

Федеральное государственное автономное образовательное
учреждение высшего образования
«Южно-Уральский государственный университет
(национальный исследовательский университет)»



На правах рукописи

Хафизов Глеб Тагирович

**ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ВЕНТИЛЬНЫМ
ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ С РЕГУЛИРОВАНИЕМ УГЛА
КОММУТАЦИИ**

Специальность:

05.09.03 — «Электротехнические комплексы и системы»

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель —
д.т.н., профессор **С.Г. Воронин**

Челябинск — 2017

Оглавление

Введение	7
1. Состояние вопроса	15
1.1 Математические основы векторного управления вентильными двигателями большой мощности	15
1.1.1 Основные типы векторного управления и ВЭП	15
1.1.2 Математические модели и их виды	17
1.1.3 Физические аспекты математических моделей используемых для векторного управления вентильными двигателями большой мощности	21
1.1.4 О системах отсчета в электромеханике	23
1.2 Наблюдатели, идентификаторы и оптимальные процессы	25
1.2.1 Теория наблюдателей, идентификаторов и оценивания, как приложение векторного управления вентильными двигателями большой мощности	25
1.2.2 Применение теории оценивания для создания алгоритмов оценивания в бездатчиковой системе векторного управления вентильным двигателем	31
1.2.3 Оптимальное управление вентильным двигателем	32
1.3 Теория надежности и электроприводы ВД	36
1.4 Выводы по главе № 1	38
2. Исследовательская и инженерные модели вентильного двигателя	40
2.1 Основные понятия и уравнения электродинамики в ковариантной форме	44
2.1.1 Уравнения Максвелла в инерциальных системах отсчета	44
2.1.1.1 Необходимые определения линейной алгебры	45
2.1.2 Уравнения Максвелла в произвольной системе отсчета	47
2.1.3 Функциональная связь электромагнитных величин между произвольными системами отсчета	48
2.2 Исследовательская модель электромеханической части вентильного двигателя	49
2.2.1 Определение собственных характеристик системы отсчета ротора	49
2.2.2 Определение взаимоотношений характеристик систем отсчета	50
2.2.3 Определение прямых преобразований систем отсчета ротора–статора	53
2.2.4 Определение обратных преобразований систем отсчета статора–ротора	57

2.2.5	Определение матрицы Якоби	61
2.2.6	Определение прямого преобразования	65
2.2.7	Определение обратного преобразования	68
2.2.8	Определение прямого и обратного преобразования для 4–тока.....	70
2.2.9	Определение прямого преобразований тензора электромагнитной проницаемости	72
2.2.10	Определение прямого преобразований тензора проводимости среды ..	74
2.2.11	Уточненная методика расчета полевой задачи.....	76
2.3.	Инженерная модель вентильного двигателя.....	79
2.3.1	Методика перехода от системы ДУЧП Максвелла к системе ОДУ	79
2.3.2	Семейство инженерных моделей вентильных двигателей.....	82
2.4	Выводы по главе № 2	90
3.	Наблюдатели и оптимальные углы коммутации.....	92
3.1	Наблюдатели угла поворота ротора и угла нагрузки вентильного двигателя	93
3.1.1	Обзор наблюдателей в системах вентильных электроприводов	93
3.1.2	Наблюдатель инвариантного погружения для модели полного порядка	95
3.1.3	Нелинейный фильтр пониженного порядка на основе наблюдателя инвариантного погружения	103
3.1.3.1	Теория нелинейного фильтра пониженного порядка	103
3.1.3.2	Нелинейный фильтр пониженного порядка в применении к системе уравнений синхронного двигателя с постоянными магнитами	110
3.1.4	Наблюдатель инвариантного погружения для модели пониженного порядка	116
3.1.5	Моделирование и сравнение работ наблюдателей и нелинейных фильтров	121
3.1.5.1	Моделирование фильтров в стандартном режиме работы	121
3.1.5.1.1	Моделирование полного фильтра инвариантного погружения.....	121
3.1.5.1.2	Моделирование редуцированного фильтра инвариантного погружения.....	125

3.1.5.2 Моделирование фильтров в режиме совместной работы с объектом, при замещении неизвестных координат объекта восстановленными	129
3.2. Оптимальные углы коммутации	131
3.2.1. Определение оптимального угла коммутации определяющего максимальный электромагнитный КПД.....	133
3.2.2 Определение оптимального угла коммутации определяющего минимум реактивных потерь.....	134
3.2.3 Определение оптимального угла коммутации определяющего минимум полной потребляемой мощности из сети	135
3.2.4 Определение оптимального угла коммутации определяющего максимальный электромагнитный момент	137
3.2.5 Определение оптимального угла коммутации определяющего максимальную скорость вращения вала ротора вентильного двигателя	138
3.2.6 Вопросы практического применения оптимальных углов коммутации	142
3.3 Выводы по главе № 3	143
4. Надежность вентильного электропривода с векторным управлением	145
4.1 Модель распространения по системе однотипных импульсных воздействий	147
4.2 Модель распространения по системе разнотипных импульсных воздействий	149
4.2.1 Необходимые определения линейной алгебры	149
4.2.2 Алгоритм моделирования распространения по системе разнотипных импульсных воздействий.....	151
4.3 Моделирование надежности алгоритмом распространения по системе разнотипных импульсных воздействий.....	156
4.3.1 Теоретический пример для $p=2$ и $n=3$	156
4.3.2 Численный расчет для реального привода.....	162
4.3.2.1 Численный расчет для одного энергетического домена.....	162
4.3.2.2 Численный расчет для двух энергетических доменов, без корреляций	170

4.3.2.3 Численный расчет для двух энергетических доменов с корреляционной связью между доменами	173
4.4 Выводы по главе №4	176
5. Практическая реализация и экспериментальные исследования	178
5.1 Подготовительная часть	179
5.1.1 Особенности дискретизации непрерывного фильтра инвариантного погружения	179
5.1.2 Структура дискретного фильтр инвариантного погружения, учитывающего эффекты второго порядка	183
5.1.3 Дискретный фильтр инвариантного погружения, учитывающий эффекты второго порядка в применении к вентильному двигателю	187
5.1.4 Дискретный фильтр инвариантного погружения	191
5.2 Экспериментальная часть	194
5.2.1 Цели экспериментальной части	194
5.2.2 Методика экспериментальной части	194
5.2.3 Описание экспериментальной установки и приборов измерения	197
5.2.3.1 Описание электропривода экспериментальной установки	198
5.2.3.2 Описание программной части экспериментальной установки	203
5.2.4 Результаты экспериментов и анализ обеспечиваемой точности	213
5.2.4.1 Эксперимент со сложным заданием по скорости	213
5.2.4.2 Эксперимент по увеличению скорости холостого хода	220
5.2.4.3 Эксперимент по увеличению электромагнитного момента	225
5.3 Внедрение результатов	228
5.3.1 Привод управления запорной арматурой	228
5.3.2 Привод турбогенератора	231
5.4 Выводы по главе № 5	233
Заключение	236
Список литературы	239
Приложения	258
Приложение А. Свидетельство регистрации программы расчета надежности с учетом междоменных корреляций	258

Приложение Б. Листинг программы управления комплекта, с учетом оценивающего фильтра инвариантного погружения.....	259
Приложение В. Справка о внедрении результатов работы	299
Приложение Г. Справка о внедрении результатов работы.....	300
Приложение Д. Значения скорости [об/сек] вентильного двигателя под нагрузкой, зафиксированные микроконтроллером с шагом 0.1 секунды.....	301
Приложение Е. Значения скорости [об/сек] вентильного двигателя на холостом ходу, зафиксированные микроконтроллером с шагом 0.1 секунды	308
Приложение Ж. Значения скорости [об/мин] вентильного двигателя на холостом ходу, снятые фототахометром с шагом в 2 секунды.....	315
Приложение И. Значения скорости [об/мин] вентильного двигателя с нагрузкой снятые фототахометром с шагом в 2 секунды.....	316
Приложение К. Значения момента [Нм] сопротивления восстановленного микроконтроллером с шагом в 0.1 секунду	317
Приложение Л. Значения скорости холостого хода [об/с] вентильного двигателя, восстановленной микроконтроллером с шагом в 0.1 секунду, при $\theta = 0$	318
Приложение М. Значения скорости холостого хода [об/с] вентильного двигателя, восстановленной микроконтроллером с шагом в 0.1 секунду, при $\theta = 1.138$	320
Приложение Н. Значения скорости холостого хода [об/мин] вентильного двигателя, измеренный фототахометром DT3334В с шагом 2 секунды, при $\theta = 0$	322
Приложение П. Значения скорости холостого хода [об/мин] вентильного двигателя, измеренный фототахометром DT3334В с шагом 2 секунды, при $\theta = 1.138$	323

Введение

Актуальность работы. С каждым годом электроприводы занимают все большее место в жизни человека. И лидирующую позицию начинает занимать вентильный электропривод (ВЭП). Практически нет областей и сфер деятельности, где не использовался бы ВЭП. Он применяется и в строительстве (привода силовых установок бетононасосов, мощностью до 150 кВт), и в различных производствах (привода запорной арматуры, мощностью до 5 кВт), и в медицине (привода систем вентиляции легких, мощностью до 1 кВт), и в бытовой и оборонной технике (привода стартер–генераторов, мощностью до 1 МВт), и т.д.. Под ВЭП мы будем подразумевать вентильный электропривод переменного тока, использующий электродвигатель с возбуждением от постоянных магнитов.

К вентильным электроприводам предъявляют все более жесткие требования:

- снижение стоимости всего привода и его комплектующих;
- расширение диапазона регулирования;
- повышение качества управления;
- повышение энергетической экономичности;
- повышение надежности не только вновь создаваемых, но и уже находящихся в эксплуатации электроприводов.;

Список требований продолжает расширяться, а требования к значениям показателей – ужесточаться.

В этих условия возникла потребность более глубокого анализа процессов в ВЭП с целью поиска оптимальных путей удовлетворения растущих требований. В частности, известные способы увеличения диапазона регулирования частоты вращения не позволяют получить требуемый результат. Известные методы оценки надежности технических систем не позволяют оценить надежность ВЭП в условиях одновременного воздействия разрушающих факторов разной физической природы. Используемые динамические математические модели дают ощутимую погрешность определения численных показателей при работе ВЭП на высоких и существенно малых частотах вращения.

Исследованиям ВЭП посвящено много работ различных авторов. В области создания алгоритмов расчета и использования их в исследованиях можно выделить работы В.А. Неганова [88] с методом сингулярных интегральных уравнений, Я. Туровского [142] с развитой технической электродинамикой, Э.А. Мееровича, Б.Э. Мейеровича [82] с релятивистским уточнением взаимоотношений между системами отсчета, А.В. Иванова–Смоленского, Р.А. Лютера. Практически все авторы, занимающиеся анализом и расчетом электромагнитных полей в ЭМП, записывают дифференциальные уравнения в инерциальной системе отсчета. Но это допустимо лишь для установившегося и квазиустановившегося режимов работы ЭМП. Описание процессов в динамических режимах требует более обобщенного подхода и использования иных систем отсчета. Корректный анализ, электромагнитных процессов в динамических режимах является важным и неотвратимым этапом анализа вентиляльных электроприводов [53].

Среди авторов, занимающихся вопросами оптимального управления ВЭП, можно назвать следующих ученых: С.Г. Воронин, Д.А. Курносков, А.С. Кульмухаметова [28], А.Б. Виноградов [26], А.С. Анучин, В.Ф. Самосейко [169]. Среди зарубежных авторов выделяется Томас А. Липо [177], [181,182,198]. К сожалению, их исследованиями охвачены не все практически важные режимы работы ВЭП. Кроме того, для выполнения постоянно возникающих новых требований приходится использовать и новые [28,154], еще не изученные режимы управления. В частности, слабо изучен режим векторного управления с регулированием угла коммутации.

Вопросам применения и синтеза фильтров оценивания посвящены работы А.А. Красовского [64]. В этом направлении работали и В.С. Булыгин, М.Ф. Росин, Э.П. Сейдж, Дж. Л. Мелс, Д. Гроп [191], [187], [206] и др. Чаще всего большинство авторов выбирают готовый фильтр, который может оказаться неподходящим для типа уравнений математической модели, используемой для описания ВЭП. В этой связи возникла задача создания наиболее подходящего

оценивающего фильтра, применительно к задаче моделирования ВЭП и его системы цифровой обработки управляющей информации.

В технической литературе имеются сведения по оценке надежности ВЭП в условиях негативных импульсных воздействий. Это, например, работы: Д.А. Курносова [69], А.А. Кочкарова, Г.Г. Малинецкого, А.И. Перроте, Л.П. Леонтьева [61,62,74]. Все авторы рассматривают случай, когда на ВЭП приходит одно либо несколько импульсных воздействий одной физической природы. На практике же совокупность внешних воздействий на ВЭП имеет различную физическую природу. Вопрос оценки надежности работы ВЭП в таких условиях пока остается неизученным.

Таким образом, *актуальным остается решение следующих вопросов научного исследования ВЭП:*

- построение динамической модели и уточнение алгоритмов расчета электромагнитных процессов в динамических режимах работы ВЭП;
- поиск и анализ оптимальных режимов управления ВЭП, позволяющих улучшить динамические показатели, расширить диапазон регулирования частоты вращения и вращающего момента, повысить КПД и энергетическую эффективность;
- построение оценивающих устройств и создание алгоритмов работы программного ДПР;
- поиск путей снижения стоимости и повышения надежности ВЭП;
- развитие методов оценки надежности в условиях комплексного воздействия внешних факторов различной физической природы.

На основании всего выше изложенного **целью работы** является: *Развитие теории вентильного электропривода в части: анализа электромагнитных процессов в динамических режимах; расширения диапазона регулирования выходных координат; повышения энергетических показателей; создания алгоритмов вычисления положения ротора по косвенным данным; методики проектирования привода с программным датчиком положения ротора; поиска путей обеспечения заданных показателей надежности привода.*

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие **задачи:**

1. Провести анализ известных методик расчета электромагнитных полей в вентильных двигателях при динамических режимах; выявить наиболее общие связи между электродинамическими величинами и параметрами в разных системах отсчета вентильного двигателя (ВД); построить алгоритм расчета и анализа картины электромагнитных полей ЭМП при произвольном движении ротора; дать инженерные выражения, рекомендации и методики для применения разработанного алгоритма.

2. Проанализировать известные способы и средства управления ВЭП применяемые для расширения диапазона регулирования выходных координат и повышения энергетических показателей, и найти в них ограничения и недостатки, в том числе отсутствие регулирования угла коммутации. Получить аналитические выражения для значений угла коммутации, оптимальные для разных режимов работы ВЭП.

3. Разработать цифровую систему программного определения углового положения ротора ЭМП на базе предложенной динамической модели электромагнитных процессов в нем, создать структуру наблюдателя, использующего возможности оценивающих фильтров (ОФ), предложить реализацию нелинейного ОФ.

4. Оценить возможности модификации известные модели в теории надежности ВЭП с целью учета воздействий разной природы; произвести выбор математического аппарата для расширения возможностей существующей модели; синтезировать новую математическую модель надежности ВЭП и провести её полный анализ; перечислить её возможности и рамки применения; дать практические рекомендации для применению данной модели.

Объект исследования. В работе исследуется вентильный электропривод с векторным управлением и цифровым программным устройством вычисления информации о текущем угловом положении ротора и о частоте вращения.

Методы исследования. Для решения поставленных задач использовались теоретические и эмпирические методы исследования. Были задействованы следующие математические аппараты: линейная алгебра, теория дифференциальных форм, тензорное исчисление, дифференциальная геометрия, теория множеств, теория графов, дискретное исчисление, дифференциальное исчисление, теория функций многих переменных, теории вероятности и статистики, вариационное исчисление, полевой анализ. Построенные алгоритмы базируются на таких фундаментальных разделах физики и энергетики как: электродинамика; общая теория относительности; механика; теория поля. Также использованы методы математического моделирования с применением вычислительных пакетов Vissim. Дополнительно была написана программа для реализации полученной модели теории надежности.

Обоснованность и достоверность научных положений и выводов подтверждается следующим:

– при математическом описании и моделировании ЭМП использованы общепринятые допущения, справедливость которых подтверждена и теоретическими исследованиями, и практическими разработками;

– адекватность используемых математических моделей, достоверность полученных результатов моделирования и теоретических выводов подтверждены полученными автором экспериментальными данными.

– основные положения диссертации обсуждены на научно–технических конференциях различного уровня, опубликованы в печати, в том числе в изданиях, рекомендованных ВАК, и получили одобрение специалистов.

Научное значение работы:

Развитие и дополнение теории, практики, проектирования, анализа и надежности ВЭП в части: анализа электромагнитных процессов при динамических режимах ЭМП, обеспечения заданной надежности ВЭП, расширения диапазона регулирования выходных координат, повышения эффективности и энергетических показателей, проектирование и апробация нелинейных фильтров оценивания для бездатчиковых ВЭП.

Научные положения, выносимые на защиту:

– метод и алгоритм расчета картины электромагнитных полей ВД при произвольном движении ротора.

– полная и упрощенная математическая модель оценивающего фильтра для программного датчика положения ротора, использующая метод инвариантного погружения.

– аналитические выражения для вычисления значений угла коммутации, оптимальных по различным критериям оптимизации.

– модель надежности ВЭП распространения по системе разнотипных импульсных воздействий и её практическая реализация.

Научная новизна работы заключается в следующем:

– впервые предложен метод, позволяющие получать соотношения между электродинамическими величинами и параметрами в произвольно движущихся системах отсчета.

– дана методика по выбору фильтра оценивания для построения бездатчикового вентильного электропривода.

– впервые получен фильтр инвариантного погружения пониженного порядка, который позволяет получать оцениваемые значения ненаблюдаемых механических величин, таких как скорость, момент, угол поворота ротора вентильного двигателя путем получения их из фазных токов.

– предложены уточненные выражения для вычисления значений угла коммутации, оптимальных по различным критериям, например, максимума вращающего момента, минимума потерь и т.п.;

– синтезирована модель надежности ВД распространения по системе разнотипных импульсных воздействий, позволяющая учитывать ситуации, когда на испытываемую систему приходят разрушительные воздействия разной природы.

Практическое значение работы заключается в следующем:

– выведенные связи между электродинамическими величинами и параметрами в разных системах отсчета ВД позволят выйти на новый уровень

точности при численных расчетах поля и анализе вентильных двигателей; даны практические рекомендации использования и применения выведенных соотношений.

– использование предложенных оценивающих фильтров позволяет строить системы программных ДПР, отличающиеся пониженной стоимостью при повышенной точности и надежности.

– синтезированные выражения для оптимальных углов коммутации ВД, позволяют реализовать следующие режимы работы ВЭП: максимальной скорости, максимальной скорости холостого хода, максимального электромагнитного момента, минимума активных потерь, минимума реактивных потерь, минимума полных потерь и т.д.

– разработанная модель распространения по системе ВЭП разнотипных импульсных воздействий, позволяет структурировать импульсные воздействия и рассматривать распространение воздействия в своей природе, но и устанавливать корреляционные связи между орграфами одной системы но разной природы.

Работа выполнялась при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в рамках соглашения о предоставлении субсидии № 4.577.21.0154 от 28 ноября 2014 года (Уникальный идентификатор соглашения RFMEFI57714X0154)

Реализация результатов работы. Спроектированный оценивающий фильтр реализован на экспериментальном комплекте и двигателе привода искусственной вентиляции легких ДБ–72_40_1000. На базе производства ООО "Зеленая энергия" была внедрена система регулятора угла коммутации. За счет коррекции номинальный момент привода бетононасоса РС 907/612 повысился на 80 Нм , что составляет примерно 10%. На базе предприятия СКБ Турбина был внедрен регулятор угла коммутации. За счет коррекции была повышена скорость холостого хода турбогенератора с 30000 до 40000 об/мин и уменьшено время разгона на пять секунд, что составляет примерно 30%.

Апробация работы. Основные положения диссертационной работы доложены и обсуждены на конференциях:

– VIII международной молодежной научной конференции "Тинчуринские чтения" (г. Казань 2013 г.)

– XXXIV Всероссийской конференции посвященной 90-летию со дня рождения академика В.П. Макеева "Наука и технологии" (г. Миасс 2014 г.)

– LXVI научной конференции профессорско-преподавательского состава секции "Технических наук" (г. Челябинск 2014 г.)

– LIII международной научной конференции МНСК-2015 "Мехатроника и автоматизация" (г. Новосибирск 2015 г.)

– научно-технической выставке творчества молодежи (НТТМ) изобретателей, рационализаторов, конструкторов "Евразийские ворота России – Шаг в будущее" (г. Челябинск 2015 г.)

Публикации. По теме диссертационной работы опубликовано 7 печатных работ, из них 3 работы опубликованы в изданиях, рекомендованных ВАК, 1 свидетельство о государственной регистрации программ для ЭВМ.

Структура и объем диссертационной работы. Диссертация состоит из введения, пяти глав основного текста объемом 156 страниц, заключения, списка литературы из более 200 наименований, тринадцати приложений. Общий объем диссертации 323 страниц, включая 346 формул, 60 рисунков и 10 таблиц.

1. Состояние вопроса

1.1 Математические основы векторного управления вентильными двигателями большой мощности

1.1.1 Основные типы векторного управления и ВЭП

Вентильный электропривод (ВЭП) представляет собой электромеханическую систему, в которой объединены: – электромеханический преобразователь энергии (ЭМП) с бесконтактным возбуждением; – управляемый электронный силовой преобразователь (СП); – цифровая система управления (ЦСУ) электронным СП; – набор датчиков параметров, среди которых обязательно должно присутствовать устройство определения углового положения ротора (ДПР). В качестве ЭМП с бесконтактным возбуждением используют синхронный, обычно трехфазный, магнитоэлектрический двигатель (МЭД). Электронный СП выполняют по схеме трехфазного мостового инвертора. Между СП и МЭД чаще всего содержится управляемый блок широтно–импульсной модуляции (БШИМ). Цифровая система управления ЦСУ выполняется обычно на базе сигнальных микроконтроллеров. В последнее время вместо аппаратных ДПР стали широко применять программные устройства вычисления угла положения ротора по измеряемым косвенным параметрам. ВЭП с такими устройствами часто называют «бездатчиковым» ВЭП, хотя его можно назвать и ВЭП с программным ДПР. Функциональная схема ВЭП приведена на Рисунке 1.

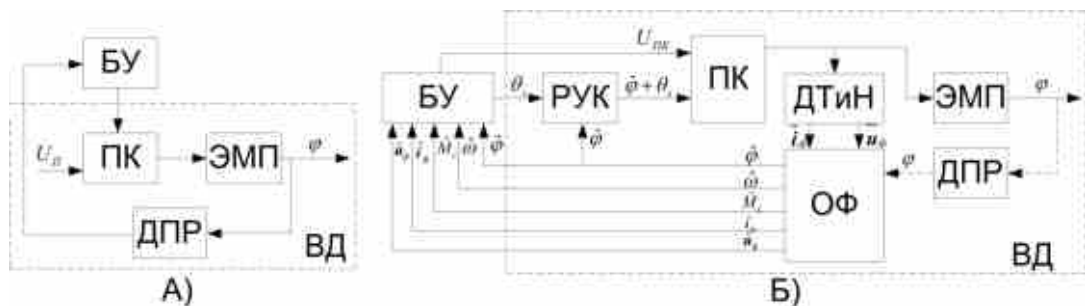


Рисунок 1.1 – Функциональные схемы ВЭП

На рисунке №1: А) классическая схема ВД; Б) схема ВД с регулированием по углу коммутации. Введены следующие обозначения: РУК – регулятор угла коммутации θ_s ; ДТиН – датчик фазных токов \bar{i}_ϕ и напряжений \bar{u}_ϕ ; ОФ – оценивающий фильтр.

Различают два основных способа управления электроприводами переменного тока, использующими коммутационные полупроводниковые элементы и преобразователи частоты: частотное и векторное [26,57].

Векторное управление vector control[187] или field-oriented control (FOC) – является методом управления синхронными[99] и асинхронными двигателями[169], формирующим не только гармонические токи фаз[89], но и обеспечивающим управление магнитным потоком ротора[186].

Различают два типа векторного управления, как векторно-ориентированного поля:

1) Скалярное управление, scalar control (SC) – это управление электромеханическим преобразователем, связанно изменяя амплитуду и частоту тока или напряжения питания в стационарных, установившихся режимах работы двигателя. Описано оно было академиком М.П. Костенко в 1925 году[57,97,98].

2) Векторное управление, vector control (VC) – это управление электромеханическим преобразователем, отдельно изменяя амплитуду и частоту тока или напряжения питания[26]. Основываясь уже не на стационарных режимах, а на математической модели в дифференциальных уравнениях[9], описывающих функционирование преобразователя, как в стационарных режимах, так и в переходных[82]. В свою очередь, векторное управление тоже разделяется на два подтипа:

2.1) Прямое управление моментом, direct torque control (DTC), – это режим управления, в котором управляется момент двигателя на валу, за счет измерения и вычисления вектора потокосцепления и момента на валу, и сравнения с эталонными значениями и последовательной корректировкой управления[26].

Прямое управление моментом тоже включает два подтипа:

2.1.1) Прямое самоуправление, direct self-control (DSC) – это режим управления, при котором не создаются, гармонические токи или напряжения, приближенные синусоидой, а создается меандр, который уже прерывисто управляет моментом[26]. Данный метод используется для высоко-мощных приводов с ключами, ориентированными на низкую частоту работы.

2.1.2) Ста двадцати градусная коммутация, space vector modulation (SVM) – это режим, в котором электромеханический преобразователь – трехфазный, а управление создает, переменный ток синусоидальной формы из постоянного, путем одновременного управления несколькими ключами, где каждый поворачивает управляемый вектор на 120 градусов[28].

2.2) Векторное управление, ориентированное по вектору потокосцепления, field oriented control (FOC), – это режим управления, в котором происходит непосредственное слежение и управление вектором потокосцепления[153].

1.1.2 Математические модели и их виды

Векторное управление подразумевает собой наличие математической модели регулируемого электромеханического преобразователя. Дадим необходимые определения и классификации.

Математическая модель – математическое представление реальности[172,164], один из вариантов модели, как системы, исследование которой позволяет получать информацию о некоторой другой системе[64]. Процесс построения и изучения математических моделей называется математическим моделированием.

Математическое моделирование[64] – это опосредованное практическое или теоретическое исследование объекта, при котором непосредственно изучается не сам интересующий нас объект, а некоторая вспомогательная, искусственная или естественная система (модель). Она находится в некотором объективном соответствии с познаваемым объектом и способна замещать его в определенных

отношениях, и дает при её исследовании информацию о самом моделируемом объекте [93].

Определяют прямую и обратную задачу математического моделирования:

Прямая задача: структура модели и все её параметры считаются известными. Главная задача – провести исследование модели для извлечения полезного знания об объекте[64,115].

Обратная задача: известно множество возможных моделей, надо выбрать конкретную модель на основании дополнительных данных об объекте[64,44,115].

Математические модели имеют несколько классификаций, представленных на рисунке 1.2:

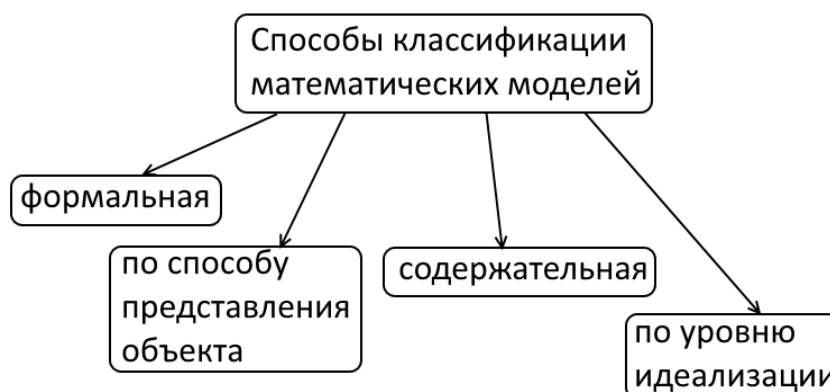


Рисунок 1.2 – Способы классификации математических моделей

Рассмотрим каждый способ подробно, их структуры и определения.

Формальный способ[51] классификации математических моделей: основывается на классификации используемых математических средств, при составлении модели. Формальный способ разделяется по принципу дихотомии на основные типы, представленные на рисунке 1.3:

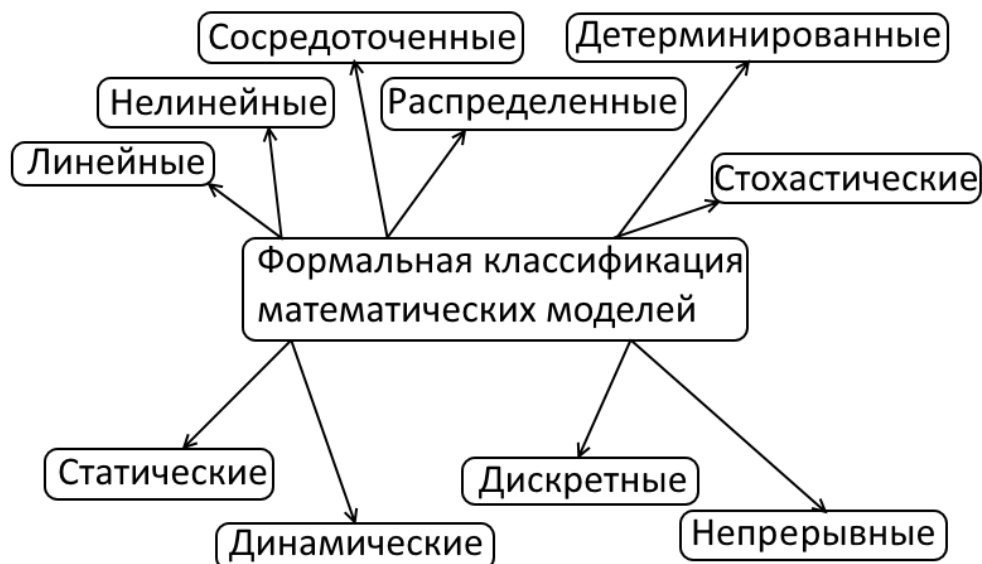


Рисунок 1.3 – Основные элементы формальной классификации математических моделей.

Линейная модель – любая система, для которой отклик системы на сумму воздействий равен сумме откликов на каждое воздействие [35,51].

Нелинейная модель – динамическая система, в которой протекают процессы, описываемые нелинейными дифференциальными уравнениями [35,164].

Сосредоточенные модели – это модели, описываемые обыкновенными дифференциальными уравнениями, которые являются функцией от одной переменной [7,4,124].

Распределенные модели – это модели, описываемые дифференциальными уравнениями в частных производных (ДУЧП) [7,4,124].

Детерминированные модели – это модели, основанные на дифференциальных уравнениях, которые будут выдавать четко predetermined результат, зависящий от входных данных и параметров и исключаящий любые случайности [7,113].

Стохастические модели – это модели, основанные на дифференциальных уравнениях, в которых как минимум один член имеет стохастическую природу, то есть – случайную [129,113].

Статические модели – модели, в которых дифференциальные уравнения не зависят от времени[129,115].

Динамические модели – модели, в которых дифференциальные уравнения зависят от времени[129,115].

Дискретные модели – модели, в которых используются уравнения, основанные на конечных структурах, таких как графы, группы, автоматы[197,164].

Непрерывные модели – модели, обладающие бесконечным числом внутренних степеней свободы, движение данных систем описывается тензорными полями[179,115,86].

Способ классификации – по способу представления, разделяет математические модели на структурные и функциональные. В пределе является разделением на способ черного ящика [60,64] – объекта с неизвестной структурой, но описанным внешним поведением. Серый ящик[64] – объект с частично известной структурой и внешним поведением. Белый ящик[64] – объект с известной структурой и внешним поведением. Общая структура классификации по способу представления приведена на рисунке 1.4:



Рисунок 1.4 – Классификация математических моделей по способу представления

Способ классификации по содержанию[129] кратко представлен на рисунке 1.5:



Рисунок 1.5 – Способы классификации по содержанию с элементами и наводящими фразами.

Жесткость модели регламентируется по добавочным членам в системе дифференциальных уравнений, которые переводят решение из установившегося – в решение с переходным процессом.

1.1.3 Физические аспекты математических моделей, используемых для векторного управления вентильными двигателями большой мощности

При векторном управлении вентильными двигателями используются разные типы математических моделей объектов управления. Все модели объектов управления можно распределить от простого к сложному.

Для полного анализа объекта управления строится наиболее приближенная к истинному объекту физическая модель. У разных известных авторов иная степень приближенности. Допустим, Рихтер Р.[108–112] использует для анализа эвристические сосредоточенные динамические модели, а для практического расчета только статические; М.П. Костенко и Л.М. Пиотровский[97–98] используют для анализа, как динамические, так и статические сосредоточенные, а иногда распределенные системы; А.И. Вольдек [27] использует сосредоточенные

статические и динамические системы; И.П. Копылов [59] также использует сосредоточенные динамические системы, но уже вводит дополнительные усложнения; а в работах А.И. Инкина [54] уже используются распределенные модели, как по площади, так и по объему. Более обще подходят к расчетам авторы Э.А. Меерович и Б.Э. Мейерович[82], они уже используют упрощенную релятивистскую формулировку для разных систем отсчета, необходимо заметить, что данный подход не нов и использовался для объективного вывода математической модели электромеханического преобразователя в книге Уайта Д., Вудсона Г. [143] за 1959 год. На этом же уровне находятся книги Я. Туровского [142], В.Т. Ерофеевко [44], В.А. Неганова [88]. Следующим этапом развития можно считать книги Н.М. Мицкевича [87] и А.Инфельда [55], здесь авторы используют теорию поля в условиях общей теории относительности для нахождения уравнений движения и поля.

Рассмотрев всех авторов последовательно, прослеживается тенденция увеличения необходимой вычислительной мощности при расчетах, однако также отслеживается тенденция использования различных дисциплин для повышения реалистичности расчета.

Основные дисциплины, которые используются на нынешний момент, для общего расчета поведения электромеханического преобразователя в псевдостатическом режиме это:

- Электродинамика[132,138–143,14,70,72,79–82,88,91,96,119,120]
- Теплодинамика[87]
- Теория поля[71]
- Физика твердого тела[45]
- Механика[73]

Этот круг дисциплин охватывает практически все вопросы, связанные с решением определенных технических задач, и электромеханика частично включает их всех. Однако для расчетов в динамике есть важная особенность, подчеркиваемая многими авторами [87], [55], [88], [44], [142], [82] но не освещаемая в плане технических расчетов, и методов её использования.

Особенность заключается в соотношениях между системами отсчета, в исследуемом объекте.

1.1.4 О системах отсчета в электромеханике

В механике известно определение систем отсчета: это совокупность тела отсчёта, связанной с ним системы координат и системы отсчёта времени, по отношению к которым рассматривается движение каких-либо тел [77,83,73].

Обычно с преобразованиями между системами отсчета связывают систему преобразований Галилея [77]:

$$\begin{cases} x' = x + vt \\ t' = t \end{cases} \quad (1.1)$$

где x, t, v – соответственно: положение, время и скорость в одной системе отсчета, а x', t' – в другой.

Такое соотношение между системами отсчета сохраняло инвариантность законов физики, относительно систем отсчета до 1865 года. С появлением уравнений Максвелла [193], эта инвариантность нарушилась. Уравнения Максвелла не сохраняли свою форму при переходе в движущуюся систему отсчета. В следствии с этим, в 1904 году были предложены преобразования Лоренца [15,19,75,77,83,79,122,132,159]:

$$\begin{pmatrix} t' \\ x' \\ y' \\ z' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{c}{\sqrt{c^2 - v^2}} & \frac{v}{\sqrt{c^2 - v^2}} & 0 & 0 \\ \frac{v}{\sqrt{c^2 - v^2}} & \frac{c}{\sqrt{c^2 - v^2}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} t \\ x \\ y \\ z \end{pmatrix} \quad (1.2)$$

где c – скорость света; v – скорость движения системы отсчета со штрихом, относительно системы отсчета без штриха; t', x', y', z' – координаты в движущейся системе отсчета со штрихом, относительно системы отсчета без штриха.

В 1905 году Альберт Германович Эйнштейн популярно объяснил в труде "Zur Elektrodynamik bewegter Körper" [68] – в чем суть выражения (1.2), а также сформулировал основы Специальной Теории Относительности (СТО). Вся специальная теория относительности базируется на важном постулате: – системы отсчета движутся друг относительно друга с постоянной скоростью и уравнения Лоренца выведены тоже для этого случая. В 1916 году он, издает статью "Die Grundlage der allgemeinen Relativitätstheorie"[68], где излагает основы Общей Теории Относительности (ОТО), которая позволяет определять соотношения между произвольно движущимися системами отсчета.

Вычислительные мощности в начале двадцатого века были довольно слабые. Поэтому все задачи, использующие уравнения Максвелла, сводились либо к аналитически решаемым, либо к эквивалентным сосредоточенным дифференциальным уравнениям[89,90], либо к одномерным распределенным. Такая практика была взята на "вооружение" и используется сейчас, спустя много лет. Однако вычислительные мощности, с развитием научно технического прогресса, росли и все более и более точные алгоритмы вводились в расчеты и анализ исследуемых объектов[185].

Электромеханический преобразователь[143], или как частный случай электродвигатель, является очень сложным объектом для анализа электромагнитных полей[59]. Дело в том, что уравнения Максвелла, в стандартной, интегральной или дифференциальной форме [96], записаны для случая инерциальной системы отсчета[77,144], то есть, для случая движения одной системы отсчета относительно другой с постоянной скоростью, прямолинейно. А ротор или якорь электрического двигателя, пусть даже возвратно–поступательного действия, движется с ускорениями, а есть режимы и задачи, где важно именно ускорение якоря[82]. Но есть формулировка

инвариантная относительно любых систем отсчета уравнений Максвелла – ковариантная [83,161]. Данная формулировка позволяет вести расчет электромагнитных полей для сложных объектов, в составе которых имеются ускоренные элементы. Использование данной формулировки принято в ядерной физике, квантовой механике, общей теории относительности, однако не получило распространения в электромеханике[118,123,135–142,108–112,97–99,59,54].

Численный расчет электромагнитных полей для сложных объектов, в составе которых имеются ускоренные элементы, в электромеханике производится по упрощенной схеме [118,126,54], используются либо преобразования Галилея, либо Лоренца[82], а в место постоянной скорости, используется скорость мгновенная[144].

В связи с этим, возникает актуальность задачи – получить алгоритм аналитического вывода преобразований между произвольно движущимися системами отсчета; дать необходимые рекомендации по применению и использованию при расчете и анализе электромагнитных полей. Это позволит выйти на новый уровень точности расчета в электромеханике, следить за процессами излучения от ускоренных объектов, отслеживать изменения свойств вещества [132] и многое другое, весьма важное для практической науки и техники.

1.2 Наблюдатели, идентификаторы и оптимальные процессы

1.2.1 Теория наблюдателей, идентификаторов и оценивания, как приложение векторного управления вентильными двигателями большой мощности

Векторное управление вентильными двигателями большой мощности (ВУВДБМ) [25] представляет собой сложную замкнутую систему[64], которая

может выполнять задачи позиционирования, поддержания скорости, заданного момента или более сложных задач[180]. Когда составлена самосогласованная[88], распределенная математическая модель электромеханического преобразователя, тогда её можно упростить[89,17,167,90] и преобразовать в состоящую из обыкновенных дифференциальных уравнений и получить инженерную модель, которая подходит для дискретной реализации на современных микроконтроллерах[107,23,185,200].

Замкнутые системы управления в векторном управлении можно разделить на два больших класса: с датчиками[188,169] и бездатчиковые [174,176,177,178, 180–182,185,187,190–207]

Замкнутыми системами с датчиками ВУВДБМ, будем считать системы, у которых в электромеханическом преобразователе есть какие либо датчики, кроме датчиков напряжений и токов питания.

Бездатчиковыми замкнутыми системами ВУВДБМ, будем считать системы, в которых кроме датчиков напряжения и токов питания электромеханического преобразователя ни каких больше нет.

Синтез векторного управления, для систем с датчиками, хорошо проработанный вопрос. Есть много литературы и статей, где разобраны мельчайшие подробности, например в данной литературе:[26,57,188,169]. Однако, синтез бездатчиковых систем векторного управления является открытым и крайне важным вопросом. Для его изучения необходимо прибегнуть к основам теории управления: наблюдаемости[34], идентифицируемости[64], и теории оценивания[130,131,38]. Для этого дадим основные понятия, определения и классификации.

Наблюдаемость – называется возможность косвенного определения величин, на основе измерения некоторых других величин и использования априорной информации[64,106, 34].

Основные виды наблюдаемости представлены на рисунке 1.6:

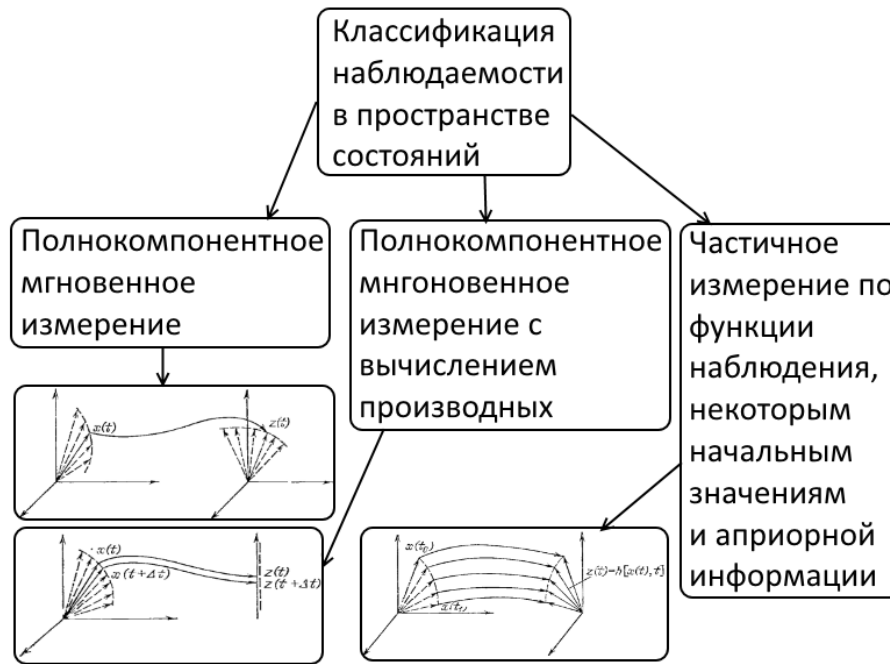


Рисунок 1.6 – Классификация наблюдаемости в пространстве состояний

На рисунке 1.6 $x(t)$ – вектор состояний; $z(t)$ – вектор наблюдений; стрелка обозначает преобразование от вектора состояний к вектору наблюдений.

Система является полностью наблюдаемой, если возможно восстановление полного вектора состояния системы [64, 106, 34].

Система является косвенно наблюдаемой, если возможно только частичное восстановление вектора состояния системы [64, 106, 34].

Степень наблюдаемости определяется выражением λ :

$$\left\{ \begin{array}{l} \lambda = \frac{n}{d} = \frac{n}{\text{rank} \left[\left(\frac{\partial h}{\partial x} \right)^T \left(\frac{\partial h}{\partial x} L h \right)^T \dots \left(\frac{\partial h}{\partial x} L^{n-1} h \right)^T \right]} \\ z = h(x, u, t) \\ \dot{x} = f(x, u, t) \\ L[*] = \frac{\partial[*]}{\partial x} f + \frac{\partial[*]}{\partial u} u + \frac{\partial[*]}{\partial t} \end{array} \right. \quad (1.3)$$

где λ – степень наблюдаемости; x – вектор состояний; u – известная векторная функция; z – вектор наблюдения; $L[*]$ – оператор Ляпунова; $\frac{\partial h}{\partial x}$ – матрица Якоби

Идентифицируемость – возможность определения параметров математической модели, системы или процесса по результатам измерения определенных выходных величин в течение некоторого интервала времени.

Система является полностью идентифицируемой и наблюдаемой, если возможно восстановление расширенного вектора состояния системы, за счет дополнительных параметров [64, 106, 34].

Система является косвенно наблюдаемой, если возможно только частичное восстановление расширенного вектора состояния системы, за счет дополнительных параметров [64, 106, 34]

Степень идентифицируемости σ определяется выражением:

$$\left\{ \begin{array}{l} \sigma = \frac{n}{d} = \frac{n}{\text{rank} \left[\left(\frac{\partial h}{\partial y} \right)^T \left(\frac{\partial h}{\partial y} L h \right)^T \dots \left(\frac{\partial h}{\partial y} L^{n-1} h \right)^T \right]} \\ \dot{y} = f_p(y, u, t) \\ y = \begin{pmatrix} x \\ a \end{pmatrix} \\ z = h(y, u, t) \\ f_p = \begin{pmatrix} f(x, a, u, t) \\ 0 \end{pmatrix} \\ L[*] = \frac{\partial[*]}{\partial y} f_p + \frac{\partial[*]}{\partial u} u + \frac{\partial[*]}{\partial t} \end{array} \right. \quad (1.4)$$

где λ – степень наблюдаемости; x – вектор состояний; u – известная векторная функция; z – вектор наблюдения; $L[*]$ – оператор Ляпунова; $\frac{\partial h}{\partial x}$ – матрица Якоби; y – расширенный вектор состояния.

Оцениванием – называют обработку данных измерений с целью уменьшить влияние случайных факторов, приближение значения оценки в реальном времени к истинной функции, фильтрация в реальном времени.

Вся теория оценивания основывается на теории вероятности и статистики, а практическая часть на уравнении Фокера–Планка–Колмогорова (ФПК–уравнение) [64,106,34,113] для безусловной плотности вероятности в пространстве состояний непрерывной стохастической системы. Но на практике необходимо уравнение для апостериорной плотности вероятности в пространстве состояний наблюдаемой стохастической системы, которое также называют уравнением Стратоновича[113]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial p}{\partial t} + \sum_{i=1}^n \frac{\partial (pf_i)}{\partial t} - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \frac{\partial^2 [p(g\psi g^T)_{ij}]}{\partial x_i \partial x_j} - p \left[\left[h(x,t) - \hat{h}(x,t) \right]^T R^{-1} \left[z - \hat{h}(x,t) \right] \right] = 0 \\ \hat{h}(x,t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(x,t) p dx \\ \frac{dx}{dt} = f(x,u,t) + g(x,t)\xi(t) \\ z = h(x,u,t) + \eta(t) \\ E[\xi(t)\xi^T(t')] = \psi(t)\delta(t-t') \\ E[\eta(t)\eta^T(t')] = R(t)\delta(t-t') \\ \int_{-\infty}^{\infty} p dx = 1 \end{array} \right. \quad (1.5)$$

где p – апостериорная или условная плотность вероятности состояния системы; x – вектор состояний системы; g – вектор корреляции шума системе; $\psi(t)$ – матрица амплитуды интенсивности ковариации двух любых шумов системы из определенного диапазона во времени; $R(t)$ – матрица амплитуды интенсивности ковариации двух любых шумов наблюдения из определенного диапазона во времени; $h(x,t)$ – заданная векторная функция уравнения наблюдения; $\hat{h}(x,t)$ – оценка функции наблюдения, являющиеся условным математическим ожиданием

$h(x,t)$; z – вектор наблюдения; $\xi(t)$ – вектор шумов системы с нулевым математическим ожиданием; $\eta(t)$ – вектор шумов наблюдения с нулевым математическим ожиданием; $E[\xi(t)\xi^T(t')]$ – ковариантная матрица шумов системы; $E[\eta(t)\eta^T(t')]$ – ковариантная матрица шумов наблюдения.

Ни теоретически, ни практически, решить уравнение (1.5) невозможно, поэтому прибегают к преобразованию: уравнение Стратоновича умножают на x_i и интегрируют по всему пространству состояний с помощью стохастических интегралов Ито [64,113,164], в итоге получают уравнение:

$$\dot{\hat{x}} = \hat{f}(x,u,t) + \left(\widehat{xh}^T - \hat{x}\hat{h}^T \right) R^{-1} (z - \hat{h}) \quad (1.6)$$

где $\hat{f}(x,u,t)$ – условное математическое ожидание[126] (УМО) исходной функции системы; \hat{x} – УМО вектора состояний системы; \widehat{xh} – УМО произведения вектора состояния системы на векторную функцию уравнения наблюдения.

Уравнение (1.6) строго удовлетворяет оценке в виде условных математических ожиданий, однако оно также не разрешимо, как аналитически, так и численно [64]. Но уравнение (1.6) служит структурой для создания субоптимальных алгоритмов оценивания условно–математического ожидания вектора состояния системы.

Основные приемы получения субоптимальных алгоритмов[64,34]:

- 1) Разложение нелинейных функций в ряд Тейлора в окрестности оценки \hat{x} или некоторого движения.
- 2) Различные виды аппроксимаций нелинейных функций.
- 3) Применение Гауссовского приближения для распределения вероятностей.
- 4) Замена оценки функции на функцию оценки.
- 5) Замена среднего по множеству на среднее по времени.

1.2.2 Применение теории оценивания для создания алгоритмов оценивания в бездатчиковой системе векторного управления вентильным двигателем.

Математические модели вентильных двигателей используемых для построения бездатчиковых систем, обычно являются нелинейным стохастическим непрерывным сосредоточенным классом систем дифференциальных уравнений [25], [29], [174,176,177,178, 180–182,185,187,190–207].

Задача оценивания строится так:

Наблюдаемыми величинами будут: фазные токи и напряжения питания или фазные токи и линейные напряжения питания, также будут известны параметры системы.

Ненаблюдаемыми величинами будут: угол поворота ротора, скорость ротора, момент на валу ротора.

Оцениваемыми величинами будут: токи и напряжения, угол поворота ротора, скорость ротора, а идентифицируемым параметром будет момент на валу ротора, так как он входит в уравнения как неизвестное внешние воздействие.

Производится анализ локальных условий наблюдаемости и идентифицируемости.

Из уравнения (1.6) строится субоптимальный алгоритм по приведенной методике, или выбирается из ряда готовых[64].

Анализируя зарубежные и отечественные книги и статьи, можно придти к выводу, что авторы берут субоптимальные алгоритмы для линейных систем. Как поясняют авторы, это сделано с целью уменьшения необходимой вычислительной мощности для применения алгоритма.

В связи с этим, становится актуальным вопрос проектирования оптимальных алгоритмов оценивания ненаблюдаемых величин и параметров в вентильном двигателе, относительно исходных не упрощенных уравнений. И

анализа полученного алгоритма, с целью понижения порядка, в случае необходимости.

Введение высококачественных алгоритмов оценивания ненаблюдаемых величин позволит уменьшить цену всего векторного привода вентильного двигателя за счет отсутствия дорогостоящих датчиков, при незначительном повышении цены микроконтроллера с высоким повышением его вычислительной мощности. Или проектирование высоконадежных приводов, способных нормально функционировать при обрыве линий обратной связи по углу поворота ротора, скорости и момента на валу.

1.2.3 Оптимальное управление вентильным двигателем

Оптимальное векторное управление, строится на базе таких теорий вариационного исчисления, как теория оптимального управления [42,26,56]. Оптимальное управление вентильными двигателями – известный вопрос и отражен во многих книгах и статьях [169, 177,178, 180–182]. В целом можно оптимальное управление можно разделить на два класса задач: стационарные и динамические.

В стационарных задачах используется математический аппарат дифференциальной геометрии[150,151] для нахождения локальных максимумов и минимумов. Решаются задачи на нахождение определенного оптимального режима, относительно критериев оптимизации.

В динамических задачах используется математический аппарат вариационного исчисления[166,86,124,164]. Решаются задачи на нахождение оптимальной мировой линии или траектории [73,71], которая обеспечивает минимум интеграла от лагранжиана [126] критериев оптимальности или вариационной формулировки задания.

При рассмотрении вентильных двигателей, используются нелинейные стохастические непрерывные сосредоточенные системы дифференциальных

уравнений. Анализ, как статический, так и динамический, таких уравнений несколько затруднен, поэтому прибегают к некоторым способам упрощения уравнений.

Зачастую, используется следующий прием упрощения [143] – нелинейности магнитопровода не учитываются, параметры каждой "фазы" считаются симметричными, взаимоиндукции, вследствие симметрии, входят как дополнительный член в индуктивность каждой "фазы".

После таких преобразований, появляется система уравнений, в которой есть только одно нелинейное уравнение. Обычно на данном этапе преобразований эта система – трехфазная, и в следствии геометрической и временных симметрий уравнений можно воспользоваться следующим преобразованием [28], [169], [99] и получить систему уже для двух фаз, её также называют преобразованием к алфавита системе :

$$\begin{cases} u_{\alpha}^s = u_A^s - \frac{1}{2}u_B^s - \frac{1}{2}u_C^s & i_{\alpha}^s = i_A^s - \frac{1}{2}i_B^s - \frac{1}{2}i_C^s & e_{\alpha} = e_A - \frac{1}{2}e_B - \frac{1}{2}e_C \\ u_{\beta}^s = \frac{\sqrt{3}}{2}u_B^s - \frac{\sqrt{3}}{2}u_C^s & i_{\beta}^s = \frac{\sqrt{3}}{2}i_B^s - \frac{\sqrt{3}}{2}i_C^s & e_{\beta} = \frac{\sqrt{3}}{2}e_B - \frac{\sqrt{3}}{2}e_C \end{cases} \quad (1.7)$$

На этом не останавливаются, т.к. получившиеся уравнения, тоже имеют симметрии. Далее предполагают, что токи и напряжения, являются не только гармоническими функциями, но и синусоидальными. И вследствие этой дополнительной симметрии, можно сказать, что токи и напряжения в уравнениях описывают вращения некоторых векторов в фазовом пространстве. Логичным преобразованием является переход в вращающуюся систему координат, где токи и напряжения выражали бы их амплитуды и были бы псевдопостоянными величинами. Преобразование осуществляется за счет системы:

$$\begin{cases} u_q^s = u_\alpha^s \cos(\varphi) + u_\beta^s \sin(\varphi) = 3/2 u \cos(\theta) \\ -u_d^s = u_\beta^s \cos(\varphi) - u_\alpha^s \sin(\varphi) = -3/2 u \sin(\theta) \\ i_q^s = i_\alpha^s \cos(\varphi) + i_\beta^s \sin(\varphi) = 3/2 i^s \cos(\theta + \nu) \\ -i_d^s = i_\beta^s \cos(\varphi) - i_\alpha^s \sin(\varphi) = 3/2 i^s \sin(\theta + \nu) \\ e_q = e_\alpha \cos(\varphi) + e_\beta \sin(\varphi) \\ -e_d = e_\beta \cos(\varphi) - e_\alpha \sin(\varphi) \end{cases} \quad (1.8)$$

Но и на этом не останавливаются, уравнения еще более упрощаются, при переходе к безразмерным величинам и домену Лапласа:

$$\begin{cases} \gamma = \frac{u}{1.5u_n} ; \bar{i}_q^s = \frac{i_q^s R^s}{1.5u_n} ; \bar{i}_d^s = \frac{i_d^s R^s}{1.5u_n} ; \tau = t\omega_H \\ \tau_\varepsilon = \xi\omega_H ; \xi = \frac{L^s}{R^s} ; \omega_H = \frac{u_n}{\kappa} ; \zeta = \tau_m\omega_H ; \bar{\varepsilon} = \frac{\omega}{\omega_H} \\ \mu_{эм} = \frac{M_{эм}}{M_\Pi} ; \mu_c = \frac{M_c}{M_\Pi} ; M_\Pi = \frac{1.5u_n\kappa}{R^s} ; \tau_m = \frac{J^r R^s}{1.5u_n\kappa} \end{cases} \quad (1.9)$$

где γ – относительное напряжения статора эквивалентного двухфазного двигателя в системе отсчета ротора dq; \bar{i}_q^s – приведенный ток обмотки q эквивалентного двухфазного двигателя в системе отсчета ротора dq; \bar{i}_d^s – приведенный ток обмотки d эквивалентного двухфазного двигателя в системе отсчета ротора dq; τ – безразмерное время; ξ – электромагнитный коэффициент; τ_ε – электромагнитная постоянная времени электродвигателя; ω_H – эквивалентная частота; ζ – механический коэффициент; τ_m – механическая постоянная времени электродвигателя; $\mu_{эм}$ – относительный электромагнитный момент эквивалентного двухфазного двигателя в системе отсчета ротора dq; μ_c – относительный момент сопротивления на валу эквивалентного двухфазного двигателя в системе отсчета ротора dq; M_Π – приведенный момент.

И в конце всех преобразований получают наиболее простую нелинейную систему дифференциальных уравнений в домене Лапласа:

$$\begin{cases} \gamma \cos(\theta) = \bar{i}_q^s + \tau_\omega \bar{i}_q^s p + \tau_\omega \bar{i}_d^s \bar{\varepsilon} + \bar{\varepsilon} \\ -\gamma \sin(\theta) = \bar{i}_d^s + \tau_\omega \bar{i}_d^s p - \tau_\omega \bar{i}_q^s \bar{\varepsilon} \\ \tau_m \bar{\varepsilon} p = \mu_{эм} - \mu_c \\ \mu_{эм} = \bar{i}_q^s \end{cases} \quad (1.10)$$

где θ – временная задержка, выражающаяся как геометрический угол в фазовом пространстве между векторами ЭДС и напряжения питания, также называемый угол коммутации в электроприводе [29] и угол нагрузки в электромеханике [97].

В формулировке уравнений (1.10), задача поиска оптимального управления выглядит наиболее явно. Оптимальное управление с помощью регулирования амплитуды напряжения питания и частоты хорошо изучено, как например [25]. Однако, исследование оптимальных режимов и траекторий при управлении углом коммутации, исследовано плохо. Постановка такой задачи рассмотрена несколькими отечественными авторами [28], [154] и практически не рассмотрена за рубежом.

Поэтому актуальной и новой задачей становится: исследование оптимальных режимов вентильного двигателя при векторном управлении, относительно угла коммутации и различных критериев оптимальности.

Рассмотрение и решение этой задачи даст аналитические выражения, которые с помощью векторного управления, будут вводить вентильный двигатель в режимы, максимальной скорости, максимальной скорости холостого хода, максимального электромагнитного момента, минимума активных потерь, так называемого максимального электромагнитного КПД, минимума реактивных потерь, минимума полных потерь. Кроме этого будут предложены различные виды реализации.

1.3 Теория надежности и электроприводы ВД

Вентильный электропривод является сложной технической системой, которую можно рассматривать как физическую поэлементную систему, либо как систему связанных функциональных блоков[64]. Каждый элемент физической системы, участвует в динамических взаимодействиях, также каждый элемент сам по себе представляет сложную атомную структуру, которая имеет квантово-дискретную природу[71]. Исходя из этого, при динамических процессах каждый элемент переходит из одного псевдостационарного состояния в другое. По ходу изменений состояний, элемент теряет потенциальную энергию, которая расходуется на взаимодействия, как с другими элементами системы, так и с окружающей средой. За счет этой потери энергии, элемент переходит из функционирующего состояния в неисправное, что в свою очередь приводит к снижению надежности всей системы, и переход системы в неисправное состояние[11,39,69,74,145].

Современный вентильный электропривод, как система, имеет огромное количество составных элементов и один из них микроконтроллер. Как составной элемент, современный микроконтроллер[23] имеет на "борту" более миллиарда транзисторов. При рассмотрении системы с двадцатью простейшими элементами, необходимо анализировать около миллиона состояний. А при анализе вентильного электропривода, где количество простейших элементов выходит за миллиарды, рассмотрение всех состояний становится проблематично, поэтому возможный путь решения этой задачи агрегирование элементов [69].

В процессе функционирования вентильного электропривода с векторным управлением, каждый элемент привода находится в постоянном взаимодействии. Поэтому внешние воздействия, повреждая один элемент, окажут влияние на показатели надежности всех элементов привода. Нормативные воздействия не должны вызывать снижение надежности элементов, только кратковременные и мощные воздействия приведут к резкому снижению надежности. Воздействия могут быть разной природы, такие как, механические, гидродинамические, электродинамические, химические и прочие.

Исследование надежности систем в условиях внешних, разрушительных импульсных воздействий, сравнительно новое направление в теории надежности. На данный момент, данное направление исследований не имеет зарубежных аналогов, основными работами по данному направлению можно считать [61,62,69] и дальнейшее развитие данного направления является важным и полезным для практической науки и техники.

Новейшие инженерные методы [64,61,62,69] анализа и моделирования надежности подразумевают использование аппарата дискретно–операторной математики, теории графов в рамках псевдостатических моделей надежности[69]. Такие методы рассматривают единый оргграф[61] для всех типов воздействий, и на одну вершину приходит только одно воздействие. Воздействия не разделяются на классы, и системы, они не коррелируют между собой, хотя физическую систему можно описывать с различных сторон, как электродинамическую модель, механическую, гидродинамическую, химодинамическую и т.д. И в каждой модели импульсные воздействия той же природы, распространяются по–разному.

Однако на практике возникают ситуации с несколькими одновременными внешними воздействиями разной природы на один элемент системы.

Исходя из этого, становится актуальной задача: "модифицировать методику моделирования надежности в условиях одновременных импульсных воздействий разной природы на одинаковые вершины оргграфа, с целью расширения возможностей моделирования аварийных ситуаций и природы исследуемого объекта".

Для решения такой задачи предлагается использовать дискретно–тензорный математический аппарат[78,1,122] и теорию графов[4]. Предлагается разделить все импульсные воздействия по природе, и синтезировать оргграфы из количества элементов, не превышающих некое количество элементов исходной системы, относительно природы каждого импульсного воздействия.

Введение тензорного аппарата позволит не только структурировать импульсные воздействия и рассматривать распространение воздействия в своей природе, но и устанавливать корреляционные связи между оргграфами одной

системы, но разной природы. Такие корреляции выражают взаимодействия и смешивание воздействий разной природы, таких как: электромагнитных и тепловых и т.д., что еще раз подчеркивает актуальность задачи.

1.4 Выводы по главе № 1

1. Исследованы основные типы векторного управления, типы математических моделей, уровни идеализации. Выявлено, что математические модели вентильных двигателей на данном уровне развития науки и техники распадаются на два класса: модели, которые используют для анализа систем, и модели, которые используются в инженерных разработках. Модели для анализа представляют собой: стохастические, распределенные, нелинейные системы уравнений в частных производных. Модели для инженерии представляют собой: стохастические, сосредоточенные, нелинейные системы обыкновенных дифференциальных уравнений. Также выявлено, что для корректной постановки задачи численного расчета в электромеханике используются преобразования Лоренца. Выявлен недостаток преобразований Лоренца – они используются только для объектов движущихся с постоянной скоростью. Выявлена необходимость устранения этого недостатка в электромеханике.

2. Исследованы основы теории наблюдателей, идентификаторов и оценивания, как приложение векторного управления вентильными двигателями большой мощности. Выявлена необходимость построения фильтров оценивания для бездатчиковых систем. Также выявлена необходимость построения алгоритмов выбора оптимальных фильтров оценивания, относительно целей и задач, на которые рассчитан привод.

3. Исследованы особенности применения теории надежности к расчету надежности векторного привода вентильных двигателей. Выявлено, что существующие алгоритмы и модели, поддерживают моделирование ситуаций, когда на исследуемую систему приходят разрушительные импульсные воздействия одинаковой природы. Также выявлена необходимость получить

новую модель в теории надежности, подходящую для случаев, когда на исследуемую систему приходят разрушительные воздействия разной природы.

2. Исследовательская и инженерные модели вентильного двигателя

Существует общая теория электромеханического преобразования энергии [143, 123,59], в которой помимо основных задач, решается задача построения и решения системы уравнений идеализированной, вращающейся, электрической машины. Так вот, у ряда авторов [143,123,59,108–112,97–98,27,142,44,88], такая задача включает в себя несколько этапов: определение геометрической модели электромеханического преобразователя; нахождение электрического и магнитного поля в воздушном зазоре; определение вектора Пойнтинга [143] и потока мощности; получение уравнений движения электромеханического преобразователя по методу Лагранжа.

На этапе определения электрического и магнитного поля электромеханического преобразователя, решается сложнейшая задача – ведется поиск решения системы дифференциальных уравнений в частных производных Максвелла. Основная особенность решения заключается в том, что в электромеханическом преобразователе имеются движущиеся части, которые принимают участие в электромагнитных процессах. Такие типы задач относятся к такому подразделу физики, как – "электродинамика движущихся сред"[82]. Эта наука изучает взаимосвязи электромагнитных полей, зарядов, токов и таких параметров сред, как диэлектрическая и магнитная проницаемости проводимости, с позиций движущихся и неподвижных наблюдателей. Может показаться странным, что поля и свойства материалов, зависят от движения наблюдателя. В 1905 году Альберт Германович Эйнштейн в труде "Zur Elektrodynamik bewegter Körper" [68] разъяснил неразрывную взаимосвязь времени и пространства в едином четырехмерном континууме. Так появилась специальная теория относительности, которая отвечала на один простой вопрос: как выглядят законы физики с позиций движущихся с постоянной скоростью наблюдателей и неподвижных наблюдателей. А в 1916 году, выходит статья "Die Grundlage der allgemeinen Relativitätstheorie"[68], которая уже отвечает на вопрос: как выглядят законы физики с позиций произвольно движущихся наблюдателей и в других

общих случаях. Одним из самых ярких результатов этих теорий, является разъяснение природы магнитного поля. Так как магнитных зарядов до сих пор обнаружено не было, *природа магнитного поля чисто релятивистская*. Источником электрического поля являются заряды, а если они движутся, то вокруг их траектории создается вихревое магнитное поле. Причем для наблюдателя, связанного с электронами, магнитное поле не регистрируется, а для наблюдателя, относительно которого электроны движутся, магнитное поле регистрируется. Это хорошо видно из уравнения:

$$H_y^{HDB} = -\frac{v}{c} E_z^{DB}$$

где E_z^{DB} – компонента электрического поля электрона измеренная наблюдателем, связанным с этим электроном, и движущимся вместе с ним со скоростью v вдоль оси X , относительно неподвижного наблюдателя находящегося в центре координат; H_y^{HDB} – компонента магнитного поля, которая регистрируется неподвижным наблюдателем, помимо регистрации и электрического поля электрона. И даже если скорость электронов низкая, в проводнике с током их так много, что регистрация магнитного поля не представляет труда.

Таким образом, в электродинамике движущихся сред для решения поставленной задачи необходимо записать систему преобразований полей и параметров сред между наблюдателем, связанным с ротором, и наблюдателем, связанным со статором, или наоборот. Исторически электромеханика развивалась параллельно выше приведенным теориям и одной из её задач и по ныне является – получение достаточно простых и точных взаимоотношений для проектирования электромеханических преобразователей. Критерии точности и простоты, основываются на имеющихся вычислительных мощностях у расчетчика или инженера. И на заре электромеханики вычислительные мощности были крайне низкие, поэтому в качестве системы преобразований между электродинамическими величинами и параметрами – брали преобразования Лоренца [143,82,108–112,97–98]. Считали целесообразным подставлять в преобразования Лоренца – мгновенную скорость движения ротора или статора,

обосновывая это низкими требованиями к вычислительной сложности. Но я считаю, что этот подход несколько ограничен, в связи с тем, что преобразования Лоренца, основываются на условии постоянства скорости движения ротора, относительно статора или наоборот. Также данный подход, закрепился и в таком направлении, как численное моделирование электромагнитных процессов в электротехнике и электродинамике [118,53,66,67,82]. В таких известных программных пакетах как Ansys Maxwell или Matlab вообще не рассматриваются преобразования, что сказывается на их точности и границах применимости. Однако, на практике ротор, относительно статора, может двигаться произвольно и нынешние имеющиеся вычислительные мощности можно считать практически бесконечными.

Таким образом, *актуальным остается решение следующего вопроса:*

– Улучшение расчетных алгоритмов электромагнитных процессов в динамических режимах для анализа электрических машин, по сравнению с применяющимися. Что позволит разрабатывать как более эффективные новые электрические машины, которые будут основываться уже на концепции: что в разных системах отсчета – материалы и поля различаются. Также и улучшать прежние электрические машины, в частности подбирая такие свойства материалов, которые были бы эффективны, даже при предельных режимах работы.

На основании всего выше изложенного, *целью данной главы является:* Дополнение теории, практики вентильного электропривода в части: анализа и расчета электромагнитных процессов при динамических режимах.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие *задачи:*

- Провести анализ существующих методик расчета электромагнитных процессов в электрических машинах при динамических режимах;
- Выявить наиболее общие связи между электродинамическими величинами и параметрами в разных системах отсчета;

– Построить алгоритм для получения аналитических выражений взаимоотношений между электродинамическими величинами и параметрами в произвольно движущихся систем отсчетов;

– Дать практические выражения, рекомендации и методики по применению данных соотношений в расчете электромагнитных процессов электрических машин при динамических режимах работы.

Для решения поставленных задач: предлагается использовать математический аппарат общей теории относительности.

Общая теория относительности (ОТО) базируется на дифференциальной геометрии и тензорном анализе[83,87]. Введение этих математических аппаратов позволит верно оценить взаимоотношения систем отсчета при произвольном движении ротора или статора. На практике, вводом математических методов ОТО в электромеханику для данной проблемы будет – расчет матриц Якоби преобразований тензорных величин, таких как плотности токов; напряженности; индукции; электрические и магнитные проницаемости; удельные проводимости, из системы отсчета ротора в систему отсчета статора и обратно.

Применение математического аппарата ОТО в электромеханике, для расчетов взаимоотношений систем отсчета ротора и статора, является научным достижением. Практическим же достижением является получение формул для преобразований между системами отсчета, основных электромагнитных величин, таких как: плотности токов; напряженности; индукции; электрические и магнитные проницаемости; удельные проводимости. В инженерии полученные преобразования можно разложить в ряд Тейлора[124] и получить уже упрощенные, учитывающие произвольность движения, преобразования между электродинамическими величинами и параметрами в разных системах отсчета.

2.1 Основные понятия и уравнения электродинамики в ковариантной форме

2.1.1 Уравнения Максвелла в инерциальных системах отсчета.

Уравнения Максвелла с материальными уравнениями и граничными условиями представлены в форме (2.1), они верны только в инерциальных системах отсчета (СО)[77,82,83,87], то есть, во всех структурах: статичных[96], псевдостатичных[14] или движущихся с постоянной скоростью[82], но не могут быть верны скажем в СО вращающегося ротора, т.к. он неинерциальная система[120].

$$\left\{ \begin{array}{l}
 [\nabla, \bar{H}] = \bar{J}_{\text{полн}} = \gamma(x, y, z, t, \overline{v_{CO}}(t)) \bar{E} + \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} + \wp \cdot \overline{v_{\wp}} + \gamma \bar{E}_{\text{стор}} + \gamma [\bar{v}, \bar{B}] + [\nabla, [\bar{D}, \bar{v}]] \\
 [\nabla, \bar{E}] = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t} \\
 \langle \nabla, \bar{B} \rangle = 0 \\
 \langle \nabla, \bar{D} \rangle = \rho(x, y, z, t, \overline{v_{CO}}(t)) \\
 \bar{D} = \varepsilon(x, y, z, t, \overline{v_{CO}}(t)) \bar{E} \\
 \bar{B} = \mu(x, y, z, t, \overline{v_{CO}}(t)) \bar{H} \\
 y_n(0, t) = v_n(t) \\
 y_n(A_i, t) = \vartheta_n(t) \\
 y_n(A_i, 0) = \varphi_n(t) \\
 \frac{\partial y_n(A_n, 0)}{\partial t} = \zeta_n(t) \\
 n \in [1, 3], n \in \mathbb{N}
 \end{array} \right. \quad (2.1)$$

где \bar{H} , \bar{E} – напряженности магнитной и электрической составляющей электромагнитного поля; \bar{B} , \bar{D} – магнитная и электрическая индукция; $\bar{J}_{\text{полн}}$ – плотность тока; $\rho(x, y, z, t, \overline{v_{CO}}(t))$ – объемная плотность заряда; $\varepsilon(x, y, z, t, \overline{v_{CO}}(t))$ – электрическая проницаемость; $\mu(x, y, z, t, \overline{v_{CO}}(t))$ – магнитная проницаемость; $\gamma(x, y, z, t, \overline{v_{CO}}(t))$ – электрическая проводимость; \wp – объемная плотность пучка

зарядов; \vec{v}_ϕ – скорость пучка зарядов; $\vec{E}_{стор}$ – напряженность сторонних источников; $\gamma[\vec{v}, \vec{B}]$ – плотность тока, вызванная движением исследуемой среды со скоростью \vec{v} , по отношению к магнитной индукции \vec{B} ; $[\nabla, [\vec{D}, \vec{v}]]$ – плотность тока, вызванная движением поляризованного диэлектрика; $y_n(0, t)$, $y_n(A_i, t)$ – граничные условия уравнений Максвелла, приведенных к гиперболическому виду; $y_n(A_i, 0)$, $\frac{\partial y_n(A_n, 0)}{\partial t}$ – начальные условия уравнений Максвелла, приведенных к гиперболическому виду; n – номер орты системы отсчета.

Связь электромагнитных и электрических и магнитных величин поясняется на системе:

$$\left\{ \begin{array}{l} \omega = \int_{D_0}^D \langle \vec{E}, d\vec{D} \rangle + \int_{B_0}^B \langle \vec{H}, d\vec{B} \rangle \\ i = \int_S \langle \vec{J}_{полн}, d\vec{S}_1 \rangle \\ u = \int_l \langle \vec{E}, d\vec{l} \rangle \\ \Phi = \int_S \langle \vec{B}, d\vec{S}_2 \rangle \end{array} \right. \quad (2.2)$$

где ω – плотность энергии поля; i – электрический ток; u – электрическое напряжение; Φ – магнитный поток; $d\vec{S}_1$, $d\vec{S}_2$ – площадь поперечных сечений, направленные по нормали к ним.

2.1.1.1 Необходимые определения линейной алгебры

Определение (2.1): Пусть E – линейное евклидовое фазовое пространство векторов, каждый элемент которого будет иметь обозначение

$$\vec{a} = \sum_{i=1}^n a^i \vec{k}_i \quad (2.3)$$

где a^i – координата вектора на векторном базисе $\{\underline{k}_i\}$, n – размерность пространства [21].

Тогда пусть *E – сопряженное евклидовое линейное фазовое пространство ковекторов [21], каждый элемент которого будет иметь обозначение

$$\underline{a} = \sum_{j=1}^n a_j \underline{k}^j \quad (2.4)$$

где a_i – координата ковектора на ковекторном базисе $\{\underline{k}^j\}$.

Определение (2.2): Пусть существует p линейных фазовых пространств векторов E_n , где n – номер пространства, также пусть существует q линейных фазовых пространств ковекторов *E_m , где m – номер пространства. Определим декартово произведение p линейных фазовых пространств векторов и q линейных фазовых пространств ковекторов: $E_1 \otimes E_2 \otimes E_3 \otimes \dots \otimes E_p \otimes {}^*E_1 \otimes {}^*E_2 \otimes {}^*E_3 \dots \otimes {}^*E_q = \Omega_q^p$, произведение образует собственное линейное евклидовое фазовое пространство, которое будем называть пространство полилинейных форм и обозначать Ω_q^p [21,78,1]. Элемент пространства полилинейных форм имеет вид (2.5) и название полиформа валентности (p,q) .

$$\mathbf{W} = \sum_{i_1=1}^n \sum_{i_2=1}^n \sum_{i_3=1}^n \dots \sum_{i_p=1}^n \sum_{j_1=1}^n \sum_{j_2=1}^n \sum_{j_3=1}^n \dots \sum_{j_q=1}^n \left[\left(W_{j_1 j_2 j_3 \dots j_q}^{i_1 i_2 i_3 \dots i_p} \right) \overline{k}_{i_1} \otimes \overline{k}_{i_2} \otimes \overline{k}_{i_3} \otimes \dots \otimes \overline{k}_{i_p} \otimes \underline{k}^{j_1} \otimes \underline{k}^{j_2} \otimes \underline{k}^{j_3} \otimes \dots \otimes \underline{k}^{j_q} \right] \quad (2.5)$$

где набор n^{p+q} скаляров $W_{j_1 j_2 j_3 \dots j_q}^{i_1 i_2 i_3 \dots i_p}$ – будем называть координатами полилинейной формы или тензором, а набор $\{\overline{k}_{i_1} \otimes \overline{k}_{i_2} \otimes \overline{k}_{i_3} \otimes \dots \otimes \overline{k}_{i_p} \otimes \underline{k}^{j_1} \otimes \underline{k}^{j_2} \otimes \underline{k}^{j_3} \otimes \dots \otimes \underline{k}^{j_q}\}$ – будем называть базисом полилинейной формы W (2.5).

При использовании соглашения Эйнштейна [1,77,82,83,87,21,78], выражение (2.5) можно записать как $\left(W_{j_1 j_2 j_3 \dots j_q}^{i_1 i_2 i_3 \dots i_p} \right) \overline{k}_{i_1} \otimes \overline{k}_{i_2} \otimes \overline{k}_{i_3} \otimes \dots \otimes \overline{k}_{i_p} \otimes \underline{k}^{j_1} \otimes \underline{k}^{j_2} \otimes \underline{k}^{j_3} \otimes \dots \otimes \underline{k}^{j_q}$, в будущих выкладках будем пользоваться этим правилом.

Будем называть верхние индексы тензора $W_{j_1 j_2 j_3 \dots j_q}^{i_1 i_2 i_3 \dots i_p}$ контвариантными, а нижние ковариантными, тогда в соответствии с определением (2.2), выражения (2.4) и (2.5) являются частными случаями полилинейных форм.

Будем считать, что весь последующий материал и все полилинейные формы являются элементами фундаментального пространства Ω_q^p или его субпространств. Также будем считать, что при выполнении тензорных операции, таких как сложение, вычитание – складываются или вычитаются соответствующие полиформы в одном общем базисе, а базисы опускаются. При произведении – базисы перемножаются декартово и возникает новый базис для получившегося тензора и также опускаются базисы, также для поэлементного умножения тензоров будем использовать знак "•", а для тензорного умножения "⊗"

2.1.2. Уравнения Максвелла в произвольной системе отсчета

Известно, что электромагнитное поле ведет себя как тензорное поле, где в каждой точке пространства определен антисимметричный тензор электромагнитного поля $F^{\alpha\beta}$ [83,82,78,87]. Рассмотрим ковариантные материальные уравнения Максвелла [83,82,120], которые справедливы для любых СО и в любых системах координат (СК).

$$\begin{cases} \partial_\alpha F_{\alpha\beta} = 0 \\ \partial_\chi D^{\chi\delta} = J^\beta + \sigma^{\nu\eta\zeta} \otimes F_{\eta\zeta} \\ D_{\chi\delta} = 0.5 \lambda_{\chi\delta}^{\psi\zeta} \otimes F_{\psi\zeta} \end{cases} \quad (2.6)$$

где $\tilde{F}_{\alpha\beta}$ – дуальный тензор $F^{\alpha\beta}$; $D^{\chi\delta}$ – тензор электромагнитной индукции; J^β – четырехмерная плотность тока; $\lambda_{\chi\delta}^{\psi\zeta}$ – тензор электромагнитной проницаемости играющий роль связи материальных уравнений в трехмерной формулировке; $\sigma^{\zeta\nu\eta}$ – тензор проводимости; $\alpha, \beta, \chi, \delta, \nu, \eta, \zeta, \psi$ – индексы пробегает значения от 0 до 3.

Приведем матричную и векторную форму некоторых из них:

$$\left\| \tilde{F}_{\alpha\beta} \right\| = \frac{1}{2} \varepsilon_{\alpha\beta\gamma\delta} \otimes F^{\gamma\delta} = \begin{vmatrix} 0 & \frac{-H_x}{c} & \frac{-H_y}{c} & \frac{-H_z}{c} \\ \frac{H_x}{c} & 0 & -E_z & E_y \\ \frac{H_y}{c} & E_z & 0 & -E_x \\ \frac{H_z}{c} & -E_y & E_x & 0 \end{vmatrix} \quad \left\| D^{\alpha\delta} \right\| = \begin{vmatrix} 0 & \frac{-D_x}{c} & \frac{-D_x}{c} & \frac{-D_x}{c} \\ \frac{D_x}{c} & 0 & -B_z & B_y \\ \frac{D_x}{c} & B_z & 0 & -B_x \\ \frac{D_x}{c} & -B_y & B_x & 0 \end{vmatrix} \quad (2.7)$$

$$\left\| F^{\nu\zeta} \right\| = \begin{vmatrix} 0 & \frac{E_x}{c} & \frac{E_y}{c} & \frac{E_z}{c} \\ -\frac{E_x}{c} & 0 & -B_z & B_y \\ -\frac{E_y}{c} & B_z & 0 & -B_x \\ -\frac{E_z}{c} & -B_y & B_x & 0 \end{vmatrix} \quad J^\beta = \left\| c\rho \quad j_x \quad j_y \quad j_z \right\| \quad (1.8)$$

2.1.3. Функциональная связь электромагнитных величин между произвольными системами отсчета

Как уже упоминалось, электромагнитное поле является тензорным [83], поэтому для получения функциональных связей между произвольными СО мы будем пользоваться тензорным исчислением. Введем базисные векторы и ковекторы: \hat{e}^j, \hat{e}_i в системе отсчета исследуемого объекта (допустим ротора) и $\underline{e}^i, \underline{e}_i$ в системе отсчета наблюдателя. Тогда имеют место выражения их связи (2.9).

$$\begin{cases} \underline{e}^i = L^i_k \hat{e}^k \\ \underline{e}_i = L^k_i \hat{e}_k \end{cases} \quad (2.9)$$

где тензоры $L_{.k}^i$ и $L_{.i}^k$ являются матрицами Якоби [126,151] для векторов–строк и столбцов соответственно. Определение же структуры матрицы Якоби, может быть дано исходя из функциональной зависимости между ортами координат.

Для всех основных тензорных величин в электродинамике справедливы следующие соотношения (2.10) между различными системами отсчета, допустим движущейся и стационарной.

$$\begin{cases} F_{\alpha\beta} = L_{. \alpha}^k L_{. \beta}^s \hat{F}_{ks} \\ J^\alpha = L_{. k}^\alpha \hat{J}^k \\ \lambda_{.. \psi\zeta}^{\chi\delta} = L_{. a}^\chi L_{. b}^\delta L_{. \psi}^c L_{. \zeta}^d \lambda_{.. cd}^{\hat{a}b} \end{cases} \quad (2.10)$$

2.2 Исследовательская модель электромеханической части вентильного двигателя

2.2.1 Определение собственных характеристик системы отсчета ротора

Рассмотрим конструкцию синхронного двигателя, причем примем предположение, что длина асимптотической окружности радиального размера ротора значительно больше, чем ширина зазора. Благодаря такому предположению, мы можем рассматривать локально относительное движение систем отсчета ротора–статора, как прямолинейное, в силу особенностей задачи компенсационное гравитационное поле вводиться не будет.

Для исследования вопроса нахождения преобразования в неинерциальных системах отсчета, нам понадобится ввести три системы отсчета:

1) физическая система отсчета неподвижного наблюдателя, координаты будут обозначаться большими латинскими буквами (2.11)

$$x_1^1 = X \quad x_1^2 = Y \quad x_1^3 = Z \quad x_1^0 = cT \quad (2.11)$$

2) обобщенная система отсчета Галилея, координаты будут обозначаться малыми латинскими буквами (2.12). В системе отсчета Галилея подразумевается, что время во всех системах отсчета Галилея течет одинаково.

$$x_2^1 = x \quad x_2^2 = y \quad x_2^3 = z \quad x_2^0 = ct \quad (2.12)$$

3) физическая система отсчета вращающегося ротора, координаты будут обозначаться малыми греческими буквами (2.13)

$$x_3^1 = \varsigma \quad x_3^2 = \zeta \quad x_3^3 = \xi \quad x_3^0 = c\tau \quad (2.13)$$

2.2.2. Определение взаимоотношений характеристик систем отсчета

Выбор систем отсчета в общей теории относительности (ОТО) ни чем не обусловлен, согласно принципу относительности.

"Для любой неинерциальной системы отсчета можно указать бесконечный набор других неинерциальных систем отсчета, в которых метрика имеет одну и ту же функциональную форму. В результате чего, все уравнения физики в этих системах отсчета форминвариантны, а поэтому, ни какими физическими экспериментами нельзя определить – в какой неинерциальной системе отсчета мы находимся" [77].

Но СО регламентирует структуру метрического тензора g_{ik} [83,150], где латинские индексы пробегает значения от 0 до 3, а греческие 1 до 3.

Зададим метрический тензор g_{ik} :

$$\|g_{ik}\| = \begin{vmatrix} g_{00} & g_{01} & g_{02} & g_{03} \\ g_{10} & g_{11} & g_{12} & g_{13} \\ g_{20} & g_{21} & g_{22} & g_{23} \\ g_{30} & g_{31} & g_{32} & g_{33} \end{vmatrix} \quad (2.14)$$

Зададим релятивистский четырехмерный интервал [83,144,146], который является инвариантом во всех системах отсчета ds :

$$ds^2 = g_{ik} dx^i \otimes dx^k \quad (2.15)$$

Преобразуем интервал ds к более раскрытому виду с учетом (2.12):

$$ds^2 = g_{ik} dx^i \otimes dx^k = c^2 g_{00} dt^2 + 2cg_{0\alpha} dx^\alpha dt + g_{\alpha\beta} dx^\alpha dx^\beta \quad (2.16)$$

Преобразуем выражение (2.16), а именно прибавим и вычтем квадрат величины $\frac{g_{0\alpha} dx^\alpha}{\sqrt{g_{00}}}$ и получим:

$$ds^2 = g_{ik} dx^i \otimes dx^k = c^2 \left[\sqrt{g_{00}} dt + \frac{g_{0\alpha} dx^\alpha}{c\sqrt{g_{00}}} \right]^2 - \left[\frac{g_{0\alpha} g_{0\beta}}{g_{00}} - g_{\alpha\beta} \right] dx^\alpha dx^\beta \quad (2.17)$$

Как видно из выражения (2.17), четырехмерный интервал имеет как пространственную, так и временную составляющую в римановом пространстве [77,1,122]. В специальной теории относительности, как в частном случае общей теории относительности, в псевдоевклидовом пространстве, задан интервал, который тоже является инвариантом во всех инерциальных системах отсчета:

$$ds^2 = c^2 dT^2 - dX^2 - dY^2 - dZ^2 \quad (2.18)$$

где T – координата времени в собственной системе отсчета движущегося объекта, интервал можно переписать так:

$$ds^2 = c^2 dT^2 - dR^2 \quad (2.19)$$

где R – величина собственной трехмерной длины в псевдоевклидовом пространстве, в собственной системе отсчета движущегося объекта.

По аналогии четырехмерный интервал в римановом пространстве другой системы отсчета, имеет пространственную и временную проекции, поэтому мы можем записать выражение (2.18) в другом виде:

$$ds^2 = c^2 d\tau^2 - d\ell^2 \quad (2.20)$$

где τ – координата времени (собственного времени) в собственной системе отсчета исследуемого объекта[144], ℓ – величина трехмерной пространственной длины (собственной длины[77]) в собственной системе отсчета исследуемого объекта, c – скорость света.

Запишем выражения задающие функции собственного времени и собственной длины исходя из выражений (2.17) и (2,20):

$$d\tau = \sqrt{g_{00}} dt + \frac{g_{0\alpha} dx^\alpha}{c\sqrt{g_{00}}} \quad (2.21)$$

$$d\ell^2 = \chi_{\alpha\beta} dx^\alpha \otimes dx^\beta = \left(\frac{g_{0\alpha} g_{0\beta}}{g_{00}} - g_{\alpha\beta} \right) dx^\alpha dx^\beta \quad (2.22)$$

Проанализируем полученные выражения в общем случае, для этого распишем выражение (2.21), не применяя к нему правило индексов Эйнштейна и расписывая сумму:

$$d\tau = \sqrt{g_{00}} dt + \frac{g_{0\alpha} dx^\alpha}{c\sqrt{g_{00}}} = \sqrt{g_{00}} dt + \frac{g_{01} dx^1}{c\sqrt{g_{00}}} + \frac{g_{02} dx^2}{c\sqrt{g_{00}}} + \frac{g_{03} dx^3}{c\sqrt{g_{00}}} \quad (2.23)$$

Как видно из выражения (2.23), темп хода времени в собственной системе отсчета исследуемого объекта, допустим ротора, зависит как от компонентов

метрического тензора g_{ik} , так и от координат местоположения измерительных часов. Допустим, на вращающемся роторе [83,82,87], темп хода времени будет зависеть от свойств и характеристик движения ротора и иметь постоянное или переменное смещение значения времени в пространстве. Как видно из выражения (2.22), геометрические характеристики в собственной системе отсчета исследуемого объекта для внешнего наблюдателя будут тоже меняться и зависеть от компонентов метрического тензора g_{ik} .

Из всего сказанного можно сделать вывод, что для составления динамической физической модели вентильного двигателя необходимо записать: ковариантные уравнения Максвелла для материальных сред, граничные электродинамические условия, начальные электродинамические условия, граничные пространственно–временные условия, начальные пространственно–временные условия и, вследствие основной теоремы электродинамики, будет единственное решение данной системы уравнений[96].

2.2.3 Определение прямых преобразований систем отсчета ротора–статора

Определим интервал в системе отсчета лабораторного наблюдателя, пусть лабораторный наблюдатель находится в инерциальной системе отсчета[144], где геометрия пространства времени псевдоевклидова[151].

$$ds^2 = c^2 dT^2 - dX^2 - dY^2 - dZ^2 \quad (2.23)$$

Пусть ротор вращается в направлении орты x с произвольной скоростью $v(t) = \dot{X}$. Определим интервал в принятой системе координат, в системе отсчета Галилея[77,144] на роторе.

$$ds \quad (2.24)$$

где координата x' связана с координатой x выражением

$$X = x + vt \quad (2.25)$$

Найдем значение полного дифференциала [164] выражения (2.25):

$$dX = dx + tdv + vdt = dx + \left(t\dot{v} + v \right) dt \quad (2.26)$$

Найдем значение квадрата полного дифференциала выражения (2.26):

$$dX^2 = \left(dx + \left(t\dot{v} + v \right) dt \right)^2 = dx^2 + 2 \left(t\dot{v} + v \right) dxdt + \left(t\dot{v} + v \right)^2 dt^2 \quad (2.27)$$

Распишем дифференциал скорости $v(t)$:

$$dv = \dot{v} dt \quad (2.28)$$

Распишем выражение (2.27) подставив туда (2.28):

$$dX^2 = dx^2 + 2 \left(t\dot{v} + v \right) dxdt + \left(t\dot{v} + v \right)^2 dt^2 \quad (2.29)$$

Распишем выражение (2.23) подставив туда (2.29):

$$ds^2 = \left(c^2 - t^2 \dot{v}^2 - 2tv\dot{v} - v^2 \right) dt^2 - 2 \left(v + t\dot{v} \right) dt dx - dx^2 - dy^2 - dz^2 \quad (2.30)$$

Таким образом, мы получили значение четырехмерного интервала в системе отсчета Галилея на вращающемся роторе. Так как, мы знаем значение

четырёхмерного интервала, мы можем определить метрический тензор g_{ik} , для определения собственных времен и расстояний системы отсчета ротора.

Определим метрический тензор g_{ik} исходя из выражения (2.30), для этого сначала распишем выражение (2.15)

$$\begin{aligned}
 ds^2 = g_{ik} dx^i \otimes dx^k = & c^2 g_{00} dt^2 + c g_{01} dt dx + c g_{02} dt dy + c g_{03} dt dz + \\
 & + c g_{10} dx dt + g_{11} dx^2 + g_{12} dx dy + g_{13} dx dz + \\
 & + c g_{20} dy dt + g_{21} dy dx + g_{22} dy^2 + g_{23} dy dz + \\
 & + c g_{30} dz dt + g_{31} dz dx + g_{32} dz dy + g_{33} dz^2
 \end{aligned} \tag{2.31}$$

Определим метрический тензор исходя из знания что g_{ik} – симметричен в рассматриваемом случае, также выражения (2.30) и (2.31)

$$\left\| g_{ik} \right\| = \begin{vmatrix} 1 - \frac{t^2 \dot{v}^2}{c^2} - \frac{2tv\dot{v}}{c^2} - \frac{v^2}{c^2} & -\frac{(v+t\dot{v})}{c} & 0 & 0 \\ -\frac{(v+t\dot{v})}{c} & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{vmatrix} \tag{2.32}$$

Определим выражение собственного времени согласно выражению (2.23), (2.31) и используя найденное значение метрического тензора g_{ik} (2.32)

$$d\tau = \sqrt{g_{00}} dt + \frac{g_{0\alpha} dx^\alpha}{c\sqrt{g_{00}}} = \left(\sqrt{1 - \frac{t^2 \dot{v}^2}{c^2} - \frac{2tv\dot{v}}{c^2} - \frac{v^2}{c^2}} \right) dt - \frac{(v+t\dot{v})}{c^2 \sqrt{1 - \frac{t^2 \dot{v}^2}{c^2} - \frac{2tv\dot{v}}{c^2} - \frac{v^2}{c^2}}} dx \tag{2.33}$$

Определим выражение собственной длины, согласно выражению (2.22) и используя найденное значение метрического тензора g_{ik} (2.32)

$$d\ell^2 = \chi_{\alpha\beta} dx^\alpha dx^\beta = \left(\frac{g_{0\alpha} g_{0\beta}}{g_{00}} - g_{\alpha\beta} \right) dx^\alpha dx^\beta = \left(\frac{(v + t\dot{v})^2}{c^2 - t^2 \dot{v}^2 - 2tv\dot{v} - v^2} + 1 \right) dx^2 + dy^2 + dz^2 \quad (2.34)$$

Определим теперь взаимосвязь собственных длин и времен системы отсчета ротора и Галилеевской системы, используя выражения (2.33) и (2.34)

$$\left\{ \begin{array}{l} d\zeta = \sqrt{1 + \frac{(v + t\dot{v})^2}{c^2 - t^2 \dot{v}^2 - 2tv\dot{v} - v^2}} dx \\ d\tau = \left(\sqrt{1 - \frac{t^2 \dot{v}^2}{c^2} - \frac{2tv\dot{v}}{c^2} - \frac{v^2}{c^2}} \right) dt - \frac{(v + t\dot{v})}{c^2 \sqrt{1 - \frac{t^2 \dot{v}^2}{c^2} - \frac{2tv\dot{v}}{c^2} - \frac{v^2}{c^2}}} dx \end{array} \right. \quad (2.35)$$

Теперь, когда определены связь физической системы отсчета ротора и обобщенной системы отсчета Галилея (2.35), давайте найдем связь физической системы отсчета неподвижного наблюдателя – статора и физической системы отсчета ротора. Для этого решим относительно x уравнения (2.25), то есть получим обратное расширенное преобразование Галилея [151].

$$x = X - vT \quad (2.36)$$

$$dx = dX - (\dot{v}T + v) dT \quad (2.37)$$

Отметим также, что взять интегралы от выражения (2.35) просто так нельзя, дело в том, что скорость движения ротора v зависит от времени t , и положение произвольной точки x тоже зависит от времени, поэтому подынтегральные члены неявно зависят от положения произвольной точки x .

Поэтому запишем связь физической лабораторной системы отсчета статора с физической системой отсчета ротора в дифференциальном виде, тем самым получим прямые преобразования.

$$d\zeta = \left(\frac{c}{\sqrt{c^2 - T^2 \dot{v}^2 - 2Tv\dot{v} - v^2}} \right) dX - \left(\frac{v + T\dot{v}}{\sqrt{c^2 - T^2 \dot{v}^2 - 2Tv\dot{v} - v^2}} \right) dT \quad (2.38)$$

$$d\tau = \left(\frac{c}{\sqrt{c^2 - T^2 \dot{v}^2 - 2Tv\dot{v} - v^2}} \right) dT - \left(\frac{v + T\dot{v}}{\sqrt{c^2 - T^2 \dot{v}^2 - 2Tv\dot{v} - v^2}} \right) dX \quad (2.39)$$

2.2.4 Определение обратных преобразований систем отсчета статора-ротора

Определим интервал в системе отсчета лабораторного наблюдателя, связанного с ротором, пусть лабораторный наблюдатель находится в инерциальной системе отсчета, где геометрия пространства времени псевдоевклидова.

$$ds^2 = c^2 d\tau^2 - d\zeta^2 - d\xi^2 \quad (2.40)$$

Пусть статор вращается в направлении орты $-\zeta$ с произвольной скоростью $v(t) = \dot{\zeta}$. Определим интервал в принятой системе координат, в системе отсчета Галилея на роторе.

$$ds \quad (2.41)$$

где координата ζ связана с координатой x' выражением

$$\zeta = x' - vt' \quad (2.42)$$

Найдем значение полного дифференциала выражения (2.42)

$$dX = dx' - t' dv - v dt' = dx' - \left(t' \dot{v} + v \right) dt \quad (2.43)$$

Найдем значение квадрата полного дифференциала выражения (2.43)

$$dX^2 = \left(dx' - \left(t' \dot{v} + v \right) dt' \right)^2 = dx'^2 - 2 \left(t' \dot{v} + v \right) dx' dt' + \left(t' \dot{v} + v \right)^2 dt'^2 \quad (2.44)$$

Распишем дифференциал скорости $v(t)$

$$dv = \dot{v} dt' \quad (2.45)$$

Распишем выражение (2.44) подставив туда (2.45)

$$d\zeta^2 = dx'^2 - 2 \left(t' \dot{v} + v \right) dx' dt' + \left(t' \dot{v} + v \right)^2 dt'^2 \quad (2.46)$$

Распишем выражение (2.40) подставив туда (2.46)

$$ds^2 = \left(c^2 - t'^2 \dot{v}^2 - 2t'v \dot{v} - v^2 \right) dt'^2 + 2 \left(v + t' \dot{v} \right) dt' dx' - dx'^2 - dy'^2 - dz'^2 \quad (2.47)$$

Таким образом, мы получили значение четырехмерного интервала в системе отсчета Галилея на вращающемся статоре. Так как мы знаем значение четырехмерного интервала, мы можем определить метрический тензор g_{ik} для определения собственных времен и расстояний системы отсчета статора.

Определим метрический тензор g_{ik} , исходя из выражения (2.47), для этого сначала распишем выражение (2.15)

$$\begin{aligned}
ds^2 = g_{ik} dx^i dx^k = & c^2 g_{00} dt^2 + c g_{01} dt dx + c g_{02} dt dy + c g_{03} dt dz + \\
& + c g_{10} dx dt + g_{11} dx^2 + g_{12} dx dy + g_{13} dx dz + \\
& + c g_{20} dy dt + g_{21} dy dx + g_{22} dy^2 + g_{23} dy dz + \\
& + c g_{30} dz dt + g_{31} dz dx + g_{32} dz dy + g_{33} dz^2
\end{aligned} \tag{2.48}$$

Определим метрический тензор исходя из знания, что g_{ik} – симметричен в рассматриваемом случае, также выражения (2.47) и (2.48)

$$\|g_{ik}\| = \begin{vmatrix} 1 - \frac{t'^2 \dot{v}^2}{c^2} - \frac{2t'v\dot{v}}{c^2} - \frac{v^2}{c^2} & \frac{(v+t'\dot{v})}{c} & 0 & 0 \\ \frac{(v+t'\dot{v})}{c} & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{vmatrix} \tag{2.49}$$

Определим выражение собственного времени, согласно выражению (2.21), (2.23) и используя найденное значение метрического тензора g_{ik} (2.49)

$$dT = \sqrt{g_{00}} dt + \frac{g_{0\alpha} dx^\alpha}{c\sqrt{g_{00}}} = \left(\sqrt{1 - \frac{t'^2 \dot{v}^2}{c^2} - \frac{2t'v\dot{v}}{c^2} - \frac{v^2}{c^2}} \right) dt' + \frac{(v+t'\dot{v})}{c^2 \sqrt{1 - \frac{t'^2 \dot{v}^2}{c^2} - \frac{2t'v\dot{v}}{c^2} - \frac{v^2}{c^2}}} dx' \tag{2.50}$$

Определим выражение собственной длины, согласно выражению (2.22) и используя найденное значение метрического тензора g_{ik} (2.49)

$$dL^2 = \chi_{\alpha\beta} dx^\alpha \otimes dx^\beta = \left(\frac{g_{0\alpha} g_{0\beta}}{g_{00}} - g_{\alpha\beta} \right) dx^\alpha dx^\beta = \left(\frac{(v+t'\dot{v})^2}{c^2 - t'^2 \dot{v}^2 - 2t'v\dot{v} - v^2} + 1 \right) dx'^2 + dy'^2 + dz'^2 \tag{2.51}$$

где $\chi_{\alpha\beta}$ задан выражением

Определим теперь систему отсчета статора, используя выражения (2.50) и (2.51)

$$\left\{ \begin{array}{l} dX = \sqrt{1 + \frac{(v + t'\dot{v})^2}{c^2 - t'^2\dot{v}^2 - 2t'v\dot{v} - v^2}} dx' \\ dT = \left(\sqrt{1 - \frac{t'^2\dot{v}^2}{c^2} - \frac{2t'v\dot{v}}{c^2} - \frac{v^2}{c^2}} \right) dt' + \frac{(v + t'\dot{v})}{c^2 \sqrt{1 - \frac{t'^2\dot{v}^2}{c^2} - \frac{2t'v\dot{v}}{c^2} - \frac{v^2}{c^2}}} dx' \end{array} \right. \quad (2.52)$$

Теперь, когда определены связь физической системы отсчета статора и обобщенной системы отсчета Галилея (2.52), давайте найдем связь физической системы отсчета неподвижного наблюдателя – ротора и физической системы отсчета статора. Для этого решим относительно x' уравнения (2.42), то есть получим обратное расширенное преобразование Галилея.

$$x' = \zeta + v\tau \quad (2.53)$$

$$dx = d\zeta + (\dot{v}\tau + v) d\tau \quad (2.54)$$

Отметим также, что взять интегралы от выражения (2.52) просто так нельзя, дело в том, что скорость движения ротора v зависит от времени t' , и положение произвольной точки x' тоже зависит от времени, поэтому подынтегральные члены неявно зависят от положения произвольной точки x' .

Поэтому запишем связь физической лабораторной системы отсчета статора с физической системой отсчета ротора в дифференциальном виде, тем самым получим обратные преобразования.

$$dX = \left(\frac{c}{\sqrt{c^2 - \tau^2 \dot{v}^2 - 2\tau v \dot{v} - v^2}} \right) d\zeta + \left(\frac{v + \tau \dot{v}}{\sqrt{c^2 - \tau^2 \dot{v}^2 - 2\tau v \dot{v} - v^2}} \right) d\tau \quad (2.55)$$

$$dT = \left(\frac{c}{\sqrt{c^2 - \tau^2 \dot{v}^2 - 2\tau v \dot{v} - v^2}} \right) d\tau + \left(\frac{v + \tau \dot{v}}{\sqrt{c^2 - \tau^2 \dot{v}^2 - 2\tau v \dot{v} - v^2}} \right) d\zeta \quad (2.56)$$

2.2.5 Определение матрицы Якоби

Обратимся к выражениям (2.38), (2.39), (2.55), (2.56) и запишем их в систему (2.57)

$$\left\{ \begin{array}{l} d\zeta = \left(\frac{c}{\sqrt{c^2 - T^2 \dot{v}^2 - 2Tv \dot{v} - v^2}} \right) dX - \left(\frac{v + T \dot{v}}{\sqrt{c^2 - T^2 \dot{v}^2 - 2Tv \dot{v} - v^2}} \right) dT \\ d\tau = \left(\frac{c}{\sqrt{c^2 - T^2 \dot{v}^2 - 2Tv \dot{v} - v^2}} \right) dT - \left(\frac{v + T \dot{v}}{\sqrt{c^2 - T^2 \dot{v}^2 - 2Tv \dot{v} - v^2}} \right) dX \\ dX = \left(\frac{c}{\sqrt{c^2 - \tau^2 \dot{v}^2 - 2\tau v \dot{v} - v^2}} \right) d\zeta + \left(\frac{v + \tau \dot{v}}{\sqrt{c^2 - \tau^2 \dot{v}^2 - 2\tau v \dot{v} - v^2}} \right) d\tau \\ dT = \left(\frac{c}{\sqrt{c^2 - \tau^2 \dot{v}^2 - 2\tau v \dot{v} - v^2}} \right) d\tau + \left(\frac{v + \tau \dot{v}}{\sqrt{c^2 - \tau^2 \dot{v}^2 - 2\tau v \dot{v} - v^2}} \right) d\zeta \end{array} \right. \quad (2.57)$$

Запишем определение дифференциала сложной функции [164,148,127,21] (2.58)

$$df(t, x(t), y(t)) = \frac{\partial f}{\partial t} dt + \frac{\partial f}{\partial x} dx + \frac{\partial f}{\partial y} dy \quad (2.58)$$

Перепишем систему (2.57) в виде (2.58) и получим (2.59)

$$\begin{cases} d\zeta = \frac{\partial \zeta}{\partial X} dX - \frac{\partial \zeta}{\partial T} dT \\ d\tau = \frac{\partial \tau}{\partial T} dT - \frac{\partial \tau}{\partial X} dX \\ dX = \frac{\partial X}{\partial \zeta} d\zeta + \frac{\partial X}{\partial \tau} d\tau \\ dT = \frac{\partial T}{\partial \tau} d\tau + \frac{\partial T}{\partial \zeta} d\zeta \end{cases} \quad (2.59)$$

тем самым, мы получили явные выражения всех частных производных взаимозависимостей физических систем отсчета статора и ротора.

Запишем определение матрицы Якоби[151] для перехода от физической системы отсчета статора к физической системе отсчета ротора с учетом последовательности координат:

$$\begin{aligned} x^i &= (x^1 \quad x^2 \quad x^3 \quad x^4) = (T \quad X \quad Y \quad Z) \\ z^j &= (z^1 \quad z^2 \quad z^3 \quad z^4) = (\tau \quad \zeta \quad \xi \quad \xi) \end{aligned} \quad (2.60)$$

где $i, j, k, m \in [1 \ 4] \in \mathbb{N}$

И в соответствии с выражением (2.60), определение матрицы Якоби перехода ротор–статор будет записано в виде:

$$J_{PC} = \frac{\partial z^j}{\partial x^i} = \begin{bmatrix} \frac{\partial z^1}{\partial x^1} & \frac{\partial z^1}{\partial x^2} & \frac{\partial z^1}{\partial x^3} & \frac{\partial z^1}{\partial x^4} \\ \frac{\partial z^2}{\partial x^1} & \frac{\partial z^2}{\partial x^2} & \frac{\partial z^2}{\partial x^3} & \frac{\partial z^2}{\partial x^4} \\ \frac{\partial z^3}{\partial x^1} & \frac{\partial z^3}{\partial x^2} & \frac{\partial z^3}{\partial x^3} & \frac{\partial z^3}{\partial x^4} \\ \frac{\partial z^4}{\partial x^1} & \frac{\partial z^4}{\partial x^2} & \frac{\partial z^4}{\partial x^3} & \frac{\partial z^4}{\partial x^4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \tau}{\partial T} & \frac{\partial \tau}{\partial X} & \frac{\partial \tau}{\partial Y} & \frac{\partial \tau}{\partial Z} \\ \frac{\partial \zeta}{\partial T} & \frac{\partial \zeta}{\partial X} & \frac{\partial \zeta}{\partial Y} & \frac{\partial \zeta}{\partial Z} \\ \frac{\partial \xi}{\partial T} & \frac{\partial \xi}{\partial X} & \frac{\partial \xi}{\partial Y} & \frac{\partial \xi}{\partial Z} \\ \frac{\partial \xi}{\partial T} & \frac{\partial \xi}{\partial X} & \frac{\partial \xi}{\partial Y} & \frac{\partial \xi}{\partial Z} \end{bmatrix} \quad (2.61)$$

Также запишем определение матрицы Якоби, перехода статор–ротор, в соответствии (2.60) в виде:

$$J_{CP} = \frac{\partial x^i}{\partial z^j} = \begin{bmatrix} \frac{\partial x^1}{\partial z^1} & \frac{\partial x^1}{\partial z^2} & \frac{\partial x^1}{\partial z^3} & \frac{\partial x^1}{\partial z^4} \\ \frac{\partial x^2}{\partial z^1} & \frac{\partial x^2}{\partial z^2} & \frac{\partial x^2}{\partial z^3} & \frac{\partial x^2}{\partial z^4} \\ \frac{\partial x^3}{\partial z^1} & \frac{\partial x^3}{\partial z^2} & \frac{\partial x^3}{\partial z^3} & \frac{\partial x^3}{\partial z^4} \\ \frac{\partial x^4}{\partial z^1} & \frac{\partial x^4}{\partial z^2} & \frac{\partial x^4}{\partial z^3} & \frac{\partial x^4}{\partial z^4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial T}{\partial \tau} & \frac{\partial T}{\partial \zeta} & \frac{\partial T}{\partial \zeta} & \frac{\partial T}{\partial \xi} \\ \frac{\partial X}{\partial \tau} & \frac{\partial X}{\partial \zeta} & \frac{\partial X}{\partial \zeta} & \frac{\partial X}{\partial \xi} \\ \frac{\partial Y}{\partial \tau} & \frac{\partial Y}{\partial \zeta} & \frac{\partial Y}{\partial \zeta} & \frac{\partial Y}{\partial \xi} \\ \frac{\partial Z}{\partial \tau} & \frac{\partial Z}{\partial \zeta} & \frac{\partial Z}{\partial \zeta} & \frac{\partial Z}{\partial \xi} \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

Запишем тензор электромагнитного поля [83,132] в виде билинейной формы

F_{km}

Тензор электромагнитного поля в виде билинейной формы будет в виде:

$$F_{km} = \begin{vmatrix} 0 & \frac{E_x}{c} & \frac{E_y}{c} & \frac{E_z}{c} \\ -\frac{E_x}{c} & 0 & -B_z & B_y \\ \frac{E_y}{c} & B_z & 0 & -B_x \\ -\frac{E_z}{c} & -B_y & B_x & 0 \end{vmatrix} \quad (2.63)$$

Запишем общее определение преобразования [151] тензора – билинейной формы второго ранга T_{km}

$$T_{ij}(x^i) = \sum_{k=1}^4 \left[\sum_{m=1}^4 \left[T_{km}(z^i) \frac{\partial z^k}{\partial x^i} \right] \frac{\partial z^m}{\partial x^j} \right] \quad (2.64)$$

$T_{km}(z^i)$ – проекция тензора $T_{ij}(x^i)$ в системе координат z^i .

Распишем определение (2.64) почленно и проанализируем:

$$\begin{aligned}
T_{ij}(x^i) &= \sum_{k=1}^4 \left[\sum_{m=1}^4 \left[T_{km}(z^i) \frac{\partial z^k}{\partial x^i} \right] \frac{\partial z^m}{\partial x^j} \right] = \\
&= T_{11}(z^i) \frac{\partial z^1}{\partial x^i} \frac{\partial z^1}{\partial x^j} + T_{21}(z^i) \frac{\partial z^2}{\partial x^i} \frac{\partial z^1}{\partial x^j} + T_{31}(z^i) \frac{\partial z^3}{\partial x^i} \frac{\partial z^1}{\partial x^j} + T_{41}(z^i) \frac{\partial z^4}{\partial x^i} \frac{\partial z^1}{\partial x^j} + \\
&+ T_{12}(z^i) \frac{\partial z^1}{\partial x^i} \frac{\partial z^2}{\partial x^j} + T_{22}(z^i) \frac{\partial z^2}{\partial x^i} \frac{\partial z^2}{\partial x^j} + T_{32}(z^i) \frac{\partial z^3}{\partial x^i} \frac{\partial z^2}{\partial x^j} + T_{42}(z^i) \frac{\partial z^4}{\partial x^i} \frac{\partial z^2}{\partial x^j} + \\
&+ T_{13}(z^i) \frac{\partial z^1}{\partial x^i} \frac{\partial z^3}{\partial x^j} + T_{23}(z^i) \frac{\partial z^2}{\partial x^i} \frac{\partial z^3}{\partial x^j} + T_{33}(z^i) \frac{\partial z^3}{\partial x^i} \frac{\partial z^3}{\partial x^j} + T_{43}(z^i) \frac{\partial z^4}{\partial x^i} \frac{\partial z^3}{\partial x^j} + \\
&+ T_{14}(z^i) \frac{\partial z^1}{\partial x^i} \frac{\partial z^4}{\partial x^j} + T_{24}(z^i) \frac{\partial z^2}{\partial x^i} \frac{\partial z^4}{\partial x^j} + T_{34}(z^i) \frac{\partial z^3}{\partial x^i} \frac{\partial z^4}{\partial x^j} + T_{44}(z^i) \frac{\partial z^4}{\partial x^i} \frac{\partial z^4}{\partial x^j}
\end{aligned} \tag{2.65}$$

Внимательно рассмотрев и проанализировав выражение, можно прийти к выводу, что его можно записать в матричной форме[127]:

$$T(x^i) = J_{PC}^T T(z^i) J_{PC} \tag{2.66}$$

где J_{PC}^T – транспонированная матрица J_{PC} .

Таким образом, мы подготовили теоретическую базу для практических расчетов, рассмотрим наш случай движения ротора с учетом равенства множителей выражения (2.59) выражению (2.57), и запишем значение матрицы Якоби для перехода ротор–статор:

$$J_{PC} = \frac{\partial z^j}{\partial x^i} = \begin{bmatrix} \frac{c}{\sqrt{c^2 - T^2 \dot{v}^2 - 2Tv\dot{v} - v^2}} & -\frac{v + T\dot{v}}{\sqrt{c^2 - T^2 \dot{v}^2 - 2Tv\dot{v} - v^2}} & 0 & 0 \\ -\frac{v + T\dot{v}}{\sqrt{c^2 - T^2 \dot{v}^2 - 2Tv\dot{v} - v^2}} & \frac{c}{\sqrt{c^2 - T^2 \dot{v}^2 - 2Tv\dot{v} - v^2}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{2.67}$$

Также запишем значение матрицы Якоби для перехода статор–ротор:

$$J_{CP} = \frac{\partial x^i}{\partial z^j} = \begin{bmatrix} \frac{c}{\sqrt{c^2 - \tau^2 \dot{v}^2 - 2\tau v \dot{v} - v^2}} & \frac{v + \tau \dot{v}}{\sqrt{c^2 - \tau^2 \dot{v}^2 - 2\tau v \dot{v} - v^2}} & 0 & 0 \\ \frac{v + \tau \dot{v}}{\sqrt{c^2 - \tau^2 \dot{v}^2 - 2\tau v \dot{v} - v^2}} & \frac{c}{\sqrt{c^2 - \tau^2 \dot{v}^2 - 2\tau v \dot{v} - v^2}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.68)$$

На основании выражений (2.67), (2.68), приведем практические примеры, аналитических расчетов в электродинамике.

2.2.6 Определение прямого преобразования

Определим значения преобразования каждого элемента электромагнитного тензора (2.69), согласно выражению (2.67) для этого введем два обозначения:

Тензор электромагнитного поля ротора:

$$F_{km}^R = \begin{bmatrix} F_{11}^R & F_{12}^R & F_{13}^R & F_{14}^R \\ F_{21}^R & F_{22}^R & F_{23}^R & F_{24}^R \\ F_{31}^R & F_{32}^R & F_{33}^R & F_{34}^R \\ F_{41}^R & F_{42}^R & F_{43}^R & F_{44}^R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{E_x^R}{c} & \frac{E_y^R}{c} & \frac{E_z^R}{c} \\ -\frac{E_x^R}{c} & 0 & -B_z^R & B_y^R \\ \frac{E_y^R}{c} & B_z^R & 0 & -B_x^R \\ -\frac{E_z^R}{c} & -B_y^R & B_x^R & 0 \end{bmatrix} \quad (2.69)$$

Тензор электромагнитного поля статора:

$$F_{km}^S = \begin{pmatrix} F_{11}^S & F_{12}^S & F_{13}^S & F_{14}^S \\ F_{21}^S & F_{22}^S & F_{23}^S & F_{24}^S \\ F_{31}^S & F_{32}^S & F_{33}^S & F_{34}^S \\ F_{41}^S & F_{42}^S & F_{43}^S & F_{44}^S \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{E_x^S}{c} & \frac{E_y^S}{c} & \frac{E_z^S}{c} \\ -\frac{E_x^S}{c} & 0 & -B_z^S & B_y^S \\ \frac{E_y^S}{c} & B_z^S & 0 & -B_x^S \\ -\frac{E_z^S}{c} & -B_y^S & B_x^S & 0 \end{pmatrix} \quad (2.70)$$

И так, определим определение преобразования от полей ротора к полям статора:

$$\begin{aligned} F_{ij}^S &= \sum_{k=1}^4 \left[\sum_{m=1}^4 \left[F_{km}^R \frac{\partial z^k}{\partial x^i} \right] \frac{\partial z^m}{\partial x^j} \right] = \\ &= F_{11}^R \frac{\partial z^1}{\partial x^i} \frac{\partial z^1}{\partial x^j} + F_{21}^R \frac{\partial z^2}{\partial x^i} \frac{\partial z^1}{\partial x^j} + F_{31}^R \frac{\partial z^3}{\partial x^i} \frac{\partial z^1}{\partial x^j} + F_{41}^R \frac{\partial z^4}{\partial x^i} \frac{\partial z^1}{\partial x^j} + \\ &+ F_{12}^R \frac{\partial z^1}{\partial x^i} \frac{\partial z^2}{\partial x^j} + F_{22}^R \frac{\partial z^2}{\partial x^i} \frac{\partial z^2}{\partial x^j} + F_{32}^R \frac{\partial z^3}{\partial x^i} \frac{\partial z^2}{\partial x^j} + F_{42}^R \frac{\partial z^4}{\partial x^i} \frac{\partial z^2}{\partial x^j} + \\ &+ F_{13}^R \frac{\partial z^1}{\partial x^i} \frac{\partial z^3}{\partial x^j} + F_{23}^R \frac{\partial z^2}{\partial x^i} \frac{\partial z^3}{\partial x^j} + F_{33}^R \frac{\partial z^3}{\partial x^i} \frac{\partial z^3}{\partial x^j} + F_{43}^R \frac{\partial z^4}{\partial x^i} \frac{\partial z^3}{\partial x^j} + \\ &+ F_{14}^R \frac{\partial z^1}{\partial x^i} \frac{\partial z^4}{\partial x^j} + F_{24}^R \frac{\partial z^2}{\partial x^i} \frac{\partial z^4}{\partial x^j} + F_{34}^R \frac{\partial z^3}{\partial x^i} \frac{\partial z^4}{\partial x^j} + F_{44}^R \frac{\partial z^4}{\partial x^i} \frac{\partial z^4}{\partial x^j} = \\ &= F_{11}^R \frac{\partial \tau}{\partial x^i} \frac{\partial \tau}{\partial x^j} + F_{21}^R \frac{\partial \zeta}{\partial x^i} \frac{\partial \tau}{\partial x^j} + F_{31}^R \frac{\partial \xi}{\partial x^i} \frac{\partial \tau}{\partial x^j} + F_{41}^R \frac{\partial \xi}{\partial x^i} \frac{\partial \tau}{\partial x^j} + \\ &+ F_{12}^R \frac{\partial \tau}{\partial x^i} \frac{\partial \zeta}{\partial x^j} + F_{22}^R \frac{\partial \zeta}{\partial x^i} \frac{\partial \zeta}{\partial x^j} + F_{32}^R \frac{\partial \zeta}{\partial x^i} \frac{\partial \zeta}{\partial x^j} + F_{42}^R \frac{\partial \xi}{\partial x^i} \frac{\partial \zeta}{\partial x^j} + \\ &+ F_{13}^R \frac{\partial \tau}{\partial x^i} \frac{\partial \xi}{\partial x^j} + F_{23}^R \frac{\partial \zeta}{\partial x^i} \frac{\partial \xi}{\partial x^j} + F_{33}^R \frac{\partial \xi}{\partial x^i} \frac{\partial \xi}{\partial x^j} + F_{43}^R \frac{\partial \xi}{\partial x^i} \frac{\partial \xi}{\partial x^j} + \\ &+ F_{14}^R \frac{\partial \tau}{\partial x^i} \frac{\partial \xi}{\partial x^j} + F_{24}^R \frac{\partial \zeta}{\partial x^i} \frac{\partial \xi}{\partial x^j} + F_{34}^R \frac{\partial \xi}{\partial x^i} \frac{\partial \xi}{\partial x^j} + F_{44}^R \frac{\partial \xi}{\partial x^i} \frac{\partial \xi}{\partial x^j} \end{aligned} \quad (2.71)$$

Определим каждый элемент F_{ij}^S почленно:

$$\begin{aligned} F_{ij}^S &= F_{21}^R \frac{\partial \zeta}{\partial x^i} \frac{\partial \tau}{\partial x^j} + F_{31}^R \frac{\partial \xi}{\partial x^i} \frac{\partial \tau}{\partial x^j} + F_{41}^R \frac{\partial \xi}{\partial x^i} \frac{\partial \tau}{\partial x^j} + F_{12}^R \frac{\partial \tau}{\partial x^i} \frac{\partial \zeta}{\partial x^j} + F_{32}^R \frac{\partial \zeta}{\partial x^i} \frac{\partial \zeta}{\partial x^j} + F_{42}^R \frac{\partial \xi}{\partial x^i} \frac{\partial \zeta}{\partial x^j} + \\ &+ F_{13}^R \frac{\partial \tau}{\partial x^i} \frac{\partial \xi}{\partial x^j} + F_{23}^R \frac{\partial \zeta}{\partial x^i} \frac{\partial \xi}{\partial x^j} + F_{43}^R \frac{\partial \xi}{\partial x^i} \frac{\partial \xi}{\partial x^j} + F_{14}^R \frac{\partial \tau}{\partial x^i} \frac{\partial \xi}{\partial x^j} + F_{24}^R \frac{\partial \zeta}{\partial x^i} \frac{\partial \xi}{\partial x^j} + F_{34}^R \frac{\partial \xi}{\partial x^i} \frac{\partial \xi}{\partial x^j} \end{aligned} \quad (2.72)$$

Определим F_{12}^S согласно выражениям (2.72), (2.70), (2.69), (2.68), (2.67):

$$\begin{aligned}
F_{12}^S &= F_{21}^R \frac{\partial \zeta}{\partial x^1} \frac{\partial \tau}{\partial x^2} + F_{31}^R \frac{\partial \zeta}{\partial x^1} \frac{\partial \tau}{\partial x^2} + F_{41}^R \frac{\partial \xi}{\partial x^1} \frac{\partial \tau}{\partial x^2} + F_{12}^R \frac{\partial \tau}{\partial x^1} \frac{\partial \zeta}{\partial x^2} + F_{32}^R \frac{\partial \zeta}{\partial x^1} \frac{\partial \zeta}{\partial x^2} + F_{42}^R \frac{\partial \xi}{\partial x^1} \frac{\partial \zeta}{\partial x^2} + \\
&+ F_{13}^R \frac{\partial \tau}{\partial x^1} \frac{\partial \zeta}{\partial x^2} + F_{23}^R \frac{\partial \zeta}{\partial x^1} \frac{\partial \zeta}{\partial x^2} + F_{43}^R \frac{\partial \xi}{\partial x^1} \frac{\partial \zeta}{\partial x^2} + F_{14}^R \frac{\partial \tau}{\partial x^1} \frac{\partial \xi}{\partial x^2} + F_{24}^R \frac{\partial \zeta}{\partial x^1} \frac{\partial \xi}{\partial x^2} + F_{34}^R \frac{\partial \zeta}{\partial x^1} \frac{\partial \xi}{\partial x^2} \\
&= \frac{E_x^S}{c} = F_{21}^R \frac{\partial \zeta}{\partial x^1} \frac{\partial \tau}{\partial x^2} + F_{12}^R \frac{\partial \tau}{\partial x^1} \frac{\partial \zeta}{\partial x^2} = \frac{E_x^R}{c}
\end{aligned} \tag{2.73}$$

По аналогии с выражением (2.73) определим F_{13}^S , согласно выражениям (2.72), (2.70), (2.69), (2.68), (2.67), но опустим промежуточные выкладки:

$$\begin{aligned}
F_{13}^S &= \frac{E_y^S}{c} = F_{13}^R \frac{\partial \tau}{\partial x^i} \frac{\partial \zeta}{\partial x^j} + F_{23}^R \frac{\partial \zeta}{\partial x^i} \frac{\partial \zeta}{\partial x^j} = \\
&= \frac{E_y^R}{c} \frac{c}{\sqrt{c^2 - T^2 \dot{v}^2 - 2T\dot{v}v - v^2}} + B_z^R \frac{v + T\dot{v}}{\sqrt{c^2 - T^2 \dot{v}^2 - 2T\dot{v}v - v^2}}
\end{aligned} \tag{2.74}$$

Определим F_{14}^S , согласно выражениям (2.72), (2.70), (2.69), (2.68), (2.67):

$$\begin{aligned}
F_{14}^S &= \frac{E_z^S}{c} = F_{14}^R \frac{\partial \tau}{\partial x^i} \frac{\partial \xi}{\partial x^j} + F_{24}^R \frac{\partial \zeta}{\partial x^i} \frac{\partial \xi}{\partial x^j} = \\
&= \frac{E_z^R}{c} \frac{c}{\sqrt{c^2 - T^2 \dot{v}^2 - 2T\dot{v}v - v^2}} - B_y^R \frac{v + T\dot{v}}{\sqrt{c^2 - T^2 \dot{v}^2 - 2T\dot{v}v - v^2}}
\end{aligned} \tag{2.75}$$

Определим F_{43}^S , согласно выражениям (2.72), (2.70), (2.69), (2.68), (2.67):

$$F_{43}^S = B_x^S = F_{43}^R \frac{\partial \xi}{\partial x^i} \frac{\partial \zeta}{\partial x^j} = B_x^R \tag{2.76}$$

Определим F_{24}^S , согласно выражениям (2.72), (2.70), (2.69), (2.68), (2.67):

$$\begin{aligned}
F_{24}^S &= B_y^S = F_{14}^R \frac{\partial \tau}{\partial x^i} \frac{\partial \xi}{\partial x^j} + F_{24}^R \frac{\partial \zeta}{\partial x^i} \frac{\partial \xi}{\partial x^j} = \\
&= B_y^R \frac{c}{\sqrt{c^2 - T^2 \dot{v}^2 - 2T\dot{v}v - v^2}} - \frac{E_z^R}{c} \frac{v + T\dot{v}}{\sqrt{c^2 - T^2 \dot{v}^2 - 2T\dot{v}v - v^2}}
\end{aligned} \tag{2.77}$$

Определим F_{32}^S , согласно выражениям (2.72), (2.70), (2.69), (2.68), (2.67):

$$\begin{aligned}
 F_{32}^S &= B_z^S = F_{31}^R \frac{\partial \zeta}{\partial x^i} \frac{\partial \tau}{\partial x^j} + F_{32}^R \frac{\partial \zeta}{\partial x^i} \frac{\partial \zeta}{\partial x^j} = \\
 &= \frac{E_y^R}{c} \frac{v + T \dot{v}}{\sqrt{c^2 - T^2 \dot{v}^2 - 2T v \dot{v} - v^2}} + B_z^S \frac{c}{\sqrt{c^2 - T^2 \dot{v}^2 - 2T v \dot{v} - v^2}}
 \end{aligned} \tag{2.78}$$

2.2.7 Определение обратного преобразования

Определим определение преобразования от полей статора к полям ротора:

$$F_{ij}^R = \sum_{k=1}^4 \left[\sum_{m=1}^4 \left[F_{km}^S \frac{\partial x^k}{\partial z^i} \right] \frac{\partial x^m}{\partial z^j} \right] =$$

$$\begin{aligned}
 &= F_{11}^S \frac{\partial x^1}{\partial z^i} \frac{\partial x^1}{\partial z^j} + F_{21}^S \frac{\partial x^2}{\partial z^i} \frac{\partial x^1}{\partial z^j} + F_{31}^S \frac{\partial x^3}{\partial z^i} \frac{\partial x^1}{\partial z^j} + F_{41}^S \frac{\partial x^4}{\partial z^i} \frac{\partial x^1}{\partial z^j} + \\
 &+ F_{12}^S \frac{\partial x^1}{\partial z^i} \frac{\partial x^2}{\partial z^j} + F_{22}^S \frac{\partial x^2}{\partial z^i} \frac{\partial x^2}{\partial z^j} + F_{32}^S \frac{\partial x^3}{\partial z^i} \frac{\partial x^2}{\partial z^j} + F_{42}^S \frac{\partial x^4}{\partial z^i} \frac{\partial x^2}{\partial z^j} +
 \end{aligned} \tag{2.79}$$

$$\begin{aligned}
 &+ F_{13}^S \frac{\partial x^1}{\partial z^i} \frac{\partial x^3}{\partial z^j} + F_{23}^S \frac{\partial x^2}{\partial z^i} \frac{\partial x^3}{\partial z^j} + F_{33}^S \frac{\partial x^3}{\partial z^i} \frac{\partial x^3}{\partial z^j} + F_{43}^S \frac{\partial x^4}{\partial z^i} \frac{\partial x^3}{\partial z^j} + \\
 &+ F_{14}^S \frac{\partial x^1}{\partial z^i} \frac{\partial x^4}{\partial z^j} + F_{24}^S \frac{\partial x^2}{\partial z^i} \frac{\partial x^4}{\partial z^j} + F_{34}^S \frac{\partial x^3}{\partial z^i} \frac{\partial x^4}{\partial z^j} + F_{44}^S \frac{\partial x^4}{\partial z^i} \frac{\partial x^4}{\partial z^j} =
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= F_{11}^S \frac{\partial T}{\partial z^i} \frac{\partial T}{\partial z^j} + F_{21}^S \frac{\partial X}{\partial z^i} \frac{\partial T}{\partial z^j} + F_{31}^S \frac{\partial Y}{\partial z^i} \frac{\partial T}{\partial z^j} + F_{41}^S \frac{\partial Z}{\partial z^i} \frac{\partial T}{\partial z^j} +
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &+ F_{12}^S \frac{\partial T}{\partial z^i} \frac{\partial X}{\partial z^j} + F_{22}^S \frac{\partial X}{\partial z^i} \frac{\partial X}{\partial z^j} + F_{32}^S \frac{\partial Y}{\partial z^i} \frac{\partial X}{\partial z^j} + F_{42}^S \frac{\partial Z}{\partial z^i} \frac{\partial X}{\partial z^j} +
 \end{aligned} \tag{2.79}$$

$$\begin{aligned}
 &+ F_{13}^S \frac{\partial T}{\partial z^i} \frac{\partial Y}{\partial z^j} + F_{23}^S \frac{\partial X}{\partial z^i} \frac{\partial Y}{\partial z^j} + F_{33}^S \frac{\partial Y}{\partial z^i} \frac{\partial Y}{\partial z^j} + F_{43}^S \frac{\partial Z}{\partial z^i} \frac{\partial Y}{\partial z^j} +
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &+ F_{14}^S \frac{\partial T}{\partial z^i} \frac{\partial Z}{\partial z^j} + F_{24}^S \frac{\partial X}{\partial z^i} \frac{\partial Z}{\partial z^j} + F_{34}^S \frac{\partial Y}{\partial z^i} \frac{\partial Z}{\partial z^j} + F_{44}^S \frac{\partial Z}{\partial z^i} \frac{\partial Z}{\partial z^j}
 \end{aligned}$$

Определим каждый элемент F_{ij}^R почленно:

$$\begin{aligned}
 F_{ij}^R &= F_{21}^S \frac{\partial X}{\partial z^i} \frac{\partial T}{\partial z^j} + F_{31}^S \frac{\partial Y}{\partial z^i} \frac{\partial T}{\partial z^j} + F_{41}^S \frac{\partial Z}{\partial z^i} \frac{\partial T}{\partial z^j} + F_{12}^S \frac{\partial T}{\partial z^i} \frac{\partial X}{\partial z^j} + F_{32}^S \frac{\partial Y}{\partial z^i} \frac{\partial X}{\partial z^j} + F_{42}^S \frac{\partial Z}{\partial z^i} \frac{\partial X}{\partial z^j} + \\
 &+ F_{13}^S \frac{\partial T}{\partial z^i} \frac{\partial Y}{\partial z^j} + F_{23}^S \frac{\partial X}{\partial z^i} \frac{\partial Y}{\partial z^j} + F_{43}^S \frac{\partial Z}{\partial z^i} \frac{\partial Y}{\partial z^j} + F_{14}^S \frac{\partial T}{\partial z^i} \frac{\partial Z}{\partial z^j} + F_{24}^S \frac{\partial X}{\partial z^i} \frac{\partial Z}{\partial z^j} + F_{34}^S \frac{\partial Y}{\partial z^i} \frac{\partial Z}{\partial z^j}
 \end{aligned} \tag{2.80}$$

Определим F_{12}^R согласно выражениям (2.72), (2.70), (2.69), (2.68), (2.67):

$$\begin{aligned}
 F_{12}^R &= \frac{E_x^R}{c} = F_{21}^S \frac{\partial X}{\partial z^1} \frac{\partial T}{\partial z^2} + F_{31}^S \frac{\partial Y}{\partial z^1} \frac{\partial T}{\partial z^2} + F_{41}^S \frac{\partial Z}{\partial z^1} \frac{\partial T}{\partial z^2} + F_{12}^S \frac{\partial T}{\partial z^1} \frac{\partial X}{\partial z^2} + F_{32}^S \frac{\partial Y}{\partial z^1} \frac{\partial X}{\partial z^2} + F_{42}^S \frac{\partial Z}{\partial z^1} \frac{\partial X}{\partial z^2} + \\
 &+ F_{13}^S \frac{\partial T}{\partial z^1} \frac{\partial Y}{\partial z^2} + F_{23}^S \frac{\partial X}{\partial z^1} \frac{\partial Y}{\partial z^2} + F_{43}^S \frac{\partial Z}{\partial z^1} \frac{\partial Y}{\partial z^2} + F_{14}^S \frac{\partial T}{\partial z^1} \frac{\partial Z}{\partial z^2} + F_{24}^S \frac{\partial X}{\partial z^1} \frac{\partial Z}{\partial z^2} + F_{34}^S \frac{\partial Y}{\partial z^1} \frac{\partial Z}{\partial z^2} = \\
 &= F_{21}^S \frac{\partial X}{\partial z^1} \frac{\partial T}{\partial z^2} + F_{12}^S \frac{\partial T}{\partial z^1} \frac{\partial X}{\partial z^2} = \frac{E_x^S}{c}
 \end{aligned} \tag{2.81}$$

По аналогии с выражением (2.81) определим F_{13}^R согласно выражениям (2.72), (2.70), (2.69), (2.68), (2.67), но опустим промежуточные выкладки:

$$\begin{aligned}
 F_{13}^R &= \frac{E_y^R}{c} = F_{13}^S \frac{\partial T}{\partial z^i} \frac{\partial Y}{\partial z^j} + F_{23}^S \frac{\partial X}{\partial z^i} \frac{\partial Y}{\partial z^j} = \\
 &= \frac{E_y^S}{c} \frac{c}{\sqrt{c^2 - \tau^2 \dot{v}^2 - 2\tau v \dot{v} - v^2}} - B_z^S \frac{v + \tau \dot{v}}{\sqrt{c^2 - \tau^2 \dot{v}^2 - 2\tau v \dot{v} - v^2}}
 \end{aligned} \tag{2.82}$$

Определим F_{14}^R , согласно выражениям (2.72), (2.70), (2.69), (2.68), (2.67):

$$\begin{aligned}
 F_{14}^R &= \frac{E_z^R}{c} = F_{14}^S \frac{\partial T}{\partial z^i} \frac{\partial Z}{\partial z^j} + F_{24}^S \frac{\partial X}{\partial z^i} \frac{\partial Z}{\partial z^j} = \\
 &= \frac{E_z^S}{c} \frac{c}{\sqrt{c^2 - \tau^2 \dot{v}^2 - 2\tau v \dot{v} - v^2}} + B_y^S \frac{v + \tau \dot{v}}{\sqrt{c^2 - \tau^2 \dot{v}^2 - 2\tau v \dot{v} - v^2}}
 \end{aligned} \tag{2.83}$$

Определим F_{43}^R , согласно выражениям (2.72), (2.70), (2.69), (2.68), (2.67):

$$F_{43}^R = B_x^S = F_{43}^S \frac{\partial Z}{\partial z^i} \frac{\partial Y}{\partial z^j} = B_x^S \tag{2.84}$$

Определим F_{24}^R , согласно выражениям (2.72), (2.70), (2.69), (2.68), (2.67):

$$\begin{aligned}
F_{24}^R = B_y^R &= F_{14}^S \frac{\partial T}{\partial z^i} \frac{\partial Z}{\partial z^j} + F_{24}^S \frac{\partial X}{\partial z^i} \frac{\partial Z}{\partial z^j} = \\
&= \frac{E_z^S}{c} \frac{v + \tau \dot{v}}{\sqrt{c^2 - \tau^2 \dot{v}^2 - 2\tau v \dot{v} - v^2}} + B_y^S \frac{c}{\sqrt{c^2 - \tau^2 \dot{v}^2 - 2\tau v \dot{v} - v^2}}
\end{aligned} \tag{2.85}$$

Определим F_{32}^R , согласно выражениям (2.72), (2.70), (2.69), (2.68), (2.67):

$$\begin{aligned}
F_{32}^R = B_z^R &= F_{32}^S \frac{\partial Y}{\partial z^i} \frac{\partial X}{\partial z^j} + F_{31}^S \frac{\partial Y}{\partial z^i} \frac{\partial T}{\partial z^j} = \\
&= B_z^S \frac{c}{\sqrt{c^2 - \tau^2 \dot{v}^2 - 2\tau v \dot{v} - v^2}} - \frac{E_y^S}{c} \frac{v + \tau \dot{v}}{\sqrt{c^2 - \tau^2 \dot{v}^2 - 2\tau v \dot{v} - v^2}}
\end{aligned} \tag{2.86}$$

2.2.8 Определение прямого и обратного преобразования для 4-тока

4 – ток [83,77,82], определяется формулой:

$$\|J^\beta\| = \|c\rho \quad j_x \quad j_y \quad j_z\| \tag{2.87}$$

Определим прямое преобразование из СО ротора в СО статора по формуле (2.89) с учетом выражений (2.88), (2.67), (2.61), (2.10):

$$J_S^\beta = \sum_{\alpha=1}^4 \left(J_R^\alpha \frac{\partial x^\beta}{\partial z^\alpha} \right) \tag{2.88}$$

И без вывода, результаты расчета преобразований:

$$J_S^1 = \sum_{\alpha=1}^4 \left(J_R^\alpha \frac{\partial x^1}{\partial z^\alpha} \right) = c\rho^S = \frac{c^2 \rho^R}{\sqrt{c^2 - T^2 \dot{v}^2 - 2Tv \dot{v} - v^2}} + j_x^R \frac{v + T \dot{v}}{\sqrt{c^2 - T^2 \dot{v}^2 - 2Tv \dot{v} - v^2}} \tag{2.89}$$

$$J_S^2 = \sum_{\alpha=1}^4 \left(J_R^\alpha \frac{\partial x^2}{\partial z^\alpha} \right) = j_x^S = c\rho \frac{v + \tau \dot{v}}{\sqrt{c^2 - \tau^2 \dot{v}^2 - 2\tau v \dot{v} - v^2}} + j_x^R \frac{c}{\sqrt{c^2 - \tau^2 \dot{v}^2 - 2\tau v \dot{v} - v^2}} \quad (2.90)$$

$$J_S^3 = \sum_{\alpha=1}^4 \left(J_R^\alpha \frac{\partial x^3}{\partial z^\alpha} \right) = j_y^S = j_y^R \quad (2.91)$$

$$J_S^4 = \sum_{\alpha=1}^4 \left(J_R^\alpha \frac{\partial x^4}{\partial z^\alpha} \right) = j_z^S = j_z^R \quad (2.92)$$

Определим обратное преобразование из СО статора в СО ротора по формуле с учетом выражений (2.88), (2.68), (2.62), (2.10):

$$J_R^\beta = \sum_{\alpha=1}^4 \left(J_S^\alpha \frac{\partial z^\beta}{\partial x^\alpha} \right) \quad (2.93)$$

И без вывода, результаты расчета преобразований:

$$J_R^1 = \sum_{\alpha=1}^4 \left(J_S^\alpha \frac{\partial z^1}{\partial x^\alpha} \right) = c\rho^R = \frac{c^2 \rho^S}{\sqrt{c^2 - \tau^2 \dot{v}^2 - 2\tau v \dot{v} - v^2}} - j_x^S \frac{v + \tau \dot{v}}{\sqrt{c^2 - \tau^2 \dot{v}^2 - 2\tau v \dot{v} - v^2}} \quad (2.94)$$

$$J_R^2 = \sum_{\alpha=1}^4 \left(J_S^\alpha \frac{\partial z^2}{\partial x^\alpha} \right) = j_x^S = j_x^R \frac{c}{\sqrt{c^2 - T^2 \dot{v}^2 - 2Tv \dot{v} - v^2}} - c\rho^R \frac{v + T \dot{v}}{\sqrt{c^2 - T^2 \dot{v}^2 - 2Tv \dot{v} - v^2}} \quad (2.95)$$

$$J_R^3 = \sum_{\alpha=1}^4 \left(J_S^\alpha \frac{\partial z^3}{\partial x^\alpha} \right) = j_y^S = j_y^R \quad (2.96)$$

$$J_R^4 = \sum_{\alpha=1}^4 \left(J_S^\alpha \frac{\partial z^4}{\partial x^\alpha} \right) = j_z^R = j_z^S \quad (2.97)$$

2.2.9 Определение прямых преобразований тензора электромагнитной проницаемости

Тензор электромагнитной проницаемости $\lambda_{\nu\zeta}^{ab}$ будем определять, для тензора электромагнитного поля F_{km} и тензора индукции D_{ab} [132,161]:

$$F_{km} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{E_x}{c} & \frac{E_y}{c} & \frac{E_z}{c} \\ -\frac{E_x}{c} & 0 & -B_z & B_y \\ -\frac{E_y}{c} & B_z & 0 & -B_x \\ -\frac{E_z}{c} & -B_y & B_x & 0 \end{pmatrix} \quad D_{ab} = \begin{pmatrix} 0 & H_x & H_y & H_z \\ -H_x & 0 & -\frac{D_z}{c} & \frac{D_y}{c} \\ -H_y & \frac{D_z}{c} & 0 & -\frac{D_x}{c} \\ -H_z & -\frac{D_y}{c} & \frac{D_x}{c} & 0 \end{pmatrix} \quad (2.98)$$

Тензор электромагнитной проницаемости λ_{ab}^{km} , может быть заполнен разными способами, выберем такой, что все элементы тензора будут положительны, также он должен удовлетворять выражению:

$$D_{ab} = \lambda_{ab}^{km} \otimes F_{km} \quad (2.99)$$

На практике, с достаточной точностью рассматривают среды, которые можно описать как анизотропно–диспергирующие[44], однако, в практических целях, в определенный момент времени, в определенной точке пространства двигателя, можно записать следующие трехмерные зависимости между индукциями и напряженностями:

$$\begin{pmatrix} B_x \\ B_y \\ B_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mu_x(x_0, y_0, z_0, t_0) & 0 & 0 \\ 0 & \mu_y(x_0, y_0, z_0, t_0) & 0 \\ 0 & 0 & \mu_z(x_0, y_0, z_0, t_0) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} H_x \\ H_y \\ H_z \end{pmatrix} \quad (2.100)$$

$$\begin{pmatrix} D_x \\ D_y \\ D_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \varepsilon_x(x_0, y_0, z_0, t_0) & 0 & 0 \\ 0 & \varepsilon_y(x_0, y_0, z_0, t_0) & 0 \\ 0 & 0 & \varepsilon_z(x_0, y_0, z_0, t_0) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_x \\ E_y \\ E_z \end{pmatrix}$$

Всего в тензоре электромагнитной проницаемости $4 \times 4 \times 4 \times 4 = 256$ элементов, однако, использоваться будет только 24 элемента, все остальные равны нулю. Запишем эти 24 элемента в импровизированной системе, но для сжатости опустим упоминание, что они определены в одной точке (x_0, y_0, z_0, t_0) :

$$\left(\begin{array}{cccccc} \lambda_{43}^{12} = \frac{\varepsilon_x}{2} & \lambda_{42}^{43} = \frac{1}{2\mu_x} & \lambda_{24}^{13} = \frac{\varepsilon_y}{2} & \lambda_{13}^{24} = \frac{1}{2\mu_y} & \lambda_{32}^{14} = \frac{\varepsilon_z}{2} & \lambda_{14}^{32} = \frac{1}{2\mu_z} \\ \lambda_{43}^{21} = -\frac{\varepsilon_x}{2} & \lambda_{21}^{43} = -\frac{1}{2\mu_x} & \lambda_{24}^{31} = -\frac{\varepsilon_y}{2} & \lambda_{13}^{42} = -\frac{1}{2\mu_y} & \lambda_{32}^{41} = -\frac{\varepsilon_z}{2} & \lambda_{14}^{23} = -\frac{1}{2\mu_z} \\ \lambda_{34}^{12} = -\frac{\varepsilon_x}{2} & \lambda_{12}^{34} = -\frac{1}{2\mu_x} & \lambda_{42}^{13} = -\frac{\varepsilon_y}{2} & \lambda_{31}^{24} = -\frac{1}{2\mu_y} & \lambda_{23}^{14} = -\frac{\varepsilon_z}{2} & \lambda_{41}^{32} = -\frac{1}{2\mu_z} \\ \lambda_{34}^{21} = \frac{\varepsilon_x}{2} & \lambda_{21}^{34} = \frac{1}{2\mu_x} & \lambda_{42}^{31} = \frac{\varepsilon_y}{2} & \lambda_{31}^{42} = -\frac{1}{2\mu_y} & \lambda_{23}^{41} = \frac{\varepsilon_z}{2} & \lambda_{41}^{23} = \frac{1}{2\mu_z} \end{array} \right) \quad (2.101)$$

Выражение (2.101) можно условно разделить как таблицу на шесть столбцов, в каждом столбце записаны элементы, которые являются множителям определенным "тройкам" элементов в тензоре F_{km} .

Определим прямое преобразование [151] из СО ротора в СО статора тензора электромагнитной проницаемости $\lambda_{\psi\zeta}^{ab}$ по формуле (2.102), с учетом выражений (2.100), (2.102), (2.67), (2.61), (2.10).

$${}^S \lambda_{gh}^{ef} = \sum_{a=1}^4 \left(\sum_{b=1}^4 \left(\sum_{c=1}^4 \left(\sum_{d=1}^4 \left({}^R \lambda_{cd}^{ab} \frac{\partial z^d}{\partial x^h} \right) \frac{\partial z^c}{\partial x^g} \right) \frac{\partial x^f}{\partial z^b} \right) \frac{\partial x^e}{\partial z^a} \right) \quad (2.102)$$

Результаты расчета преобразований по выражению (2.102):

$${}^S \lambda_{43}^{12} = \frac{\varepsilon_x^S}{2} = {}^R \lambda_{43}^{12} (\dots) + {}^R \lambda_{43}^{21} (\dots) = \frac{\varepsilon_x^R}{2} \quad (2.103)$$

$${}^S\lambda_{24}^{13} = \frac{\varepsilon_y^S}{2} = {}^R\lambda_{24}^{13}(\dots) + {}^R\lambda_{14}^{23}(\dots) = \frac{1}{2} \frac{\varepsilon_y^R c^2 + \frac{1}{\mu_z^R} (v + \tau \dot{v})^2}{c^2 - \tau^2 \dot{v}^2 - 2\tau v \dot{v} - v^2} \quad (2.104)$$

$${}^S\lambda_{32}^{14} = \frac{\varepsilon_z^S}{2} = {}^R\lambda_{32}^{14}(\dots) + {}^R\lambda_{31}^{24}(\dots) = \frac{1}{2} \frac{\varepsilon_z^R c^2 + \frac{1}{\mu_y^R} (v + \tau \dot{v})^2}{c^2 - \tau^2 \dot{v}^2 - 2\tau v \dot{v} - v^2} \quad (2.105)$$

$${}^S\lambda_{12}^{43} = \frac{1}{2\mu_x^S} = {}^R\lambda_{12}^{43}(\dots) + {}^R\lambda_{21}^{43}(\dots) = \frac{1}{2\mu_x^R} \quad (2.106)$$

$${}^S\lambda_{13}^{24} = \frac{1}{2\mu_y^S} = {}^R\lambda_{13}^{24}(\dots) + {}^R\lambda_{23}^{14}(\dots) = \frac{1}{2} \frac{\frac{c^2}{\mu_y^R} + \varepsilon_z^R (v + \tau \dot{v})^2}{c^2 - \tau^2 \dot{v}^2 - 2\tau v \dot{v} - v^2} \quad (2.107)$$

$${}^S\lambda_{14}^{32} = \frac{1}{2\mu_z^S} = {}^R\lambda_{14}^{32}(\dots) + {}^R\lambda_{24}^{31}(\dots) = \frac{1}{2} \frac{\frac{c^2}{\mu_z^R} + \varepsilon_y^R (v + \tau \dot{v})^2}{c^2 - \tau^2 \dot{v}^2 - 2\tau v \dot{v} - v^2} \quad (2.108)$$

2.2.10 Определение прямого преобразования тензора проводимости среды.

Тензор проводимости среды $\sigma^{\beta km}$ будем задавать для тензора электромагнитного поля из выражения (2.98) с учетом выражения (2.109) [132,161].

$$J^\beta = \sigma^{\beta km} \otimes F_{km} \quad (2.109)$$

где J^β – 4 плотность тока.

Наиболее часто в электротехнике среда является анизотропной, но симметричной, поэтому мы будем руководствоваться следующим выражением:

$$\begin{pmatrix} J^x \\ J^y \\ J^z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sigma_x & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_y & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_z \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_x \\ E_y \\ E_z \end{pmatrix} \quad (2.110)$$

Исходя из выражений (2.109) и (2.110), в тензоре проводимости среды $\sigma^{\beta km}$ будет 6 элементов, перечислим их:

$$\begin{pmatrix} \sigma^{212} = \frac{c\sigma_x}{2} & \sigma^{313} = \frac{c\sigma_y}{2} & \sigma^{414} = \frac{c\sigma_z}{2} \\ \sigma^{221} = -\frac{c\sigma_x}{2} & \sigma^{331} = -\frac{c\sigma_y}{2} & \sigma^{441} = -\frac{c\sigma_z}{2} \end{pmatrix} \quad (2.111)$$

Преобразование из СО ротора в СО статора тензора проводимости среды $\sigma^{\beta km}$ будет происходить по формуле (2.112) с учетом выражений (2.100), (2.102), (2.67), (2.61), (2.10):

$$\sigma^{fed} = \sum_{m=1}^4 \left(\sum_{k=1}^4 \left(\sum_{\beta=1}^4 \left(\sigma^{\beta km} \frac{\partial x^f}{\partial z^\beta} \right) \frac{\partial x^e}{\partial z^k} \right) \frac{\partial x^d}{\partial z^m} \right) \quad (2.112)$$

Результаты расчета преобразований по выражению (2.112):

$${}^S \sigma^{212} = \frac{c\sigma_x^S}{2} = \frac{\sigma_x^R}{2} \frac{c^4}{\left(c^2 - \tau^2 \dot{v}^2 - 2\tau v \dot{v} - v^2 \right)^{\frac{3}{2}}} \quad (2.113)$$

$${}^S \sigma^{313} = \frac{c\sigma_y^S}{2} = \frac{\sigma_y^R}{2} \frac{c^2}{\sqrt{c^2 - \tau^2 \dot{v}^2 - 2\tau v \dot{v} - v^2}} \quad (2.114)$$

$${}^S\sigma^{414} = \frac{c\sigma_z^S}{2} = \frac{\sigma_z^R}{2} \frac{c^2}{\sqrt{c^2 - \tau^2 \dot{v}^2 - 2\tau v \dot{v} - v^2}} \quad (2.115)$$

2.2.11 Уточненная методика расчета полевой задачи.

Практически все программы для расчетов полевой задачи пользуются стандартной методикой расчета [66,67,118], которая появилась при изучении уравнений математической физики [9,115]. Численные расчеты полей в электромеханике и электроприводе основываются на этой методике, но она создавалась на таком этапе развития вычислительной техники, когда вычислительные мощности были малы [142,94,66,23]. С развитием вычислительной техники, необходимо повышать точность расчетов. Ранее расчеты велись по формулам, которые создавались для постоянных скоростей движения тел в полевой задаче [82], однако технически это правило нарушалось, и туда "вставлялось" мгновенная скорость движущихся частей [144,118]. Такое нарушение приводило к "удовлетворительным" результатам расчета, даже при бесконечно малой сетке в методе конечных разностей (КР), или бесконечному количеству элементов в методе конечных элементов (МКЭ) [123].

Поэтому целесообразно дополнить методику расчетов, с целью исключения нарушений правил использований расчетных выражений.

Разработанная методика состоит в следующем:

1) По топологии двигателя в состоянии покоя, относительно каждой его движущейся части, выбирается удобная система координат (СК) и СО. Допустим, если двигатель цилиндрический, то и СК наиболее целесообразна – цилиндрическая. Если ротор движется относительно статора, то целесообразно выбрать две системы координат и две СО, для ротора и статора соответственно.

2) По топологии двигателя в выбранных системах координат, составляются карты распределений электрической проницаемости ε_{ij} , магнитной проницаемости μ_{ij} , электрической проводимости σ_{ij} , для каждой точки топологического пространства электродвигателя.

3) По составленным картам, заполняются карты тензоров электромагнитной проницаемости λ_{ab}^{km} (2.99) и проводимости $\sigma^{\beta km}$ (2.109), для каждой точки топологического пространства электродвигателя.

4) Выбирается система отсчета, относительно которой будет произведен расчет всех токов, полей и зарядов. Допустим СО ротора или СО статора.

5) Для выбранной системы отсчета, и той системы координат, которую мы выбрали, записываются уравнения Максвелла, с начальными данными Коши (1.1) и полевые уравнения распределенной силы (I), также механические уравнения динамики движения ротора.

$$\bar{\mathbf{f}} = \nabla(\bar{\mathbf{I}} \cdot \bar{\mathbf{B}}_e) + [\bar{\mathbf{J}} \times \bar{\mathbf{B}}_e] + \nabla(\bar{\mathbf{P}} \cdot \bar{\mathbf{D}}_e) + \rho \bar{\mathbf{E}}_e \quad (\text{I})$$

где $\bar{\mathbf{I}}$ – вектор намагниченности; $\bar{\mathbf{B}}_e$ – вектор магнитной индукции внешнего поля; $\bar{\mathbf{J}}$ – вектор плотностей тока; $\bar{\mathbf{P}}$ – вектор электрической поляризации; $\bar{\mathbf{D}}_e$ – вектор электрической индукции внешнего поля; $\bar{\mathbf{E}}_e$ – вектор электрической напряженности; ρ – объемная плотность зарядов.

6) Производится расчет метрического тензора g_{ij} , исходя из инвариантности пространственно–временного интервала $ds^2 = g_{ik} dx^i \otimes dx^k$ в разных СО. Приравнявая квадрат интервала в разных СО, скажем неподвижной и движущийся, записывая функциональную взаимосвязь между ними определяются компоненты тензора g_{ij} .

7) Производится расчет дифференциалов «собственной длины» $d\ell$ и «собственного времени» $d\tau$ определенной СО по значениям компонент метрического тензора g_{ij} и выражениям (2.14) – (2.34).

$$d\ell^2 = (g_{0\alpha} g_{0\beta} (g_{00})^{-1} - g_{\alpha\beta}) dx^\alpha dx^\beta; \quad d\tau = \sqrt{g_{00}} dt + [c\sqrt{g_{00}}]^{-1} g_{0\alpha} dx^\alpha \quad (\text{II})$$

где $d\ell, d\tau$ – значения измеряемые внутри СО, наблюдателем связанным с ней; dt, dx^α – значения измеряемые из другой СО, наблюдателем связанным с ней.

8) Исходя из определения «дифференциала сложной функции» и аналитических значений собственной длины dl и времени $d\tau$ в разных СО, производится заполнение матриц Якоби J_{PC}, J_{CP} (III). Матрицы Якоби заполняются частными производными, которые являются элементами сложных дифференциалов собственной длины и времени. Расчет матриц Якоби представлен в выражениях (2.53) (2.54) (2.59) (2.61) (2.62).

$$J_{PC} = \frac{\partial z^j}{\partial x^i} \quad J_{CP} = \frac{\partial x^i}{\partial z^j} \quad (\text{III})$$

где z^j – это координаты в СО движущейся части (скажем ротора); x^i – это координаты в другой СО (скажем статора).

9) Для карт тензоров электромагнитной проницаемости λ_{ab}^{km} и проводимости σ^{bkm} , которые принадлежат движущимся элементам двигателя, относительно выбранной СО, необходимо произвести перерасчет значений тензоров в выбранную СО по полученным матрицам Якоби J_{PC}, J_{CP} и исходя из выражений (IV), (2.112) и (2.102). Это необходимо для корректного учета движущихся частей, при расчете поля в них, так как их характеристики меняются в выбранной СО.

$${}^S \lambda_{gh}^{ef} = {}^R \lambda_{cd}^{ab} \frac{\partial z^d}{\partial x^h} \otimes \frac{\partial z^c}{\partial x^g} \otimes \frac{\partial x^f}{\partial z^b} \otimes \frac{\partial x^e}{\partial z^a}; \quad {}^S \sigma^{fed} = {}^R \sigma^{ykm} \frac{\partial x^f}{\partial z^y} \otimes \frac{\partial x^e}{\partial z^k} \otimes \frac{\partial x^d}{\partial z^m} \quad (\text{IV})$$

где ${}^R \sigma^{ykm}, {}^R \lambda_{cd}^{ab}$ – объекты в СО движущихся элементов; ${}^S \lambda_{gh}^{ef}, {}^S \sigma^{fed}$ – элементы в той СО где производится расчет поля электрической машины.

Примечание: Для двигателей большой мощности и большего поперечного сечения ротора, целесообразно производить перерасчет значений тензоров электромагнитной проницаемости и проводимости, по формулам (2.103) – (2.108) и (2.113) – (2.115).

10) Производится перерасчет в выбранную СО, собственных полей и токов движущихся частей из их СО. Преобразование производится по значениям матриц Якоби и выражениям (V); (2.71) – (2.79); (2.80) – (2.86); (2.88) – (2.92); (2.94) – (2.97).

$$F_{ij}^S = F_{km}^R \frac{\partial z^k}{\partial x^i} \otimes \frac{\partial z^m}{\partial x^j}; \quad D_{ij}^S = D_{km}^R \frac{\partial z^k}{\partial x^i} \otimes \frac{\partial z^m}{\partial x^j}; \quad J_S^k = J_R^n \frac{\partial x^k}{\partial z^n} \quad (\text{V})$$

где F_{km} – тензор электромагнитного поля; D_{ij} – тензор индукции; J^k – вектор плотности тока или 4–ток; элементы с индексом «R» – объекты в СО движущихся элементов; элементы с индексом «S» – объекты в той СО где производится расчет поля электрической машины.

11) Производится численный расчет полевой задачи по уравнениям Максвелла, вкупе с (I), (IV), (V). Рекомендуется производить расчет либо многомерным методом Бубнова–Галеркина, либо многомерным методом Канторовича, либо более мощными методами для нестационарных, нелинейных задач.

2.3 Инженерная модель вентильного двигателя

2.3.1 Методика перехода от системы ДУЧП Максвелла к системе ОДУ

Вентильный двигатель состоит из трех систем: блока управления, коммутационного блока и электромеханического преобразователя. В инженерной практике, инерционностью и нелинейностью силовых коммутационных элементов и цепей управления можно пренебречь, и считать, что поле статора индуцируется бесконечно дифференцируемой функцией. В параграфах 2.2.5–2.2.11 мы изучили, как преобразуются напряженности, диэлектрические и магнитные проницаемости, проводимости, материалов и полей ротора в систему отсчета статора, теперь необходимо применить полученные результаты.

Для получения семейства инженерных моделей, необходимо произвести переход от совместной системы дифференциальных уравнений в частных производных (ДУЧП) Максвелла и полевых уравнений механики, к системе обыкновенных дифференциальных уравнений (ОДУ), это основывается на низкой вычислительной мощности, необходимой для решения и "быстрого" анализа полученных уравнений. Прежде всего, такой переход не является точным, любая система ДУЧП – описывает поведение какого–то поля, основным свойством которого является бесконечное количество степеней свободы. Тогда, когда любая

система ОДУ описывает поведение некоего объекта, обладающего конечным количеством степеней свободы. Поэтому, при переходе от ДУЧП к ОДУ пытаются получить систему, которая оптимальным образом относительно средних значений искомым функций или их функциональных комбинаций в некоей геометрической окрестности. К сожалению, задача оптимального перехода от системы ДУЧП к системе ОДУ, на данный момент развития науки и техники, в общем случае не формализована, в связи с низким развитием теории ДУЧП [128].

Поэтому в общей теории электромеханического преобразования поступают следующим образом:

–1. Все электромеханические преобразователи разделяются на "индуктивные" и "емкостные"[27], относительно основной составляющей электромагнитного поля в зазоре электрической машины. Это делают для того, чтобы отбросить часть уравнений из системы ДУЧП Максвелла.

–2. Далее рассматривают топологию электромеханического преобразователя, и как можно более её упрощают. Тем самым упрощается геометрическая структура будущей системы ОДУ электромеханического преобразователя.

–3. Принимают, что поля рассеивания, а также любые поля, которые не участвуют в электромеханическом преобразовании энергии или слабо участвуют, равны нулю. Таким шагом все поля остаются строго внутри топологии электромеханического преобразователя.

–4. Следующим шагом топология электромеханического преобразователя разбивается на однотипные элементы или области, и в каждой области задается строгая форма распределения основной составляющей электромагнитного поля электрической машины. Тем самым, основная составляющая электромагнитного поля электромеханического преобразователя, которая определена от независимых переменных, системы ДУЧП Максвелла, а именно x, y, z, t , теперь зависит от двух параметров p, t , допустим длины и времени в этой области или элементе. За счет этого происходит свертка пятимерного решения одной искомой функции из

системы ДУПЧ Максвелла, до трехмерного решения с псевдо распределением в трехмерном геометрическом пространстве.

–5. Теперь вся система ДУПЧ Максвелла, после всех преобразований, вырождается в систему ДУПЧ, которая описывает сложную геометрически одномерную электрическую цепь. И предпринимается наиболее радикальный шаг: принимается, что скорость распространения электромагнитных волн, является бесконечной. За счет этого условия, исчезает распределение по параметру ρ , который является геометрическим и "поле" уже распределено равномерно или одинаково, относительно приращения параметра ρ , но оно зависит от времени.

–6. Так как пятимерные решения системы ДУПЧ Максвелла после всех упрощений, стали двухмерными, что автоматически вырождает систему ДУПЧ Максвелла – в систему ОДУ, которая будет зависеть только от времени.

2.3.2 Семейство инженерных моделей вентильных двигателей

Теперь давайте рассмотрим более подробно электромеханический преобразователь, как синхронный двигатель с постоянными магнитами на роторе. Электромагнитные процессы будем описывать в системе отсчета, связанной со статором. Предположим, что у нас трехфазная явнополюсная машина с гладким ротором, с постоянными магнитами и одной парой полюсов, в противном случае, просто вводятся необходимые коэффициенты. Пользуясь методикой перехода от системы ДУПЧ Максвелла к системе ОДУ в токах и напряжениях, можно придти к следующей простой схеме:

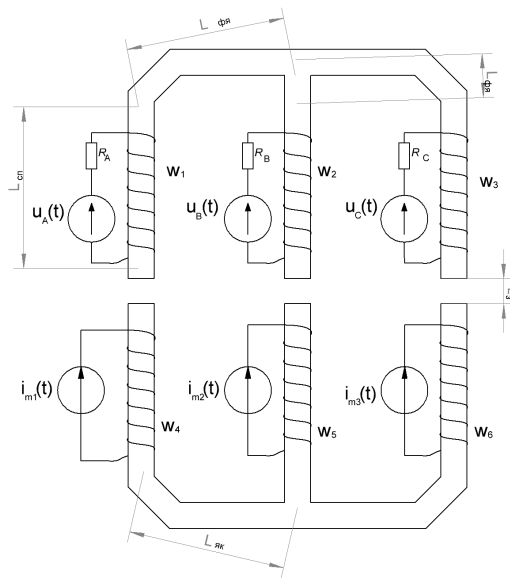


Рисунок 2.1 – эквивалентная схема синхронной машины с постоянными магнитами.

где $u_A(t), u_B(t), u_C(t)$ – источники ЭДС питания обмотки статора; $i_{m1}(t), i_{m2}(t), i_{m3}(t)$ – эквивалентные источники тока, которые организуют вращение основного вектора магнитной индукции собственного магнитного поля ротора (постоянных магнитов); $L_{\phi я}$ – средняя длина силовой линии фазы ярма; $L_{сн}$ – средняя длина силовой линии сердечника полюса; $L_з$ – средняя длина силовой линии зазора; $L_{як}$ – средняя длина силовой линии якоря.

Давайте запишем систему ОДУ, согласно рисунку 2.1 и выражениям (2.72) – (2.78); (2.80) – (2.86); (2.89) – (2.92); (2.94) – (2.97), (2.103) – (2.108) и (2.113) – (2.115) для вентильного двигателя (ВД), с учетом параграфа 2.3.1:

1) Математическая модель ВД, учитывающая средние в пространстве изменения во времени магнитного поля и преобразования электромагнитных величин, и параметров между произвольно движущимися СО:

$$\left\{ \begin{array}{l} U_A^s \cos(\varphi + \theta_y) = u_A^s = R_{A^s}^s i_A^s + \frac{d\Psi_A^s}{dt} \\ U_B^s \cos\left(\varphi + \theta_y - \frac{2\pi}{3}\right) = u_B^s = R_{B^s}^s i_B^s + \frac{d\Psi_B^s}{dt} \\ U_C^s \cos\left(\varphi + \theta_y - \frac{4\pi}{3}\right) = u_C^s = R_{C^s}^s i_C^s + \frac{d\Psi_C^s}{dt} \\ \Phi_A^s + \Phi_B^s + \Phi_C^s = S_{A\text{яп}}(B_A + B_{m1}) + S_{B\text{яп}}(B_B + B_{m2}) + S_{C\text{яп}}(B_C + B_{m3}) = 0 \end{array} \right. \quad (2.116)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} (B_A - B_B + B_{m1} - B_{m2}) \left(\frac{L_{\text{фя}}}{\mu_c} + \frac{L_{\text{сн}}}{\mu_c} + \frac{L_3}{\mu_{\text{воз}}} + \frac{L_{\text{як}}}{\mu_p^s} \right) = i_A^s w_1 - i_B^s w_2 \\ (B_B - B_C + B_{m2} - B_{m3}) \left(\frac{L_{\text{фя}}}{\mu_c} + \frac{L_{\text{сн}}}{\mu_c} + \frac{L_3}{\mu_{\text{воз}}} + \frac{L_{\text{як}}}{\mu_p^s} \right) = i_B^s w_1 - i_C^s w_2 \\ \Psi_A^s = w_1 S_A \left\{ B_A + \left[B_{m1} = B_m^s \cos(\varphi) \right] \right\} \\ \Psi_B^s = w_2 S_B \left\{ B_B + \left[B_{m2} = B_m^s \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \right\} \\ \Psi_C^s = w_3 S_C \left\{ B_C + \left[B_{m3} = B_m^s \cos\left(\varphi - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \right\} \\ \varphi = \varphi_0 + \varphi_c - \theta \\ \gamma^2 = c^2 - t^2 \left(\frac{d^2\varphi}{dt^2} r_p \right)^2 - 2tr_p^2 \frac{d\varphi}{dt} \frac{d^2\varphi}{dt^2} - \left(\frac{d\varphi}{dt} r_p \right)^2 \\ \frac{1}{\mu_p^s} = \frac{1}{\mu_y^s} = \frac{1}{\gamma^2} \left(\frac{c^2}{\mu_y^R} + \varepsilon_z^R \left(\frac{d\varphi}{dt} r_p + t \frac{d^2\varphi}{dt^2} r_p \right)^2 \right) \\ (B_m^s)^2 = (B_{xm}^R)^2 + \frac{1}{\gamma^2} \left(B_{ym}^R c - \frac{E_{zm}^R}{c} \frac{d\varphi}{dt} r_p + t \frac{d^2\varphi}{dt^2} r_p \right)^2 \\ M_c = M_{эм} - K \frac{d\varphi}{dt} - J^r \frac{d^2\varphi}{dt^2} \\ M_{эм} = w_1 S_A B_m^s i_A^s \cos(\varphi) + w_2 S_B B_m^s i_B^s \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) + w_3 S_C B_m^s i_C^s \cos\left(\varphi - \frac{4\pi}{3}\right) \end{array} \right. \quad (2.116)$$

где u_A^s, u_B^s, u_C^s – линейное напряжение источника питания фаз А,В,С; i_A^s, i_B^s, i_C^s – фазные токи статорных обмоток фаз А,В,С; U_A^s, U_B^s, U_C^s – амплитуды источника напряжения фаз А,В,С; $\Psi_A^s, \Psi_B^s, \Psi_C^s$ – магнитные потокосцепления статорных обмоток фаз А,В,С; $\Phi_A^s, \Phi_B^s, \Phi_C^s$ – магнитные потоки в яре схемы синхронного двигателя; B_A, B_B, B_C – магнитные индукции создаваемые фазными токами; w_1, w_2, w_3 –

количество витков статорных обмоток фаз А,В,С; S_A, S_B, S_C – эффективная площадь сечения полюса фаз А,В,С; $S_{Aяp}, S_{Bяp}, S_{Cяp}$ – среднее значение эффективной площади магнитопровода фазы ярма статора; $B_m^S(B_m^R)$ – значение магнитной индукции собственного поля ротора в системе отсчета статора; $B_{xm}^R, B_{ym}^R, E_{zm}^R$ – значения электрических и магнитных собственных полей ротора в системе отсчета ротора; μ_c – магнитная проницаемость статора; $\mu_{воз}$ – магнитная проницаемость воздуха; μ_y^R – магнитная проницаемость ротора в СО ротора, ортогональная воздушному зазору; ε_z^R – диэлектрическая проницаемость ротора в СО ротора, направленная вдоль вала двигателя; r_p – радиус ротора; φ – механический угол поворота ротора; φ_0 – механический угол поворота ротора соответствующий начальному положению; φ_c – фаза функции напряжения питающей сети; θ – угол нагрузки; θ_y – угол коммутации; M_c – момент сопротивления; $M_{эм}$ – момент электромагнитный; K – коэффициент трения шарикоподшипников; J^r – момент инерции ротора;

Упростим систему (2.116) и потребуем, чтобы ускорения $\frac{d^2\varphi}{dt^2}$ и скорости $\frac{d\varphi}{dt}$ были малыми, отсутствовал гистерезис и магнитная индукция линейно зависела от напряженности магнитного поля. Запишем получившуюся систему уравнений:

2) Математическая модель ВД, учитывающая несимметричность линейных магнитных цепей и взаимоиндукции обмоток статора:

$$\begin{cases}
U_A^s \cos(\varphi + \theta_y) = u_A^s = R_A^s i_A^s + L_A^s \frac{di_A^s}{dt} - M_{BA} \frac{di_B^s}{dt} - M_{CA} \frac{di_C^s}{dt} + \left[B_m^s \frac{d\varphi}{dt} \right] \cos(\varphi) \\
U_B^s \cos\left(\varphi + \theta_y - \frac{2\pi}{3}\right) = u_B^s = R_B^s i_B^s + L_B^s \frac{di_B^s}{dt} - M_{AB} \frac{di_A^s}{dt} - M_{CB} \frac{di_C^s}{dt} + \left[B_m^s \frac{d\varphi}{dt} \right] \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\
U_C^s \cos\left(\varphi + \theta_y - \frac{4\pi}{3}\right) = u_C^s = R_C^s i_C^s + L_C^s \frac{di_C^s}{dt} - M_{AC} \frac{di_A^s}{dt} - M_{BC} \frac{di_B^s}{dt} + \left[B_m^s \frac{d\varphi}{dt} \right] \cos\left(\varphi - \frac{4\pi}{3}\right) \\
\frac{M_{эм}}{wSB_m^s} = i_A^s \cos(\varphi) + i_B^s \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) + i_C^s \cos\left(\varphi - \frac{4\pi}{3}\right) \\
M_c = M_{эм} - K \frac{d\varphi}{dt} - J^r \frac{d^2\varphi}{dt^2} \\
\varphi = \varphi_0 + \varphi_c - \theta
\end{cases} \quad (2.117)$$

где L_A^s, L_B^s, L_C^s – индуктивности статора фаз А,В,С; $M_{BA}, M_{AB}, M_{AC}, M_{CA}, M_{CB}, M_{BC}$ – межфазовые взаимоиנדуктивности фаз А,В,С; w – количество витков фаз А,В,С; S – площадь сечения сердечника полюса; B_m^s – значение магнитной индукции собственного поля ротора.

Теперь упростим систему уравнений (2.117), для этого потребуем условие симметричности и равенства: чтобы все взаимоиנדуктивности были равны между собой $M_{BA} = M_{BC} = M_{AC} = M_{CA} = M_{CB} = M_{BC}$, все индуктивности были равны между собой $L_A^s = L_B^s = L_C^s$, все сопротивления равны друг другу $R_A^s = R_B^s = R_C^s$, чтобы взаимосвязь амплитуды потока собственного поля ротора в системе отсчета статора была постоянной и задавалась коэффициентом $\kappa = wSB_m^s$.

3) Математическая модель ВД для трехфазного симметричного синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов :

$$\begin{cases}
 U_A^s \cos(\varphi + \theta_y) = u_A^s = R^s i_A^s + L^{s''} \frac{di_A^s}{dt} + \kappa \frac{d\varphi}{dt} \cos(\varphi) \\
 U_B^s \cos\left(\varphi + \theta_y - \frac{2\pi}{3}\right) = u_B^s = R^s i_B^s + L^{s''} \frac{di_B^s}{dt} + \kappa \frac{d\varphi}{dt} \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 U_C^s \cos\left(\varphi + \theta_y - \frac{4\pi}{3}\right) = u_C^s = R^s i_C^s + L^{s''} \frac{di_C^s}{dt} + \kappa \frac{d\varphi}{dt} \cos\left(\varphi - \frac{4\pi}{3}\right) \\
 \frac{M_{\Sigma M}}{\kappa} = i_A^s \cos(\varphi) + i_B^s \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{3}\right) + i_C^s \cos\left(\varphi - \frac{4\pi}{3}\right) \\
 M_c = M_{\Sigma M} - K \frac{d\varphi}{dt} - J^r \frac{d^2\varphi}{dt^2} \\
 \varphi = \varphi_0 + \varphi_c - \theta
 \end{cases} \quad (2.118)$$

где $L^{s''} = L_A^s + M_{BA}$ – суммарная симметричная индуктивность обмотки фазы статора;
 R^s – сопротивление фазы статора; κ – коэффициент связи.

Система уравнений (2.118) изначально описывает трехфазный ВД, однако эту систему можно упростить, произведя переход к двухфазной системе уравнений. Для этого покажем векторную диаграмму взаимосвязи двух трехфазной системы координат (СК) и двухфазной СК:

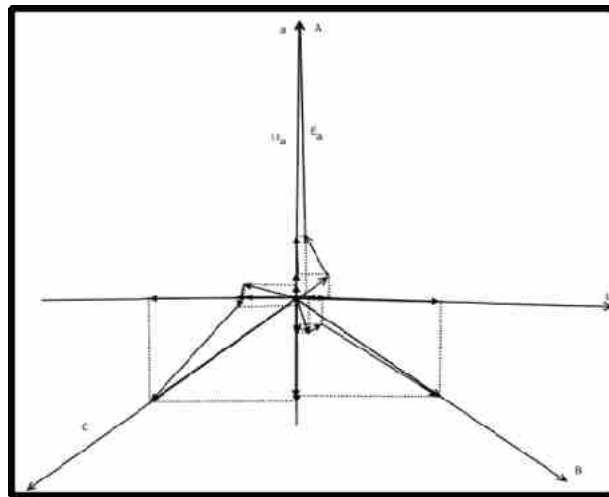


Рисунок 2.2 – векторная диаграмма взаимосвязи трехфазных величин и двухфазных.

Согласно диаграмме (2.2), введем систему преобразований между СК, также заметим, что токи и напряжения представляют синусоидальные функции и их амплитуды возросли в полтора раза, как и амплитуда ЭДС.

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{\alpha}^s = u_A^s - \frac{1}{2}u_B^s - \frac{1}{2}u_C^s \\ u_{\beta}^s = \frac{\sqrt{3}}{2}u_B^s - \frac{\sqrt{3}}{2}u_C^s \\ i_{\alpha}^s = i_A^s - \frac{1}{2}i_B^s - \frac{1}{2}i_C^s \\ i_{\beta}^s = \frac{\sqrt{3}}{2}i_B^s - \frac{\sqrt{3}}{2}i_C^s \\ e_{\alpha} = e_A - \frac{1}{2}e_B - \frac{1}{2}e_C \\ e_{\beta} = \frac{\sqrt{3}}{2}e_B - \frac{\sqrt{3}}{2}e_C \end{array} \right. \quad (2.119)$$

где $u_{\alpha}^s, u_{\beta}^s$ – значения линейных напряжений системы питания эквивалентного двухфазного ВД; $i_{\alpha}^s, i_{\beta}^s$ – токи фаз эквивалентного двухфазного ВД.

Преобразуем систему (2.118) согласно (2.119) и получим выражения, которые будут описывать ВД в СК альфа–бета:

4) Математическая модель ВД в СК альфа–бета:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{3U_A^s}{2} \cos(\varphi + \theta_y) = u_{\alpha}^s = R^s i_{\alpha}^s + L^{s''} \frac{di_{\alpha}^s}{dt} + \kappa \frac{d\varphi}{dt} \cos(\varphi) \\ \frac{3U_A^s}{2} \cos\left(\varphi + \theta_y - \frac{\pi}{2}\right) = u_{\beta}^s = R^s i_{\beta}^s + L^{s''} \frac{di_{\beta}^s}{dt} + \kappa \frac{d\varphi}{dt} \cos\left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right) \\ \frac{M_{\text{эм}}}{\kappa} = i_{\alpha}^s \cos(\varphi) + i_{\beta}^s \cos\left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right) \\ M_c = M_{\text{эм}} - K \frac{d\varphi}{dt} - J^r \frac{d^2\varphi}{dt^2} \\ \varphi = \varphi_0 + \varphi_c - \theta \end{array} \right. \quad (2.120)$$

Система (2.120) обладает характерными симметриями. Давайте потребуем, что токи являются синусоидальными функциями с той же частотой, что и напряжение питания. Запишем систему уравнений (2.120) во вращающейся СК ротора, для этого изобразим геометрическую векторную диаграмму преобразований к вращающейся СК d–q в обычном евклидовом фазовом пространстве:

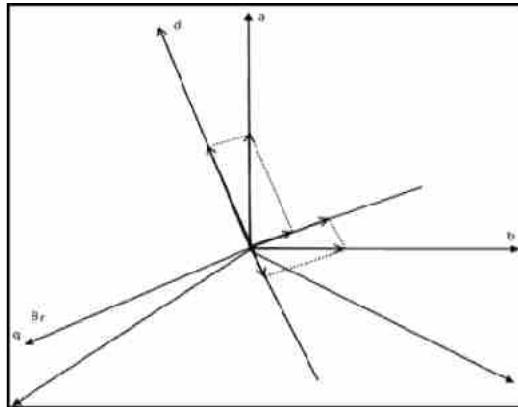


Рисунок 2.3 – геометрическая интерпретация преобразования двухфазной СК, во вращающуюся СК ортогональных координат d–q.

Запишем систему аналитических преобразований, согласно рисунку (2.3), для перехода из системы отсчета статора к системе отсчета ротора d–q:

$$\begin{cases} u_q^s = u_\alpha^s \cos(\varphi) + u_\beta^s \sin(\varphi) = 3/2 U_A^s \cos(\theta) \\ -u_d^s = u_\beta^s \cos(\varphi) - u_\alpha^s \sin(\varphi) = -3/2 U_A^s \sin(\theta) \\ i_q^s = i_\alpha^s \cos(\varphi) + i_\beta^s \sin(\varphi) = 3/2 I^s \cos(\theta + \nu) \\ -i_d^s = i_\beta^s \cos(\varphi) - i_\alpha^s \sin(\varphi) = 3/2 I^s \sin(\theta + \nu) \\ e_q = e_\alpha \cos(\varphi) + e_\beta \sin(\varphi) \\ -e_d = e_\beta \cos(\varphi) - e_\alpha \sin(\varphi) \end{cases} \quad (2.121)$$

где u_q^s, u_d^s – напряжения питания статора эквивалентного двухфазного двигателя в системе отсчета ротора d–q; i_q^s, i_d^s – токи статорных обмоток эквивалентного двухфазного двигателя в системе отсчета ротора dq; e_q, e_d – ЭДС движения ротора

эквивалентного двухфазного двигателя в системе отсчета ротора d–q; ν – разность фаз между током и напряжением; U_d^s, I^s – амплитуды напряжений и токов системы питания статора.

б) Преобразуем систему (2.120) согласно (2.121) и получим выражения которые будут описывать ВД во вращающейся СК d–q:

$$\left\{ \begin{array}{l} 3/2u \cos(\theta) = R^s i_q^s + L^{s^n} \frac{di_q^s}{dt} + L^{s^n} i_d^s \omega(t) + \frac{3}{2} \kappa \omega(t) \\ -3/2u \sin(\theta) = R^s i_d^s + L^{s^n} \frac{di_d^s}{dt} - L^{s^n} i_q^s \omega(t) \\ \varphi = \varphi_0 + \varphi_c - \theta \\ M_c = M_{эм} - J^r \frac{d\omega(t)}{dt} \\ \frac{M_{эм}}{\kappa} = i_q^s \end{array} \right. \quad (2.122)$$

Систему уравнений (2.122) можно аналитически упростить, если привести её к значениям в относительных единицах и в домен Лапласа. Для этого запишем систему обозначений безразмерных величин:

$$\left\{ \begin{array}{l} \gamma = \frac{u}{1.5u_n} ; \bar{i}_q^s = \frac{i_q^s R^s}{1.5u_n} ; \bar{i}_d^s = \frac{i_d^s R^s}{1.5u_n} ; \tau = t\omega_H \\ \tau_\xi = \xi\omega_H ; \xi = \frac{L^{s^n}}{R^s} ; \omega_H = \frac{u_n}{\kappa} ; \zeta = \tau_m \omega_H ; \bar{\varepsilon} = \frac{\omega}{\omega_H} \\ \mu_{эм} = \frac{M_{эм}}{M_\Pi} ; \mu_c = \frac{M_c}{M_\Pi} ; M_\Pi = \frac{1.5u_n \kappa}{R^s} ; \tau_m = \frac{J^r R^s}{1.5u_n \kappa} \end{array} \right. \quad (2.123)$$

где γ – относительное напряжения статора эквивалентного двухфазного двигателя в системе отсчета ротора dq; \bar{i}_q^s – приведенный ток обмотки q эквивалентного двухфазного двигателя в системе отсчета ротора dq; \bar{i}_d^s – приведенный ток обмотки d эквивалентного двухфазного двигателя в системе отсчета ротора dq; τ – безразмерное время; ξ – электромагнитный коэффициент; τ_ξ – электромагнитная

постоянная времени электродвигателя; ω_H – эквивалентная частота; ζ – механический коэффициент; τ_M – механическая постоянная времени электродвигателя; $\mu_{эм}$ – относительный электромагнитный момент эквивалентного двухфазного двигателя в системе отсчета ротора dq; μ_c – относительный момент сопротивления на валу эквивалентного двухфазного двигателя в системе отсчета ротора dq; M_H – приведенный момент.

7) Преобразуем систему (2.122), согласно (2.123), и получим выражения, которые будут описывать ВД для безразмерных величин домена Лапласа во вращающейся СК d–q, на основе синхронного с возбуждением от постоянных магнитов на валу:

$$\begin{cases} \gamma \cos(\theta) = \bar{i}_q^s + \tau_\omega \bar{i}_q^s p + \tau_\omega \bar{i}_d^s \bar{\varepsilon} + \bar{\varepsilon} \\ -\gamma \sin(\theta) = \bar{i}_d^s + \tau_\omega \bar{i}_d^s p - \tau_\omega \bar{i}_q^s \bar{\varepsilon} \\ \tau_M \bar{\varepsilon} p = \mu_{эм} - \mu_c \\ \mu_{эм} = \bar{i}_q^s \end{cases} \quad (2.124)$$

2.4 Выводы по главе № 2

1) Проанализированы существующие соотношения систем отсчетов в электромеханике. Выявлено, что системы отсчета в электромеханике используются условно, взаимосвязи между ними устанавливаются из геометрических соображений, и простейшей механики. Однако для расчета электромагнитных полей целесообразно ужесточить связи между системами отсчета в электромеханике. Поэтому была проанализирована литература по общей теории относительности, и был произведен расчет соотношений между произвольно движущимися системами отсчета, что позволило выявить структуру решения, получить методику и вычислить конечные аналитические выражения.

2) В электромеханике расчет электромагнитных полей производился при допущении – о постоянстве скорости движения относительной системы отсчета.

Для устранения этого недостатка, был произведен теоретический расчет, задействованы математические аппараты общей теории относительности, тензорного анализа и дифференциальной геометрии. Получены аналитические выражения для учета произвольности движения одной системы отсчета, относительно другой, что позволит увеличить точность расчетов полей в электромеханике.

3) Составлен алгоритм расчета аналитических выражений для любых систем координат и произвольно движущихся систем отсчета. В инженерии данная методика еще не использовалась, расчеты велись по упрощенным выражениям, с нарушениями. Данный алгоритм не только устраняет нарушения применимости моделей преобразований, но и может использоваться, как для аналитических исследований, так и для численного расчета полей электрических машин.

4) Составлена уточненная методика расчета полевой задачи, которая использует новые аналитические выражения соотношений между произвольно движущимися системами отсчета. Данная методика позволяет корректно поставить краевую задачу для нахождения полей в сложных электромеханических системах. Методика изложена в параграфе 2.2.11

5) Синтезирована методика преобразований системы дифференциальных уравнений в частных производных Максвелла к системе обыкновенных дифференциальных уравнений. Данная методика позволяет правильно оценить необходимые границы применимости той или иной математической модели ВД, как полевой, так и модели во вращающейся системе координат $d-q$. Сама методика изложена в параграфе 2.3.1

6) Выведено семейство инженерных математических моделей вентильных двигателей. Данные модели позволяют проводить симуляцию с разной степенью точности, а также учитывать нелинейные несимметричные магнитные цепи, эффекты преобразований электродинамических величин между произвольно движущимися системами отсчетов и прочие важные и необходимые эффекты в инженерии.

3. Наблюдатели и оптимальные углы коммутации

Вентильный электропривод с векторным управлением состоит из трех основных систем[25]: это – электромеханический преобразователь[28], коммутационный блок[6] и блок управления[99]. Векторное управление подразумевает собой наличие системы управления, в её структуру входят обратные связи, по положению, моменту, и прочие. Эти обратные связи обуславливают существование соответствующих датчиков, момента, скорости, положения. Данные датчики обычно являются дорогостоящими[188,189], что делает и привод менее доступным. Ну и кроме того, существуют задачи, когда просто нет физического доступа для измерения механических или электромеханических величин.

В следствие этого, появляется актуальная задача: необходимость разработки оценивающих устройств, которые на основе измерения наблюдаемых величин, таких как линейные токи и напряжения, восстанавливали не измеряемые величины и параметры, такие, как момент, скорость, угол положения ротора.

Для решения такой задачи предлагается провести анализ всего спектра оценивающих устройств; выявить взаимосвязи между ними; спроектировать или выбрать существующий, как оптимальный; кроме это в случае необходимости понизить порядок выбранного или синтезированного устройства.

Применение теории нелинейных фильтров в электроприводе для задачи восстановления ненаблюдаемых величин и параметров вентильного двигателя, является научным достижением. Практическим же достижением будет вычислительные алгоритмы и методики выбора и синтеза оценивающих устройств; также практическим достижением будет возможность на существенное уменьшение стоимости электропривода, за счет отсутствия дорогостоящих датчиков.

3.1 Наблюдатели угла поворота ротора и угла нагрузки вентильного двигателя

Вентильный двигатель описывается нелинейной, стохастической системой дифференциальных уравнений[25,152,9,24,28], в связи с этим, построение простых наблюдателей затруднено, продемонстрируем основные решения этой проблемы

3.1.1 Обзор наблюдателей в системах вентильных электроприводов

Проведем краткий обзор идентификаторов, наблюдателей и фильтров в системах векторного привода на основе синхронного вентильного двигателя.

Все оценивающие устройства можно разделить на фильтры с обратной связью по ошибке наблюдения и без[64].

К фильтрам с обратной связью по ошибке наблюдения относятся фильтры полученные, на основании уравнения Стратоновича[113,187] (1.5) и фильтров полученных на базе математических моделей самих объектов оценивания[186]. Далее уравнение Стратоновича умножается на элемент вектора состояния и интегрируется стохастическими интегралами Ито, после этого, уравнение раскладывают в ряд Тейлора и уже разделяют на фильтры второго и первого порядка[64].

К фильтрам второго порядка относятся: субоптимальные второго порядка[64], усеченные фильтры второго порядка[106], гауссовский фильтр[34], непрерывный гауссовский фильтр второго порядка[121], модифицированный фильтр второго порядка[41]. Их общей особенностью является присутствие в алгоритме фильтрации частных производных второго порядка по фазовым координатам, их различия заключаются в виде ковариационного уравнения матрицы ошибки. К положительным свойствам можно отнести то, что данные фильтры наиболее точно описывают поведение не наблюдаемых координат в динамических условиях для нелинейных объектов оценивания, основным недостатком, является большой порядок уравнений фильтра и нелинейность самого фильтра.

К фильтрам первого порядка относятся: субоптимальные алгоритмы, основанные на кусочно–полиномиальной аппроксимации[64]; субоптимальные алгоритмы, основанные на кусочно–линейной аппроксимации[64,85]; субоптимальные алгоритмы, основанные на кусочно–квадратичной аппроксимации[64,92]; фильтр инвариантного погружения[64]; обобщенный фильтр Калмана–Бьюси[50,64]; линейный фильтр Калмана–Бьюси[50]; линейный непрерывный фильтр Калмана–Бьюси[50]; линейный непрерывный фильтр Калмана–Бьюси для стационарных процессов[64,50]; линейный стационарный фильтр[64]; фильтр Люенбергера; адаптивные фильтры на градиентном поиске[64,114]. Общей особенностью данных фильтров является отсутствие вторых и высших производных. К различиям можно отнести: линейность абсолютная и в режимах отдельных фильтров, и нелинейность отдельных фильтров. К положительным свойствам фильтров первого порядка можно отнести: низкая сложность, уменьшенный порядок уравнений, большая реализуемость, по сравнению с фильтрами первого порядка. К недостаткам можно отнести относительную громоздкость нелинейных фильтров, неприменимость линейных и псевдолинейных фильтров к нелинейным объектам оценивания.

К оценивающим устройствам без обратной связи по ошибке можно отнести фильтры, составленные на основе линейных частей математических моделей объектов оценивания и выражения обратной функции ненаблюдаемой координаты через эти линейные части[153]. К положительным свойствам можно отнести: самый низкий порядок уравнений фильтра среди фильтров для нелинейных объектов оценивания, относительная точность, как в динамике, так и в статических режимах, при отсутствии помех наблюдения. К отрицательным свойствам можно отнести: зависимость фильтра от параметров объектов оценивания, низкую устойчивость самого фильтра в условиях девиации параметров объекта оценивания, абсолютную неустойчивость в условиях шумов измерения.

На основе вышесказанного, заключаем, что наиболее лучшим выбором фильтра оценивания для вентильного двигателя, на основе синхронного двигателя в составе векторного привода, является наблюдатель инвариантного погружения, так как вентильный двигатель является нелинейным объектом, датчики имеют, как собственные шумы, так и ошибки измерения, и наблюдатель инвариантного погружения является фильтром наименьшего порядка для нелинейных систем, сохраняющий точность в условиях шумов для динамических процессов.

3.1.2 Наблюдатель инвариантного погружения для модели полного порядка

Запишем систему уравнений синхронного электродвигателя с постоянными магнитами в координатах $\alpha\beta$:

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{\alpha}^s = R^s i_{\alpha}^s + L^{sn} \frac{di_{\alpha}^s}{dt} + \kappa \frac{d\varphi}{dt} \cos(\varphi) \\ u_{\beta}^s = R^s i_{\beta}^s + L^{sn} \frac{di_{\beta}^s}{dt} + \kappa \frac{d\varphi}{dt} \cos\left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right) \\ 0 = i_{\alpha}^s + i_{\beta}^s \\ \varphi = \varphi_0 + \varphi_c - \theta \\ M_c = M_{эм} - K \frac{d\varphi}{dt} - J^r \frac{d^2\varphi}{dt^2} \\ \frac{M_{эм}}{\kappa} = i_{\alpha}^s \cos(\varphi) + i_{\beta}^s \cos\left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right) \end{array} \right. \quad (3.1)$$

где $u_{\alpha}^s, u_{\beta}^s$ – значения линейных напряжений системы питания эквивалентного двухфазного электродвигателя; $i_{\alpha}^s, i_{\beta}^s$ – токи фаз эквивалентного двухфазного электродвигателя; $L^{sn} = L_A^s + M_{BA}$ – суммарная симметричная индуктивность обмотки фазы статора; R^s – сопротивление фазы статора; взаимосвязь амплитуды потока собственного поля ротора в системе отсчета статора задаётся

коэффициентом $\kappa = wS\sqrt{B_x^2 + B_y^2}$; φ – механический угол поворота ротора; φ_0 – механический угол поворота ротора, соответствующий начальному положению; φ_c – фаза функции напряжения питающей сети; θ – угол нагрузки; M_c – момент сопротивления; $M_{эм}$ – момент электромагнитный; K – коэффициент трения шарикоподшипников; J^r – момент инерции ротора.

Так как эта система уравнений является нелинейной, то наблюдатели, основанные на линейных объектах, уже не подходят, рассмотрим наблюдатель инвариантного погружения с расширенным пространством состояния, дополненным неизвестным моментом сопротивления.

Запишем систему (3.1) в форме Коши [51,164], с учетом шумов и неизвестного момента сопротивления на валу, а также уравнением наблюдаемых величин в выражение (3.2).

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_\alpha^s}{dt} = \frac{U}{L^{s^n}} \cos(\varphi + \theta) - \frac{R^s}{L^{s^n}} i_\alpha^s - \frac{\kappa}{L^{s^n}} \omega \cos(\varphi) + W_1(t) \\ \frac{di_\beta^s}{dt} = \frac{U}{L^{s^n}} \sin(\varphi + \theta) - \frac{R^s}{L^{s^n}} i_\beta^s - \frac{\kappa}{L^{s^n}} \omega \cos\left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right) + W_2(t) \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{\kappa}{J^r} i_\alpha^s \cos(\varphi) + \frac{\kappa}{J^r} i_\beta^s \cos\left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right) - \frac{M_c}{J^r} + W_3(t) \\ \frac{d\varphi}{dt} = \omega + W_4(t) \\ \frac{dM_c}{dt} = W_5(t) \\ z_1 = i_\alpha^s + V_1(t) \\ z_2 = i_\beta^s + V_2(t) \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} a \in \{i_\alpha^s(t), i_\beta^s(t), \omega(t), \varphi(t), M_c(t)\} \in \mathbb{R} \\ b \in \{W_1(t), W_2(t), W_3(t), W_4(t), W_5(t)\} \in \mathbb{R} \\ c \in \{V_1(t), V_2(t)\} \in \mathbb{R} \\ M\{\forall a(t_0)\} = \mu_{a_0} \\ D\{\forall a(t_0)\} = v_{a_0} \\ M\{\forall b(t)\} = D\{\forall c(t)\} = 0 \\ \text{cov}\{\forall b(t), \forall b(\tau)\} = \Psi_w \delta_D(t - \tau) \\ \text{cov}\{\forall c(t), \forall c(\tau)\} = \Psi_v \delta_D(t - \tau) \\ \text{cov}\{\forall b(t), \forall c(\tau)\} = 0 \end{array} \quad (3.2)$$

где $W_1(t), W_2(t), W_3(t), W_4(t), W_5(t)$ – гауссовские шумы, вызванные естественными процессами, не учитываемые моделью; z_1, z_2 – переменные наблюдаемых в приводе величин; $V_1(t), V_2(t)$ – гауссовские шумы, вызванные измерениями наблюдаемых величин; a – конечное множество переменных состояния системы; b – конечное множество шумов гаусса вызванных естественными процессами не учитываемые моделью; c – конечное множество шумов гаусса вызванных

измерениями наблюдаемых величин; $M\{ \}$ – функция математического ожидания; $D\{ \}$ – функция дисперсии; μ_{a_0} – начальное значение математического ожидания от любого элемента множества $a(t_0)$ в начальный момент времени; ν_{a_0} – начальное значение дисперсии от любого элемента множества $a(t_0)$ в начальный момент времени; $\text{cov}\{ , \}$ – функция ковариации процессов; $\delta_D()$ – дельта функция; Ψ_w – амплитуда интенсивности ковариации любых двух шумов из множества b в разные моменты времени; Ψ_v – амплитуда интенсивности ковариации любых двух шумов из множества c в разные моменты времени;

Таким образом, мы получили нелинейную систему уравнений с шумами и неполным наблюдением величин, что позволяет записать её в более компактном виде. Примем за вектор состояния системы [41–43] вектор столбец (3.3):

$$X = [i_\alpha^s(t) \quad i_\beta^s(t) \quad \omega(t) \quad \varphi(t) \quad M_c(t)]^T = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4 \quad x_5]^T \quad (3.3)$$

Примем за функцию связи вектора состояния в системе (3.2) вектор функцию [165] (3.4)

$$f(X, t, U, \theta) = \begin{bmatrix} \frac{U}{L^{s^n}} \cos(\varphi + \theta) - \frac{R^s}{L^{s^n}} i_\alpha^s - \frac{\kappa}{L^{s^n}} \omega \cos(\varphi) \\ \frac{U}{L^{s^n}} \sin(\varphi + \theta) - \frac{R^s}{L^{s^n}} i_\beta^s - \frac{\kappa}{L^{s^n}} \omega \cos\left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right) \\ \frac{\kappa}{J^r} i_\alpha^s \cos(\varphi) + \frac{\kappa}{J^r} i_\beta^s \cos\left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right) - \frac{M_c}{J^r} \\ \omega \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \\ f_4 \\ f_5 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Примем за вектор наблюдения вектор [64] (3.5):

$$Z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Примем за вектор связи [52] вектора наблюдения – вектор столбец (3.6):

$$h(X, t, U, \theta) = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\alpha^s \\ i_\beta^s \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Примем за вектор гауссовских шумов [34], вызванных естественными процессами не учитываемых моделью, выражение (3.7):

$$\mathbf{W} = [W_1(t) \ W_2(t) \ W_3(t) \ W_4(t) \ W_5(t)]^T \quad (3.7)$$

Примем за вектор гауссовских шумов, вызванных измерениями наблюдаемых величин, выражение (3.8):

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} V_1(t) \\ V_2(t) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Дополнительно примем за матрицу интенсивности ковариации любых двух шумов из множества b в разные моменты времени, выражение (3.9):

$$\Psi_w = \begin{bmatrix} \Psi_{w_1}(W_1(t)) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \Psi_{w_2}(W_2(t)) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \Psi_{w_3}(W_3(t)) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \Psi_{w_4}(W_4(t)) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \Psi_{w_5}(W_5(t)) \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Дополнительно примем за матрицу интенсивности ковариации [34,64] любых двух шумов из множества c в разные моменты времени, выражение (3.10):

$$\Psi_v = \begin{bmatrix} \Psi_{v_1}(V_1(t)) & 0 \\ 0 & \Psi_{v_2}(V_2(t)) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Также введем матрицу–функцию взаимосвязи гауссовских шумов [64], вызванных естественными процессами не учитываемых моделью и их положением в модели:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & g_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & g_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & g_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & g_5 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Тогда с учетом выражений (3.3), (3.4), (3.5), (3.6), (3.7), (3.8), (3.9), (3.10), (3.11) можно записать систему (3.2) в виде (3.12):

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{f}(X, t, U, \theta) + \mathbf{G}\mathbf{W} \\ \mathbf{Z} = \mathbf{h}(X, t, U, \theta) + \mathbf{V} \\ M\{\mathbf{X}(t_0)\} = \mu_{a_0} \\ D\{\mathbf{X}(t_0)\} = \nu_{a_0} \\ M\{\mathbf{W}\} = D\{\mathbf{V}\} = 0 \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} \text{cov}\{\mathbf{W}, \mathbf{W}\} = \Psi_w \delta_D(t - \tau) \\ \text{cov}\{\mathbf{V}, \mathbf{V}\} = \Psi_v \delta_D(t - \tau) \\ \text{cov}\{\mathbf{W}, \mathbf{V}\} = 0 \\ \dim\{\forall r \in \{\mathbf{X}, \mathbf{f}, \mathbf{W}, \mathbf{Z}, \mathbf{h}, \mathbf{V}\}\} = n \times 1 \\ \dim\{\forall k \in \{\mathbf{G}, \Psi_w\}\} = n \times n \\ \dim\{\Psi_v\} = m \times m \end{array} \right. \quad (3.12)$$

где $\dim\{\}$ – функция размерности некоего многообразия [164], n – порядок электромеханических уравнений, m – порядок уравнений наблюдения.

На основании системы (3.12) можно ввести уравнения наблюдателя инвариантного погружения [64]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\hat{\mathbf{X}}} = \mathbf{f}(\hat{\mathbf{X}}, t, U, \theta) + \mathbf{P} \frac{\partial \mathbf{h}^T(\hat{\mathbf{X}}, t, U, \theta)}{\partial \hat{\mathbf{X}}} \Psi_v^{-1} [\mathbf{Z} - \mathbf{h}(\hat{\mathbf{X}}, t, U, \theta)] \\ \dot{\mathbf{P}} = \mathbf{G} \Psi_w \mathbf{G}^T + \mathbf{P} \frac{\partial \mathbf{f}^T(\hat{\mathbf{X}}, t, U, \theta)}{\partial \hat{\mathbf{X}}} + \frac{\partial \mathbf{f}(\hat{\mathbf{X}}, t, U, \theta)}{\partial \hat{\mathbf{X}}} \mathbf{P} - \mathbf{P} \frac{\partial \left\{ \frac{\partial \mathbf{h}^T(\hat{\mathbf{X}}, t, U, \theta)}{\partial \hat{\mathbf{X}}} \Psi_v^{-1} [\mathbf{Z} - \mathbf{h}(\hat{\mathbf{X}}, t, U, \theta)] \right\}}{\partial \hat{\mathbf{X}}} \mathbf{P} \\ \dim\{\forall r_1 \in \{\mathbf{X}, \mathbf{f}\}\} = n \times 1 \\ \dim\{\forall r_2 \in \{\mathbf{G}, \Psi_w, \mathbf{P}\}\} = n \times n \\ \dim\{\Psi_v\} = m \times m \\ \dim\{\forall r_3 \in \{\mathbf{Z}, \mathbf{h}\}\} = m \times 1 \\ \dim\left\{\forall r_4 \in \left\{ \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \hat{\mathbf{X}}}, \frac{\partial \mathbf{h}}{\partial \hat{\mathbf{X}}}, \frac{\partial \dots}{\partial \hat{\mathbf{X}}} \right\}\right\} = \dim\{\forall r_5 \in \{\mathbf{f}, \mathbf{h}, \dots\}\} \times n, \text{rank}\{\forall r_5 \in \{\mathbf{f}, \mathbf{h}, \dots\}\} = 1 \\ \dim\left\{\forall r_6 \in \left\{ \frac{\partial \mathbf{f}^T}{\partial \hat{\mathbf{X}}}, \frac{\partial \mathbf{h}^T}{\partial \hat{\mathbf{X}}}, \frac{\partial \dots^T}{\partial \hat{\mathbf{X}}} \right\}\right\} = n \times \dim\{\forall r_7 \in \{\mathbf{f}^T, \mathbf{h}^T, \dots^T\}\}, \text{rank}\{\forall r_7 \in \{\mathbf{f}^T, \mathbf{h}^T, \dots^T\}\} = 1 \end{array} \right. \quad (3.13)$$

где \mathbf{P} – матрица дисперсии ошибки [34].

Для технического расчета определимся с выбором матриц: пусть $\mathbf{G} = \Psi_w = I$, $\Psi_v = I$, после некоторых преобразований, можно первое уравнение системы (3.12) записать как (3.14):

$$\dot{\hat{\mathbf{X}}} = \begin{bmatrix} P_{11} \left(i_\alpha^s - \hat{i}_\alpha^s \right) + P_{12} \left(i_\beta^s - \hat{i}_\beta^s \right) \\ P_{21} \left(i_\alpha^s - \hat{i}_\alpha^s \right) + P_{22} \left(i_\beta^s - \hat{i}_\beta^s \right) \\ P_{31} \left(i_\alpha^s - \hat{i}_\alpha^s \right) + P_{32} \left(i_\beta^s - \hat{i}_\beta^s \right) \\ P_{41} \left(i_\alpha^s - \hat{i}_\alpha^s \right) + P_{42} \left(i_\beta^s - \hat{i}_\beta^s \right) \\ P_{51} \left(i_\alpha^s - \hat{i}_\alpha^s \right) + P_{52} \left(i_\beta^s - \hat{i}_\beta^s \right) \end{bmatrix} + \mathbf{f} \left(\hat{\mathbf{X}}, t, U, \theta \right) \quad (3.14)$$

Второе уравнение рассмотрим подробнее, для этого определим все частные производные [124–129] по вектору состояния функции $\mathbf{f} \left(\hat{\mathbf{X}}, t, U, \theta \right)$, в виде системы.

Система уравнений, определяющая частные производные.

$$\left\{ \begin{array}{ll} \frac{\partial f_1}{\partial \hat{X}_1} = -R^s / L^{s''} = j_{11} & \frac{\partial f_2}{\partial \hat{X}_5} = 0 \\ \frac{\partial f_1}{\partial \hat{X}_2} = 0 & \frac{\partial f_3}{\partial \hat{X}_1} = \frac{\kappa}{J^r} \cos(\hat{\varphi}) = j_{31} \\ \frac{\partial f_1}{\partial \hat{X}_3} = -\frac{\kappa}{L^{s''}} \cos(\hat{\varphi}) = j_{13} & \frac{\partial f_3}{\partial \hat{X}_2} = \frac{\kappa}{J^r} \sin(\hat{\varphi}) = j_{32} \\ \frac{\partial f_1}{\partial \hat{X}_4} = \frac{\kappa}{L^{s''}} \frac{3}{2} \hat{\omega} \sin(\hat{\varphi}) - \frac{U}{L^{s''}} \sin(\hat{\varphi} + \theta) = j_{14} & \frac{\partial f_3}{\partial \hat{X}_3} = 0 \\ \frac{\partial f_1}{\partial \hat{X}_5} = 0 & \frac{\partial f_3}{\partial \hat{X}_4} = \frac{\kappa}{J^r} i_\beta^s \cos(\hat{\varphi}) - \frac{\kappa}{J^r} i_\alpha^s \sin(\hat{\varphi}) = j_{34} \\ \frac{\partial f_2}{\partial \hat{X}_1} = 0 & \frac{\partial f_3}{\partial \hat{X}_5} = -\frac{1}{J^r} = j_{35} \\ \frac{\partial f_2}{\partial \hat{X}_2} = -R^s / L^{s''} = j_{22} & \frac{\partial f_4}{\partial \hat{X}_1} = \frac{\partial f_4}{\partial \hat{X}_2} = \frac{\partial f_4}{\partial \hat{X}_3} = \frac{\partial f_4}{\partial \hat{X}_5} = 0 \\ \frac{\partial f_2}{\partial \hat{X}_3} = -\frac{\kappa}{L^{s''}} \frac{3}{2} \sin(\hat{\varphi}) = j_{23} & \frac{\partial f_4}{\partial \hat{X}_4} = 1 \\ \frac{\partial f_2}{\partial \hat{X}_4} = \frac{U}{L^{s''}} \cos(\hat{\varphi} + \theta) - \frac{\kappa}{L^{s''}} \hat{\omega} \cos(\hat{\varphi}) = j_{24} & \frac{\partial f_5}{\partial \hat{X}_1} = \frac{\partial f_5}{\partial \hat{X}_2} = \frac{\partial f_5}{\partial \hat{X}_3} = \frac{\partial f_5}{\partial \hat{X}_4} = \frac{\partial f_5}{\partial \hat{X}_5} = 0 \end{array} \right. \quad (3.15)$$

Запишем раскрытое значение второго слагаемого второго уравнения системы (3.13):

$$\begin{bmatrix} P_{11}j_{11} + P_{13}j_{13} + P_{14}j_{14} & P_{12}j_{22} + P_{13}j_{23} + P_{14}j_{24} & P_{11}j_{31} + P_{12}j_{32} + P_{14}j_{34} + P_{15}j_{35} & P_{14} & 0 \\ P_{21}j_{11} + P_{23}j_{13} + P_{24}j_{14} & P_{22}j_{22} + P_{23}j_{23} + P_{24}j_{24} & P_{21}j_{31} + P_{22}j_{32} + P_{24}j_{34} + P_{25}j_{35} & P_{24} & 0 \\ P_{31}j_{11} + P_{33}j_{13} + P_{34}j_{14} & P_{32}j_{22} + P_{33}j_{23} + P_{34}j_{24} & P_{31}j_{31} + P_{32}j_{32} + P_{34}j_{34} + P_{35}j_{35} & P_{34} & 0 \\ P_{41}j_{11} + P_{43}j_{13} + P_{44}j_{14} & P_{42}j_{22} + P_{43}j_{23} + P_{44}j_{24} & P_{41}j_{31} + P_{42}j_{32} + P_{44}j_{34} + P_{45}j_{35} & P_{44} & 0 \\ P_{51}j_{11} + P_{53}j_{13} + P_{54}j_{14} & P_{52}j_{22} + P_{53}j_{23} + P_{54}j_{24} & P_{51}j_{31} + P_{52}j_{32} + P_{54}j_{34} + P_{55}j_{35} & P_{54} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Запишем раскрытое значение третьего слагаемого второго уравнения системы (3.17):

$$\begin{bmatrix} j_{11}P_{11} + j_{13}P_{31} + j_{14}P_{41} & j_{11}P_{12} + j_{13}P_{32} + j_{14}P_{42} & j_{11}P_{13} + j_{13}P_{33} + j_{14}P_{43} & j_{11}P_{14} + j_{13}P_{34} + j_{14}P_{44} & j_{11}P_{15} + j_{13}P_{35} + j_{14}P_{45} \\ j_{22}P_{21} + j_{23}P_{31} + j_{24}P_{41} & j_{22}P_{22} + j_{23}P_{32} + j_{24}P_{42} & j_{22}P_{23} + j_{23}P_{33} + j_{24}P_{43} & j_{22}P_{24} + j_{23}P_{34} + j_{24}P_{44} & j_{22}P_{25} + j_{23}P_{35} + j_{24}P_{45} \\ j_{31}P_{11} + j_{32}P_{21} + j_{34}P_{41} + j_{35}P_{51} & j_{31}P_{12} + j_{32}P_{22} + j_{34}P_{42} + j_{35}P_{52} & j_{31}P_{13} + j_{32}P_{23} + j_{34}P_{43} + j_{35}P_{53} & j_{31}P_{14} + j_{32}P_{24} + j_{34}P_{44} + j_{35}P_{54} & j_{31}P_{15} + j_{32}P_{25} + j_{34}P_{45} + j_{35}P_{55} \\ P_{41} & P_{42} & P_{43} & P_{44} & P_{45} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Запишем раскрытое значение четвертого слагаемого второго уравнения системы (3.17):

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} -P_{11}P_{11} - P_{12}P_{21} & -P_{11}P_{12} - P_{12}P_{22} & -P_{11}P_{13} - P_{12}P_{23} & -P_{11}P_{14} - P_{12}P_{24} & -P_{11}P_{15} - P_{12}P_{25} \\ -P_{21}P_{11} - P_{22}P_{21} & -P_{21}P_{12} - P_{22}P_{22} & -P_{21}P_{13} - P_{22}P_{23} & -P_{21}P_{14} - P_{22}P_{24} & -P_{21}P_{15} - P_{22}P_{25} \\ -P_{31}P_{11} - P_{32}P_{21} & -P_{31}P_{12} - P_{32}P_{22} & -P_{31}P_{13} - P_{32}P_{23} & -P_{31}P_{14} - P_{32}P_{24} & -P_{31}P_{15} - P_{32}P_{25} \\ -P_{41}P_{11} - P_{42}P_{21} & -P_{41}P_{12} - P_{42}P_{22} & -P_{41}P_{13} - P_{42}P_{23} & -P_{41}P_{14} - P_{42}P_{24} & -P_{41}P_{15} - P_{42}P_{25} \\ -P_{51}P_{11} - P_{52}P_{21} & -P_{51}P_{12} - P_{52}P_{22} & -P_{51}P_{13} - P_{52}P_{23} & -P_{51}P_{14} - P_{52}P_{24} & -P_{51}P_{15} - P_{52}P_{25} \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Представим сумму выражений (3.16), (3.17), (3.18), а также первого слагаемого выражения (3.13) при условии его равенства единичной матрицы:

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & b_{13} & b_{14} & b_{15} \\ b_{21} & b_{22} & b_{23} & b_{24} & b_{25} \\ b_{31} & b_{32} & b_{33} & b_{34} & b_{35} \\ b_{41} & b_{42} & b_{43} & b_{44} & b_{45} \\ b_{51} & b_{52} & b_{53} & b_{54} & b_{55} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Запишем значения матрицы (3.19) в виде последовательных блоков уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l} b_{11} = 2P_{11}j_{11} + 2P_{31}j_{13} + 2P_{41}j_{14} - P_{11}P_{11} - P_{21}P_{21} + 1 \\ b_{21} = P_{21}j_{11} + P_{32}j_{13} + P_{42}j_{14} + j_{22}P_{21} + j_{23}P_{31} + j_{24}P_{41} - P_{21}P_{11} - P_{22}P_{21} \\ b_{31} = P_{31}j_{11} + P_{33}j_{13} + P_{43}j_{14} + j_{31}P_{11} + j_{32}P_{21} + j_{34}P_{41} + j_{35}P_{51} - P_{31}P_{11} - P_{32}P_{21} \\ b_{41} = P_{41}j_{11} + P_{43}j_{13} + P_{44}j_{14} + P_{41} - P_{41}P_{11} - P_{42}P_{21} \\ b_{51} = P_{51}j_{11} + P_{53}j_{13} + P_{54}j_{14} - P_{51}P_{11} - P_{52}P_{21} \\ b_{22} = 2P_{22}j_{22} + 2P_{32}j_{23} + 2P_{42}j_{24} - P_{21}P_{21} - P_{22}P_{22} + 1 \\ b_{32} = P_{32}j_{22} + P_{33}j_{23} + P_{43}j_{24} + j_{31}P_{21} + j_{32}P_{22} + j_{34}P_{42} + j_{35}P_{52} - P_{31}P_{21} - P_{32}P_{22} \\ b_{42} = P_{42}j_{22} + P_{43}j_{23} + P_{44}j_{24} + P_{42} - P_{41}P_{21} - P_{42}P_{22} \\ b_{52} = P_{52}j_{22} + P_{53}j_{23} + P_{54}j_{24} - P_{51}P_{21} - P_{52}P_{22} \\ b_{33} = 2P_{31}j_{31} + 2P_{32}j_{32} + 2P_{43}j_{34} - 2j_{35}P_{53} - P_{31}P_{31} - P_{32}P_{32} + 1 \\ b_{43} = P_{41}j_{31} + P_{42}j_{32} + P_{44}j_{34} + j_{35}P_{54} + P_{43} - P_{41}P_{31} - P_{42}P_{32} \\ b_{53} = P_{51}j_{31} + P_{52}j_{32} + P_{54}j_{34} + j_{35}P_{55} - P_{51}P_{31} - P_{52}P_{32} \\ b_{44} = 2P_{44} - P_{41}P_{41} - P_{42}P_{42} + 1 \\ b_{54} = P_{54} - P_{51}P_{41} - P_{52}P_{42} \\ b_{55} = P_{51}P_{51} + P_{52}P_{52} + 1 \end{array} \right. \quad (3.20)$$

В итоге систему (3.13) с учетом (3.14), (3.16) и (3.17) можно записать как:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\hat{\mathbf{X}}} = \begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_{\alpha}^s \\ \dot{\hat{i}}_{\beta}^s \\ \dot{\hat{\omega}} \\ \dot{\hat{\varphi}} \\ \dot{\hat{M}}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11} \left(\hat{i}_{\alpha}^s - \hat{i}_{\alpha} \right) + P_{21} \left(\hat{i}_{\beta}^s - \hat{i}_{\beta} \right) \\ P_{21} \left(\hat{i}_{\alpha}^s - \hat{i}_{\alpha} \right) + P_{22} \left(\hat{i}_{\beta}^s - \hat{i}_{\beta} \right) \\ P_{31} \left(\hat{i}_{\alpha}^s - \hat{i}_{\alpha} \right) + P_{32} \left(\hat{i}_{\beta}^s - \hat{i}_{\beta} \right) \\ P_{41} \left(\hat{i}_{\alpha}^s - \hat{i}_{\alpha} \right) + P_{42} \left(\hat{i}_{\beta}^s - \hat{i}_{\beta} \right) \\ P_{51} \left(\hat{i}_{\alpha}^s - \hat{i}_{\alpha} \right) + P_{52} \left(\hat{i}_{\beta}^s - \hat{i}_{\beta} \right) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{U}{L^{s''}} \cos(\hat{\varphi} + \theta) - \frac{R^s}{L^{s''}} \hat{i}_{\alpha}^s - \frac{\kappa}{L^{s''}} \hat{\omega} \cos(\hat{\varphi}) \\ \frac{U}{L^{s''}} \sin(\hat{\varphi} + \theta) - \frac{R^s}{L^{s''}} \hat{i}_{\beta}^s - \frac{\kappa}{L^{s''}} \hat{\omega} \sin(\hat{\varphi}) \\ \frac{\kappa}{J^r} \hat{i}_{\alpha}^s \cos(\hat{\varphi}) + \frac{\kappa}{J^r} \hat{i}_{\beta}^s \sin(\hat{\varphi}) - \frac{\hat{M}_c}{J^r} \\ \omega \\ 0 \end{bmatrix} \\ \dot{\hat{\mathbf{P}}} = \mathbf{B} \end{array} \right. \quad (3.21)$$

Фильтр (3.21) получился двадцатого порядка, в силу симметричности матрицы \mathbf{P} [64]. Можно заключить, что данный фильтр имеет слабую реализуемость, в силу сложности и порядка уравнений на микроконтроллерах [23] с малой вычислительной мощностью.

3.1.3 Нелинейный фильтр пониженного порядка на основе наблюдателя инвариантного погружения

3.1.3.1 Теория нелинейного фильтра пониженного порядка

Наблюдатель инвариантного погружения полного порядка [64] представлен уравнениями (3.13), в нем имеется уравнение фильтрации (3.22):

$$\dot{\hat{\mathbf{X}}} = \mathbf{f}(\hat{\mathbf{X}}, t, U, \theta) + \mathbf{P} \frac{\partial \mathbf{h}^T(\hat{\mathbf{X}}, t, U, \theta)}{\partial \hat{\mathbf{X}}} \Psi_v^{-1} [\mathbf{Z} - \mathbf{h}(\hat{\mathbf{X}}, t, U, \theta)] \quad (3.22)$$

И уравнение дисперсии [64] ошибки (3.23):

$$\dot{\mathbf{P}} = \mathbf{G} \Psi_w \mathbf{G}^T + \mathbf{P} \frac{\partial \mathbf{f}^T(\hat{\mathbf{X}}, t, U, \theta)}{\partial \hat{\mathbf{X}}} + \frac{\partial \mathbf{f}(\hat{\mathbf{X}}, t, U, \theta)}{\partial \hat{\mathbf{X}}} \mathbf{P} - \mathbf{P} \frac{\partial \left\{ \frac{\partial \mathbf{h}^T(\hat{\mathbf{X}}, t, U, \theta)}{\partial \hat{\mathbf{X}}} \Psi_v^{-1} [\mathbf{Z} - \mathbf{h}(\hat{\mathbf{X}}, t, U, \theta)] \right\}}{\partial \hat{\mathbf{X}}} \mathbf{P} \quad (3.23)$$

где матрица \mathbf{P} – симметрическая матрица.

Уравнение дисперсии ошибки в силу симметричности и арифметической прогрессии [124] имеет порядок (3.24):

$$\frac{n+1}{2} n \quad (3.24)$$

Уравнение фильтрации [34] имеет порядок n , поэтому общий порядок определяется выражением (3.25):

$$s = \frac{n+1}{2} n + n \quad (3.25)$$

Порядок наблюдателя инвариантного погружения имеет квадратичную зависимость от порядка объекта, поэтому приведем график зависимости:

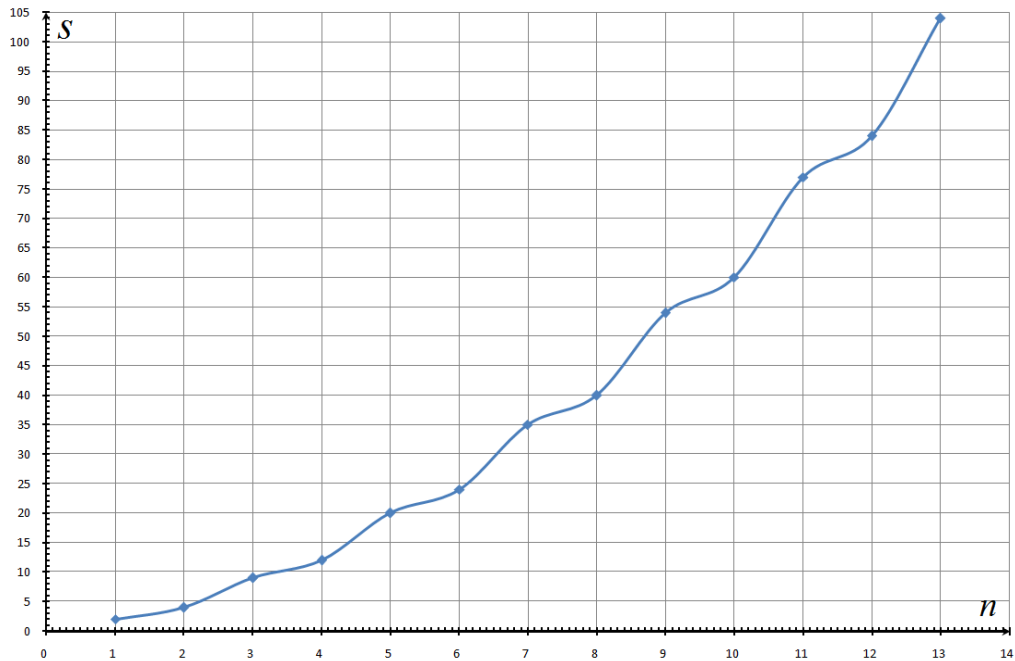


Рисунок 3.1 – График зависимости порядка полного наблюдателя инвариантного погружения от порядка объекта наблюдения.

Как можно увидеть из рисунка (3.1), порядок наблюдателя, при порядке объекта равным 5, уже 20, а при 10 порядке объекта – 60 порядок наблюдателя, не смотря на высокие вычислительные возможности нынешних микропроцессоров и микроконтроллеров, степень реализуемости крайне зависит от порядка наблюдателя. Поэтому в целях экономии вычислительной мощности [23], было принято решение о выполнении редуцирования [34] наблюдателя инвариантного погружения.

Объект наблюдения представлен уравнением (3.26):

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{f}(X, t, U, \theta) + \mathbf{G}\mathbf{W} \quad (3.26)$$

Вектор состояния x представлен n переменными, из которых m переменных наблюдается и $n - m$ которые восстанавливаются наблюдателем. Если предположить что $n - m$ переменные наблюдаются с достаточно высокой точностью, мы можем исключить $n - m$ уравнений из системы (132), и уже для системы пониженного порядка строить наблюдатель инвариантного погружения.

Но тогда нужно будет строить вектор разности наблюдаемых и восстанавливаемых переменных состояния, предлагается для этого воспользоваться m уравнениями для восстановления значений наблюдаемых величин по восстановленным значениям остальных переменных вектора состояния.

Для построения редуцированного наблюдателя инвариантного погружения, давайте введем три формы вектора состояния системы уравнения фильтрации (3.27):

$$\hat{\mathbf{X}}^T = \begin{bmatrix} \hat{X}_1 & \hat{X}_2 & \dots & \hat{X}_n \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \hat{\tilde{X}}_1 & \hat{\tilde{X}}_2 & \dots & \hat{\tilde{X}}_m & \hat{X}_1 & \hat{X}_2 & \dots & \hat{X}_{n-m} \end{bmatrix}^T \quad (3.27)$$

где \hat{X}_i – i -тая координата полного вектора состояния; $\hat{\tilde{X}}_j$ – перенумерованная j -тая координата наблюдаемой части полного вектора состояния $\hat{\mathbf{X}}$; \hat{X}_k – перенумерованная k -тая координата ненаблюдаемой части полного вектора состояния $\hat{\mathbf{X}}$.

В соответствии с выражением (3.27) и вышеперечисленным, система (3.26) распадается на два уравнения и уравнение наблюдения, причем размерность объектов в каждом уравнении снизилась:

$$\left\{ \begin{array}{ll} \dot{\bar{\mathbf{X}}} = \bar{\mathbf{f}}(\bar{\mathbf{X}}, \tilde{\mathbf{X}}, t, U, \theta) + \bar{\mathbf{G}}\bar{\mathbf{W}} & \begin{array}{l} M\{\bar{\mathbf{X}}(t_0)\} = \bar{\mu}_{a_0} \\ D\{\bar{\mathbf{X}}(t_0)\} = \bar{\nu}_{a_0} \\ M\{\tilde{\mathbf{X}}(t_0)\} = \tilde{\mu}_{a_0} \\ D\{\tilde{\mathbf{X}}(t_0)\} = \tilde{\nu}_{a_0} \end{array} & \begin{array}{l} \text{cov}\{\bar{\mathbf{W}}, \bar{\mathbf{W}}\} = \bar{\Psi}_w \delta_D(t - \tau) \\ \text{cov}\{\bar{\mathbf{V}}, \bar{\mathbf{V}}\} = \bar{\Psi}_v \delta_D(t - \tau) \\ \dim\{\forall r \in \{\bar{\mathbf{X}}, \bar{\mathbf{f}}, \bar{\mathbf{W}}\}\} = (n - m) \times 1 \\ \dim\{\forall k \in \{\bar{\mathbf{G}}, \bar{\Psi}_w\}\} = (n - m) \times (n - m) \end{array} \\ \dot{\tilde{\mathbf{X}}} = \tilde{\mathbf{f}}(\tilde{\mathbf{X}}, \bar{\mathbf{X}}, t, U, \theta) + \tilde{\mathbf{G}}\tilde{\mathbf{W}} & \begin{array}{l} M\{\tilde{\mathbf{W}}\} = D\{\tilde{\mathbf{V}}\} = 0 \\ M\{\bar{\mathbf{W}}\} = D\{\bar{\mathbf{V}}\} = 0 \\ \text{cov}\{\tilde{\mathbf{W}}, \tilde{\mathbf{V}}\} = \text{cov}\{\bar{\mathbf{W}}, \bar{\mathbf{V}}\} = 0 \end{array} & \begin{array}{l} \dim\{\forall k \in \{\tilde{\mathbf{G}}, \tilde{\Psi}_w\}\} = (n - m) \times (n - m) \\ \dim\{\forall r_1 \in \{\tilde{\mathbf{X}}, \tilde{\mathbf{f}}, \tilde{\mathbf{W}}, \tilde{\mathbf{Z}}, \tilde{\mathbf{h}}, \tilde{\mathbf{V}}\}\} = m \times 1 \end{array} \\ \tilde{\mathbf{Z}} = \tilde{\mathbf{h}}(\tilde{\mathbf{X}}, \bar{\mathbf{X}}, t, U, \theta) + \tilde{\mathbf{V}} & \begin{array}{l} \text{cov}\{\tilde{\mathbf{W}}, \tilde{\mathbf{W}}\} = \tilde{\Psi}_w \delta_D(t - \tau) \\ \text{cov}\{\tilde{\mathbf{V}}, \tilde{\mathbf{V}}\} = \tilde{\Psi}_v \delta_D(t - \tau) \end{array} & \begin{array}{l} \dim\{\forall k_1 \in \{\tilde{\mathbf{G}}, \tilde{\Psi}_w\}\} = m \times m \\ \dim\{\Psi_v\} = m \times m \end{array} \end{array} \right. \quad (3.28)$$

где $\tilde{f}(\tilde{X}, \bar{X}, t, U, \theta)$ – вектор функция наблюдаемой части полной вектор функции $f(X, t, U, \theta)$; $\bar{f}(\bar{X}, \tilde{X}, t, U, \theta)$ – вектор функция не наблюдаемой части вектор функции $f(X, t, U, \theta)$; \bar{W} – часть вектора гауссовских шумов, вызванных естественными процессами не учитываемые моделью; \tilde{W} – часть вектора гауссовских шумов, вызванных естественными процессами не учитываемые моделью, но наблюдающимися в наблюдаемой части модели; \tilde{V} – гауссовские шумы, вызванные измерениями наблюдаемых величин.

В соответствии с системой (3.28) будем строить наблюдатель инвариантного погружения [64,32] для уравнения (3.29):

$$\dot{\tilde{X}} = \bar{f}(\bar{X}, \tilde{X}, t, U, \theta) + \bar{G}\bar{W} \quad (3.29)$$

Для построения наблюдателя инвариантного погружения к уравнению (3.29), необходимо изменить уравнение (3.22).

Суть изменения заключается в изменении вектора \tilde{h} . В преобразовании, которое мы осуществляем, \tilde{h} является решением второго уравнения системы (3.28), предлагается для понижения порядка, заменить аналитическое выражение \tilde{h} примерным решением второго уравнения системы (3.28), представленного в выражении (3.30)

$$\dot{\tilde{X}} = \tilde{f}(\tilde{X}, \bar{X}, t, U, \theta) = \dot{\tilde{h}} = \tilde{f}(\tilde{h}, \hat{X}, t, U, \theta) \quad (3.30)$$

Пусть h – это примерное аналитическое решение [124,164] системы (3.28) относительно времени, тогда:

$$\tilde{h} \approx h(\tilde{h}, \hat{X}, t, U, \theta) \quad (3.31)$$

И использовать его для нахождения градиента [125] (3.32) :

$$\frac{\partial \mathbf{h}^T \left(\hat{\tilde{\mathbf{X}}}, \hat{\tilde{\mathbf{X}}}, t, U, \theta \right)}{\partial \hat{\tilde{\mathbf{X}}}} \quad (3.32)$$

А также выражения:

$$\frac{\partial \left\{ \frac{\partial \mathbf{h}^T \left(\hat{\tilde{\mathbf{X}}}, t, U, \theta \right)}{\partial \hat{\tilde{\mathbf{X}}}} \tilde{\Psi}_v^{-1} \left[\tilde{\mathbf{z}} - \tilde{\mathbf{h}} \left(\hat{\tilde{\mathbf{X}}}, t, U, \theta \right) \right] \right\}}{\partial \hat{\tilde{\mathbf{X}}}} \quad (3.33)$$

Данное предложение позволяет существенно понизить порядок субоптимального [113] алгоритма нелинейной фильтрации, называемого фильтром инвариантного погружения. Основным недостатком данной процедуры является некоторая потеря, динамических свойств фильтра, в следствии примерного решения системы (3.30), также не учитываются шумы при интегрировании [165] уравнения (3.30), частично они учитываются в ненаблюдаемой части объекта при сборке общего нелинейного фильтра.

В соответствии с выражениями (3.27), (3.28), (3.30), (3.31), (3.32), (3.33) запишем систему уравнений редуцированного наблюдателя инвариантного погружения:

$$\begin{aligned}
& \dot{\hat{\mathbf{X}}} = \bar{\mathbf{f}}\left(\hat{\mathbf{X}}, \tilde{\mathbf{X}}, t, u\right) + \bar{\mathbf{P}} \frac{\partial \mathbf{h}^T\left(\hat{\mathbf{X}}, \tilde{\mathbf{X}}, t, u\right)}{\partial \hat{\mathbf{X}}} \tilde{\Psi}_v^{-1}\left[\tilde{\mathbf{Z}} - \tilde{\mathbf{h}}\left(\hat{\mathbf{X}}, \tilde{\mathbf{X}}, t, u\right)\right] \\
& \dot{\bar{\mathbf{P}}} = \bar{\mathbf{G}} \bar{\Psi}_v \bar{\mathbf{G}}^T + \bar{\mathbf{P}} \frac{\partial \bar{\mathbf{f}}^T\left(\hat{\mathbf{X}}, \tilde{\mathbf{X}}, t, u\right)}{\partial \hat{\mathbf{X}}} + \frac{\partial \bar{\mathbf{f}}\left(\hat{\mathbf{X}}, \tilde{\mathbf{X}}, t, u\right)}{\partial \hat{\mathbf{X}}} \bar{\mathbf{P}} - \bar{\mathbf{P}} \frac{\partial \left\{ \frac{\partial \mathbf{h}^T\left(\hat{\mathbf{X}}, t, U, \theta\right)}{\partial \hat{\mathbf{X}}} \tilde{\Psi}_v^{-1}\left[\tilde{\mathbf{Z}} - \tilde{\mathbf{h}}\left(\hat{\mathbf{X}}, t, U, \theta\right)\right] \right\}}{\partial \hat{\mathbf{X}}} \bar{\mathbf{P}} \\
& \dot{\tilde{\mathbf{h}}} = \tilde{\mathbf{f}}\left(\tilde{\mathbf{h}}, \hat{\mathbf{X}}, t, U, \theta\right) = \tilde{\mathbf{f}}\left(\tilde{\mathbf{X}}, \hat{\mathbf{X}}, t, u\right) = \dot{\tilde{\mathbf{X}}} \\
& \dim\left\{\forall r_1 \in \left\{\bar{\mathbf{X}}, \bar{\mathbf{f}}\right\}\right\} = (n-m) \times 1 \\
& \dim\left\{\forall r_2 \in \left\{\bar{\mathbf{G}}, \bar{\Psi}_v, \bar{\mathbf{P}}\right\}\right\} = (n-m) \times (n-m) \\
& \dim\left\{\tilde{\Psi}_v\right\} = m \times m \\
& \dim\left\{\forall r_3 \in \left\{\tilde{\mathbf{Z}}, \tilde{\mathbf{h}}\right\}\right\} = m \times 1 \\
& \dim\left\{\frac{\partial \bar{\mathbf{f}}}{\partial \hat{\mathbf{X}}}\right\} = (n-m) \times n \\
& \dim\left\{\frac{\partial \bar{\mathbf{f}}^T}{\partial \hat{\mathbf{X}}}\right\} = n \times (n-m) \\
& \dim\left\{\frac{\partial \mathbf{h}^T}{\partial \hat{\mathbf{X}}}\right\} = (n-m) \times m \\
& \dim\left\{\frac{\partial \left\{ \frac{\partial \mathbf{h}^T\left(\hat{\mathbf{X}}, t, U, \theta\right)}{\partial \hat{\mathbf{X}}} \tilde{\Psi}_v^{-1}\left[\tilde{\mathbf{Z}} - \tilde{\mathbf{h}}\left(\hat{\mathbf{X}}, t, U, \theta\right)\right] \right\}}{\partial \hat{\mathbf{X}}}\right\} = (n-m) \times (n-m)
\end{aligned} \tag{3.34}$$

Запишем уравнение порядка наблюдателя согласно системе (3.34):

$$\tilde{s} = \frac{(n-m)+1}{2}(n-m) + (n-m) + m \tag{3.35}$$

Давайте сравним уравнение (3.35) и (3.25) посредством графика на рисунке (3.2):

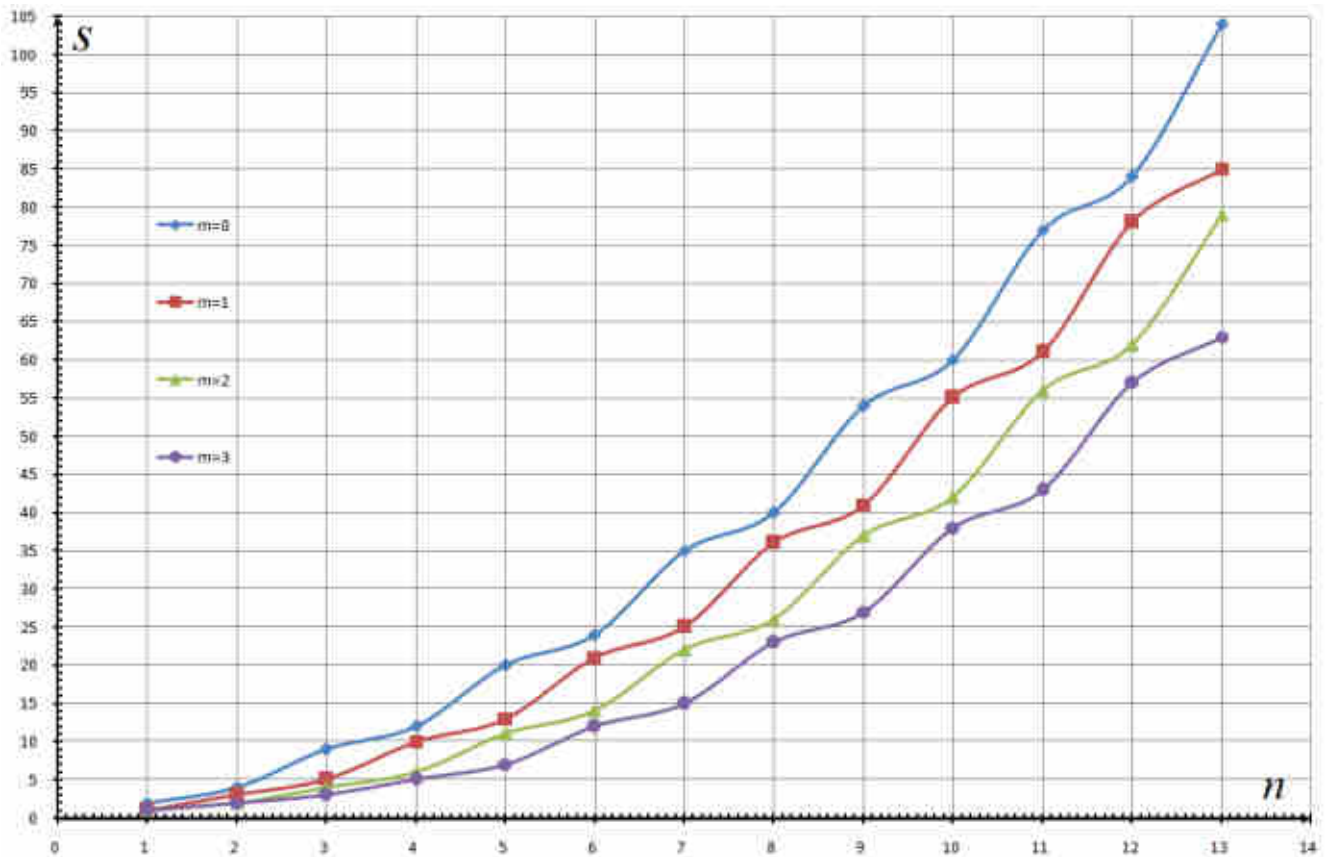


Рисунок 3.2 – График зависимости порядка \tilde{s} редуцированного наблюдателя инвариантного погружения от порядка объекта наблюдения n и количества наблюдаемых переменных состояния системы m .

Давайте распишем выражение (3.33):

$$\frac{\partial \left\{ \frac{\partial \mathbf{h}^T(\hat{\mathbf{X}}, t, U, \theta)}{\partial \hat{\mathbf{X}}} \tilde{\Psi}_v^{-1} [\tilde{\mathbf{Z}} - \tilde{\mathbf{h}}(\hat{\mathbf{X}}, t, U, \theta)] \right\}}{\partial \hat{\mathbf{X}}} = - \frac{\partial \mathbf{h}^T}{\partial \hat{\mathbf{X}}} \tilde{\Psi}_v^{-1} \frac{\partial \mathbf{h}}{\partial \hat{\mathbf{X}}} + \sum_{i=1}^n \left[\frac{\partial^2 \mathbf{h}_i}{\partial \hat{\mathbf{X}}_i \partial \hat{\mathbf{X}}_j} \frac{[\tilde{\mathbf{Z}}_i - \tilde{h}_i]}{\tilde{\Psi}_{ii}} \right] \quad (3.36)$$

где элементы $\frac{\partial^2 \mathbf{h}_i}{\partial \hat{\mathbf{X}}_i \partial \hat{\mathbf{X}}_j}$ представляют собой вторые производные функции наблюдения, для практических моделей со сложным уравнением

наблюдения[121], целесообразно отбрасывать производные второго порядка, из-за их громоздкости и сложности исполнения на базе микроконтроллера.

3.1.3.2 Нелинейный фильтр пониженного порядка в применении к системе уравнений синхронного двигателя с постоянными магнитами

Как видно из графика, порядок системы с наблюдателем понижается, давайте применим его к синхронному двигателю системы (3.2), будем считать что токи i_α^s, i_β^s наблюдаемы с высокой точностью.

Давайте определим состав каждого элемента системы (3.34) в виде импровизированной системы:

$$\left\{ \begin{array}{l} \hat{\mathbf{X}} = \begin{bmatrix} \hat{\omega} \\ \hat{\varphi} \\ \hat{M}_c \end{bmatrix} \quad \tilde{\mathbf{h}} = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \end{bmatrix} \quad \bar{\mathbf{f}}\left(\frac{\hat{\omega}}{\hat{\mathbf{X}}}, \frac{\hat{\varphi}}{\hat{\mathbf{X}}}, t, U, \theta\right) = \begin{bmatrix} f_3 \\ f_4 \\ f_5 \end{bmatrix} \\ \tilde{\mathbf{Z}} = \begin{bmatrix} i_\alpha^s \\ i_\beta^s \end{bmatrix} \quad \bar{\mathbf{f}}\left(\frac{\hat{\omega}}{\hat{\mathbf{X}}}, \frac{\hat{\varphi}}{\hat{\mathbf{X}}}, t, U, \theta\right) = \begin{bmatrix} f_3 \\ f_4 \\ f_5 \end{bmatrix} \quad \tilde{\mathbf{Z}} = \begin{bmatrix} i_\alpha^s \\ i_\beta^s \end{bmatrix} \\ \bar{\Psi}_w = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \bar{\mathbf{G}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \hat{\mathbf{X}} = \begin{bmatrix} i_\alpha^s \\ i_\beta^s \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (3.35)$$

Давайте определимся с вектором \mathbf{h} , он является примерным аналитическим решением следующей системы уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_\alpha^s}{dt} = \frac{U}{L^{s^n}} \cos(\varphi + \theta) - \frac{R^s}{L^{s^n}} i_\alpha^s - \frac{\kappa}{L^{s^n}} \omega \cos(\varphi) \\ \frac{di_\beta^s}{dt} = \frac{U}{L^{s^n}} \sin(\varphi + \theta) - \frac{R^s}{L^{s^n}} i_\beta^s - \frac{\kappa}{L^{s^n}} \omega \sin(\varphi) \end{array} \right. \quad (3.36)$$

Рассмотрим первое уравнение системы (3.36):

$$\frac{di_{\alpha}^s}{dt} = \frac{U}{L^{s^n}} \cos(\varphi + \theta) - \frac{R^s}{L^{s^n}} i_{\alpha}^s - \frac{\kappa}{L^{s^n}} \omega \cos(\varphi) \quad (3.37)$$

перепишем его в виде:

$$\frac{dx}{dt} = -Px + Q \quad (3.38)$$

где

$$P = \frac{R^s}{L^{s^n}} \quad (3.39)$$

$$Q = \frac{U}{L^{s^n}} \cos(\varphi + \theta) - \frac{\kappa}{L^{s^n}} \omega \cos(\varphi) \quad (3.40)$$

$$x = i_{\alpha}^s \quad (3.41)$$

Уравнение (3.38) является частным видом уравнения Бернулли [125], его общее решение [123] представляется как:

$$x(t) = e^{-\int P dt} \left(C + \int \left[Q e^{\int P dt} \right] dt \right) \quad (3.42)$$

Раскроем выражение (3.42):

$$x(t) = C e^{-\int P dt} + e^{-\int P dt} \int \left[Q e^{\int P dt} \right] dt \quad (3.43)$$

Рассмотрим первый член выражения (3.43):

$$C e^{-\int P dt} \quad (3.44)$$

Известно, что токи в синхронном двигателе переменные [158,169], поэтому постоянная интегрирования C [17] отвечает за максимальное значение затухающей постоянной составляющей тока [97] в фазной обмотке двигателя, поэтому для простоты примем:

$$C e^{-\int P dt} = 0 \quad (3.45)$$

Рассмотрим уравнение (3.43) с учетом (3.45):

$$x(t) = e^{-\int P dt} \int \left[Q e^{\int P dt} \right] dt \quad (3.46)$$

Примем, что скорость меняется медленно:

$$\omega \approx const \quad (3.47)$$

подставим выражение (3.39) в выражение (3.46) и упростим:

$$x(t) = e^{\frac{R^s}{L^{s''}} t} \int \left[Q e^{-\frac{R^s}{L^{s''}} t} \right] dt \quad (3.48)$$

С учетом (3.48) и (3.45) решение и каждая его часть явно зависит от времени и функцию $Q(t)$. Можно внести под знак дифференциала $Q(t)$ и предположить, что $Q(t)$ не зависит от $e^{\frac{R^s}{L^{s''}} t}$, тогда $\frac{R^s}{L^{s''}} t$ можно вынести из под знака интеграла:

$$x(t) = e^{\frac{R^s}{L^{s''}} t} \int e^{-\frac{R^s}{L^{s''}} t} Q(t) dt = e^{\frac{R^s}{L^{s''}} t} \int e^{-\frac{R^s}{L^{s''}} t} d \left(\frac{dQ(t)}{dt} \right) \approx \frac{dQ(t)}{dt} \quad (3.49)$$

Примем, что угол поворота ротора аппроксимируется как:

$$\varphi = \omega \cdot t - \zeta JU \quad (3.50)$$

где ζJU –представляет невязку фазового рассогласования, ζ – коэффициент согласующий размерности.

И теперь в соответствии с принятыми упрощениями определим функцию h_1 :

$$h_1 = \frac{U \cos(\theta - \zeta JU) - \kappa \omega \cos(\zeta JU)}{L^{s''}} \cdot \frac{\omega \sin(\varphi + \zeta JU) + \frac{R^s}{L^{s''}} \cos(\varphi + \zeta JU)}{\left(\frac{R^s}{L^{s''}} \right)^2 + \omega^2} - \frac{U \sin(\theta - \zeta JU) + \kappa \omega \sin(\zeta JU)}{L^{s''}} \cdot \frac{\frac{R^s}{L^{s''}} \sin(\varphi + \zeta JU) - \omega \cos(\varphi + \zeta JU)}{\left(\frac{R^s}{L^{s''}} \right)^2 + \omega^2} \quad (3.51)$$

Определим функцию h_2 :

$$\begin{aligned}
h_2 = & \frac{U \cos(\theta - \zeta JU) - \kappa \omega \cos(\zeta JU)}{L^{s''}} \cdot \frac{\frac{R^s}{L^{s''}} \sin(\varphi + \zeta JU) - \omega \cos(\varphi + \zeta JU)}{\left(\frac{R^s}{L^{s''}}\right)^2 + \omega^2} + \\
& + \frac{U \sin(\theta - \zeta JU) + \kappa \omega \sin(\zeta JU)}{L^{s''}} \cdot \frac{\omega \sin(\varphi + \zeta JU) + \frac{R^s}{L^{s''}} \cos(\varphi + \zeta JU)}{\left(\frac{R^s}{L^{s''}}\right)^2 + \omega^2}
\end{aligned} \tag{3.52}$$

давайте определим все частные производные, необходимые для нелинейного наблюдателя:

$$\left\{ \begin{aligned}
\frac{\partial h_1}{\partial \hat{X}_1} &= \frac{\partial h_1}{\partial \hat{\omega}} = - \frac{UL^{s''3} \hat{\omega}^2 \sin(\hat{\varphi} + \theta) - \kappa L^{s''2} R^{s2} \hat{\omega}^2 \cos(\hat{\varphi}) + 2UL^{s''2} R^s \hat{\omega} \cos(\hat{\varphi})}{\left[\left(L^{s''} \hat{\omega} \right)^2 + R^{s2} \right]^2} - \\
& - \frac{2\kappa L^{s''} R^{s2} \hat{\omega} \sin(\hat{\varphi}) - UL^{s''} R^{s2} \sin(\hat{\varphi} + \theta) + \kappa R^{s3} \cos(\hat{\varphi})}{\left[\left(L^{s''} \hat{\omega} \right)^2 + R^{s2} \right]^2} = r_1 \\
\frac{\partial h_1}{\partial \hat{X}_2} &= \frac{\partial h_1}{\partial \hat{\varphi}} = - \frac{R^s U \sin(\hat{\varphi} + \theta) - R^s \kappa \hat{\omega} \sin(\hat{\varphi}) - UL^{s''} \hat{\omega} \cos(\hat{\varphi} + \theta)}{\left(L^{s''} \hat{\omega} \right)^2 + R^{s2}} - \\
& - \frac{\kappa L^{s''} \hat{\omega}^2 \cos(\hat{\varphi})}{\left(L^{s''} \hat{\omega} \right)^2 + R^{s2}} = r_2
\end{aligned} \right. \tag{3.53}$$

$$\left\{ \begin{aligned}
\frac{\partial h_2}{\partial \hat{X}_1} &= \frac{\partial h_2}{\partial \hat{\omega}} = - \frac{UL^{s''3} \hat{\omega}^2 \cos(\hat{\varphi} + \theta) - \kappa L^{s''2} R^{s2} \hat{\omega}^2 \cos(\hat{\varphi}) + 2UL^{s''2} R^s \hat{\omega} \sin(\hat{\varphi})}{\left[\left(L^{s''} \hat{\omega} \right)^2 + R^{s2} \right]^2} - \\
& - \frac{2\kappa L^{s''} R^{s2} \hat{\omega} \cos(\hat{\varphi}) + UL^{s''} R^{s2} \cos(\hat{\varphi} + \theta) + \kappa R^{s3} \sin(\hat{\varphi})}{\left[\left(L^{s''} \hat{\omega} \right)^2 + R^{s2} \right]^2} = r_3 \\
\frac{\partial h_2}{\partial \hat{X}_2} &= \frac{\partial h_2}{\partial \hat{\varphi}} = \frac{R^s U \cos(\hat{\varphi} + \theta) - R^s \kappa \hat{\omega} \cos(\hat{\varphi}) + UL^{s''} \hat{\omega} \sin(\hat{\varphi} + \theta) - \kappa L^{s''} \hat{\omega}^2 \sin(\hat{\varphi})}{\left(L^{s''} \hat{\omega} \right)^2 + R^{s2}} = r_4 \\
\frac{\partial h_1}{\partial \hat{X}_3} &= \frac{\partial h_1}{\partial \hat{M}_c} = \frac{\partial h_2}{\partial \hat{X}_3} = \frac{\partial h_2}{\partial \hat{M}_c} = 0
\end{aligned} \right. \tag{3.54}$$

а теперь градиенты [67] основной функции:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial f_3}{\partial \hat{X}_1} = \frac{\partial f_3}{\partial \hat{\omega}} = \frac{\partial f_4}{\partial \hat{X}_2} = \frac{\partial f_4}{\partial \hat{\varphi}} = \frac{\partial f_4}{\partial \hat{X}_2} = \frac{\partial f_4}{\partial \hat{M}_c} = \frac{\partial f_5}{\partial \hat{X}_1} = \frac{\partial f_5}{\partial \hat{\omega}} = \frac{\partial f_5}{\partial \hat{X}_2} = \frac{\partial f_5}{\partial \hat{\varphi}} = \frac{\partial f_5}{\partial \hat{X}_2} = \frac{\partial f_5}{\partial \hat{M}_c} = 0 \\ \frac{\partial f_3}{\partial \hat{X}_2} = \frac{\partial f_3}{\partial \hat{\varphi}} = -\frac{\kappa}{J^r} i_\alpha^s \sin(\hat{\varphi}) + \frac{\kappa}{J^r} i_\beta^s \cos(\hat{\varphi}) = c_1 \\ \frac{\partial f_3}{\partial \hat{X}_2} = \frac{\partial f_3}{\partial \hat{M}_c} = -\frac{1}{J^r} = c_2 \\ \frac{\partial f_4}{\partial \hat{X}_1} = \frac{\partial f_4}{\partial \hat{\omega}} = 1 \end{array} \right. \quad (3.55)$$

На основании систем (3.51 – 3.55) продолжим запись основных элементов фильтра:

$$\left\{ \begin{array}{l} \tilde{\Psi}_v^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \frac{\partial \bar{\mathbf{f}}}{\partial \hat{\mathbf{X}}} = \begin{bmatrix} 0 & c_1 & c_2 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \frac{\partial \bar{\mathbf{f}}^T}{\partial \hat{\mathbf{X}}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ c_1 & 0 & 0 \\ c_2 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ \frac{\partial \mathbf{h}^T}{\partial \hat{\mathbf{X}}} = \begin{bmatrix} r_1 & r_3 \\ r_2 & r_4 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \frac{\partial \mathbf{h}}{\partial \hat{\mathbf{X}}} = \begin{bmatrix} r_1 & r_2 & 0 \\ r_3 & r_4 & 0 \end{bmatrix} \quad \frac{\partial \mathbf{h}^T}{\partial \hat{\mathbf{X}}} \tilde{\Psi}_v^{-1} [\tilde{\mathbf{Z}} - \tilde{\mathbf{h}}] = \begin{bmatrix} r_1 [\tilde{Z}_1 - \tilde{h}_1] + r_3 [\tilde{Z}_2 - \tilde{h}_2] \\ r_2 [\tilde{Z}_1 - \tilde{h}_1] + r_4 [\tilde{Z}_2 - \tilde{h}_2] \\ 0 \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (3.56)$$

$$\bar{\mathbf{P}} \frac{\partial \bar{\mathbf{f}}^T(\hat{\mathbf{X}}, t, U, \theta)}{\partial \hat{\mathbf{X}}} = \begin{bmatrix} P_{12}c_1 + P_{13}c_2 & P_{11} & 0 \\ P_{22}c_1 + P_{23}c_2 & P_{21} & 0 \\ P_{32}c_1 + P_{33}c_2 & P_{31} & 0 \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

$$\frac{\partial \bar{\mathbf{f}}(\hat{\mathbf{X}}, t, U, \theta)}{\partial \hat{\mathbf{X}}} \bar{\mathbf{P}} = \begin{bmatrix} P_{21}c_1 + P_{31}c_2 & P_{22}c_1 + P_{32}c_2 & P_{23}c_1 + P_{33}c_2 \\ P_{11} & P_{12} & P_{13} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.58)$$

$$\bar{\mathbf{P}} \frac{\partial \mathbf{h}^T \left(\begin{smallmatrix} \hat{\mathbf{X}} \\ \tilde{\mathbf{X}}, t, u \end{smallmatrix} \right)}{\partial \hat{\mathbf{X}}} \tilde{\Psi}_v^{-1} \frac{\partial \mathbf{h} \left(\begin{smallmatrix} \hat{\mathbf{X}} \\ \tilde{\mathbf{X}}, t, u \end{smallmatrix} \right)}{\partial \hat{\mathbf{X}}} \bar{\mathbf{P}} = \begin{bmatrix} j_{11} & j_{12} & j_{13} \\ j_{21} & j_{22} & j_{23} \\ j_{31} & j_{32} & j_{33} \end{bmatrix} \quad (3.59)$$

Распишем введенные обозначения:

$$\left\{ \begin{array}{l} j_{11} = P_{11}P_{11}r_1r_1 + P_{11}P_{21}r_2r_1 + P_{11}P_{11}r_3r_3 + P_{11}P_{21}r_4r_3 + P_{21}P_{11}r_1r_2 + P_{21}P_{21}r_2r_2 + P_{21}P_{11}r_3r_4 + P_{21}P_{21}r_4r_4 \\ j_{12} = P_{12}P_{11}r_1r_1 + P_{12}P_{12}r_2r_1 + P_{12}P_{11}r_3r_3 + P_{12}P_{12}r_4r_3 + P_{22}P_{11}r_1r_2 + P_{22}P_{12}r_2r_2 + P_{22}P_{11}r_3r_4 + P_{22}P_{12}r_4r_4 \\ j_{13} = P_{13}P_{11}r_1r_1 + P_{13}P_{12}r_2r_1 + P_{13}P_{11}r_3r_3 + P_{13}P_{12}r_4r_3 + P_{23}P_{11}r_1r_2 + P_{23}P_{12}r_2r_2 + P_{23}P_{11}r_3r_4 + P_{23}P_{12}r_4r_4 \\ j_{21} = P_{11}P_{21}r_1r_1 + P_{11}P_{22}r_2r_1 + P_{11}P_{21}r_3r_3 + P_{11}P_{22}r_4r_3 + P_{21}P_{21}r_1r_2 + P_{21}P_{22}r_2r_2 + P_{21}P_{21}r_3r_4 + P_{21}P_{22}r_4r_4 \\ j_{22} = P_{21}P_{21}r_1r_1 + P_{21}P_{22}r_2r_1 + P_{21}P_{21}r_3r_3 + P_{21}P_{22}r_4r_3 + P_{22}P_{21}r_1r_2 + P_{22}P_{22}r_2r_2 + P_{22}P_{21}r_3r_4 + P_{22}P_{22}r_4r_4 \\ j_{23} = P_{13}P_{21}r_1r_1 + P_{13}P_{22}r_2r_1 + P_{13}P_{21}r_3r_3 + P_{13}P_{22}r_4r_3 + P_{23}P_{21}r_1r_2 + P_{23}P_{22}r_2r_2 + P_{23}P_{21}r_3r_4 + P_{23}P_{12}r_4r_4 \\ j_{31} = P_{11}P_{31}r_1r_1 + P_{11}P_{32}r_2r_1 + P_{11}P_{31}r_3r_3 + P_{11}P_{32}r_4r_3 + P_{21}P_{31}r_1r_2 + P_{21}P_{32}r_2r_2 + P_{21}P_{31}r_3r_4 + P_{21}P_{32}r_4r_4 \\ j_{32} = P_{21}P_{31}r_1r_1 + P_{21}P_{32}r_2r_1 + P_{21}P_{31}r_3r_3 + P_{21}P_{32}r_4r_3 + P_{22}P_{31}r_1r_2 + P_{22}P_{32}r_2r_2 + P_{22}P_{31}r_3r_4 + P_{22}P_{32}r_4r_4 \\ j_{33} = P_{31}P_{31}r_1r_1 + P_{31}P_{32}r_2r_1 + P_{31}P_{31}r_3r_3 + P_{31}P_{32}r_4r_3 + P_{32}P_{31}r_1r_2 + P_{32}P_{32}r_2r_2 + P_{32}P_{31}r_3r_4 + P_{32}P_{32}r_4r_4 \end{array} \right. \quad (3.60)$$

Так как матрица $\bar{\mathbf{P}}$ – симметрическая [78], систему фильтра можно упростить:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\hat{\mathbf{X}}} = \begin{bmatrix} \dot{\hat{\omega}} \\ \dot{\hat{\varphi}} \\ \dot{\hat{M}}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\kappa}{J^r} i_\alpha^s \cos(\hat{\varphi}) + \frac{\kappa}{J^r} i_\beta^s \cos(\hat{\varphi} - \frac{\pi}{2}) - \frac{\hat{M}_c}{J^r} \\ \hat{\omega} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [i_\alpha^s - \tilde{h}_1](P_{11}r_1 + P_{21}r_2) + [i_\beta^s - \tilde{h}_2](P_{11}r_3 + P_{21}r_4) \\ [i_\alpha^s - \tilde{h}_1](P_{21}r_1 + P_{22}r_2) + [i_\beta^s - \tilde{h}_2](P_{21}r_3 + P_{22}r_4) \\ [i_\alpha^s - \tilde{h}_1](P_{31}r_1 + P_{32}r_2) + [i_\beta^s - \tilde{h}_2](P_{31}r_3 + P_{32}r_4) \end{bmatrix} \\ \dot{\hat{\mathbf{P}}} = \begin{bmatrix} \dot{\hat{P}}_{11} = \dot{P}_{11} \\ \dot{\hat{P}}_{21} = \dot{P}_{21} \\ \dot{\hat{P}}_{22} = \dot{P}_{22} \\ \dot{\hat{P}}_{31} = \dot{P}_{31} \\ \dot{\hat{P}}_{32} = \dot{P}_{32} \\ \dot{\hat{P}}_{33} = \dot{P}_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(j_{11}) + 2P_{21}c_1 + 2P_{31}c_2 + 1 \\ -(j_{21}) + P_{22}c_1 + P_{32}c_2 + P_{11} \\ -(j_{22}) + 2P_{21} + 1 \\ -(j_{31}) + P_{32}c_1 + P_{33}c_2 \\ -(j_{32}) + P_{31} \\ -(j_{33}) + 1 \end{bmatrix} \\ \dot{\hat{\mathbf{h}}} = \begin{bmatrix} \dot{\hat{h}}_1 \\ \dot{\hat{h}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{U}{L^{s^*}} \cos(\hat{\varphi} + \theta) - \frac{R^s}{L^{s^*}} \tilde{h}_1 - \frac{\kappa}{L^{s^*}} \hat{\omega} \cos(\hat{\varphi}) \\ \frac{U}{L^{s^*}} \sin(\hat{\varphi} + \theta) - \frac{R^s}{L^{s^*}} \tilde{h}_2 - \frac{\kappa}{L^{s^*}} \hat{\omega} \sin(\hat{\varphi}) \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (3.61)$$

Система (3.61) получилась одиннадцатого порядка, в сравнении с системой (3.21) двадцатого порядка, за счет снижения качества в динамике, с помощью выражения (3.49), удалось значительно снизить порядок наблюдателя, и данная нелинейная система, имеет большую реализуемость в сравнении с (3.21).

3.1.4 Наблюдатель инвариантного погружения для модели пониженного порядка.

На основании высокого порядка модели наблюдателя для модели ВД полного порядка, давайте понижать порядок исходной модели, для этого выпишем систему вентильного двигателя (3.62) и покажем её структурную схему:

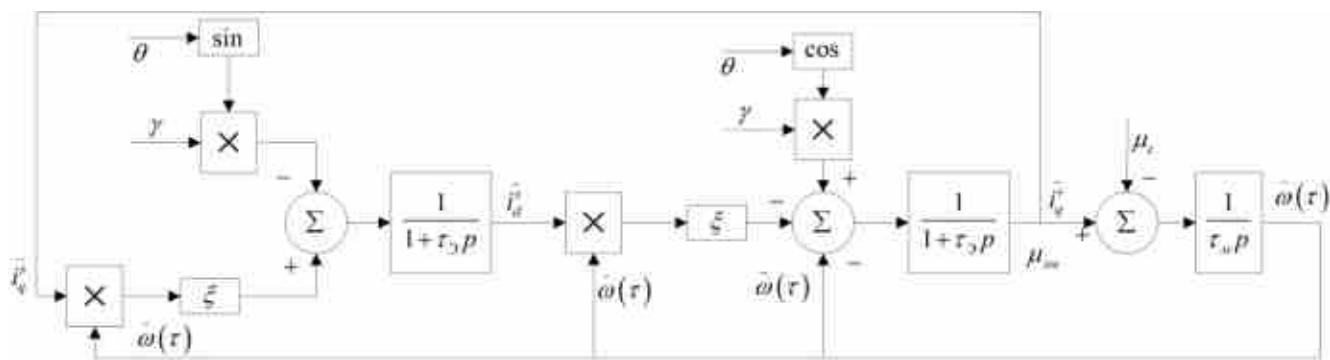


Рисунок 3.3 – Структурная схема вентильного двигателя.

Исходная система уравнений вентильного двигателя:

$$\begin{cases} \gamma \cos(\theta) = \bar{i}_q^s + \tau_\gamma \bar{i}_q^s p + \tau_\gamma \bar{i}_d^s \bar{\varepsilon} + \bar{\varepsilon} \\ -\gamma \sin(\theta) = \bar{i}_d^s + \tau_\gamma \bar{i}_d^s p - \tau_\gamma \bar{i}_q^s \bar{\varepsilon} \\ \tau_m \bar{\varepsilon} p = \mu_{эм} - \mu_c \\ \mu_{эм} = \bar{i}_q^s \end{cases} \quad (3.62)$$

где γ – относительные напряжения статора эквивалентного двухфазного двигателя в системе отсчета ротора dq; \bar{i}_q^s – приведенный ток обмотки q эквивалентного двухфазного двигателя в системе отсчета ротора dq; \bar{i}_d^s –

приведенный ток обмотки d эквивалентного двухфазного двигателя в системе отсчета ротора dq; τ_{\ominus} – электромагнитная постоянная времени электродвигателя; τ_m – механическая постоянная времени электродвигателя; $\mu_{эм}$ – относительный электромагнитный момент эквивалентного двухфазного двигателя в системе отсчета ротора dq; μ_c – относительный момент сопротивления на валу эквивалентного двухфазного двигателя в системе отсчета ротора dq;

Запишем её в форме Коши:

$$\begin{cases} \dot{\bar{i}}_q^s = \frac{1}{\tau_{\ominus}} \left[-\bar{i}_q^s - \tau_{\ominus} \bar{i}_d^s \bar{\varepsilon} - \bar{\varepsilon} + \gamma \cos(\theta) \right] \\ \dot{\bar{i}}_d^s = \frac{1}{\tau_{\ominus}} \left[-\bar{i}_d^s - \tau_{\ominus} \bar{i}_q^s p + \tau_{\ominus} \bar{i}_q^s \bar{\varepsilon} - \gamma \sin(\theta) \right] \\ \dot{\bar{\varepsilon}} = \frac{1}{\tau_m} [\mu_{эм} - \mu_c] \\ \dot{\bar{\varphi}} = \bar{\varepsilon} \end{cases} \quad (3.63)$$

Давайте расширим пространство состояний неизвестным моментом сопротивления, также дополним уравнением наблюдения [64].

$$\begin{cases} \dot{\bar{\mu}}_{эм} = \frac{1}{\tau_{\ominus}} \left[-\bar{\mu}_{эм} - \tau_{\ominus} \bar{i}_d^s \bar{\varepsilon} - \bar{\varepsilon} + \gamma \cos(\theta) \right] + W_1(\tau) & a \in \left\{ \bar{\mu}_{эм}, \bar{\mu}_c, \bar{\varphi}, \bar{\varepsilon}, \bar{i}_d^s \right\} \in \mathbb{R} \\ \dot{\bar{i}}_d^s = \frac{1}{\tau_{\ominus}} \left[-\bar{i}_d^s - \tau_{\ominus} \bar{i}_q^s p + \tau_{\ominus} \bar{\mu}_{эм} \bar{\varepsilon} - \gamma \sin(\theta) \right] + W_2(\tau) & b \in \{W_1(t), W_2(t), W_3(t), W_4(t), W_5(t)\} \in \mathbb{R} \\ \dot{\bar{\varepsilon}} = \frac{1}{\tau_m} \left[\bar{\mu}_{эм} - \bar{\mu}_c \right] + W_3(\tau) & c \in \{V(t)\} \in \mathbb{R} \\ \dot{\bar{\varphi}} = \bar{\varepsilon} + W_4(\tau) & M\{\forall a(t_0)\} = \mu_{a_0} \\ \dot{\bar{\mu}}_c = W_5(\tau) & D\{\forall a(t_0)\} = v_{a_0} \\ z = \left(\frac{\gamma \left(\cos(\theta) + \tau_{\ominus} \hat{\bar{\varepsilon}} \sin(\theta) \right) - \hat{\bar{\varepsilon}}}{1 + \tau_{\ominus}^2 \hat{\bar{\varepsilon}}} \right) = \bar{\mu}_{эм} + V(t) & M\{\forall b(t)\} = D\{\forall c(t)\} = 0 = \text{cov}\{\forall b(t), \forall c(\tau)\} \\ & \text{cov}\{\forall b(t), \forall b(\tau)\} = \Psi_w \delta_D(t - \tau) \\ & \text{cov}\{\forall c(t), \forall c(\tau)\} = \Psi_v \delta_D(t - \tau) \end{cases} \quad (3.64)$$

Давайте понижать порядок системы (3.64), для этого предположим что производные $\dot{\bar{\mu}}_{эм} = \dot{i}_d^s = 0$, в соответствии с этим, получим упрощенную модель. Но необходимо заметить, что электромагнитный приведенный момент наблюдать нельзя, так как не наблюдаем угол положения ротора, потому момент будет рассчитываться по наблюдаемым токам и восстановленному углу.

С учетом принятых допущений запишем получившуюся систему:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\bar{\varepsilon}} = \frac{1}{\tau_m} \left[\frac{\gamma (\cos(\theta) + \bar{\varepsilon} \tau_\vartheta) - \bar{\varepsilon}}{1 + \bar{\varepsilon}^2 \tau_\vartheta^2} - \bar{\mu}_c \right] + W_1(\tau) \\ \dot{\bar{\varphi}} = \bar{\varepsilon} + W_2(\tau) \\ \dot{\bar{\mu}}_c = W_3(\tau) \\ z = \left(\frac{\gamma (\cos(\theta) + \tau_\vartheta \hat{\varepsilon} \sin(\theta)) - \hat{\varepsilon}}{1 + \tau_\vartheta^2 \hat{\varepsilon}^2} \right) + V(t) \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} a \in \{\bar{\mu}_{эм}, \bar{\mu}_c, \bar{\varphi}, \bar{\varepsilon}\} \in \mathbb{R} \\ b \in \{W_1(t), W_2(t), W_3(t)\} \in \mathbb{R} \\ c \in \{V(t)\} \in \mathbb{R} \\ M\{\forall a(t_0)\} = \mu_{a_0} \\ D\{\forall a(t_0)\} = v_{a_0} \\ M\{\forall b(t)\} = D\{\forall c(t)\} = 0 \\ \text{cov}\{\forall b(t), \forall b(\tau)\} = \Psi_w \delta_D(t-\tau) \\ \text{cov}\{\forall c(t), \forall c(\tau)\} = \Psi_v \delta_D(t-\tau) \\ \text{cov}\{\forall b(t), \forall c(\tau)\} = 0 \end{array} \quad (3.65)$$

В соответствии в выражении (3.13) можно записать упрощенное уравнение фильтра инвариантного погружения для системы (3.65)

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\hat{\mathbf{X}}} = \mathbf{f} + \mathbf{P}\mathbf{H}^T \mathbf{\Psi}_v^{-1} \left[\mu_{эм} (i_\alpha^s, i_\beta^s) - \hat{\mu}_{эм} \right] \\ \dot{\hat{\mathbf{P}}} = \mathbf{E} + \mathbf{P} \frac{\partial \mathbf{f}^T}{\partial \hat{\mathbf{X}}} + \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \hat{\mathbf{X}}} \mathbf{P} - \mathbf{P}\mathbf{H}\mathbf{H}^T \mathbf{P} \\ \dim\{\forall r_1 \in \{\hat{\mathbf{X}}, \mathbf{f}\}\} = n \times 1 \\ \dim\{\forall r_2 \in \{\mathbf{G}, \mathbf{\Psi}_w, \mathbf{P}\}\} = n \times n \\ \dim\{\mathbf{\Psi}_v\} = m \times m \\ \dim\left\{\frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \hat{\mathbf{X}}}\right\} = \dim\{\forall r_5 \in \{\mathbf{f}, \mathbf{h}, \dots\}\} \times n, \text{rank}\{\forall r_5 \in \{\mathbf{f}, \mathbf{h}, \dots\}\} = 1 \end{array} \right. \quad (3.66)$$

где

$$\mathbf{H}^T = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{f} = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\tau_m} \left[\frac{\gamma(\cos(\theta) + \varepsilon \tau_3 \sin(\theta)) - \varepsilon}{1 + \varepsilon^2 \tau_3^2} - \bar{\mu}_c \right] \\ \varepsilon \\ 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{E} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \hat{\mathbf{X}} = \begin{bmatrix} \hat{X}_1 \\ \hat{X}_2 \\ \hat{X}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\varepsilon} \\ \hat{\varphi} \\ \hat{\mu}_c \end{bmatrix} \quad (3.67)$$

Запишем все необходимые частные производные:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial f_1}{\partial \hat{X}_1} = \frac{\partial f_1}{\partial \hat{\varepsilon}} = \frac{(\gamma \tau_3 \sin(\theta) - 1) \left(1 + \hat{\varepsilon}^2 \tau_3^2 \right) - 2\gamma \left(\cos(\theta) + \hat{\varepsilon} \tau_3 \sin(\theta) \right) + \hat{\varepsilon}^2 \tau_3^2}{\tau_m \left(1 + \varepsilon^2 \tau_3^2 \right)^2} = r \\ \frac{\partial f_1}{\partial \hat{X}_2} = \frac{\partial f_1}{\partial \hat{\varphi}} = \frac{\partial f_2}{\partial \hat{X}_2} = \frac{\partial f_2}{\partial \hat{\varphi}} = \frac{\partial f_3}{\partial \hat{X}_2} = \frac{\partial f_3}{\partial \hat{\varphi}} = \frac{\partial f_3}{\partial \hat{X}_3} = \frac{\partial f_3}{\partial \hat{\mu}_c} = \frac{\partial f_3}{\partial \hat{X}_2} = \frac{\partial f_3}{\partial \hat{\varphi}} = 0 \\ \frac{\partial f_1}{\partial \hat{X}_3} = \frac{\partial f_1}{\partial \hat{\mu}_c} = -\frac{1}{\tau_m} = l \\ \frac{\partial f_2}{\partial \hat{X}_1} = \frac{\partial f_2}{\partial \hat{\varepsilon}} = 1 \end{array} \right. \quad (3.68)$$

используя принятые обозначения, можно записать матрицы Якоби:

$$\frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \hat{\mathbf{X}}} = \begin{bmatrix} r & 0 & l \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \frac{\partial \mathbf{f}^T}{\partial \hat{\mathbf{X}}} = \begin{bmatrix} r & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ l & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.69)$$

в соответствии с этими сокращениями можно записать полную систему фильтра (3.66)

$$\left. \begin{aligned}
\dot{\hat{\mathbf{X}}} &= \begin{bmatrix} \dot{\hat{X}}_1 \\ \dot{\hat{X}}_2 \\ \dot{\hat{X}}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\hat{\varepsilon}} \\ \dot{\hat{\varphi}} \\ \dot{\hat{\mu}}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\tau_m} \left[\frac{\gamma(\cos(\theta) + \varepsilon \tau_\vartheta \sin(\theta)) - \varepsilon}{1 + \varepsilon^2 \tau_\vartheta^2} - \bar{\mu}_c \right] + \mathbf{P}_{11} [\mu_{3M}(i_\alpha^s, i_\beta^s) - \hat{\mu}_{3M}] \\ \varepsilon + \mathbf{P}_{21} [\mu_{3M}(i_\alpha^s, i_\beta^s) - \hat{\mu}_{3M}] \\ \mathbf{P}_{31} [\mu_{3M}(i_\alpha^s, i_\beta^s) - \hat{\mu}_{3M}] \end{bmatrix} \\
\dot{\hat{\mathbf{P}}} &= \begin{bmatrix} \dot{\hat{P}}_{11} \\ \dot{\hat{P}}_{12} \\ \dot{\hat{P}}_{13} \\ \dot{\hat{P}}_{21} \\ \dot{\hat{P}}_{22} \\ \dot{\hat{P}}_{23} \\ \dot{\hat{P}}_{31} \\ \dot{\hat{P}}_{32} \\ \dot{\hat{P}}_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}_{11}r + \mathbf{P}_{13}l + \mathbf{P}_{11}r + \mathbf{P}_{31}l + \mathbf{P}_{11}\mathbf{P}_{11} + \mathbf{P}_{12}\mathbf{P}_{21} + \mathbf{P}_{13}\mathbf{P}_{31} \\ \mathbf{P}_{11} + \mathbf{P}_{12}r + \mathbf{P}_{32}l + \mathbf{P}_{11}\mathbf{P}_{12} + \mathbf{P}_{12}\mathbf{P}_{22} + \mathbf{P}_{13}\mathbf{P}_{32} \\ \mathbf{P}_{13}r + \mathbf{P}_{33}l + \mathbf{P}_{11}\mathbf{P}_{13} + \mathbf{P}_{12}\mathbf{P}_{23} + \mathbf{P}_{13}\mathbf{P}_{33} \\ \mathbf{P}_{21}r + \mathbf{P}_{23}l + \mathbf{P}_{11} + \mathbf{P}_{21}\mathbf{P}_{11} + \mathbf{P}_{22}\mathbf{P}_{21} + \mathbf{P}_{23}\mathbf{P}_{31} \\ \mathbf{P}_{21} + \mathbf{P}_{12} + \mathbf{P}_{21}\mathbf{P}_{12} + \mathbf{P}_{22}\mathbf{P}_{22} + \mathbf{P}_{23}\mathbf{P}_{32} \\ \mathbf{P}_{13} + \mathbf{P}_{21}\mathbf{P}_{13} + \mathbf{P}_{22}\mathbf{P}_{23} + \mathbf{P}_{23}\mathbf{P}_{33} \\ \mathbf{P}_{31}r + \mathbf{P}_{33}l + \mathbf{P}_{31}\mathbf{P}_{11} + \mathbf{P}_{32}\mathbf{P}_{21} + \mathbf{P}_{33}\mathbf{P}_{31} \\ \mathbf{P}_{31} + \mathbf{P}_{31}\mathbf{P}_{12} + \mathbf{P}_{32}\mathbf{P}_{22} + \mathbf{P}_{33}\mathbf{P}_{32} \\ \mathbf{P}_{31}\mathbf{P}_{13} + \mathbf{P}_{32}\mathbf{P}_{23} + \mathbf{P}_{33}\mathbf{P}_{33} \end{bmatrix} \\
\hat{\mu}_{3M} &= \frac{\gamma(\cos(\theta) + \varepsilon \tau_\vartheta \sin(\theta)) - \varepsilon}{1 + \varepsilon^2 \tau_\vartheta^2} \\
\mu_{3M}(i_\alpha^s, i_\beta^s) &= \frac{\kappa R^s}{1.5u_n} i_\alpha^s \cos(\varphi) + \frac{\kappa R^s}{1.5u_n} i_\beta^s \sin(\varphi)
\end{aligned} \right\} \quad (3.70)$$

Учтем, что матрица \mathbf{P} в выражении (3.66) симметрическая, поэтому мы можем сократить систему (3.70)

$$\begin{cases}
\dot{\hat{\mathbf{X}}} = \begin{bmatrix} \dot{\hat{X}}_1 \\ \dot{\hat{X}}_2 \\ \dot{\hat{X}}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\hat{\varepsilon}} \\ \dot{\hat{\varphi}} \\ \dot{\hat{\mu}}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\tau_m} \left[\frac{\gamma(\cos(\theta) + \varepsilon \tau_\gamma \sin(\theta)) - \varepsilon}{1 + \varepsilon^2 \tau_\gamma^2} - \bar{\mu}_c \right] + P_{11} [\mu_{эм}(i_\alpha^s, i_\beta^s) - \hat{\mu}_{эм}] \\ \bar{\varepsilon} + P_{21} [\mu_{эм}(i_\alpha^s, i_\beta^s) - \hat{\mu}_{эм}] \\ P_{31} [\mu_{эм}(i_\alpha^s, i_\beta^s) - \hat{\mu}_{эм}] \end{bmatrix} \\
\dot{\hat{\mathbf{P}}} = \begin{bmatrix} \dot{P}_{11} \\ \dot{P}_{12} \\ \dot{P}_{13} \\ \dot{P}_{22} \\ \dot{P}_{23} \\ \dot{P}_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2P_{11}r + 2P_{13}l + P_{11}^2 + P_{12}^2 + P_{13}^2 + 1 \\ P_{11} + P_{12}r + P_{23}l + P_{11}P_{12} + P_{12}P_{22} + P_{13}P_{23} \\ P_{13}r + P_{33}l + P_{11}P_{13} + P_{12}P_{23} + P_{13}P_{33} \\ 2P_{12} + P_{12}^2 + P_{22}^2 + P_{23}^2 + 1 \\ P_{13} + P_{12}P_{13} + P_{22}P_{23} + P_{23}P_{33} \\ P_{13}^2 + P_{23}^2 + P_{33}^2 + 1 \end{bmatrix} \\
\hat{\mu}_{эм} = \frac{\gamma(\cos(\theta) + \hat{\varepsilon} \tau_\gamma \sin(\theta)) - \hat{\varepsilon}}{1 + \hat{\varepsilon}^2 \tau_\gamma^2} \\
\mu_{эм}(i_\alpha^s, i_\beta^s) = \frac{\kappa R^s}{1.5u_n} i_\alpha^s \cos(\varphi) + \frac{\kappa R^s}{1.5u_n} i_\beta^s \sin(\varphi)
\end{cases} \quad (3.71)$$

Упрощенный нелинейный фильтр (3.71) получился девятого порядка, он основан на предположении о малости производных по токам, так как он пренебрегает динамикой, данный фильтр должен использоваться в стационарных режимах работы.

3.1.5 Моделирование и сравнение работ наблюдателей и нелинейных фильтров

3.1.5.1 Моделирование фильтров в стандартном режиме работы

3.1.5.1.1 Моделирование полного фильтра инвариантного погружения

Проведем моделирование систем фильтра с объектом в синхронном режиме вентильного двигателя, при прямом включении со следующими параметрами и начальными условиями:

$$\left\{ \begin{array}{l} R^s = 1 \text{ Ом} \\ L^{s''} = 0,005 \text{ Гн} \\ U = 40 \text{ В} \\ J = 0,01 \text{ Кгм}^2 \\ \theta = 0 \text{ рад} \\ M_c = 2 \text{ НМ} \end{array} \right., \mathbf{P}(0) = \begin{pmatrix} 5 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 5 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 5 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 5 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 5 \end{pmatrix}, \mathbf{X}(0) = \begin{bmatrix} i_\alpha^s(0) = 0 \\ i_\beta^s(0) = 0 \\ \omega(0) = 0 \\ \varphi(0) = 0 \\ M_c(0) = 0 \end{bmatrix} \quad (3.72)$$

Проведем моделирование полного фильтра инвариантного погружения (3.21):

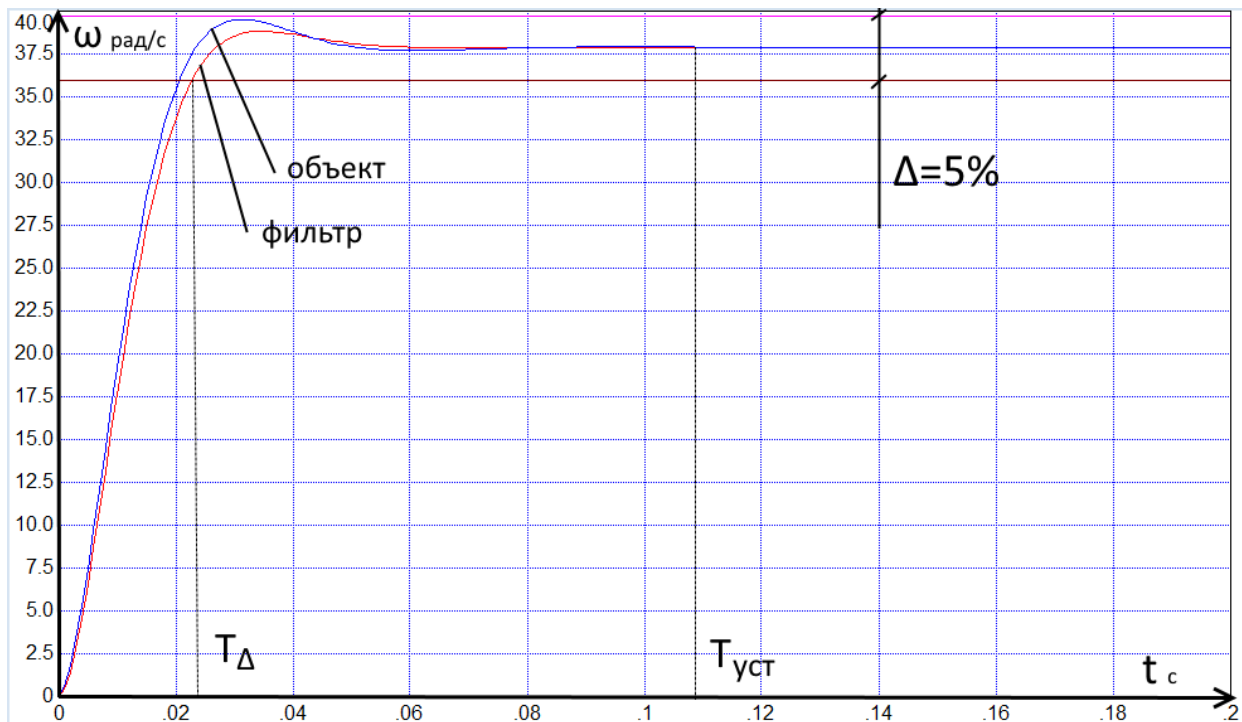


Рисунок 3.4 – Осциллограмма скорости вала ротора двигателя в синхронном режиме вентильного при прямом включении.

По рисунку (3.4) можно судить, что фильтр входит в 5% туннель [41] быстрее, чем вентильный двигатель, и имеет меньшее перерегулирование, чем онный, однако время полного установления примерно 0,1с. Также надо отметить, что стандартные характеристики анализа переходных процессов имеют качественный характер, так как зависят, как от параметров привода, так и от управления.

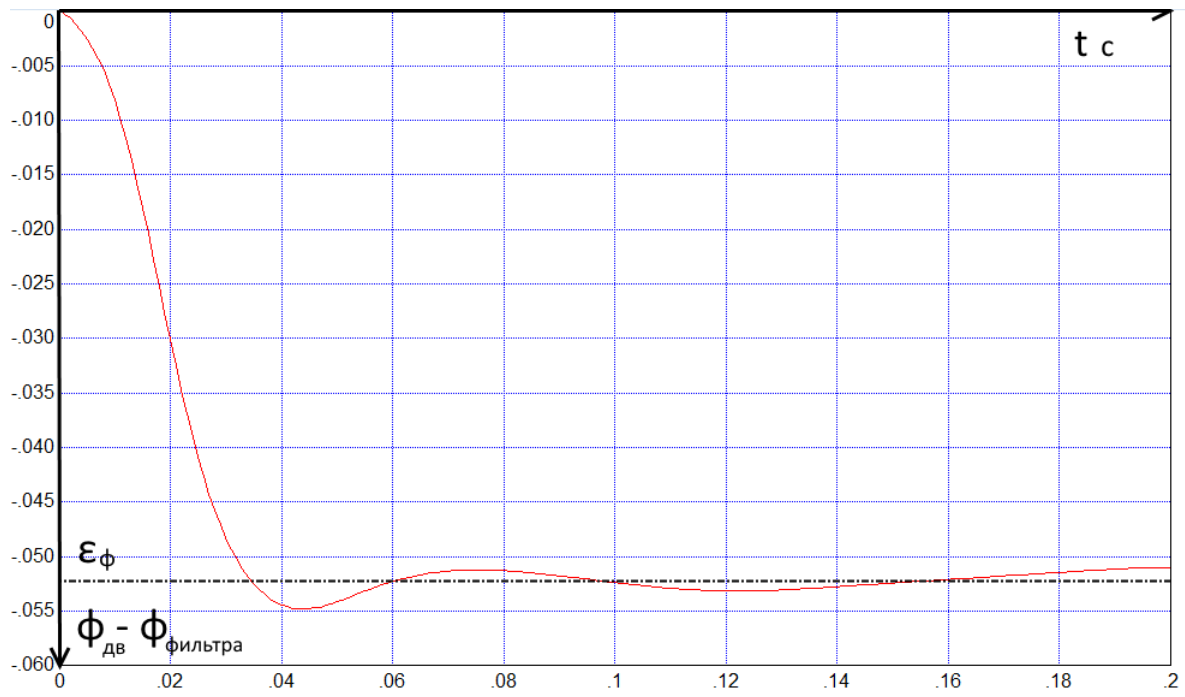


Рисунок 3.5 – Осциллограмма ошибки фильтра инвариантного погружения

По рисунку (3.5), можно увидеть, что имеется статическая ошибка, по восстанавливаемому углу поворота ротора двигателя, на работу фильтра в целом она почти не влияет.

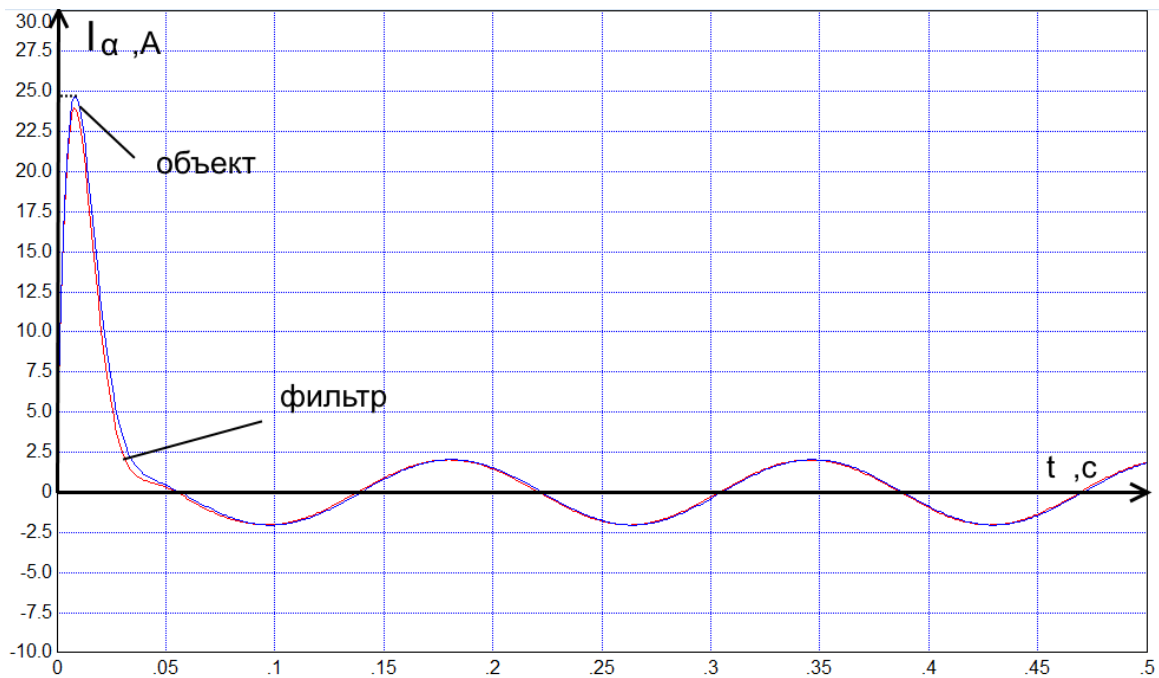


Рисунок 3.6 – Осциллограмма токов "альфа" фильтра и объекта

Из рисунка (3.6) видно, что ток фильтра, с большой точностью, повторяет сигнал тока двигателя.

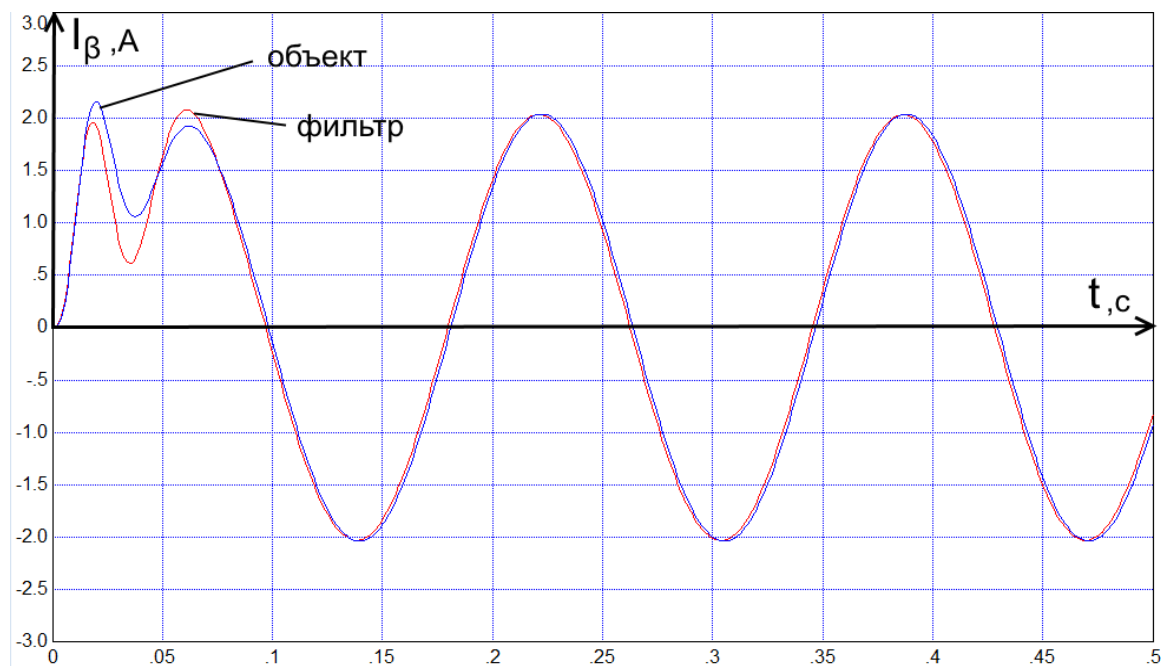


Рисунок 3.7 – Сравнительная осциллограмма токов "бета" фильтра и объекта

Из рисунка (3.7) видно, что фильтр некорректен в течении переходного процесса, но отчасти повторяет его.

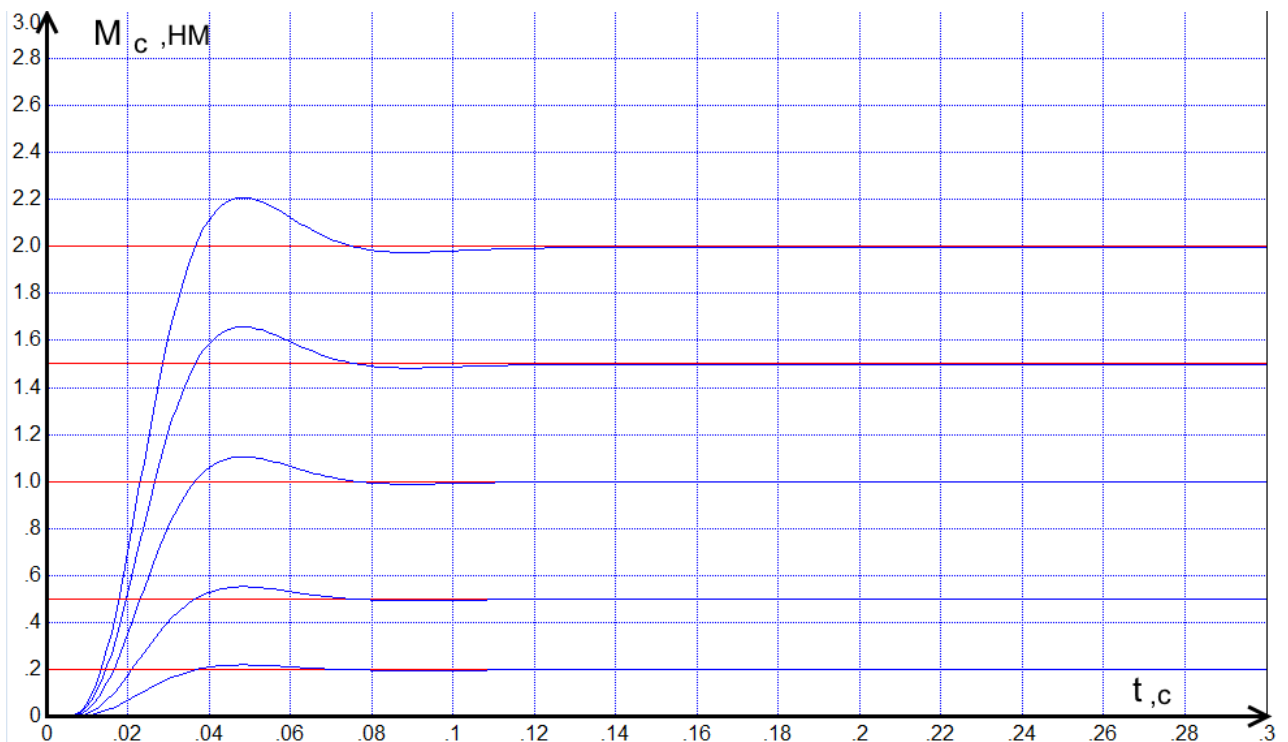


Рисунок 3.8 – Семейство осциллограмм моментов сопротивления, объекта и фильтра

По рисунку (3.8) можно заметить, что колебательность, получаемой осциллограммы фильтра зависит от значений момента сопротивления на валу двигателя.

3.1.5.1.2 Моделирование редуцированного фильтра инвариантного погружения

Проведем моделирование систем фильтра с объектом в синхронном режиме вентильного двигателя, при прямом включении со следующими параметрами и начальными условиями:

$$\left\{ \begin{array}{l} R^s = 1 \text{ Ом} \\ L^s = 0,005 \text{ Гн} \\ U = 40 \text{ В} \\ J = 0,01 \text{ Кгм}^2 \\ \theta = 0 \text{ рад} \\ M_c = 0,7 \text{ НМ} \end{array} \right., \mathbf{P}(0) = \begin{pmatrix} 5 & 1 & 1 \\ 1 & 5 & 1 \\ 1 & 1 & 5 \end{pmatrix}, \mathbf{X}(0) = \begin{pmatrix} \omega(0) = 0 \\ \varphi(0) = 0 \\ M_c(0) = 0 \end{pmatrix}, \tilde{\mathbf{h}} = \begin{pmatrix} \tilde{h}_1(0) = 0 \\ \tilde{h}_2(0) = 0 \end{pmatrix} \quad (3.73)$$

Получим серию осциллограмм:

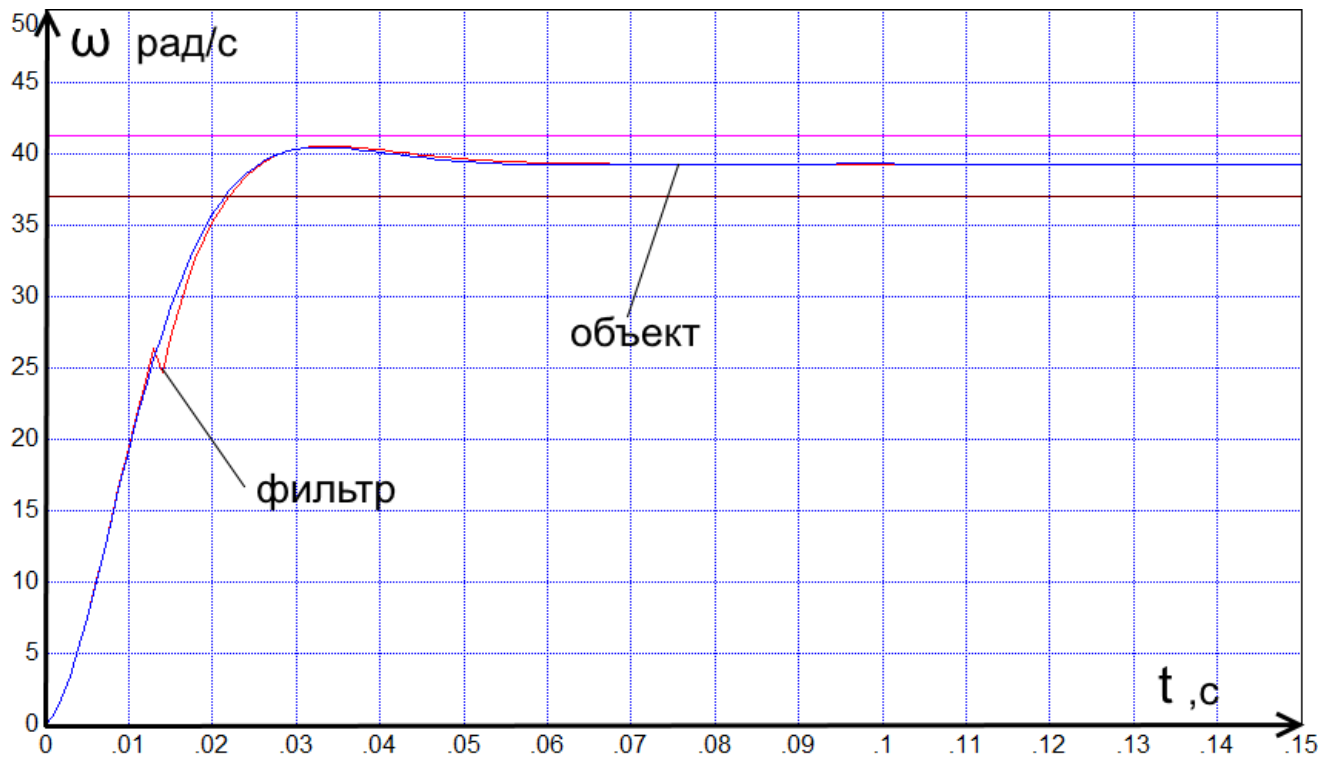


Рисунок 3.9 – Осциллограмма скорости вращения вала двигателя, и восстановленная скорость фильтром пониженного порядка.

Как видно из рисунка (3.9), как и предполагается, фильтр неадекватно ведет себя в переходном процессе, присутствует также краткий реверс скорости. Фильтр работает с большей колебательностью, чем объект, но также имеет нулевую статическую ошибку. Время полного установления переходного процесса около 0,1с.

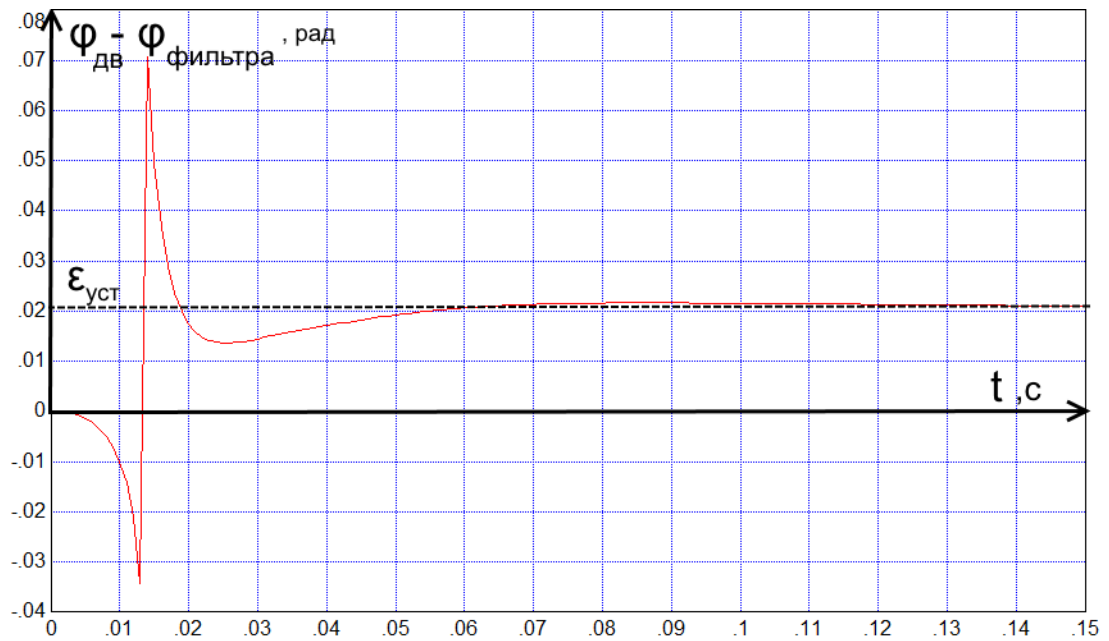


Рисунок №3.10 – Осциллограмма ошибки, восстановленного угла относительно угла поворота ротора двигателя

Исходя из рисунка (3.10) фильтр пониженного порядка, восстанавливает угол поворота ротора с статической ошибкой, кроме этого, имеется устранимый разрыв первого рода в динамическом процессе.

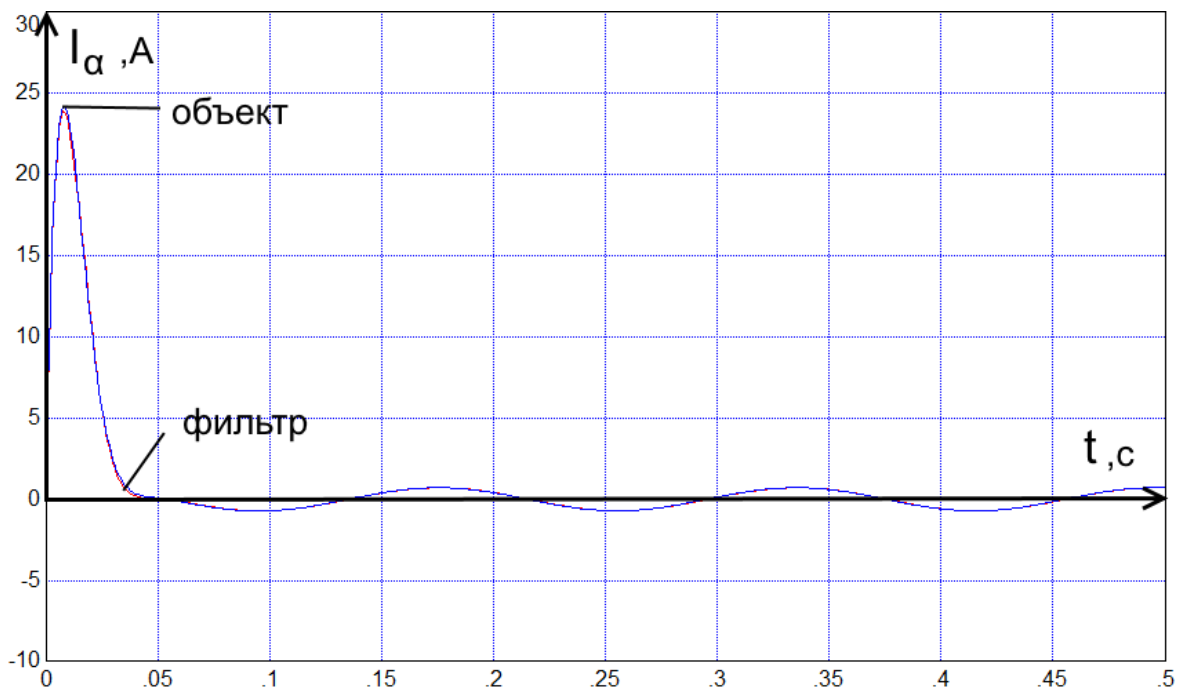


Рисунок 3.11 – Осциллограмма токов "альфа" фильтра и объекта.

Согласно рисунку (3.11) осциллограммы токов фильтра и объекта практически совпадают, ошибка стремится к нулю, также надо заметить, что объективность фильтра в динамике, зависит от момента на валу, токи в силу инерционности, претерпевают малые изменения.

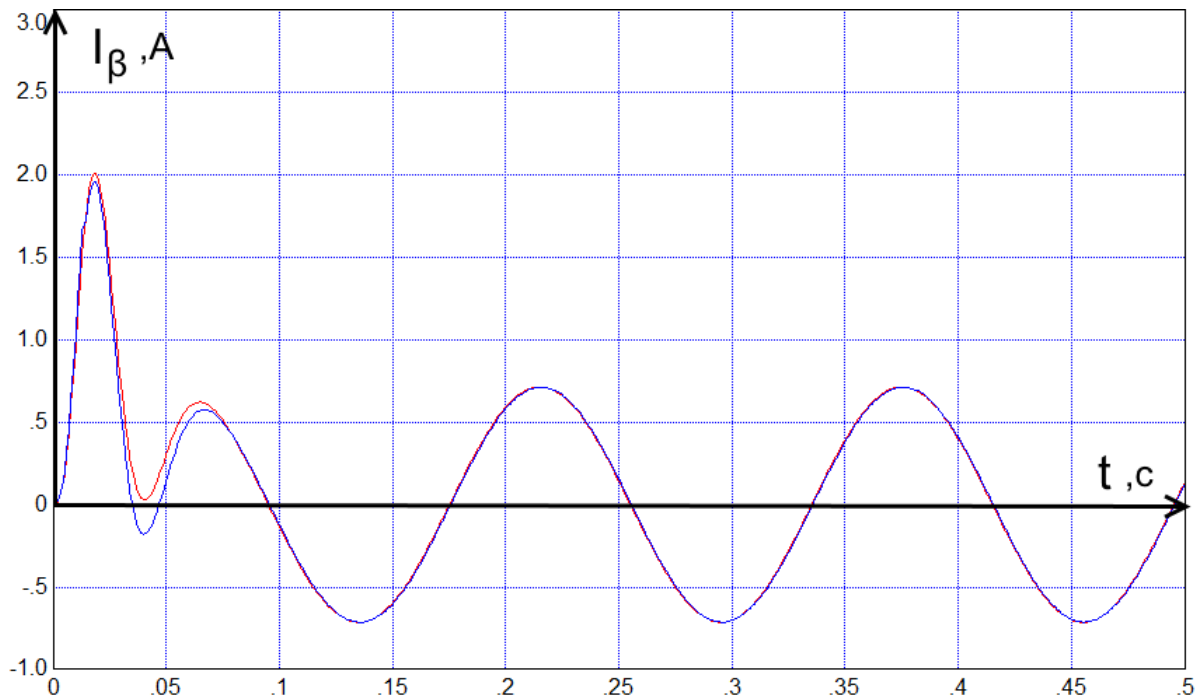


Рисунок 3.12 – Сравнительная осциллограмма токов "бета" фильтра и объекта

Из рисунка (3.12), видно что фильтр некорректен, в течении переходного процесса, но отчасти повторяет его, ошибка стремится к нулю в статическом режиме.

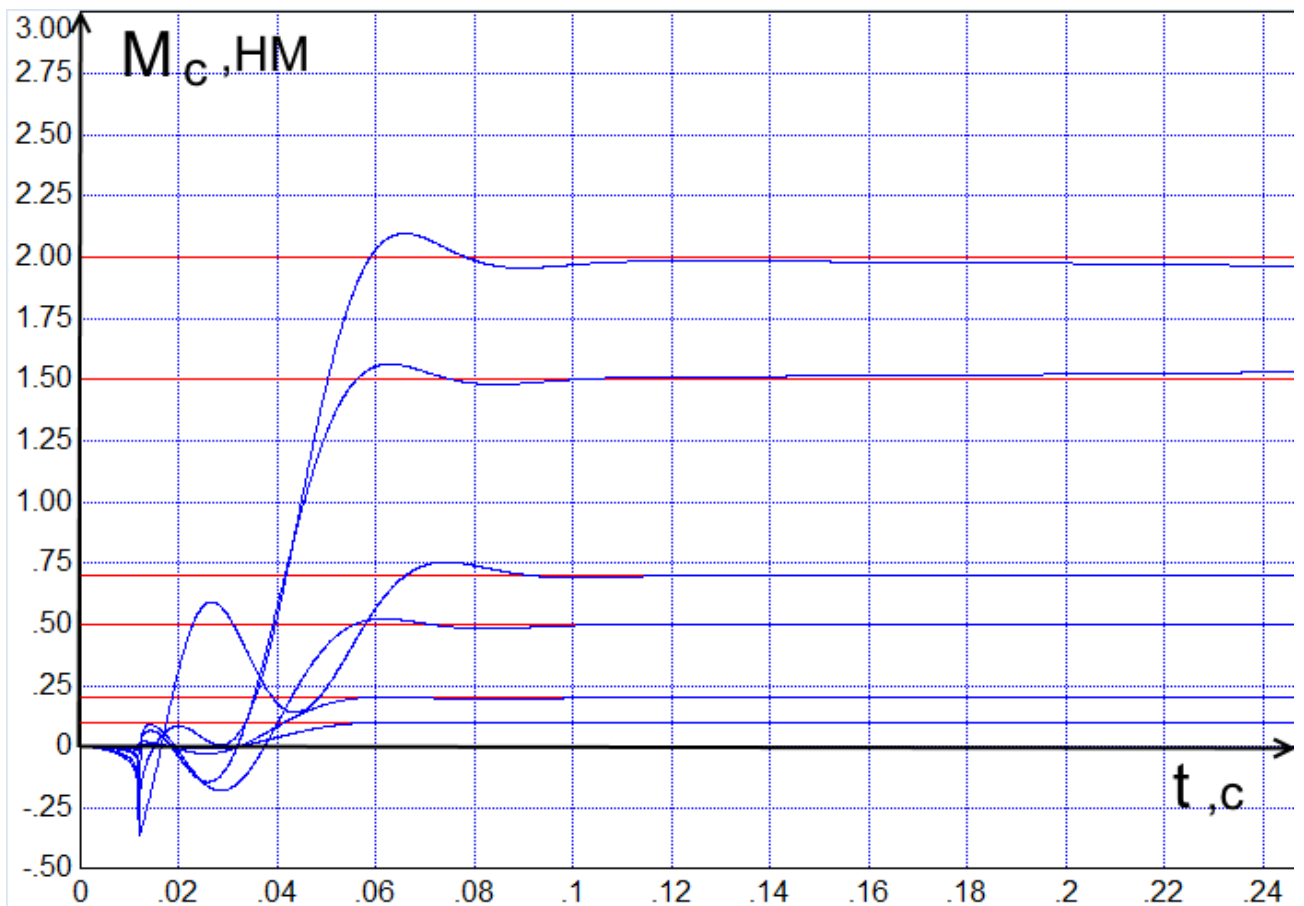


Рисунок 3.13 – Семейство осциллограмм моментов сопротивления, объекта и фильтра.

По семейству осциллограмм рисунка (3.13) можно заключить, что восстановленное значение момента склонно к колебаниям около статического значения, кроме этого следует отметить, крайне высокую колебательность при единичном моменте сопротивления, данная особенность устраняется введением корректирующего пропорционального звена, при условии определенного момента.

3.1.5.2 Моделирование фильтров в режиме совместной работы с объектом, при замещении неизвестных координат объекта восстановленными

Проведем моделирование режима работы фильтра, совместно с вентильным двигателем, при условии подачи восстановленного угла поворота ротора с

фильтра на вентильный двигатель, тем самым, решая задачу бездатчикового прямого пуска вентильного двигателя.

Проведем моделирование для полного фильтра инвариантного погружения:

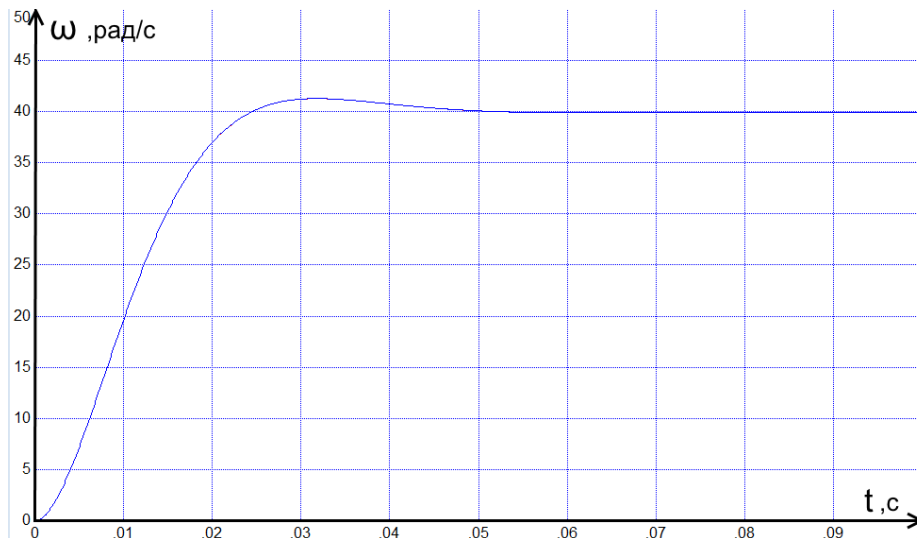


Рисунок 3.14 – Сравнительные осциллограммы скоростей вентильного двигателя с фильтром ИП и без.

На рисунке (3.14) представлены осциллограммы скоростей вращения вала вентильного двигателя, с подключенным фильтром по каналу угла поворота и без, осциллограммы сливаются, в динамике диаграммы полностью соответствуют друг другу, статической ошибки не наблюдается. двигатель запускается, как при моменте. так и без оно на валу.

Проведем моделирование для редуцированного фильтра инвариантного погружения:

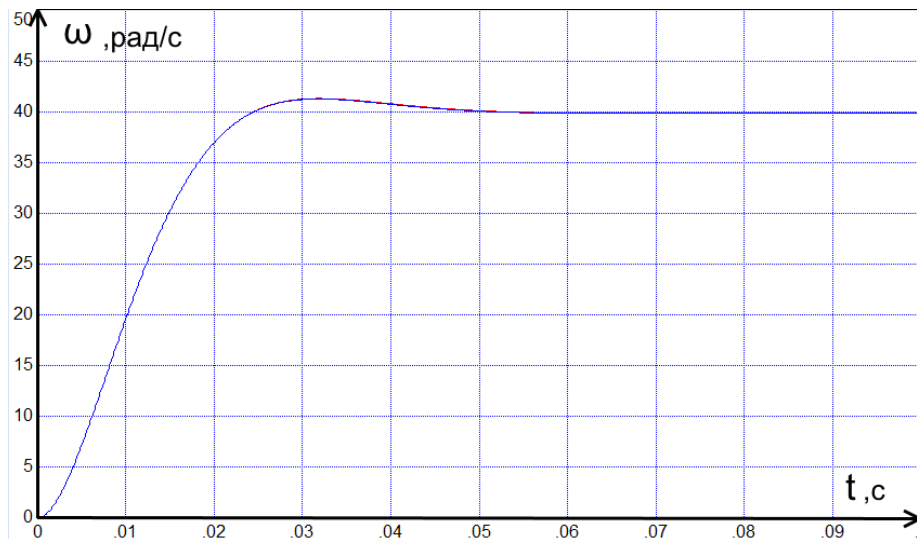


Рисунок 3.15 – сравнительные осциллограммы скоростей вентильного двигателя с фильтром РИП и без.

Как показывает моделирование осциллограммы, как и на рисунке (3.14) совпадают, но существует существенное отличие, двигатель запускается на малых моментах, на больших же двигатель останавливается, эта особенность является следствием понижения порядка при условии постоянства скорости вращения вала двигателя.

3.2. Оптимальные углы коммутации

Проведем анализ приведенных уравнений вентильного двигателя с целью поиска оптимальных углов коммутации для разных режимов работы вентильного привода.

Запишем первые два уравнения системы (3.62) в спектральном домене и не в безразмерных величинах:

$$\begin{cases} U \cos(\theta) = R^s I_q^s + j\omega L^{s''} I_q^s + L^{s''} I_d^s \omega + E \\ -U \sin(\theta) = R^s I_d^s + j\omega L^{s''} I_d^s - L^{s''} I_q^s \omega \end{cases} \quad (3.74)$$

построим векторную диаграмму, соответствующую системе (3.74) с учетом системы (3.62):

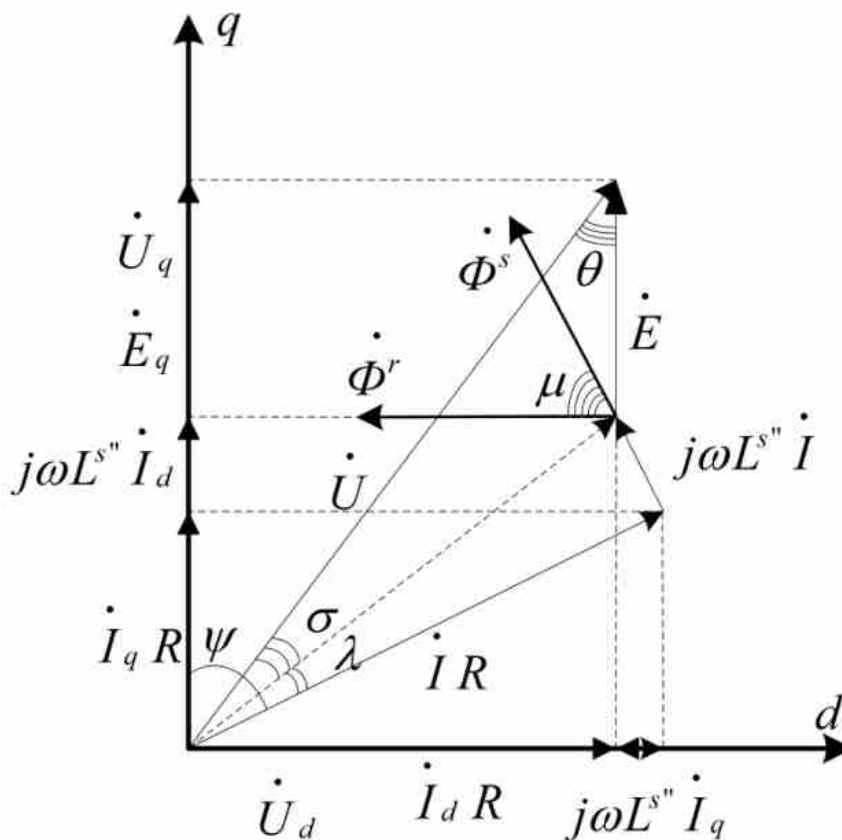


Рисунок 3.16 – Векторная диаграмма соответствующая системе (3.74)

Рисунок (3.16) поясняет геометрические взаимосвязи амплитуд и фаз вентильного двигателя в синхронном режиме, в фазовом пространстве.

Проведем некоторые подготовительные операции, используя геометрические соотношения рисунка (3.16)

Используя систему уравнений (3.62), выразим значения приведенных токов

$$\bar{i}_q^s, \bar{i}_d^s$$

$$\begin{cases} \bar{i}_d^s = \frac{\tau_\vartheta \bar{\varepsilon} \gamma \cos(\theta) - \gamma \sin(\theta) - \tau_\vartheta \bar{\varepsilon}^{-2}}{1 + \tau_\vartheta^2 \bar{\varepsilon}^{-2}} \\ \bar{i}_q^s = \frac{\gamma \cos(\theta) + \tau_\vartheta \bar{\varepsilon} \gamma \sin(\theta) - \bar{\varepsilon}}{1 + \tau_\vartheta^2 \bar{\varepsilon}^{-2}} \end{cases} \quad (3.75)$$

Запишем формулы активной P [97], реактивной Q [76] и полной мощности S [108], также механической мощности $P_{\text{мех}}$ [160] двигателя в приведенных величинах, согласно системе, (3.75) и рисунку (3.16):

$$\left\{ \begin{array}{l} P = \frac{\bar{\varepsilon}\gamma(\bar{\varepsilon}\tau_{\vartheta} \sin(\theta) - \cos(\theta)) + \gamma^2}{1 + \tau_{\vartheta}^2 \bar{\varepsilon}^{-2}} \\ Q = \frac{\gamma^2 \bar{\varepsilon}\tau_{\vartheta} - \bar{\varepsilon}\gamma(\bar{\varepsilon}\tau_{\vartheta} \cos(\theta) + \sin(\theta))}{1 + \tau_{\vartheta}^2 \bar{\varepsilon}^{-2}} \\ S = \gamma \sqrt{\frac{\bar{\varepsilon}^{-2} - 2\bar{\varepsilon}\gamma \cos(\theta) + \gamma^2}{1 + \tau_{\vartheta}^2 \bar{\varepsilon}^{-2}}} \\ P_{\text{мех}} = \frac{\gamma \bar{\varepsilon} \cos(\theta) + \tau_{\vartheta} \bar{\varepsilon}^{-2} \gamma \sin(\theta) - \bar{\varepsilon}^{-2}}{1 + \tau_{\vartheta}^2 \bar{\varepsilon}^{-2}} \end{array} \right. \quad (3.76)$$

3.2.1. Определение оптимального угла коммутации определяющего максимальный электромагнитный КПД

Запишем определение электромагнитного КПД [28] согласно системе (3.76):

$$\eta_{\text{элм}}^P = \frac{P_{\text{мех}}}{P} \quad (3.77)$$

явная формула записывается:

$$\eta_{\text{элм}}^P = \frac{\bar{\varepsilon}\gamma(\bar{\varepsilon}\tau_{\vartheta} \sin(\theta) + \cos(\theta)) - \bar{\varepsilon}^{-2}}{\bar{\varepsilon}\gamma(\bar{\varepsilon}\tau_{\vartheta} \sin(\theta) - \cos(\theta)) + \gamma^2} \quad (3.78)$$

Найдем стационарные точки, по частной производной относительно θ :

$$\frac{\partial \eta_{\text{элм}}^P}{\partial \theta} = \frac{\bar{\varepsilon}^{-3} \sin(\theta) + \tau_{\vartheta} \bar{\varepsilon}^{-4} - 2\gamma\tau_{\vartheta} \bar{\varepsilon}^{-3} - \gamma^2 \bar{\varepsilon}^{-2} \sin(\theta) + \gamma^2 \tau_{\vartheta} \bar{\varepsilon}^{-2} \cos(\theta)}{\gamma^3 + \gamma\tau_{\vartheta}^2 \bar{\varepsilon}^{-4} + \gamma \bar{\varepsilon}^{-2} \cos^2(\theta) - 2\gamma^2 \bar{\varepsilon}^{-2} \cos(\theta) - \gamma \bar{\varepsilon}^{-4} \tau_{\vartheta}^2 \cos^2(\theta) + 2\gamma^2 \tau_{\vartheta} \bar{\varepsilon}^{-2} \sin(\theta) - 2\gamma\tau_{\vartheta} \bar{\varepsilon}^{-3} \sin(\theta) \cos(\theta)} \quad (3.79)$$

Приравняем уравнение (3.79) к нулю и определим корни:

$$\theta_{\text{элм}}^{PM} = 2 \operatorname{arctg} \left[\frac{\left(-1 + \sqrt{1 + \tau_{\text{э}}^2 \bar{\varepsilon}^2} \right)}{\tau_{\text{э}} \bar{\varepsilon}} \right] + \pi n; \quad n \in \mathbb{Z} \quad (3.80)$$

Для строгости локального максимума необходимо записать уравнение (3.80) совместно с признаками максимума:

$$\left\{ \begin{array}{l} \theta_{\text{элм}}^{PM} = 2 \operatorname{arctg} \left[\frac{\left(-1 + \sqrt{1 + \tau_{\text{э}}^2 \bar{\varepsilon}^2} \right)}{\tau_{\text{э}} \bar{\varepsilon}} \right] + \pi n; \quad n \in \mathbb{Z} \\ \frac{\partial \eta_{\text{элм}}^P(\theta_{\text{элм}}^{PM} - \Delta\theta)}{\partial \theta} < 0; \quad 0 < \Delta\theta \ll \left| \theta_{\text{элм}}^{PM} \right|, \quad \Delta\theta \in \mathbb{R} \\ \frac{\partial \eta_{\text{элм}}^P(\theta_{\text{элм}}^{PM} + \Delta\theta)}{\partial \theta} > 0 \end{array} \right. \quad (3.81)$$

Формула (3.81) определяет максимальный электромагнитный КПД вентильного двигателя относительно угла θ , то есть минимум электрических потерь в активной части двигателя.

3.2.2 Определение оптимального угла коммутации определяющего минимум реактивных потерь

Запишем определение КПД реактивных потерь [29] согласно системе (3.76):

$$\eta_{\text{элм}}^Q = \frac{P_{\text{мех}}}{Q} \quad (3.82)$$

явная формула записывается:

$$\eta_{\text{элм}}^Q = \frac{\gamma \cos(\theta) + \tau_{\text{э}} \bar{\varepsilon} \gamma \sin(\theta) - \bar{\varepsilon}}{\gamma^2 \tau_{\text{э}} - \gamma (\bar{\varepsilon} \tau_{\text{э}} \cos(\theta) + \sin(\theta))} \quad (3.83)$$

Найдем стационарные точки, по частной производной относительно θ :

$$\frac{\partial \eta_{\text{элм}}^{\circ}}{\partial \theta} = \frac{2\gamma - 2\bar{\varepsilon} \cos(\theta) + 2\tau_{\text{э}} \bar{\varepsilon}^{-2} \sin(\theta) - 2\gamma \tau_{\text{э}}^2 \bar{\varepsilon}^{-2} - 2\gamma^2 \tau_{\text{э}} \sin(\theta) + 2\gamma^2 \tau_{\text{э}}^2 \bar{\varepsilon} \cos(\theta)}{\gamma - \gamma \cos(2\theta) + 2\gamma^3 \tau_{\text{э}}^2 + \gamma \tau_{\text{э}}^2 \bar{\varepsilon}^{-2} - 4\gamma^2 \tau_{\text{э}} \sin(\theta) + \gamma \tau_{\text{э}}^2 \bar{\varepsilon} \cos(2\theta) + 2\gamma \tau_{\text{э}} \bar{\varepsilon} \sin(2\theta) - 4\gamma^2 \tau_{\text{э}}^2 \bar{\varepsilon} \cos(\theta)} \quad (3.84)$$

Приравняем уравнение (3.84) к нулю и определим корни:

$$\theta_{\text{элм}}^{\text{QM}} = \pm 2 \arctg \left[\frac{\tau_{\text{э}} \bar{\varepsilon}^{-2} - \gamma^2 \tau_{\text{э}} + \sqrt{-\langle (\gamma \tau_{\text{э}} - 1)(\gamma \tau_{\text{э}} + 1)(\bar{\varepsilon} - \gamma)(1 + \tau_{\text{э}}^2 \bar{\varepsilon}^{-2})(\bar{\varepsilon} + \gamma) \rangle}}{(\bar{\varepsilon} + \gamma)(\gamma \tau_{\text{э}}^2 \bar{\varepsilon} - 1)} \right] + \pi n; \quad n \in \mathbb{Z} \quad (3.85)$$

Для строгости локального максимума необходимо записать уравнение (3.85) совместно с признаками максимума:

$$\left\{ \begin{array}{l} \theta_{\text{элм}}^{\text{QM}} = \pm 2 \arctg \left[\frac{\tau_{\text{э}} \bar{\varepsilon}^{-2} - \gamma^2 \tau_{\text{э}} + \sqrt{-\langle (\gamma \tau_{\text{э}} - 1)(\gamma \tau_{\text{э}} + 1)(\bar{\varepsilon} - \gamma)(1 + \tau_{\text{э}}^2 \bar{\varepsilon}^{-2})(\bar{\varepsilon} + \gamma) \rangle}}{(\bar{\varepsilon} + \gamma)(\gamma \tau_{\text{э}}^2 \bar{\varepsilon} - 1)} \right] + \pi n; \quad n \in \mathbb{Z} \\ \frac{\partial \eta_{\text{элм}}^{\circ}(\theta_{\text{элм}}^{\text{QM}} - \Delta\theta)}{\partial \theta} < 0; \quad 0 < \Delta\theta \ll |\theta_{\text{элм}}^{\text{PM}}|, \quad \Delta\theta \in \mathbb{R} \\ \frac{\partial \eta_{\text{элм}}^{\circ}(\theta_{\text{элм}}^{\text{QM}} + \Delta\theta)}{\partial \theta} > 0 \end{array} \right. \quad (3.86)$$

Формула (3.86) определяет максимальный КПД по минимуму реактивных электрических потерь в двигателе, относительно угла θ .

3.2.3 Определение оптимального угла коммутации определяющего минимум полной потребляемой мощности из сети

Запишем определение КПД полных потерь согласно системе (3.76):

$$\eta_{\text{элм}}^S = \frac{P_{\text{max}}}{S} \quad (3.87)$$

явная формула записывается:

$$\eta_{\text{элм}}^S = \frac{\bar{\varepsilon}\gamma(\bar{\varepsilon}\tau_{\text{э}}\sin(\theta) + \cos(\theta)) - \bar{\varepsilon}^2}{\gamma\sqrt{(1 + \tau_{\text{э}}^2\bar{\varepsilon}^2)(\bar{\varepsilon}^2 - 2\bar{\varepsilon}\gamma\cos(\theta) + \gamma^2)}} \quad (3.88)$$

Найдем стационарные точки, по частной производной относительно θ :

$$\frac{\partial \eta_{\text{элм}}^S}{\partial \theta} = \frac{\bar{\varepsilon}(1 + \tau_{\text{э}}^2\bar{\varepsilon}^2)(\bar{\varepsilon}^2 - \gamma\bar{\varepsilon}(\cos(\theta) + \tau_{\text{э}}\bar{\varepsilon}\sin(\theta)))\sin(\theta)}{\left[(1 + \tau_{\text{э}}^2\bar{\varepsilon}^2)(\gamma^2 + \bar{\varepsilon}^2 - 2\gamma\bar{\varepsilon}\cos(\theta))\right]^{\frac{3}{2}}} - \frac{\bar{\varepsilon}\sin(\theta) - \tau_{\text{э}}\bar{\varepsilon}^2\cos(\theta)}{\sqrt{(1 + \tau_{\text{э}}^2\bar{\varepsilon}^2)(\gamma^2 + \bar{\varepsilon}^2 - 2\gamma\bar{\varepsilon}\cos(\theta))}} \quad (3.89)$$

Приравняем уравнение (3.89) к нулю и определим корни:

$$\theta_{\text{элм}}^{SM} = \begin{cases} \pm 2\text{arctg} \left(\frac{\sqrt{(\bar{\varepsilon} - \gamma)(\bar{\varepsilon} + \gamma)}}{\bar{\varepsilon} + \gamma} \right) + \pi n, & n \in \mathbb{Z} \\ \pm 2\text{arctg} \left(\frac{\sqrt{\gamma^2 - \tau_{\text{э}}^2\bar{\varepsilon}^4 + \gamma^2\tau_{\text{э}}^2\bar{\varepsilon}^2 \mp \gamma}}{\tau_{\text{э}}\bar{\varepsilon}(\bar{\varepsilon} + \gamma)} \right) + \pi k, & k \in \mathbb{Z} \end{cases} \quad (3.100)$$

Для строгости локального максимума необходимо записать уравнение (3.100) совместно с признаками максимума:

$$\theta_{\text{эЛМ}}^{SM} = \begin{cases} \pm 2 \operatorname{arctg} \left(\frac{\sqrt{(\bar{\varepsilon} - \gamma)(\bar{\varepsilon} + \gamma)}}{\bar{\varepsilon} + \gamma} \right) + \pi n; & n \in \mathbb{Z} \\ \pm 2 \operatorname{arctg} \left(\frac{\sqrt{\gamma^2 - \tau_{\text{э}}^2 \bar{\varepsilon}^{-4} + \gamma^2 \tau_{\text{э}}^2 \bar{\varepsilon}^{-2} \mp \gamma}}{\tau_{\text{э}} \bar{\varepsilon} (\bar{\varepsilon} + \gamma)} \right) + \pi k; & k \in \mathbb{Z} \end{cases} \quad (3.101)$$

$$\begin{cases} \frac{\partial \eta_{\text{эЛМ}}^S(\theta_{\text{эЛМ}}^{SM} - \Delta\theta)}{\partial \theta} < 0; & 0 < \Delta\theta \ll |\theta_{\text{эЛМ}}^{PM}|, \Delta\theta \in \mathbb{R} \\ \frac{\partial \eta_{\text{эЛМ}}^S(\theta_{\text{эЛМ}}^{SM} + \Delta\theta)}{\partial \theta} > 0 \end{cases}$$

Следует отметить, что в частном случае [155], для двигательного режима, угол $\theta_{\text{эЛМ}}^{SM}$, выводится исходя из равенства нулю тока \bar{i}_d^s :

$$\bar{i}_d^s = 0 = \tau_{\text{э}} \bar{\varepsilon} \gamma \cos(\theta) - \gamma \sin(\theta) - \tau_{\text{э}} \bar{\varepsilon}^{-2} \quad (3.102)$$

Определим частный случай угла $\theta_{\text{эЛМ}}^{SM}$ как $\theta_{SM}^{\bar{=}}$ и решение уравнения (3.102)

$$\theta_{SM}^{\bar{=}} = \arcsin \left(\frac{\tau_{\text{э}} \bar{\varepsilon}^{-2}}{\gamma \sqrt{1 + \tau_{\text{э}}^2 \bar{\varepsilon}^{-2}}} \right) + \operatorname{arctg}(\tau_{\text{э}} \bar{\varepsilon}) + 2\pi\zeta + \pi\xi, \quad \zeta, \xi \in \mathbb{Z} \quad (3.103)$$

Формула (3.101), а также (3.103) определяют максимальный КПД по минимуму полных электрических потерь в двигателе, относительно угла θ , в общем и частном случае.

3.2.4 Определение оптимального угла коммутации определяющего максимальный электромагнитный момент

Запишем выражение (3.75) с учетом (3.76) в несколько иной форме:

$$\mu_{эм} = \frac{\gamma \cos(\theta) + \tau_3 \bar{\varepsilon} \gamma \sin(\theta) - \bar{\varepsilon}}{1 + \tau_3^2 \bar{\varepsilon}^2} \quad (3.104)$$

Найдем стационарные точки, по частной производной относительно θ :

$$\frac{\partial \mu_{эм}}{\partial \theta} = - \frac{\gamma (\sin(\theta) - \tau_3 \bar{\varepsilon} \cos(\theta))}{1 + \tau_3^2 \bar{\varepsilon}^2} \quad (3.105)$$

Приравняем уравнение (3.105) к нулю и определим корни:

$$\theta_M^\mu = \arctg(\bar{\varepsilon} \tau_3) + \pi n; \quad n \in \mathbb{Z} \quad (3.106)$$

Для строгости локального максимума необходимо записать уравнение (3.106) совместно с признаками максимума:

$$\begin{cases} \theta_M^\mu = \arctg(\bar{\varepsilon} \tau_3) + \pi n; \quad n \in \mathbb{Z} \\ \frac{\partial \mu_{эм}(\theta_M^\mu - \Delta\theta)}{\partial \theta} < 0; \quad 0 < \Delta\theta \ll |\theta_{эм}^{PM}|, \quad \Delta\theta \in \mathbb{R} \\ \frac{\partial \mu_{эм}(\theta_M^\mu + \Delta\theta)}{\partial \theta} > 0 \end{cases} \quad (3.107)$$

Формула (3.107) определяет угол коммутации, при котором вентильный двигатель при заданных параметрах, развивает максимальный электромагнитный момент.

3.2.5 Определение оптимального угла коммутации, определяющего максимальную скорость вращения вала ротора вентильного двигателя

Воспользовавшись выражением (213), выразим $\bar{\varepsilon}$ и получим:

$$\bar{\varepsilon} = \frac{(\tau_{\vartheta}\gamma \sin(\theta) - 1) \pm \sqrt{(\tau_{\vartheta}\gamma \sin(\theta) - 1)^2 - 4\mu_c \tau_{\vartheta}^2 (\mu_c - \gamma \cos(\theta))}}{2\mu_c \tau_{\vartheta}^2} \quad (3.108)$$

Найдем стационарные точки, по частной производной относительно θ :

$$\frac{\partial \bar{\varepsilon}}{\partial \theta} = 0 = \tau_{\vartheta}\gamma \cos(\theta) \pm \frac{2\tau_{\vartheta}\gamma \cos(\theta)(\tau_{\vartheta}\gamma \sin(\theta) - 1) - 4\mu_c \tau_{\vartheta}^2 \gamma \sin(\theta)}{2\sqrt{(\tau_{\vartheta}\gamma \sin(\theta) - 1)^2 - 4\mu_c \tau_{\vartheta}^2 (\mu_c - \gamma \cos(\theta))}} \quad (3.109)$$

Раскроем и упростим выражение (3.109) и получим (3.110):

$$\sin(\theta) + \frac{\mu_c \tau_{\vartheta}}{\cos(\theta)} = \tau_{\vartheta}\gamma \quad (3.110)$$

Решим это уравнение следующей подстановкой:

$$\lambda = \cos(\theta) \quad (3.111)$$

Уравнение (3.112) приводится к виду:

$$(\mu_c \tau_{\vartheta}^2) - (2\mu_c \gamma \tau_{\vartheta}^2) \lambda + (\tau_{\vartheta}^2 \gamma^2 - 1) \lambda^2 + \lambda^4 = 0 \quad (3.113)$$

Данное уравнение (3.113) решается методом Феррари–Кардано [4], в целях экономии места, мы запишем сразу решение уравнения (3.113), для этого введем необходимые сокращения:

$$\begin{cases}
A' = \tau_3^2 \gamma^2 - 1 \\
B' = A'^3/27 + 2D'\sqrt{3}/9 + 4\mu_c^2 \tau_3^2 A/3 + 2\mu_c^2 \tau_3^4 \gamma \\
C' = \sqrt{9B'^{2/3} - 6A'B'^{1/3} + 12\mu_c^2 \tau_3^2 + A'^2} \\
D' = \sqrt{27\mu_c^4 \tau_3^8 \gamma^4 - 16\mu_c^6 \tau_3^6 - \mu_c^2 \tau_3^2 A'^4 + 8\mu_c^4 \tau_3^4 A'^2 - 36\mu_c^4 \tau_3^6 \gamma^2 A' + \mu_c^2 \tau_3^4 \gamma^2 A'^3} \\
E' = \sqrt{A'^3 + 6\sqrt{3}D' - 36\mu_c^2 \tau_3^2 A' + 54\mu_c^2 \tau_3^4 \gamma^2} \\
F' = -A'^2 C' - 9C'B'^{2/3} - 12A'C'B'^{1/3} - 12\mu_c^2 \tau_3^2 C' \\
f = -\sin(\pi\nu/2 - \pi/4) \\
g = \cos(\pi\nu)
\end{cases} \quad (3.114)$$

Получим решение уравнения (3.114) в виде (3.115):

$$\theta_M^\varepsilon = \arccos \left[\frac{\text{sign}(f)C}{6B'^{1/6}} + \frac{\sqrt{F + \text{sign}(f)6\sqrt{12}\mu_c \tau_3^2 \gamma E}}{\text{sign}(g)6\sqrt{C}B'^{1/6}} \right] + 2\pi\zeta, \quad \zeta \in Z \quad (3.115)$$

Исследуем выражение (3.110) на запрещенные углы коммутации. При нулевом знаменателе, выражение (3.109) теряет смысл, поэтому запишем множество запрещенных углов:

$$\theta_\emptyset = \frac{\pi}{2} + \pi\zeta, \quad \zeta \in Z \quad (3.116)$$

Для строгости локального максимума необходимо записать уравнение (3.115) совместно с признаками максимума и запрещенными условиями:

$$\left\{ \begin{array}{l} \theta_M^\varepsilon = \arccos \left[\frac{\text{sign}(f)C}{6B^{1/6}} + \frac{\sqrt{F + \text{sign}(f)6\sqrt{12}\mu_c\tau_\varepsilon^2\gamma E}}{\text{sign}(g)6\sqrt{CB}^{1/6}} \right] + \pi\zeta, \quad \zeta \in \mathbb{Z} \\ \sin(\theta_M^\varepsilon - \Delta\theta) + \frac{\mu_c\tau_\varepsilon}{\cos(\theta_M^\varepsilon - \Delta\theta)} - \tau_\varepsilon\gamma < 0, \quad 0 < \Delta\theta \ll |\theta_{\max}|, \Delta\theta \in \mathbb{R} \\ \sin(\theta_M^\varepsilon + \Delta\theta) + \frac{\mu_c\tau_\varepsilon}{\cos(\theta_M^\varepsilon + \Delta\theta)} - \tau_\varepsilon\gamma > 0 \\ \theta_M^\varepsilon \neq \theta_\emptyset = \frac{\pi}{2} + \pi\zeta, \quad \zeta \in \mathbb{Z} \end{array} \right. \quad (3.117)$$

Формула (3.116) определяет угол коммутации, при котором вентильный двигатель при заданных параметрах, развивает максимальную скорость вращения вала двигателя.

Проведем моделирование и получим модифицированную механическую характеристику, для условий: $\gamma = 1$; $\tau_\varepsilon = 0.2$; также для оптимального углов и без регулирования по углу $\theta = 0$:

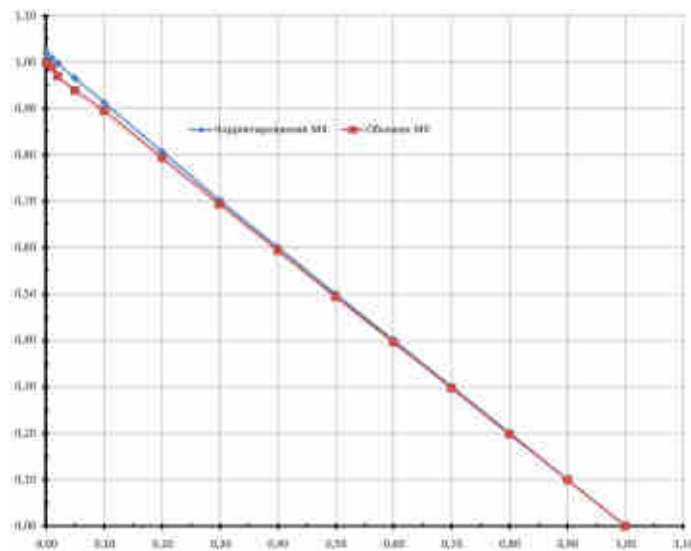


Рисунок 3.17 – Механические характеристики вентильного двигателя с коррекцией и без, по оптимальному углу коммутации, для режима максимальной скорости под нагрузкой. Красная линия – это не скорректированная механическая характеристика, синяя – скорректированная.

Как видно из рисунка (3.17), скорректированная механическая характеристика не имеет момента короткого замыкания, в этом случае, происходит срыв работы привода. Но за счет коррекции, значительно расширяется рабочий диапазон скоростей привода.

Необходимо заметить, что в частном случае [28], для скорости холостого хода, уравнение (3.110) решается очень просто:

$$\theta_M^{exx} = \text{arctg}(\gamma\tau_\ominus) + \pi n; \quad n \in \mathbb{Z} \quad (3.118)$$

Данная формула согласуется с выражением (3.118) как частный случай, и рассчитывает скорректированную скорость холостого хода при выполненных условиях максимума.

3.2.6 Вопросы практического применения оптимальных углов коммутации

В силу сложности выражений (3.81), (3.86), (3.101), (3.103), (3.107), (3.117), (3.118) и с учетом закона Мура, при нынешнем развитии науки и техники, предлагается два варианта применения оптимального угла θ в практике.

Введем тензор типа:

$$\Theta = \theta_{\mu_c, \tau_\ominus, \gamma, \bar{\varepsilon}}(\mu_c, \tau_\ominus, \gamma, \bar{\varepsilon}) \quad (3.119)$$

В случае малой вычислительной мощности[93] контроллера электропривода[23]: строится трех или четырехмерный тензор–массив[1,78] в зависимости от поставленной задачи (3.119), в долгосрочной энергонезависимой памяти[] микроконтроллера, содержащий дискретные значения оптимального угла θ с шагом дискретизации m , для широкого ряда параметров $\mu_c, \tau_\ominus, \gamma$,

предварительно рассчитанных по выражениям (3.81), (3.86), (3.101), (3.103), (3.107), (3.117), (3.118) и упорядоченных согласно возрастанию по индексам $\mu, \tau, \gamma, \varepsilon$, также можно в случае бездатчикового привода и в классическом случае.

В случае удовлетворительной вычислительной мощности микроконтроллера [23], при псевдостатических режимах электропривода, необходимо вести расчет согласно алгоритму по выражениям (3.81), (3.86), (3.101), (3.103), (3.107), (3.117), (3.118).

3.3 Выводы по главе № 3

1. Исследован спектр оценивающих устройств в теории наблюдателей. Выявлено: общая структура построения оценивающих устройств – эта структура основывается на уравнении Фокера–Планка–Колмогорова [64]. Далее уравнение приводится к виду уравнения Стратоновича [113]. Затем уравнение Стратоновича умножают на x_i и интегрируют по всему пространству состояний. И уже из получившегося выражения (1.6) выводят субоптимальные алгоритмы.

2. По алгоритму построения оценивающих устройств был выбран оптимальный фильтр, для восстановления ненаблюдаемых координат и параметров, с помощью которых и решается задача бездатчикового управления вентильным двигателем. Выявлено: наиболее оптимальным для нелинейных стохастических непрерывных сосредоточенных дифференциальных уравнений синхронного двигателя является – фильтр инвариантного погружения.

3. Выбранный фильтр инвариантного погружения оказался 20 порядка, поэтому была произведена попытка редуцирования, которая в итоге привела к созданию фильтра 11 порядка. Также была попытка сокращения порядка фильтра инвариантного погружения, но уже со стороны системы уравнений вентильного двигателя, был получен фильтр 9 порядка.

4. Проведено математическое моделирование работ полученных фильтров, произведено их сравнение. Выявлено: полный фильтр инвариантного погружения, полностью справляется с поставленными задачами, как в динамике, так и в статике; редуцированный фильтр инвариантного погружения, удовлетворительно

справляется с задачами в динамике и отлично справляется в статике. Сделана рекомендация о применении полного фильтра инвариантного погружения на практике.

5. Произведен аналитический вывод выражений оптимальных углов нагрузки для следующих режимов: минимальные активные потери; минимальные реактивные потери; минимальные полные электрические потери; максимальный электромагнитный момент; максимальная скорость вращения вала двигателя. Даны рекомендации по применению следующих выражений: на микроконтроллерах с малой вычислительной мощностью, необходимо создавать в ОЗУ 4–мерный массив с входными данными и предварительно рассчитанным значением; на микроконтроллерах с высокой вычислительной мощностью необходимо вести расчет в настоящем времени по выражениям (3.81), (3.86), (3.101), (3.103), (3.107), (3.117), (3.118).

4. Надежность вентильного электропривода с векторным управлением

Вентильный электропривод является сложной технической системой, которую можно рассматривать как физическую поэлементную систему, либо как систему связанных функциональных блоков[145,11,69]. Каждый элемент физической системы, участвует в динамических взаимодействиях, также каждый элемент сам по себе представляет сложную атомную структуру, которая имеет квантово–дискретную природу[71]. Исходя из этого, при динамических процессах каждый элемент, переходит из одного псевдостационарного состояния в следующее. По ходу изменений состояний, элемент теряет потенциальную энергию, которая расходуется на взаимодействия как с другими элементами системы, так и с окружающей средой. За счет этой потери энергии, элемент переходит из функционирующего состояния в неисправное, что в свою очередь приводит к снижению надежности всей системы, и переход системы в неисправное состояние[74,39].

Современный вентильный электропривод как система, имеет огромное количество составных элементов и один из них микроконтроллер. Как составной элемент, современный микроконтроллер[23], имеет на "борту" более миллиарда транзисторов. При рассмотрении системы с двадцатью простейшими элементами, необходимо анализировать около миллиона состояний. А при анализе вентильного электропривода, где количество простейших элементов выходит за миллиарды, рассмотрение всех состояний становится проблематично, поэтому возможный путь решения этой задачи агрегирование элементов [69].

В процессе функционирования вентильного электропривода с векторным управлением, каждый элемент привода находится в постоянном взаимодействии. Поэтому внешние воздействия, повреждая один элемент, окажут влияние на показатели надежности всех элементов привода, нормативные воздействия не должны вызывать снижение надежности элементов, только кратковременные и мощные воздействия приведут к резкому снижению надежности. Воздействия

могут быть разной природы, такие как механические, гидродинамические, электродинамические, химические и прочие.

Новейшие инженерные методы [69,61,62] анализа и моделирования надежности подразумевают, использование аппарата дискретно–операторной математики, теории графов в рамках псевдостатических моделей надежности[74]. Такие методы рассматривают единый орграф[164], для всех типов воздействий, и на одну вершину приходит только одно воздействие. Воздействия не разделяются на классы, и системы, они не коррелируют между собой, хотя физическую систему можно описывать с различных сторон, как электродинамическую модель, механическую, гидродинамическую, химодинамическую, итд. И в каждой модели импульсные воздействия той же природы, распространяются по разному.

Однако, на практике, возникают ситуации с несколькими одновременными внешними воздействиями разной природы на один элемент системы. Исходя из этого ставится задача: "модифицировать методику моделирования надежности в условиях одновременных импульсных воздействий разной природы на одинаковые вершины орграфа, с целью расширения возможностей моделирования аварийных ситуаций и природы исследуемого объекта".

Для решения такой задачи предлагается использовать дискретно–тензорный математический аппарат[1,78] и теорию графов[164]. Предлагается разделить все импульсные воздействия по природе, и синтезировать орграфы из одинакового количества элементов, относительно природы каждого импульсного воздействия.

Введение тензорного аппарата, позволит не только структурировать импульсные воздействия и рассматривать распространение воздействия в своей природе, но и устанавливать корреляционные связи между орграфами одной системы но разной природы. Такие корреляции выражают взаимодействия и смешивание воздействий разной природы, таких как электромагнитных и тепловых итд.

Структурирование природы импульсных воздействий в инженерном моделировании надежности систем и введение междоменных[8,61,62]

корреляционных связей, является научным достижением, практическим же является простота реализации расчетов, обычные методики подразумевают численный расчет дифференциальных уравнений в частных производных, предложенный алгоритм ограничивается линейной алгеброй и реализация не представляет труда, как на любом языке программирования, так и в программных пакетах использующих тензорный математический аппарат.

4.1 Модель распространения по системе однопольных импульсных воздействий

Данная методика позволяет в рамках статической модели надежности выявить ряд слабых с точки зрения надежности элементов системы и сосредоточить усилия на повышения надежности системы. Также она опирается на текст статей [69,61,62], но она не структурирует природу воздействий, и функционирует исходя из принципа "один импульс на одну вершину". Опишем кратко её суть:

За показатель надежности берется вероятность безотказной работы. На основании предположения что импульсное воздействие при прохождении от одного элемента к другому затухает, можно записать основываясь [69] на орграфе $G = (V, E)$, для системы вершин $V = \{v_i\}$, $i \in [1, n] \in \mathbb{N}$, где "n" – количество вершин, а $E = \{e_{ij}\}$ – множество ребер графа, весами вершин являются $w_i(t) = P_{v_i}(t)$, где $P_{v_i}(t)$ – вероятность безотказной работы вершины или элемента системы. Вес дуг $w(v_i, v_j) = \varepsilon_{ij}$, $i \in [1, n] \in \mathbb{N}$, $j \in [1, n] \in \mathbb{N}$, $i \neq j$, где число $0 < \varepsilon_{ij} \leq 1$ равно доле передаваемого воздействия от вершины v_i к v_j .

Сама методика представляет последовательность [69]:

1) Задается блочная структура системы с n элементами и по ней строится орграф $G = (V, E)$ с "n" вершинами $V = \{v_i\}$

2) Задается матрица смежности $A = (a_{ij}), i \in [1, n] \in \mathbb{N}, j \in [1, n] \in \mathbb{N}$, по правилу: если в орграфе $G = (V, E)$ есть дуга (v_i, v_j) то $a_{ij} = 1$, если дуга (v_k, v_m) отсутствует то $a_{km} = 0$

3) Задается массив весов дуг ε_{ij} орграфа $G = (V, E)$, согласно условию $0 < \varepsilon_{ij} \leq 1$ и определяемые по экспертному анализу.

4) Рассчитывается взвешенная матрица смежности $A_\varepsilon = (a_{ij} \cdot \varepsilon_{ij})$, где произведение $a_{ij} \cdot \varepsilon_{ij}$ поэлементное. Причем матрица смежности A_ε определена в дискретном времени, и определяется выражением: $A_\varepsilon = (a_{ij} \cdot \varepsilon_{ij})$, и где a_{ij} – элементы взвешенной матрицы смежности. Начальные значения взвешенной матрицы смежности определяются матрицей смежностей определенной в пункте 2.

5) Задается вектор импульсного воздействия $\bar{\Theta}(t) = \theta^i(t) \bar{k}_i$, где "n" – число вершин, "i" – номер вершины. Приращение вектора импульсного воздействия в дискретном времени задается по правилу $\bar{\Theta}(t+1) = \bar{\Theta}(t) A_\varepsilon$, причем в начальный момент времени координаты вектора $\bar{\Theta}(0)$ задаются по правилу: $0 < \theta^i(0) \leq 1$ если есть импульсное воздействие на вершину v_i графа $G = (V, E)$ и $\theta^k(0) = 0$ если нет импульсного воздействия на вершину v_k графа $G = (V, E)$.

6) Задается диагональная матрица $\Delta = \text{diag} \left[\left[\bar{\Theta}(t) + 1 \right]^T \right]$ размерности $n \times n$

7) Производится расчет приращения весов вершин орграфа $w_i(t)$ $G = (V, E)$ в дискретном времени производится по выражению $w_i(t+1) = w_i(t) \Delta$, причем начальные показатели надежности системы берутся $0 < w_i(0) \leq 1$, или более специфичные, если рассматривается эволюция системы с некоторого момента времени.

8) Производится расчет эволюции надежности системы в дискретном времени.

Отрицательными сторонами данной методики является то, что не удается учитывать разные типы импульсных воздействий на систему. Поэтому есть

необходимость в синтезе модифицированной процедуры распространения разнотипных импульсных воздействий. Также недостатком векторно–матричного аппарата является невозможность охватить синергетическую сущность объекта.

Как будет показано далее, тензорно–дискретный математический аппарат позволяет учесть разнотипные воздействия в одной системе, но система будет рассмотрена с позиций разных энергетических доменов и корреляций между ними.

4.2 Модель распространения по системе разнотипных импульсных воздействий

На основании недостатков модели распространения по системе однотипных импульсных воздействий, была разработана уникальная, более универсальная модель, с широким набором функционала, позволяющая вести расчет в условиях разнотипных коррелирующих импульсных воздействий, что не позволял предыдущая.

4.2.1 Необходимые определения линейной алгебры

Определение (1): Пусть E – линейное евклидово фазовое пространство векторов, каждый элемент которого будет иметь обозначение

$$\bar{\mathbf{a}} = \sum_{i=1}^n a^i \bar{\mathbf{k}}_i \quad (4.1)$$

где a^i – координата вектора на векторном базисе $\{\bar{\mathbf{k}}_i\}$, n – размерность пространства [164].

Тогда пусть $*E$ – сопряженное евклидово линейное фазовое пространство ковекторов [21], каждый элемент которого будет иметь обозначение

$$\underline{\mathbf{a}} = \sum_{j=1}^n a_j \underline{\mathbf{k}}^j \quad (4.2)$$

где a_i – координата ковектора на ковекторном базисе $\{\underline{k}^i\}$.

Определение (2): Пусть существует p линейных фазовых пространств векторов E_n , где n – номер пространства, также пусть существует q линейных фазовых пространств ковекторов $*E_m$, где m – номер пространства. Определим декартово произведение p линейных фазовых пространств векторов и q линейных фазовых пространств ковекторов: $E_1 \otimes E_2 \otimes E_3 \otimes \dots \otimes E_p \otimes *E_1 \otimes *E_2 \otimes *E_3 \dots \otimes *E_q = \Omega_q^p$, произведение образует собственное линейное евклидовое фазовое пространство, которое будем называть пространство полилинейных форм и обозначать Ω_q^p [21]. Элемент пространства полилинейных форм имеет вид (4.3) и название полиформа валентности (p,q) .

$$W = \sum_{i_1=1}^n \sum_{i_2=1}^n \sum_{i_3=1}^n \dots \sum_{i_p=1}^n \sum_{j_1=1}^n \sum_{j_2=1}^n \sum_{j_3=1}^n \dots \sum_{j_q=1}^n \left[\left(W_{j_1 j_2 j_3 \dots j_q}^{i_1 i_2 i_3 \dots i_p} \right) \overline{k}_{i_1} \otimes \overline{k}_{i_2} \otimes \overline{k}_{i_3} \otimes \dots \otimes \overline{k}_{i_p} \otimes \underline{k}^{j_1} \otimes \underline{k}^{j_2} \otimes \underline{k}^{j_3} \otimes \dots \otimes \underline{k}^{j_q} \right] \quad (4.3)$$

где набор n^{p+q} скаляров $W_{j_1 j_2 j_3 \dots j_q}^{i_1 i_2 i_3 \dots i_p}$ – будем называть координатами полилинейной формы или тензором, а набор $\{\overline{k}_{i_1} \otimes \overline{k}_{i_2} \otimes \overline{k}_{i_3} \otimes \dots \otimes \overline{k}_{i_p} \otimes \underline{k}^{j_1} \otimes \underline{k}^{j_2} \otimes \underline{k}^{j_3} \otimes \dots \otimes \underline{k}^{j_q}\}$ – будем называть базисом полилинейной формы W (1).

При использовании соглашения Эйнштейна[1], выражение (4.3) можно записать как $\left(W_{j_1 j_2 j_3 \dots j_q}^{i_1 i_2 i_3 \dots i_p} \right) \overline{k}_{i_1} \otimes \overline{k}_{i_2} \otimes \overline{k}_{i_3} \otimes \dots \otimes \overline{k}_{i_p} \otimes \underline{k}^{j_1} \otimes \underline{k}^{j_2} \otimes \underline{k}^{j_3} \otimes \dots \otimes \underline{k}^{j_q}$, в будущих выкладках будем пользоваться этим правилом.

Будем называть верхние индексы тензора $W_{j_1 j_2 j_3 \dots j_q}^{i_1 i_2 i_3 \dots i_p}$ контвариантными, а нижние ковариантными, тогда в соответствии с определением (2), выражения (4.1) и (2) являются частными случаями полилинейных форм.

Будем считать, что весь последующий материал и все полилинейные формы являются элементами фундаментального пространства Ω_q^p или его субпространств. Также будем считать, что при выполнении тензорных операции, таких как сложение, вычитание – складываются или вычитаются соответствующие полиформы в одном общем базисе, а базисы опускаются, при произведении – базисы перемножаются декартово и возникает новый базис для получившегося тензора и также опускаются базисы, также для поэлементного

умножения тензоров будем использовать знак " \cdot ", а для тензорного умножения " \otimes "

4.2.2 Алгоритм моделирования распространения по системе разнотипных импульсных воздействий

Стандартная методика моделирования надежности системы в рамках модели распространения по системе однотипных импульсных воздействий, обладает значительным недостатком, импульсное воздействие на систему производится одно, причем подразумевается что это воздействие одной природы или из одного энергетического домена. Эта проблема решается введением тензорного математического аппарата, кроме этого тензорный аппарат вводит корреляционные члены.

За показатель надежности берется вероятность безотказной работы. На основании предположения, что импульсное воздействие при прохождении от одного элемента к другому затухает.

Модифицированная методика представляет последовательность:

1) Задаются m блочных структур–систем с " n " элементами в каждой и по ним строятся " p " орграфов $G_j = (V, E)$, $j \in [1, p] \in \mathbb{N}$ с n вершинами $V = \{v_c^j\}$, $c \in [1, n] \in \mathbb{N}$, причем эти структуры могут быть связаны между собой и быть большой полиструктурой.

2) Задается полилинейная форма A с тензором смежности A_{im}^{jk} :

$$A = A_{im}^{jk} \underline{k}^i \otimes \underline{k}^m \otimes \overline{k}_j \otimes \overline{k}_k \quad (4.4)$$

где $i \in [1, p]$, $j \in [1, p]$, $k \in [1, n]$, $m \in [1, n]$, $m, k, i, j \in \mathbb{N}$.

Элементы тензора A_{im}^{jk} задаются по правилу №1:

Правило №1: если на орграфе $G_j = (V, E)$ в полиструктуре есть дуга (v_f^j, v_g^j) то $a_{jf}^{jg} = 1$ или есть дуга (v_g^j, v_f^j) то $a_{jg}^{jf} = 1$, если дуга (v_z^j, v_x^j) отсутствует то $a_{jx}^{jz} = 0$ или если дуга (v_x^j, v_z^j) отсутствует то $a_{jz}^{jx} = 0$, причем "j" –здесь определяет номер системы. В случае учитывания междоменных взаимодействий, $a_{if}^{jg} = 1$ если дуга (v_f^j, v_g^i) полиструктуры существует (или есть корреляция) и $a_{ix}^{jz} = 0$ если дуга (v_z^j, v_x^i) отсутствует, причем для дуг обратно направленных действует тоже правило.

Если корреляционные элементы не учитываются то элементы обнуляются по следующей системе:

$$\begin{cases} a_{im}^{jk} = 0 \\ \forall i, i \neq j \\ i \in [1, p], j \in [1, p], k \in [1, n], m \in [1, n] \end{cases} \quad m, k, i, j \in \mathbb{N} \quad (4.5)$$

3) Задается полилинейная форма $\mathbf{\varepsilon}$ с тензором весов дуг $\mathbf{\varepsilon}_{im}^{jk}$:

$$\mathbf{\varepsilon} = \mathbf{\varepsilon}_{im}^{jk} \underline{k}^i \otimes \underline{k}^m \otimes \overline{k}_j \otimes \overline{k}_k \quad (4.6)$$

где $i \in [1, p], j \in [1, p], k \in [1, n], m \in [1, n], m, k, i, j \in \mathbb{N}$.

Элементы тензора $\mathbf{\varepsilon}_{im}^{jk}$ задаются по следующему правилу №2:

Правило №2: эксперт по физическим взаимосвязям выбирает долю передаваемого воздействия ε_{jf}^{jg} от вершины v_f^j к вершине v_g^j дуги (v_f^j, v_g^j) , при чем $0 < \varepsilon_{jf}^{jg} \leq 1$. В случае учитывания междоменных взаимодействий, эксперт выбирает долю передаваемого воздействия ε_{ig}^{jf} от вершины v_f^j структуры или орграфа j к вершине v_g^i орграфа i дуги (v_f^j, v_g^i) полиструктуры. Причем для обратно направленных дуг действует тоже правило.

Если корреляционные элементы не учитываются то элементы обнуляются по следующей системе:

$$\begin{cases} \mathcal{E}_{im}^{jk} = 0 \\ \forall i, i \neq j \\ i \in [1, p], j \in [1, p], k \in [1, n], m \in [1, n] \end{cases} \quad m, k, i, j \in \mathbb{N} \quad (4.7)$$

Дополним правила заполнения тензоров A_{im}^{jk} и \mathcal{E}_{im}^{jk} , методикой заполнения по "готовым" матрицам смежности и весов дуг:

Правило №3:

часть 1: Четырехмерные тензоры в условиях данной задачи заполняются относительно заданных матриц как: номер строки матрицы A или ε записывается в индекс "m" тензора A_{im}^{jk} или \mathcal{E}_{im}^{jk} , номер столбца матрицы записывается в индекс "k", номер энергетического домена записывается сразу в два индекса "j" и "i".

часть 2: Остальные элементы являются элементами корреляционных связей, и воздействие энергетического домена с номером "R" на энергетический домен с номером "L" будет выражаться в элементе с индексами принимающими значения $j=L, i=R, k=k, m=m$, причем "m" будет выражать номер вершины орграфа энергетического домена "R" на которую приходит импульс в этом домене, а "k" будет выражать номер вершины орграфа энергетического домена "L" на которую должен воздействовать импульс из "R", причем в одностороннем порядке.

4) Рассчитывается полилинейная форма A_ε с взвешенным тензором смежности ${}_\varepsilon A_{im}^{jk}$ по выражению (4.8):

$$\mathbf{A}_\varepsilon = {}_\varepsilon A_{im}^{jk} \underline{k}^i \otimes \underline{k}^m \otimes \overline{k}_j \otimes \overline{k}_k = [A_{im}^{jk} \cdot \mathcal{E}_{im}^{jk}] \underline{k}^i \otimes \underline{k}^m \otimes \overline{k}_j \otimes \overline{k}_k \quad (4.8)$$

где $i \in [1, p], j \in [1, p], k \in [1, n], m \in [1, n], m, k, i, j \in \mathbb{N}$

В тензорном виде:

$${}_{\varepsilon} A_{im}^{jk} = A_{im}^{jk} \cdot \mathcal{E}_{im}^{jk} \quad (4.9)$$

5) Задается полилинейная форма Θ с тензором импульсного воздействия Θ^{jk} :

$$\Theta = \Theta^{jk} \overline{k_j} \otimes \overline{k_k} \quad (4.10)$$

где $j \in [1, p]$, $k \in [1, n]$, $j, k \in \mathbb{N}$

Причем полилинейная форма Θ определена в дискретном времени и эволюционная зависимость определяется выражением:

$$\Theta(t+1) = (\Theta^{im}(t) \otimes {}_{\varepsilon} A_{im}^{jk}) \overline{k_i} \otimes \overline{k_m} \otimes \overline{k_j} \otimes \overline{k_k} = (\Theta^{im}(t) \otimes {}_{\varepsilon} A_{im}^{jk}) \overline{k_j} \otimes \overline{k_k} \quad (4.11)$$

Или в тензорном виде:

$$\Theta^{jk}(t+1) = \Theta^{im}(t) \otimes {}_{\varepsilon} A_{im}^{jk} \quad (4.12)$$

Процедура изменения весов вершин орграфа в дискретном времени называется "распространения импульсного воздействия".

Причем в начальный момент времени тензор Θ^{jk} полилинейной формы Θ задается по правилу №4:

Правило №4: $\theta^{fg}(0) = \theta^{fg}$, если в системе с номером "f" на вершину v_g^f орграфа $G_f = (V, E)$ приходит импульсное воздействие. И $\theta^{fg} = 0$ если в системе с номером "g" на вершину v_f^g орграфа $G_g = (V, E)$ не приходит импульсное воздействие.

б) Определяется свертка–вектор Ξ полилинейной формы Θ :

$$\Xi = \Xi^k \overline{k_k} \quad (4.13)$$

где $k \in [1, n]$ $k \in \mathbb{N}$, а координаты Ξ^k определяется как:

$$\forall j; \Xi^k = \sum_{j=1}^p \Theta^{jk} \quad (4.14)$$

где $j \in [1, p]$, $k \in [1, n]$ $j, k \in \mathbb{N}$

Выражение (4.14) обозначает: суммирование всех импульсных воздействий на каждую вершину в целом.

7) Определяется вектор \mathbf{W} весов вершин системы с координатами W^k :

$$\mathbf{W} = W^k \overline{k_k} \quad (4.15)$$

где $k \in [1, n]$ $k \in \mathbb{N}$

Причем вектор \mathbf{W} определен в дискретном времени и эволюционная зависимость определяется выражением:

$$\mathbf{W}(t+1) = W^k(t+1) \overline{k_k} = \left[\text{sat} \left(W^k(t) - W^k(t) \cdot \Xi^k(t) \right) \right] \overline{k_k} \quad (4.16)$$

Или в тензорном виде:

$$W^k(t+1) = \text{sat} \left(W^k(t) - W^k(t) \cdot \Xi^k(t) \right) \quad (4.17)$$

8) Производится расчет эволюции надежности системы в дискретном времени, согласно полученным зависимостям.

4.3 Моделирование надежности алгоритмом распространения по системе разнотипных импульсных воздействий

4.3.1 Теоретический пример для $p=2$ и $n=3$

Проведем моделирование алгоритма расчета эволюции надежности. Для этого сначала поясним принципы расчета на простом примере, для двух энергетических доменов, и пусть система состоит из трех элементов, значит у нас будет два орграфа для энергетических доменов и пусть отсутствуют корреляционные связи.

Сначала рассмотрим более общий случай с учетом корреляционных связей.

Орграф для системы с тремя элементами и двумя энергетическими доменами и корреляционными связями представлен на рисунке (4.1):

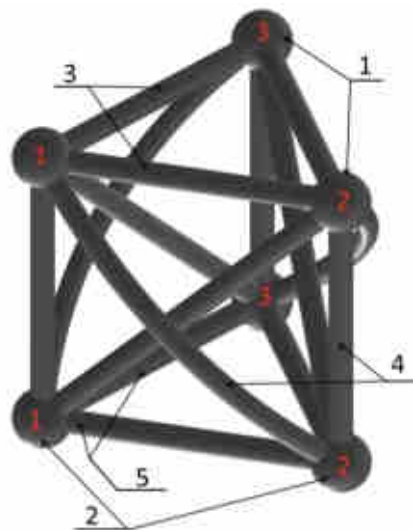


Рисунок 4.1 – Орграф для системы с тремя элементами, двумя энергетическими доменами и корреляционными связями.

На рисунке две нумерации: нумерация элементов системы в каждом энергетическом слое (шаров) и нумерация позиций с вынесенными стрелками. Как видно из рисунка, орграф объемный. Как видно из нумерации элементов (шаров), элементы расположены в двух "слоях" верхнем и нижнем. На нумерации позиций: 1 – элементы "1", "2", "3" верхнего слоя – элементы в первом

энергетическом домене; 2 – элементы "1", "2", "3" нижнего слоя – элементы в втором энергетическом домене; 3 – дуги, ориентированные ребра первого энергетического домена, надо заметить они лежат в плоскости элементов первого энергетического домена. Также необходимо заметить, что ориентация не показана, так как она может быть в обе стороны одновременно; 4 – корреляционные дуги, отвечающие за взаимосвязь энергетических доменов между собой; 5 – дуги, ориентированные ребра второго энергетического домена. Также необходимо заметить, что общее количество дуг определяет количество заполненных элементов в тензоре смежности и тензоре весов дуг, на рисунке представлено 30 дуг – для случая если каждая ориентирована в обе стороны. Для получения общего количества элементов в тензорах, необходимо добавить еще 6 дуг, которые начинаются и заканчиваются на каждом элементе (шаре), на рисунке они не представлены.

И так, так как два энергетических домена значит $p=2$, а количество элементов в каждом орграфе три значит $n=3$.

1) Определим начальное значение координат вектора весов вершин $W^k(0)$, здесь $k \in [1, 3]$ $k \in \mathbb{N}$.

Запишем его вид как вектор столбец:

$$W^k(0) = \begin{pmatrix} W^1(0) \\ W^2(0) \\ W^3(0) \end{pmatrix} \quad (4.18)$$

2) Определим начальное значение тензора импульсного воздействия $\Theta^{jk}(0)$, здесь $j \in [1, 2]$, $k \in [1, 3]$ $j, k \in \mathbb{N}$.

Запишем для наглядности значение тензора импульсного воздействия $\Theta^{jk}(0)$ в виде матричного оператора, положение элементов в матричном операторе элементов тензора – произвольно.

$$(\Theta^{jk}(0)) = \begin{pmatrix} \Theta^{11}(0) & \Theta^{12}(0) & \Theta^{13}(0) \\ \Theta^{21}(0) & \Theta^{22}(0) & \Theta^{23}(0) \end{pmatrix} \quad (4.19)$$

3) Определим значения элементов тензора смежности A_{im}^{jk} , как набор чисел A_{im}^{jk} , здесь $i \in [1, 2]$, $j \in [1, 2]$, $k \in [1, 3]$, $m \in [1, 3]$, $m, k, i, j \in \mathbb{N}$.

Всего в тензоре $p \times p \times n \times n = 2 \cdot 2 \cdot 3 \cdot 3 = 36$ элементов, и корреляционные связи не учитываются, поэтому представим тензор в виде системы:

$$\begin{cases} A_{im}^{jk} = A_{im}^{jk} & \text{для } \begin{cases} \forall i, i = j \\ i \in [1, 2], j \in [1, 2], k \in [1, 3], m \in [1, 3] \end{cases} \\ A_{im}^{jk} = 0 & \text{для } \begin{cases} \forall i, i \neq j \\ i \in [1, 2], j \in [1, 2], k \in [1, 3], m \in [1, 3] \end{cases} \end{cases} \quad m, k, i, j \in \mathbb{N} \quad (4.20)$$

4) Определим значения элементов тензор весов дуг \mathcal{E}_{im}^{jk} , как набор чисел \mathcal{E}_{im}^{jk} , здесь $i \in [1, 2]$, $j \in [1, 2]$, $k \in [1, 3]$, $m \in [1, 3]$, $m, k, i, j \in \mathbb{N}$.

Всего в тензоре $p \times p \times n \times n = 2 \cdot 2 \cdot 3 \cdot 3 = 36$ элементов, и корреляционные связи не учитываются, поэтому представим тензор в виде системы:

$$\begin{cases} \mathcal{E}_{im}^{jk} = \mathcal{E}_{im}^{jk} & \text{для } \begin{cases} \forall i, i = j \\ i \in [1, 2], j \in [1, 2], k \in [1, 3], m \in [1, 3] \end{cases} \\ \mathcal{E}_{im}^{jk} = 0 & \text{для } \begin{cases} \forall i, i \neq j \\ i \in [1, 2], j \in [1, 2], k \in [1, 3], m \in [1, 3] \end{cases} \end{cases} \quad m, k, i, j \in \mathbb{N} \quad (4.21)$$

5) Рассчитаем значение взвешенного тензора смежности ${}_s A_{im}^{jk}$, как набор почленных произведений $A_{im}^{jk} \cdot \mathcal{E}_{im}^{jk}$ тензора весов дуг и тензора смежности, здесь $i \in [1, 2]$, $j \in [1, 2]$, $k \in [1, 3]$, $m \in [1, 3]$, $m, k, i, j \in \mathbb{N}$.

Всего в тензоре $p \times p \times n \times n = 2 \cdot 2 \cdot 3 \cdot 3 = 36$ элементов, и корреляционные связи не учитываются, поэтому представим тензор в виде системы:

$$\left\{ \begin{array}{l} \varepsilon A_{im}^{jk} = A_{im}^{jk} \cdot \varepsilon_{im}^{jk} \quad \text{для} \left\{ \begin{array}{l} \forall i, i = j \\ i \in [1,2], j \in [1,2], k \in [1,3], m \in [1,3] \end{array} \right. \\ \varepsilon A_{im}^{jk} = 0 \quad \text{для} \left\{ \begin{array}{l} \forall i, i \neq j \\ i \in [1,2], j \in [1,2], k \in [1,3], m \in [1,3] \end{array} \right. \end{array} \right. \quad m, k, i, j \in \mathbb{N} \quad (4.22)$$

б) Определим процедуру изменения во времени тензора импульсного воздействия $\Theta^{jk}(t)$, как тензорное произведение со сверткой по двум индексам выражения $\Theta^{im}(t-1) \otimes \varepsilon A_{im}^{jk}$, где $i \in [1,2], j \in [1,2], k \in [1,3], m \in [1,3], m, k, i, j \in \mathbb{N}$.

$$\Theta^{jk}(t+1) = \Theta^{im}(t) \otimes \varepsilon A_{im}^{jk} = \sum_{i=1}^p \sum_{m=1}^n [\Theta^{im}(t) \cdot \varepsilon A_{im}^{jk}] = \sum_{i=1}^2 \sum_{m=1}^3 [\Theta^{im}(t) \cdot \varepsilon A_{im}^{jk}] \quad (4.23)$$

Распишем выражение (4.23) подробнее в виде системы поэлементных уравнений в общем случае примера:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Theta^{11}(t+1) = \Theta^{11}(t) \varepsilon A_{11}^{11} + \Theta^{12}(t) \varepsilon A_{12}^{11} + \Theta^{13}(t) \varepsilon A_{13}^{11} + \Theta^{21}(t) \varepsilon A_{21}^{11} + \Theta^{22}(t) \varepsilon A_{22}^{11} + \Theta^{23}(t) \varepsilon A_{23}^{11} \\ \Theta^{12}(t+1) = \Theta^{11}(t) \varepsilon A_{11}^{12} + \Theta^{12}(t) \varepsilon A_{12}^{12} + \Theta^{13}(t) \varepsilon A_{13}^{12} + \Theta^{21}(t) \varepsilon A_{21}^{12} + \Theta^{22}(t) \varepsilon A_{22}^{12} + \Theta^{23}(t) \varepsilon A_{23}^{12} \\ \Theta^{13}(t+1) = \Theta^{11}(t) \varepsilon A_{11}^{13} + \Theta^{12}(t) \varepsilon A_{12}^{13} + \Theta^{13}(t) \varepsilon A_{13}^{13} + \Theta^{21}(t) \varepsilon A_{21}^{13} + \Theta^{22}(t) \varepsilon A_{22}^{13} + \Theta^{23}(t) \varepsilon A_{23}^{13} \\ \Theta^{21}(t+1) = \Theta^{11}(t) \varepsilon A_{11}^{21} + \Theta^{12}(t) \varepsilon A_{12}^{21} + \Theta^{13}(t) \varepsilon A_{13}^{21} + \Theta^{21}(t) \varepsilon A_{21}^{21} + \Theta^{22}(t) \varepsilon A_{22}^{21} + \Theta^{23}(t) \varepsilon A_{23}^{21} \\ \Theta^{22}(t+1) = \Theta^{11}(t) \varepsilon A_{11}^{22} + \Theta^{12}(t) \varepsilon A_{12}^{22} + \Theta^{13}(t) \varepsilon A_{13}^{22} + \Theta^{21}(t) \varepsilon A_{21}^{22} + \Theta^{22}(t) \varepsilon A_{22}^{22} + \Theta^{23}(t) \varepsilon A_{23}^{22} \\ \Theta^{23}(t+1) = \Theta^{11}(t) \varepsilon A_{11}^{23} + \Theta^{12}(t) \varepsilon A_{12}^{23} + \Theta^{13}(t) \varepsilon A_{13}^{23} + \Theta^{21}(t) \varepsilon A_{21}^{23} + \Theta^{22}(t) \varepsilon A_{22}^{23} + \Theta^{23}(t) \varepsilon A_{23}^{23} \end{array} \right. \quad (4.24)$$

С учетом систем (4.20), (4.21), (4.22) обнуляются элементы:

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 = \varepsilon A_{21}^{11} = \varepsilon A_{22}^{11} = \varepsilon A_{23}^{11} = \varepsilon A_{21}^{12} = \varepsilon A_{22}^{12} = \varepsilon A_{23}^{12} = \varepsilon A_{21}^{13} = \varepsilon A_{22}^{13} = \varepsilon A_{23}^{13} \\ 0 = \varepsilon A_{11}^{21} = \varepsilon A_{12}^{21} = \varepsilon A_{13}^{21} = \varepsilon A_{11}^{22} = \varepsilon A_{12}^{22} = \varepsilon A_{13}^{22} = \varepsilon A_{11}^{23} = \varepsilon A_{12}^{23} = \varepsilon A_{13}^{23} \end{array} \right. \quad (25)$$

С учетом условий (4.20), (4.21), (4.22), (4.25) система (4.24) принимает более простую форму:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Theta^{11}(t+1) = \Theta^{11}(t) {}_{\varepsilon} A_{11}^{11} + \Theta^{12}(t) {}_{\varepsilon} A_{12}^{11} + \Theta^{13}(t) {}_{\varepsilon} A_{13}^{11} \\ \Theta^{12}(t+1) = \Theta^{11}(t) {}_{\varepsilon} A_{11}^{12} + \Theta^{12}(t) {}_{\varepsilon} A_{12}^{12} + \Theta^{13}(t) {}_{\varepsilon} A_{13}^{12} \\ \Theta^{13}(t+1) = \Theta^{11}(t) {}_{\varepsilon} A_{11}^{13} + \Theta^{12}(t) {}_{\varepsilon} A_{12}^{13} + \Theta^{13}(t) {}_{\varepsilon} A_{13}^{13} \\ \Theta^{21}(t+1) = \Theta^{21}(t) {}_{\varepsilon} A_{21}^{21} + \Theta^{22}(t) {}_{\varepsilon} A_{22}^{21} + \Theta^{23}(t) {}_{\varepsilon} A_{23}^{21} \\ \Theta^{22}(t+1) = \Theta^{21}(t) {}_{\varepsilon} A_{21}^{22} + \Theta^{22}(t) {}_{\varepsilon} A_{22}^{22} + \Theta^{23}(t) {}_{\varepsilon} A_{23}^{22} \\ \Theta^{23}(t+1) = \Theta^{21}(t) {}_{\varepsilon} A_{21}^{23} + \Theta^{22}(t) {}_{\varepsilon} A_{22}^{23} + \Theta^{23}(t) {}_{\varepsilon} A_{23}^{23} \end{array} \right. \quad (4.26)$$

Для системы (4.26) оргграф будет выглядеть очень просто:

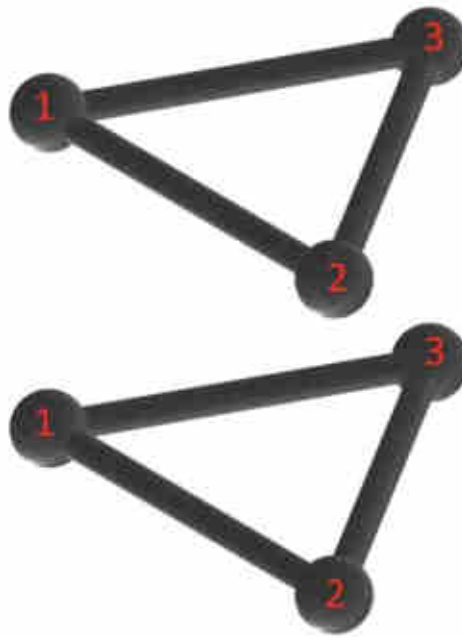


Рисунок 4.2 – Оргграф для системы с тремя элементами, двумя энергетическими доменами и без корреляционных связей.

На рисунке очень явно видно два "слоя", элементы которых расположены в разных энергетических доменах. Между элементами в каждом домене, есть связи представленные в виде дуг. Сами же домены между собой не воздействуют, т.к. корреляционные дуги отсутствуют.

Отступим от изложения, и покажем что в не модифицированном случае, процедура изменения во времени "векторов" импульсного воздействия, выражалась бы операторно–матричным методом и для случая двух оргграфов представлял бы:

Для первого вектора:

$$\left(\Theta^{11}(t+1) \quad \Theta^{12}(t+1) \quad \Theta^{13}(t+1) \right) = \left(\Theta^{11}(t) \quad \Theta^{12}(t) \quad \Theta^{13}(t) \right) \begin{pmatrix} {}_s A_{11}^{11} & {}_s A_{11}^{12} & {}_s A_{11}^{13} \\ {}_s A_{12}^{11} & {}_s A_{12}^{12} & {}_s A_{12}^{13} \\ {}_s A_{13}^{11} & {}_s A_{13}^{12} & {}_s A_{13}^{13} \end{pmatrix} \quad (4.27)$$

Для второго вектора:

$$\left(\Theta^{21}(t+1) \quad \Theta^{22}(t+1) \quad \Theta^{23}(t+1) \right) = \left(\Theta^{21}(t) \quad \Theta^{22}(t) \quad \Theta^{23}(t) \right) \begin{pmatrix} {}_s A_{21}^{21} & {}_s A_{21}^{22} & {}_s A_{21}^{23} \\ {}_s A_{22}^{21} & {}_s A_{22}^{22} & {}_s A_{22}^{23} \\ {}_s A_{23}^{21} & {}_s A_{23}^{22} & {}_s A_{23}^{23} \end{pmatrix} \quad (4.28)$$

Данная форма выражения показывает простоту заполнения, как тензора смежности, так и тензора весов дуг в стандартном случае, без учета корреляционных связей.

7) Определим значения координат вектора–свертки $\Xi^k(t)$, как свертку тензора импульсного воздействия $\Theta^{jk}(t)$, здесь $j \in [1, 2]$, $k \in [1, 3]$ $j, k \in \mathbb{N}$.

$$\Xi^k(t) = \sum_{j=1}^p [\Theta^{jk}(t)] = \sum_{j=1}^2 [\Theta^{jk}(t)] \quad (4.29)$$

Распишем выражение (4.29) более подробно, в виде вектора столбца:

$$\Xi^k(t) = \begin{pmatrix} \Xi^1(t) \\ \Xi^2(t) \\ \Xi^3(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Theta^{11}(t) + \Theta^{21}(t) \\ \Theta^{12}(t) + \Theta^{22}(t) \\ \Theta^{13}(t) + \Theta^{23}(t) \end{pmatrix} \quad (4.30)$$

8) Определим процедуру изменения во времени значений координат вектора весов вершин $W^k(t)$, как $W^k(t) - W^k(t) \cdot \Xi^k(t)$, здесь $k \in [1, 3]$ $k \in \mathbb{N}$.

Распишем выражение $\text{sat}(W^k(t) - W^k(t) \cdot \Xi^k(t))$ более подробно, в виде вектора столбца:

$$W^k(t+1) = \text{sat} \begin{pmatrix} W^1(t+1) \\ W^2(t+1) \\ W^3(t+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \text{sat}(W^1(t) - W^1(t) \cdot \Xi^1(t)) \\ \text{sat}(W^2(t) - W^2(t) \cdot \Xi^2(t)) \\ \text{sat}(W^3(t) - W^3(t) \cdot \Xi^3(t)) \end{pmatrix} \quad (4.31)$$

9) Анализ результатов. Для анализа составляется таблица зависимости координат вектора весов вершин от времени, также является полезным составить таблицы зависимости от времени тензора импульсного воздействия.

4.3.2 Численный расчет для реального привода

Для численных расчетов был проведен анализ существующего программного обеспечения, для расчетов подходят программные пакеты Maple, Wolfram, MatLab.

В связи с платностью и политикой импортозамещения было принято решение о написании программы для общего случая модифицированного расчета, написана программа на языке JavaScript, код данной программы находится в приложении № А.

Программа позволяет рассчитывать системы с количеством элементов и энергетических доменов, ограниченным верхним значением количества оперативной памяти ЭВМ и файла подкачки.

4.3.2.1 Численный расчет для одного энергетического домена

Для численной проверки, возьмем пример для вентильного привода из статьи [69], Кратко изложим условия задачи: функциональная схема привода представлена на рисунке 4.3.

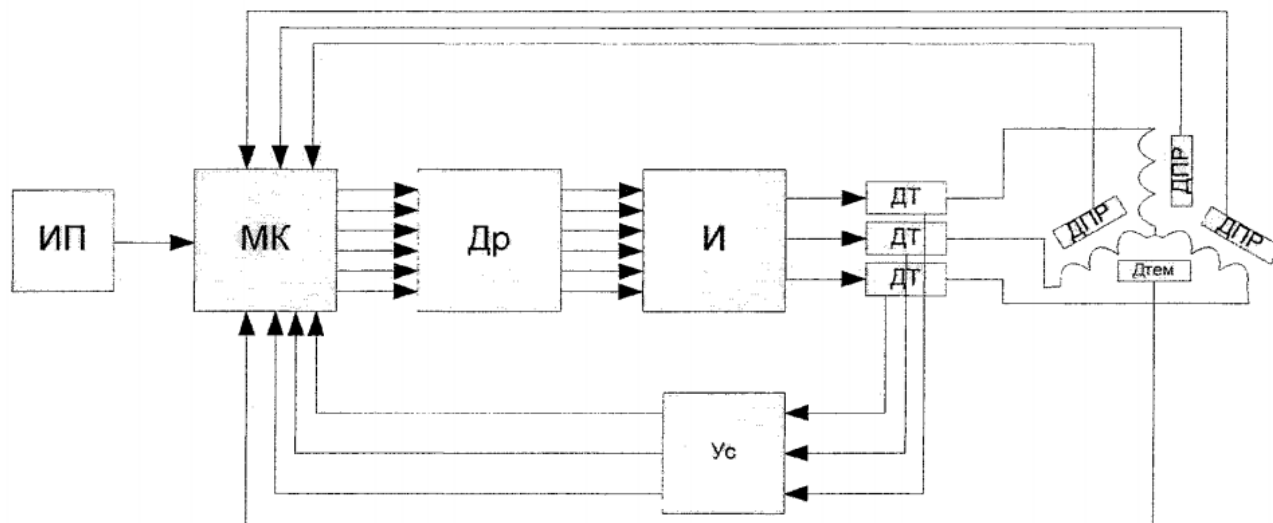


Рисунок № 4.3 – Функциональная схема привода

ИП – источник питания; МК – микроконтроллер; Др – драйвер; И – силовые ключи; ДТ – датчики тока; ДПР – датчики положения ротора; Дтем – датчик температуры; Ус – усилитель обратной связи.

Орграф данной системы представлен на рисунке 4.4:

Затуханием назван вес дуг графа, равный доле передаваемого воздействия при переходе от одной вершине к другой. За величину затухания выбрана постоянная 0,75.

По орграфу и матрице смежности задана матрица весов дуг:

$$\varepsilon = \begin{pmatrix} 0 & 0,75 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,75 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,75 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0,75 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,75 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,75 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,75 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,75 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,75 & 0 & 0 & 0,75 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,75 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,75 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,75 & 0,75 & 0,75 & 0,75 & 0,75 & 0,75 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0,75 & 0,75 \\ 0 & 0 & 0 & 0,75 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,75 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0,75 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.33)$$

Определено начальное значение координат вектора весов вершин и вектора импульсного воздействия:

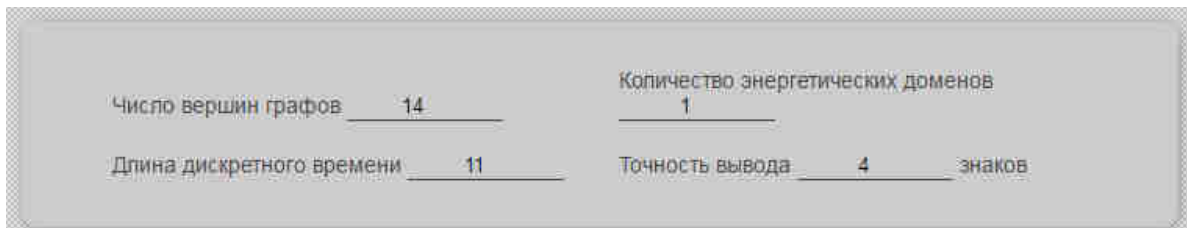
$$W^k(0) = \begin{pmatrix} 0,999 \\ 0,999 \\ 0,999 \\ 0,999 \\ 0,999 \\ 0,999 \\ 0,999 \\ 0,999 \\ 0,999 \\ 0,999 \\ 0,999 \\ 0,999 \\ 0,999 \\ 0,999 \\ 0,999 \end{pmatrix} \quad \Theta^k(0) = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0,05 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (4.34)$$

Итак, условия задачи даны, энергетический домен один, необходимо рассчитать изменения во времени значений координат вектора весов вершин и тензора, в данном случае вектора импульсного воздействия.

Поясним процедуру заполнения тензоров в диалоговом окне написанной программы:

Условие: по умолчанию значения всех тензоров в программе нулевые.

1) Необходимо определить число вершин графов (количество элементов в графе), количество энергетических доменов, длина дискретного времени (в течении скольких шагов вести расчет), и точность вывода:



Число вершин графов	14	Количество энергетических доменов	1
Длина дискретного времени	11	Точность вывода	4 знаков

Рисунок 4.5 – Табло ввода основных топологических параметров моделируемой системы в диалоговом окне программы.

2) Необходимо ввести начальное значение координат вектора весов вершин и вектора (тензора) импульсного воздействия.

Значения вектора весов вершин заполняется очень просто: в поле "№" вводится номер вершины в вектора, в поле "#" вводится значение начальной надежности этой вершины.

Значения координат тензора импульсного воздействия заполняется аналогично: в поле "j" выставляется номер энергетического домена к которому относится импульс, в поле "k" вводится номер вершины орграфа в данном энергетическом домене, а в поле "Значение" вводится амплитуда импульсного воздействия.

Начальные значения вектора весов вершин

№	i	Значение
1	0	0.000
2	0	0.000
3	0	0.000
4	0	0.000
5	0	0.000
6	0	0.000
7	0	0.000
8	0	0.000
9	0	0.000
10	0	0.000
11	0	0.000
12	0	0.000
13	0	0.000
14	0	0.000

Преобразовать тензор

Начальные значения тензора импульсного воздействия

k	j	Значение
1	1	0.00
1	2	0.00
1	3	0.00
2	1	0.00
2	2	0.00
2	3	0.00
3	1	0.00
3	2	0.00
3	3	0.00

Преобразовать тензор

Рисунок 4.6 – Табло ввода начальных значений координат вектора весов вершин и вектора (тензора) импульсного воздействия в диалоговом окне программы.

3) Необходимо ввести значения координат тензора смежности и тензора весов дуг. В соответствии с правилами 1 и 2, а также выражениями (4.5), (4.7), (4.20), (4.21), происходит заполнение значениями координат тензора смежности и тензора весов дуг, но поясним эту процедуру более наглядно:

Возьмем матрицу смежности A выражения (32), элемент соответствующий первой строке, второму столбцу матрицы является элементом тензора A_{im}^{jk} , который является A_{11}^{12} и с индексами принимающими значения $j=1, k=2, i=1, m=1$, для первого энергетического домена; элемент первой строки третьего столбца, был бы уже A_{11}^{13} с индексами принимающими значения $j=1, k=3, i=1, m=1$, для первого энергетического домена; элемент первой строки третьего столбца, будет A_{12}^{13} с индексами, принимающими значения $j=1, k=3, i=1, m=2$ для первого энергетического домена.

В поля ввода "k", "j", "m", "i" записываем соответствующие значения индексов по правилу № 3, а в поле "Значение" вводим необходимое число.

Тензор смежности

k	j	m	i	Значение
14	1	11	1	1

Сохранить данные Загрузить из файла

Тензор весов дуг

k	j	m	i	Значение
14	1	11	1	0.75

Сохранить данные Загрузить из файла

Рисунок № 4.7 – Табло ввода значений индексов и координат тензоров смежности и весов дуг по этим индексам в диалоговом окне программы.

4) Так как все введено, необходимо нажать кнопку "рассчитать" и в открывшемся меню нажать две ссылки "сохранить эволюцию тензора импульсного воздействия" и "сохранить тензор надежности величин", при этом все расчеты будут проведены автоматически, и будет выведена дополнительная страница с результатами в виде таблицы.

Рассчитать

Сохранить эволюцию тензора импульсного воздействия

Сохранить тензор надежности вершин

Рисунок № 4.8 – Табло главной активационной кнопки, которая инициализирует автоматический расчет и вывод результата в табличный отчет.

5) Исследование и анализ полученных результатов в виде таблиц, где сверху вниз значения импульсов вершин (первая строка обозначает первую вершину), а

слева на права эволюция во времени (первый столбец обозначает нулевое положение в дискретном времени):

Таблица №4.1 – Изменение во времени значений координат вектора весов вершин $W^k(t)$:

Время													
В е р ш н н а	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990
	0.9990	0.9990	0.9615	0.9615	0.9615	0.9615	0.9615	0.9615	0.9615	0.9615	0.9615	0.9615	0.9615
	0.9990	0.9990	0.9615	0.9345	0.9345	0.9345	0.9345	0.9345	0.9345	0.9345	0.9345	0.9345	0.9345
	0.9990	0.9990	0.9615	0.8804	0.8433	0.8166	0.7875	0.7665	0.7409	0.7187	0.6998		
	0.9990	0.9990	0.9615	0.9345	0.8754	0.8477	0.8275	0.8055	0.7893	0.7696	0.7522		
	0.9990	0.9990	0.9615	0.9345	0.9148	0.8714	0.8507	0.8355	0.8188	0.8065	0.7914		
	0.9990	0.9990	0.9615	0.9345	0.9148	0.9003	0.8683	0.8528	0.8414	0.8288	0.8195		
	0.9990	0.9990	0.9990	0.9709	0.9504	0.9354	0.9243	0.8996	0.8876	0.8787	0.8688		
	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9779	0.9625	0.9510	0.9426	0.9237	0.9145	0.9076		
	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990		
	0.9990	0.9490	0.9490	0.9490	0.9490	0.9490	0.9490	0.9490	0.9490	0.9490	0.9490		
	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9779	0.9625	0.9510	0.9426	0.9237	0.9145	0.9076		
	0.9990	0.9990	0.9615	0.9615	0.9615	0.9463	0.9351	0.9268	0.9206	0.9068	0.9000		
	0.9990	0.9990	0.9615	0.9345	0.9148	0.9003	0.8896	0.8659	0.8543	0.8458	0.8362		

Таблица №4.2 – Изменение во времени значений координат вектора (тензора) импульсного воздействия $\Theta^k(t)$:

Время													
В е р ш н н а	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
	0.0000	0.0375	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
	0.0000	0.0375	0.0281	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
	0.0000	0.0375	0.0844	0.0422	0.0316	0.0356	0.0267	0.0334	0.0300	0.0263	0.0197		
	0.0000	0.0375	0.0281	0.0633	0.0316	0.0237	0.0267	0.0200	0.0250	0.0225	0.0197		
	0.0000	0.0375	0.0281	0.0211	0.0475	0.0237	0.0178	0.0200	0.0150	0.0188	0.0169		
	0.0000	0.0375	0.0281	0.0211	0.0158	0.0356	0.0178	0.0133	0.0150	0.0113	0.0141		
	0.0000	0.0000	0.0281	0.0211	0.0158	0.0119	0.0267	0.0133	0.0100	0.0113	0.0084		
	0.0000	0.0000	0.0000	0.0211	0.0158	0.0119	0.0089	0.0200	0.0100	0.0075	0.0084		
	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000		
	0.0500	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000		
	0.0000	0.0000	0.0000	0.0211	0.0158	0.0119	0.0089	0.0200	0.0100	0.0075	0.0084		
	0.0000	0.0375	0.0000	0.0000	0.0158	0.0119	0.0089	0.0067	0.0150	0.0075	0.0056		
	0.0000	0.0375	0.0281	0.0211	0.0158	0.0119	0.0267	0.0133	0.0100	0.0113	0.0084		

Как можно заметить, данные из полученных таблиц и результаты полученные в статье [69] – совпадают.

Это значит, что метод распространения по системе разнотипных импульсных воздействий способен производить стандартный расчет моделирования распространения по системе однотипных импульсных воздействий.

4.3.2.2 Численный расчет для двух энергетических доменов, без корреляций

Произведем расчет для двух энергетических доменов, по методике подпунктов 4.2.2 и 4.3.2.1 и правилам 1–4 представленным выше.

Орграф представлен на рисунке 4.9, за основу взят орграф с рисунка 4.4. Импульсное воздействие пусть приходит на вершину № 11, как в первом энергетическом домене, так и во втором.

Матрица смежности и вектор весов дуг для каждого энергетического домена будут одинаковые и равны тем же значениям, что и в прошлом примере, начальные условия те же самые.

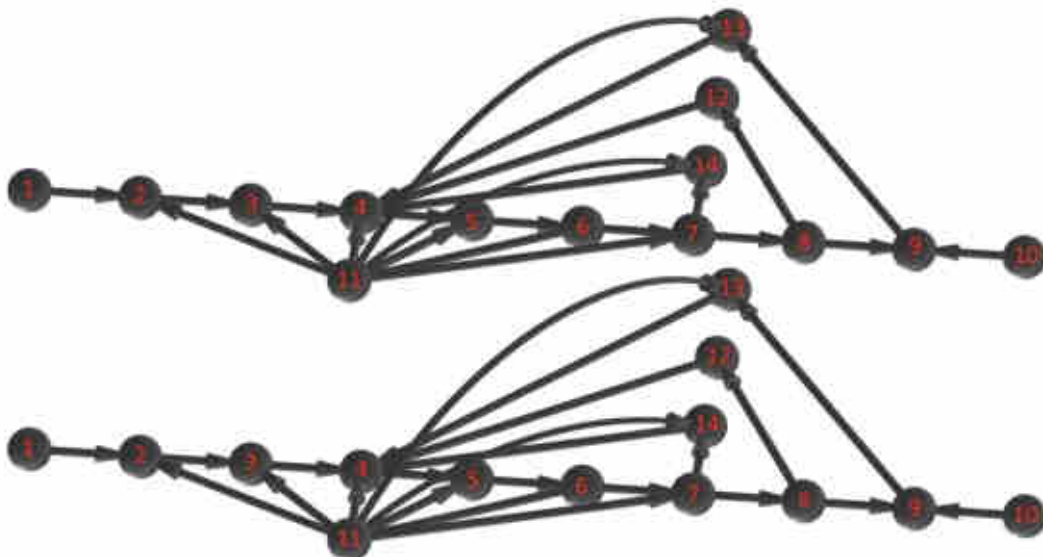


Рисунок 4.9 – Орграф системы для двух энергетических доменов.

Орграф на рисунке 4.9 без корреляционных связей. Как можно заметить, орграф представлен двумя слоями, и в каждом слое происходит распространение импульсного воздействия своей природы. Верхний слой это первый энергетический домен. нижний слой –второй.

1 – система верхнего уровня; 2– интерфейс RS–485; 3 – гальваническая развязка; 4 – микроконтроллер; 5 – драйвер; 6 – полупроводниковые ключи; 7 – датчик тока; 8 – обмотка; 9 – ротор; 10 – нагрузка; 11 –источники питания; 12 – датчик температуры обмотки; 13 – датчик положения ротора; 14 –усилитель тока.

Таблица №4.3 – Изменение во времени значений координат тензора импульсного воздействия $\Theta^k(t)$, для вершин первого энергетического домена.

Время											
В е р ш н н а	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
	0.0000	0.0375	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
	0.0000	0.0375	0.0281	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
	0.0000	0.0375	0.0844	0.0422	0.0316	0.0356	0.0267	0.0334	0.0300	0.0263	0.0197
	0.0000	0.0375	0.0281	0.0633	0.0316	0.0237	0.0267	0.0200	0.0250	0.0225	0.0197
	0.0000	0.0375	0.0281	0.0211	0.0475	0.0237	0.0178	0.0200	0.0150	0.0188	0.0169
	0.0000	0.0375	0.0281	0.0211	0.0158	0.0356	0.0178	0.0133	0.0150	0.0113	0.0141
	0.0000	0.0000	0.0281	0.0211	0.0158	0.0119	0.0267	0.0133	0.0100	0.0113	0.0084
	0.0000	0.0000	0.0000	0.0211	0.0158	0.0119	0.0089	0.0200	0.0100	0.0075	0.0084
	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
	0.0500	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
	0.0000	0.0000	0.0000	0.0211	0.0158	0.0119	0.0089	0.0200	0.0100	0.0075	0.0084
	0.0000	0.0375	0.0000	0.0000	0.0158	0.0119	0.0089	0.0067	0.0150	0.0075	0.0056
	0.0000	0.0375	0.0281	0.0211	0.0158	0.0119	0.0267	0.0133	0.0100	0.0113	0.0084

Таблица №4.4 – Изменение во времени значений координат тензора импульсного воздействия $\Theta^k(t)$, для вершин второго энергетического домена.

Время											
В е р ш н н а	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
	0.0000	0.0375	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
	0.0000	0.0375	0.0281	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
	0.0000	0.0375	0.0844	0.0422	0.0316	0.0356	0.0267	0.0334	0.0300	0.0263	0.0197
	0.0000	0.0375	0.0281	0.0633	0.0316	0.0237	0.0267	0.0200	0.0250	0.0225	0.0197
	0.0000	0.0375	0.0281	0.0211	0.0475	0.0237	0.0178	0.0200	0.0150	0.0188	0.0169
	0.0000	0.0375	0.0281	0.0211	0.0158	0.0356	0.0178	0.0133	0.0150	0.0113	0.0141
	0.0000	0.0000	0.0281	0.0211	0.0158	0.0119	0.0267	0.0133	0.0100	0.0113	0.0084
	0.0000	0.0000	0.0000	0.0211	0.0158	0.0119	0.0089	0.0200	0.0100	0.0075	0.0084
	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
	0.0500	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
	0.0000	0.0000	0.0000	0.0211	0.0158	0.0119	0.0089	0.0200	0.0100	0.0075	0.0084
	0.0000	0.0375	0.0000	0.0000	0.0158	0.0119	0.0089	0.0067	0.0150	0.0075	0.0056
	0.0000	0.0375	0.0281	0.0211	0.0158	0.0119	0.0267	0.0133	0.0100	0.0113	0.0084

Таблица №4.5 – Изменение во времени значений координат вектора весов вершин $W^k(t)$ для мультисистемы.

Время											
В е р ш н н а	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990
	0.9990	0.9990	0.9241	0.9241	0.9241	0.9241	0.9241	0.9241	0.9241	0.9241	0.9241
	0.9990	0.9990	0.9241	0.8721	0.8721	0.8721	0.8721	0.8721	0.8721	0.8721	0.8721
	0.9990	0.9990	0.9241	0.7681	0.7033	0.6588	0.6119	0.5792	0.5406	0.5081	0.4814
	0.9990	0.9990	0.9241	0.8721	0.7617	0.7135	0.6797	0.6434	0.6176	0.5867	0.5603
	0.9990	0.9990	0.9241	0.8721	0.8353	0.7560	0.7201	0.6945	0.6667	0.6467	0.6224
	0.9990	0.9990	0.9241	0.8721	0.8353	0.8089	0.7513	0.7245	0.7052	0.6840	0.6686
	0.9990	0.9990	0.9990	0.9428	0.9030	0.8745	0.8537	0.8081	0.7866	0.7708	0.7534
	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9569	0.9266	0.9046	0.8885	0.8529	0.8358	0.8233
	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990
	0.9990	0.8991	0.8991	0.8991	0.8991	0.8991	0.8991	0.8991	0.8991	0.8991	0.8991
	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9569	0.9266	0.9046	0.8885	0.8529	0.8358	0.8233
	0.9990	0.9990	0.9241	0.9241	0.9241	0.8948	0.8736	0.8581	0.8466	0.8212	0.8088
	0.9990	0.9990	0.9241	0.8721	0.8353	0.8089	0.7897	0.7475	0.7276	0.7130	0.6969

Анализируя последние столбцы таблиц №4.5 и №4.1, можно прийти к выводу, что за 10 условных времен надежность микропроцессора (4 строка) упала более чем в полтора раза. Это значит, что если микропроцессор одновременно подогреть и облучить электромагнитным излучением, то вероятность его отказа возрастет в полтора раза.

Корреляционные дуги в данном опыте не учитывались, однако даже при учете импульсных воздействий разной природы из разных энергетических доменов, общая надежность элементов упала существенно, что является уникальным результатом алгоритма моделирования распространения по системе разнотипных импульсных воздействий.

4.3.2.3 Численный расчет для двух энергетических доменов с корреляционной связью

Произведем расчет для предыдущего случая, но с учетом корреляции, предположим, что существует симметричная корреляция между вершиной процессора в первом энергетическом домене и в втором. Орграф для данного случая представлен на рисунке 4.10:

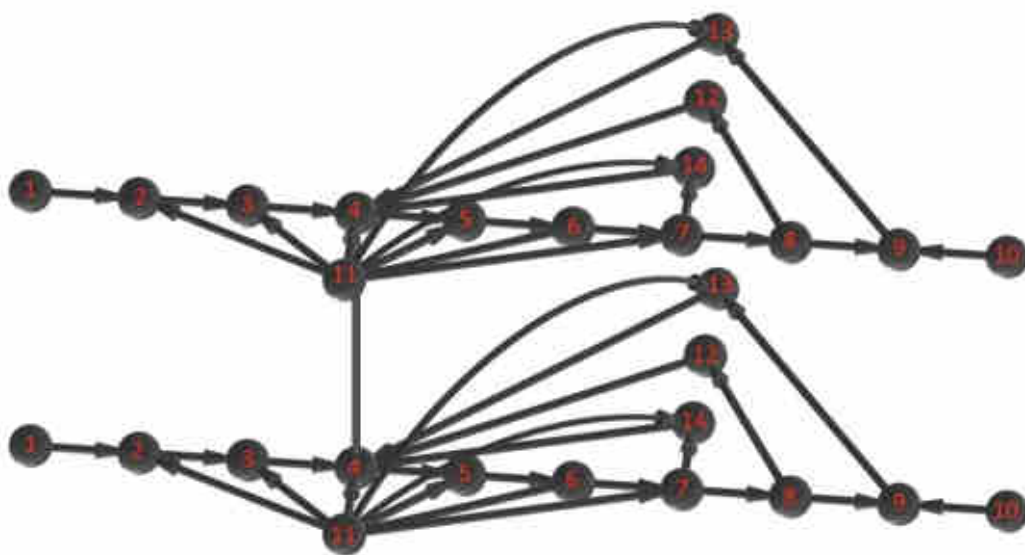


Рисунок 4.10 – Орграф системы для двух энергетических доменов с корреляционной связью. Как можно заметить, орграф представлен двумя слоями,

и в каждом слое происходит распространение импульсного воздействия своей природы. Корреляционная связь введена между 4 элементом верхнего и нижнего энергетического слоя, она симметрическая, т.е. распротрошение происходит в обе стороны. Верхний слой это первый энергетический домен, нижний слой – второй.

Воспользовавшись правилом 3, часть 2, мы приходим к выводу: для введения корреляции необходимо внести коррективы в тензор смежности и тензор весов дуг: $A_{24}^{14} = 1$ с набором индексов $j=1, k=4, i=2, m=4$ (воздействие второго домена на первый); $A_{14}^{24} = 1$ с набором индексов $j=2, k=4, i=1, m=4$ (воздействие первого домена на второй), предположим что междоменное затухание мало и выставим его как 0,05: $\mathcal{E}_{24}^{14} = 0,05$ с набором индексов $j=1, k=4, i=2, m=4$ (воздействие второго домена на первый); $\mathcal{E}_{14}^{24} = 0,05$ с набором индексов $j=2, k=4, i=1, m=4$ (воздействие первого домена на второй).

Таблица № 4.6 – Изменение во времени значений координат тензора импульсного воздействия $\Theta^k(t)$, для вершин первого энергетического домена с учетом симметричной корреляции энергетических доменов на процессоре.

Время											
В е р ш н н а	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
	0.0000	0.0375	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
	0.0000	0.0375	0.0281	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
	0.0000	0.0375	0.0863	0.0465	0.0340	0.0373	0.0286	0.0352	0.0332	0.0295	0.0226
	0.0000	0.0375	0.0281	0.0647	0.0349	0.0255	0.0280	0.0214	0.0264	0.0249	0.0221
	0.0000	0.0375	0.0281	0.0211	0.0485	0.0262	0.0191	0.0210	0.0161	0.0198	0.0186
	0.0000	0.0375	0.0281	0.0211	0.0158	0.0364	0.0196	0.0143	0.0157	0.0120	0.0149
	0.0000	0.0000	0.0281	0.0211	0.0158	0.0119	0.0273	0.0147	0.0107	0.0118	0.0090
	0.0000	0.0000	0.0000	0.0211	0.0158	0.0119	0.0089	0.0205	0.0110	0.0081	0.0089
	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
	0.0500	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
	0.0000	0.0000	0.0000	0.0211	0.0158	0.0119	0.0089	0.0205	0.0110	0.0081	0.0089
	0.0000	0.0375	0.0000	0.0000	0.0158	0.0119	0.0089	0.0067	0.0154	0.0083	0.0060
	0.0000	0.0375	0.0281	0.0211	0.0158	0.0119	0.0273	0.0147	0.0107	0.0118	0.0090

Таблица № 4.7 – Изменение во времени значений координат тензора импульсного воздействия $\Theta^k(t)$, для вершин второго энергетического домена с учетом симметричной корреляции энергетических доменов на процессоре.

