

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации  
Федеральное государственное автономное образовательное учреждение  
высшего образования

«Южно-Уральский государственный университет  
(национальный исследовательский университет)»  
Высшая школа электроники и компьютерных наук  
Кафедра «Автоматика и управление»

ДОПУСТИТЬ К ЗАЩИТЕ

Заведующий кафедрой

д.т.н., профессор

\_\_\_\_\_ / Л.С. Казаринов

« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2020 г.

Система энергосберегающего управления следящего вентильно-индукторного  
электропривода

Пояснительная записка  
к выпускной квалификационной работе  
ЮУрГУ – 270304.2020.414 ПЗ ВКР

Руководитель проекта

к.т.н., доцент каф.АиУ

\_\_\_\_\_ / Ямщиков А.В.

« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2020 г.

Автор работы

Студент гр. КЭ-417

\_\_\_\_\_ / Шеметов А.А.

« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2020 г.

Нормоконтролер

к.т.н., доцент каф.АиУ

\_\_\_\_\_ / Барбасова Т.А.

« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2020 г.

Челябинск

2020

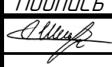
## АННОТАЦИЯ

Шеметов А.А. Система энергосберегающего управления следящего вентильно-индукторного электропривода. – Челябинск: ЮУрГУ, ВШЭКН; 2020, 91 с., 2 табл., 40 ил., библиогр. список – 92 наим., 4 листа чертежей ф. А4.

В данной работе представлены результаты разработки структурной схемы системы энергосберегающего управления следящего скоростного вентильно-индукторного электропривода (ССВИЭП). Задача оптимизации решена с использованием принципа максимума. Для практической реализации разработанной системы управления предложен редуцированный наблюдатель возмущающего воздействия, которым является момент сопротивления, создаваемый механической нагрузкой.

Разработана оригинальная методика аппроксимации магнитных характеристик вентильно-индукторных двигателей (ВИД), учитывающая насыщение их магнитных систем. На этой основе построена имитационная модель ССВИЭП. С её использованием проведен сравнительный анализ энергоэффективности ССВИЭП, имеющего разработанную энергосберегающую систему управления, с энергоэффективностью ССВИЭП, имеющего типовую, распространенную в промышленности одноконтурную структуру с ПИ-регулятором.

При разработке системы использовалась система моделирования Altair Embed Basic 2019. Для оформления пояснительной записки использовались прикладные пакеты: MS Word 2016, Microsoft Visio 2016, Mathcad 15.

					<i>270304.2020.4 14 ПЗ</i>					
<i>Изм.</i>	<i>Лист</i>	<i>№ док-м.</i>	<i>Подпись</i>	<i>Дата</i>	Система энергосберегающего управления следящего вентильно-индукторного электропривода					
<i>Выполнил</i>	<i>Шеметов</i>	<i>Ямщиков</i>						<i>Лит.</i>	<i>Лист</i>	<i>Листов</i>
<i>Провер.</i>	<i>Ямщиков</i>							3	91	
<i>Н. Контр.</i>	<i>Барбасова</i>							ФГАОУ ВО ЮУрГУ "НИУ" Кафедра "АиУ"		
<i>Утверд.</i>	<i>Казаринов</i>									

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	5
1 КОНСТРУКТИВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ВИД ..	9
2 МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В ВИД.....	19
3 СТРУКТУРНАЯ СХЕМА СИСТЕМЫ ЭНЕРГОСБЕРЕГАЮЩЕГО УПРАВЛЕНИЯ ССВИЭП .....	24
3.1 Формализация задачи построения структурной схемы системы энергосберегающего управления .....	24
3.2 Решение задачи построения структурной схемы системы энергосберегающего управления .....	30
3.3 Разработка структурной схемы редуцированного наблюдателя момента сопротивления .....	38
4 ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ССВИЭП С НАСЫЩЕННЫМ ВИД .....	45
4.1 Методика учёта насыщения магнитных характеристик ВИД.....	45
4.2 Моделирование процессов в ССВИЭП с учетом насыщения магнитных характеристик в системе Altair Embed Basic.....	60
5 СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТИ ССВИЭП ..	69
ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....	79
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК .....	81
ПРИЛОЖЕНИЕ А .....	91

											Лист
											4
Изм.	Лист	№ док.	Подпись	Дата	270304.2020.4 14 ПЗ						

## ВВЕДЕНИЕ

В современных реалиях одним из самых приоритетных и передовых направлений развития науки и техники как в Российской Федерации, так и во всём мире является создание энергосберегающих технологий и оборудования, позволяющих оптимизировать технологические процессы и улучшить их показатели.

В целях реализации проектов по энергосбережению в Российской Федерации принят федеральный закон №261 «Об энергосбережении и о повышении энергетической эффективности». Настоящий Федеральный закон регулирует отношения по энергосбережению и повышению энергетической эффективности. Целью настоящего Федерального закона является создание правовых, экономических и организационных основ стимулирования энергосбережения и повышения энергетической эффективности [1].

ЮУрГУ активно занимается задачами энергоэффективности. Одним из примеров является серия серьезных работ совместно с Магнитогорским металлургическим комбинатом. Специалисты университета выполняют проекты, связанные с повышением энергетической эффективности крупных агрегатов на международном уровне.

Во многих технических системах используется электропривод (ЭП). ЭП является не только частью технических систем, но основным потребителем электроэнергии. По статистике, около 60% всей производимой в мире электроэнергии приходится на долю электроприводов. При работе ЭП в процессе преобразования электрической энергии в механическую (и наоборот) возникают потери энергии. Разработка высокопроизводительных и экономичных систем привода является значимым направлением развития современной техники в различных сферах, требующих применение технологических процессов. Решение данной проблемы требует повышать энергетическую эффективность электропривода [2 – 6].

					270304.2020.414 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ док-м.	Подпись	Дата		5

Энергосбережение – реализация мер в организационных, правовых, технических, технологических, экономических отраслях, направленных на минимизацию объема используемых энергетических ресурсов при возможных улучшениях, а как минимум сохранения прежних показателей основного процесса, предполагающего тем или иным объектом, над которым проводится операция по энергосбережению [1, 7 – 9].

С каждым годом электроприводы находят применение в новых сферах. При этом создаются электроприводы с новыми типами электромеханических преобразователей, среди которых выделяют вентильно-индукторный (ВИЭП), именуемый в англоязычной литературе – Switched Reluctance Drive (SRD) [10 – 12].

Вентильно-индукторные электроприводы (ВИЭП), за основу в которых взят вентильно-индукторный двигатель, являются актуальным объектом изучения в связи с обширным кругом применения данного агрегата в промышленности. В отечественной и зарубежной литературе ВИД имеет и другие названия: электронно–коммутируемый двигатель, управляемый вентильный реактивный двигатель, двигатель с электромагнитной редукцией, коммутируемый реактивный двигатель с переменным магнитным сопротивлением. Большое число названий обусловлено относительной новизной данной технологии в области электродвигателей. В дальнейшей работе будем использовать термин вентильно-индукторный двигатель (ВИД), который вбирает в себя всю совокупность вышеперечисленных названий данной технологии [11, 13 – 20].

ВИЭП имеет ряд достоинств по сравнению с другими электроприводами. В особенности следует выделить относительно невысокую рыночную стоимость, простоту изготовления, относительно высокий КПД и высокую перегрузочную способность [6, 12, 19, 21 – 23].

Простота изготовления, невысокая рыночная стоимость, а также особенности принципа действия ВИЭП создают обширное поле для различного рода технологических и конструкторских решений. Именно поэтому

					270304.2020.414 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ док.	Подпись	Дата		6

отечественные и зарубежные специалисты считают применение автоматизированного ВИЭП достаточно эффективным решением в следующих отраслях промышленности: автомобилестроение, строительная техника, металлургия [23 – 26].

Перспективность использования в практических целях ВИД появилась благодаря стремительным темпам роста технологий электронной промышленности, прогрессу в области компьютерной техники, электронных устройств и информационных технологий. В наше время ВИД является перспективным для систем электроприводов нового поколения. Позволяет реализовать сложные алгоритмы управления, применить их в создании систем автоматизации различных сфер промышленности [14, 26 – 28].

Проектированием, разработкой и внедрением ВИЭП в различные сферы производства занимаются различные иностранные и отечественные фирмы: «ИРИС» (г. Новочеркасск), RWTH Aachen; Oulton (UK); Emerson Electric; Nidec SR Drives Manufacturing Ltd. (NSRM); General Electric Co.; TRW; Weir Speciality Pumps Ltd.; «ЭМЕТРОН» (г. Новочеркасск) [4].

Как и для других типов электроприводов, повышение энергоэффективности является одним из актуальных направлений улучшения их характеристик. Изучение материалов по проектированию автоматизированных ВИЭП показало, что этот вопрос недостаточно проработан и является актуальным [2, 3, 23, 29].

Объект исследования выпускной квалификационной работы – автоматизированный ВИЭП с учетом эффекта насыщения магнитной системы ВИД.

Цель выпускной квалификационной работы – разработка системы энергосберегающего управления следящего скоростного ВИЭП.

Задачи выпускной квалификационной работы:

— построение в среде Altair Embed Basic имитационной математической модели четырехфазного вентильно-индукторного двигателя (ВИД) как объекта

					270304.2020.414 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ док.	Подпись	Дата		7

управления с учётом насыщения его магнитной системы и произвольного сочетания полюсов статора и ротора;

— разработка структурной схемы системы энергосберегающего управления скоростью ВИД в составе ВИЭП, которая обеспечивает заданные значения ошибки по скорости и амплитуды пульсаций электромагнитного момента;

— разработка блока учета насыщения магнитных характеристик для заданной имитационной модели ВИД;

— проведение сравнительного анализа характеристик следящего скоростного ВИЭП, регулируемого с помощью разработанной системы энергосберегающего управления, с характеристиками одноконтурного следящего скоростного ВИЭП с ПИ-регулятором.

					270304.2020.4 14 ПЗ	Лист
						8
Изм.	Лист	№ док-м.	Подпись	Дата		

## 1 КОНСТРУКТИВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ВИД

Вентильно-индукторный двигатель – это тип машины, обеспечивающей электромеханическое преобразование энергии. Как любой электродвигатель, он осуществляет преобразование электрической энергии питающей сети в механическую энергию, передаваемую в нагрузку. Конструктивные и характеристические свойства ВИД, позволяют осуществлять управление процессом преобразования энергии в соответствии с особенностями конкретной нагрузки: регулировать частоту вращения, момент, мощность [30 – 32].

ВИД состоит из индукторной машины (ИМ), имеющей обмотки только на статоре и реактивный ротор, и коммутатора, который подключает обмотки ИМ в определенной последовательности к источнику энергии [19, 30, 33].

Структурная схема ВИД приведена на рисунке 1.1.

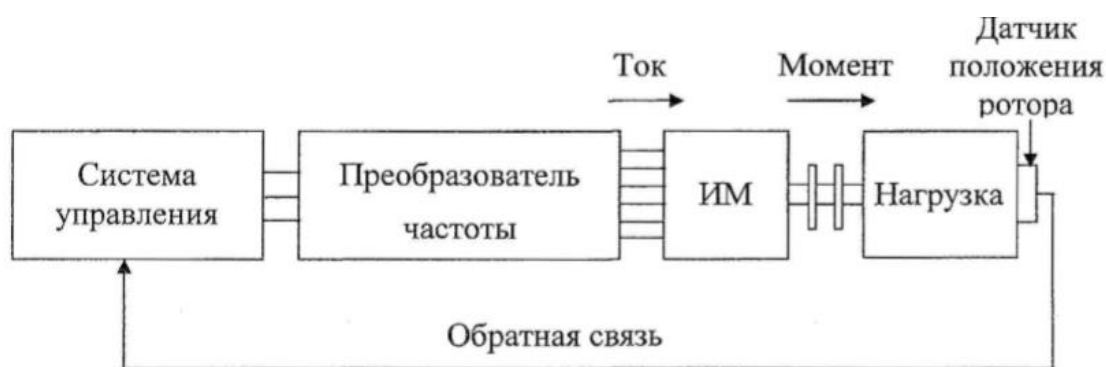


Рисунок 1.1 – Структурная схема ВИД [30]

Вентильный коммутатор ВИД – это основное устройство, задачей которого является переключение катушек статора ВИД в определенном порядке с учетом перемещения ротора и создание в катушках статора однополярных импульсов тока [30, 34].

В статоре ВИД создаются вращающиеся и постоянное магнитные поля. Наличие постоянного поля объясняется питанием обмоток статора однополярными импульсами тока, которые создают в обмотках постоянную составляющую тока и, как следствие, постоянное магнитное поле. Индукторной



машиной называют электрическую машину переменного тока, у которой магнитная индукция в любой точке якоря изменяется только по величине без изменения знака. В случае ВИД под индукторной машиной понимается та её часть, которая представляет собой совокупность ротора и статора с катушками. Таким образом, использование в российской литературе названия «вентильно-индукторный двигатель» для рассмотренной конструкции двигателя объясняется использованием в ней как индукторной машины, так и вентильного коммутатора [30, 35].

ВИД состоит из реактивного ротора, который имеет явно выраженные выступы. Количество выступов статора –  $Z_S$  и количество выступов ротора –  $Z_R$  называют конфигурацией ВИД:  $Z_S / Z_R$ . Величины  $Z_S$  и  $Z_R$  всегда четные. Для работоспособного двигателя (обеспечение вращения ротора)  $Z_S \neq Z_R$ .

Схема ВИД изображены на рисунке 1.2.

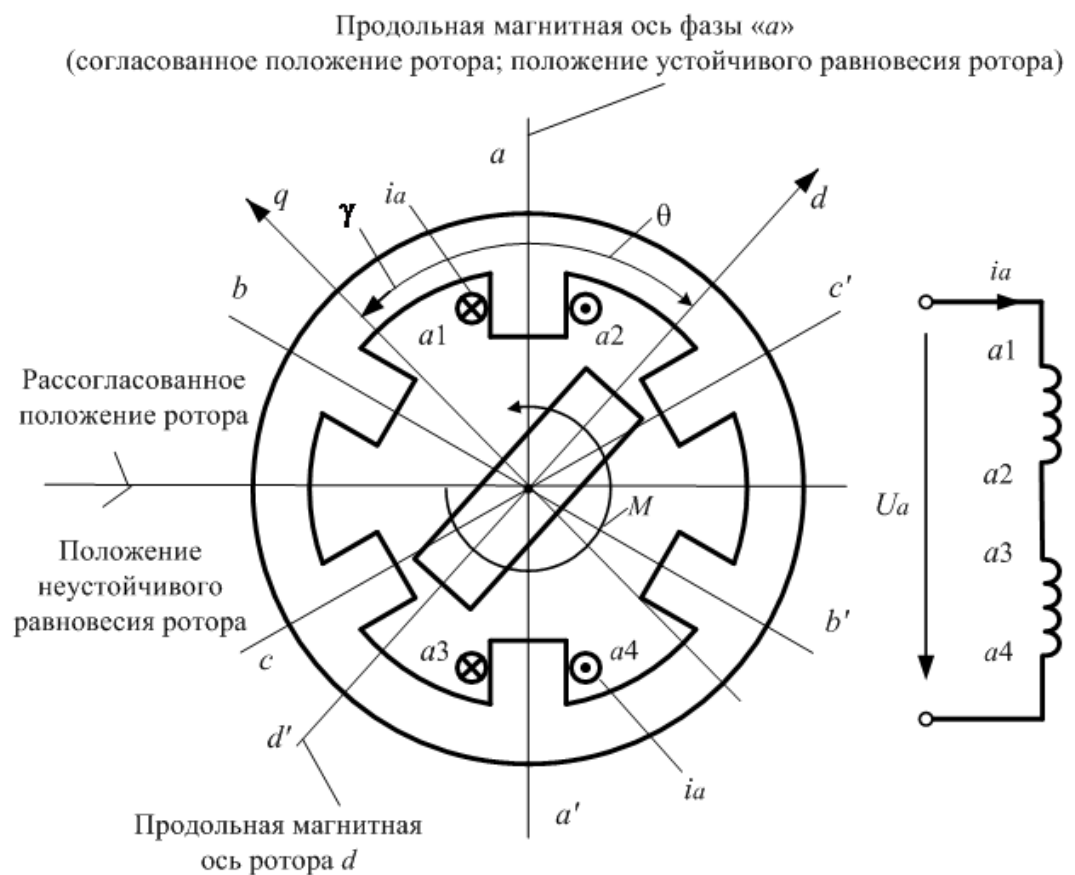


Рисунок 1.2 – Конструктивная схема ВИД конфигурации 6/2 [35]

На рисунке 1.2 изображено две катушки  $a_1-a_2$  и  $a_3-a_4$ , расположенные по вертикальной оси  $a-a'$ . Эти катушки соединены последовательно и согласно. Данные катушки образуют обмотку фазы «а», в которой создаётся однополярный импульс тока, называемый током фазы «а» при помощи вентильного коммутатора (ВК). В катушках, установленных на осях  $b-b'$  и  $c-c'$  происходят аналогичные процессы. Фазные токи  $i_a, i_b, i_c$  создаются напряжениями  $U_a, U_b, U_c$ , называемыми фазными напряжениями ВИД [35 – 38].

В рамках данного проекта будет рассмотрена одиночная симметричная коммутация 4-х фаз ВИД конфигурации 8/6. Иначе говоря, при работе ВИД происходит чередование фаз, в любой момент времени импульс тока протекает только по одной из 4-х фаз. Порядок коммутации фаз выглядит следующим образом: « $a-b-c-d-a\dots$ » (см. рисунок 1.3) [35 – 38].

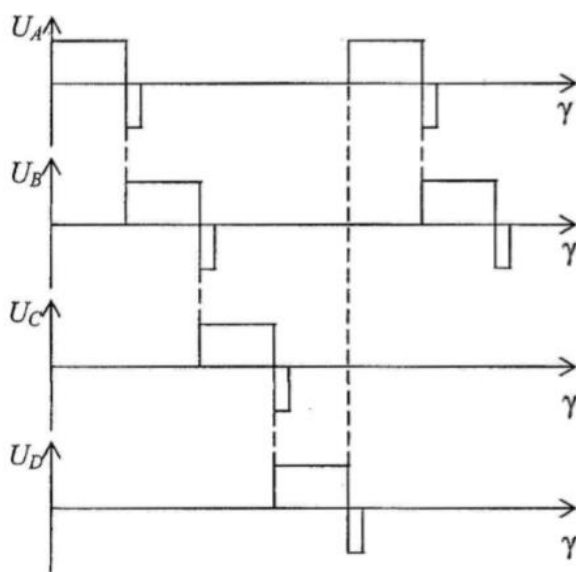


Рисунок 1.3 – Порядок коммутации фаз ВИД [35]

Как заметно из рисунка 1.2, катушки, создающие магнитное поле, расположены на противоположных зубцах статора. Пояснение именно такого расположения катушек приведено на рисунке 1.4.

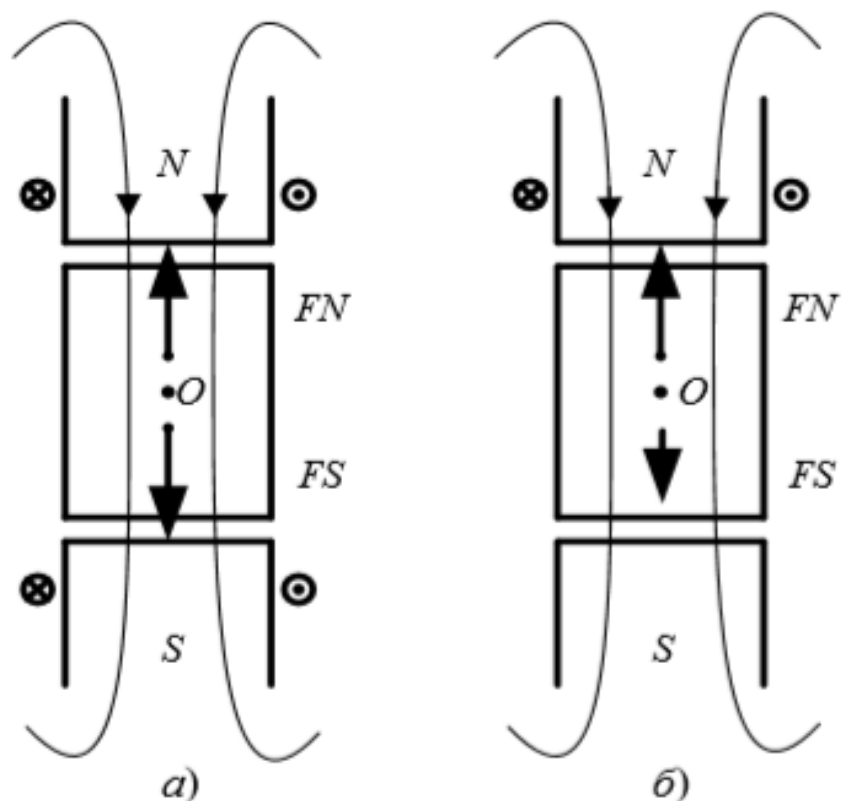


Рисунок 1.4 – Электромагнитные силы, действующие на ротор со стороны статорных обмоток [5]

На рисунке 1.4 (а), результирующие силы  $FN$  и  $FS$ , которые действуют со стороны обоих выступов статора на выступы ротора относительно оси  $O$ , равны. Данная закономерность повышает надежность работы и ресурс двигателя. Исходя из вышесказанного можно сделать вывод, что для отсутствия изгибов ротора необходимо обмотку каждой фазы располагать на двух противоположных выступах. Следовательно, для того, чтобы исключить возможность изгиба ротора под действием сил  $FN$  и  $FS$  необходимо, чтобы количество зубцов статора и ротора было четной величиной. [30, 34 – 38].

Обратившись к рисунку 1.2, рассмотрим принцип действия ВИД. Пусть включена фаза «а» и ротор занимает указанное положение. При включенной фазе «а» верхний выступ ротора будет притягиваться к верхней катушке, а нижний выступ ротора соответственно к нижней катушке. В следствие чего ротор начнет вращение против часовой стрелки, при этом продольные магнитные оси

ротора « $d$ » и фазы « $a$ » начнут сближаться и через некоторый промежуток времени ротор займет положение устойчивого равновесия, в котором оси ротора « $d$ » и фазы « $a$ » совпадут. Данное положение ротора называется согласованным положением относительно фазы « $a$ ». Активной фазой называют фазу, по катушкам которой протекает электрический ток. Угол  $\theta$ , отсчитываемый от продольной оси активной фазы до оси ротора « $d$ », называется углом рассогласования данной активной фазы. Ротор также имеет и положение неустойчивого равновесия. Для рассматриваемого ВИД положение неустойчивого равновесия имеет место при  $\theta = \pm 90^\circ$  (см. рисунок 1.2). Положение неустойчивого равновесия называется рассогласованным положением относительно данной активной фазы [30, 35].

Следует отметить, что:

- для определения положения ротора используется также поперечная магнитная ось  $q$ , перпендикулярная продольной оси  $d$ ;
- отсчет положения ротора от продольной оси активной фазы до оси ротора  $q$ ; при этом положение ротора будем обозначать символом  $\gamma$ ;
- ротор при  $ZR > 2$  может иметь несколько согласованных и рассогласованных положений [35].

Для того чтобы ротор не остановился в одном положении и продолжал вращение против часовой стрелки, необходимо, как это видно из рисунка 1.2, при некотором угле  $\gamma = \gamma_{\text{вкл}}$  включить следующую фазу « $b$ », а фазу « $a$ » отключить. Повторяя циклическую последовательность включения и выключения фаз получим процесс непрерывного вращения ротора. Заметим, что это вращение будет неравномерным, так как переключение обмоток происходит скачкообразно и, следовательно, электромагнитные силы и соответствующие им моменты сил действуют на ротор скачкообразно. Если  $\gamma_{\text{вкл}}$  одинаков для каждой фазы, то ротор в среднем будет вращаться со средней постоянной скоростью. Угол рассогласования  $\gamma$ , при котором включается обмотка фазы « $a$ », называют углом включения и обозначают его символом  $\gamma_{\text{вкл}}$ . Угол рассогласования  $\gamma$ , при котором

									Лист
									13
Изм.	Лист	№ док-м.	Подпись	Дата	270304.2020.414 ПЗ				

отключается обмотка фазы «*a*», назовем углом отключения и обозначим его символом  $\gamma_{откл}$ . Рассмотрим характер движения магнитного поля для ВИД конфигурации 6/2, опираясь на понятие МДС. Введем в рассмотрение МДС обмоток  $F_a, F_b, F_c$  фаз соответственно «*a*», «*b*», «*c*». МДС обмотки фазы «*a*» с учетом направления тока  $i_a$  этой обмотки будет направлена по вертикали вниз так, как это показано на рисунке 1.5 [34, 35].

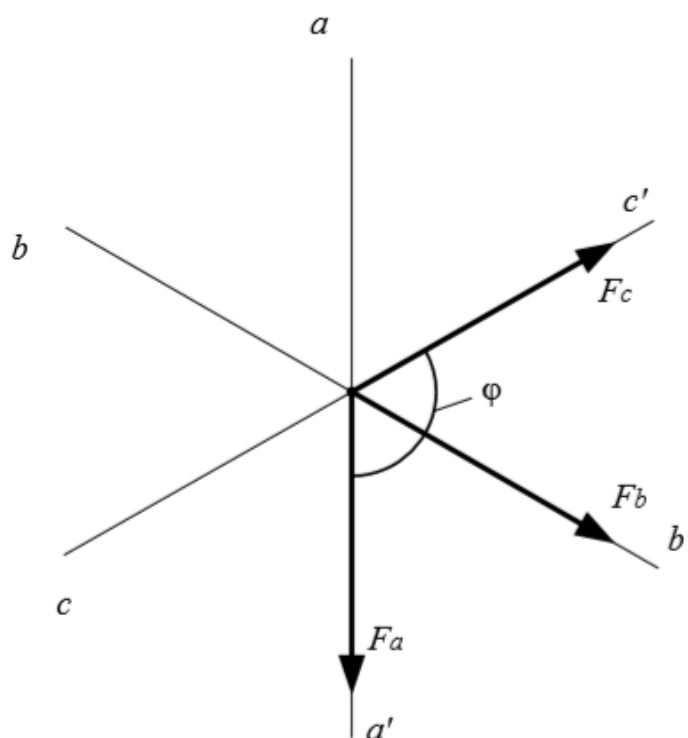


Рисунок 1.5 – Схема вращения магнитного поля ВИД [35]

В общем случае модуль МДС  $F_a$  в процессе работы ВИД может изменяться, но ее направление изменяться не будет. При включенной фазе «*a*» обмотки неактивны, следовательно, они не будут создавать МДС, и результирующая МДС магнитного поля будет совпадать с МДС фазы «*a*». При включении фазы «*b*» результирующая МДС обмоток статора будет равна МДС  $F_b$  и направлена по оси  $b-b'$  так, как это показано на рисунке 1.5. аналогично произойдут процессы и с фазой «*c*». При одиночной симметричной коммутации результирующая МДС поля статора будет скачкообразно вращаться в секторе  $\varphi$ . Среднее значение результирующей МДС будет направлено по оси  $b-b'$ , при этом среднее значение

МДС результирующей МДС будет отлично от нуля, следовательно, именно результирующая МДС и будет создавать постоянное магнитное поле в направлении  $b-b'$ . Таким образом, показано, что в ВИД, кроме иных полей, создается постоянное магнитное поле [35].

Электроприводом (ЭП) называют электромеханическую систему, предназначенную для приведения в движение рабочих органов машины (РОМ) и состоящую из механического передаточного устройства (МПУ), преобразовательного устройства (ПУ), электродвигательного устройства (ЭДУ), управляющего устройства (УУ) и датчика скорости (ДС). Структурная схема ЭП приведена на рисунке 1.6.

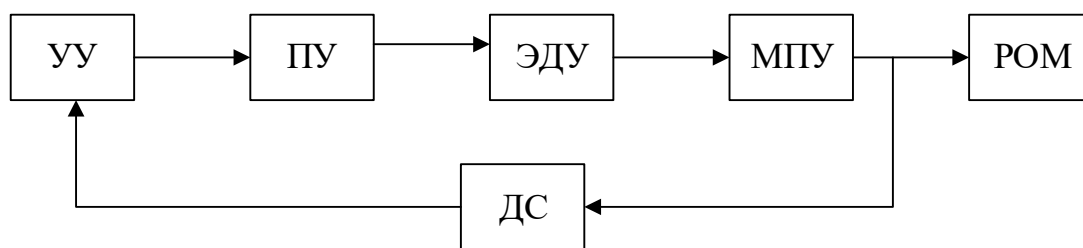


Рисунок 1.6 – Структурная схема электропривода

Структура вентильно-индукторный электропривода (ВИЭП) достаточно понятна. Он состоит из собственно вентильно-индукторного двигателя (ВИД), электронного коммутатора К, подключенного к выпрямителю В параллельно с конденсатором С и управляемого обычно датчиком положения ротора Д через схему управления СУ [6, 12, 13, 39 – 41]. Данная схема приведена на рисунке 1.7.

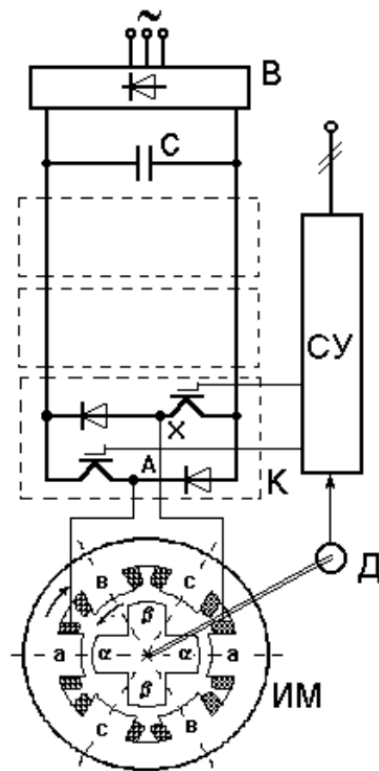


Рисунок 1.7 –Схема ВИЭП [13]

Значительную долю ВИЭП составляют следящие скоростные вентильно-индукторные электроприводы (ССВИЭП), которые обеспечивают движение рабочих органов машин со скоростями, изменяющимися по произвольным законам [41, 42].

Несмотря на достаточно высокие технические показатели современных ССВИЭП, задача их дальнейшего улучшения остается в настоящее время, по-прежнему, актуальной. В частности, актуальной является задача улучшения энергетических показателей ССВИЭП [2, 3, 8, 9, 25].

Существует следующие подходы к энергосбережению в электроприводах [43]:

- конструктивный – использование энергосберегающих конструктивно-технических как в самом электродвигателе (применение новых видов изоляции, повышение эффективности охлаждения и т.д.), так и в силовых преобразователях;
- технический – правильный выбор и рациональное использование электропривода в конкретном технологическом процессе;

— системный – реализация способов целенаправленного воздействия на электропривод, при которых потери энергии в электроприводе были бы минимальны.

Потери в ВИЭП включают в себя следующие составляющие:

- механические потери;
- статические и динамические потери в ключах коммутатора ВИД;
- потери в стали и электрические потери в меди ИМ.

Снижение перечисленных потерь в ВИЭП достигается с использованием как конструктивного, так и системного подходов [2, 3, 12]. Механические потери, потери в стали и динамические потери в ключах коммутатора ВИД могут быть оптимизированы с использованием конструктивного подхода. Статические потери в ключах коммутатора ВИД и электрические потери в меди ИМ могут быть оптимизированы в значительной степени с использованием системного подхода к управлению ВИД в составе ВИЭП, т.е. путем создания энергосберегающих алгоритмов управления ВИД в составе ВИЭП [44 – 57].

Вопросы разработки алгоритмов энергосберегающего управления ВИД в составе ВИЭП рассматривались в ряде работ [2 – 4, 7 – 9, 12, 28, 30]. Однако изложенные в данных работах подходы имеют ряд недостатков:

— отсутствует в должной мере формализация данной задачи и упоминание об использованном для её решения математическом аппарате, в этой связи из изложенного не вполне ясна логика принятия методов энергосберегающего управления;

— ВИД в указанных работах рассматривается как изолированный объект управления, т.е. не учитывается его работа в составе ССВИЭП, в частности, не учитывается динамическая ошибка ССВИЭП по скорости;

— отсутствует учёт явления насыщения магнитной системы ВИД.

При разработке энергосберегающего алгоритма управления необходимо также учесть, что ВИД обладает таким заметным недостатком как значительный уровень пульсаций электромагнитного момента. Методы снижения указанного



уровня для изолированного ВИД рассмотрены в целом ряде работ, например, в [12, 28]. Однако при работе в составе ССВИЭП такие исследования отсутствуют.

#### Вывод по разделу один

Учитывая изложенное, представляется актуальной задача определения энергосберегающего алгоритма управления скоростью ВИД, работающего в составе ССВИЭП, путем снижения электрических потерь в фазах ВИД при двух условиях: ошибка системы по скорости и пульсации электромагнитного момента должны принимать относительно небольшие значения.

					<i>270304.2020.4 14 ПЗ</i>	<i>Лист</i>
<i>Изм.</i>	<i>Лист</i>	<i>№ док.</i>	<i>Подпись</i>	<i>Дата</i>		18

## 2 МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В ВИД

Общая теория, позволяющая, рассматривать ВИЭП, построенный на основе ВИД любой конфигурации, но численная проверка энергоэффективности ВИЭП рассматривается на примере ВИЭП, построенного на основе четырехфазного ВИД конфигурации 8/6 с одиночной коммутацией. Схематично ИМ данного ВИД представлена в разрезе на рисунке 2.1.

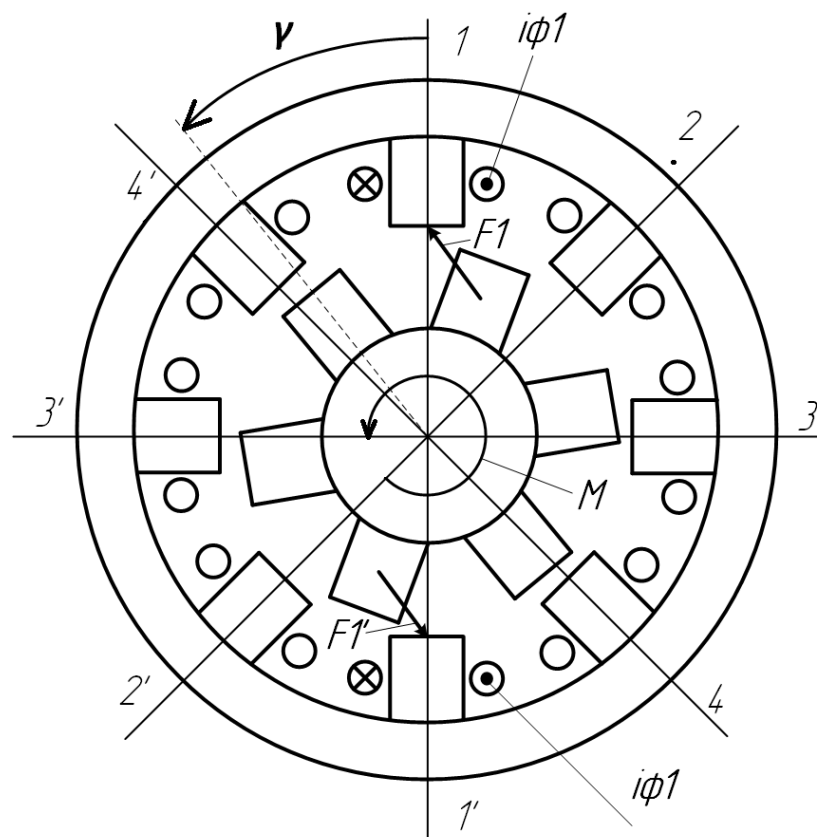


Рисунок 2.1 – Конструктивная схема индукторной машины (ИМ) конфигурации 8/6: 1-1', 2-2', 3-3', 4-4' – оси, проходящая вдоль двух противоположных зубцов статора;  $M$  – электромагнитный момент;  $i_{\phi 1}$  – ток фазы 1;  $\gamma$  – угол поворота ротора;  $F_1 - F_{1'}$  – силы, действующие со стороны зубцов статора на зубец ротора

Как видно из рисунка 2.1, статор имеет 8 выступов на каждом из которых имеется катушка. На рисунке 2.1 показаны катушки только на оси «1», на всех остальных осях катушки располагаются аналогичным образом.

Вентильный коммутатор подаёт ток на катушки статора. Ток создаёт магнитное поле, в следствие чего к выступу статора, на котором находятся катушки, притягивается выступ ротора. Катушки включаются одновременно вдоль линии для уравнивания сил, действующих на выступы ротора. Далее аналогичные взаимодействия происходят с катушками, расположенными на других осях. Плавность работы ВИД достигается путём алгоритма коммутации, заложенного в вентильном коммутаторе [20, 34, 58, 59 – 64].

Для коммутации обмоток фаз используется вентильный коммутатор, подключающий фазы к источнику постоянного напряжения, который состоит из выпрямителя В и фильтрующего конденсатора С, сглаживающего выходное напряжение выпрямителя [11, 19, 35]. Схема одной фазы электронного коммутатора ВИД приведена на рисунке 2.2.

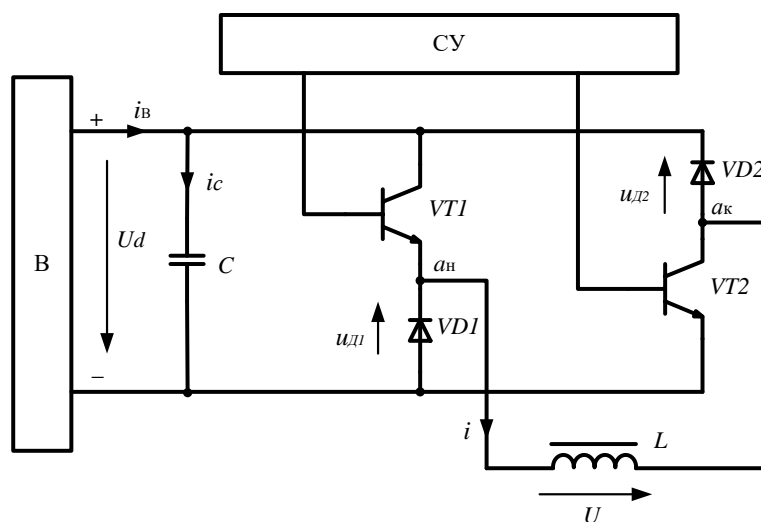


Рисунок 2.2 –Электрическая функциональная схема одной фазы электронного коммутатора ВИД [35]: В – выпрямитель; СУ – схема управления; L – обмотка активной фазы ВИД

Разберём процессы, происходящие в катушке статора, представленной на рисунке 2.3.

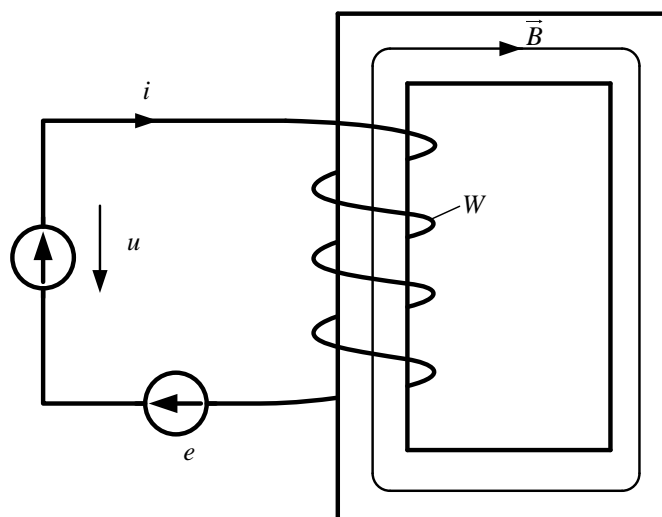


Рисунок 2.3 – Конструктивная схема катушки [35]:  $W$  – Количество витков катушки

К катушке подключен источник напряжения, который генерирует произвольно изменяющееся напряжением  $u$ . Под действием данного напряжения в катушке возникает ток  $i$ , создающий магнитное поле, положительное направление которого отсчитывается от того же вывода, что и положительное направление напряжения  $u$ . Положительное направление линий магнитной индукции  $\vec{B}$  связано с положительным направлением создавшего их тока  $i$  правилом правого винта. Магнитное поле, исходя из закона электромагнитной индукции создает потокосцепление катушки  $\psi$  и ЭДС индукции  $e$ . Положительное направление ЭДС индукции  $e$  связано с положительным направлением линий магнитной индукции  $\vec{B}$  правилом правого винта [33, 65].

Составим уравнения, описывающие процессы в катушке, опираясь на второй закон Кирхгофа. Примем положительное направление обхода против часовой стрелки:

$$u - u_r = -e, \quad (2.1)$$

где  $u_r$  – падение напряжения на активном сопротивлении катушки.

Напряжение на активном сопротивлении катушки определяется законом Ома:

$$u_r = ir, \quad (2.2)$$

где  $r$  – активное сопротивление катушки.

Исходя из закона электромагнитной индукции:

$$e = -\frac{d\psi}{dt}, \quad (2.3)$$

где  $\psi$  – потокосцепление катушки.

Подставим (2.2) и (2.3) в (2.1):

$$u = ir + \frac{d\psi}{dt}. \quad (2.4)$$

Приняв  $r = 0$  запишем следующее соотношение:

$$u = \frac{d\psi}{dt}. \quad (2.5)$$

Поскольку потокосцепление создается только собственным током, имеет место соотношение:

$$\psi = Li, \quad (2.6)$$

где  $L$  – собственная индуктивность катушки.

Исходя из указанных выше утверждений и соотношений, а также при учёте публикаций [30, 34, 35], математическую модель ВИД с линейной магнитной системой можно представить следующими соотношениями:

$$\frac{d\gamma}{dt} = \omega, \quad (2.7)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{M - M_c}{J}, \quad (2.8)$$

$$\frac{di_{\phi k}}{dt} = \frac{U_{\phi k} - i_{\phi k}R - i_{\phi k}\omega \frac{\partial L_{\phi k}}{\partial \gamma}}{L_{\phi k}(\gamma)}, k = 1, \dots, m, \quad (2.9)$$

$$M = \sum_{k=1}^m \frac{i_{\phi k}^2}{2} \frac{\partial L_{\phi k}(\gamma)}{\partial \gamma}. \quad (2.10)$$

где  $M$  – электромагнитный момент;

$\omega$  – угловая скорость ротора;

$\gamma$  – угол поворота ротора;

$i_{\phi k}$  – ток  $k$ -й фазы,  $k = 1, \dots, m$ ;

$u_{\phi k}$  – напряжение на обмотке  $k$ -й фазы,  $k = 1, \dots, m$ ;

$J$  – момент инерции ротора;

$L_{\phi k}$  – индуктивность  $k$ -й фазы,  $k = 1, \dots, m$ ;

$M_c$  – приведенный момент сопротивления.

Вывод по разделу два

В данном разделе были выведены и рассмотрены основные формулы, соотношения и зависимости для решения задачи энергосберегающего управления и построения имитационно модели ССВИЭП в дальнейших разделах данной работы.

### 3 СТРУКТУРНАЯ СХЕМА СИСТЕМЫ ЭНЕРГОСБЕРЕГАЮЩЕГО УПРАВЛЕНИЯ ССВИЭП

#### 3.1 Формализация задачи построения структурной схемы системы энергосберегающего управления

Как отмечалось во введении, энергосберегающий алгоритм управления скоростью ВИД, работающего в составе ССВИЭП, должен минимизировать электрические потери, а также ошибку ССВИЭП по скорости и уровень пульсаций электромагнитного момента [67 – 76]. Критерий оптимизации  $\Phi$ , отвечающий указанным требованиям, имеет следующий вид:

$$\Phi = \int_0^{\infty} [R \sum_{k=1}^m i_{\phi k}^2 + K_{\omega}(\omega_0 - \omega)^2 + K_M(M - M_c)^2] dt \rightarrow \min, \quad (3.1)$$

где  $K_{\omega}, K_M$  – весовые коэффициенты;

$\omega_0$  – угловая скорость, задающая воздействие;

$\omega$  – текущее значение угловой скорости;

$i_{\phi k}$  – ток  $k$ -й фазы,  $k = 1, \dots, m$ ;

$R$  – расчетное сопротивление, эквивалентной совокупности всех  $m$  фаз;

$M$  – электромагнитный момент;

$M_c$  – приведённый момент сопротивления.

При формализации задачи оптимального управления необходимо также учесть дифференциальные уравнения движения и ограничения на управляющие факторы и переменные состояния.

При решении задачи оптимизации (3.1) необходимо учитывать уравнения движения объекта управления ВИД, представленные соотношениями (2.7), (2.8), (2.10).

										Лист
										24
Изм.	Лист	№ док.	Подпись	Дата						

270304.2020.414 ПЗ

Модель ВИД, представленная соотношениями (2.7), (2.8), (2.10), дает точное описание процессов и имеет большое количество переменных. Для решения задачи энергосберегающего управления нужна более простая модель.

Учитывая, что при одиночной коммутации к источнику подключена только одна фаза и все фазы имеют идентичные параметры, введем в рассмотрение ВИД с одной эквивалентной фазой, подключенной в любой момент времени к источнику питания коммутатора. Тогда в (2.7) – (2.10) можно исключить индексы  $k$  и  $\phi$ , а в уравнении для момента убрать знак суммы и преобразовать их к виду:

$$\frac{d\gamma}{dt} = \omega, \quad (3.2)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{M - M_c}{J}, \quad (3.3)$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{u - iR - i\omega \frac{\partial L}{\partial \gamma}}{L}, \quad (3.4)$$

$$M = \frac{i^2 \partial L}{2 \partial \gamma}. \quad (3.5)$$

где  $M$  – электромагнитный момент;

$\omega$  – угловая скорость ротора;

$\gamma$  – угол поворота ротора;

$i$  – эквивалентный ток;

$u$  – напряжение;

$J$  – момент инерции ротора;

$L$  – индуктивность эквивалентной фазы;

$M_c$  – приведенный момент сопротивления.



С учетом введенных понятий эквивалентной фазы и фазного тока формула (3.1) для критерия оптимизации примет вид:

$$\Phi = \int_0^{\infty} [i^2 R + K_{\omega}(\omega_0 - \omega)^2 + K_M(M - M_c)^2] dt \rightarrow \min. \quad (3.6)$$

При решении задачи оптимального управления возникает частная задача выбора управляющего сигнала. Эта задача решается, исходя из физических возможностей управления объектом и вида функционала. Рассматриваемый объект управления – ВИД – позволяет физически управлять либо фазным напряжением, либо фазным током. Учитывая, что критерий оптимизации зависит очень просто от фазного тока  $i$  и весьма сложным образом от фазного напряжения, представляется целесообразным выбрать в качестве управляющего сигнала эквивалентный фазный ток  $i$ .

Выбор в качестве управляющего сигнала эквивалентного фазного тока  $i$  оправдан также тем, что он непосредственно (без запаздывания) влияет на электромагнитный момент, обеспечивая тем самым высокое быстродействие управления ВИД и ССВИЭП в целом.

Кроме того, выбор в качестве управляющего сигнала эквивалентного фазного тока  $i$  позволяет упростить модель ВИД, заданную соотношениями (3.2) – (3.5). Действительно, если фазный ток  $i$  является управляющим сигналом, т.е. представляет собой независимую величину, то, как это видно из (3.5), механическое движение ВИД будет зависеть только от тока  $i$ . Поэтому как с точки зрения механического движения, так и с точки зрения критерия оптимизации не требуется знание закона изменения фазного напряжения. Следовательно, дифференциальное уравнение, связывающее фазные ток и напряжения может быть исключено из уравнений модели ВИД. Уравнения модели ВИД примут вид:

									Лист
									26
Изм.	Лист	№ док.	Подпись	Дата					

270304.2020.414 ПЗ

$$\frac{d\gamma}{dt} = \omega, \quad (3.7)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{M - M_c}{J}, \quad (3.8)$$

$$M = \frac{i^2 \partial L}{2 \partial \gamma}. \quad (3.9)$$

Уравнения (3.7) – (3.9) могут быть ещё упрощены, если принять упрощенную аппроксимацию индуктивности от угла поворота. Для обоснования указанной аппроксимации рассмотрим более подробно конструкцию ВИД.

Приведём схему поперечного разреза ВИД конфигурации 8/6 при расположении ротора в рассогласованном положении по отношению к фазе «3» на рисунке 3.1.

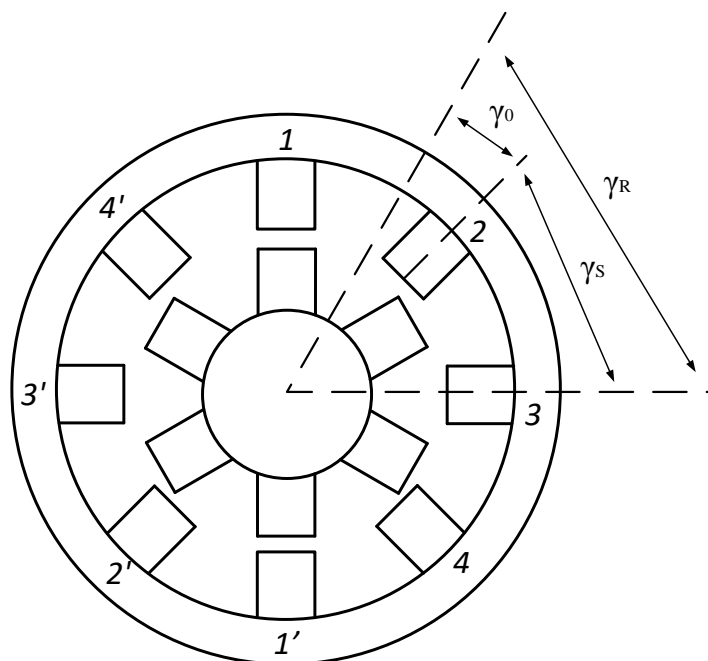


Рисунок 3.1 – Схема поперечного разреза ВИД конфигурации 8/6 при расположении ротора в рассогласованном положении по отношению к фазе «с»:

$\gamma_S$  – угол между серединами соседних выступов статора;  $\gamma_R$  – угол между серединами соседних выступов ротора;  $\gamma_0$  – угол рассогласования

Как видно из рисунка 3.1, функция, отражающая индуктивность от угла поворота ротора, является периодической.

Индуктивность как функция угла поворота может быть аппроксимирована несколькими разновидностями функций [66], в частности, наиболее простой разновидностью в виде треугольных функций, как это показано на рисунке 3.2.

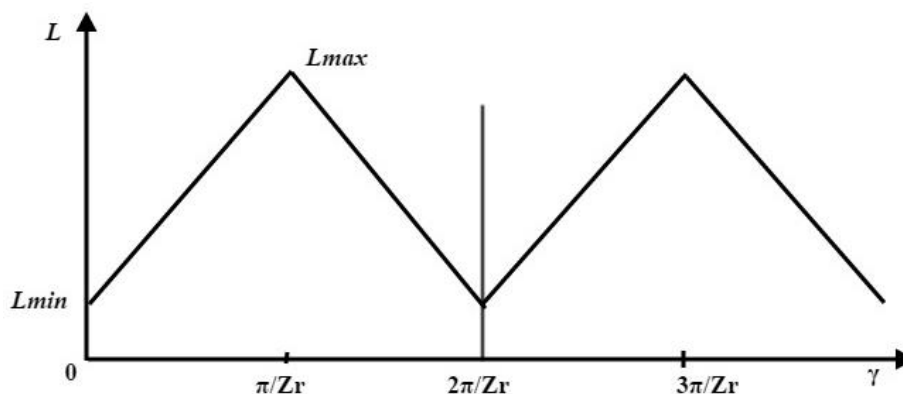


Рисунок 3.2 – Аппроксимация индуктивности

Если сделать допущение, что фаза работает на участке, где  $L$  нарастает (см. рисунок 3.2), то можно записать следующее соотношение:

$$\frac{\partial L_{\phi k}(\gamma)}{\partial \gamma} = K_L = \frac{L_{max} - L_{min}}{\pi} Z_R, \quad k = 1, n, \quad (3.10)$$

где  $K_L$  – коэффициент.

Исходя из допущений, сделанных выше, угловая скорость не зависит от угла и, следовательно, модель ВИД можно свести всего к двум уравнениям (3.8) и (3.9), не учитывая уравнение (3.7), которое представляет зависимость угловой скорости от угла поворота ротора.

Рассматривая реальный ВИД, можно заметить, что работа каждой фазы начинается с нулевого значения фазного тока. Замена всех фаз одной эквивалентной будет противоречить соблюдению этого условия. Однако структура энергосберегающего управления не зависит от начальных условий. Исходя из данного вывода, при решении задач энергосберегающего управления

можно принять допущение о замене всех фаз одной эквивалентной фазой, представленное следующим равенством:

$$i_{\phi k} = i, \quad (3.11)$$

где  $i$  – расчетный ток, эквивалентной совокупности всех  $m$  фаз.

Таким образом, можно свести модель ВИД к соотношениям, учитывающим ток не каждой отдельной фазы, а эквивалентной совокупности всех  $m$  фаз. Для этого подставим (3.10) и (3.11) в (3.9), а затем полученное соотношение подставить в (3.8). В итоге получаем следующее уравнение движения ВИД:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{\frac{1}{2}i^2 K_L - M_c}{J}. \quad (3.12)$$

Введём фиктивный ток (нагрузочный ток)  $i_c$ :

$$i_c^2 = \frac{2M_c}{K_L}. \quad (3.13)$$

где  $i_c$  – нагрузочный ток.

