф. Глазунов // Электротехника, – 1997. – №10. – С.20–25.

58. Иванов, А.С. Компьютерное моделирование реактивной вентильно-индукторной электрической машины / А.С. Иванов, И.Ю. Каланчин // Инновационная наука. – 2017. – Вып. 1. – №2. – С. 53–54.

59. Александровский, С.В. Разработка математической и имитационной модели вентильно-индукторного двигателя / С.В. Александровский, Ю.Н. Петренко // Энергетика. Известия высших заведений и энергетических объединений СНГ. – 2011. – № 5. – С. 15–22.

60. System Identification Toolbox. – <https://www.mathworks.com/products/sysid.html>

61. Алексеев, А.А. Идентификация и диагностика систем: учеб. для студ. высш. учеб. заведений / А.А. Алексеев, Ю.А. Кораблев, М.Ю. Шестопапов. – М.: Издательский центр «Академия», 2009. – 352 с.

62. Калинин, В.Ф. Упрощение системы регулирования скорости в электроприводе переменного тока при настройке контура на технический оптимум / В.Ф. Калинин, Н.П. Моторина, Е.Б. Винокуров, Ж.А. Зарандия // Вестник ТГТУ. – 2010. – Т. 16, №3. – С. 694–697.

63. Чумак, А.С. Система управления электроприводом обжиговой машины на основе нечеткого регулятора с эталонной моделью / А.С. Чумак, М.Г. Данилова // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2012. – Т. 5, №6. – С. 120–124.

64. Сигова, О.Б. Система оптимального управления электроприводом станка-качалки / О.Б. Сигова // Известия Самарского научного центра Российской академии наук. – 2010. – Т. 12, №4(3). – С. 614–616.

									Лист
									71
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата					

27.03.04.2019.185 ПЗ

65. Гаврилова, С.В. Математическое моделирование двухдвигательного электропривода согласованного вращения / С.В. Гаврилова, В.И. Доманов // Вестник технологического университета. – 2016. – Т. 19, №23. – С. 88–91.

66. Мирошник, И.В. Теория автоматического управления. Линейные системы / И.В. Мирошник. – СПб.: Питер, 2005. – 336 с.

67. Пудовников, О.Е. Совершенствование системы автоматического управления скоростью движения грузового электровоза с плавным регулированием силы тяги / О.Е. Пудовников // Современные технологии – транспорту. – 2010. – Вып. 4. – С. 56–68.

68. Марасанов, В.М. Регулятор скорости вращения электропривода конусной дробилки / В.М. Марасанов, Г.П. Дылдин // Известия уральского горного университет. – 2017. – Вып. 2. – С. 78–81.

69. Емельянов, А.П. Скалярное управление асинхронным короткозамкнутым двигателем по активной составляющей тока статора / А.П. Емельянов, Б.А. Чуркин // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2014. – Вып. 14. – №3. – С. 85–90.

70. Общие сведения о задатчике интенсивности в электроприводе. – http://digitrode.ru/theory/atc_dsp/787-obschie-svedeniya-o-zadatchike-intensivnosti-v-elektroprivode.html

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Схемы и чертежи

					27.03.04.2019.185 ПЗ	Лист
						73
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата		