

Тольятти 2017

Аннотация

Целью бакалаврской работы является глубокое исследование моделей уже существующих индукторных машин, всех доступных на сегодняшний день способов управления ими. Также, основываясь на методике исполнения системы управления ВИД, был внедрен алгоритм работы системы (без датчика положения ротора). Изучив передовой цифровой процессор для обработки аналоговых данных, была внедрена электрическая принципиальная схема на его основе. Был произведен контрольный расчет машины.

Работа представлена пояснительной запиской на 54 листах и приложениями, состоящими из 6 листов формата А1 (спецификация и перечень элементов прилагаются).

Abstract

The purpose of this graduation project is the development of a control system of the switched-reluctance motor without rotor position sensor. In the graduation project the options for the possible design of induction machines, the main dependence and control of the switched-reluctance motor were analyzed. The developed algorithm of the sensorless control system of the switched-reluctance motor based on the artificial distortion of the phase current. An electrical circuit diagram of a control system based on a modern digital processor for analog signal processing has been developed. Verification analysis of induction machines was made. The questions of the manufacturing technology of the switched-reluctance motor and the questions of sustainability and security of the graduation project were considered. Calculation of economic efficiency of the graduation project was also made.

The graduation project consists of an explanatory note on the sheets and applications, consisting of 8 sheets of A1 format with the attached specifications and list of items.

Содержание

Введение.....	5
1 Анализ разработок вентильно-индукторных двигателей с бездатчиковым управлением.....	7
2 Разработка электрической принципиальной схемы управления вентильно-индукторным двигателем.....	16
3 Поверочный расчет.....	26
4 Расчет элементов электрической принципиальной схемы блока управления приводом.....	44
Заключение.....	51
Список используемых источников.....	52

Введение

Современный Автомобиль – это самый сложный комплекс различных систем. На сегодняшний день процесс развития автомобиля перманентен, создаются концепты с новыми, невероятно сложными механизмами и агрегатами, однако растут и требования по надежности транспортного средства в целом и его отдельных узлов. В то же время, потенциальный покупатель желает получить автомобиль за меньшие деньги. Именно поэтому, для сохранения безубыточного производства, современным автомобилям требуется технологическое упрощение уже имеющихся узлов и агрегатов, повышения их надежности и при этом необходимо сохранить всю функциональность. Решить эти проблемы призваны научные исследования.

Открытие Фарадеем закона электромагнитной индукции, а также работы Максвелла и Ленца послужили фундаментом для развития электрических машин. Однако первые образцы электрических машин на основе исследований этих ученых появились в середине XIX века.

Сегодня подавляющее большинство приводов на борту автомобиля выполнено на основе коллекторного электродвигателя постоянного тока с возбуждением от постоянных магнитов, или реже, с электромагнитным возбуждением.

К недостаткам таких электродвигателей можно отнести наличие скользящих контактов (коллектора и щеток), являющимися источниками радиопомех и снижающие надежность работы в целом. Двигатель имеет сложную конструкцию, а также довольно дорог в эксплуатации.

Сегодня мы можем говорить, что электропривод – это показатель эффективности энергосберегающих технологий, так как, согласно статистическим данным, электрический двигатель потребляет около 70% всей вырабатываемой в мире энергии. Тем более, что автомобиль является автономным объектом и количество вырабатываемой энергии на его борту ограничено возможностями генераторной установки и аккумуляторной батареи

[с.6, 7]. Разработка высокопроизводительных, компактных и экономичных систем привода – одно из самых приоритетных направлений развития современной техники.

Благодаря современным тенденциям развития микроэлектроники и вычислительной техники, активно идет поиск новых, более совершенных конструктивных решений бесконтактных двигателей постоянного тока (БДПТ), которые управляются цифровыми электронными устройствами. Все многообразие конструктивных и технологических моделей новых электрических машин обуславливается следующими факторами:

- возможность внедрения любого алгоритма управления.
- баланс между относительной рентабельностью и эксплуатационными показателями.

Из многообразия видов БДПТ малой и средней мощности в настоящее время интенсивно развиваются и совершенствуются два типа БДПТ: с возбуждением от постоянных магнитов (ПМ) и с самовозбуждением, обладающие электромагнитной редукцией частоты вращения ротора.

К первому типу БДПТ относятся в общем случае два вида электродвигателей с m -фазными обмотками управления: с ПМ в воздушном зазоре и с ПМ в магнитопроводе ротора или статора. Ко второму типу БДПТ относятся вентильные индукторно-реактивные двигатели (ВИД) с m -фазными обмотками самовозбуждения-управления [с.3].

ВИД для нормальной работы требует в своем составе датчик положения ротора (ДПР). Помимо этого, в силу конструктивных особенностей, ВИД необходим сложный алгоритм управления, и его реализация на дискретных элементах достаточно не технологична. Однако на сегодняшний день достижения микропроцессорной техники существенно повышают рентабельность электропривода, этому, в большей степени, способствует решение отказаться от ДПР, заменив его на программный аналог [с. 22, 25].

1 Анализ разработок вентильно-индукторных двигателей с бездатчиковым управлением

1.1 Принцип работы вентильно-индукторного двигателя

Вентильно-индукторный двигатель (ВИД) - совокупность электромеханического преобразователя энергии и электронного блока управления (ЭБУ). Электромеханический преобразователь (рисунок 1.1) – это синхронная машина, у которой различное число зубцов на статоре и роторе. Конфигурация ВИД обозначается дробью Z_1 / Z_2 , где Z_1 число зубцов статора, а Z_2 - ротора [с.4, 5]. В общем случае числа зубьев статора и ротора определяются зависимостью (1.1)

$$Z_1 = Z_2 \pm 2 \cdot k, \quad (1.1)$$

где $k = 1, 2, 3$ - натуральный ряд чисел;

Самые распространенные конфигурации ВИД: 6/4, 8/6, 10/8, 12/10. Обмотки на статоре изготавливаются сосредоточенными, фаза располагается на двух диаметрально противоположенных зубцах. Число фаз m определяется из соотношения (1.2)

$$m = Z_1 / 2. \quad (1.2)$$

Ротор обмоток не имеет, т.е. является пассивным.

Электронный блок управления (рисунок 1.2) включает в себя следующие элементы:

- блок управления коммутацией, обеспечивает алгоритм управления коммутацией фаз ВИД и систему управления электронным коммутатором;
- ДПР, в нужный момент производит включение или отключение фаз.
- коммутатор, связывает источник питания и фазы.
- датчик тока (в редких случаях).

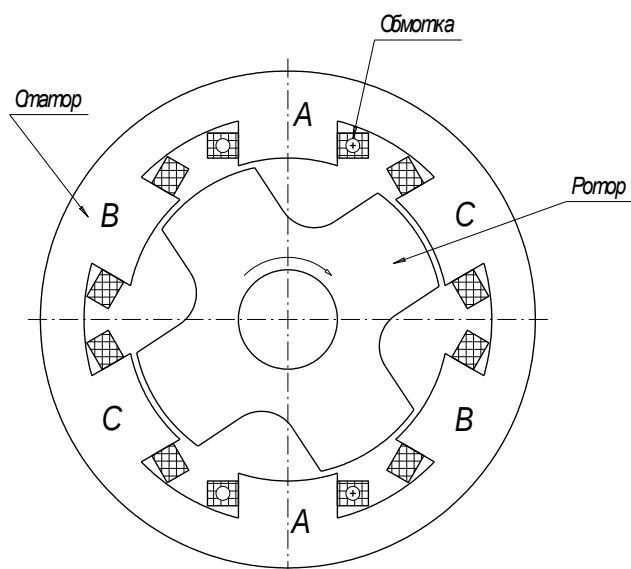


Рисунок 1.1 – Индукторная машина конфигурации 6/4

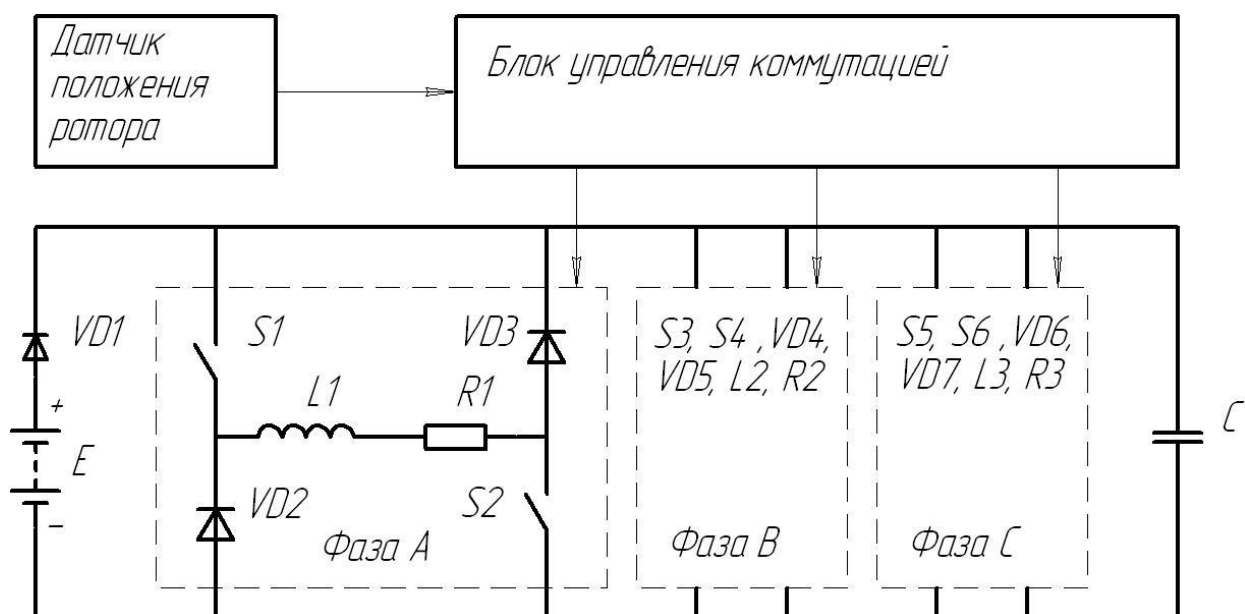


Рисунок 1.2 – Электронный блок управления

Принцип действия ВИД основан на реактивном взаимодействии статорных и роторных зубцовых зон: зубцы ротора пытаются занять место относительно возбужденных зубцов статора (выбираются самая симметричная на данный момент пара). Рассогласованное положение зубцов - положение,

когда зубец расположен напротив паза, так как в зазоре наибольшее сопротивление, индуктивность фазы приближена к нулю. Согласованное положение зубцов - зубцы находятся друг напротив друга, индуктивность фазы принимает максимальные значения [с.21, 22].

Отношения максимальной и минимальной индуктивности фаз $L_{\max}/L_{\min} = 7...10$ определит момент, который развивает вентильно-индукторный двигатель.

1.2 Алгоритмы управления вентильно-индукторным двигателем

Электронный блок управления в зависимости от назначения индукторной машины (ИМ) может реализовывать различные алгоритмы управления. Выбирая вид управления, мы должны учитывать диапазон частоты вращения и допустимый уровень пульсации вращающего момента. От 0 до 200 мин⁻¹ - диапазон низких вращения ротора, от 200 до 500 мин⁻¹ - диапазон средних частот, от 200 до 500 мин⁻¹ - диапазон высоких частот. Какие же бывают способы управления ИМ:

а) широтно-импульсная модуляция (ШИМ) напряжения (в основном для низких частот вращения). Бывает жесткой и мягкой, с расфорсировкой и без расфорсировки соответственно. Данный способ предполагает питание фазы импульсами напряжения с постоянной скважностью, форма токовой волны изображена на рисунке 1.5, а;

б) широтно-импульсная модуляция (ШИМ) тока (для низких скоростей и больших моментов). Данный способ предполагает наличие датчика тока, с помощью которого величина ток в фазе, достигая уставки, становится постоянной, а при приближении к согласованному положению зубцов гасится (рисунок 1.5, б).

в) Фазовое регулирование (средние и высокие частоты вращения). В данном способе согласно частоте вращения определяется, когда нужно подключать обмотку следующей фазы. До того, как величина тока не

принимает значение равное нулю в положение зубцов “согласованном” (рисунок 1.5, в), подается напряжение. Заметное влияние на форму токовой волны оказывает противо-ЭДС (рисунок 1.5, г), это встречается на высоких скоростях и может неблагоприятно сказываться на удельных показателях индукторной машины

г) Адаптирование токовой волны (АТВ), на сегодняшний день самый перспективный метод управления ИМ. Суть метода: в фазах создаются токи, суммарный момент этих токов перманентен (коэффициент пульсаций равен нулю) для данного режима. Метод реализуется системой «микропроцессор – силовые ключи» и представляет собой совокупность алгоритмов расчета токовых волн для любого возможного режима работы привода. Применение АТВ дает нам возможность значительно снизить КПМ (коэффициента пульсаций момента) до 1,16.

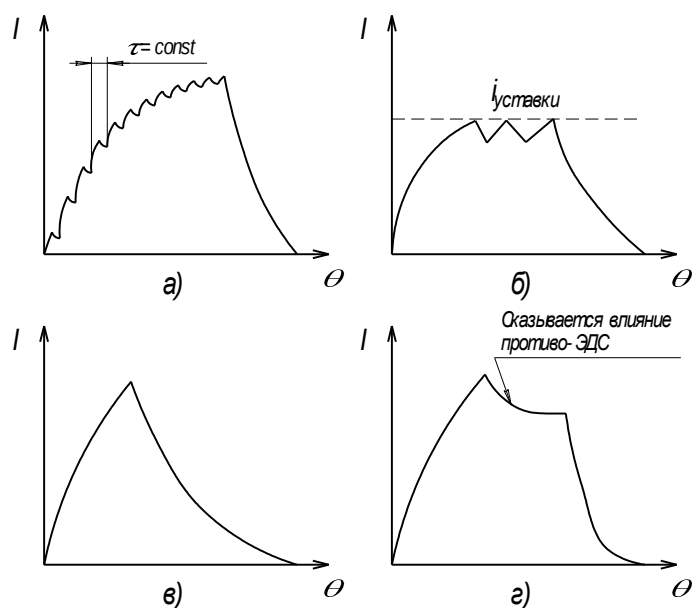


Рисунок 1.5 – Виды управления индукторной машиной

1.3 Датчики положения ротора систем управления вентильно-индукторными машинами

Датчик положения - определяют положения магнитной оси ротора и магнитной оси статора, эквивалентной ей. Также он выдает требуемые на текущий момент времени команды управления схемой коммутатора. В подавляющем количестве приводов используются датчики трех типов: индуктивные, Холла и фотодатчики. Конструктивно, не зависимо от типа, датчик представляет собой дополнительную «надстройку» на свободном конце вала двигателя. Обязательным элементом является задатчик – обычно это диск с зубцами или прорезями. Рассмотрим отдельно три указанных типа датчика:

- ДПР индуктивного типа. Чувствительный элемент – катушка, намотанная на ферромагнитный сердечник. Задатчик – зубчатый диск. Число зубцов определяет точность определения положения. Их количество определяется условием: ширина межзубцового промежутка должна в 2-3 раза превышать толщину магнитопровода (сердечника) датчика (если используются дроссели насыщения). Для увеличения точности устанавливаются дополнительные чувствительные элементы сдвинутые друг от друга на угол γ равный

$$\gamma = \tau \cdot n + \tau/k, \quad (1.3)$$

где τ - зубцовое деление задающего диска,

n - целое число,

k - количество чувствительных элементов;

При этом число импульсов возрастает пропорционально k . Недостатками данного датчика являются: форма сигнала, отличная от прямоугольной (особенно это заметно на низких скоростях – появляется эффект «дребезга» в переключении коммутатора); фазовый сдвиг на высоких скоростях (сказывается влияние ЭДС самоиндукции); малая точность в сравнении с датчиками других типов; большая материалоемкость датчика в целом (массивный диск, использование постоянных магнитов (ПМ)). В настоящее время ДПР данного типа в новых разработках не используется.

- ДПР на основе эффекта Холла. Задатчик – диамагнитный диск с прорезями, перекрывающими магнитный поток от ПМ, установленного

напротив элемента Холла. Датчик вырабатывает прямоугольные импульсы требуемой амплитуды (чувствительный элемент и усилитель сигнала выполнены по гибридной технологии). Позволяет добиться большей точности, чем при использовании индуктивного датчика. Используется в большинстве разрабатываемых приводов.

- Оптические ДПР. В качестве задатчика используется прозрачный диск со штрихами, нанесенными методом фотолитографии. Диск своими штрихами перекрывает световой поток, поступающий от светодиода на приемник – фотодиод. Оптические датчики могут содержать несколько пар свето- и фотодиодов при условии, что на диске сделаны прозрачные секторы величиной, соответствующие разряду каждой пары. Они представляют информацию об угле в двоичном параллельном коде. Оптические датчики обладают самой высокой точностью и выполняются на ответственных приводах.

1.4 Причины, затрудняющие использование вентильно-индукторных двигателей в автомобильном машиностроении

Вентильно-индукторный привод в виду своей конструкции и принципа действия обладает рядом преимуществ и недостатков. Положительные качества ИМ в основном определяются простотой конструкции электромеханического преобразователя, его низкой стоимостью и высокой надежностью. Поскольку обмотки статора выполнены сосредоточенными, становятся невозможными замыкания между фазами. Расход меди мал, т.к. ротор не имеет обмотки. ИМ способна развивать большие моменты и обладает высоким КПД, что позволяет использовать данные электрические машины в составе высокомоментных, безредукторных приводов. Недостатком ВИД являются высокие значения пульсаций вращающего и пускового моментов, обусловленные принципом действия ВИД. Необходимо обратить внимание на то, что данный недостаток

является сегодня серьезной проблемой, т.к. складывается из ряда факторов. Перечислим их в порядке убывания значимости:

- число фаз машины (конфигурация). С увеличением числа фаз пульсации снижаются. При увеличении числа фаз растет «перекрытие» включения фаз, диаграмма суммарного момента получается более ровной (близкой к прямой). Использование большого числа фаз (более четырех) расширяет возможности алгоритмов адаптирования токовой волны.

- Угловая частота вращения ротора. На средних скоростях пульсации момента выше, чем на низких, это объясняется ограниченными возможностями формирования токовой волны (обычно используется фазовое регулирование). На высоких скоростях пульсации несколько снижаются, т.к. становится заметным влияние противо-ЭДС на форму токовой волны, изменяя её в более благоприятную (с точки зрения пульсаций момента) сторону.

- Использование алгоритмов адаптирования токовой волны. При использовании данного метода разработчик может закладывать заведомо более низкие значения коэффициента пульсации. В идеале алгоритмы АТВ позволяют получить нулевые пульсации момента, однако на практике пока не удается учесть всех факторов влияющих на форму токовой волны (насыщение, противо-ЭДС, отклонение параметров питающего напряжения от номинальных). Затруднено получение самих алгоритмов, в связи недостаточностью теоретических выкладок по ИМ.

- Ориентация на получение максимально возможного момента. При получении максимального мгновенного момента необходимо, чтобы пики тока и скорости роста индуктивности (первая производная индуктивности фазы по времени) совпали, при этом значительно растут пульсации. При получении низких пульсаций момента требуется, чтобы ток в фазе достиг своего максимума до прохождения зоны интенсивного роста индуктивности, что уменьшает КПД.

- Возможность инвертирования напряжения позволяет более тонко изменять форму токовой волны, получая более низкие пульсации момента.

Особенно сказывается этот фактор на высоких скоростях, когда ток при обычном управлении (без расфорсировки) приходится либо снижать (иначе он не успевает упасть до нуля при прохождении зубцами согласованного положения), либо дополнительно закладывать более высокие значения пульсации момента, т.к. оставшаяся энергия, запасенная в обмотке, тратится на создание тормозного момента.

1.5 Постановка задачи исследования

Бездатчиковое управление ВИД вполне применимо, так как мы вполне можем заменить датчик положения ротора, определением положения магнитной оси ротора и магнитной оси статора, эквивалентной ей, и выдачей соответствующих команд для управления схемой коммутатора. То есть. датчик способен контролировать коммутацию наисложнейших систем, как это описано [с.11], датчик угла должен иметь оптимальное число меток на оборот, чтобы была возможность получать с него прерывания для управления углом включения/отключения. Тем не менее, именно такой датчик является «камнем преткновения» для бесконтактных машин. Поэтому сделать систему управления углом коммутации на основе малого числа импульсов, не привязанных к моментам включения/отключения фаз является важной и приоритетной задачей. По сути, в такой системе датчик положения сильно упрощается, т.к. для системы основной становится информация о скорости вращения ротора. При решении данной проблемы следует учитывать то важное обстоятельство, что преобразование энергии в ВИД происходит дискретно, в течении шага, следовательно, имеют место пульсации момента. Очевидно алгоритм управления должен учитывать изменение скорости в течении шага, для точного вычисления угла коммутации [с.23, 24]. Одним из недостатков ВИД является высокий уровень шума. Дело в том, что для данного класса приводов велика вибрационная составляющая акустического шума. Вибрация возникает вследствие импульсного создания вращающего момента и

электромагнитных сил, вектор которых пересекает ось вращения ротора (возникают колебания ротора в опорах). Следовательно, требуется оптимизировать закон коммутации, как введением зон совместной работы фаз (согласно [с.12] «Усложнение закона коммутации введением зон одновременного включения фаз позволяет добиться снижения пульсаций момента и увеличить среднее значение момента ВИД»), так и подбором формы токовой волны, при которой вибрации минимальны. Исходя из выше изложенного, можно сформулировать цели и задачи исследования.

Целью настоящего дипломного проекта является разработка системы управления вентильно-индукторным двигателем без датчика положения ротора.

В решении этой задачи помогут:

- исследования уже ранее внедренных моделей ВИД;
- исследования существующих видов бездатчикового управления вентильно-индукторным двигателем;
- разработка методики расчета главных размеров магнитной системы и обмоточных данных вентильно-индукторной машины;
- внедрение алгоритма работы системы управления вентильно-индукторным электроприводом;
- внедрение функциональной и электрической принципиальной схемы системы управления и расчет ее элементов;

2 Разработка электрической принципиальной схемы управления вентильно-индукторным двигателем

2.1 Разработка функциональной схемы электропривода

С учетом современных стандартов микроэлектроники разработка системы управления ВИД должна основываться на однокристальной микро ЭВМ. Цель данного дипломного проекта - разработка системы с бездатчиковым управлением ВИД, поэтому положение ротора будет определяться на основе обработки данных с токовых датчиков. Для питания обмоток индукторной машины выбрана схема полумостового коммутатора, так как при минимальной стоимости самого коммутатора она позволяет получить наибольший КПД. В связи с тем, что выходы микроконтроллеров довольно ограничены по своей нагрузочной способности, будут добавлены дополнительные схемы, преобразующие сигналы управления силовым коммутатором. В таких случаях обычно используют драйвера. Их микросхема будет развязывать коммутатор и микроконтроллер а также: устанавливает так называемое «мертвое время» (deadband), его задача - исключение сквозных токов в полумостах; как только МОП транзисторы начинают открываться, на их базы подается повышенное напряжение, что дает им возможность быстро перейти в полностью открытое состояние; дабы защититься от пониженного напряжения и короткого замыкания, активируются схемы защиты включает схемы защиты от пониженного напряжения; в случае перегрева, поступает сигнал от встроенного датчика температуры на схему отключения. Для питания будет использоваться трехвыводной, параметрический, интегральный стабилизатор напряжения.

Функциональная схема изображена на рисунке 2.7. В свой состав схема включает следующие элементы:

- ВИД - вентильно-индукторный двигатель;
- ДТ - датчики тока;
- Д - датчик температуры;

- МК - микроконтроллер;
- АЦП - аналогово-цифровой преобразователь;
- ШИМ - широтно-импульсный модулятор;
- ФК - формирующий каскад;
- ТПК - транзисторный полумостовой коммутатор;
- ДУП - драйвера управления полумостами.

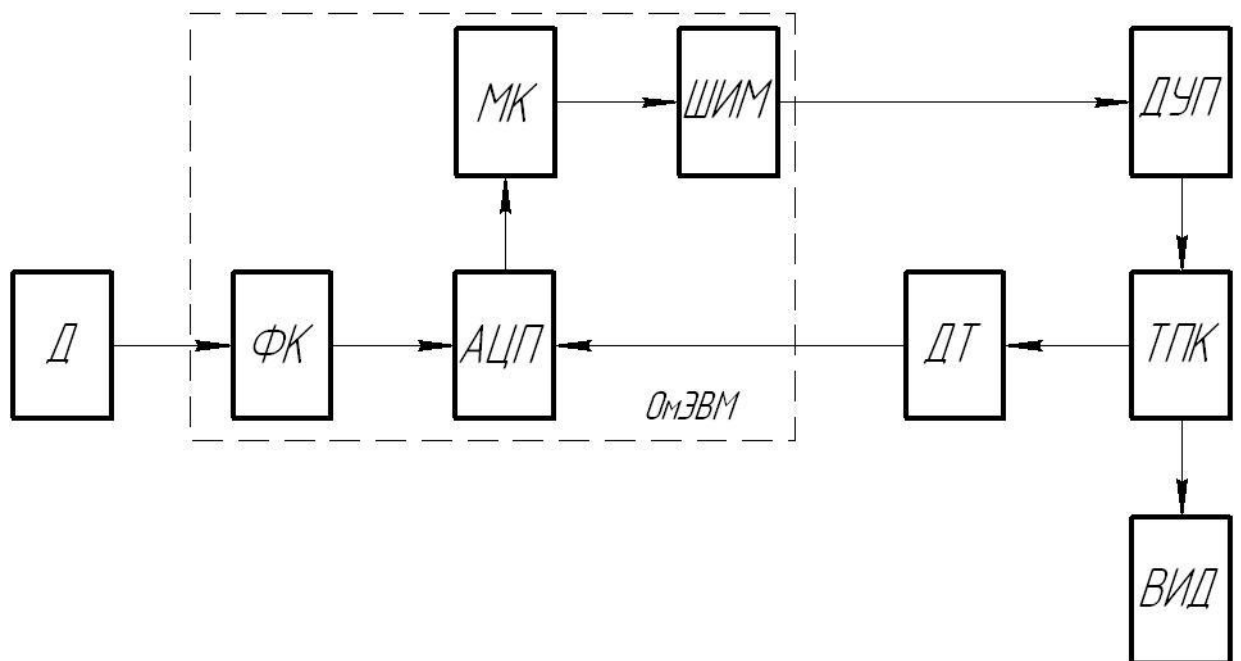


Рисунок 2.7 – Функциональная схема системы управления вентильно-индукторным двигателем

С помощью датчика температуры происходит связь с внешней средой. Информацию о состоянии датчика воспринимают АЦП и формирующий каскад, затем происходит преобразование информации в цифровой вид, и она передается микроконтроллеру, тот, в свою очередь, обновляет её до информации о необходимой скорости вращения ротора. В роли корректора сигналов, которые подводятся к блоку широтно-импульсной модуляции, также выступает микроконтроллер. Происходит формирование импульсных последовательностей (основываются на данных с микроконтроллера), далее они

будут преобразованы драйвером в сигналы управления транзисторным полумостовым коммутатор. Все полумосты имеют датчики тока, которые собирают информацию, затем аналогово-цифровой преобразователь приводит её (аналоговый сигнал) к цифровому виду, это позволяет ограничивать ток в обмотках, и, самое главное, контролировать положение ротора.

2.2 Выбор элементной базы

Возможности современных механизмов и агрегатов автомобиля растут на 8% в год, вместе с этим растёт и их значимость.

На сегодняшний день наблюдаются следующие ориентированность совершенствования бортовой автомобильной электроники:

- внушительными темпами идет замена электрических узлов на дискретных элементах (регуляторы напряжения, блоки управления охранной сигнализацией, регуляторы систем отопления, кондиционирования, подогрева двигателя, тахометры, спидометры и т. д.) электронными. Это позволяет использовать более оптимальные алгоритмы управления, в ряде случаев такая замена способствует повышению надежности управляемого узла;

- производители внедряют электронные устройства для сбора информации о состоянии всех узлов автомобиля. Все чаще подобные системы используют микро ЭВМ, что создает возможность анализировать поступающую информацию, сохранять её и при необходимости воспроизводить;

- постоянная модернизация систем управления двигателем (СУД). Зажигание, подача топлива, воздуха – параметры, которыми управляет современная СУД. Направленность алгоритмов управления, в основном, ориентирована на получение показателей токсичности, соответствующих ужесточающимся требованиям по экологичности транспортного средства;

- все большую роль электронные системы играют в системах активной безопасности и поддержания комфорта (тормозная система, трансмиссия и другие узлы автомашины).

Современное автомобильное оборудование стоит рассматривать в качестве комплекса электронной аппаратуры и управляемых исполнительных устройств, это происходит в следствии возможности внедрения микроконтроллером практически любого алгоритма управления.

Но электроника, находящаяся на борту автомашины, отличается от аналогов в значительной степени, тому виной внешние условия, воздействующие на транспортное средство. Важнейшие факторы, которые необходимо учитывать при разработке автомобильной электроники – степень помех, температурный режим вокруг транспортного средства, диапазон изменения напряжения в бортовой сети [с.10].

Обратившись к ГОСТ Р 52230 – 2004 мы можем сформулировать требования к электрооборудованию, а именно: устанавливаются диапазоны воздействий внешней среды на изделия электрооборудования в зависимости от места установки на автомобиле (в моторном отделении, в кабине или с внешней стороны кузова), при которых функционирование изделий должно соответствовать ТУ. С учетом возможности установки электронной аппаратуры в моторном отделении или в другом месте ТС, спроектированное оборудование должно сохранять работоспособность в диапазоне температур от - 55 до + 85 °С (ГОСТ Р 52230 – 2004).

В некоторых случаях требуется закладывать возможность работы электронных устройств в более широком диапазоне изменения температуры окружающей среды.

В соответствии с выше указанным ГОСТ электронная аппаратура, при номинальном напряжении бортовой сети $U_{ном} = 12$ В, при изменении этого напряжения в пределах 5 ... 15, должна быть полностью работоспособна. В самом общем случае, для увеличения стабильности характеристик, аппаратуру подключают к источнику стабилизированного напряжения.

Нужно учитывать, что работе аппаратуры транспортного средства мешают помехи. Основным источником помех по цепям питания и полевым являются индуктивные нагрузки, работающие в нестационарном режиме.

Характер и уровень помех может быть самым разным, тут играет роль огромное число факторов, в том числе и от трассировки жгутов проводов, расположения агрегатов электрооборудования, исполнения коммутирующих элементов, наличия электромагнитного экранирования и др. Для каждой модели автомобиля совокупность перечисленных факторов уникальна. Поэтому было общепринято отталкиваться от самым неблагоприятных условий работы.

В большинстве случаев питание всего электрооборудования осуществляется от параллельно соединенных генератора и аккумуляторной батареи (АКБ). В данной случае АКБ, помимо прочего, выполняет роль защитника электроники от помех низкой частоты.

Допустимыми при работе электронной аппаратуры считаются помехи с параметрами, приведенными в таблице 2.1 (в соответствии с РТМ «Нормы перенапряжений в автотракторных системах электрооборудования» и РТМ 37.003.011 – 76 «Методика измерений перенапряжений в автотракторных системах электрооборудования») [с.13, 14]

Таблица 2.1 - Допустимые импульсные помехи в нормальном режиме эксплуатации

Номинальное напряжение, В	Уровень напряжения (мгновенные значения), В, не более, при длительности на этом уровне				
	0,3 мкс	10 мкс	0,3 мс	10 мс	300 мс
14 (12)	(42/6) ¹	42/6	28/6	23/8	17,5/10,5
28 (24)	56/14	56/14	56/14	45/15,5	35/21

Конденсаторы, диоды, транзисторы, резисторы – самые главные элементы электроники в транспорте. Перечень этих компонентов на сегодняшний день довольно обширен, они обязательно будут отличаться друг от друга целым рядом параметров. Что необходимо учитывать:

¹ В числителе максимальные значения, а в знаменателе - минимальные

- Важно, чтобы изделия выпускались серийно;
- стабильность характеристик в самых разных условиях (температура, влажность, давление и др.);
- они должны сохранять работоспособность при воздействии на них помех в цепях питания и наводимых внешним электромагнитным полем;
- их массогабаритные показатели должны быть уменьшены на столько, на сколько возможно (с сохранением длительного срока службы).

Исходя из приведенных факторов, предпочтем следующих производителей: International recifier, Panasonic, Siemens Matsushita components, ON Semiconductor (ON). Их продукция соответствует требованиям, описанных выше[с.15].

Применяем резисторы серий P1 и C2, полярные конденсаторы Panasonic и керамические конденсаторы серий KM4, KM5, KM6. Электронные силовые ключи MOSFET IRFU024N (International recifier). Интегральные схемы управления полумостами электронного коммутатора IR2302 (International recifier). Интегральный параметрический стабилизатор напряжения KP142EH12A. Варистор S10K14AUTO (Siemens Matsushita components). Микросхема операционных усилителей для датчиков тока K1401УД2А. TVS-диод (transient voltage suppressor) марки 1N6210CA (ON) для защиты схемы. Диоды Шоттки для работы в полумостах MBR360 (ON). Микроконтроллер TMS320LC2402A. Данное электронное устройство является специализированным для управления вентильно-индукторным двигателем. Напряжение питания микросхемы составляет 3,3 В ($\pm 0,3$ В), потребляемый ток при полном быстродадействии (40 миллионов операций в секунду) равен 85 мА. Преимуществом данной однокристалльной микро ЭВМ состоит в наличии встроенной памяти программ и данных, микросхема выпускается в шестидесяти четырех выводном корпусе, обладает высоким быстродадействием, имеет развитую периферию [13, 15].

2.3 Разработка электрической принципиальной схемы

Описание электрической принципиальной схемы проводится на основе схемы, представленной на чертеже № 14-140601.022.019.5000.ЭЗ.

Основным элементом системы управления является микроконтроллер. В данном дипломном проекте в его роли будет выступать микросхема TMS320LC2402A (DD1). Входными сигналами для него являются:

- сигнал с датчика температуры (контакт 3). В качестве датчика температуры используется полупроводниковый терморезистор, который установлен в систему охлаждения двигателя (штатный датчик температуры охлаждающей жидкости). Делитель напряжения (резисторы R2 R3) будет обеспечивать работу датчика, послужив посредником между ним и бортовой сетью. Используем формирователь-ограничитель, так как требуется согласование между напряжениями на аналоговых входах ОмЭВМ и датчика на входе. Конструктив также предполагает наличие конденсатора C2 и стабилитрона VD2, которые расположены на входе цепи усилителя-ограничителя, их функция - подавление импульсных выбросов напряжения. В качестве формирователя кода цифрового сигнала, в соответствие с аналоговым напряжением (что, по сути, является функцией температуры), используется восьмиканальный десятиразрядный аналогово-цифровой преобразователь ОмЭВМ. Для более точного измерения сигнала требуется настройка баланса нуля, с этой задачей призван справиться второй канал аналогово-цифрового преобразователя. На оба канала (ADCIN03, ADCIN04) заведены выходы формирователя-ограничителя, который построен на основе усилителя Нортон; - задействован режим “программная установка начала преобразования (S/W)” для сигналов с датчиков тока на входах: ADCIN00, ADCIN01 и ADCIN02.

Такая установка задается с помощью записи управляющего слова слова в регистр управления аналогово-цифрового преобразователя. После инициализации МК, данные о текущем напряжении ADCIN00 и ADCIN01 остаются в регистре результатов. Резисторы R11, R18 и R25 являются датчиками тока, потребляемый схемой коммутатора ток пропорционален

падению напряжения на них. Для измерения высокочастотного тока резисторы должны обладать минимальной индуктивностью, и иметь точность не менее 1.1%. Для этих целей используем R11, R18 и R25. Так как схема применяется с диодами VD4, VD5 (и соответственно VD7, VD8 и VD10, VD11), в следствии обратного тока в диодах, вся накопленная уходит обратно в сеть (при полностью закрытых транзисторах VT1, VT2, VT3, VT4, VT5 и VT6). В этом случае операционный усилитель (ОУ) DA1.2 (и соответственно DA1.3, DA1.4) следует подключать со смещением рабочей точки (между уровнем 3,3 В и нулём) в этом помогут R16, R17 (и соответственно R23, R24 и R30, R31). Согласно напряжению на R11, R18 и R25 (при протекании через них токов, которые потребляют коммутаторы соответствующих фаз), и максимально допустимому напряжению преобразования АЦП (резисторы R14, R15 и, соответственно, R21, R22 и R28, R29) был выбран коэффициент усиления ОУ. Точность не менее 1.1% - обязательное условие для резисторов, входящих в состав схемы обвязок ОУ.

Для отключения обмоток двигателя, как пороговые значения по току будут использоваться каналы ADCIN00, ADCIN01, ADCIN02 ОмЭВМ, так же каналы ADCIN03 и ADCIN04 предназначены для полного диапазона изменения напряжения датчика температуры.

Формируемые импульсные последовательности на PWM1/IOPA5, PWM2/IOPA6, PWM3/IOPA7 – это следствие обработки входных сигналов. Мы можем свободно изменять частоту на выходах в каждом периоде, так как МК TMS320LC2402A на своем борту имеет модуль ШИМ. Свои собственные, встроенные резисторы, которые стыкованы с шиной питания (internal pullup), имеют выхода. Благодаря резисторам R7, R8, R9, присутствует нулевой уровень, а также, в совокупности со встроенными резисторами получаем делитель напряжения. Не парное включение выходов ШИМ будет использоваться для контроля коммутатора, микросхемой драйвера DD2 (DD3, DD4) - IR2302 будет осуществляться разделение сигналов. Задачи драйвера – гальваническая развязка микроконтроллера и коммутатора, а также драйвер

автоматически устанавливает “мертвое время” (20 нс). Величины емкостей C12, C15, C17 и C13, C16, C18 считаются по значениям тока затвора, частоты следования импульсов на силовые ключи, а также значения заряда затвора. Диод VD3, (VD6 и VD9) с резисторами R12, R13 (R19, R20 и R26, R27) являются типовой обвязкой микросхемы IR2302.

BQ1 – кварцевый резонатор (фильтрующие емкости C9 и C11 и кольцевой фильтр на элементах C8, C10, R11 для минимизации флуктуации частоты), его задачей является формирование импульсов тактовой частоты МК. Емкость C7 отвечает за сброс МС, причем его заряд (при включении питания) должен длиться не менее 125 периодов тактовой частоты, так как это время инициализации МК. Сторожевой таймер (watchdog) подает сигнал, по которому и происходит сброс (есть возможность сброса по заданным условиям).

Имеется рекомендация подключения входа TRST к земле через R6 сопротивлением 2,2 кОм (так как ему требуются дополнительные элементы обвязки), это нужны в ситуациях, когда МК используется в среде с высокоуровневыми помехами.

Свободные входа аналогово-цифрового преобразователя рекомендуется соединить с землей.

С помощью напряжения повышенной стабильности 3,3 В и уровней 12 В, 3,3 В сформируем питание системы. Бортовая сеть автомобиля – источник питания вентильно-индукторного привода, но в ней осуществимы помехи и броски питающего напряжения. Для защиты схемы от перенапряжения в бортовой сети автомобиля служит TVS-диод (transient voltage suppressor) VD1 марки 1N6210CA от фирмы ON Semiconductor. Автомобильный варистор R1 защитит от бросков по питанию. В качестве сглаживающих фильтров на входе – C1 и C3, на выходе – C4 и C5, C6. Емкости C1, а также C4 и C6 – электролитические, это сделано с целью подавить длительные помехи. Керамические емкости C3 и C5 призваны подавить высоковольтные выбросы. С помощью R4 делаем отдельную цепь питания (необходима для питания операционного усилителя и аналогово-цифрового преобразователя, так же она

задает предельный уровень преобразования). Резистор R5 является аналоговой и цифровой землей. Каждый элемент схемы (в исключение попадает только силовой коммутатор) подключен к цифровой земле, таким образом исключаются помехи по цепям питания, создаваемые работой коммутатора.

Силовой коммутатор основывается на MOSFET транзисторах VT1, VT2 (VT3, VT4 и VT5, VT6) и диодах Шоттках VD4, VD5 (и соответственно VD7, VD8 и VD10, VD11). Нагрузка в виде обмоток индукторной машины подключается к истоку VT1 и стоку VT2. Поскольку при работе индукторной машины подведенная энергия расходуется на создание магнитного поля, и только часть энергии превращается в механическую энергию (на основе выводов, сделанных в разделе 1 данной главы), часть энергии, запасенную в магнитном поле необходимо отдавать назад в сеть. Данная схема позволяет использовать запасенную в индуктивности обмоток энергию. Этим целям служит демпфирующая емкость C14.

3 Поверочный расчет

Структура расчета индукторной машины отличается от известных расчетных схем асинхронных и коллекторных машин, причиной тому - переменная индуктивность фазы, которая изменяется циклически и зависит от насыщения магнитопровода. Важно, что на сегодняшний день вентильно-индукторный привод имеет микропроцессорное управление, в следствии чего не может быть больших пусковых токов, мы можем не привязываться к частотам сети.

В данном расчете были приняты следующие допущения:

- а) взаимное влияние фаз не учитывается;
- б) коммутация считается мгновенной, включение фазы происходит в момент ее полного рассогласования;
- в) насыщение стали отсутствует;
- г) принимается примерная (максимально приближенная) кусочно-линейная аппроксимация кривой магнитной проводимости воздушного зазора;
- д) потери в сердечниках магнитопровода учитываются приближенно.

3.1 Исходные данные для расчета

Исходными данными для расчета являются:

- количество фаз ($m=3$);
- питающее напряжение ($U_n = 14_{-0,2}^{+0,2}$, В);
- мощность двигателя на валу ($P_{ном} = 130$ Вт);
- диаметр статора внешний ($D_a = 55$ мм);
- частота вращения в номинальном режиме ($n = 3000$ об/мин);
- количество пар полюсов первой гармонике ($p_1=1$);

3.2 Выбор конфигурации

Ищем число зубцов статора

$$Z_s = 2 p_1 m q_1, \quad (3.1)$$

где $q_1 = 1$ - число пазов на полюс и фазу;

$$Z_s = 2 \cdot 1 \cdot 3 \cdot 1 = 6.$$

Определяем численное значение зубцов ротора

$$Z_R = \left(\frac{Z_s}{p_1} - 2 \right) \cdot p_1 = \left(\frac{6}{1} - 2 \right) \cdot 1 = 4. \quad (3.2)$$

Необходимо правильно подобрать число полюсов и фаз, так как кроме нарушения таких немаловажных показателей, как рентабельность и энергоэффективность, может сильно усложниться сам конструктив вентильно-индукторной машины.

Основные зависимости: увеличение количества фаз увеличивает число модулей коммутатора (как показывает практика, это экономически невыгодно), но зато уменьшается пульсация вращающего момента. Когда же мы увеличиваем число полюсов, мы увеличиваем частоту фазного тока и перемагничивания, но в то же время это дает прирост виброакустических параметров [с.1, 2].

Частота фазного тока

$$f_c = \frac{n}{60} \cdot Z_R = \frac{3000}{60} \cdot 4 = 200 \text{ Гц}. \quad (3.3)$$

Далее вычисляем частоту вращения

$$n_1 = \frac{60 f_c}{p_1} = \frac{60 \cdot 200}{1} = 1200 \text{ об/мин.} \quad (3.4)$$

Находим частоту перемагничивания ротора (при $Z_s > Z_R$)

$$f_R = \frac{n + n_1}{60} \cdot p_1 = \frac{3000 + 1200}{60} \cdot 1 = 250 \text{ Гц}. \quad (3.5)$$

После выбора конфигурации перейдем к проектированию зубцовой зоны сердечников.

3.3 Проектирование зубцовой зоны статора

На рисунке 3.1 изображен вентильно-индукторный двигатель (его магнитная система) конфигурации 6/4 .

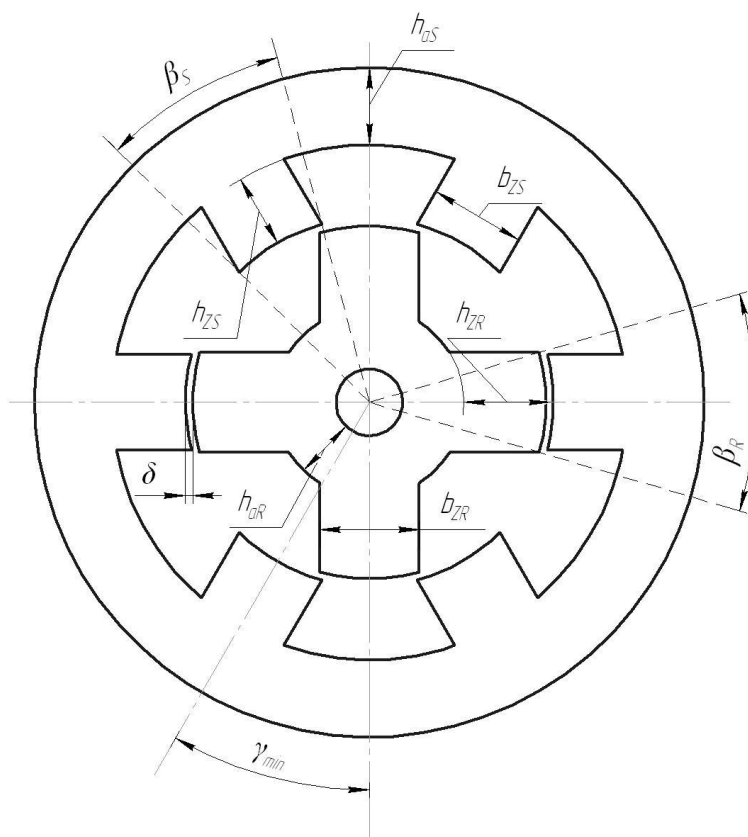


Рисунок 3.1 – Геометрические параметры магнитной системы ВИД

Сначала по принятым значениям Z_s и Z_r определим зубцовые деления статора и ротора в угловых единицах измерения. Зубцовое деление статора будет равно

$$t_{zs} = \frac{2\pi}{Z_s} = \frac{6,28}{6} = 1,047 \text{ рад}, \quad (3.6)$$

или

$$t_{zs} = \frac{360}{Z_s} = \frac{360}{6} = 60^\circ. \quad (3.7)$$

Зубцовое деление ротора

$$t_{ZR} = \frac{2\pi}{Z_R} = \frac{6,28}{4} = 1,571 \text{ рад}, \quad (3.8)$$

или

$$t_{ZR} = \frac{360}{Z_R} = \frac{360}{4} = 90^\circ. \quad (3.9)$$

Из следующих примерных соотношений определим угловые размеры, соответствующие ширине зубца ротора и статора на диаметре расточки

$$\beta_S = 0,45t_{ZS} = 0,45 \cdot 1,047 = 0,471 \text{ рад}, \quad (3.10)$$

$$\beta_R = 0,5t_{ZS} = 0,5 \cdot 1,047 = 0,524 \text{ рад}, \quad (3.11)$$

или $\beta_S = 27^\circ$ и $\beta_R = 30^\circ$.

Далее определим диаметр расточки статора

$$D_i = \frac{D_a}{1 + 2 \cdot (k_{haS} + k_{hZS}) \cdot \sin\left(\frac{\beta_S}{2}\right)}, \quad (3.12)$$

где $k_{haS} = (0,5...1)$ - отношение высоты ярма к ширине зубца статора (примем $k_{haS} = 0,5$);

$k_{hZS} = (0,5...6)$ - отношение высоты зубца статора к его ширине (примем $k_{hZS} = 2,5$);

$$D_i = \frac{55}{1 + 2 \cdot (0,5 + 2,5) \cdot \sin\left(\frac{27}{2}\right)} = 22,91 \text{ мм.}$$

Ширина зубца статора

$$b_{ZS} = D_i \cdot \sin\left(\frac{\beta_S}{2}\right) = 22,91 \cdot \sin\left(\frac{27}{2}\right) = 5,348 \text{ мм.} \quad (3.13)$$

Тогда высота ярма статора и его зубца соответственно равны

$$h_{aS} = k_{haS} \cdot b_{ZS} = 0,5 \cdot 5,348 = 2,674 \text{ мм}, \quad (3.14)$$

$$h_{ZS} = k_{hZS} \cdot b_{ZS} = 2,5 \cdot 5,348 = 13,371 \text{ мм.} \quad (3.15)$$

После расчета размеров зубцовой зоны статора перейдем к проектированию зубцовой зоны ротора.

3.4 Проектирование зубцовой зоны ротора

Выберем величину воздушного зазора. Исходя из рекомендаций, приведенных в [с.16], зазор для машин малой и средней мощности лежит в пределах от 0,3 до 0,5 мм (выбираем $\delta = 0,3$ мм). Находим внешний диаметр ротора

$$D_R = D_i - 2 \cdot \delta = 22,91 - 2 \cdot 0,3 = 22,31 \text{ мм.} \quad (3.16)$$

Зубцовое деление ротора (в миллиметрах)

$$t_{ZR} = \frac{\pi D_R}{Z_R} = \frac{3,14 \cdot 22,31}{4} = 17,522 \text{ мм.} \quad (3.17)$$

Ширина зубца ротора

$$b_{ZR} = D_R \cdot \sin\left(\frac{\beta_R}{2}\right) = 22,31 \cdot \sin\left(\frac{30}{2}\right) = 5,774 \text{ мм.} \quad (3.18)$$

Соотношения, характеризующие высоту ярма ротора и высоту зубцов

$$h_{ZR} = (20 \dots 30)\delta = (20 \dots 30) \cdot 0,3 = (6 \dots 9) \text{ мм,}$$

$$h_{aR} = (0,5 \dots 1,5)b_{ZR} = (0,5 \dots 1,5) \cdot 5,774 = (2,887 \dots 8,661) \text{ мм.}$$

Принимаем $h_{ZR} = 6$ мм; $h_{aR} = 3$ мм.

Предельная ширина паза ротора

$$b_{PR_max} = D_R \cdot \sin\left(\frac{t_{ZR} - \beta_R}{2}\right) = 22,31 \cdot \sin\left(\frac{90 - 30}{2}\right) = 11,155 \text{ мм.} \quad (3.19)$$

Наименьшая ширина паза статора

$$b_{PS_min} = D_i \cdot \sin\left(\frac{t_{ZS} - \beta_S}{2}\right) = 22,91 \cdot \sin\left(\frac{60 - 27}{2}\right) = 6,507 \text{ мм.} \quad (3.20)$$

Требуется, чтобы выполнялись следующие условия (это нужно, чтобы K_λ имел высокое значение): $b_{PR_max} > b_{ZS}$; $b_{PS_min} > b_{ZR}$. В нашем случае $11,155 > 5,348$ и $6,507 > 5,774$. Условия выполняются.

Найдем внутренний диаметр ротора, исходя из полученных

$$D_{Ri} = D_R - 2h_{ZR} - 2h_{aR} = 22,31 - 2 \cdot 6 - 2 \cdot 3 = 4,31 \text{ мм.} \quad (3.21)$$

В дальнейших расчетах нам потребуются еще некоторые геометрические параметры, которые имеет смысл рассчитать здесь же.

Площадь сечения паза статора

$$S_{PS} = \frac{\pi(D_i + h_{zs}) \cdot h_{zs}}{Z_s} - b_{zs} \cdot h_{zs} =$$

$$= \frac{3,14 \cdot (22,91 + 13,371) \cdot 13,371}{6} - 5,348 \cdot 13,371 = 182,489 \text{ мм}^2. \quad (3.22)$$

Максимальная площадь катушки

$$S_{K_max} = \frac{S_{PS}}{2} = \frac{182,489}{2} = 91,244 \text{ мм}^2. \quad (3.23)$$

3.5 Интервалы цикла коммутации

Вычислим угловую скорость ротора

$$\omega_R = \frac{2\pi n}{60} = \frac{2 \cdot 3,14 \cdot 3000}{60} = 314,159 \text{ рад/с}. \quad (3.24)$$

Максимальный интервал нарастания тока при минимальной проводимости

$$\gamma_{вкл_max} = 0,5 \cdot (t_{ZR} - \beta_s - \beta_R) = 0,5 \cdot (1,571 - 0,471 - 0,524) = 0,288 \text{ рад}. \quad (3.25)$$

Тогда время нарастания тока при минимальной проводимости будет равно

$$t_{вкл_max} = \frac{\gamma_{вкл_max}}{\omega_R} \cdot 10^3 = \frac{0,288}{314,159} \cdot 10^3 = 0,917 \text{ мс}. \quad (3.26)$$

Минимальный угол, на который необходимо повернуть ротор до согласованного положения какой-либо фазы, если в данный момент полностью согласована соседняя с ней фаза, равен

$$\gamma_{min} = t_{ZR} - t_{zs} = 1,571 - 1,047 = 0,524 \text{ рад}. \quad (3.27)$$

Тогда время работы фазы будет равно

$$t_{раб} = \frac{\gamma_{раб}}{\omega_R} \cdot 10^3 = \frac{0,524}{314,159} \cdot 10^3 = 1,667 \text{ мс}. \quad (3.28)$$

Угол перекрытия зубцов при повороте ротора из полностью рассогласованного положения на угол $\gamma_{\text{раб}}$

$$\beta_{SRm} = \gamma_{\text{раб}} - \gamma_{\text{вкл_max}} = 0,524 - 0,288 = 0,236 \text{ рад}, \quad (3.29)$$

при этом ширина перекрытия зубцов статора и ротора

$$b_{SRm} = 0,5 \cdot \beta_{SRm} \cdot (D_i - \delta) = 0,5 \cdot 0,236 \cdot (22,91 - 0,3) = 2,664 \text{ мм}. \quad (3.30)$$

3.6 Определение некоторых параметров обмотки и токов ВИД

Количество элементарных проводников в эффективном $a_{\text{эл}} = 1$, параллельных ветвей $a = 1$.

Число катушек в фазе

$$n_{\kappa} = \frac{Z_s}{m} = \frac{6}{3} = 2. \quad (3.31)$$

Число последовательно соединенных катушек в ветви

$$n_{\kappa\phi} = \frac{n_{\kappa}}{a} = \frac{2}{1} = 2. \quad (3.32)$$

Действующее значение тока на входе инвертора

$$I_d = \frac{P_{\text{ном}}}{\eta \cdot (U - 2U_B)}, \quad (3.33)$$

где η - ориентировочное значение КПД ВИД (принимается по [18] $\eta = 0,77$);

U_B - падение напряжения в вентиле инвертора (принимается по [19] $U_B = 0,4 \text{ В}$);

$$I_d = \frac{130}{0,78 \cdot (14 - 2 \cdot 0,4)} = 12,79 \text{ А}.$$

Формулы для связи I_d и $I_{K\text{м}}$, в зависимости от формы тока и коммутации, получаются разными.

Форма тока - прямоугольная, коммутация – одиночная

$$I_{Km} = \frac{I_d}{a} = \frac{12,745}{1} = 12,79 \text{ А.} \quad (3.34)$$

Действующее значение тока катушки (предварительно)

$$I'_K = \frac{I_{Km}}{\sqrt{m}} = \frac{12,745}{\sqrt{3}} = 7,384 \text{ А.} \quad (3.35)$$

Форма тока - треугольная, коммутация – одиночная

$$I_{Km} = I'_K \cdot 2,4 \cdot \sqrt{m} = 7,358 \cdot 2,4 \cdot \sqrt{3} = 30,697 \text{ А.} \quad (3.36)$$

Формулы (3.38) и (3.40) определяют два крайних случая – наименьшее и наибольшее возможные значения амплитуды тока. Реальное значение тока I_{Km} должно лежать в этом диапазоне.

3.7 Токи в фазах

Напряжение на индуктивности фазы обмотки:

$$U_{dL} = U - \Delta U'_R, \quad (3.37)$$

где $\Delta U'_R$ - падение напряжения на активном сопротивлении обмотки (в начале расчета принимается равным нулю и уточняется после определения активного сопротивления обмотки);

$$U_{dL} = 14 - 0 = 14 \text{ В.}$$

Выбираем длину сердечников l_δ и число витков в катушке W_K ВИД. Это итерационный процесс: необходимо провести несколько последовательных расчетов для того, чтобы найти оптимальное сочетание значений l_δ и W_K . В данной работе для экономии времени приведен только конечный вариант расчета с оптимально подобранными l_δ и W_K , исходя из обеспечения требуемой мощности и приемлемого коэффициента заполнения медью $k_{zm} = (0,35...0,45)$.

Принимаем $l_\delta = 31 \text{ мм}$; $W_K = 46$.

Тогда максимальное значение тока в катушке

$$I_{Km} = \frac{U_{dL} \cdot t_{\text{скл_max}}}{n_{\text{кв}} \cdot \mu_0 \cdot l_\delta \cdot W_K^2 \cdot \lambda_{\text{min}}} = \frac{14 \cdot 0,917}{2 \cdot 12,57 \cdot 10^{-7} \cdot 31 \cdot 46^2 \cdot 3,344} = 23,269 \text{ А.} \quad (3.38)$$

В вентильно-индукторном двигателе наибольшее значение потока может быть только в момент отключения фазы

$$\Phi_{\max} = \frac{U_{dL} \cdot t_{\text{раб}}}{n_{\text{кв}} \cdot W_K} = \frac{14 \cdot 1,667}{2 \cdot 46} = 0,254 \text{ мВб}, \quad (3.39)$$

поэтому амплитудное значение индукции в зубце статора

$$B_{ZS} = \frac{\Phi_{\max} \cdot 10^3}{b_{ZS} \cdot l_{\delta} \cdot 0,95} = \frac{0,254 \cdot 10^3}{5,348 \cdot 31 \cdot 0,95} = 1,61 \text{ Тл}. \quad (3.40)$$

Величина B_{ZS} должна лежать в пределах от 1,6 до 1,7 Тл.

Ток в катушке при перекрытии зубцов в момент $t_{\text{раб}}$ при ее отключении

$$I_{K_{\text{откл}}} = \frac{\Phi_{\max}}{\mu_0 \cdot l_{\delta} \cdot W_K \cdot \lambda_{SRM}} = \frac{0,254}{12,57 \cdot 10^{-7} \cdot 31 \cdot 46 \cdot 12,727} = 11,117 \text{ А}. \quad (3.41)$$

Зависимость тока необходимо представить, как аппроксимацию на нескольких участках коммутации (только так можно узнать действующее значение катушечного тока).

Интервал с начала включения ($\gamma = 0$), до начала перекрытия зубцов ($\gamma_1 = \gamma_{\text{вкл_max}}$), ток, линейно увеличиваясь, принимает значение I_{Km} . Далее ток, наряду с изменением потокосцепления и индуктивности, изменяется от I_{Km} до $I_{K_{\text{откл}}}$ (интервал от γ_1 до $\gamma_{\text{раб}} = \gamma_{\text{min}}$). Индуктивность фазы на данном участке

$$L(\theta) = L_1 + L_2 \theta \text{ Гн}, \quad (3.42)$$

$$\text{где } L_1 = L_{K_{\text{min}}} \cdot \left(1 - \frac{K_{\lambda} - 1}{\beta_S} \cdot \gamma_{\text{вкл_max}} \right); \quad (3.43)$$

$$L_2 = L_{K_{\text{min}}} \cdot \frac{K_{\lambda} - 1}{\beta_S}. \quad (3.44)$$

Определим минимальную индукцию

$$\begin{aligned} L_{K_{\text{min}}} &= \mu_0 \cdot l_{\delta} \cdot W_K^2 \cdot \lambda_{\text{min}} \cdot 10^{-3} = 12,57 \cdot 10^{-7} \cdot 31 \cdot 46^2 \cdot 3,344 \cdot 10^{-3} = \\ &= 2,758 \cdot 10^{-4} \text{ Гн}, \end{aligned} \quad (3.45)$$

здесь $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Г/м}$ – магнитная проницаемость воздуха;

Тогда

$$L_1 = 2,758 \cdot 10^{-4} \cdot \left(1 - \frac{6,124 - 1}{0,471} \cdot 0,288 \right) = -5,877 \cdot 10^{-4} \text{ Гн};$$

$$L_2 = 2,758 \cdot 10^{-4} \cdot \frac{6,124 - 1}{0,471} = 2,998 \cdot 10^{-3} \text{ Гн/рад};$$

$$L(\theta) = -5,877 \cdot 10^{-4} + 2,998 \cdot 10^{-3} \cdot \theta \text{ Гн}.$$

Уменьшение тока от $I_{K_откл}$ до нуля (интервал отрицательного напряжения). Соотношение Ψ и L , а также частота вращения влияют на его изменения. Примем, что на данном интервале ток уменьшается линейно.

Определим квадрат действующего значения тока катушки (учитывая аппроксимацию)

$$\begin{aligned} I_K^2 = & \frac{1}{m \cdot \gamma_{\min}} \left[\int_0^{\gamma_1} \left(\frac{I_{Km} \cdot \theta}{\gamma_1} \right)^2 d\theta + \int_{\gamma_1}^{\gamma_{\text{раб}}} \left(\frac{U_{dL} \cdot \theta}{\omega_R \cdot n_{\text{кв}} \cdot (L_1 + L_2 \theta)} \right)^2 d\theta + \right. \\ & \left. + \int_0^{\gamma_{\text{раб}}} \left(I_{K_откл} - \frac{I_{K_откл}}{\gamma_{\text{раб}}} \cdot \theta \right)^2 d\theta \right] = \frac{1}{3 \cdot 0,524} \cdot \left[\int_0^{0,288} \left(\frac{12,79 \cdot \theta}{0,288} \right)^2 d\theta + \right. \\ & \left. \int_{0,288}^{0,524} \left(\frac{14 \cdot \theta}{0,314159 \cdot 2 \cdot (-5,877 + 2,998 \cdot \theta)} \right)^2 d\theta + \int_0^{0,524} \left(11,117 - \frac{11,117}{0,524} \theta \right)^2 d\theta \right] = \\ & = 23,97 \text{ А}^2. \end{aligned} \quad (3.46)$$

После извлечения квадратного корня окончательно определяем действующее значение тока в катушке

$$I_K = 4,896 \text{ А}. \quad (3.47)$$

Значение номинального тока в фазе

$$I_\phi = I_K \cdot a = 4,889 \cdot 1 = 4,896 \text{ А}. \quad (3.48)$$

3.8 Момент и мощность ВИД

Аппроксимация кривой (п. 3.8) поможет определить вращающийся момент.

Нулевое значение момента (от $\gamma = 0$ до $\gamma_1 = \gamma_{\text{вкл_max}}$) при постоянно индуктивности. На участке от γ_1 до $\gamma_{\text{раб}}$ происходит уменьшение момента

$$M_{\text{откл}} = p_1 L_2 I_{K_откл}^2, \quad (3.49)$$

начиная с максимального значения

$$M_{\text{max}} = p_1 L_2 I_{Km}^2. \quad (3.50)$$

На интервале

$$\gamma_2 = \gamma_{\text{вкл_max}} + \beta_S - \gamma_{\text{раб}} = 0,288 + 0,471 - 0,524 = 0,236 \text{ рад}$$

момент уменьшается до значения

$$M_{H\text{max}} = p_1 L_2 \left(I_{K_откл} - \frac{I_{K_откл}}{\gamma_{\text{раб}}} \cdot \gamma_2 \right)^2, \quad (3.51)$$

и на интервале постоянной максимальной индуктивности он вновь принимает нулевое значение. Наконец, на интервале падающей индуктивности момент принимает отрицательное значение, приобретая тормозной характер

$$M_{T\text{max}} = p_1 L_2 \left(I_{K_откл} - \frac{I_{K_откл}}{\gamma_{\text{раб}}} \cdot \gamma_3 \right)^2. \quad (3.52)$$

С учетом этого запишем выражение для определения квадрата среднего момента ВИД

$$M_{\text{cp}}^2 = \frac{p_1 \cdot L_2}{\gamma_{\text{min}}} \left[\int_{\gamma_1}^{\gamma_{\text{раб}}} \left(\frac{U_{dL} \cdot \theta}{\omega_R \cdot n_{\text{кв}} \cdot (L_1 + L_2 \theta)} \right)^2 d\theta + \int_0^{\gamma_2} \left(I_{K_откл} - \frac{I_{K_откл}}{\gamma_{\text{раб}}} \cdot \theta \right)^2 d\theta + \right. \\ \left. + \int_{\gamma_3}^{\gamma_{\text{раб}}} \left(I_{K_откл} - \frac{I_{K_откл}}{\gamma_{\text{раб}}} \cdot \theta \right)^2 d\theta \right], \quad (3.53)$$

где $\gamma_3 = \gamma_2 + \beta_R - \beta_S = 0,236 + 0,524 - 0,471 = 0,288$ рад;

$$M_{\text{cp}}^2 = \frac{1 \cdot 2,998 \cdot 10^{-3}}{0,524} \cdot \left[\int_{0,288}^{0,524} \left(\frac{14 \cdot \theta}{0,314159 \cdot 2 \cdot (-5,877 + 2,998\theta)} \right)^2 d\theta + \right. \\ \left. \int_0^{0,236} \left(11,117 - \frac{11,117}{0,524} \cdot \theta \right)^2 d\theta + \int_{0,288}^{0,524} \left(11,117 - \frac{11,117}{0,524} \cdot \theta \right)^2 d\theta \right] = 0,175 \text{ (Н} \cdot \text{м)}^2.$$

Тогда средний момент ВИД будет равен

$$M_{cp} = 0,419 \text{ Н} \cdot \text{м}. \quad (3.54)$$

Номинальный момент

$$M_{ном} = \frac{P_{ном}}{\omega_R} = \frac{130}{314,159} = 0,414 \text{ Н} \cdot \text{м}. \quad (3.55)$$

Мощность ВИД

$$P = \omega_R \cdot M_{cp} = 314,159 \cdot 0,419 = 131,547 \text{ Вт}. \quad (3.56)$$

3.9 Коэффициент заполнения паза

Согласно рекомендациям, данным в [18], плотность тока в обмотках ВИД должна лежать в пределах от 3 до 9 А/мм². Для нашего случая примем плотность тока $j_K = 6 \text{ А/мм}^2$.

Определяем сечение меди катушки

$$S_{mk} = \frac{I_K W_K}{j_K} = \frac{4,896 \cdot 46}{6} = 37,535 \text{ мм}^2. \quad (3.57)$$

Сечение провода

$$S_{np} = \frac{S_{mk}}{W_K \cdot a_{эл}} = \frac{37,535}{46 \cdot 1} = 0,816 \text{ мм}^2. \quad (3.58)$$

В 3.10. выбираем провод.

Коэффициент заполнения паза медью (должен находиться в диапазоне 0,35÷0,45)

$$k_{зм} = \frac{S_{mk}}{S_{K_max}} = \frac{37,48}{91,244} = 0,411. \quad (3.59)$$

3.10 Учет активного сопротивления фазы

Средняя длина лобовой части катушки равна

$$L_{л_cp} = \frac{\pi}{2} \cdot \left[\frac{\pi(D_i + h_{zs})}{Z_s} - \frac{S_{K_max}}{h_{zs}} \right] = \frac{3,14}{2} \cdot \left[\frac{3,14 \cdot (22,91 + 13,371)}{6} - \frac{91,244}{13,371} \right] = 19,12 \text{ мм.} \quad (3.60)$$

Средняя длина витка катушки

$$L_{вum_cp} = 2 \cdot (l_{\delta} + L_{л_cp}) = 2 \cdot (31 + 19,12) = 100,241 \text{ мм.} \quad (3.61)$$

Активное сопротивление катушки при 20 °С

$$R_{K20} = \frac{L_{вum_cp} \cdot W_K^2 \cdot 10^{-3}}{57 \cdot S_{K_max} \cdot k_{зм}} = \frac{100,241 \cdot 46^2 \cdot 10^{-3}}{57 \cdot 91,244 \cdot 0,411} = 0,099 \text{ Ом.} \quad (3.62)$$

Активное сопротивление катушки при температуре обмотки $t_{обм} = 75$ °С

$$R_K = R_{K20} \cdot 1 + 0,0039(t_{обм} - 20) = 0,099 \cdot 1 + 0,0039 \cdot (75 - 20) = 0,12 \text{ Ом.} \quad (3.63)$$

Падение напряжения на активном сопротивлении фазы

$$\Delta U_R = n_{кв} \cdot R_K \cdot I_K = 2 \cdot 0,121 \cdot 4,889 = 1,179 \text{ В.} \quad (3.64)$$

Уменьшим исходное напряжение на 1,179 В, вычислим падение напряжения активного сопротивления фазы. Имея новое значение напряжения, сделаем перерасчет вентильно-индукторного двигателя с пункта 3.8 (в целях экономии времени данный расчет не приводится). После нескольких итераций получаем оптимальный вариант, удовлетворяющий заданным требованиям. Полученные значения сведены в таблицу 3.1

Таблица 3.1 – Конечные параметры проектируемого двигателя

l_{δ} , мм	W_K	k_{haS}	k_{hZS}	I_{Km} , А	B_{zs} , Тл	P , Вт	$k_{зм}$	S_{np} , мм ²	I_K , А	M_{cp} , Н·м
30	43	0,5	2,5	25,199	1,63	130,46	0,4	0,855	5,129	0,415

Отбираем медный круглый провод ([17] приложение 1) ПЭТВ диаметром 1,04 мм, и площадью поперечного сечения 0,849 мм².

Напряжение питания (уточненное)

$$U_d = U_{dL} + \Delta U_R = 12,821 + 1,086 = 13,908 \text{ В.} \quad (3.65)$$

3.11 Расчет потерь и КПД

Разделим все потери, имеющие место в ВИД, на электрические, магнитные и механические.

Пренебрегая потерями в соединительных проводах, электрические потери в обмотках ВИД

$$P_{эл} = I_K^2 \cdot R_K \cdot Z_S = 5,122^2 \cdot 0,106 \cdot 6 = 16,687 \text{ Вт.} \quad (3.66)$$

Магнитные потери составляют сумму гистерезисных потерь (из-за перемагничивания стали) и потерь на вихревые токи. Определение магнитных потерь в ВИД встречает большие сложности из-за несинусоидальности изменения магнитной индукции. Вместе с тем для приближенной оценки магнитных потерь в ВИД можно воспользоваться формулами, применяемыми при расчете потерь в традиционных ЭМ [с.20], с уточнением входящих в эти формулы коэффициентов.

Определяем индукцию в стальных участках магнитопровода.

- В ярме статора

$$B_{aS} = B_{ZS} \cdot \frac{b_{ZS}}{2h_{aS}} = 1,63 \cdot \frac{5,348}{2 \cdot 2,674} = 1,63 \text{ Тл;} \quad (3.67)$$

- в зубцах ротора

$$B_{ZR} = B_{ZS} \cdot \frac{b_{ZS}}{b_{ZR}} = 1,63 \cdot \frac{5,348}{5,774} = 1,51 \text{ Тл;} \quad (3.68)$$

- в ярме ротора

$$B_{aR} = B_{ZS} \cdot \frac{b_{ZS}}{2h_{aR}} = 1,63 \cdot \frac{5,348}{2 \cdot 3} = 1,453 \text{ Тл.} \quad (3.69)$$

Потери в стали статора

$$P_{CS} = \frac{p_{y0}}{B_u^2} \cdot \left(\frac{f_c}{f_u} \right)^{1,3} \cdot k_{da} B_{aS}^2 m_{aS} + k_{dz} B_{ZS}^2 m_{ZS} , \quad (3.70)$$

где $k_{da} = 1,8$ и $k_{dz} = 2$ являются коэффициентами, которые учитывают увеличенные в стали ярма и зубцах ВИД потери, произошедшие из-за технологических факторов;

$B_u = 1,5$ Тл – индукция для определения потерь;

$f_u = 50$ Гц – частота для определения потерь;

$$P_{CS} = \frac{1,05}{1,5^2} \cdot \left(\frac{200}{50} \right)^{1,3} \cdot (1,8 \cdot 1,63^2 \cdot 0,095 + 2 \cdot 1,63^2 \cdot 0,092) = 2,668 \text{ Вт.}$$

Потери в стали ротора

$$P_{CR} = \frac{P_{y\partial}}{B_u^2} \cdot \left(\frac{f_c}{f_u} \right)^{1,3} \cdot k_{da} B_{aR}^2 m_{aR} + k_{dz} B_{zR}^2 m_{zR} = \frac{1,05}{1,5^2} \cdot \left(\frac{200}{50} \right)^{1,3} \times$$

$$\times (1,8 \cdot 1,453^2 \cdot 0,015 + 2 \cdot 1,51^2 \cdot 0,03) = 0,544 \text{ Вт.} \quad (3.71)$$

Потери в стали

$$P_C = P_{CS} + P_{CR} = 2,668 + 0,544 = 3,212 \text{ Вт.} \quad (3.72)$$

Механические потери представляют собой потери на трение в подшипниках, на трение вращающихся частей о воздух, на преодоление аэродинамического сопротивления в системе охлаждения двигателя. В рамках дипломного проектирования механические потери $P_{мех}$ можно принять равными нулю.

Суммарные потери в ВИД

$$P_{сумм} = P_{эл} + P_C = 16,687 + 3,212 = 19,9 \text{ Вт.} \quad (3.73)$$

Коэффициент полезного действия ВИД

$$\eta = \frac{P}{P + P_{сумм}} = \frac{130,46}{130,46 + 19,9} = 0,868. \quad (3.74)$$

Итоговый ток на входе инвертора

$$I_d = \frac{P}{\eta(U_d - 2U_B)} = \frac{130,46}{0,868 \cdot (13,907 - 2 \cdot 1)} = 12,628 \text{ А.} \quad (3.75)$$

3.12 Построение характеристик

Зависимости основных переменных на цикле коммутации ВИД можно построить, используя принятые аппроксимации для кривой магнитной проводимости воздушного зазора, для кривой фазного тока при расчете его действующего значения и для кривой момента.

Характерные значения для построения характеристик:

$$\gamma_{раб} = 0,524 \text{ рад}; \quad \gamma_1 = 0,288 \text{ рад};$$

$$\gamma_2 = 0,236 \text{ рад}; \quad \gamma_3 = 0,288 \text{ рад};$$

$$\beta_s = 0,471 \text{ рад}; \quad U = 13,908 \text{ В};$$

$$\Psi_{\max} = W_K \Phi_{\max} = 43 \cdot 0,248 = 10,684 \text{ мВб};$$

$$I_{Km} = 25,199 \text{ А};$$

$$I_{K_откл} = 12,04 \text{ А}.$$

$M_{откл}, M_{\max}, M_{H\max}, M_{T\max}$ рассчитываем по формулам (3.53) – (3.56):

$$M_{откл} = 1 \cdot 2,535 \cdot 10^{-3} \cdot 12,04^2 = 0,368 \text{ Н} \cdot \text{м};$$

$$M_{\max} = 1 \cdot 2,535 \cdot 10^{-3} \cdot 25,199^2 = 1,61 \text{ Н} \cdot \text{м};$$

$$M_{H\max} = 1 \cdot 2,535 \cdot 10^{-3} \cdot \left(12,04 - \frac{12,04}{0,524} \cdot 0,236 \right)^2 = 0,111 \text{ Н} \cdot \text{м};$$

$$M_{T\max} = 1 \cdot 2,535 \cdot 10^{-3} \cdot \left(12,04 - \frac{12,04}{0,524} \cdot 0,288 \right)^2 = 0,074 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Интервал уменьшающейся индуктивности – отрицательный момент.

При построении характеристик (рисунок 3.2) приняты следующие допущения:

- на интервале времени включения фазы напряжение постоянно и равно U_d , после отключения фазы напряжение равно $-U_d$ и действует на интервале, равном времени работы фазы. Инвертирование напряжения требуется для

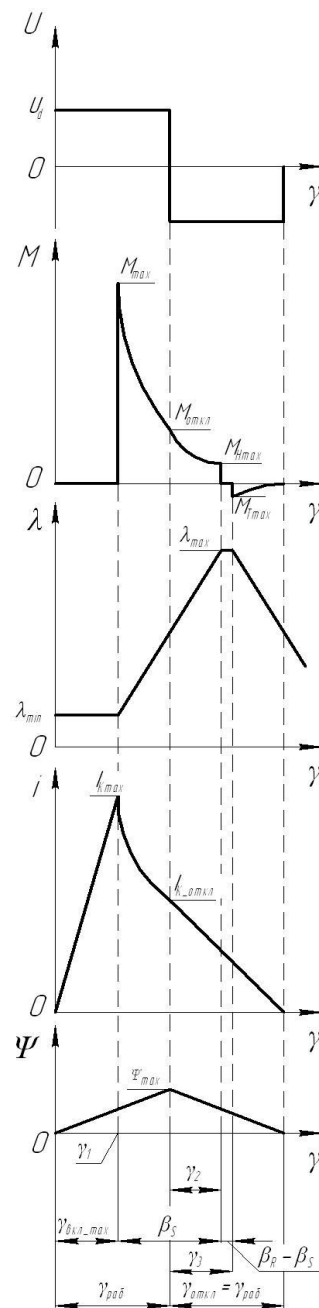


Рисунок 3.2 – Основные зависимости спроектированного ВИД

быстрого гашения поля (расфорсировки), что приводит к повышению момента и плавности вращения ротора;

- потокосцепление фазы на интервале ее включения возрастает по линейному закону, а при $-U_d$ линейно спадает до нуля;
- изменение проводимости принимается по кусочно-линейной зависимости.

Используем коммутацию фаз индукторной машины по типу А-АВ-В-ВС-С-СА-А-... (рисунок 3.3), в таком случае одна и две фазы будут работать попеременно (несимметричная коммутация), в следствии этого можно добиться уменьшения пульсаций вращающего момента и, тем самым, снижения вибрации и шума двигателя, что положительно скажется на его работе и долговечности.

Если же требуется получить реверсивное направление вращения двигателя, то алгоритм коммутации фаз следует поменять на обратный, т.е. А-АС-С-СВ-В-ВА-А-... (рисунок 3.3). Таким образом, спроектированный двигатель является универсальным и может использоваться для других целей.

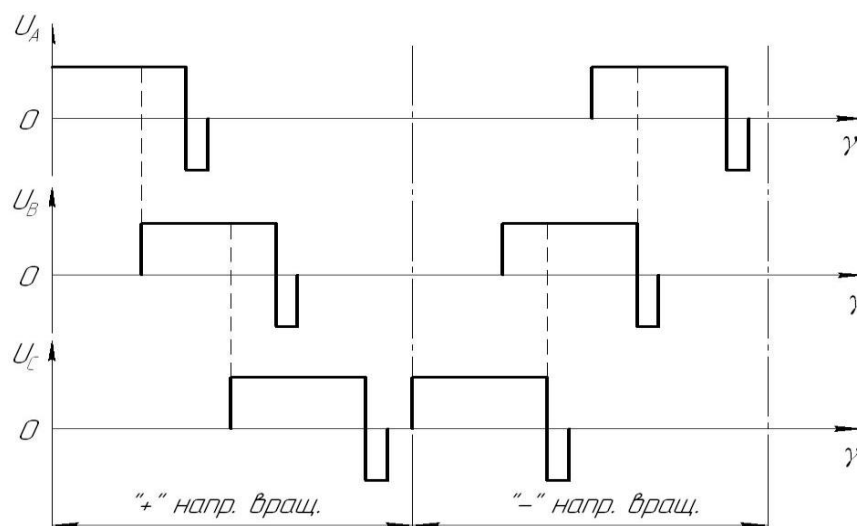


Рисунок 3.3 – Определение несимметричной коммутации фаз и реверса

4 Расчет элементов электрической принципиальной схемы блока управления приводом

Все расчеты элементов проводятся на основе схемы, представленной на чертеже № 14-140601.022.019.5000.ЭЗ.

4.1 Расчёт схемы стабилизатора напряжения

МК KP142EH12A будет выступать как DA2 ($U_{\text{вх}} = 5 \dots 45 \text{ В}$, $U_{\text{вых.ном}} = 3,3 \text{ В}$, $I_{\text{вых.мах}} = 1 \text{ А}$.)

Необходимо выбрать емкости (этого требуется для сглаживающих фильтров параметрического стабилизатора напряжения) [с.8, 9]. Электролитический конденсатор Panasonic FC-25B-120мкФ как емкость C1, выбираем емкость C3 из ряда E24 K10-17-25-H90-1 мкФ. Полярный конденсатор Panasonic KG-16B-10 мкФ в качестве емкости C4.

Автомобильный варистор S10K14AUTO ($U_{\text{rms}}=16 \text{ В}$, $I_{\text{сраб.}}=5 \text{ А}$, $U_{\text{сраб.}}=43 \text{ В}$.) в качестве R1 будет ограничивать перенапряжение на уровне $U_{\text{имп}}$.

С целью защиты бортовой сети автомобиля от перенапряжения выбираем TVS-диод (transient voltage suppressor) VD1 марки 1N6210CA (напряжение пробоя $U_{\text{BR}}=21 \text{ В}$ при рабочем токе $I_{\text{P}}=139 \text{ А}$, максимальный ток $I_{\text{мах}}=500 \text{ А}$, импульсная мощность $P_{\text{P}}=1500 \text{ Вт}$.).

Наличие аналогово-цифровых преобразователей в схеме диктует необходимость сглаживания быстро изменяющихся и медленно изменяющихся помех. Для первых выбираем керамическую емкость C5, для вторых – шунтирующую электролитическую емкость C6. R4 служит развязкой аналогово-цифрового преобразователя с МС операционных усилителей и питания микроконтроллера. Через резистор R4 протекает сумма токов потребления АЦП, микросхемой операционных усилителей, делителем напряжения R15, R16

$$I_{R4} = I_{n.AЦП} + I_{n.DA1} + 3 \cdot I_{n.R15,R16} = 0,02 + 0,005 + 3 \cdot 0,00165 = 29,95 \cdot 10^{-3} \text{ А}, \quad (4.1)$$

где $I_{n.AЦП}$ - ток АЦП;

$I_{n.DA1}$ - ток микросхемы операционных усилителей;

$I_{n.R15,R16}$ - ток делителя напряжения R15, R16.

Номинальный ток R4 выбираем из условия

$$U_{R4} \leq U_{REFHI.max} - U_{REFHI.min} = 3,3 - 3,0 = 0,3 \text{ В}, \quad (4.2)$$

где $U_{REFHI.min}$ - нижняя планка по преобразованию;

$U_{REFHI.max}$ - верхняя планка по. Номинальное сопротивление резистора R4

$$R_4 \leq \frac{U_{R4}}{I_{R4}} = \frac{0,3}{0,03} = 10 \text{ Ом}. \quad (4.3)$$

Рассеиваемая на R4 мощность

$$P_{R4} = I_{R4}^2 \cdot R_4 = 0,03^2 \cdot 10 = 0,009 \text{ Вт}. \quad (4.4)$$

Из ряда номинальных значений E24 в качестве резистора R4 выбираем P1-46-0,125-10 Ом $\pm 1\%$.

Как и в случае с C3 и C4, в качестве емкостей C5 и C6 выбираем из ряда E24 K10-17-25-H90-1 мкФ и полярный конденсатор Panasonic KG-16B-10мкФ соответственно.

Для развязки аналоговой и цифровой части схемы по общим цепям используем резистор R5 с номинальным током 2,2 Ом. Через него будет протекать сумма токов потребляемые микроконтроллером, модулем АЦП, микросхемой операционных усилителей, делителем напряжения R15, R16

$$I_{n.ц.з.} = I_{n.DD1} + I_{n.AЦП} + I_{n.DA1} + 3 \cdot I_{n.R15,R16} = 0,065 + 0,02 + 0,005 + 3 \cdot 0,00165 = 94,95 \cdot 10^{-3} \text{ А}, \quad (4.5)$$

где $I_{n.DD1}$ - ток микроконтроллера.

Мощность, рассеиваемая на резисторе R5, равна

$$P_{R5} = I_{n.ц.з.}^2 \cdot R5 = 0,095^2 \cdot 2,2 = 0,0199 \text{ Вт}. \quad (4.6)$$

Как R5 возьмем P1-46-0,125-2,2 Ом $\pm 1\%$.

4.2 Расчет цепи формирующего каскада датчика температуры

Используем DA1.1, он согласует вход аналогово-цифрового преобразователя с уровнем сигнала датчика, это возможно благодаря выбранному штатному датчику температуры ТМ-106, его предельное напряжение может быть равно напряжению бортовой сети автомобиля [с.18, 19].

Рассчитаем делитель напряжения на резисторах R2, R3. Входные токи делителя не оказывают никакого воздействия на входное, стремящееся к бесконечности сопротивление повторителя, в целях снижения нагрузки на датчик температуры, принимаем ток делителя $I_\partial = 3,24$ мА. Тогда

$$R_\partial = \frac{U_{\partial c}}{I_\partial} = \frac{12}{3,24 \cdot 10^{-3}} = 3,7 \cdot 10^3 \text{ Ом}, \quad (4.7)$$

где $U_{\partial c}$ - напряжение бортовой сети автомобиля;

Из ряда E24 в качестве резистора R3 выбираем P1-46-0,125-1 кОм $\pm 1\%$, принимаем ток 1 кОм и, учитывая, что максимальное напряжение в центральной точке не должно превышать 3,3 В., рассчитываем R2. Максимальное входное напряжение DA1.1 принимаем $U_{\max_{\partial x}} = 3,24$ В. Тогда

$$R2 = \frac{U_{\partial c} - U_{\max_{\partial x}}}{I_\partial} = \frac{12 - 3,24}{3,24 \cdot 10^{-3}} = 2,7 \cdot 10^3 \text{ Ом}. \quad (4.8)$$

В качестве резистора R2 выбираем из ряда E24 резистор P1-46-0,125-2,7кОм $\pm 1\%$.

С целью устранения высокочастотных помех используется RC-фильтр, образованный цепочкой R2, C2. Принимаем частоту среза $f_c = 1000$ Гц. Постоянная времени равна $\tau = 1$ мс.

Найдем значение емкости C2

$$C2 = \frac{\tau}{R2} = \frac{0,001}{2700} = 37,04 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}. \quad (4.9)$$

Как C2 берем K10-17-25-H90-36 нФ.

Стабилитрон VD2 марки 2C433A (параметры: $U_{ст.ном.} = 3,3 \text{ В}$, $I_{ст.мах} = 39 \text{ мА}$; $I_{ст.мин} = 1 \text{ мА}$.) должен ограничивать максимальное напряжения на входе формирующего каскада.

4.3 Расчет обвязки микросхемы микроконтроллера

Подберем элементы обвязки для выбранной МС.

Выбираем резисторы и конденсаторы из ряда E24

Выбираем полярный конденсатор Panasonic KS-50B-1мкФ, как емкость C7; P1-46-0,125-2,2 кОм $\pm 1\%$ как резистор R6; P1-46-0,125-200 кОм $\pm 1\%$ как резисторы R7, R8, R9; P1-46-0,125-24 Ом $\pm 1\%$ как резистор R10; K10-17-25-M1500-3300 пФ как конденсатор C8; K10-17-25-H90-0,15 мкФ как конденсатор C10; K10-17-25-M47-2,2 пФ как конденсаторы C9 и C11; прибор марки H-49/U 20 МГц как кварцевый резонатор.

4.4 Расчет обвязки микросхем драйверов и коммутатора

Требуется наличие драйвера, используем проверенную МС IR2302. Подберем элементы обвязки, обратившись к документации.

В качестве VD3, VD6, VD9 выбираем диоды марки КД212А.

Из ряда номинальных значений E24 в качестве резисторов R12, R13, R19, R20, R26, R27 выбираем P1-46-0,125-22 Ом $\pm 1\%$.

Согласно критерию максимально допустимого продолжительного тока и расчету, проведенного в третьей главе, выбираем ключи VT1...VT6 марки IRFU024N (параметры $I_{ном} = 17 \text{ А}$, $R_{канала} = 0,075 \text{ Ом}$, $U_{мах} = 55 \text{ В}$.) Рассчитаем мощность тепловыделения в установившемся режиме

$$P_{расс} = I_{ф.ном}^2 \cdot R_{канала} = 5,13^2 \cdot 0,075 = 1,974 \text{ Вт.} \quad (4.10)$$

2 Вт. – максимальная мощность рассеивания корпуса, согласно описанию выбранного полупроводникового ключа. Отсюда получаем, что радиаторы не нужны.

Для обратной отдачи энергии, которая запасается индуктивностях фазных катушек, в сеть используем диоды Шоттки марки MBR360 (параметры: $I_{пр.мах} = 3 \text{ А}$, $I_{имп.мах} = 80 \text{ А}$, $U_{пр.мах} = 60 \text{ В}$.), как вентили VD4, VD5, VD7, VD8, VD10, VD11.

Воспользуемся официальной документацией, и найдем значения емкостей C12, C15, C17 и C13, C16, C18

$$C_b = \frac{15 \cdot 2 \cdot [2 \cdot Q_3 + \frac{I_{з.стат}}{f} + \frac{Q_3}{I_{вкл}} \cdot (I_{вкл} + I_{выкл})]}{U_n - U_{VD3} - U_{VD4}}, \quad (4.11)$$

тут $I_{вкл}$ и $I_{выкл}$ - токи включения и выключения затвора соответственно;

U_n - напряжение питания;

U_{VD3} - прямое падение напряжения на зарядовом диоде VD3;

U_{VD4} - прямое падение напряжения на оппозитном диоде VD4;

$I_{з.стат}$ - ток затвора (статический режим).

Q_3 - заряд затвора;

f - частоты следования импульсов;

Для выбранных элементов коммутатора вышеприведенные величины имеют следующие значения: $I_{вкл} = 60 \text{ мкА}$ и $I_{выкл} = 10 \text{ мкА}$; $Q_3 = 20 \text{ нК}$; $f = 20 \text{ кГц}$; $U_n = 3,3 \text{ В}$; $U_{VD3} = 1,1 \text{ В}$; $U_{VD4} = 1 \text{ В}$; $I_{з.стат} = 100 \text{ нА}$. Можно рассчитать величину бутстрепной емкости

$$C_b = \frac{15 \cdot 2 \cdot [2 \cdot 20 \cdot 10^{-9} + \frac{100 \cdot 10^{-9}}{20 \cdot 10^3} + \frac{20 \cdot 10^{-9}}{60 \cdot 10^{-6}} \cdot (60 \cdot 10^{-6} + 10 \cdot 10^{-6})]}{3,3 - 1,1 - 1} = 1,5 \cdot 10^{-6} \text{ Ф.}$$

В качестве C12, C15, C17 и C13, C16, C18 выбираем из ряда E24 K10-17-25-H90-1,5 мкФ.

В качестве демпфирующей емкости C14 выбираем электролитический конденсатор фирмы Panasonic FC-16B-2200 мкФ.

4.5 Расчет инвертирующего усилителя для датчика тока

Резистор R11 выбираем равным 0,01 Ом, максимальное падение напряжение на нем будет составлять (при пиковом токе в фазе $I_{\max} = 15,4 \text{ A}$)

$$U_{\max.R11} = I_{\max} \cdot R11 = 15,4 \cdot 0,01 = 0,154 \text{ В.} \quad (4.12)$$

Мощность, рассеиваемая на резисторе R₁₁ равна

$$P_{R11} = I_{n.\phi.}^2 \cdot R11 = 5,129^2 \cdot 0,01 = 0,263 \text{ Вт,} \quad (4.13)$$

где $I_{n.\phi.}$ - ток потребления обмотки фазы.

Помимо прочего, резистор R11 должен иметь минимальную индуктивность и точность не меньше 1.1% (для измерения высокочастотных токов). Поэтому в качестве сопротивления R11 выбираем C2-14-0,5-0,01 Ом $\pm$ 0,1% - это постоянный непроволочный прецизионный неизолированный герметизированный резистор, предназначенный для работы в электрических цепях постоянного, переменного и импульсного тока.

В качестве операционного усилителя DA1 выбираем усилитель Нортон К1401УД2А. Микросхема включает четыре операционных усилителя, с однополярным питанием от 2 до 16,5 В и коэффициентом усиления k без обратной связи равным 6500. Коэффициент усиления должен удовлетворять условию

$$V_{REFHI} \cdot \frac{1}{2} \geq U_{ex} \cdot \frac{R17}{R14} = U_{\max.R11} \cdot k, \quad (4.14)$$

где U_{ex} - напряжение, падающее на резисторе R11.

Следовательно, коэффициент усиления будет равен

$$k = \frac{V_{REFHI}}{2 \cdot U_{\max.R11}} = \frac{3,3}{2 \cdot 0,154} = 10,714 \quad (4.15)$$

Задавшись значением резистора R14, равным 1 кОм, вычислим номинал сопротивления R17

$$R17 = R14 \cdot k = 1000 \cdot 10,714 = 10714 \text{ Ом} \quad (4.16)$$

Согласно литературе [с.21], ток, протекающий через резистор R14, равен току через резистор R17. Вычислить его можно по следующей формуле

$$I_{R14} = \frac{U_{ex}}{R14}. \quad (4.17)$$

Соответственно, максимальный ток через резистор R14 определится выражением

$$I_{R14,max} = \frac{U_{max.R11}}{R14} = \frac{0,154}{1000} = 0,154 \cdot 10^{-3} \text{ А}. \quad (4.18)$$

Мощность, рассеиваемая на резисторе R14 равна

$$P_{R14} = I_{R14,max}^2 \cdot R14 = 0,154^2 \cdot 1000 = 23,7 \cdot 10^{-6} \text{ Вт}. \quad (4.19)$$

Используем С2–14–0,125–1 кОм $\pm 0,1\%$ (Из ряда номинальных значений E24) как R14. Рассеиваемая на резисторе R17 мощность

$$P_{R17} = I_{R14,max}^2 \cdot R17 = 0,154 \cdot 10^{-3}^2 \cdot 10714 = 254,1 \cdot 10^{-6} \text{ Вт}. \quad (4.20)$$

Используем С2–14–0,125–11 кОм $\pm 0,1\%$. (Из ряда номинальных значений E24) как R17.

Делитель напряжения R15, R16 служит для смещения рабочей точки операционного усилителя на уровне $\frac{V_{REFHI}}{2}$. Поскольку V_{REFHI} равно напряжению питания операционного усилителя (U'_n) резисторы выберем равными, с номиналом 1 кОм [с.17].

Рассчитаем ток через цепочку R15, R16

$$I_{R15,R16} = \frac{U'_n}{R15 + R16} = \frac{3,3}{1000 + 1000} = 1,65 \cdot 10^{-3} \text{ А}. \quad (4.21)$$

Мощность, рассеиваемая на резисторе R15, равна

$$P_{R15} = I_{R14,max}^2 \cdot R15 = 0,00165^2 \cdot 1000 = 2,7 \cdot 10^{-3} \text{ Вт}. \quad (4.22)$$

Из ряда номинальных значений E24 в качестве резистора R15, R16 выбираем С2–14–0,125–1 кОм $\pm 0,1\%$.

Обвязки остальных операционных усилителей и датчиков тока идентичны.

Заключение

В результате работы над бакалаврской работой была разработана система управления вентильно-индукторным двигателем без датчика положения ротора. В ходе работы над дипломным проектом для достижения поставленной цели были решены следующие задачи:

- проанализированы уже внедренные модели ВИД;
- проанализированы основные зависимости ВИД;
- были определены обмоточные данные, главные размеры магнитной системы;
- был создан алгоритм работы системы управления ВИД;
- подготовлена электрическая принципиальная схема системы управления, так же был сделан расчет её элементов;
- проведен расчет элементов электрической принципиальной схемы;
- рассмотрены вопросы технологии изготовления вентильно-индукторных двигателей.

Список используемых источников

1. Ютт, В.Е. Электрооборудование автомобилей / В.Е. Ютт. – Москва: Изд-во Горячая линия - Телеком, 2012. – 287 с.
2. Брускин, Д.Э. Электрические машины и микромашины / Д.Э. Брускин, А.Е. Зорохович, В.С. Хвостов. – М., 2014. – 528 с.
3. Епифанов, О.К. Трехфазные бесконтактные моментные индукторные двигатели с подмагничиванием постоянным магнитным полем / О.К. Епифанов, И.А. Салова, В.В. Хрущев // Электротехника. – 2012. - №5. - С.30 -38.
4. Копылов, И.П. Электрические машины / И.П. Копылов. – Москва: Изд-во Высшая школа, 2015. – 608 с.
5. Кузнецов, В.А. К вопросу определения числа витков обмотки фазы вентильного индукторного двигателя / В.А. Кузнецов, А.В. Матвеев // Электротехника. – 2016. - №3. - С.10-15.
6. Малафеев, С.И. Математическая модель двухфазного вентильного индукторного двигателя / С.И. Малафеев, А.В. Захаров // Электротехника. - 2016. - №5. - С.31-35.
7. Смирнов, Ю.В. Электромагнитный вентильно-индукторный двигатель / Ю.В. Смирнов // Электротехника. – 2012. - №3. - С.20-22.
8. Смирнов, Ю.В. Определение основных параметров электромагнитного вентильно-индукторного двигателя / Ю.В. Смирнов // Электротехника. – 2012. - №11. - С.32-36.
9. Адволоткина, Н.П. Управляемые бесконтактные двигатели постоянного тока / Н.П. Адволоткина, Д.Э. Брускин. - Л., 2016. – 189 с.
10. Универсальный контроллер для встроенных систем управления индукторными вентильными двигателями / В.Ф. Козаченко, Н.А. Обухов, Н.Н. Шишов и др. // Электротехника. – 2012. - №2. - С.7-11.
11. Бычков, М.Г. Элементы теории вентильно-индукторного электропривода / М.Г. Бычков // Электричество. – 2012. - №8. - С.35-44.

12. Логинов, А.С. Применение DSP микроконтроллеров в управлении вентильными двигателями без датчика положения ротора / А.С. Логинов, И.И. Фадеев // Электронные компоненты. – 2014. - №4. - С.48-49.
13. Особенности расчета индукторных двигателей для вентильного электропривода / В.А. Кузнецов, Л.А. Садовский, В.Л. Виноградов, В.В. Лопатин // Электротехника. – 2012. - №6. - С.35-43.
14. Гольдберг, О.Д. Инженерное проектирование и САПР электрических машин: Учебник для ВУЗов / О.Д. Гольдберг, И.С. Свириденко. – М., 2016. – 560 с.
15. Фисенко, В.Г. Проектирование вентильных индукторных двигателей: методическое пособие / В.Г. Фисенко, А.Н. Попов. – М., 2016. – 56 с.
16. Жабцев, В. Главная книга электротехники / В. Жабцев. – Москва: Изд-во АСТ, 2014. – 208 с.
17. Проектирование электрических машин: Учебник для вузов / И.П. Копылов, Б.К. Клоков, В.П. Морозкин, Б.Ф. Токарев. – М., 2012. – 768 с.
18. Коуфман, М. Практическое руководство по расчетам схем в электронике: Справочник / М. Кауфман, А.Г. Сидман. – М., 2013. – 368 с.
19. Кашкаров, А. Новейшие технологии в электронике /А. Кашкаров. – Москва: Изд-во Феникс, 2013. – 176 с.
20. Прошин, В.М. Электротехника / В.М. Прошин. – Москва: Изд-во Академия, 2015. – 288 с.
21. Jurisic, D. Active-RC Filter. Design Using Impedance Tapering / D. Jurisic // Saarbrücken, Germany: LAP Lambert Academic Publishin. - 2013. - №1. – P. 1-6.
22. Scarpino, M . Motors for Makers: A Guide to Steppers, Servos, and Other Electrical Machines / M. Scarpino // 1st Edition - USA: Pearson Education. - 2016. - №1. – P. 10-12.
23. Ruhul Amin, Md. Electrical Power System Analysis. / Md. Ruhul Amin, Rajib Baran Roy // Saarbrücken, Germany: LAP Lambert Academic Publishing, 2013. – 136 p.

24. Esmaeilipour, M. Op-amp configuration and performance analysis / M. Esmaeilipour // Saarbrücken, Germany: LAP Lambert Academic Publishing, 2016. – 207 p.

25. Geier, M. How to Diagnose and Fix Everything Electronic. / M. Geier // Second Edition – New York, N.Y.: McGraw-Hill Education, 2016. – 190 p.