Откуда выразим момент на нагрузки  $M_c$  и подставим в уравнение движения (3.8), после преобразований получим:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{K_L}{2J}(i^2 - i_c^2). \quad (3.14)$$

Запишем также (3.1) в ином виде учитывая при этом (3.12):

$$\Phi = \int_0^{\infty} [i^2 R + K_{\omega}(\omega_0 - \omega)^2 + K_M \left( \frac{K_L i^2}{2} - \frac{K_L i_c^2}{2} \right)^2] dt \rightarrow \min. \quad (3.15)$$

Для реальных ВИД управляющий фактор – ток  $i$  – не должен превышать некоторого максимального значения  $i_m$ . Ограничения на переменные состояния в данной работе не учитываются.

						270304.2020.414 ПЗ	Лист
							29
Изм.	Лист	№ док-м.	Подпись	Дата			

Вывод: учитывая изложенное, задача определения энергосберегающего алгоритма управления скоростью ВИД, работающего в составе ССВИЭП, с помощью фазного тока  $i$  при условии минимизации среднеинтегральной ошибки по скорости и уровня пульсаций электромагнитного момента, а также при выполнении ограничения по току  $i$  может быть представлена системой следующих соотношений:

$$\begin{cases} \Phi = \int_0^{\infty} [i^2 R + K_{\omega}(\omega_0 - \omega)^2 + K_M(\frac{K_L i^2}{2} - \frac{K_L i_c^2}{2})^2] dt \rightarrow \min, \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J}(M - M_c) = \frac{1}{J} \frac{K_L}{2} (i^2 - i_c^2), \\ |i| \leq i_m. \end{cases} \quad (3.16)$$

Перейдем к решению задачи (3.16).

### 3.2 Решение задачи построения структурной схемы системы энергосберегающего управления

Существует три группы методов решения задач оптимального управления – это метод классического вариационного исчисления, метод динамического программирования Беллмана и принцип максимума Понтрягина [67, 77 – 81].

Вариационное исчисление позволяет решать задачи без ограничений на управление и переменные состояния. В этой связи этот метод не может быть применен для решения поставленной задачи.

Использование метода динамического программирования сопряжено с возникновением трудностей, которые заключаются в решении трудноразрешимого нелинейного уравнения в частных производных, что влечет за собой невозможность аналитического решения задачи определения оптимального управления [82, 83].

						270304.2020.414 ПЗ	Лист
							30
Изм.	Лист	№ док.	Подпись	Дата			

Принцип максимума Понтрягина не имеет вышеперечисленных недостатков, поэтому воспользуемся этим методом для решения поставленной задачи.

Для решения задачи оптимального управления (3.16), т.е. определения оптимального закона изменения тока  $i$ , с использованием принципа максимума Понтрягина необходимо составить гамильтониан и найти его наибольшее значение по току  $i$ . Соотношение для гамильтониана в случае решения задачи (3.16) имеет следующий вид:

$$\begin{aligned} H &= -[K_{\omega}(\omega_0 - \omega)^2 + i^2 R + K_M(\frac{i^2 K_L}{2} - \frac{i_c^2 K_L}{2})] + \lambda(t) \frac{K_L}{2} (i^2 - i_c^2) = \\ &= -K_{\omega}(\omega_0 - \omega)^2 - i^2 R - K_M \frac{K_L^2}{4} (i^4 - 2i^2 i_c^2 + i_c^4) + \lambda(t) \frac{K_L}{2} (i^2 - i_c^2), \end{aligned} \quad (3.17)$$

где  $\lambda(t)$  – сопряженная функция.

В дальнейших рассуждениях вместо функции  $\lambda(t)$  будем использовать обозначение  $\lambda$ .

Введём также новые обозначения:

$$U = i^2, \quad (3.18)$$

$$U_c = i_c^2. \quad (3.19)$$

Таким образом, далее управляющим фактором в решаемой задаче оптимального управления принимается величина  $U$ , величина  $U_c$  определяет нагрузку ССВИЭП, а задача (3.16) оптимального управления принимает вид:

$$\begin{cases} \Phi = \int_0^{\infty} [K_{\omega}(\omega_0 - \omega)^2 + UR + K_M(\frac{K_L U}{2} - \frac{K_L U_c}{2})^2] dt \rightarrow \min, \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J}(M - M_c) = \frac{1}{J} \frac{K_L}{2} (U - U_c), \\ |i| \leq i_m. \end{cases} \quad (3.20)$$

С учётом (3.18) и (3.19) гамильтониан (3.17) примет вид:

$$H = -K_{\omega}(\omega_0 - \omega)^2 - UR - K_M \frac{K_L^2}{4}(U^2 - 2UU_c + U_c^2) + \lambda \frac{K_L}{2}(U - U_c). \quad (3.21)$$

Таким образом, для нахождения оптимального закона изменения величины  $U$  с использованием принципа максимума необходимо найти наибольшее значение гамильтониана  $H$  из (3.21) по величине  $U$  при изменении последней в пределах от 0 до  $i_m^2$ , т.е. при ограничении вида:

$$0 \leq U \leq i_m^2 = U_m. \quad (3.22)$$

Наибольшее значение функции на заданном отрезке изменения аргумента достигается, как известно, либо в точке максимума, если максимум находится внутри отрезка, либо на концах указанного отрезка.

Определим вначале закон управления, при котором гамильтониан  $H$  находится, в точке максимума по  $U$ , полагая, что аргумент  $U$  принимает любые значения. В точке максимума имеет место:

$$\frac{\partial H}{\partial U} = -R - \frac{K_M K_L^2}{2} U_{optBO} + \frac{K_M K_L^2}{2} U_c + \frac{\lambda K_L}{2} = 0, \quad (3.23)$$

где  $U_{optBO}$  – оптимальное значение управления  $U$  без учета ограничений на диапазон изменения величины  $U$ .

Откуда после преобразований следует:

$$U_{optBO} = \frac{\lambda}{K_L K_M} - \frac{2R}{K_M K_L^2} + U_c. \quad (3.24)$$

В (3.24) неизвестной величиной является сопряженная функция  $\lambda$ . Уравнение для определения сопряженной функции  $\lambda$  согласно принципу максимума имеет вид:

					270304.2020.414 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ док-м.	Подпись	Дата		32

$$\frac{d\lambda}{dt} = -\frac{\partial H}{\partial \omega} = -[2K_\omega(\omega_0 - \omega)] \cdot 2U \frac{\partial U_c K_M K_L^2}{\partial \omega \cdot 4} + 2U_c \frac{\partial U_c K_M K_L^2}{\partial \omega \cdot 4} - \frac{\partial U_c \lambda K_L}{\partial \omega \cdot 2}. \quad (3.25)$$

Уравнение (3.25) справедливо при любом значении величины  $U$ . Таким образом, примем следующее условие:

$$U = U_{optBO}. \quad (3.26)$$

Уравнение (3.25) при условии (3.26) примет вид:

$$\frac{d\lambda}{dt} = 2K_\omega(\omega - \omega_0) - 2U_{optBO} \frac{\partial U_c K_M K_L^2}{\partial \omega \cdot 4} + 2U_c \frac{\partial U_c K_M K_L^2}{\partial \omega \cdot 4} - \frac{\partial U_c \lambda(t) K_L}{\partial \omega \cdot 2}. \quad (3.27)$$

При выполнении условия (3.26) и обозначениях (3.18) и (3.19) уравнение движения ВИД примет вид:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} \frac{K_L}{2} (U_{optBO} - U_c). \quad (3.28)$$

Сведем в единую систему уравнения (3.24), (3.27) и (3.28), описывающие движение ВИД в точке максимума гамильтониана  $H$ :

$$\begin{cases} U_{optBO} = \frac{-2R + \lambda K_L}{K_M K_L^2} + U_c, \\ \frac{d\lambda}{dt} = 2K_\omega(\omega - \omega_0) - 2U_{optBO} \frac{\partial U_c K_M K_L^2}{\partial \omega \cdot 4} + 2U_c \frac{\partial U_c K_M K_L^2}{\partial \omega \cdot 4} - \frac{\partial U_c \lambda(t) K_L}{\partial \omega \cdot 2}, \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{K_L}{2J} (U_{optBO} - U_c). \end{cases} \quad (3.29)$$

Исключив величину  $U_{optBO}$  из (3.29), получим:

$$\begin{cases} \frac{d\lambda}{dt} = 2K_\omega(\omega - \omega_0) + R \frac{\partial U_c}{\partial \omega}, \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{-2R + \lambda K_L}{2JK_M K_L}. \end{cases} \quad (3.30)$$

Преобразуем (3.30), исключив дифференциал  $dt$ . После преобразований получим:



$$\frac{d\lambda}{d\omega} = \frac{2K_\omega(\omega - \omega_0) - R \frac{\partial U_c}{\partial \omega}}{-2R + \lambda K_L} 2JK_M K_L. \quad (3.31)$$

Решим дифференциальное уравнение (3.31) методом разделения переменных, в результате чего получим:

$$\frac{(\lambda - \frac{2R}{K_L})^2}{4JK_M} = K_\omega(\omega - \omega_0)^2 - RU_c + C. \quad (3.32)$$

где  $C$  – константа.

Определим константу  $C$  из следующих соображений. При времени переходного процесса, стремящемся к бесконечности, угловая скорость  $\omega$  должна быть равна угловой скорости задающего воздействия  $\omega_0$ , т.е. должно выполняться равенство:

$$\omega = \omega_0. \quad (3.33)$$

В этом случае угловое ускорение будет иметь место:

$$\dot{\omega} = 0. \quad (3.34)$$

Исходя из (3.34) и учитывая второе дифференциальное уравнение из (3.30), получим следующее соотношение:

$$-2R + \lambda K_L = 0. \quad (3.35)$$

Подставляя (3.33) и (3.35) в (3.32), получим искомое соотношение для константы  $C$  в следующем виде:

$$RU_c + C = 0. \quad (3.36)$$

Тогда (3.32) с учетом (3.36) преобразуется к виду:

$$\frac{(\lambda - \frac{2R}{K_L})^2}{4JK_M} = K_\omega(\omega - \omega_0)^2. \quad (3.37)$$

Откуда следует искомое равенство для определения сопряженной функции:

$$\lambda = \frac{2R}{K_L} \pm 2\sqrt{JK_M K_\omega}(\omega - \omega_0). \quad (3.38)$$

Из (3.24) с учётом (3.38) найдём  $U_{optBO}$ :

$$U_{optBO} = U_c \pm \frac{2}{K_M K_L} \sqrt{JK_\omega K_M}(\omega - \omega_0). \quad (3.39)$$

Выберем в (3.39) знак перед корнем, исходя из следующих соображений. Третье уравнение движения из системы (3.29) с учетом (3.39) примет вид:

$$\frac{d\omega}{dt} = \mp \sqrt{\frac{K_\omega}{JK_M}}(\omega_0 - \omega). \quad (3.40)$$

Из (3.39) следует, что для того, чтобы из неподвижного состояния величина  $\omega$  с увеличением времени стремилась к заданной скорости  $\omega_0$ , необходимо, чтобы производная  $d\omega/dt$  была больше нуля. Таким образом, в (3.40) необходимо перед квадратным корнем выбрать знак «+». Следовательно, в равенстве (3.39) также должен быть выбран знак «+», в результате чего соотношение, задающее оптимальное управление без учета ограничений  $U_{optBO}$ , принимает следующий вид:

$$U_{optBO} = U_c + \frac{2}{K_M K_L} \sqrt{JK_\omega K_M}(\omega - \omega_0). \quad (3.41)$$

При учете ограничений (3.22) на управление  $U$ , а также равенства (3.41) окончательное соотношение для оптимального управления примет вид:

$$U_{opt} = \begin{cases} U_{optBO}, \text{ при } U_{optBO} < U_m = i_m^2, \\ U_m \text{ при } U_{optBO} \geq U_m. \end{cases} \quad (3.42)$$

Найдем далее соотношения для определения оптимального закона изменения исходной управляющей физической величины – фазного тока  $i$ . Фазный ток  $i$  связан с промежуточной управляющей величиной  $U$  равенством (3.18). Учитывая (3.18), введем обозначения:

$$i_{optBO}^2 = U_{optBO}, \quad (3.43)$$

$$i_{opt}^2 = U_{opt}. \quad (3.44)$$

С учетом обозначений (3.43) и (3.44) и соотношения (3.41) равенство (3.42) после преобразований примет вид:

$$i_{opt}^2 = \begin{cases} i_c^2 + \frac{2}{K_L} \sqrt{J \frac{K_\omega}{K_M}} (\omega_0 - \omega), \text{ при } i_{opt}^2 \leq i_m^2, \\ i_m^2 \text{ при } i_{opt}^2 \geq i_m^2. \end{cases} \quad (3.45)$$

После извлечения корней равенство (3.45) преобразуется к виду:

$$i_{opt} = \begin{cases} \sqrt{i_c^2 + \frac{2}{K_L} \sqrt{J \frac{K_\omega}{K_M}} (\omega_0 - \omega)} \text{ при } i_{optBO} \leq i_m, \\ i_m \text{ при } i_{optBO} > i_m. \end{cases} \quad (3.46)$$

С учётом обозначения (3.45) и соотношения (3.13) равенство (3.41) после преобразований примет вид:

$$i_{optBO} = \sqrt{\frac{2}{K_L} [M_c + \sqrt{J \frac{K_\omega}{K_M}} (\omega_0 - \omega)]}. \quad (3.47)$$

Уравнениям (3.46), (3.47) и (3.14) соответствуют структурная схема ССВИЭП с системой энергосберегающего управления ВИД по критерию  $\Phi$  (3.15) при ограничениях  $|i| \leq i_m$  (см. рисунок 3.3).

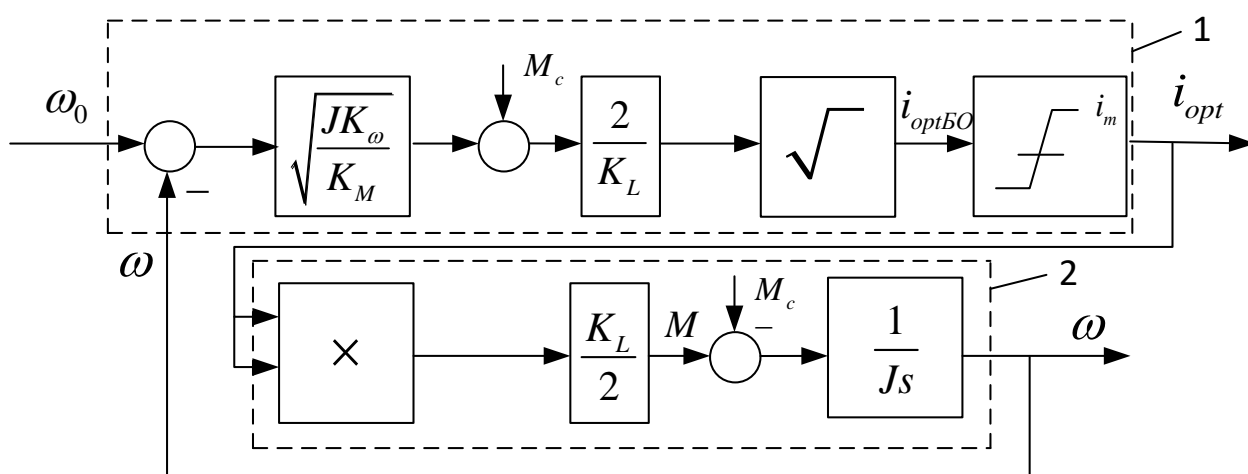


Рисунок 3.3 – Структурная схема системы энергосберегающего управления ССВИЭП с моделью ВИД в виде эквивалентной фазы: 1 – энергосберегающий регулятор; 2 – упрощённая модель ВИД

На рисунке 3.3 ВИД представлен упрощенной моделью, состоящей из блока умножения, пропорционального звена, вычитателя и интегратора.

При построении имитационной модели ССВИЭП с энергосберегающим управлением упрощенная модель заменяется точной. В этом случае структурная схема ССВИЭП с энергосберегающим управлением примет вид, изображенный на рисунке 3.4. Данная структурная схема показывает, что для реализации ССВИЭП с энергосберегающим управлением необходимо, чтобы управление скоростью реального ВИД осуществлялось путем управления фазным током.

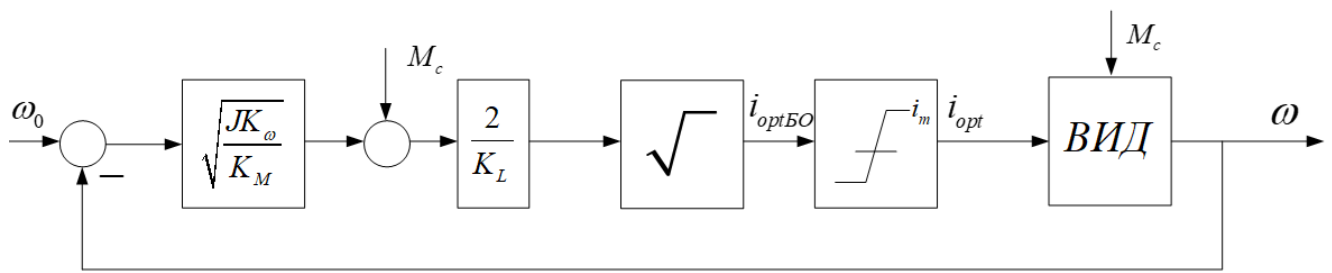


Рисунок 3.4 – Структурная схема системы энергосберегающего управления СВЭП с реальным ВИД, управляемым током

Для управления током может быть использована схема «токового коридора», построенная на основе триггера Шмитта, выполненного, например, на базе операционного усилителя. Триггер Шмитта позволяет управлять длительностью подаваемых импульсов фазного напряжения так, что фазный ток колеблется в заданной зоне вблизи оптимального тока  $i_{opt}$  [84]. Именно с учётом этого построена имитационная модель оптимального управления СВЭП в данной работе.

### 3.3 Разработка структурной схемы редуцированного наблюдателя момента сопротивления

Как видно из рисунка 3.4, для реализации оптимального алгоритма управления необходимо измерять момент сопротивления и полученную информацию вводить в систему управления СВЭП. Наиболее просто измерение момента выполнить с помощью редуцированного наблюдателя возмущения. В тех случаях, когда все переменные состояния объекта управления доступны измерению и требуется оценить возмущения, то есть переменные состояния оценивать не надо, то тогда используется наблюдатель пониженного порядка или, иначе говоря, редуцированный наблюдатель возмущения [67, 68].

Уравнения редуцированного наблюдателя исходя из следующих соображений. Допустим уравнение объекта имеет следующий вид:

$$\dot{x} = Ax + Bu + Df, \quad (3.48)$$

$$y = Cx. \quad (3.49)$$

Будем полагать внешняя среда описывается матричными уравнениями:

$$\dot{\xi} = \Gamma\xi, \quad (3.50)$$

где  $\xi$  – переменная состояния среды;

$$f = H\xi, \quad (3.51)$$

где  $f$  – возмущение подаваемой на объект управления;

Обозначим оценку переменных состояния  $\hat{\xi}$  и  $\hat{\xi}$ . Будем полагать, что желаемый переходный процесс задается системой:

$$\dot{\xi} - \dot{\hat{\xi}} = \Gamma_H(\xi - \hat{\xi}), \quad (3.52)$$

где  $\Gamma_H$  – матрица, которая должна быть найдена из условия:  $\xi - \hat{\xi} \approx 0$ .

Найдем  $\hat{\xi}$  в результате следующих преобразований:

$$\begin{cases} P\dot{x} = PAx + PBu + PDH\xi, \\ \dot{\hat{\xi}} = \Gamma_H\hat{\xi} + (\Gamma - \Gamma_H)\xi. \end{cases} \quad (3.53)$$

Преобразуем (3.53) к виду:

$$\hat{\xi} - P\dot{x} = \Gamma_H\hat{\xi} - PAx - PBu - PDH\xi + (\Gamma - \Gamma_H)\xi. \quad (3.54)$$

Чтобы уравнение (3.54) не зависело от  $\xi$ , следует принять:

$$(\Gamma - \Gamma_H) = PDH. \quad (3.55)$$

Тогда уравнение (3.48) примет вид:

$$\dot{\hat{\xi}} - P\dot{x} = \Gamma_H \hat{\xi} - PAx - PBu. \quad (3.56)$$

Введем  $Z = \hat{\xi} - Px$  и выразим от туда  $\hat{\xi}$ :

$$\hat{\xi} = Z + Px. \quad (3.57)$$

Подставим (3.57) в (3.56), заменим в (3.51)  $\xi$  на  $\hat{\xi}$  и получим уравнение редуцированного наблюдателя в следующем виде:

$$\begin{cases} \dot{Z} = \Gamma_H Z + (\Gamma_H P - PA)x - PBu, \\ \hat{\xi} = Z + Px, \\ \hat{f} = H\hat{\xi}. \end{cases} \quad (3.58)$$

Запишем ещё раз (3.14) с учётом условий (3.18) и (3.19):

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{K_L}{2J}(U - U_c) = \frac{K_L}{2J}U - \frac{K_L}{2J}U_c. \quad (3.59)$$

Заменим в (3.59) фиктивную величину  $U_c$  с учётом (3.19) и (3.13):

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{K_L}{2J}U - \frac{M_c}{J}. \quad (3.60)$$

Выведем из (3.60) коэффициенты  $A, B, C, D$  как в (3.48) и (3.49):

$$A = 0; B = \frac{K_L}{2J}; D = -\frac{1}{J}; C = 1. \quad (3.61)$$

Из (3.55) при условии  $\Gamma = 0; H = 1; M_c = \text{const}, -\Gamma_H = P\left(-\frac{1}{J}\right)$ , а следовательно:

$$P = J\Gamma_H. \quad (3.62)$$

Далее рассмотрим наш случай. Составим уравнение внешней среды исходя из следующих соображений:  $\xi = M_c$ . Возмущением будем считать момент сопротивления  $M_c$ , который медленно изменяется с угловой скоростью  $\omega$ .

Таким образом, внешняя среда представляется объектом первого порядка. При этом величина  $M_c$  является как переменной состояния внешней среды, так и выходной величиной данной среды. Учитывая изложенное, подставим (3.61) и (3.62) в (3.58):

$$\begin{cases} \dot{Z} = \Gamma_H Z + \Gamma_H^2 J x - \Gamma_H \frac{K_L}{2} U, \\ \hat{M}_c = Z + J \Gamma_H x. \end{cases} \quad (3.63)$$

В схеме удобно использовать положительный коэффициент, поэтому введем  $\Gamma_H = -K_H$ , где  $K_H$  – коэффициент наблюдателя. Также учтём  $x = \omega$ . После преобразований (3.63) получим уравнение редуцированного наблюдателя во временной форме:

$$\begin{cases} \dot{Z} = -K_H Z + K_H^2 J \omega - K_H \frac{K_L}{2} U, \\ \hat{M}_c = Z + J K_H \omega. \end{cases} \quad (3.64)$$

Запишем уравнение редуцированного наблюдателя в операторной форме. Для этого запишем первое уравнения из (3.64) в операторной форме:

$$Z = \frac{K_H^2 J \omega + K_H \frac{K_L}{2} U}{S + K_H} = \frac{K_H^2 J \omega}{K_H + S} + \frac{K_H \frac{K_L}{2} U}{K_H + S}. \quad (3.65)$$

Перепишем (3.65) в удобный для нас вид поделив числители и знаменатели на  $K_H$ :

$$Z = \frac{K_H J}{1 + \frac{S}{K_H}} \omega + \frac{\frac{K_L}{2} U}{1 + \frac{S}{K_H}}. \quad (3.66)$$



Для этого запишем второе уравнения из (3.64) в операторной форме подставив  $Z$  из (3.66):

$$\widehat{M}_c = \frac{JK_H}{1 + \frac{S}{K_H}} \omega - JK_H \omega + \frac{\frac{K_L}{2} U}{1 + \frac{S}{K_H}} \quad (3.67)$$

Перепишем (3.67) в удобный для нас вид:

$$\widehat{M}_c = \frac{\frac{K_L}{2}}{1 + \frac{S}{K_H}} U - J \frac{S}{1 + \frac{S}{K_H}} \omega. \quad (3.68)$$

Учитывая (3.66) и (3.68), запишем систему уравнений (3.64) в операторной форме:

$$\begin{cases} Z = \frac{K_H J}{1 + \frac{S}{K_H}} \omega + \frac{\frac{K_L}{2} U}{1 + \frac{S}{K_H}}, \\ \widehat{M}_c = \frac{\frac{K_L}{2}}{1 + \frac{S}{K_H}} U - J \frac{S}{1 + \frac{S}{K_H}} \omega. \end{cases} \quad (3.69)$$

Построим структурную схему редуцированного наблюдателя момента сопротивления исходя из второго уравнения системы (3.69) при условиях (3.18) и (3.46). Структурная схема приведена на рисунке 3.5.

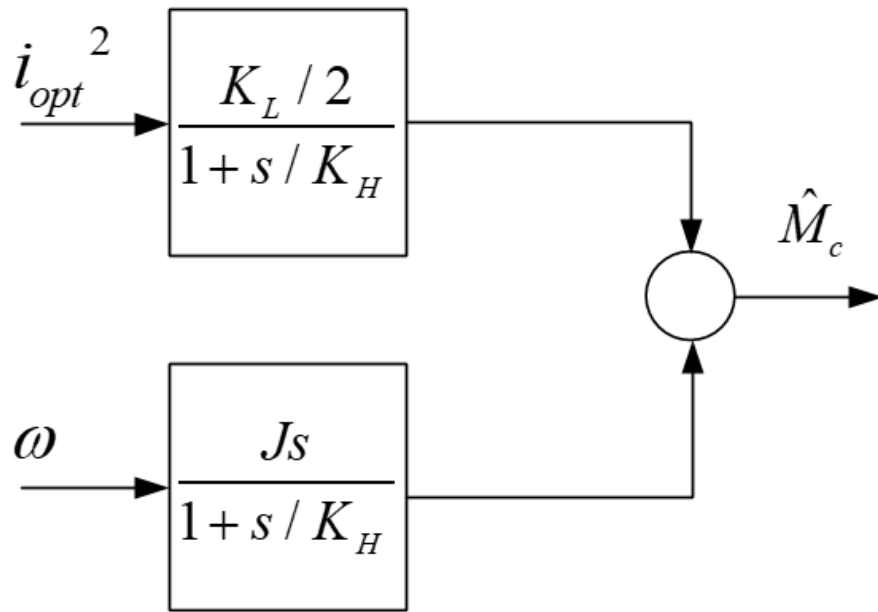


Рисунок 3.5 – Структурная схема редуцированного наблюдателя момента сопротивления

Учитывая структурные схемы, приведённые на рисунках 3.4 и 3.5, изобразим полную структурную схему оптимального управления ССВИЭП с редуцированным наблюдателем момента сопротивления на рисунке 3.6.

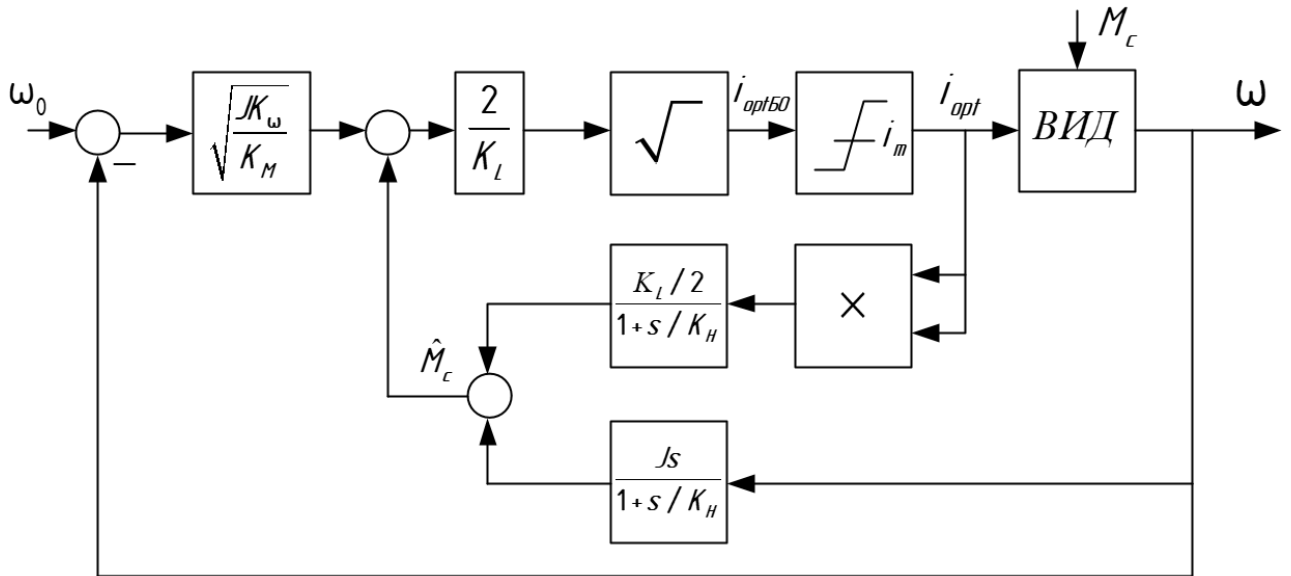


Рисунок 3.6 – Структурная схема энергосберегающего управления ССВИЭП с редуцированным наблюдателем момента сопротивления

### Вывод по разделу три

В данном разделе были выведены основные соотношения, на которых основаны принципы энергосберегающего управления. В частности, были представлены соотношения для энергосберегающего ССВИЭП и для редуцированного наблюдателя момента сопротивления. Для учёта данных соотношений в дальнейшем построении имитационной модели, на их основании были построена и изображена структурная схема ССВИЭП с системой энергосберегающего управления реальным ВИД, управляемого фазным током и структурная схема редуцированного наблюдателя момента сопротивления.

					270304.2020.4.14 ПЗ	Лист
						44
Изм.	Лист	№ док-м.	Подпись	Дата		

## 4 ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ССВИЭП С НАСЫЩЕННЫМ ВИД

Задача раздела – построение имитационной модели автоматизированного ССВИЭП с ВИД, учитывающим насыщение магнитного материала, в среде имитационного моделирования Altair Embed Basic, а также снятие необходимых характеристик для дальнейшего анализа. Для решения данной задачи необходимо изложить теорию с методом учёта насыщения ВИД, построить по получившимся уравнениям схему и внедрить её в среду имитационного моделирования. Моделирование проводится для ВИД конфигурации 8/6, число фаз – 4.

### 4.1 Методика учёта насыщения магнитных характеристик ВИД

Имитационная модель ВИД разработана сотрудником кафедры «АиУ» А.В. Ямщиковым. В ней представлена модель ВИД как объект управления, при этом входным сигналом является ток. В данной модели не учитывается насыщение магнитной системы ВИД, при этом данный эффект является очень важным, так как реальный ВИД работает при высоком насыщении.

Приведём график из [34] с кривыми намагничивания на рисунке 4.1.

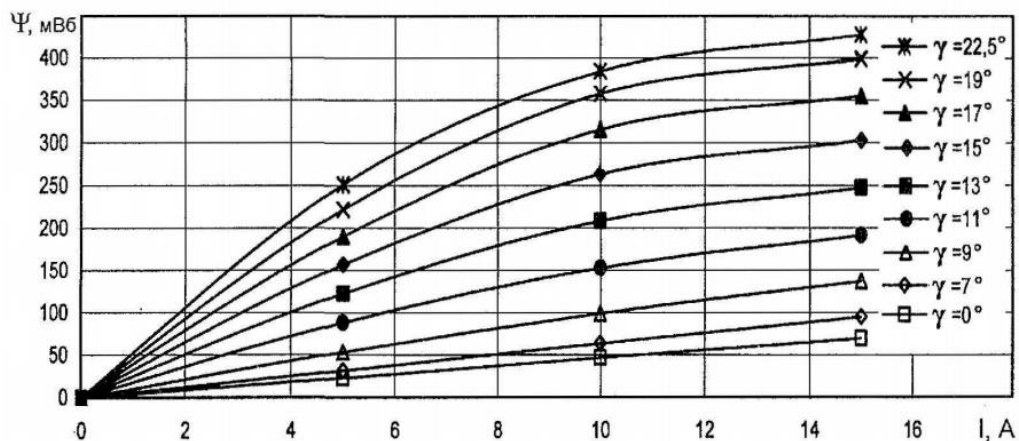


Рисунок 4.1 – Семейство кривых намагничивания индукторной машины конфигурации 12/8

Из графика, изображённого на рисунке 4.1, видно, что наклоны кривых намагничивания существенно зависят от тока, протекающего по обмотке, а также

от угла поворота ротора. Из данной зависимости следует следующая закономерность: производная кривой намагничивания по току при разных углах претерпевает значительные изменения.

При выполнении адекватной аппроксимации данной производной исходные кривые намагничивания также будут аппроксимироваться с малой погрешностью.

Исходя из фактов, изложенных выше, построим семейство производных кривых намагничивания при разных углах и определим функцию аппроксимации.

Построим график  $\frac{\partial \Psi}{\partial i}$  для двух углов, согласованного положения ротора ( $\gamma = 0$ ) и рассогласованного положения ротора ( $\gamma = \frac{\gamma_R}{2}$ ), где  $\frac{\gamma_R}{2}$  представляет следующую зависимость:

$$\frac{\gamma_R}{2} = \frac{\pi}{Z_R} \quad (4.1)$$

где  $\gamma_R$  – угол между серединами соседних выступов ротора.

График представлен на рисунке 4.2.

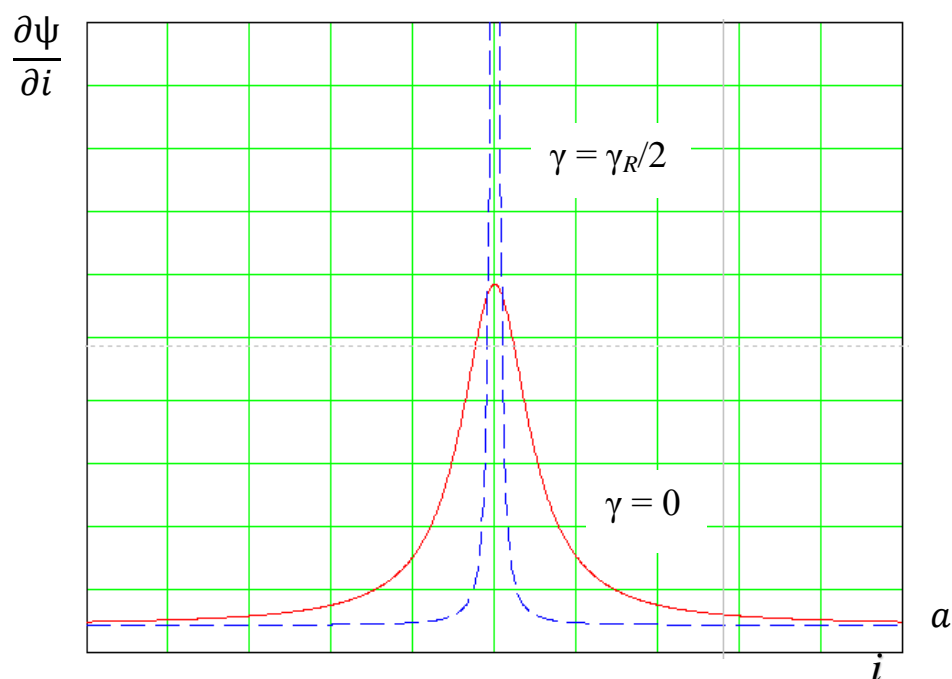


Рисунок 4.2 – График  $\frac{\partial \Psi}{\partial i}(i)$

Характерная особенность данных кривых  $\frac{\partial \Psi}{\partial i}$  заключается в стремлении производной к значению  $a$  ( $\frac{\partial \Psi}{\partial i} \rightarrow a$ ) при  $i \rightarrow \infty$ . Обе кривые стремятся к одному и тому же уровню.

Наиболее простой аппроксимацией данной кривой является функция:

$$\frac{\partial \Psi}{\partial i} = \frac{b(\gamma) - a}{(c(\gamma)i)^2 + 1} + a. \quad (4.2)$$

где  $b(\gamma)$ ,  $c(\gamma)$  – некоторые коэффициенты, зависящие от угла поворота ротора.

Исходя из (4.2) и графика, представленного на рисунке 4.2, можно увидеть, что экстремум достигается при  $i = 0$ .

Для выявления геометрического смысла коэффициента  $c(\gamma)$  построим в качественном виде график второй производной потокосцепления от тока, формула которой имеет следующий вид:

$$\frac{\partial^2 \Psi}{\partial i^2} = \frac{-2(b(\gamma) - a)(c(\gamma))^2 i}{((c(\gamma)i)^2 + 1)^2} = \frac{-\alpha i}{((c(\gamma)i)^2 + 1)^2}. \quad (4.3)$$

Для упрощения расчёта и записи переменная  $\alpha$  определяется следующим соотношением:

$$\alpha = 2(b(\gamma) - a)(c(\gamma))^2. \quad (4.4)$$

Исходя из соотношения (4.3) и графиков, представленных на рисунке 4.2 построим графики соотношение  $\frac{\partial^2 \Psi}{\partial i^2}$  для  $\gamma = 0$  и  $\gamma = \frac{\gamma_R}{2}$ .

Графики представлены на рисунке 4.3.

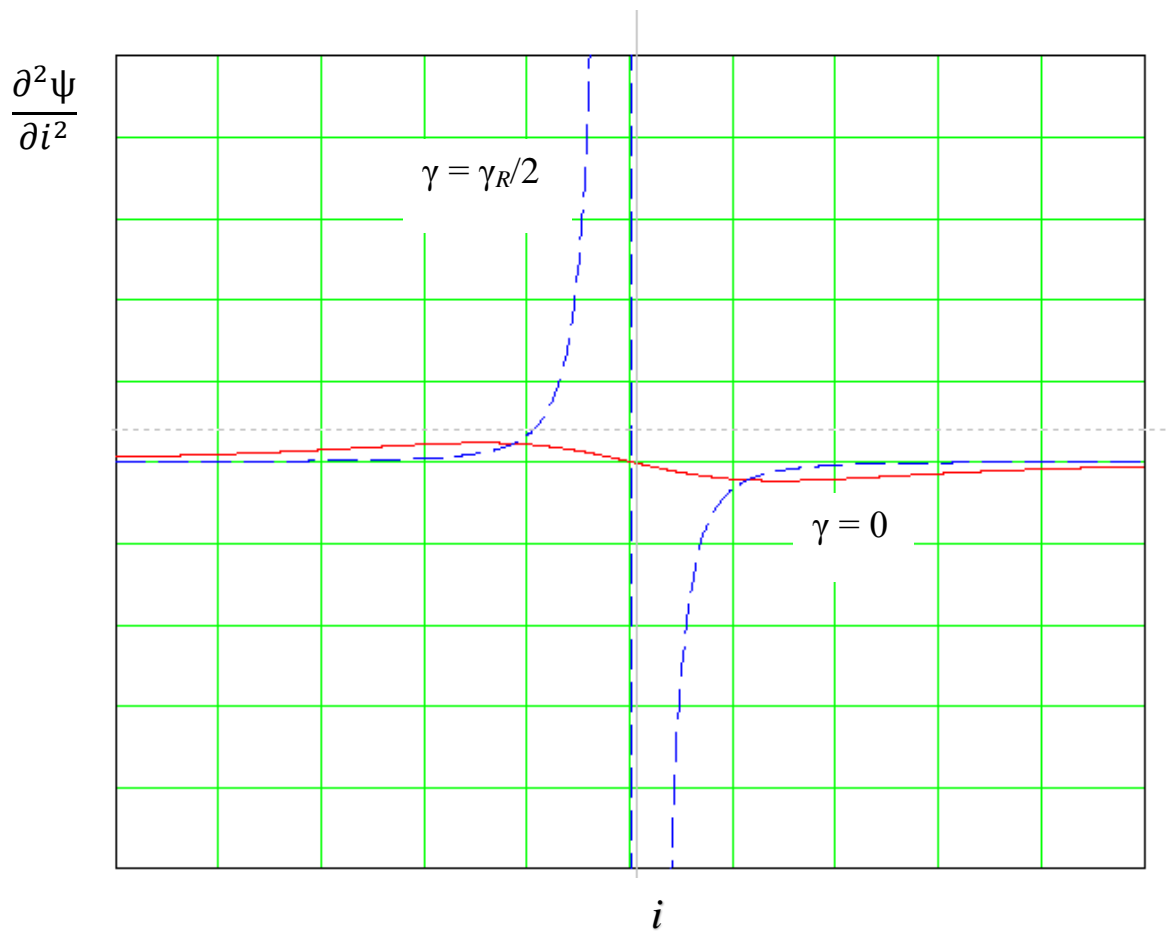


Рисунок 4.3 – График  $\frac{\partial^2 \Psi}{\partial i^2}(i)$

Определим соотношения для экстремальных точек:

$$\frac{\partial^3 \Psi}{\partial i^3} = \frac{-((c(\gamma)i)^2 + 1) + 4i^2(c(\gamma))^2}{((c(\gamma)i)^2 + 1)^2}, \quad (4.5)$$

$$-((c(\gamma)i)^2 + 1) + 4i^2(c(\gamma))^2 = 0, \quad (4.6)$$

$$3i^2(c(\gamma))^2 = 3, \quad (4.7)$$

$$i_{extr} = \frac{\pm 1}{c(\gamma)\sqrt{3}}, \quad (4.8)$$

$$i_{min} = \frac{1}{c(\gamma)\sqrt{3}} \quad (4.9)$$

Из графиков, представленных на рисунке 4.3, видно отличие уровня минимума в согласованном и рассогласованном состоянии, следовательно, коэффициент  $c(\gamma)$  должен принимать разные положения.

Найдём  $\Psi(i)$  опираясь на аппроксимацию  $\frac{\partial \Psi}{\partial i}$ :

$$\begin{aligned} \Psi(i) &= \int \frac{b(\gamma) - a}{(c(\gamma)i)^2 + 1} di + ai = \\ &= b(\gamma) - a \int \frac{dic(\gamma)}{((c(\gamma)i)^2 + 1)c(\gamma)} + ai \\ &= \frac{b(\gamma) - a}{c(\gamma)} \arctg(c(\gamma)i) + ai. \end{aligned} \quad (4.10)$$

Построим графики коэффициентов  $b(\gamma)$  и  $c(\gamma)$ .

Графики представлены на рисунках 4.4 и 4.5 соответственно.

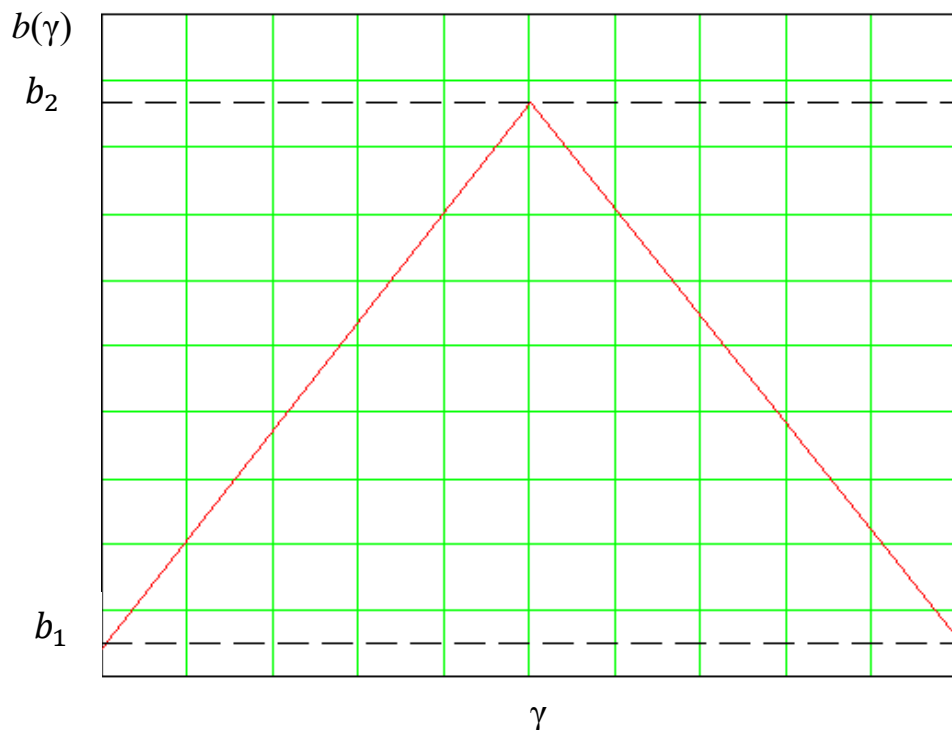


Рисунок 4.4 – График  $b(\gamma)$



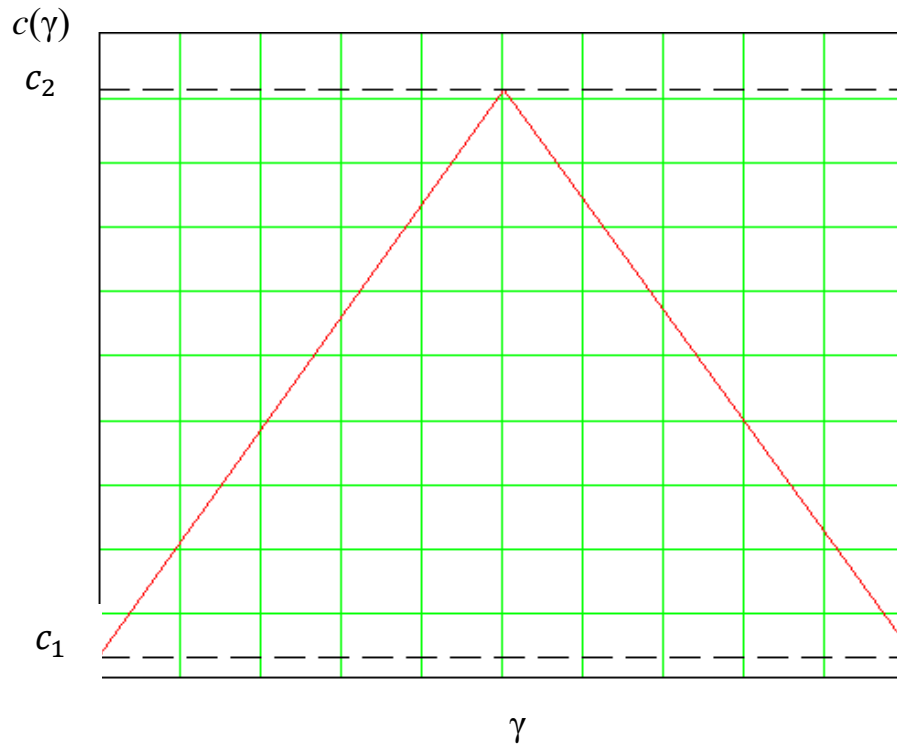


Рисунок 4.5 – График  $c(\gamma)$

Коэффициенты  $b_1$ ,  $b_2$  и  $c_1$ ,  $c_2$  являются периодическими функциями с периодом  $2\frac{Y_R}{2}$ . Данные коэффициенты имеют постоянную составляющую не равную нулю.

Запишем соотношения  $b(\gamma)$  для  $\gamma = 0$  и  $\gamma = \frac{Y_R}{2}$ , обозначим новыми переменными  $b_1$  и  $b_2$  соответственно, смысл которых изложен на рисунке 4.4:

$$b(\gamma) = \frac{-(b_2 - b_1)}{b_2} \cos\left(\frac{2\gamma\pi}{2\frac{Y_R}{2}}\right) + \frac{b_2 + b_1}{2}, \quad (4.11)$$

$$b(\gamma = 0) = \frac{b_2 + b_1}{2} - \frac{b_2 - b_1}{2} \cos 0 = b_1, \quad (4.12)$$

$$b(\gamma_0) = \frac{b_2 + b_1}{2} - \frac{b_2 - b_1}{2} \cos \pi = b_2. \quad (4.13)$$

Аналогично запишем соотношения  $c(\gamma)$  для  $\gamma = 0$  и  $\gamma = \frac{\gamma_R}{2}$ , обозначим новыми переменными  $c_1$  и  $c_2$  соответственно, смысл которых изложен на рисунке 4.5:

$$c(\gamma) = \frac{c_2 + c_1}{2} - \frac{c_2 - c_1}{2} \cos \left( \frac{2\gamma\pi}{2 \frac{\gamma_R}{2}} \right), \quad (4.14)$$

$$c(\gamma = 0) = \frac{c_2 + c_1}{2} - \frac{c_2 - c_1}{b_2} \cos 0 = c_1, \quad (4.15)$$

$$c(\gamma_0) = \frac{c_2 + c_1}{2} - \frac{c_2 - c_1}{b_2} \cos \pi = c_2. \quad (4.16)$$

Обобщим все ключевые соотношения для  $\Psi(i)$ ,  $b(\gamma)$ ,  $c(\gamma)$ :

$$\Psi(i) = \frac{b(\gamma) - a}{c(\gamma)} \arctg(c(\gamma)i) + ai, \quad (4.17)$$

$$b(\gamma) = \frac{b_2 + b_1}{2} - \frac{b_2 - b_1}{b_2} \cos \left( \frac{\gamma\pi}{\frac{\gamma_R}{2}} \right), \quad (4.18)$$

$$c(\gamma) = \frac{c_2 + c_1}{2} - \frac{c_2 - c_1}{2} \cos \left( \frac{\gamma\pi}{\frac{\gamma_R}{2}} \right). \quad (4.19)$$

Введём новые переменные, которые отражают следующие соотношения:

$$k_1 = a, \quad (4.20)$$

$$k_2 = \frac{b_2 + b_1}{2}, \quad (4.21)$$

$$k_3 = \frac{b_2 - b_1}{b_2}, \quad (4.22)$$

$$k_4 = \frac{c_2 + c_1}{2}, \quad (4.23)$$

$$k_5 = \frac{c_2 - c_1}{2}. \quad (4.24)$$

Подставим соотношения (4.20) – (4.24) в (4.17):

$$\Psi(i) = k_1 i + \frac{k_2 - k_3 \cos\left(\frac{\gamma\pi}{2}\right) - k_1}{k_4 - k_5 \cos\left(\frac{\gamma\pi}{2}\right)} \operatorname{arctg} \left( \left( k_4 - k_5 \cos\left(\frac{\gamma\pi}{2}\right) \right) i \right). \quad (4.25)$$

Приведём ещё раз зависимость  $\Psi(i)$  при  $\gamma = 0$  и  $\gamma = \frac{\gamma_R}{2}$  на рисунке 4.6.

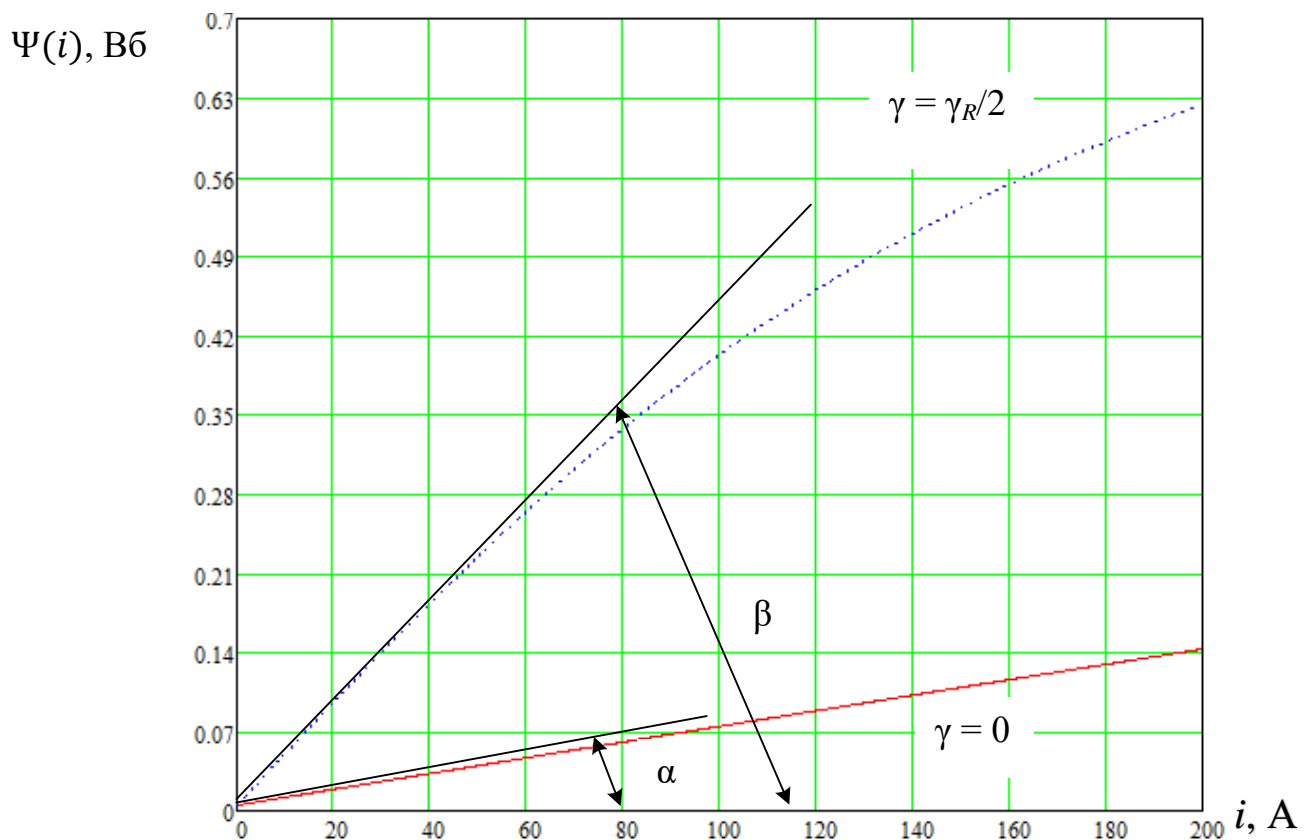


Рисунок 4.6 – Зависимость  $\Psi(i)$  при  $\gamma = 0$  и  $\gamma = \frac{\gamma_R}{2}$

Запишем итоговые зависимости для оценки коэффициентов  $k_1, k_2, k_3, k_4, k_5$  из (4.25).

Исходя из обозначений, показанных на рисунке 4.6, введём следующие зависимости:

$$L_{min} = tg(\alpha), \quad (4.26)$$

$$L_{max} = tg(\beta), \quad (4.27)$$

$$tg(\delta) = \frac{\Psi_0}{i_m}. \quad (4.28)$$

где  $\alpha$  – угол между касательной и началом координат для  $\gamma = 0$ ;

$\beta$  – угол между касательной и началом координат для  $\gamma = \frac{\gamma_R}{2}$ ;

$\delta$  – угол между прямой и началом координат;

$i_m$  – ток фазы.

Так как при  $\gamma = 0$ ,  $\Psi(i)$  можно принять за прямую, то зависимость для оценки коэффициента  $k_1$ :

$$k_1 = \frac{\Psi_0}{i_m}. \quad (4.29)$$

$\Psi$  при  $\gamma = \frac{\gamma_R}{2}$ ,  $i = i_m$  обозначим как  $\Psi_m$ :

$$\Psi_m = k_1 i_m + \frac{k_2 + k_3 - k_1}{k_4 - k_5} \arctg((k_4 + k_5) i_m). \quad (4.30)$$

$\Psi$  при  $\gamma = 0$ ,  $i = i_m$  обозначим как  $\Psi_0$ :

$$\Psi_0 = k_1 i_m + \frac{k_2 - k_3 - k_1}{k_4 - k_5} \arctg((k_4 - k_5) i_m). \quad (4.31)$$

Введём обозначение  $k_0$  для удобства записи и расчётов:

										Лист
										53
Изм.	Лист	№ док-м.	Подпись	Дата						

270304.2020.414 ПЗ

$$k_0 = \frac{k_2 - k_3 \cos\left(\frac{\gamma\pi}{\gamma_R}\right) - k_1}{k_4 - k_5 \cos\left(\frac{\gamma\pi}{\gamma_R}\right)}. \quad (4.32)$$

Следовательно, подставив (4.32) в (4.25), выражение  $\frac{\partial\Psi}{\partial i}$  будет записано в следующем виде:

$$\frac{\partial\Psi}{\partial i} = k_1 i + k_0 \frac{k_4 - k_5 \cos\left(\frac{\gamma\pi}{\gamma_R}\right)}{\left(k_4 - k_5 \cos\left(\frac{\gamma\pi}{\gamma_R}\right)\right)^2 i^2 + 1}. \quad (4.33)$$

$\frac{\partial\Psi}{\partial i}$  при  $\gamma = 0, i = 0$ :

$$\begin{aligned} L_{min} &= \frac{\partial\Psi}{\partial i} (i = 0, \gamma = \frac{\gamma_R}{2}) = \\ &= k_1 + k_0 k_4 - k_5 = \\ &= k_1 + \frac{k_2 - k_3 - k_1}{k_4 - k_5} (k_4 - k_5) = \\ &= k_1 + k_2 - k_3 - k_1 = k_2 - k_3. \end{aligned} \quad (4.34)$$

$\frac{\partial\Psi}{\partial i}$  при  $\gamma = \frac{\gamma_R}{2}, i = 0$ :

$$\begin{aligned} L_{max} &= \frac{\partial\Psi}{\partial i} (i = 0, \gamma = \frac{\gamma_R}{2}) = \\ &= k_1 + \frac{k_2 + k_3 - k_1}{k_4 - k_5} (k_4 - k_5) = \\ &= k_1 + k_2 + k_3 - k_1 = k_2 + k_3 \end{aligned} \quad (4.35)$$

Исходя из уравнений (4.34) и (4.35) можно вывести оценки коэффициентов  $k_2$  и  $k_3$ :

$$k_2 = \frac{L_{min} + L_{max}}{2}, \quad (4.36)$$

$$k_3 = \frac{L_{min} - L_{max}}{2}. \quad (4.37)$$

Запишем (4.30) и (4.31) с учётом (4.36) и (4.37) соответственно:

$$\Psi_m = k_1 i_m + \frac{L_{max} - k_1}{k_4 - k_5} \operatorname{arctg}((k_4 + k_5) i_m), \quad (4.38)$$

$$\Psi_0 = k_1 i_m + \frac{L_{min} - k_1}{k_4 - k_5} \operatorname{arctg}((k_4 - k_5) i_m). \quad (4.39)$$

Оценим коэффициенты  $k_4$  и  $k_5$  с учётом (4.26), (4.28), (4.29), (4.39).

$$\Psi_0 = \Psi_0 + \frac{tg\alpha - tg\delta}{k_4 - k_5} \operatorname{arctg}((k_4 - k_5) i_m), \quad (4.40)$$

$$\operatorname{arctg}((k_4 - k_5) i_m) = 0, \quad (4.41)$$

$$k_4 = k_5. \quad (4.42)$$

Исходя из (4.38) и (4.42) получаем:

$$\Psi_m = \Psi_0 + \frac{tg\beta - tg\delta}{k_4 - k_5} \operatorname{arctg}(2k_4 i_m), \quad (4.43)$$

$$2k_4(\Psi_m - \Psi_0) = \left( L_{max} - \frac{\Psi_0}{i_m} \right) \operatorname{arctg}(2k_4 i_m). \quad (4.44)$$

Полагая, что  $\operatorname{arctg}(2k_4 i_m) \rightarrow \infty$  делаем следующее утверждение:

$$\operatorname{arctg}(2k_4 i_m) = \frac{\pi}{2}. \quad (4.45)$$

Исходя из (4.44) и (4.45) выводим  $k_4$ :

$$k_4 = \frac{(L_{max} - \frac{\Psi_0}{i_m})\pi}{4(\Psi_m - \Psi_0)}. \quad (4.46)$$

Из (4.39) следует, что  $k_4 \neq k_5$ , а  $\Psi(i)$  возрастающая функция.

Для дальнейших вычислений примем следующее допущение:

$$k_5 = 0.9k_4, \quad (4.47)$$

Запишем итоговые оценочные формулы:

$$k_1 = \frac{\Psi_0}{i_m}, \quad (4.48)$$

$$k_2 = \frac{L_{min} + L_{max}}{2}, \quad (4.49)$$

$$k_3 = \frac{L_{min} - L_{max}}{2}, \quad (4.50)$$

$$k_4 = \frac{(L_{max} - \frac{\Psi_0}{i_m})\pi}{4(\Psi_m - \Psi_0)}, \quad (4.51)$$

$$k_5 = 0.9k_4. \quad (4.52)$$

Общее уравнение тока  $k$ -ой фазы:

$$\frac{di_{\phi k}}{dt} = \frac{U_{\phi k} - i_{\phi k}R_{\phi} - i_{\phi k}\omega \frac{\partial L_k(\gamma)}{\partial \gamma}}{L_k(\gamma)}. \quad (4.53)$$

Общее уравнение момента  $k$ -ой фазы:

$$M_k = \frac{i_{\text{фк}}^2}{2} \frac{\partial L_k(\gamma)}{\partial \gamma}. \quad (4.54)$$

Обозначим разность между двумя углами:

$$\gamma_0 = \gamma_R - \gamma_S = \frac{2\pi}{Z_R} - \frac{2\pi}{Z_S}. \quad (4.55)$$

где  $\gamma_S$  – угол между серединами соседних выступов статора.

Общее уравнения напряжения фазы имеет следующий вид [34]:

$$U = iR + \frac{d\Psi}{dt}. \quad (4.56)$$

Зависимость потокосцепления выглядит следующим образом:

$$\Psi = \Psi(i, \gamma), \quad (4.57)$$

$$\frac{d\Psi}{dt} = \frac{\partial \Psi}{\partial i} \frac{di}{dt} + \frac{\partial \Psi}{\partial \gamma} \frac{d\gamma}{dt}, \quad (4.58)$$

$$\frac{d\gamma}{dt} = \omega. \quad (4.59)$$

Подставим (4.58) и (4.59) в (4.56):

$$U = iR + \frac{\partial \Psi}{\partial i} \frac{di}{dt} + \frac{\partial \Psi}{\partial \gamma} \omega. \quad (4.60)$$

Выведем уравнение тока  $k$ -ой фазы через потокосцепление:

$$\frac{di_{\text{фк}}}{dt} = \frac{U_{\text{фк}} - i_{\text{фк}} R_{\text{ф}} - \omega \frac{\partial \Psi_{\text{фк}}}{\partial \gamma}}{\frac{\partial \Psi_{\text{фк}}}{\partial i_{\text{фк}}}}. \quad (4.61)$$



Запишем уравнения, отражающие модель ВИД с учётом насыщения магнитных характеристик, аналогичные уравнениям (2.7) – (2.10):

$$\frac{d\gamma}{dt} = \omega, \quad (4.62)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{M - M_c}{J}, \quad (4.63)$$

$$\frac{di_{\phi k}}{dt} = \frac{U_{\phi k} - i_{\phi k} R_{\phi} - \omega \frac{\partial \Psi_{\phi k}}{\partial \gamma}}{\frac{\partial \Psi_{\phi k}}{\partial i_{\phi k}}}, k = 1, \dots, m, \quad (4.64)$$

$$M = \sum_{k=1}^m i_{\phi k} \frac{\partial \Psi_{\phi k}}{\partial \gamma}. \quad (4.65)$$

где  $M$  – электромагнитный момент;

$\omega$  – угловая скорость ротора;

$\gamma$  – угол поворота ротора;

$i_{\phi k}$  – ток  $k$ -й фазы,  $k = 1, \dots, m$ ;

$u_{\phi k}$  – напряжение на обмотке  $k$ -й фазы,  $k = 1, \dots, m$ ;

$J$  – момент инерции ротора;

$\Psi_{\phi k}$  – потокосцепление  $k$ -й фазы,  $k = 1, \dots, m$ ;

$M_c$  – приведенный момент сопротивления.

Запишем уравнение потокосцепления по аналогии с (4.25) для  $k$ -ой фазы:

$$\Psi_{\phi k} = k_1 i_{\phi k} + \frac{k_2 - k_3 \cos\left(\frac{(\gamma - \gamma_0(k-1))\pi}{\frac{\gamma_R}{2}}\right) - k_1}{k_4 - k_5 \cos\left(\frac{(\gamma - \gamma_0(k-1))\pi}{\frac{\gamma_R}{2}}\right)} \arctg\left(\left(k_4 - k_5 \cos\left(\frac{(\gamma - \gamma_0(k-1))\pi}{\frac{\gamma_R}{2}}\right)\right) i_{\phi k}\right). \quad (4.66)$$

Запишем уравнение (4.66) в ином виде:

$$\Psi_{\text{фк}} = k_1 i_{\text{фк}} + \frac{k_2 - k_3 \cos\left(\frac{(\gamma - \gamma_0(k-1))2\pi}{\gamma_R}\right) - k_1}{k_4 - k_5 \cos\left(\frac{(\gamma - \gamma_0(k-1))2\pi}{\gamma_R}\right)} \arctg\left((k_4 - k_5 \cos\left(\frac{(\gamma - \gamma_0(k-1))2\pi}{\gamma_R}\right))i_{\text{фк}}\right). \quad (4.67)$$

Для физической простоты вывода и внедрения производных по  $i_{\text{фк}}$  и  $\gamma$  введём следующую переменную:

$$Z = \left( k_4 - k_5 \cos\left(\frac{(\gamma - \gamma_0(k-1))2\pi}{\gamma_R}\right) \right). \quad (4.68)$$

Для простоты дальнейшей работы возьмём её производную по  $\gamma$ :

$$\frac{\partial Z}{\partial \gamma} = \frac{2\pi}{\gamma_R}. \quad (4.69)$$

Запишем (4.67) с учётом (4.68):

$$\Psi_{\text{фк}} = k_1 i_{\text{фк}} + \frac{k_2 - k_3 \cos Z - k_1}{k_4 - k_5 \cos Z} \arctg\left((k_4 - k_5 \cos Z)i_{\text{фк}}\right). \quad (4.70)$$

Возьмём производную по  $i_{\text{фк}}$ , так как данная производная более чувствительная к изменению параметров в начале насыщения:

$$\frac{\partial \Psi_{\text{фк}}}{\partial i_{\text{фк}}} = k_1 + \frac{k_2 - k_3 \cos Z - k_1}{k_4 - k_5 \cos Z} \frac{k_4 - k_5 \cos Z}{1 + (k_4 - k_5 \cos Z)^2 i_{\text{фк}}^2}. \quad (4.71)$$

Возьмём производную  $\Psi_{\text{фк}}$  по  $\gamma$ :

$$\frac{\partial \Psi_{\text{фк}}}{\partial \gamma} = \frac{k_3 \frac{\partial Z}{\partial \gamma} \sin Z (k_4 - k_5 \cos Z) - k_5 \frac{\partial Z}{\partial \gamma} \sin Z (k_2 - k_3 \cos Z - k_1)}{(k_4 - k_5 \cos Z)^2} \times$$

$$\times \arctg((k_4 - k_5 \cos Z) i_{\text{фк}}) + \frac{k_2 - k_3 \cos Z - k_1}{k_4 - k_5 \cos Z} \frac{k_5 i_{\text{фк}} \frac{\partial Z}{\partial \gamma} \sin Z}{1 + (k_4 - k_5 \cos Z)^2 i_{\text{фк}}^2}. \quad (4.72)$$

## 4.2 Моделирование процессов в ССВИЭП с учетом насыщения магнитных характеристик в системе Altair Embed Basic

Схему модуля насыщенных магнитных характеристик ВИД будем собирать на основе ВИД из [85].

В соответствии с уравнениями (4.68, 4.69, 4.71, 4.72) собираем схему моделирования насыщенным ВИД в программной среде Altair Embed Basic [86 – 92].

Блок «Z1», отражающий соотношение (4.68), приведён на рисунке 4.7.

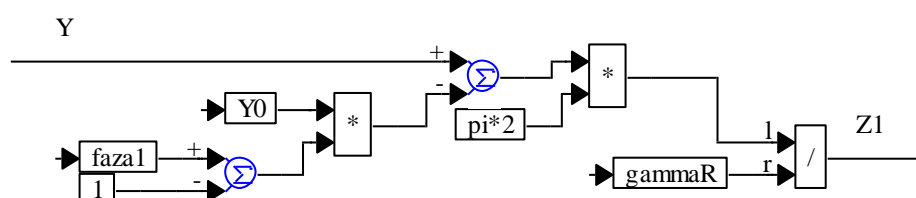


Рисунок 4.7 – Блок «Z1»

Аналогично моделируем блоки «Z2», «Z3», «Z4» для остальных фаз, при этом меняя параметр «faza1» на «faza2», «faza3», «faza4» соответственно.

Блок «dZ/dgamma», отражающий соотношение (4.69), приведён на рисунке 4.8.

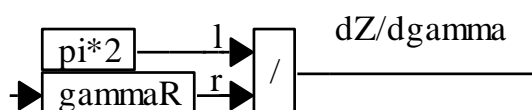


Рисунок 4.8 – Блок «dZ/dgamma»

Блок « $dpsi/di$ », отражающий зависимость (4.71), приведён на рисунке 4.9.

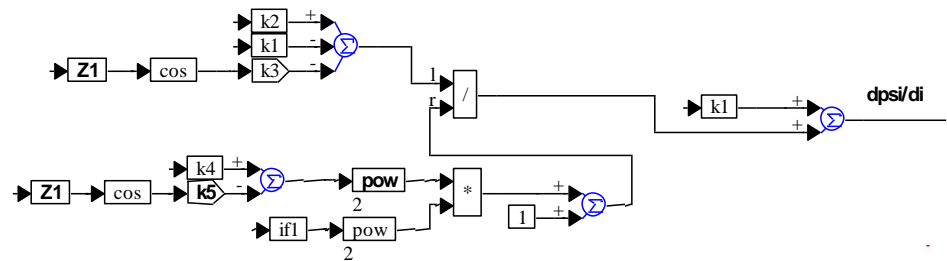


Рисунок 4.9 – Блок « $dpsi/di$ »

Блок « $dpsi/dgamma$ », отражающий зависимость (4.72), приведён на рисунке 4.10.

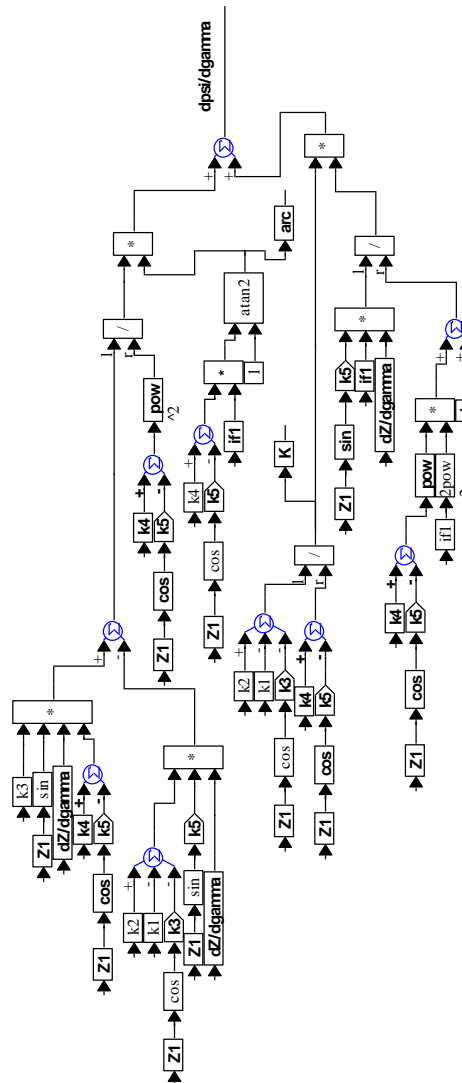


Рисунок 4.10 – Блок « $dpsi/dgamma$ »

Данные блоки необходимо внедрить в блок двигателя первой фазы «*Phase 1*», приведённый на рисунке 4.11, уже существующей модели ВИД. На вход данного блока приходит значение напряжение фазы и угловая скорость, на выходе получаем ток фазы и электромагнитный момент данной фазы.

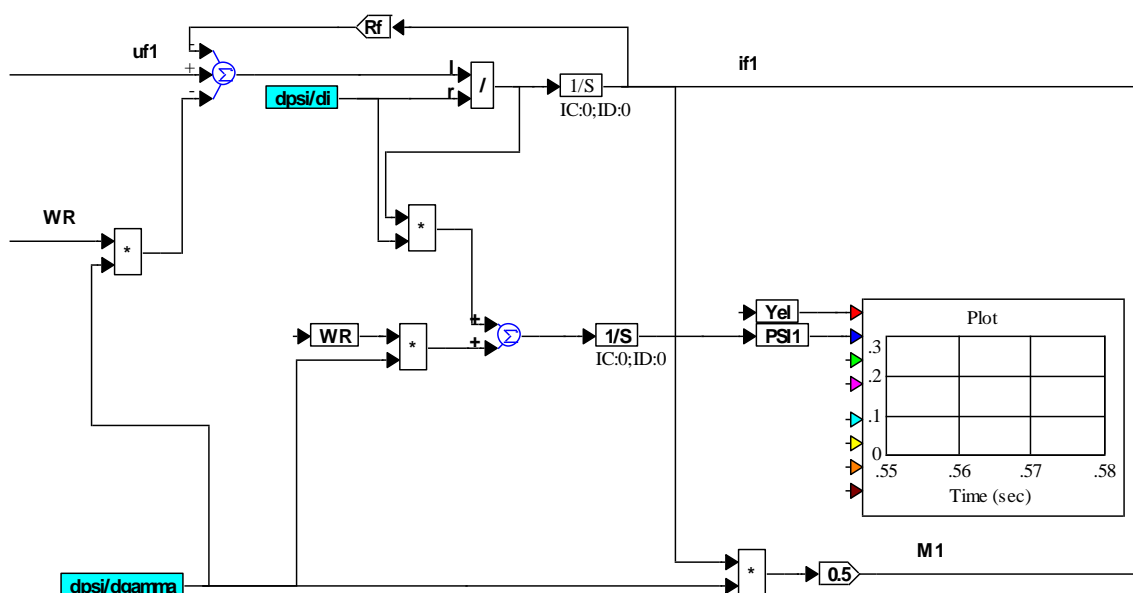


Рисунок 4.11 – Блок «*Phase 1*»

Аналогично внедряем все вышеперечисленные элементы в блоки «*Phase 2*», «*Phase 3*», «*Phase 4*», учитывая ток фазы и её номер.

Полная схема ВИД «*VID*» со всеми элементами приведена на рисунке 4.12.

Для оптимального управления были приведены соотношения для построения наблюдателя в пункте 3.2, также была приведена структурная схема наблюдателя на рисунке 3.3. По данной структурной схеме построим модель наблюдателя в программной среде Altair Embed Basic. На вход данного блока приходит оптимальное значение тока без ограничений и угловая скорость, на выходе получаем момент нагрузки. Блок редуцированного наблюдателя момента сопротивления наблюдателя «*OBS*» приведён на рисунке 4.13.

Параметры моделирования системы для создания имитационной модели ССВИЭП приведены на рисунке 4.14.

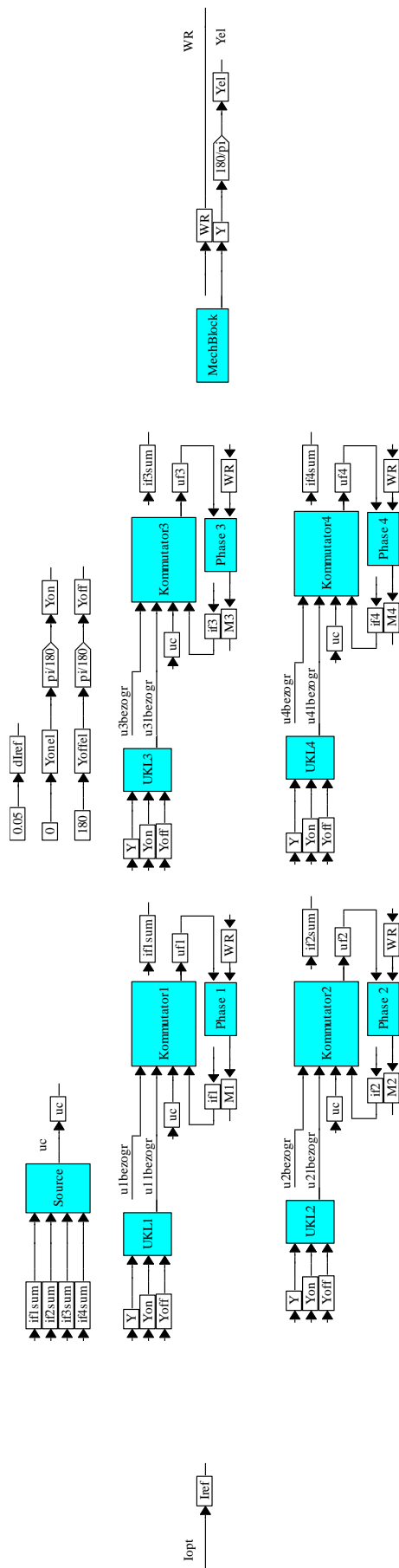


Рисунок 4.12 – Блок «VID»

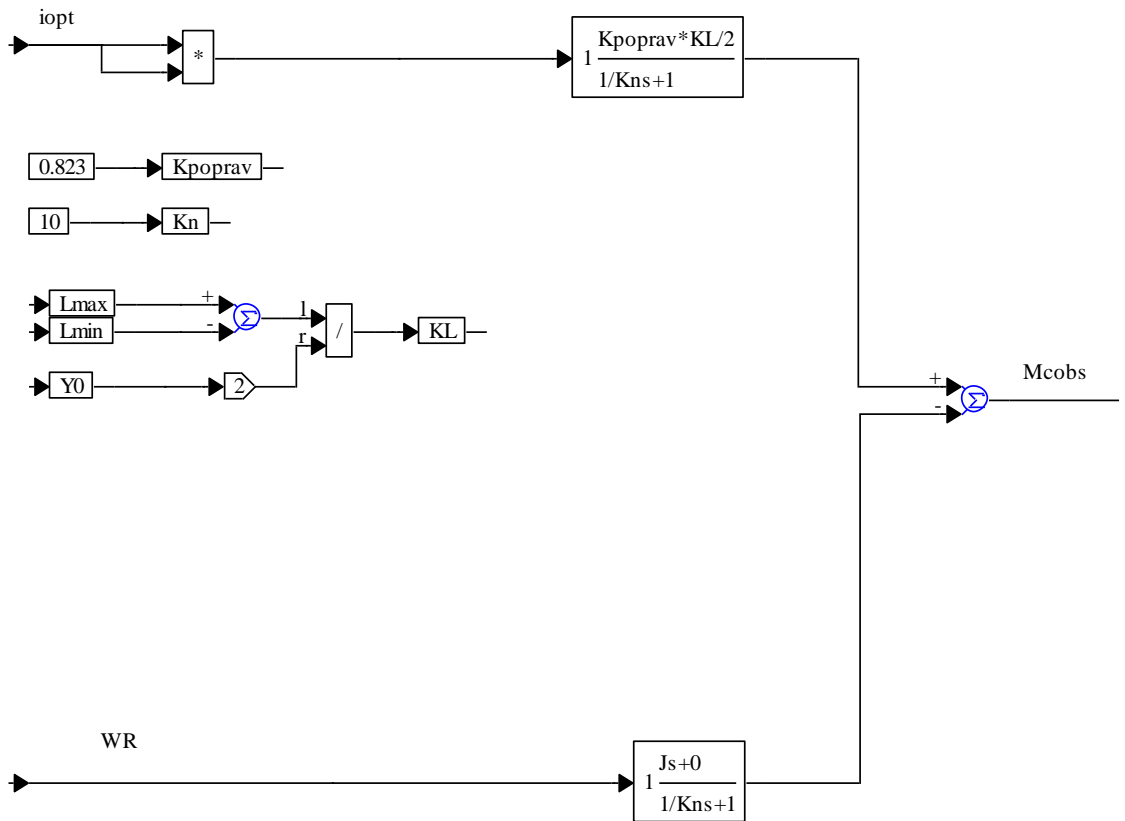


Рисунок 4.13 – Блок «OBS»

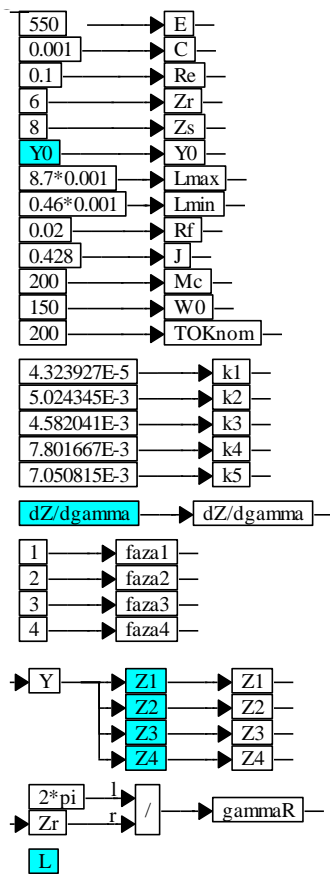


Рисунок 4.14 – Параметры моделирования ВИД в Altair Embed Basic

Итоговая схема энергосберегающего ССВИЭП, приведена на рисунке 4.15.

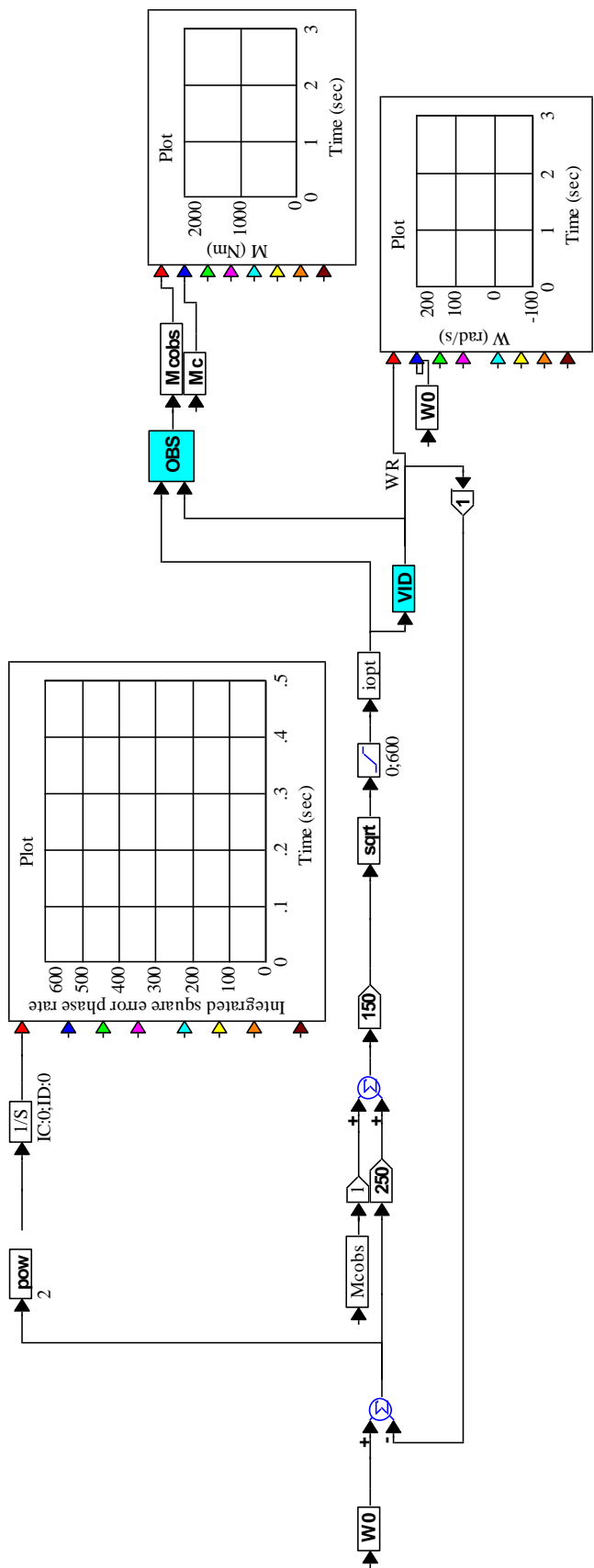


Рисунок 4.15 – Схема энергосберегающего ССВИЭП



Для сравнительного анализа количественных показателей энергоэффективного ССВИЭП будем использовать в соответствии с заданием одноконтурный ССВИЭП с ПИ-регулятором. Это объясняется тем, что данная структура является типовой, а ССВИЭП, имеющие указанную структуру имеют определенное распространение в промышленности. Поэтому сравнение с указанной типовой структурой позволит количественно оценить реально достигаемый эффект, возникающий при использовании разработанной системы энергосберегающего управления.

Одноконтурный ССВИЭП с ПИ-регулятором отличается от энергоэффективного следующими параметрами:

- управляющим сигналом является напряжение;
- контур скорости содержит ПИ-регулятор, параметры которого выбраны, исходя из условия получения интегральной квадратической ошибки, равной интегральной квадратической ошибке энергосберегающего ССВИЭП;
- отсутствует редуцированный наблюдатель внешнего возмущения, которым в нашей работе является момент сопротивления.

Схема одноконтурного ССВИЭП с ПИ-регулятором используемая для снятия характеристик, аналогичных энергоэффективному ССВИЭП, приведена на рисунке 4.16.

					270304.2020.4.14 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ док.им.	Подпись	Дата		66

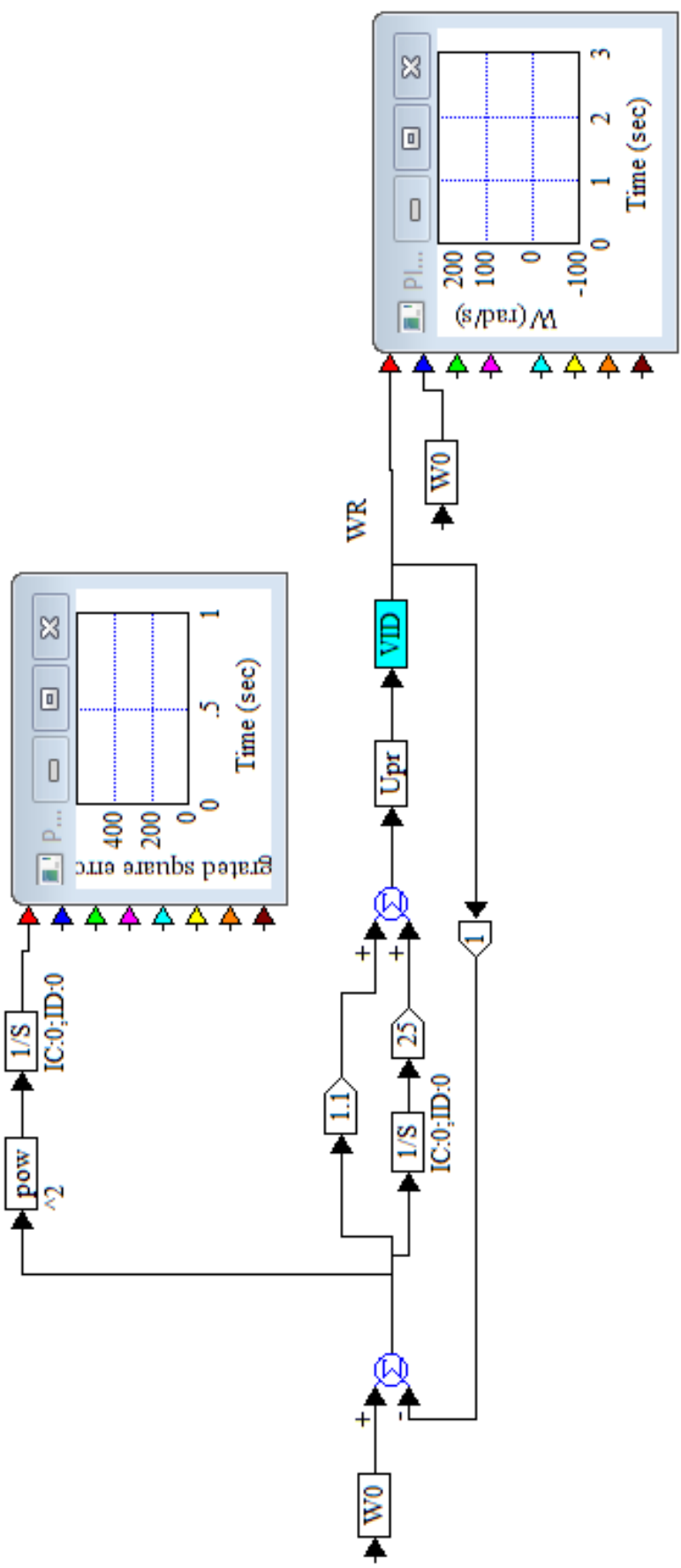


Рисунок 4.16 – Схема одноконтурного ССВИЭП с ПИ-регулятором

## Вывод по разделу четыре

В данном разделе была проведена работа по внедрению модуля насыщенных магнитных характеристик ВИД, созданию и внедрению элементов, математические модели которых были описаны в разделе 3, а также построению имитационной модели энергосберегающего ССВИЭП.

					270304.2020.4.14 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ док.им.	Подпись	Дата		68

## 5 СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТИ ССВИЭП

Технические характеристики ВИД для сравнения ССВИЭП с энергосберегающей системой управления и одноконтурного ССВИЭП с ПИ-регулятором приведены в таблице 5.1.

Таблица 5.1 – Основные параметры ВИД

Количество выступов статора, $Z_S$	8
Количество выступов ротора, $Z_R$	6
Номинальная мощность, $P_{ном}$	30 кВт
Номинальная угловая скорость вращения, $\omega_{ном}$	150 рад/с
Номинальный момент на валу, $M_c$	200 Н·м
Номинальное выходное напряжение коммутатора, $U_{номвых}$	550 В
Эквивалентное сопротивление, $R$	0.02 Ом
Момент инерции ротора,	0.428 кг·м <sup>2</sup>
Минимальная индуктивность фазы, $L_{min}$	$4.6 \cdot 10^{-3}$ Гн
Максимальная индуктивность фазы, $L_{max}$	$8.7 \cdot 10^{-3}$ Гн

Моделирование проводилось с шагом моделирования 0.0001 с.

Приведём графики электрических потерь, ошибки по скорости, суммарного момента, фазных токов для одноконтурного ССВИЭП с ПИ-регулятором на рисунках 5.1 – 5.4 соответственно.

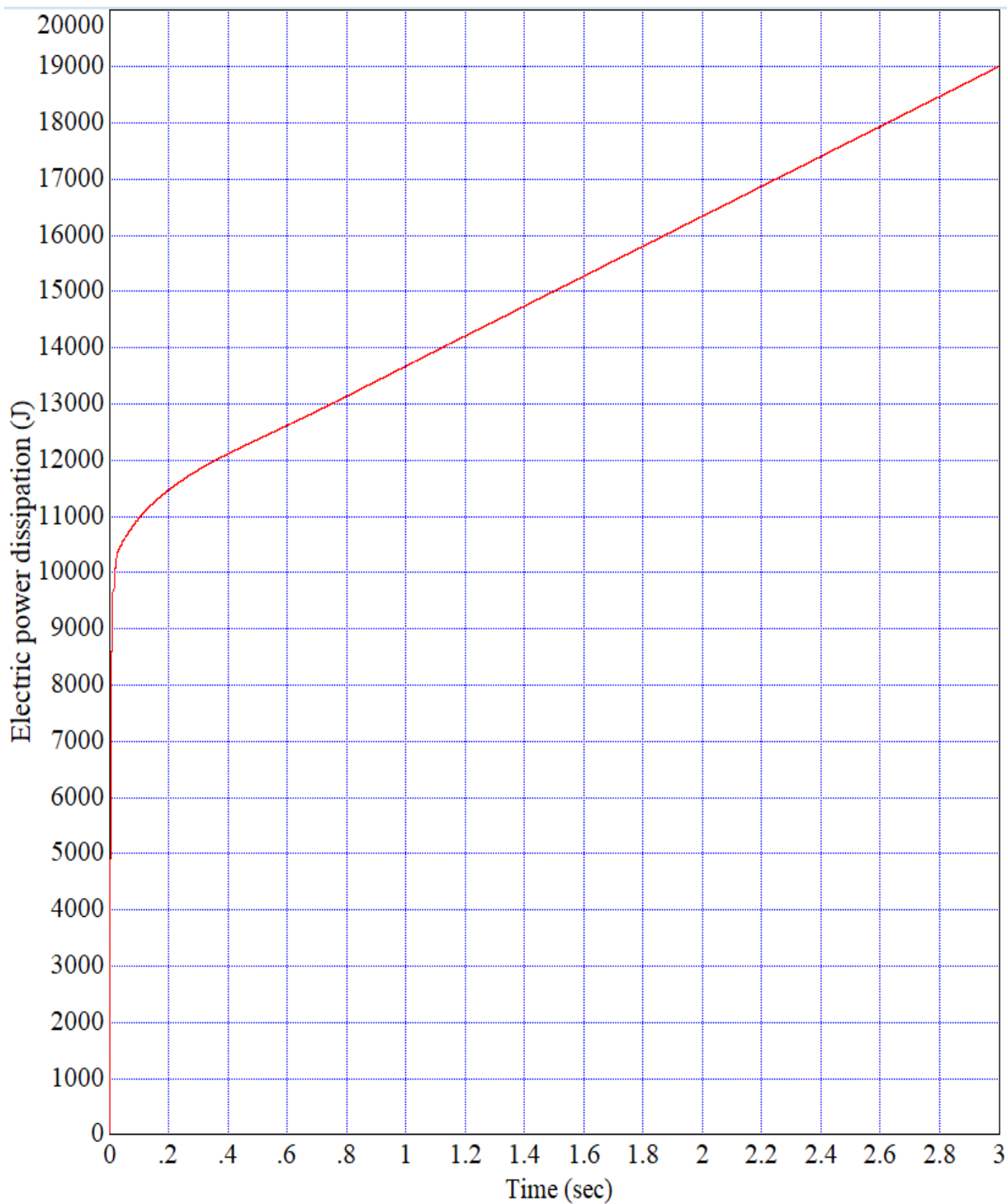


Рисунок 5.1 – График электрических потерь для одноконтурного ССВИЭП с ПИ регулятором

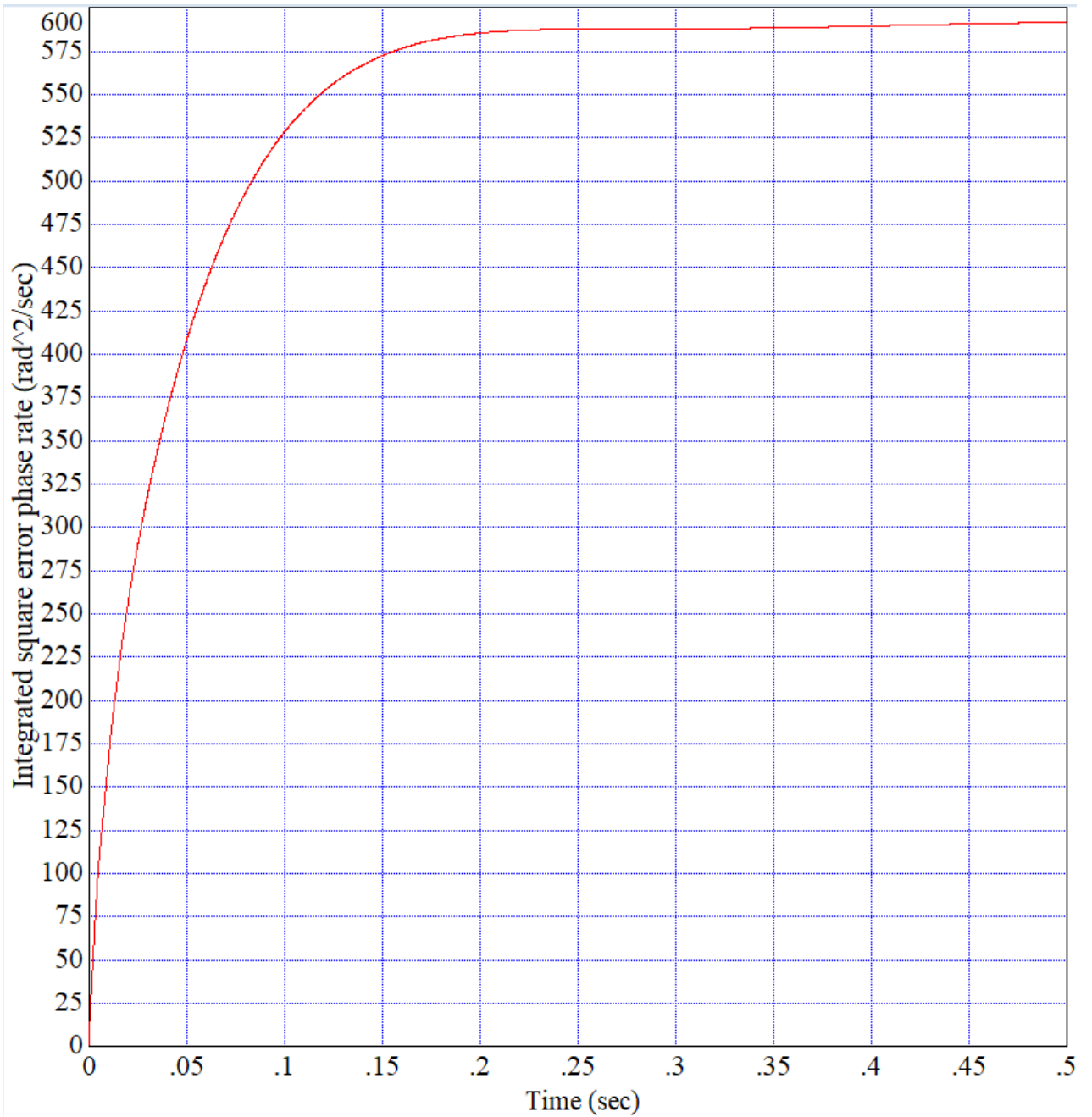


Рисунок 5.2 – График среднеинтегральной ошибки по скорости для одноконтурного ССВИЭП с ПИ-регулятором

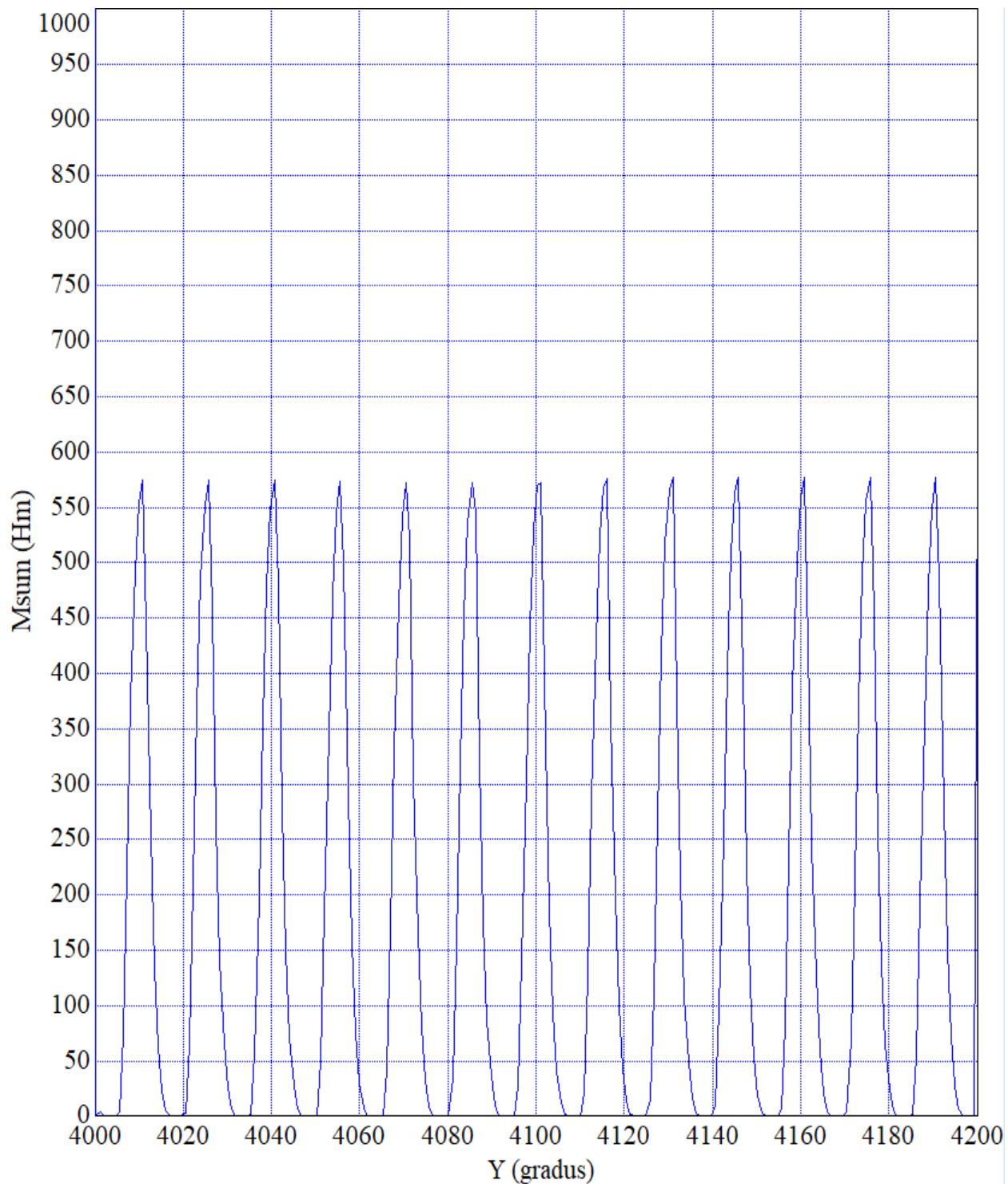


Рисунок 5.3 – График зависимости результирующего электромагнитного момента от угла поворота для одноконтурного ССВИЭП с ПИ-регулятором

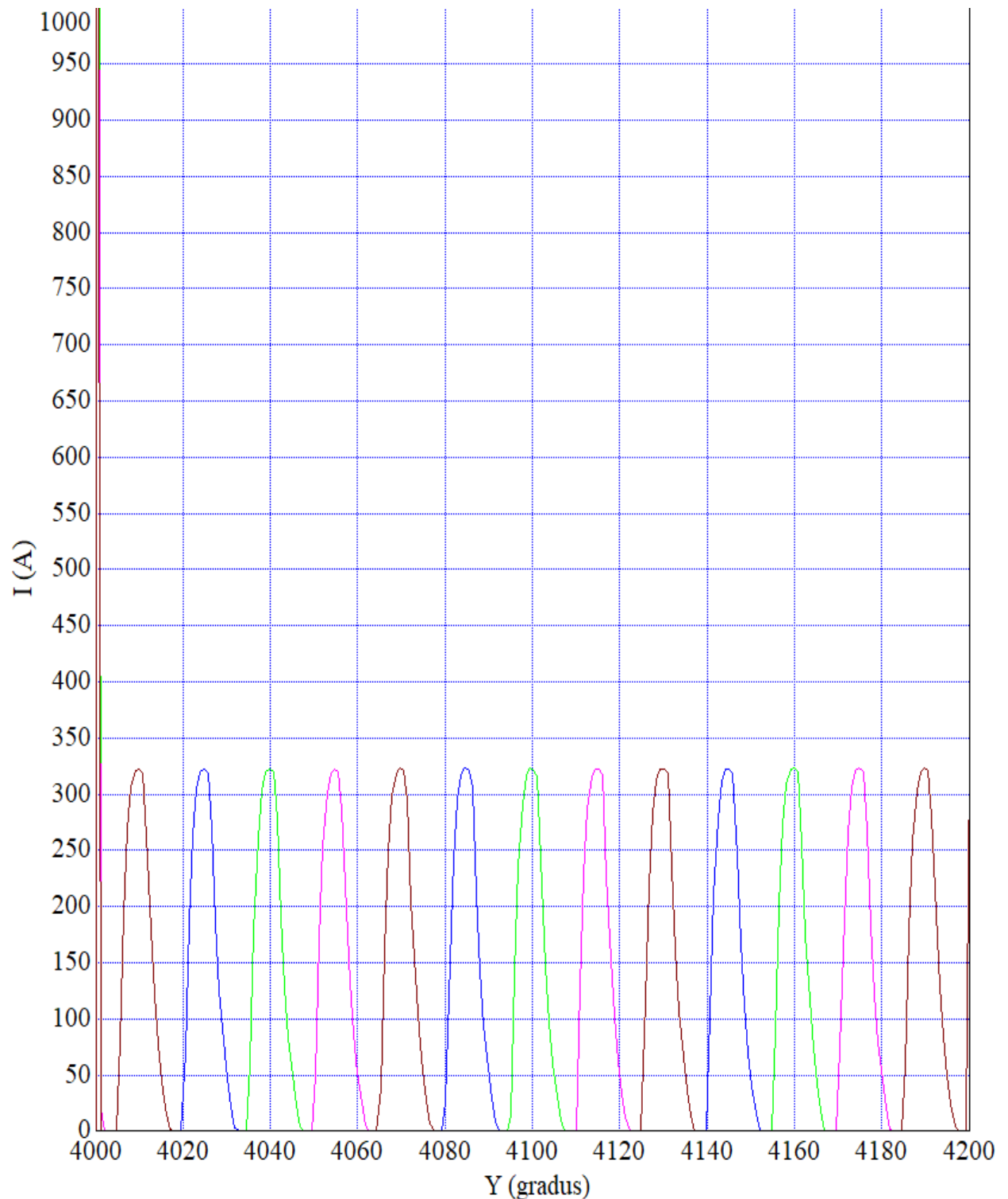


Рисунок 5.4 – График зависимости фазных токов от угла поворота для  
одноконтурного ССВИЭП с ПИ-регулятором

Приведём графики электрических потерь, ошибки по скорости, суммарного момента, фазных токов для ССВИЭП с энергосберегающим управлением на рисунках 5.5 – 5.8 соответственно.



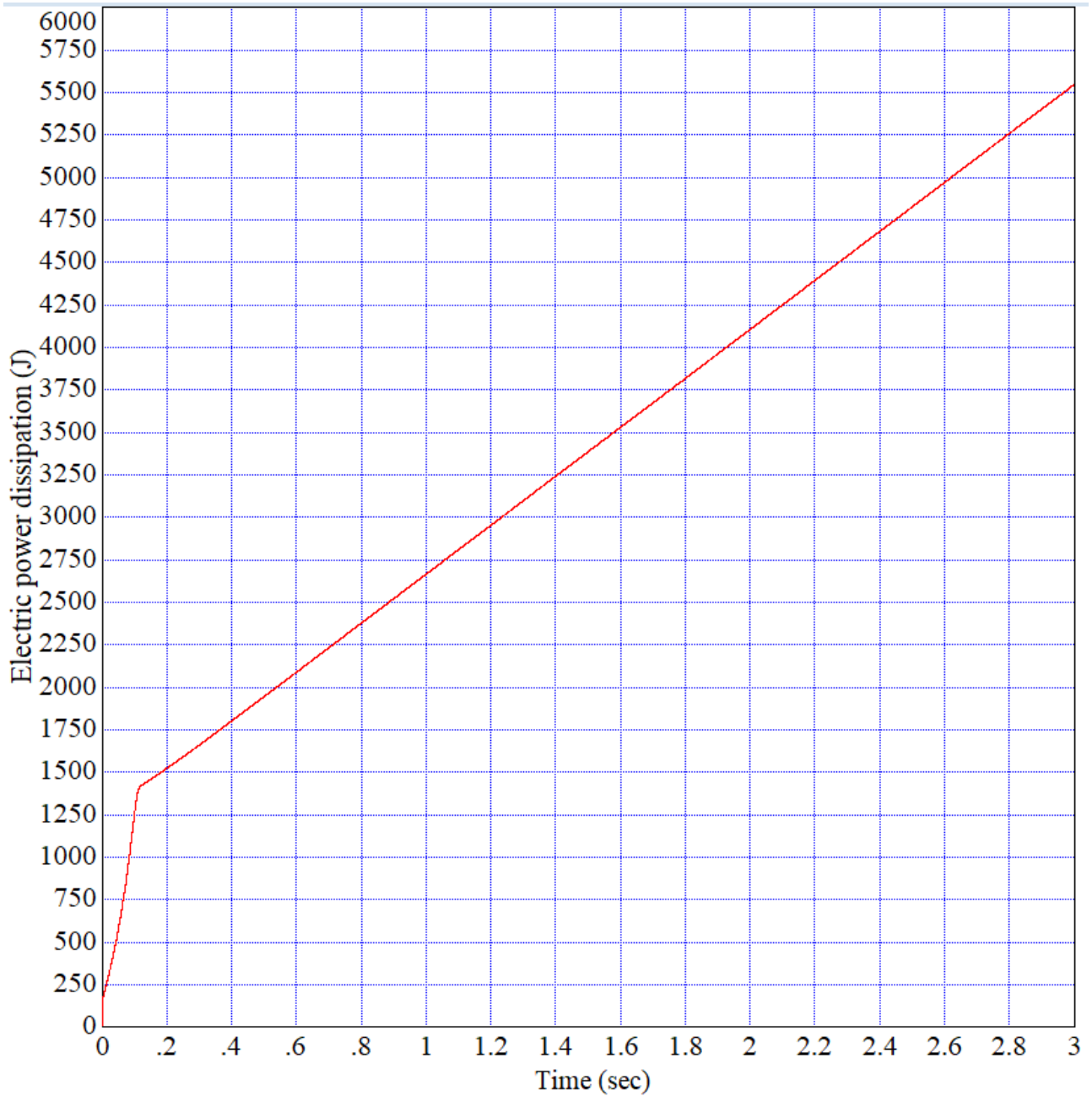


Рисунок 5.5 – График электрических потерь для ССВИЭП с энергосберегающим управлением

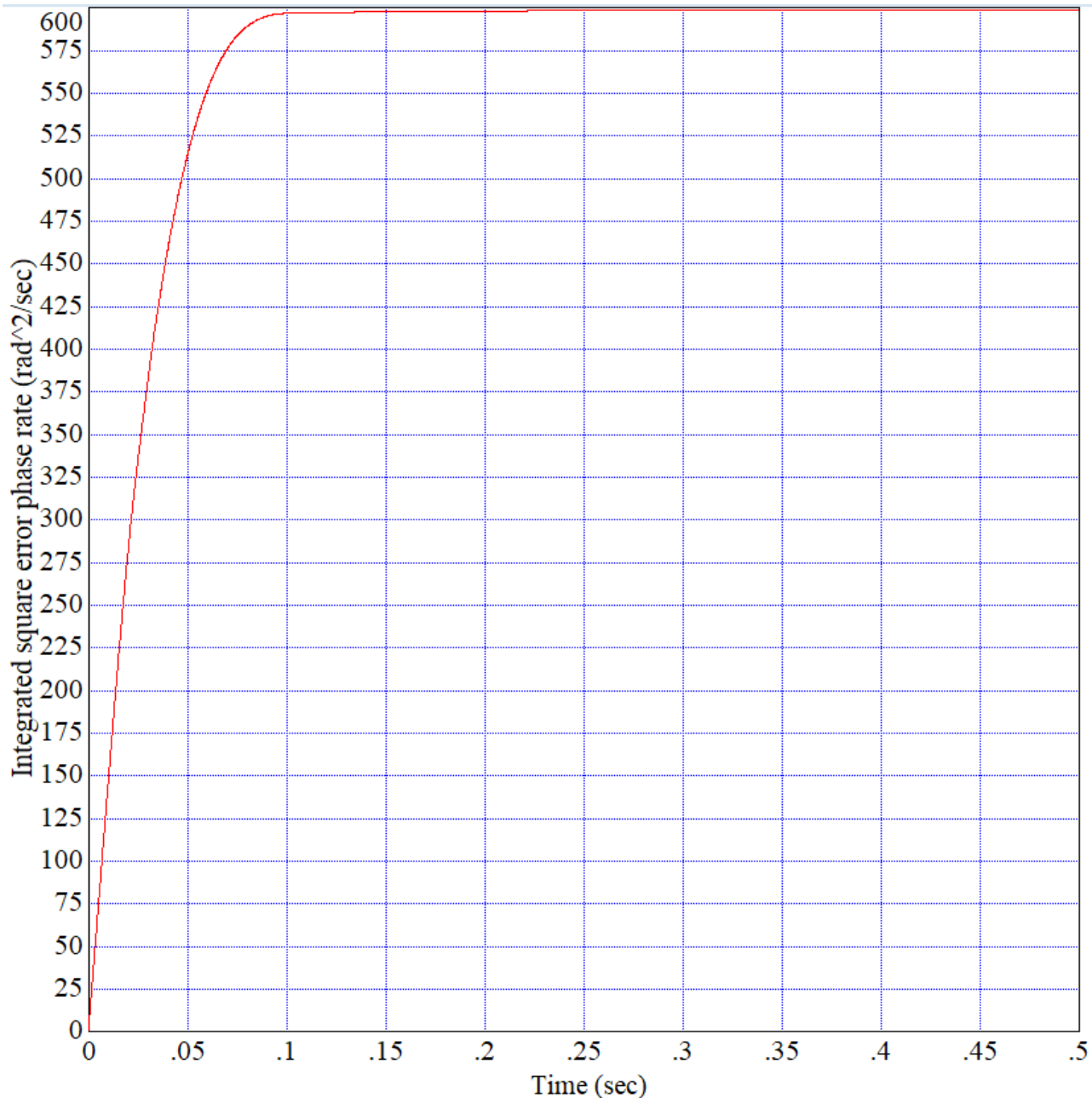


Рисунок 5.6 – График среднеинтегральной ошибки по скорости для ССВИЭП с энергосберегающим управлением

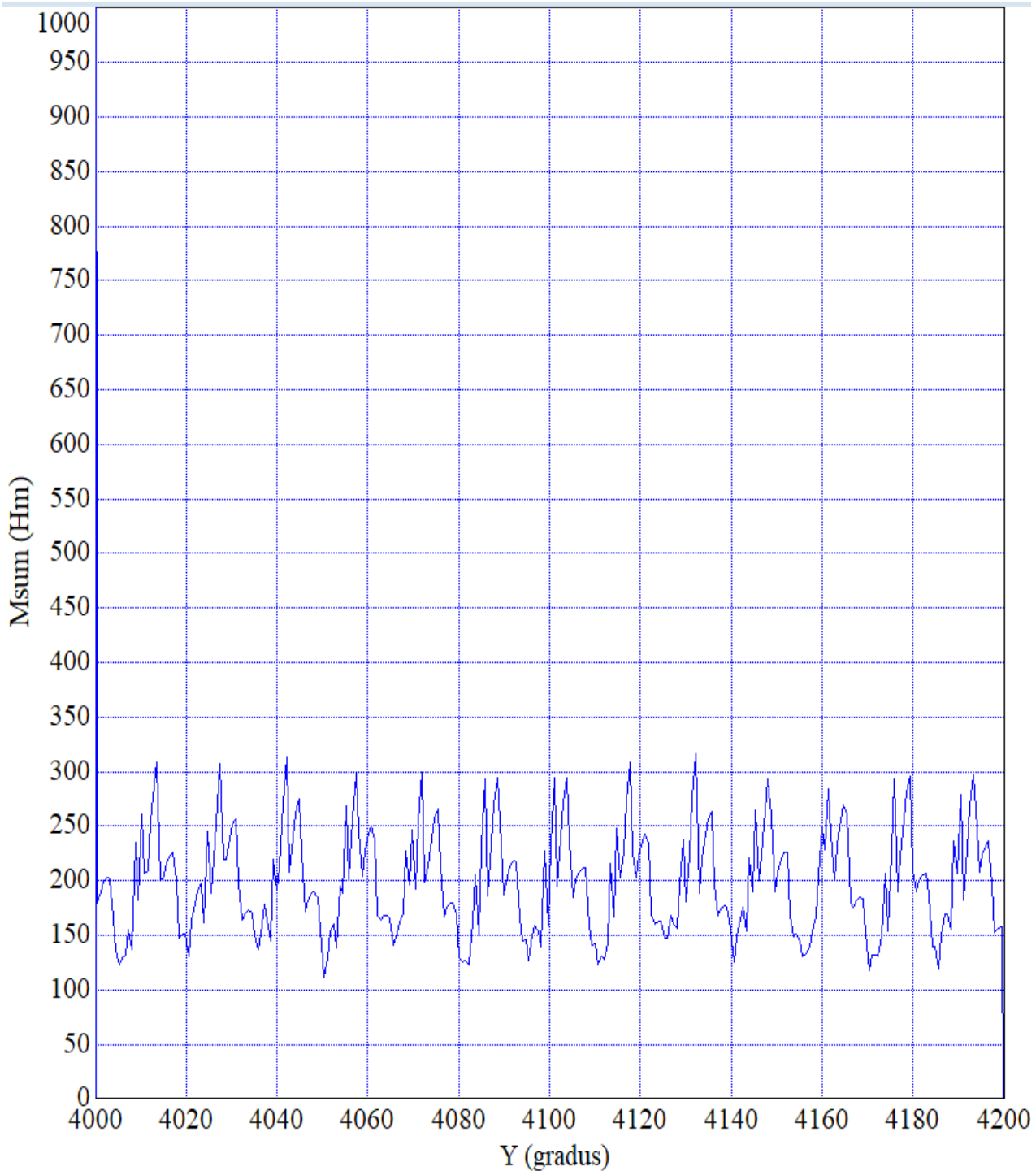


Рисунок 5.7 – График зависимости результирующего электромагнитного момента от угла поворота для ССВИЭП с энергосберегающим управлением

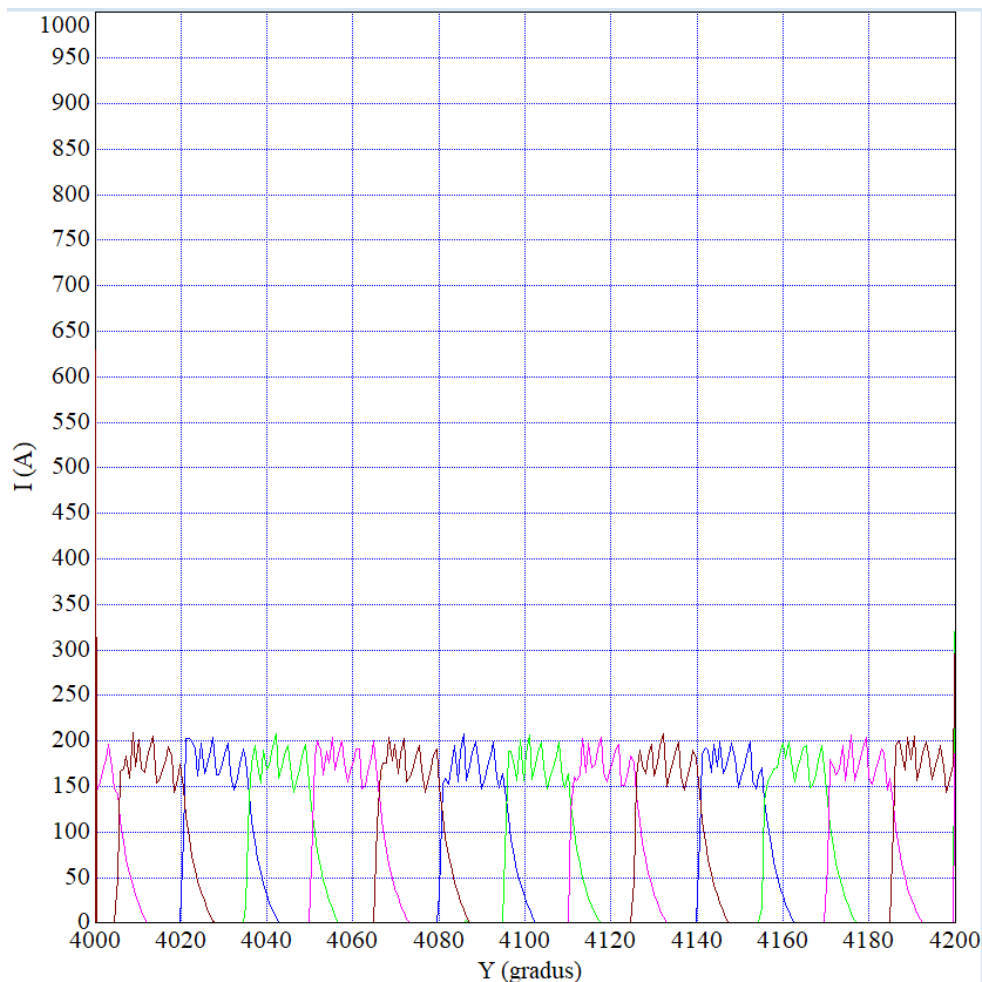


Рисунок 5.8 – График зависимости фазных токов от угла поворота для ССВИЭП с энергосберегающим управлением

Результаты сравнительного анализа характеристик ССВИЭП с энергосберегающей системой управления и одноконтурного ССВИЭП с ПИ-регулятором представлены в таблице 5.2.

Таблица 5.2 – Результаты сравнительного анализа

$\Delta P_1$ , %	$\Delta P_2$ , %	ССВИЭП с энергосберегающим управлением				Одноконтурный ССВИЭП с ПИ-регулятором			
		$\Delta P$ , Вт	$I_m$ , А	$M_m$ , Н·м	$\epsilon$ , рад <sup>2</sup> /с	$\Delta P$ , Вт	$I_m$ , А	$M_m$ , Н·м	$\epsilon$ , рад <sup>2</sup> /с
29	6.2	1853	206	312	598	6332	321	576	592

Обозначения величин, указанных в таблице 5.2:

$\Delta P_1$  – относительная величина снижения потерь в энергоэффективном электроприводе по отношению к одноконтурному ССВИЭП с ПИ-регулятором, %;

$\Delta P_2$  – относительная величина снижения электрических потерь в энергоэффективном электроприводе по отношению к номинальной мощности ВИД, %;

$\Delta P$  – потери электрической мощности, Вт;

$I_m$  – амплитуда пульсаций фазных токов в установившемся режиме, А;

$M_m$  – амплитуда пульсаций результирующего электромагнитного момента в установившемся режиме, Н·м;

$\varepsilon$  – среднеинтегральная ошибка по скорости, рад<sup>2</sup>/с.

Вывод по разделу пять

использование ССВИЭП с энергосберегающей системой управления обеспечивает по сравнению с типовым одноконтурным ССВИЭП с ПИ-регулятором:

— снижение электрических потерь на 29 %, что составляет 6.2 % от номинальной мощности этих приводов – 30 кВт;

— снижение амплитуды пульсаций фазных токов в 1.6 раза;

— снижение амплитуды пульсаций момента 1.9 раза.

					270304.2020.4.14 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ док.	Подпись	Дата		78

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проделанной работы были получены следующие результаты.

Разработана методика построения структурных схем систем энергосберегающего управления ССВИЭП, имеющих высокие динамические показатели при относительно небольшом уровне пульсаций электромагнитных моментов. Показано, что разработанные системы энергосберегающего управления должны содержать наблюдатели момента сопротивления. В записке разработана структурная схема указанных наблюдателей.

Для оценки эффективности разработанной методики проведён сравнительный анализ характеристик энергосберегающего ССВИЭП и типового одноконтурного ССВИЭП с ПИ-регулятором, которые построены на основе одинаковых ВИД конфигурации 8/6 номинальной мощностью 30 кВт. Показано, что энергосберегающий ССВИЭП при одинаковой ошибке регулирования скорости обеспечивает:

- снижение электрических потерь на 29 %, что составляет 6.2 % от номинальной мощности этих приводов;
- снижение амплитуды пульсаций фазных токов в 1.6 раза;
- снижение амплитуды пульсаций момента 1.9 раза.

Сравнительный анализ проведен с использованием имитационной модели ССВИЭП, построенной в среде Altair Embed Basic и полученной из известной имитационной модели ССВИЭП путем её модернизации.

Модернизация, проведенная в работе, заключалась в учете явления насыщения ВИД, которое для данного типа двигателей возникает в рабочих режимах и которое необходимо учитывать для повышения адекватности моделирования. Для заданной имитационной модели ВИД разработан блок учета насыщения магнитных. Учёт насыщения основан на аппроксимации магнитных характеристик ВИД, а также на аппроксимации частной производной потокосцепления от тока.

					270304.2020.414 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ док.	Подпись	Дата		79

Таким образом, цель работы достигнута, все поставленные задачи решены.

Выполненная работа имеет практическую ценность и может быть использована при разработке систем энергосберегающего управления ССВИЭП.

					270304.2020.4.14 ПЗ	Лист
						80
Изм.	Лист	№ док.им.	Подпись	Дата		

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. ФЗ N 261-ФЗ "Об энергосбережении и о повышении энергетической эффективности, и о внесении изменений в отдельные законодательные акты Российской Федерации".

2. Смехнов, А.М. Энергосберегающий вентиляно-индукторный привод: дис. ... к.т.н. / А.М. Смехнов. – Новоуральск: НИИ МИФИ, 2000. – 318 с.

3. Пахомин, С.А. Развитие теории и практика проектирования энергосберегающих вентиляно-индукторных электроприводов: дис. ... д.т.н. / С.А. Пахомин. – Новочеркасск: ЮРГТУ, 2001. – 387 с.

4. Нгуен, К. К. И.В. Энергоэффективный вентиляно-индукторный электропривод большой мощности с двигателем двухпакетной конструкции.: дис.... канд. техн. наук / К.К. Нгуен. – Новочеркасск., 2017. – 332 с.

5. Faiz, J. Aspects of design optimization for multiple tooth per stator pole switched reluctance motors / J. Faiz, J. Finch // Electric Power Systems Research. – 1997. – V.42. – P. 77 – 86.

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

7. Смехнов А.М. Энергосберегающий вентиляно-индукторный электропривод: Дисс. канд. техн. наук. - Свердловск, 2001. – 123 с.

8. Шумов, Ю.Н. Энергосберегающие электрические машины (обзор зарубежных разработок) / Ю.Н. Шумов, А.С. Сафонов // Электричество. – 2015. – № 4. – С. 45 – 57.

9. Бруслиновский, Б.В. Энергосберегающие электрические машины (обзор зарубежных разработок) / Б.В. Бруслиновский, А.А. Евтодий // Труды ЦНИИ им. Академика А.Н. Крылова. – 2015. – № 89 (373). – С. 153 – 162.

					270304.2020.414 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ док.	Подпись	Дата		81



10. Mao, S. An analysis of the optimum operating point for a switched reluctance motor / S. Mao, M. Tsai // Journal of Magnetism and Magnetic Materials. – 2004. – V.282. – P. 53 – 56.

11. Фисенко, В.Г. Проектирование вентильных индукторных двигателей: методическое пособие / В.Г. Фисенко, А.Н. Попов. – М.: Издательство МЭИ, 2005. – 56 с.

12. Красовский, А.Б. Исследование пульсаций момента вентильно-индукторного двигателя при регулировании среднего значения момента в зоне малых скоростей / А.Б. Красовский // Электротехника. – 2017. – № 5. – С. 2-8.

13. Ильинский, Н.Ф. Вентильно-индукторный электропривод. / Н.Ф. Ильинский, В.А. Кузнецов, М.Г. Бычков, А.Б. Красовский, А.П. Темирёв, В.Н. Остриров, В.Ф. Козаченко, А.М. Русаков. – М.: Издательство МЭИ, 2006. – 112 с.

14. 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.

15. Крайнов, Д.В. Вентильно-индукторный электропривод (алгоритмы и микропроцессорные системы управления): Дисс. ... канд. техн. наук. – Новочеркасск, 2001. – 154 с.

16. Вентильно-индукторный двигатель. Общие сведения. – <http://elmech.mpei.ac.ru/books/edu/SRD/Chapter1.html>

17. Пат. 2547813 Российская Федерация, МПК7 Н 02 К 29/12, 29/06, 19/10. Вентильный индукторный двигатель / Д.Л. Калужский, А.В. Казадаев. – № 94015110/07; заявл. 25.04.1994; опубл. 10.07.1997. – 7 с.

18. Пат. 2716129 Российская Федерация, МПК Н 02 Р 25/08, Н 02 Р 25/086, Н 02 Р 25/089, Н 02 Р 25/092. Вентильно-индукторный двигатель / И.С. Полющенко. – № 2019118843; заявл. 18.06.2019; опубл. 06.03.2020, Бюл. № 7 – 25 с.

					270304.2020.414 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ док.	Подпись	Дата		82

19. Switched Reluctance Motor – <https://www.eeeguide.com/switched-reluctance-motor/>
20. Ahn, J. Switched Reluctance Motor / J. Ahn // Torque Control – 2011. – P. 201 – 252.
21. Krishnan, R. Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, analysis, design, and applications / R. Krishnan. – New-York: CRC Press LLC. – 2001. – 432 p.
22. Пат. 2237338, МКИ 7 Н 02 К 19/06, 1/06. Индукторный двигатель / В.Н. Давыдов, Б.В. Никифоров, А.П. Темирев и др.– зарегистрирован в Государственном реестре изобретений 27.09.2004.
23. Темирев, А.П. Перспективы применения вентильно-индукторных электроприводов на горнообогатительных комбинатах акционерной компании «АЛРОСА» / А.П. Темирев, Г.К. Птах, А.В. Анисимов и др. // Известия вузов. Электромеханика. – 2009. – № 2. – С. 42-50.
24. 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.
25. Корпусов, Д.Е. Разработка и исследование мощного вентильно-индукторного электропривода: Дисс. ... канд. техн. наук. –М., 2006. – 175 с.
26. Вентильно-индукторный электропривод: современное состояние и перспективы развития. – <https://www.stud24.ru/transport/ventilnoinduktornyj-jelektroprivod-sovremennoe-sostoyanie-i/203552-595215-page2.html>
27. Tursini, M. A switched-reluctance motor for aerospace application: Design, analysis and results / M. Tursini, M. Villani, G. Fabri, L. Leonardo // Electric Power Systems Research – 2017. – V. 142. – P. 74 – 83.
28. 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.

										270304.2020.414 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ док.	Подпись	Дата							83

29. Кузнецов, К.Б. Способы снижения потерь в электроприводах и повышение электробезопасности при их обслуживании / К.Б. Кузнецов, А.Н. Горожанкин, Т.А. Функ, Ш.Н. Хусаинов, Г.А. Круглов, А.В. Коржов // Электротехника. – 2017. – № 4. – С. 26 – 29.

30. Кузнецов, В.А. Оптимизация конструкции вентиляльно-индукторного двигателя / В.А. Кузнецов, В.А. Кузьмичев // Физико-технические проблемы электротехнических материалов и компонентов: Сб. тр. четвертой межд. конф. 2427 октября 2001г. Клязьма, 2001. – С.230.

31. Донской, Н.В. Вентильно-индукторный двигатель в сравнении с другими типами двигателей / Н.В. Донской // Труды Чувашского государственного университета им. И.Н. Ульянова. – 2003. – С. 69 – 77.

32. Пат. 2547813 Российская Федерация, МПК7 Н 02 К 19/06, Н 02 К 19/26, Н 02 Р 8/06. Вентильно-индукторный двигатель / Ф.Р. Исмагилов, И.Х Хайрулин, В.Е. Вавилов. – № 2014118105/07; заявл. 05.05.2014; опубл. 10.04.2015, Бюл. № 10 – 7 с.

33. Галушко, В.Н. Моделирование вентиляльно-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. – 62 с.

34. Кузнецов, В.А. Вентильно-индукторные двигатели. / В.А. Кузнецов, В.А. Кузьмичев.– М.: Издательство МЭИ, 2003. – 70 с.

35. Ямщиков, А.В. Электромеханические системы. Часть 5: Управление синхронными двигателями: учебное пособие / А.В. Ямщиков. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2018. – 56 с.

36. Серьёзов, Ю.В. Моделирование вентиляльно-индукторного двигателя / Ю.В. Серьёзов, А.С. Елюков. – Махачкала.: Общество с ограниченной ответственностью "Апробация", 2016. – С. 31 – 33.

37. Серьёзов, Ю.В. Моделирование вентиляльно-индукторного двигателя / Ю.В. Серьёзов // Вестник науки и творчества. – 2016. – № 11 (11). – С. 196 – 198.

					270304.2020.414 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ док.	Подпись	Дата		84

38. Серьёзов, Ю.В. Моделирование вентильно-индукторного двигателя / Ю.В. Серьёзов // Вестник науки и творчества. – 2016. – № 12 (12). – С. 189 – 191.
39. Бычков, М.Г. Элементы теории вентильно-индукторного электропривода / М.Г. Бычков // Электричество. – 1998. – №8. – С. 35 – 44.
40. Серьёзов, Ю.В. Электропривод эскалатора с вентильно-индукторным двигателем / Ю.В. Серьёзов // Вестник науки и творчества. – 2016. – № 5. – С. 428 – 430.
41. Красовский, А.Б. Базовая имитационная модель вентильно-индукторного электропривода / А.Б. Красовский // Системы управления и информационные технологии. – 2004. – № 3 (15). – С. 13 – 17.
42. Daldaban, F. A new double sided linear switched reluctance motor with low cost / F. Daldaban, N. Ustkoyuncu // Energy Conversion and Management– 2006. – V. 47. – P. 2983 – 2990.
43. Синергетические методы управления сложными системами: механические и электромеханические системы / А.А. Колесников, А.Н. Попов, Г.Е. Веселов и др. – М.: КомКнига, 2013. – 304 с.
44. Кацман, М.М., Электрические машины автоматических устройств: Учеб. Пособие для электротехнических специальностей техникумов / М.М. Кацман.– М.: ФОРУМ, ИНФРА-М, 2002. – 264 с.
45. Вентильно-индукторный двигатель – <https://helpiks.org/6-42228.html>
46. 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.
47. Visa, C. Nonlinear Identification and Control of a Switched Reluctance Motor / C. Visa, G. Abba, F. Leonard, J. Antoine, C. Sauvey // IFAC Proceedings Volumes. – 2004. – V.37. – P. 1389 – 1394.
48. Антипов, В.Н. Сравнение методов расчёта потерь в стали вентильно-индукторных двигателей / В.Н. Антипов, А.Д. Грозов, А.В. Иванов // Электричество. – 2016. – № 6. – С. 41 – 46.

49. Баловнев, Д.И. Исследование магнитного поля вентильного индукторного двигателя / Д.И. Баловнев, Д.А. Хвастунов. – Пенза.: Наука и Просвещение, 2019. – С. 17 – 20.

50. Олейников, В.А. Основы оптимального и экстремального управления / В.А. Олейников, Н.С. Зотов, А.М. Пришвин. – М.: Высшая школа, 1969. – 295 с.

51. Киреев, А.В. Комбинированный способ управления тяговым вентильно-индукторным электроприводом без датчика положения ротора / А.В. Киреев // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. – 2010. – № 1. – С. 32 – 38.

52. Rajvanshi, S. Performance evaluation of various controllers designed for an industrial first order plus delay process / S. Rajvanshi, P. Juneja // International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering. – 2013. – V.2, №3. P. 1307 – 1311.

53. Chaal, H. Power control of brushless doubly-fed reluctance drive and generator systems / H. Chaal, M. Jovanovic // Renewable Energy. – 2012. – V.37. – P. 419 – 425.

54. Wang, J. A common sharing method for current and flux-linkage control of switched reluctance motor / J. Wang // Electric Power Systems Research. – 2016. – V.131. – P. 19 – 30.

55. Шайхиев, А.Р. Снижение пульсаций момента в вентильно-индукторном электроприводе / А.Р. Шайхиев // Вестник Ростовского государственного университета путей сообщения. – 2004. – № 1. – С. 77 – 80.

56. Шевкунова, А.В. Выбор метода оптимизации для зубцовой зоны вентильно-индукторного двигателя / А.В. Шевкунова // Новая наука: проблемы и перспективы. – 2016. – № 3-2 (67). – С. 248 – 251.

57. Петрушин, П.А. Использование методов оптимизации при проектировании активной части вентильно-индукторных двигателей / П.А. Петрушин, А.В. Кашуба, А.Е. Набоков // Транспорт: наука, образование, производство. – 2016. – С. 128 – 131.

					270304.2020.414 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ док.	Подпись	Дата		86

58. Дроздов, П.А. Разработка новых алгоритмов управления вентиляционно-индукторных электроприводов: Дисс. ... канд. техн. наук. -М., 2002. – 127 с.

59. Потапов, М.Ю. Исследование характеристик системы управления вентиляционно-индукторным двигателем с нейрорегулятором при разных видах коммутации фаз / М.Ю. Потапов, С.И. Лиходеев. – Пенза.: Наука и Просвещение, 2019. – С. 239 – 244.

60. Daldaban, F. A Switched Reluctance Motor Drive System for Storage Battery Electric Vehicle in Coal Mine / F. Daldaban, N. Ustkoyuncu // IFAC Proceedings Volumes – 1998. – V. 31. – P. 95 – 99.

61. Hughes, F. Chapter Ten - Stepping and Switched-reluctance Motors / F. Hughes, B. Drury // Electric Motors and Drives (Fourth Edition) – 2013. – P. 315 – 347.

62. Иванов, К.А. Применение индукторных двигателей в вентиляционном электроприводе / К.А. Иванов. – Чебоксары.: Общество с ограниченной ответственностью "Центр научного сотрудничества "Интерактив плюс", 2017. – С. 165 – 168.

63. Switched Reluctance motors, an old design is suddenly important now – <https://www.electricbike.com/switched-reluctance-motors-an-old-design-is-suddenly-important-now/>

64. Switched Reluctance Technology – <http://www.fleadh.co.uk/srm.htm>

65. Ширинский, С. В. Анализ электрических цепей с электронными компонентами: Методическое пособие по курсу «Переходные процессы электромашинно-вентильных систем» / С. В. Ширинский. – М.: Издательство МЭИ, 2002. – 32 с.

66. Зинченко, Е.Е. Методика аппроксимации кривых намагничивания вентильных индукторно-реактивных двигателей / Е.Е. Зинченко, В.Б. Финкельштейн. – Харьков.: Електротехніка і електромеханіка, 2009. – С. 13 – 16.

										270304.2020.414 ПЗ	Лист
											87
Изм.	Лист	№ док.	Подпись	Дата							

67. Мирошник, И.В. Теория автоматического управления. Нелинейные и оптимальные системы / И.В. Мирошник. – СПб.: Питер, 2006. – 272 с.

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

69. 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.

70. Красовский, А.Б. Прямое управление моментом вентильно-индукторного двигателя / А.Б. Красовский, С.А. Кузнецов // Электричество. – 2012. – № 12. – С. 39 – 46.

71. Виноградов, А.Б. Минимизация пульсаций электромагнитного момента вентильно-индукторного электропривода / А.Б. Виноградов // Электричество. – 2008. – № 2. – С. 39 – 49.

72. Jamil, M. Average Torque Control of a Switched Reluctance Motor Drive for Light Electric Vehicle Applications / M. Jamil, W. Kongprawechnon, N. Chayopitak // IFAC-PapersOnLine – 2017. – V. 50. – P. 11535 – 11540.

73. Cao, X. Direct control of torque and levitation force for dual-winding bearingless switched reluctance motor / X. Cao, Q. Sun, C. Liu, H. Zhou, Z. Deng // Electric Power Systems Research – 2017. – V. 145. – P. 214 – 222.

74. Hung, J. Torque ripple minimization for variable reluctance motors / J. Hung // Mechatronics. – 1994. – V.4. – P. 785 – 798.

75. Divandari, M. Speed control of switched reluctance motor via fuzzy fast terminal sliding-mode control / M. Divandari, B. Rezaie, A. Noei // Computers & Electrical Engineering – 2019. – V. 80. – P. 1 – 16.

76. Афанасьев, А.А. Расчёт магнитного поля и электромагнитного момента вентильного индукторного двигателя / А.А. Афанасьев, В.В. Ефимов, А.М. Иванов, И.В. Туйгачёва, А.М. Червяков, В.А. Чихняев // Вестник чувашского университета. – 2016. – № 3. – С. 89 – 93.

77. Labiod, C. Speed Control of 8/6 Switched Reluctance Motor with Torque Ripple Reduction Taking into Account Magnetic Saturation Effects / C. Labiod, K. Mahdad, B. Mahdad, M. Benchouia, M. Benbouzid // Energy Procedia – 2015. – V. 74. – P. 112 – 121.

78. Vasquez, H. Control of a 6/4 switched reluctance motor in a variable speed pumping application / H. Vasquez, J. Parker, T. Haskew // Mechatronics. – 2005. – V.15. – P. 1061 – 1071.

79. Visa, C. Parameters Identification of the Switched Reluctance Motor Without Position Sensor / C. Visa, G. Abba, F. Leonard, J. Antoine, C. Sauvey // IFAC Proceedings Volumes. – 2004. – V.37. – P. 397 – 402.

80. Flieller, D. On-Line Efficiency Optimization Control of a Voltage Controlled Switched Reluctance Motor / D. Flieller, J. Louis, B. Multon // IFAC Proceedings Volumes. – 1997. – V.71. – P. 1123 – 1129.

81. Казаринов Л.С. Системные исследование и управление: когнитивный подход / Л.С. Казаринов. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ: Издатель Т. Лурье, 2011. – 524 с.

82. Kocan, S. Dynamic model of High Speed Switched Reluctance Motor for automotive applications / S. Kocan, P. Rafajdus. // Transportation Research Procedia – 2019. – V. 40. – P. 302 – 309.

83. Reis, M. Optimized techniques for driving and control of the switched reluctance motor to improve efficiency / M. Reis, W. Araujo, V. Gomes, F. Silva, C. Ganzaroli, F. Gomes, G. Wainer, W. Calixto // Control Engineering Practice – 2019. – V. 90. – P. 1 – 18.

84. Опадчий, Ю.Ф. Аналоговая и цифровая электроника / Ю.Ф. Опадчий, О.Л. Глудкин, А.И. Гуров. – М.: Горячая Линия – Телеком, 2000. – 768 с.

85. Ямщиков А.В., Поплавская В.А. Моделирование вентильного коммутатора ВИД в среде математического моделирования Vissim, 8-ая Международная научно – практическая конференция «Актуальные направления

						270304.2020.414 ПЗ	Лист 89
Изм.	Лист	№ док.	Подпись	Дата			



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

86. 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

87. Красовский, А.Б. Базовая имитационная модель вентильно-индукторного электропривода / А.Б. Красовский // Системы управления и информационные технологии. – 2004. – № 3 (15). – С. 13 – 17.

88. Chiu, H. Thermal performance analysis of a 30 kW switched reluctance motor / H. Chiu, J. Jang, W. Yan, R. Shiao // International Journal of Heat and Mass Transfer – 2017. – V. 114. – P. 145 – 154.

89. Siadatan, A. Design, simulation and experimental results for a novel type of two-layer 6/4 three-phase switched reluctance motor/generator / A. Siadatan, E. Afjei, H. Torkaman, M. Rafie // Energy Conversion and Management. – 2013. – V.71. – P. 199 – 207.

90. Олейников, В.А. Основы оптимального и экстремального управления / В.А. Олейников, Н.С. Зотов, А.М. Пришвин. – М.: Высшая школа, 1969. – 295 с.

91. Нгуен, К.К. Методика математического и экспериментального определения энергетических параметров вентильно-индукторного двигателя большой мощности двухпакетной конструкции/ К.К. Нгуен, К.Т. Фам, В.Б. Фам // Успехи современной науки. – 2016. – Т.4, № 9. – С. 149 – 155.

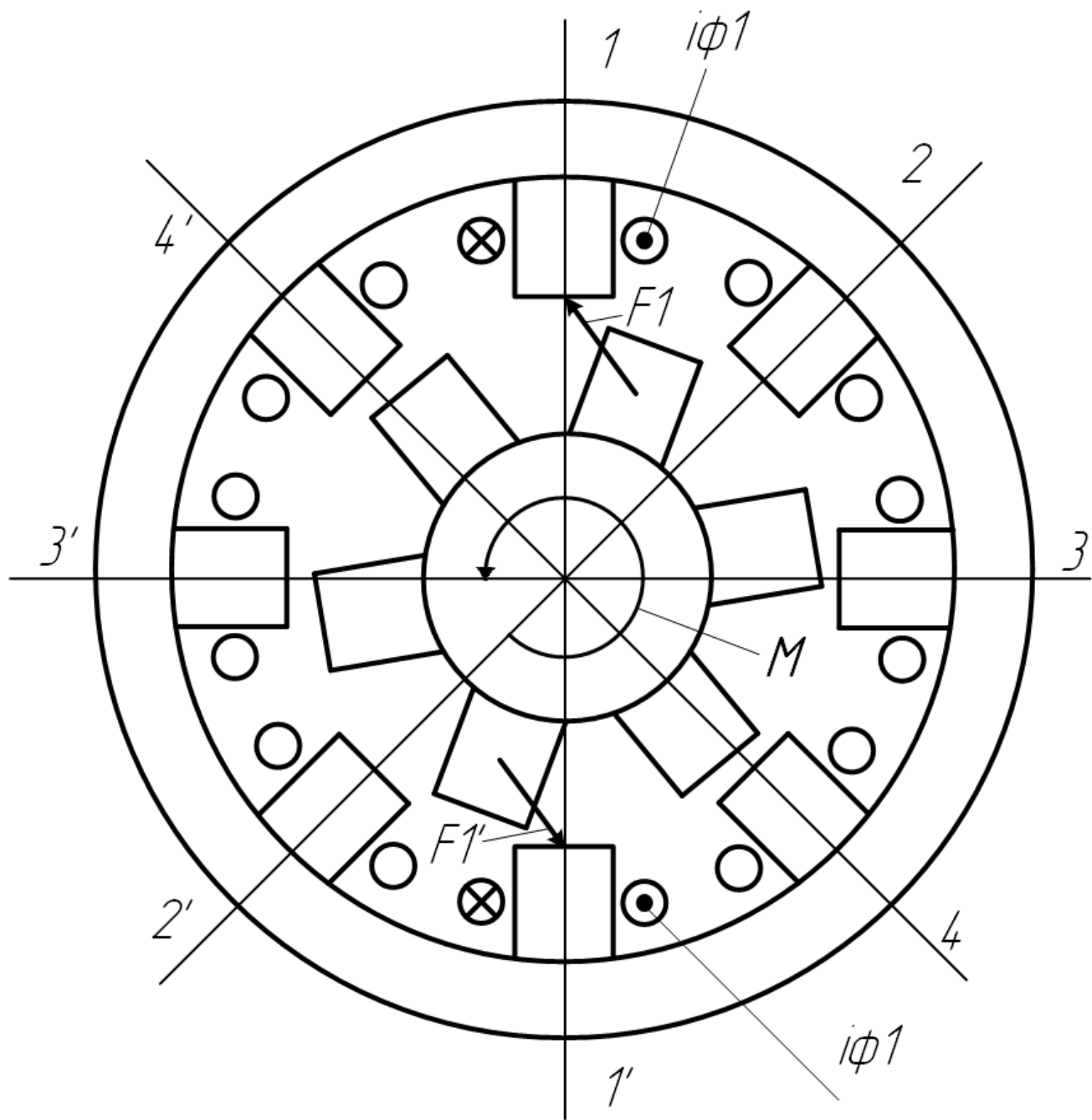
92. Жарков, А.А. Датчики положения ротора для вентильно-индукторного электропривода с векторным управлением / А.А. Жарков // Электричество. – 2008. – № 5. – С. 36 – 41.

					270304.2020.414 ПЗ	Лист
						90
Изм.	Лист	№ док.	Подпись	Дата		

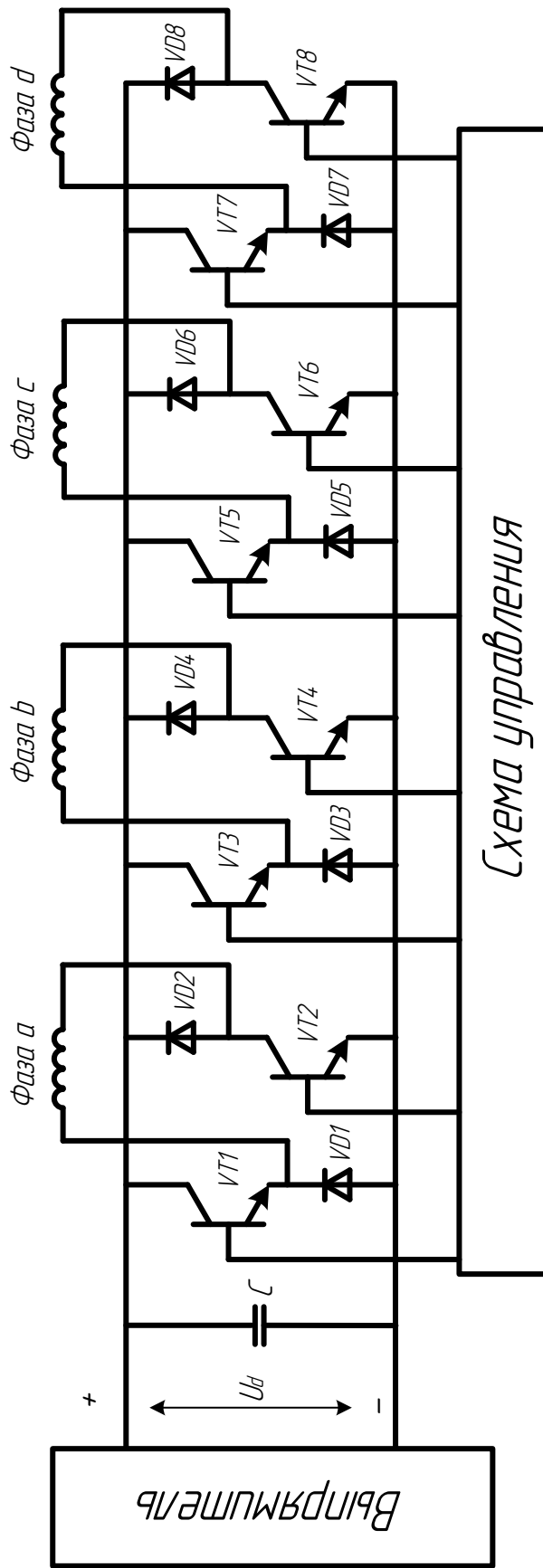
ПРИЛОЖЕНИЕ А

Схемы и чертежи

					270304.2020.4.14 ПЗ	Лист
						91
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		



					270304.2020.414.01 К7			
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	Чертеж поперечного сечения магнитной системы ВИД 8/6	Лит.	Масса	Масштаб
Разраб.	Шеметов		<i>Шеметов</i>					
Проб.	Ямщиков							
Н. контр.	Бардасова					Лист 1		
Утв.	Казаринов				ФГАОУ ВО ЮУрГУ "НИУ" Кафедра "АиУ"			



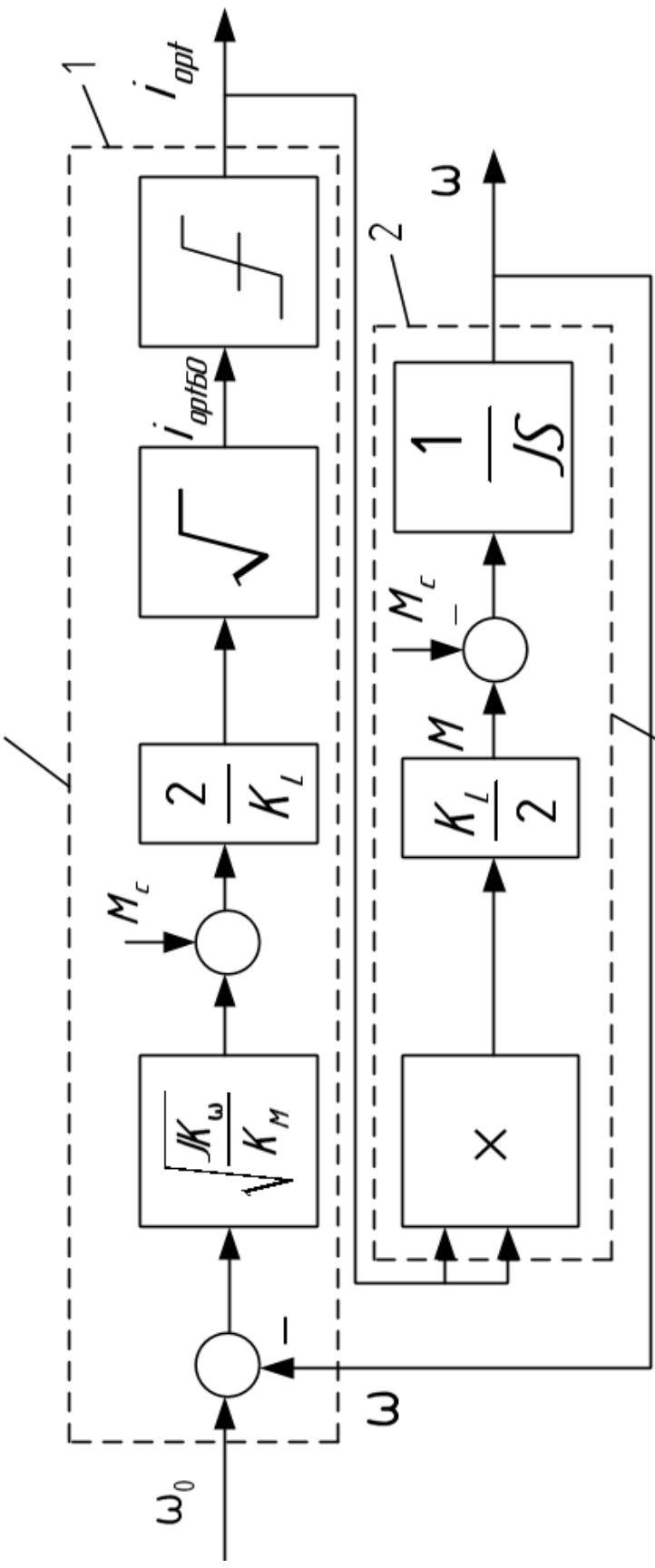
Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата
Разраб.	Шеметов		<i>Шеметов</i>	
Проб.	Ямщиков			
Н. контр.	Бардасова			
Утв.	Казаринов			

270304.2020.414.01 С2

Функциональная электрическая схема  
4-х фазного ВИД

Лит.	Масса	Масштаб
Лист	Листов 1	
ФГАОУ ВО ЮУрГУ "НИУ" Кафедра "АиУ"		

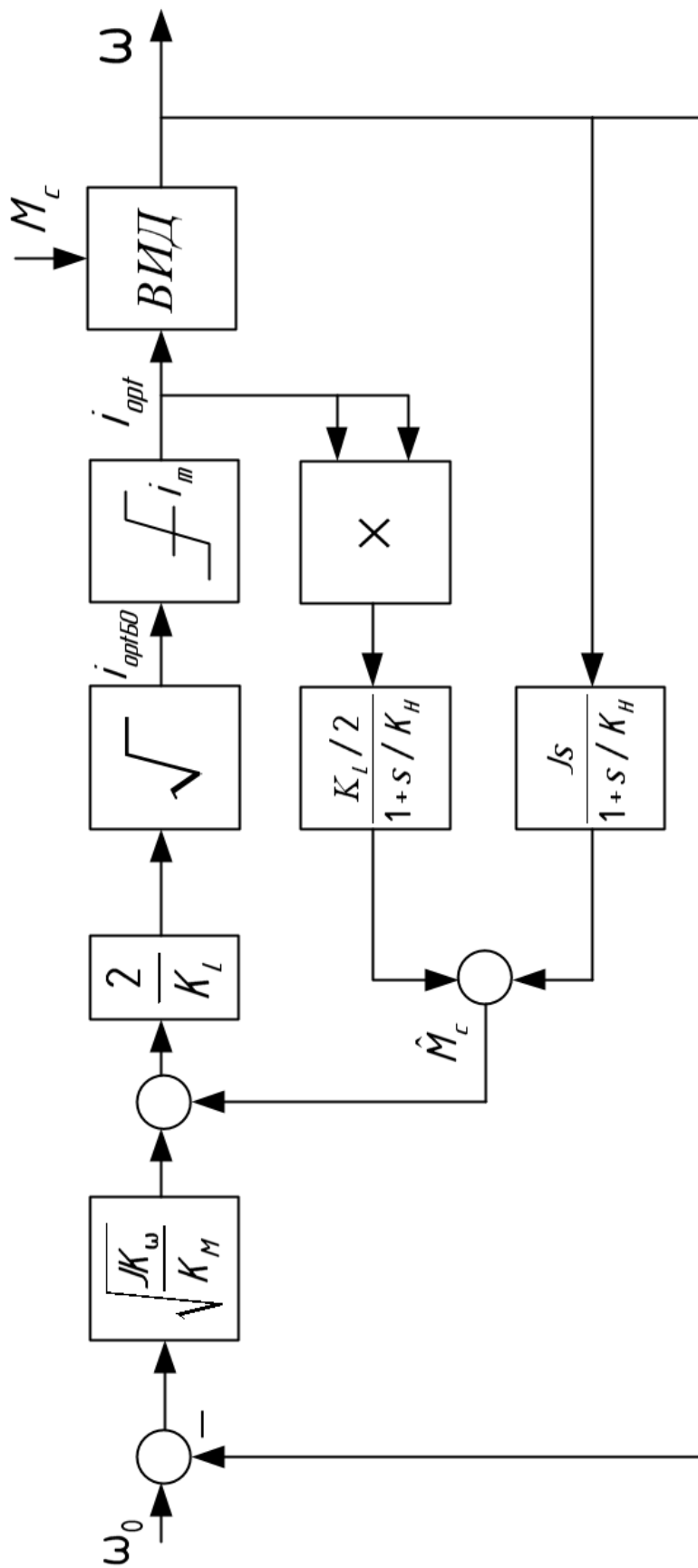
Энергосберегающий регулятор



Упрощённая модель ВИД

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата
Разраб.	Шеметов		<i>Шеметов</i>	
Проб.	Ямщиков			
Н. контр.	Бардасова			
Утв.	Казаринов			

27.03.04.2020.414.01 С1			
Система энергосберегающего управления ССВИЭП	Лит.	Масса	Масштаб
	Лист	Листов 1	
ФГАОУ ВО ЮУрГУ "НИУ" Кафедра "АиУ"			



Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата
Разраб.	Шеметов		<i>Шеметов</i>	
Проб.	Ямщиков			
Н. контр.	Бардасова			
Утв.	Казаринов			

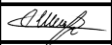
270304.2020.4.14.02 С1

ССВИЭП с редуцированным наблюдателем момента сопротивления

Лит.	Масса	Масштаб
Лист	Листов 1	
ФГАОУ ВО ЮУрГУ "НИУ"		
Кафедра "АиУ"		

Номер	Формат	Обозначение	Наименование	Кол-во листов
			<i>Текстовые документы</i>	
1	A4	27.03.04.2020.4.14 ТЗ	Техническое задание	2
2	A4	27.03.04.2020.4.14 ПЗ	Пояснительная записка	91
			<i>Графические документы</i>	
3	A4	27.03.04.2020.4.14.01 К7	Чертеж поперечного сечения магнитной системы ВИД 8/6	1
4	A4	27.03.04.2020.4.14.01 С2	Функциональная электрическая схема 4-х фазного ВИД	1
5	A4	27.03.04.2020.4.14.01 С1	Система энергосберегающего управления ССВИЭП	1
6	A4	27.03.04.2020.4.14.02 С1	ССВИЭП с редуцированным наблюдателем момента сопротивления	1

27.03.04.2020.4.14

Изм	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	Лит.	Лист	Листов
Разраб.		Шеметов					1
Пробв.		Ямщиков					
Н.контр		Бардасова					
Чтв.		Казаринов					

Система энергосберегающего управления  
слеящего вентиляно – индукторного  
электропривода

ФГАОУ ВО ЮУрГУ "НИУ"  
Кафедра "АиУ"