Время											
В е р ш н н а	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
	0.0000	0.0375	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
	0.0000	0.0375	0.0281	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
	0.0000	0.0375	0.0863	0.0465	0.0340	0.0373	0.0286	0.0352	0.0332	0.0295	0.0226
	0.0000	0.0375	0.0281	0.0647	0.0349	0.0255	0.0280	0.0214	0.0264	0.0249	0.0221
	0.0000	0.0375	0.0281	0.0211	0.0485	0.0262	0.0191	0.0210	0.0161	0.0198	0.0186
	0.0000	0.0375	0.0281	0.0211	0.0158	0.0364	0.0196	0.0143	0.0157	0.0120	0.0149
	0.0000	0.0000	0.0281	0.0211	0.0158	0.0119	0.0273	0.0147	0.0107	0.0118	0.0090
	0.0000	0.0000	0.0000	0.0211	0.0158	0.0119	0.0089	0.0205	0.0110	0.0081	0.0089
	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
	0.0500	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000
	0.0000	0.0000	0.0000	0.0211	0.0158	0.0119	0.0089	0.0205	0.0110	0.0081	0.0089
	0.0000	0.0375	0.0000	0.0000	0.0158	0.0119	0.0089	0.0067	0.0154	0.0083	0.0060
	0.0000	0.0375	0.0281	0.0211	0.0158	0.0119	0.0273	0.0147	0.0107	0.0118	0.0090

Таблица № 4.8 – Изменение во времени значений координат вектора весов вершин $W^k(t)$ для мультисистемы с учетом симметричной корреляции энергетических доменов на процессоре.

Время											
В е р ш н н а	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990
	0.9990	0.9990	0.9241	0.9241	0.9241	0.9241	0.9241	0.9241	0.9241	0.9241	0.9241
	0.9990	0.9990	0.9241	0.8721	0.8721	0.8721	0.8721	0.8721	0.8721	0.8721	0.8721
	0.9990	0.9990	0.9241	0.7647	0.6936	0.6464	0.5982	0.5641	0.5243	0.4895	0.4606
	0.9990	0.9990	0.9241	0.8721	0.7593	0.7063	0.6703	0.6328	0.6057	0.5737	0.5452
	0.9990	0.9990	0.9241	0.8721	0.8353	0.7543	0.7148	0.6875	0.6586	0.6375	0.6122
	0.9990	0.9990	0.9241	0.8721	0.8353	0.8089	0.7500	0.7206	0.6999	0.6779	0.6616
	0.9990	0.9990	0.9990	0.9428	0.9030	0.8745	0.8537	0.8071	0.7834	0.7665	0.7484
	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9569	0.9266	0.9046	0.8885	0.8521	0.8333	0.8199
	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990
	0.9990	0.8991	0.8991	0.8991	0.8991	0.8991	0.8991	0.8991	0.8991	0.8991	0.8991
	0.9990	0.9990	0.9990	0.9990	0.9569	0.9266	0.9046	0.8885	0.8521	0.8333	0.8199
	0.9990	0.9990	0.9241	0.9241	0.9241	0.8948	0.8736	0.8581	0.8466	0.8206	0.8070
	0.9990	0.9990	0.9241	0.8721	0.8353	0.8089	0.7897	0.7466	0.7246	0.7090	0.6923

Сравнивая последние столбцы таблиц №4.5 и №4.8, (строка 4) можно заметить, что введение междоменной корреляции на элементе №4, более усугубило процесс снижения надежности микропроцессора.

Симметричная корреляционная связь, выраженная дугой соединяющей два отображения элемента исходной системы в разных доменах, позволяет учесть межмолекулярные корреляции разных энергий, в данном случае двух разных типов. Как показывают данные надежности таблице №8, самым ненадежным элементом является микроконтроллер, для обеспечения общей надежности системы необходимо резервирование микроконтроллера.

4.4 Выводы по главе №4

Анализ существующих алгоритмов распространения импульсных воздействий, для расчета надежности, показал: что моделирование и оценка надежности проводится для воздействий одной природы.

В данной работе построена модель для расчета надежности систем при импульсных воздействиях разной природы.

Разработанный алгоритм моделирования распространения по системе разнотипных импульсных воздействий [154], по сравнению с моделью распространения по системе однотипных импульсных воздействий, основан на тензорно–дискретном математическом аппарате, который позволяет учесть корреляционные междоменные связи, между элементами системы в разных энергетических доменах.

Междоменные корреляционные связи, являются научной новизной, технически позволяющие рассчитывать надежность системы, при взаимодействии импульсных воздействий разной природы в одной системе.

Разработана соответствующая теория и методика расчета распространения по системе разнотипных импульсных воздействий, проведены расчет на основе графа вентильного электропривода с синхронным двигателем с постоянными магнитами, который позволил рассмотреть ситуации междоменных воздействий.

Разработана программа на языке JavaScript (приложение А), позволяющая производить расчет по алгоритму моделирования распространения по системе разнотипных импульсных воздействий, так и расчет для частного случая однотипных воздействий, что является практическим достижением.

5. Практическая реализация и экспериментальные исследования

С использованием теоретико–практических исследований, проведенных в предыдущих главах и принципов, относительно них разработанных, было проведено практическая реализация и экспериментальные исследования.

Для практической реализации был выбран синхронный двигатель с возбуждением от постоянных магнитов ДБ–72, производства ОАО "Миассэлектроаппарат"[209]. Выбор на него пал из условия проверки фильтров инвариантного погружения и оптимальных углов коммутации в наиболее сложном режиме для системы управления: малоинерционный двигатель с малыми, приблизительно равными электромагнитными и механическими постоянными времени. В целом, такое усложнение позволяет проверить работоспособность, устойчивость векторного управления вентильными двигателями большой мощности, которые обладают огромной инерционностью, совместно с большими электромагнитными постоянными времени.

Для реализации цифровой системы управления, был выбран – Комплект разработчика устройств управления электродвигателями"[210] спроектированный на основе микроконтроллера STM32F303CBT6 с тактовой частотой 72 МГц, что позволяет выбрать малый шаг дискретизации.

Результаты исследовательской работы, проведенной в главах 1–4, рассчитаны для непрерывных процессов, однако для реализации любой цифровой системы управления, необходимо получать дискретные аналоги тех уравнений, которые были получены.

Поэтому целью данной главы является решение нескольких важных для практики задач: получение дискретных аналогов фильтров инвариантного погружения, относительно уравнений (3.20–3.21); сравнение фильтров; выбор подходящего фильтра и преобразование его дискретной структуры в программный код, включая преобразование к целочисленному режиму IQ[211], для реализации на комплекте разработчика; практическое испытание привода; косвенная проверка режимов максимального электромагнитного момента и

максимальной скорости холостого хода при управлении углом коммутации по выражениям (3.101) и (3.117).

Решение подобных задач, несет в себе не только технико–практическую ценность, но и научно–теоретическую, в ходе исследования будут получены различные дискретные системы фильтров инвариантного погружения, также будет выбран оптимальный способ дискретизации подобных систем.

5.1 Подготовительная часть

В данной работе проведено большое теоретическое исследование, посвященное вентильному электроприводу и его надежности. В основе всех теоретических исследований данной работы, положены непрерывные сосредоточенные математические модели [7,4,124]. Как было показано в первой главе, параграфе 1.1.2, данный вид математических моделей, крайне удобен для теоретических исследований. Однако, на данный момент развития научно–технического прогресса, наиболее эффективной базой реализации является – цифровая. И так как большая часть работы предполагает реализацию на микроконтроллерах с ограниченной вычислительной мощностью, необходимо рассмотреть процессы перехода от непрерывных математических моделей к дискретным.

Дискретизация, её виды и тонкости, являются неотъемлемой частью практической и экспериментальной реализации, тех теоретических посылов, которые были сделаны в прошлых главах.

5.1.1 Особенности дискретизации непрерывного фильтра инвариантного погружения

Как известно, любую систему обыкновенных дифференциальных уравнений, описывающую замкнутую физическую систему, можно записать по

принципу Эйлера–Лагранжа[73]. Для теории фильтров[34] основанной на теории стохастических систем [113], уравнения Эйлера–Лагранжа, будут минимизировать квадратичную функцию штрафа[64], которая включена в систему дифференциальных уравнений, описывающую фильтр в виде части функции Гамильтона [10] всей системы. Обобщенно, системы уравнений оптимальных фильтров можно записать как:

$$\begin{cases} \eta[y, \lambda, t] = -\frac{\partial H}{\partial \dot{y}} = \dot{\lambda} \\ \alpha[y, \lambda, t] = \frac{\partial H}{\partial \lambda} = \dot{y} \end{cases} \quad (5.1)$$

где H – гамильтониан системы[34] или суммарная энергия системы с функцией штрафа[10]; \hat{y} – оценка вектора состояния системы[34], или обобщенная скорость[10]; λ – вектор обобщенного импульса системы[10], который при скалярном умножении на \dot{y} , давал бы энергию системы без штрафа; η, α – функциональное обозначение частных производных гамильтониана.

Условия трансверсальности при минимизации H задают краевые условия для обобщенного импульса:

$$\begin{cases} \lambda(t_0) = Ay(t_0) + b \\ \lambda(t_f) = 0 \end{cases} \quad (5.2)$$

где t_0 – начальное время; t_f – конечное время; A, b – коэффициенты.

Таким образом, при построении оптимального фильтра, решается двухточечная краевая задача (ДТКЗ) с движущейся границей. Для построения дискретного фильтра инвариантного погружения, необходимо дискретизировать систему (5.1), с учетом краевых условий (5.2) [34,121,64], методом Эйлера, но

спрячем значения импульса и состояния системы на предыдущем шаге в функции $\eta(), \alpha()$:

$$\begin{cases} \mathbf{x}(n_d + T_d) = \alpha[\mathbf{x}(n_d), \boldsymbol{\lambda}(n_d), n_d] \\ \boldsymbol{\lambda}(n_d + T_d) = \eta[\mathbf{x}(n_d), \boldsymbol{\lambda}(n_d), n_d] \end{cases} \quad (5.3)$$

где $\mathbf{x}(n_d)$ – вектор состояния системы или обобщенные координаты [73]; $n_d = T_d n$ – дискретное время; T_d – период дискретизации; n – номер шага дискретного времени;

Далее предполагают что $\boldsymbol{\lambda}(n_d) = \mathbf{c}$, а $\boldsymbol{\lambda}(n_d + T_d) = \mathbf{c} + \Delta \mathbf{c}$, также предполагают, что значение вектора состояния на краю определено как: $\mathbf{x}(n_f k_f) = \mathbf{r}(\mathbf{c}, n_f)$, а приращение $\mathbf{x}(n_d + T_d) = \mathbf{x}(n_d) + \Delta \mathbf{x} = \mathbf{r}(\mathbf{c} + \Delta \mathbf{c}, n_f + T_d) = \mathbf{r}(\mathbf{c}, n_f) + \Delta \mathbf{x}$. Но с другой стороны можно разложить $\mathbf{r}(\mathbf{c} + \Delta \mathbf{c}, n_f + T_d)$ в ряд Тейлора и подставить значение в $\mathbf{x}(n_d + T_d)$ и получить $\Delta \mathbf{x} = \left[\frac{\delta \mathbf{r}(\mathbf{c}, n_f)}{\delta \mathbf{c}} + \frac{\delta^2 \mathbf{r}(\mathbf{c}, n_f)}{\delta \mathbf{c} \delta n_f} T_d \right] \Delta \mathbf{c} + \frac{\delta \mathbf{r}(\mathbf{c}, n_f)}{\delta n_f} T_d$. И так как $\Delta \mathbf{x} = \mathbf{x}(n_f + T_d) - \mathbf{x}(n_f)$ и $\Delta \mathbf{c} = \boldsymbol{\lambda}(n_f + T_d) - \boldsymbol{\lambda}(n_f)$ а из (5.3) можно получить значения $\Delta \mathbf{x} = \alpha[\mathbf{x}(n_f), \boldsymbol{\lambda}(n_f), n_f, \mathbf{c}] - \mathbf{r}(\mathbf{c}, n_f)$ и $\Delta \mathbf{c} = \eta[\mathbf{x}(n_f), \boldsymbol{\lambda}(n_f), n_f, \mathbf{c}] - \mathbf{c}$. При подстановке полученных значений в $\Delta \mathbf{x}$ с разложенным $\mathbf{r}(\mathbf{c} + \Delta \mathbf{c}, n_f + T_d)$, мы получаем уравнение баланса фильтра инвариантного погружения [64] при виртуальных перемещениях, которое представлено выражением (5.4):

$$\alpha[\mathbf{r}(\mathbf{c}, n_f), \mathbf{c}, n_f] - \mathbf{r}(\mathbf{c}, n_f) = \left[\frac{\delta \mathbf{r}(\mathbf{c}, n_f)}{\delta \mathbf{c}} + \frac{\delta^2 \mathbf{r}(\mathbf{c}, n_f)}{\delta \mathbf{c} \delta n_f} T_d \right] \left\{ \eta[\mathbf{r}(\mathbf{c}, n_f), \mathbf{c}, n_f] - \mathbf{c} \right\} + \frac{\delta \mathbf{r}(\mathbf{c}, n_f)}{\delta n_f} T_d \quad (5.4)$$

где $\mathbf{r}(\mathbf{c}, n_d)$ – искомое решение системы (5.3); \mathbf{c} – краевое условие функции $\boldsymbol{\lambda}(n_d)$;

Далее из уравнения выводится дискретный фильтр инвариантного погружения.

Уравнение (5.4) особенное, по нему можно увидеть различия между дискретным фильтром и непрерывным. Для этого раскроем дискретизацию Эйлера явно, в выражении (5.3) следующим способом:

$$\begin{cases} \boldsymbol{\alpha}[\mathbf{x}(n_d), \boldsymbol{\lambda}(n_d), n_d] = T_d \boldsymbol{\gamma}[\mathbf{x}(n_d), \boldsymbol{\lambda}(n_d), n_d] + \mathbf{x}(n_d) \\ \boldsymbol{\eta}[\mathbf{x}(n_d), \boldsymbol{\lambda}(n_d), n_d] = T_d \boldsymbol{\beta}[\mathbf{x}(n_d), \boldsymbol{\lambda}(n_d), n_d] + \boldsymbol{\lambda}(n_d) \end{cases} \quad (5.5)$$

Подставляя выражение (5.5) в (5.4) получаем:

$$T_d \boldsymbol{\gamma}[\mathbf{r}, \mathbf{c}, n_d] = \left[\frac{\delta \mathbf{r}(\mathbf{c}, n_d)}{\delta \mathbf{c}} + \frac{\delta^2 \mathbf{r}(\mathbf{c}, n_d)}{\delta \mathbf{c} \delta n_d} T_d \right] T_d \boldsymbol{\beta}[\mathbf{r}, \mathbf{c}, n_d] + \frac{\delta \mathbf{r}(\mathbf{c}, n_d)}{\delta n_d} T_d \quad (5.6)$$

Теперь поделим на T_d и устремим T_d к нулю, тем самым сделав систему непрерывной:

$$\begin{aligned} \lim_{T_d \rightarrow 0} \left(\boldsymbol{\gamma}[\mathbf{r}, \mathbf{c}, n_d] - \left[\frac{\delta \mathbf{r}(\mathbf{c}, n_d)}{\delta \mathbf{c}} + \frac{\delta^2 \mathbf{r}(\mathbf{c}, n_d)}{\delta \mathbf{c} \delta n_d} T_d \right] \boldsymbol{\beta}[\mathbf{r}, \mathbf{c}, n_d] - \frac{\delta \mathbf{r}(\mathbf{c}, n_d)}{\delta n_d} \right) = \\ = \boldsymbol{\gamma}[\mathbf{r}, \mathbf{c}, t_d] - \frac{\delta \mathbf{r}(\mathbf{c}, t_d)}{\delta \mathbf{c}} \boldsymbol{\beta}[\mathbf{r}, \mathbf{c}, t_d] - \frac{\delta \mathbf{r}(\mathbf{c}, t_d)}{\delta t_d} \end{aligned} \quad (5.7)$$

При этом частное отношение приращений второго порядка обнуляется :

$$\frac{\delta^2 \mathbf{r}(\mathbf{c}, n_d)}{\delta \mathbf{c} \delta n_d} T_d = 0 \quad (5.8)$$

В труде [121], было показано, что *частное отношение приращений второго порядка, может существенно влиять на динамику оцениваемого процесса при не пренебрежимо малых периодах дискретизации.*

А такие режимы часто возникают в инженерных ситуациях. Поэтому существенным в научном и инженерном плане является два подхода для

получения дискретного фильтра инвариантного погружения полного порядка для оценивания вектора механических величин вентильного двигателя:

– Вывод фильтра из уравнений (5.4), учитывающих частные разности второго порядка.

– Дискретизация системы (3.21), оптимальной только для малых периодов дискретизации.

На основании всего выше сказанного, *актуальной задачей* является определение применимости и сравнения разных видов дискретизации при решении задачи синтеза фильтра инвариантного погружения, на основе вентильного двигателя для цифровой системы управления.

5.1.2 Структура дискретного фильтр инвариантного погружения, учитывающего эффекты второго порядка

Дискретный фильтр инвариантного погружения [121] полученный из уравнения (5.4) и учитывающий эффекты второго порядка, можно записать как систему следующих уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \mathbf{x}(n_d + T_d) = \boldsymbol{\varphi}[\mathbf{x}(n_d), n_d] + \boldsymbol{\Gamma}[\mathbf{x}(n_d), n_d] \mathbf{w}(n_d) \\
 \mathbf{z}(n_d) = \mathbf{h}[\mathbf{x}(n_d), n_d] + \mathbf{v}(n_d) \\
 \hat{\mathbf{x}}(n_d + T_d) = \boldsymbol{\varphi}[\hat{\mathbf{x}}(n_d), n_d] + \mathbf{P}(n_d + T_d) \frac{\partial \mathbf{h}^T[\boldsymbol{\varphi}[\hat{\mathbf{x}}(n_d), n_d], n_d + T_d]}{\partial \boldsymbol{\varphi}[\hat{\mathbf{x}}(n_d), n_d]} \mathbf{V}_v^{-1}(n_d + T_d) \times \\
 \times \{ \mathbf{z}(n_d + T_d) - \mathbf{h}[\boldsymbol{\varphi}[\hat{\mathbf{x}}(n_d), n_d], n_d + T_d] \} \\
 \mathbf{P}(n_d + T_d) = \left\{ \mathbf{I} - \frac{\partial \mathbf{M}(\boldsymbol{\varphi}[\hat{\mathbf{x}}(n_d), n_d], n_d + T_d)}{\partial \boldsymbol{\varphi}[\hat{\mathbf{x}}(n_d), n_d]} \mathbf{P}_A(n_d + T_d) \right\}^{-1} \mathbf{P}_A(n_d + T_d) \\
 \mathbf{M}(\boldsymbol{\varphi}[\hat{\mathbf{x}}(n_d), n_d], n_d + T_d) = \frac{\partial \mathbf{h}[\boldsymbol{\varphi}[\hat{\mathbf{x}}(n_d), n_d], n_d + T_d]}{\partial \boldsymbol{\varphi}[\hat{\mathbf{x}}(n_d), n_d]} \mathbf{V}_v^{-1}(n_d + T_d) \times \\
 \times \{ \mathbf{z}(n_d + T_d) - \mathbf{h}[\boldsymbol{\varphi}[\hat{\mathbf{x}}(n_d), n_d], n_d + T_d] \} \\
 \mathbf{P}_A(n_d + T_d) = \boldsymbol{\Gamma}[\hat{\mathbf{x}}(n_d), n_d] \mathbf{V}_w \boldsymbol{\Gamma}^T[\hat{\mathbf{x}}(n_d), n_d] + \frac{\partial \boldsymbol{\varphi}[\hat{\mathbf{x}}(n_d), n_d]}{\partial \hat{\mathbf{x}}(n_d)} \mathbf{P}(n_d) \frac{\partial \boldsymbol{\varphi}^T[\hat{\mathbf{x}}(n_d), n_d]}{\partial \hat{\mathbf{x}}(n_d)}
 \end{array} \right. \quad (5.9)$$

$$\left\{ \begin{array}{l}
\dim \{ \forall r \in \{ \hat{\mathbf{x}}, \boldsymbol{\varphi}, \mathbf{w}, \mathbf{v}, \mathbf{M} \} \} = n \times 1 \quad \dim \left\{ \frac{\partial \boldsymbol{\varphi}}{\partial \hat{\mathbf{x}}} \right\} = \dim \{ \boldsymbol{\varphi} \} \times n = n \times n \\
\dim \{ \forall k \in \{ \boldsymbol{\Gamma}, \mathbf{V}_w, \mathbf{P}, \mathbf{P}_A, \mathbf{I} \} \} = n \times n \quad \dim \left\{ \frac{\partial \mathbf{h}}{\partial \boldsymbol{\varphi}} \right\} = n \times \dim \{ \boldsymbol{\varphi} \} = n \times m \\
\dim \{ \mathbf{V}_v \} = m \times m \\
\dim \{ \forall r_3 \in \{ \mathbf{z}, \mathbf{h} \} \} = m \times 1 \quad \dim \left\{ \frac{\partial \mathbf{M}}{\partial \boldsymbol{\varphi}} \right\} = \dim \{ \mathbf{M} \} \times n = n \times n \\
M \{ \mathbf{x}(n_{D0}) \} = \mu_{a_0} \\
D \{ \mathbf{x}(n_{D0}) \} = \nu_{a_0} \\
M \{ \mathbf{w} \} = D \{ \mathbf{v} \} = \text{cov} \{ \mathbf{w}, \mathbf{v} \} = 0 \\
\text{cov} \{ \mathbf{w}(n_D), \mathbf{w}(n_D + i) \} = \mathbf{V}_w \delta_D(i) \\
\text{cov} \{ \mathbf{v}(n_D), \mathbf{v}(n_D + j) \} = \mathbf{V}_v \delta_D(j)
\end{array} \right. \quad (5.10)$$

где $\mathbf{x}(n_D)$ – дискретный вектор состояния системы; $\boldsymbol{\varphi}[\mathbf{x}(n_D), n_D]$ – дискретная функция связи вектора состояния; $\boldsymbol{\Gamma}[\mathbf{x}(n_D), n_D]$ – дискретная матрица–функция взаимосвязи гауссовских шумов, вызванных естественными процессами не учитываемых моделью и их положением в модели; $\mathbf{w}(n_D)$ – дискретный вектор гауссовских шумов, вызванных естественными процессами не учитываемых моделью; $\mathbf{z}(n_D)$ – дискретный вектор наблюдения; $\mathbf{v}(n_D)$ – дискретный вектор гауссовских шумов, вызванных измерениями наблюдаемых величин; $M\{ \}$ – функция математического ожидания; $D\{ \}$ – функция дисперсии; $\text{cov}\{ \}$ – функция ковариации; \mathbf{V}_w – матрицу интенсивности ковариации дискретных шумов, вызванных естественными процессами в различные моменты дискретного времени; \mathbf{V}_v – матрицу интенсивности ковариации дискретных шумов, вызванных измерениями наблюдаемых величин в различные моменты дискретного времени; δ_D – дельта функция; i, j – некоторые значения дискретного времени; n_D – дискретное время; T_D – период дискретизации; $\hat{\mathbf{x}}(n_D)$ – дискретная оценка вектора состояния системы; $\boldsymbol{\varphi}[\hat{\mathbf{x}}(n_D), n_D]$ – дискретная функция связи оценки вектора состояния; $\mathbf{P}(n_D)$ – дискретная матрица дисперсии ошибки; $\mathbf{h}[\boldsymbol{\varphi}[\hat{\mathbf{x}}(n_D), n_D], n_D]$ –

дискретная функция связи вектора наблюдения; I – единичная матрица; $M(\varphi[\hat{x}(n_d), n_d], n_d + T_d)$ – дискретная матрица связи наблюдения и дисперсии ошибки; $P_A(n_d)$ – априорная дискретная дисперсия ошибки; $\dim\{ \}$ – функция размерности; n – размерность вектора состояния или исходной системы уравнений; m – размерность вектора наблюдения или количество наблюдаемых координат.

В случае применения системы (5.10) к (2.120), можно прийти к выводу, что вектор наблюдения можно записать как:

$$\begin{cases} \mathbf{z}(n_d) = \mathbf{H}[n_d] \mathbf{x}(n_d) + \mathbf{v}(n_d) \\ \dim\{\mathbf{H}\} = m \times n \end{cases} \quad (5.11)$$

Основываясь на выражении (5.11), можно провести факторизацию матрицы $\frac{\partial M}{\partial \varphi}$, что приведет её к виду:

$$\frac{\partial M(\varphi[\hat{x}(n_d), n_d], n_d + T_d)}{\partial \varphi[\hat{x}(n_d), n_d]} = \mathbf{H}^T[n_d + T_d] \mathbf{V}_v^{-1}(n_d + T_d) \mathbf{H}[n_d + T_d] \quad (5.12)$$

При подстановке выражения (5.12) в систему (5.10), система приходит к более простому виду:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}(n_d + T_d) = \varphi[\hat{\mathbf{x}}(n_d), n_d] + \mathbf{P}(n_d + T_d) \frac{\partial \mathbf{h}^T[\varphi[\hat{\mathbf{x}}(n_d), n_d], n_d + T_d]}{\partial \varphi[\hat{\mathbf{x}}(n_d), n_d]} \mathbf{V}_v^{-1}(n_d + T_d) \times \\ \times \{ \mathbf{z}(n_d + T_d) - \mathbf{h}[\varphi[\hat{\mathbf{x}}(n_d), n_d], n_d + T_d] \} \\ \mathbf{P}(n_d + T_d) = \mathbf{P}_A(n_d + T_d) - \mathbf{P}_A(n_d + T_d) \mathbf{H}^T[n_d + T_d] \times \\ \times [\mathbf{H}[n_d + T_d] \mathbf{P}_A(n_d + T_d) \mathbf{H}^T[n_d + T_d] + \mathbf{V}_v(n_d + T_d)]^{-1} \mathbf{H}[n_d + T_d] \mathbf{P}_A(n_d + T_d) \\ \mathbf{P}_A(n_d + T_d) = \mathbf{\Gamma}[\hat{\mathbf{x}}(n_d), n_d] \mathbf{V}_w \mathbf{\Gamma}^T[\hat{\mathbf{x}}(n_d), n_d] + \frac{\partial \varphi[\hat{\mathbf{x}}(n_d), n_d]}{\partial \hat{\mathbf{x}}(n_d)} \mathbf{P}(n_d) \frac{\partial \varphi^T[\hat{\mathbf{x}}(n_d), n_d]}{\partial \hat{\mathbf{x}}(n_d)} \end{cases} \quad (5.13)$$

Особенностью системы (5.13) является то, что размерность обратной матрицы меньше, чем в выражении (5.10):

$$\begin{aligned} & \dim \left\{ \mathbf{I} - \frac{\partial \mathbf{M}(\boldsymbol{\varphi}[\hat{\mathbf{x}}(n_d), n_d], n_d + T_d)}{\partial \boldsymbol{\varphi}[\hat{\mathbf{x}}(n_d), n_d]} \mathbf{P}_A(n_d + T_d) \right\} > \\ & > \dim \left\{ \mathbf{H}[n_d + T_d] \mathbf{P}_A(n_d + T_d) \mathbf{H}^T[n_d + T_d] + \mathbf{V}_v(n_d + T_d) \right\}, \text{ на } n - m \end{aligned} \quad (5.14)$$

Однако в системе (5.13) имеется частная производная $\frac{\partial \mathbf{h}}{\partial \boldsymbol{\varphi}}$ причем $\boldsymbol{\varphi}$ — является одношаговым предсказанием. Поэтому в соответствии с выражением (5.11), мы можем записать производную как:

$$\begin{aligned} & \frac{\partial \mathbf{h}[\boldsymbol{\varphi}[\hat{\mathbf{x}}(n_d), n_d], n_d + T_d]}{\partial \boldsymbol{\varphi}[\hat{\mathbf{x}}(n_d), n_d]} = \frac{\partial \mathbf{H}[n_d + T_d]}{\partial \boldsymbol{\varphi}[\hat{\mathbf{x}}(n_d), n_d]} \boldsymbol{\varphi}[\hat{\mathbf{x}}(n_d), n_d] + \\ & + \mathbf{H}[n_d + T_d] \frac{\partial \boldsymbol{\varphi}[\hat{\mathbf{x}}(n_d), n_d]}{\partial \boldsymbol{\varphi}[\hat{\mathbf{x}}(n_d), n_d]} = 0 + \mathbf{H}[n_d + T_d] \mathbf{I} = 0 + \mathbf{H}[n_d + T_d] \end{aligned} \quad (5.15)$$

И в соответствии с системой (5.11), система уравнений скелета фильтра инвариантного погружения для вентильного двигателя будет записана как:

$$\left\{ \begin{aligned} & \hat{\mathbf{x}}(n_d + T_d) = \boldsymbol{\varphi}[\hat{\mathbf{x}}(n_d), n_d] + \mathbf{P}(n_d + T_d) \mathbf{H}^T[n_d + T_d] \mathbf{V}_v^{-1}(n_d + T_d) \times \\ & \times \left\{ \mathbf{z}(n_d + T_d) - \mathbf{H}[n_d + T_d] \boldsymbol{\varphi}[\hat{\mathbf{x}}(n_d), n_d] \right\} \\ & \mathbf{P}(n_d + T_d) = \mathbf{P}_A(n_d + T_d) - \mathbf{P}_A(n_d + T_d) \mathbf{H}^T[n_d + T_d] \times \\ & \times \left[\mathbf{H}[n_d + T_d] \mathbf{P}_A(n_d + T_d) \mathbf{H}^T[n_d + T_d] + \mathbf{V}_v(n_d + T_d) \right]^{-1} \mathbf{H}[n_d + T_d] \mathbf{P}_A(n_d + T_d) \\ & \mathbf{P}_A(n_d + T_d) = \boldsymbol{\Gamma}[\hat{\mathbf{x}}(n_d), n_d] \mathbf{V}_w \boldsymbol{\Gamma}^T[\hat{\mathbf{x}}(n_d), n_d] + \frac{\partial \boldsymbol{\varphi}[\hat{\mathbf{x}}(n_d), n_d]}{\partial \hat{\mathbf{x}}(n_d)} \mathbf{P}(n_d) \frac{\partial \boldsymbol{\varphi}^T[\hat{\mathbf{x}}(n_d), n_d]}{\partial \hat{\mathbf{x}}(n_d)} \end{aligned} \right. \quad (5.16)$$

5.1.3 Дискретный фильтр инвариантного погружения, учитывающий эффекты второго порядка в применении к вентильному двигателю

Определим систему уравнений фильтра инвариантного погружения независимого, относительно шага дискретизации, для оценивания механических координат вентильного двигателя. Запишем составляющие векторов и динамических дискретных матриц в выражении (5.16):

$$\hat{\mathbf{x}}(n_D) = \begin{pmatrix} i_\alpha^s(n_D) \\ i_\beta^s(n_D) \\ \omega(n_D) \\ \hat{\varphi}(n_D) \\ M_c(n_D) \end{pmatrix} \quad \mathbf{z}(n_D) = \begin{pmatrix} \hat{i}_\alpha^s(n_D) \\ \hat{i}_\beta^s(n_D) \end{pmatrix} \quad \mathbf{H}^T(n_D) = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad \mathbf{V}_v^{-1}(n_D) = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (5.17)$$

$$\Phi[\hat{\mathbf{x}}(n_D), n_D] = \begin{pmatrix} \hat{i}_\alpha^s(n_D) + \frac{T_D U}{L^{s''}} \cos(\hat{\varphi}(n_D) + \theta) - \frac{T_D R^s}{L^{s''}} \hat{i}_\alpha^s(n_D) - \frac{T_D \mathbf{K}}{L^{s''}} \hat{\omega}(n_D) \cos(\hat{\varphi}(n_D)) \\ \hat{i}_\beta^s(n_D) + \frac{T_D U}{L^{s''}} \sin(\hat{\varphi}(n_D) + \theta) - \frac{T_D R^s}{L^{s''}} \hat{i}_\beta^s(n_D) - \frac{T_D \mathbf{K}}{L^{s''}} \hat{\omega}(n_D) \sin(\hat{\varphi}(n_D)) \\ \hat{\omega}(n_D) + \frac{T_D \mathbf{K}}{J^r} \hat{i}_\alpha^s(n_D) \cos(\hat{\varphi}(n_D)) + \frac{T_D \mathbf{K}}{J^r} \hat{i}_\beta^s(n_D) \sin(\hat{\varphi}(n_D)) - \frac{T_D \hat{M}_c(n_D)}{J^r} \\ \hat{\varphi}(n_D) + T_D \hat{\omega}(n_D) \\ \hat{M}_c(n_D) \end{pmatrix} \quad (5.18)$$

$$\begin{aligned} & \mathbf{P}_A(n_D + T_D) \mathbf{H}^T[n_D + T_D] \times [\mathbf{H}[n_D + T_D] \mathbf{P}_A(n_D + T_D) \mathbf{H}^T[n_D + T_D] + \mathbf{V}_v(n_D + T_D)]^{-1} \times \\ & \times \mathbf{H}[n_D + T_D] \mathbf{P}_A(n_D + T_D) = \\ & = \begin{pmatrix} b_{11} & b_{12} & b_{13} & b_{14} & b_{15} \\ b_{12} & b_{22} & b_{23} & b_{24} & b_{25} \\ b_{13} & b_{23} & b_{33} & b_{34} & b_{35} \\ b_{14} & b_{24} & b_{34} & b_{44} & b_{45} \\ b_{15} & b_{25} & b_{35} & b_{45} & b_{55} \end{pmatrix} = \mathbf{B} \end{aligned} \quad (5.19)$$

где b_{km} представлены следующими разностными уравнениями:

$$\begin{aligned}
b_{11} &= \alpha \left(P_{11}^A P_{11}^A (P_{22}^A + 1) - P_{11}^A P_{12}^A P_{12}^A + P_{12}^A P_{12}^A (P_{11}^A + 1) - P_{12}^A P_{12}^A P_{11}^A \right) \\
b_{12} &= \alpha \left(P_{12}^A P_{11}^A (P_{22}^A + 1) - P_{12}^A P_{12}^A P_{12}^A + P_{22}^A P_{12}^A (P_{11}^A + 1) - P_{22}^A P_{12}^A P_{11}^A \right) \\
b_{13} &= \alpha \left(P_{13}^A P_{11}^A (P_{22}^A + 1) - P_{13}^A P_{12}^A P_{12}^A + P_{23}^A P_{12}^A (P_{11}^A + 1) - P_{23}^A P_{12}^A P_{11}^A \right) \\
b_{14} &= \alpha \left(P_{14}^A P_{11}^A (P_{22}^A + 1) - P_{14}^A P_{12}^A P_{12}^A + P_{24}^A P_{12}^A (P_{11}^A + 1) - P_{24}^A P_{12}^A P_{11}^A \right) \\
b_{15} &= \alpha \left(P_{15}^A P_{11}^A (P_{22}^A + 1) - P_{15}^A P_{12}^A P_{12}^A + P_{25}^A P_{12}^A (P_{11}^A + 1) - P_{25}^A P_{12}^A P_{11}^A \right)
\end{aligned} \tag{5.20}$$

$$\begin{aligned}
b_{22} &= \alpha \left(P_{12}^A P_{12}^A (P_{22}^A + 1) - P_{12}^A P_{12}^A P_{22}^A + P_{22}^A P_{22}^A (P_{11}^A + 1) - P_{22}^A P_{12}^A P_{12}^A \right) \\
b_{23} &= \alpha \left(P_{13}^A P_{12}^A (P_{22}^A + 1) - P_{13}^A P_{12}^A P_{22}^A + P_{23}^A P_{22}^A (P_{11}^A + 1) - P_{23}^A P_{12}^A P_{12}^A \right) \\
b_{24} &= \alpha \left(P_{14}^A P_{12}^A (P_{22}^A + 1) - P_{14}^A P_{12}^A P_{22}^A + P_{24}^A P_{22}^A (P_{11}^A + 1) - P_{24}^A P_{12}^A P_{12}^A \right) \\
b_{25} &= \alpha \left(P_{15}^A P_{12}^A (P_{22}^A + 1) - P_{15}^A P_{12}^A P_{22}^A + P_{25}^A P_{22}^A (P_{11}^A + 1) - P_{25}^A P_{12}^A P_{12}^A \right) \\
b_{33} &= \alpha \left(P_{13}^A P_{13}^A (P_{22}^A + 1) - P_{13}^A P_{12}^A P_{23}^A + P_{23}^A P_{23}^A (P_{11}^A + 1) - P_{23}^A P_{12}^A P_{13}^A \right) \\
b_{34} &= \alpha \left(P_{14}^A P_{13}^A (P_{22}^A + 1) - P_{14}^A P_{12}^A P_{23}^A + P_{24}^A P_{23}^A (P_{11}^A + 1) - P_{24}^A P_{12}^A P_{13}^A \right) \\
b_{35} &= \alpha \left(P_{15}^A P_{13}^A (P_{22}^A + 1) - P_{15}^A P_{12}^A P_{23}^A + P_{25}^A P_{23}^A (P_{11}^A + 1) - P_{25}^A P_{12}^A P_{13}^A \right) \\
b_{44} &= \alpha \left(P_{14}^A P_{14}^A (P_{22}^A + 1) - P_{14}^A P_{12}^A P_{24}^A + P_{24}^A P_{24}^A (P_{11}^A + 1) - P_{24}^A P_{12}^A P_{14}^A \right) \\
b_{45} &= \alpha \left(P_{15}^A P_{14}^A (P_{22}^A + 1) - P_{15}^A P_{12}^A P_{24}^A + P_{25}^A P_{24}^A (P_{11}^A + 1) - P_{25}^A P_{12}^A P_{14}^A \right) \\
b_{55} &= \alpha \left(P_{15}^A P_{15}^A (P_{22}^A + 1) - P_{15}^A P_{12}^A P_{25}^A + P_{25}^A P_{25}^A (P_{11}^A + 1) - P_{25}^A P_{12}^A P_{15}^A \right)
\end{aligned} \tag{5.21}$$

где α представлена следующим выражением:

$$\alpha = \left((P_{11}^A + 1)(P_{22}^A + 1) - P_{12}^A P_{12}^A \right)^{-1} \tag{5.22}$$

$$\frac{\partial \varphi \left[\hat{\mathbf{x}}(n_D), n_D \right]}{\partial \hat{\mathbf{x}}(n_D)} \mathbf{P}(n_D) \frac{\partial \varphi^T \left[\hat{\mathbf{x}}(n_D), n_D \right]}{\partial \hat{\mathbf{x}}(n_D)} = \begin{pmatrix} d_{11} & d_{12} & d_{13} & d_{14} & d_{15} \\ d_{12} & d_{22} & d_{23} & d_{24} & d_{25} \\ d_{13} & d_{23} & d_{33} & d_{34} & d_{35} \\ d_{14} & d_{24} & d_{34} & d_{44} & d_{45} \\ d_{15} & d_{25} & d_{35} & d_{45} & d_{55} \end{pmatrix} = \mathbf{D} \tag{5.23}$$

где d_{km} представлены следующими разностными уравнениями:

$$\begin{aligned}
d_{11} &= c_{11}j_{11} + c_{13}j_{13} + c_{14}j_{14} & d_{22} &= c_{22}j_{22} + c_{23}j_{23} + c_{24}j_{24} \\
d_{12} &= c_{12}j_{22} + c_{13}j_{23} + c_{14}j_{24} & d_{23} &= c_{21}j_{31} + c_{22}j_{32} + c_{23}j_{33} + c_{24}j_{34} + c_{25}j_{35} \\
d_{13} &= c_{11}j_{31} + c_{12}j_{32} + c_{13}j_{33} + c_{14}j_{34} + c_{15}j_{35} & d_{24} &= c_{23}j_{43} + c_{24}j_{44} \\
d_{14} &= c_{13}j_{43} + c_{14}j_{44} & d_{25} &= c_{25}j_{55} \\
d_{15} &= c_{15}j_{55} & & \\
d_{33} &= c_{31}j_{31} + c_{32}j_{32} + c_{33}j_{33} + c_{34}j_{34} + c_{35}j_{35} & d_{44} &= c_{43}j_{43} + c_{44}j_{44} \\
d_{34} &= c_{33}j_{43} + c_{34}j_{44} & d_{45} &= c_{45}j_{55} \\
d_{35} &= c_{35}j_{55} & d_{55} &= c_{55}j_{55}
\end{aligned} \tag{5.24}$$

где c_{km} представлены следующими разностными уравнениями:

$$\begin{aligned}
c_{11} &= j_{11}P_{11} + j_{13}P_{13} + j_{14}P_{14} & c_{34} &= j_{31}P_{14} + j_{32}P_{24} + j_{33}P_{34} + j_{34}P_{44} + j_{35}P_{45} \\
c_{12} &= j_{11}P_{12} + j_{13}P_{23} + j_{14}P_{24} & c_{35} &= j_{31}P_{15} + j_{32}P_{25} + j_{33}P_{35} + j_{34}P_{45} + j_{35}P_{55} \\
c_{13} &= j_{11}P_{13} + j_{13}P_{33} + j_{14}P_{34} & c_{41} &= j_{43}P_{13} + j_{44}P_{14} \\
c_{14} &= j_{11}P_{14} + j_{13}P_{34} + j_{14}P_{44} & c_{42} &= j_{43}P_{23} + j_{44}P_{24}
\end{aligned} \tag{5.25}$$

$$\begin{aligned}
c_{15} &= j_{11}P_{15} + j_{13}P_{35} + j_{14}P_{45} & c_{43} &= j_{43}P_{33} + j_{44}P_{34} \\
c_{21} &= j_{22}P_{12} + j_{23}P_{13} + j_{24}P_{14} & c_{44} &= j_{43}P_{34} + j_{44}P_{44} \\
c_{22} &= j_{22}P_{22} + j_{23}P_{23} + j_{24}P_{24} & c_{45} &= j_{43}P_{35} + j_{44}P_{45} \\
c_{23} &= j_{22}P_{23} + j_{23}P_{33} + j_{24}P_{34} & c_{51} &= j_{55}P_{15} \\
c_{24} &= j_{22}P_{24} + j_{23}P_{34} + j_{24}P_{44} & c_{52} &= j_{55}P_{25} \\
c_{25} &= j_{22}P_{25} + j_{23}P_{35} + j_{24}P_{45} & c_{53} &= j_{55}P_{35} \\
c_{31} &= j_{31}P_{11} + j_{32}P_{12} + j_{33}P_{13} + j_{34}P_{14} + j_{35}P_{15} & c_{54} &= j_{55}P_{45} \\
c_{32} &= j_{31}P_{12} + j_{32}P_{22} + j_{33}P_{23} + j_{34}P_{24} + j_{35}P_{25} & c_{55} &= j_{55}P_{55} \\
c_{33} &= j_{31}P_{13} + j_{32}P_{23} + j_{33}P_{33} + j_{34}P_{34} + j_{35}P_{35}
\end{aligned} \tag{5.26}$$

где j_{km} представлены следующими разностными уравнениями:

$$\begin{aligned}
j_{11} &= \frac{\partial \varphi_1}{\partial \hat{i}_\alpha^s} = 1 - R^s / L^s & j_{22} &= \frac{\partial \varphi_2}{\partial \hat{i}_\beta^s} = 1 - R^s / L^s \\
j_{24} &= \frac{\partial \varphi_2}{\partial \hat{\varphi}} = \frac{T_D U}{L^s} \cos(\hat{\varphi}(n_D) + \theta) - \frac{T_D \kappa}{L^s} \hat{\omega}(n_D) \cos(\hat{\varphi}(n_D)) & j_{23} &= \frac{\partial \varphi_2}{\partial \hat{\omega}} = -\frac{T_D \kappa}{L^s} \sin(\hat{\varphi}(n_D)) \\
j_{14} &= \frac{\partial \varphi_1}{\partial \hat{\varphi}} = \frac{T_D \kappa}{L^s} \hat{\omega}(n_D) \sin(\hat{\varphi}(n_D)) - \frac{T_D U}{L^s} \sin(\hat{\varphi}(n_D) + \theta) & j_{13} &= \frac{\partial \varphi_1}{\partial \hat{\omega}} = -\frac{T_D \kappa}{L^s} \cos(\hat{\varphi}(n_D)) \\
j_{31} &= \frac{\partial \varphi_3}{\partial \hat{i}_\alpha^s} = \frac{T_D \kappa}{J^r} \cos(\hat{\varphi}(n_D)) & j_{35} &= \frac{\partial \varphi_3}{\partial \hat{M}_c} = -\frac{T_D}{J^r} \\
j_{32} &= \frac{\partial \varphi_3}{\partial \hat{i}_\beta^s} = \frac{T_D \kappa}{J^r} \sin(\hat{\varphi}(n_D)) & j_{44} &= \frac{\partial \varphi_4}{\partial \hat{\varphi}} = 1 \\
j_{33} &= \frac{\partial \varphi_3}{\partial \hat{\omega}} = 1 & j_{43} &= \frac{\partial \varphi_4}{\partial \hat{\omega}} = T_D \\
j_{34} &= \frac{\partial \varphi_3}{\partial \hat{\varphi}} = \frac{T_D \kappa}{J^r} \hat{i}_\beta^s(n_D) \cos(\hat{\varphi}(n_D)) - \frac{T_D \kappa}{J^r} \hat{i}_\alpha^s(n_D) \sin(\hat{\varphi}(n_D)) & j_{55} &= \frac{\partial \varphi_5}{\partial \hat{M}_c} = 1
\end{aligned} \tag{5.27}$$

Тогда система уравнений фильтра инвариантного погружения для вентильного двигателя будет записана как:

$$\left\{ \begin{array}{l} \hat{i}_\alpha^s(n_D + T_D) = \varphi_1 [\hat{\mathbf{x}}(n_D), n_D] + P_{11} (i_\alpha^s(n_D) - \varphi_1 [\hat{\mathbf{x}}(n_D), n_D]) + P_{12} (i_\beta^s(n_D) - \varphi_2 [\hat{\mathbf{x}}(n_D), n_D]) \\ \hat{i}_\beta^s(n_D + T_D) = \varphi_2 [\hat{\mathbf{x}}(n_D), n_D] + P_{21} (i_\alpha^s(n_D) - \varphi_1 [\hat{\mathbf{x}}(n_D), n_D]) + P_{22} (i_\beta^s(n_D) - \varphi_2 [\hat{\mathbf{x}}(n_D), n_D]) \\ \hat{\omega}(n_D + T_D) = \varphi_3 [\hat{\mathbf{x}}(n_D), n_D] + P_{31} (i_\alpha^s(n_D) - \varphi_1 [\hat{\mathbf{x}}(n_D), n_D]) + P_{32} (i_\beta^s(n_D) - \varphi_2 [\hat{\mathbf{x}}(n_D), n_D]) \\ \hat{\varphi}(n_D + T_D) = \varphi_4 [\hat{\mathbf{x}}(n_D), n_D] + P_{41} (i_\alpha^s(n_D) - \varphi_1 [\hat{\mathbf{x}}(n_D), n_D]) + P_{42} (i_\beta^s(n_D) - \varphi_2 [\hat{\mathbf{x}}(n_D), n_D]) \\ \hat{M}_c(n_D + T_D) = \varphi_5 [\hat{\mathbf{x}}(n_D), n_D] + P_{51} (i_\alpha^s(n_D) - \varphi_1 [\hat{\mathbf{x}}(n_D), n_D]) + P_{52} (i_\beta^s(n_D) - \varphi_2 [\hat{\mathbf{x}}(n_D), n_D]) \\ \mathbf{P}(n_D + T_D) = \mathbf{P}_A(n_D + T_D) - \mathbf{B}(n_D + T_D, \mathbf{P}_A(n_D + T_D)) \\ \mathbf{P}_A(n_D + T_D) = \mathbf{I} + \mathbf{D}(n_D, \mathbf{P}_A(n_D)) \end{array} \right. \quad (5.28)$$

где $\mathbf{B}(n_D + T_D, \mathbf{P}_A(n_D + T_D))$ вычисляется по системам (5.30–5.32); $\mathbf{D}(n_D, \mathbf{P}_A(n_D))$ вычисляется по выражениям (5.19–5.27).

Полученная система фильтра инвариантного погружения состоит из тридцати пяти разностных уравнений. Для микроконтроллеров высокой вычислительной мощности, данная система является приемлемой, однако данная дискретизация фильтра обладает достоинствами и недостатками.

Среди достоинств – это точность аппроксимации решения, даже при больших периодах дискретизации.

Самый главный недостаток полученного фильтра – это большая вероятность структурной неустойчивости, применительно к вентильному двигателю. Это можно увидеть из уравнений (5.20–5.22), все они требуют расчета на каждом шаге дискретизации отношений, причем знаменатели этих отношений не защищены от появления в них нулей, что в свою очередь приводит к выводу о высокой вероятности структурной неустойчивости фильтра.

Поэтому, на основании проведенного анализа – *считать не перспективным* применение этого вида дискретизации при реализации оценивающего фильтра инвариантного погружения для вентильного двигателя.

5.1.4 Дискретный фильтр инвариантного погружения

На основании структурной неустойчивости дискретного фильтра инвариантного погружения, учитывающего эффекты второго порядка, было решено провести дискретизацию непрерывных уравнений фильтра инвариантного погружения (3.20 – 3.21).

Существуют различные виды дискретизации: прямой метод Эйлера; обратный метод Эйлера; Рунге–Кутта 1–8 порядка; Рунге–Кутта с адаптивным шагом; метод Адамса [118] и другие. Перечислим основные особенности, относительно каждого метода при применении к непрерывному фильтру инвариантного погружения (3.20 – 3.21).

Метод Адамса – для решения необходимо 20 уравнений. Метод использует три дополнительных начальных значения, для поиска которых необходимо использовать другой метод вычисления. Поэтому для его использования, первые три шага будут рассчитываться менее точно, при этом необходимо держать в памяти 60 значений переменных на каждом шаге дискретизации.

Методы Рунге–Кутта – для решения необходимо 20 уравнений, однако к каждому разностному уравнению добавляется n слагаемых, где n – порядок метода, кроме этого, в адаптивном методе количество слагаемых меняется. Для применения этого метода, необходимы исключительные вычислительные мощности микроконтроллера, так как на каждом периоде необходимо вычислять по сложности $20 \times n$ уравнений.

Метод Эйлера – или метод Рунге–Кутта первого порядка, для решения использует простую разностную сетку с постоянным или адаптивным шагом, меняющимся от узла к узлу. Наиболее простой метод для применения, использует только 20 уравнений и начальные условия.

С помощью программного пакета Vissim, было проведено моделирование всех названных методов и выбран метод Эйлера с шагом дискретизации 0.001с, на основании того, что этот метод "сходится", имеет запас устойчивости и использует наименьшие вычислительные ресурсы микроконтроллера.

Рассмотрим систему (3.20–3.21) из главы №3, получим дискретную модель данной системы методом Эйлера, для малых периодов дискретизации.

$$\left\{ \begin{aligned}
 \hat{i}_\alpha^s(n_D + T_D) &= \hat{i}_\alpha^s(n_D) + \frac{T_D U}{L^s} \cos(\hat{\phi}(n_D) + \theta) - \frac{T_D R^s}{L^s} \hat{i}_\alpha^s(n_D) - \\
 &\quad - \frac{T_D K Z_p}{L^s} \hat{\omega}(n_D) \cos(\hat{\phi}(n_D)) + T_D P_{11} (i_\alpha^s(n_D) - \hat{i}_\alpha^s(n_D)) + T_D P_{21} (i_\beta^s(n_D) - \hat{i}_\beta^s(n_D)) \\
 \hat{i}_\beta^s(n_D + T_D) &= \hat{i}_\beta^s(n_D) + \frac{T_D U}{L^s} \sin(\hat{\phi}(n_D) + \theta) - \frac{T_D R^s}{L^s} \hat{i}_\beta^s(n_D) - \\
 &\quad - \frac{T_D K Z_p}{L^s} \hat{\omega}(n_D) \sin(\hat{\phi}(n_D)) + T_D P_{21} (i_\alpha^s(n_D) - \hat{i}_\alpha^s(n_D)) + T_D P_{22} (i_\beta^s(n_D) - \hat{i}_\beta^s(n_D)) \\
 \hat{\omega}(n_D + T_D) &= \hat{\omega}(n_D) + \frac{T_D K Z_p}{J^r} \hat{i}_\alpha^s(n_D) \cos(\hat{\phi}(n_D)) + \frac{T_D K Z_p}{J^r} \hat{i}_\beta^s(n_D) \sin(\hat{\phi}(n_D)) - \\
 &\quad - \frac{T_D}{J^r} \hat{M}_c(n_D) + T_D P_{31} (i_\alpha^s(n_D) - \hat{i}_\alpha^s(n_D)) + T_D P_{32} (i_\beta^s(n_D) - \hat{i}_\beta^s(n_D)) \\
 \hat{\phi}(n_D + T_D) &= \hat{\phi}(n_D) + T_D \hat{\omega}(n_D) + T_D P_{41} (i_\alpha^s(n_D) - \hat{i}_\alpha^s(n_D)) + T_D P_{42} (i_\beta^s(n_D) - \hat{i}_\beta^s(n_D)) \\
 \hat{M}_c(n_D + T_D) &= \hat{M}_c(n_D) + T_D P_{51} (i_\alpha^s(n_D) - \hat{i}_\alpha^s(n_D)) + T_D P_{52} (i_\beta^s(n_D) - \hat{i}_\beta^s(n_D))
 \end{aligned} \right. \quad (5.29)$$

$$\left\{ \begin{aligned}
 P_{11}(n_D + T_D) &= P_{11} + 2T_D P_{11} j_{11} + 2T_D P_{31} j_{13} + 2T_D P_{41} j_{14} - \\
 &\quad - T_D P_{11} P_{11} - T_D P_{21} P_{21} + T_D \\
 P_{21}(n_D + T_D) &= P_{21} + T_D P_{21} j_{11} + T_D P_{32} j_{13} + T_D P_{42} j_{14} + j_{22} T_D P_{21} + j_{23} T_D P_{31} + \\
 &\quad + j_{24} T_D P_{41} - P_{21} T_D P_{11} - P_{22} T_D P_{21} \\
 P_{31}(n_D + T_D) &= P_{31} + T_D P_{31} j_{11} + T_D P_{33} j_{13} + T_D P_{43} j_{14} + j_{31} T_D P_{11} + j_{32} T_D P_{21} + \\
 &\quad + j_{34} T_D P_{41} + j_{35} T_D P_{51} - T_D P_{31} P_{11} - T_D P_{32} P_{21} \\
 P_{41}(n_D + T_D) &= P_{41} + T_D P_{41} j_{11} + T_D P_{43} j_{13} + T_D P_{44} j_{14} + T_D P_{41} - T_D P_{41} P_{11} - T_D P_{42} P_{21} \\
 P_{51}(n_D + T_D) &= P_{51} + T_D P_{51} j_{11} + T_D P_{53} j_{13} + T_D P_{54} j_{14} - T_D P_{51} P_{11} - T_D P_{52} P_{21} \\
 P_{22}(n_D + T_D) &= P_{22} + 2T_D P_{22} j_{22} + 2T_D P_{32} j_{23} + 2T_D P_{42} j_{24} - T_D P_{21} P_{21} - T_D P_{22} P_{22} + T_D \\
 P_{32}(n_D + T_D) &= P_{32} + T_D P_{32} j_{22} + T_D P_{33} j_{23} + T_D P_{43} j_{24} + j_{31} T_D P_{21} + j_{32} T_D P_{22} + \\
 &\quad + j_{34} T_D P_{42} + j_{35} T_D P_{52} - T_D P_{31} P_{21} - T_D P_{32} P_{22} \\
 P_{42}(n_D + T_D) &= P_{42} + T_D P_{42} j_{22} + T_D P_{43} j_{23} + T_D P_{44} j_{24} + T_D P_{42} - \\
 &\quad - T_D P_{41} P_{21} - T_D P_{42} P_{22} \\
 P_{52}(n_D + T_D) &= P_{52} + T_D P_{52} j_{22} + T_D P_{53} j_{23} + T_D P_{54} j_{24} - T_D P_{51} P_{21} - T_D P_{52} P_{22} \\
 P_{33}(n_D + T_D) &= P_{33} + 2T_D P_{31} j_{31} + 2T_D P_{32} j_{32} + 2T_D P_{43} j_{34} - \\
 &\quad - 2T_D j_{35} P_{53} - T_D P_{31} P_{31} - T_D P_{32} P_{32} + T_D
 \end{aligned} \right. \quad (5.30)$$

$$\begin{cases}
P_{43}(n_d + T_d) = P_{43} + T_d P_{41} j_{31} + T_d P_{42} j_{32} + T_d P_{44} j_{34} + T_d j_{35} P_{54} + \\
\quad + T_d P_{43} - T_d P_{41} P_{31} - T_d P_{42} P_{32} \\
P_{53}(n_d + T_d) = P_{53} + T_d P_{51} j_{31} + T_d P_{52} j_{32} + T_d P_{54} j_{34} + T_d j_{35} P_{55} - \\
\quad - T_d P_{51} P_{31} - T_d P_{52} P_{32} \\
P_{44}(n_d + T_d) = P_{44} + 2T_d P_{44} - P_{41} T_d P_{41} - T_d P_{42} P_{42} + T_d \\
P_{54}(n_d + T_d) = P_{54} + T_d P_{54} - T_d P_{51} P_{41} - T_d P_{52} P_{42} \\
P_{55}(n_d + T_d) = P_{55} + T_d P_{51} P_{51} + T_d P_{52} P_{52} + 1
\end{cases} \quad (5.31)$$

где j_{mn} определяется системой (5.32); а дисперсия P_{mn} – где нет скобок, является функциональной зависимостью типа: $P_{mn}(n_d)$, также z_p – это число пар полюсов.

$$\begin{aligned}
j_{14} &= \frac{\kappa z_p}{L^{s^n}} \frac{3}{2} \hat{\omega}(n_d) \sin(\hat{\phi}(n_d)) - \frac{U}{L^{s^n}} \sin(\hat{\phi}(n_d) + \theta(n_d)) & j_{11} &= -R^s / L^{s^n} \\
j_{24} &= \frac{U}{L^{s^n}} \cos(\hat{\phi}(n_d) + \theta) - \frac{\kappa z_p}{L^{s^n}} \hat{\omega}(n_d) \cos(\hat{\phi}(n_d)) & j_{22} &= -R^s / L^{s^n} \\
j_{34} &= \frac{\kappa z_p}{J^r} \hat{i}_\beta^s(n_d) \cos(\hat{\phi}(n_d)) - \frac{\kappa z_p}{J^r} \hat{i}_\alpha^s(n_d) \sin(\hat{\phi}(n_d)) & j_{35} &= -\frac{1}{J^r} \\
j_{13} &= -\frac{\kappa z_p}{L^{s^n}} \cos(\hat{\phi}(n_d)) & j_{23} &= -\frac{\kappa z_p}{L^{s^n}} \frac{3}{2} \sin(\hat{\phi}(n_d)) \\
j_{31} &= \frac{\kappa z_p}{J^r} \cos(\hat{\phi}(n_d)) & j_{32} &= \frac{\kappa z_p}{J^r} \sin(\hat{\phi}(n_d))
\end{aligned} \quad (5.32)$$

Полученный фильтр является системой разностных уравнений двадцатого порядка, что ниже, чем в выражении (5.28).

Проанализировав выражения (5.28), а также (5.29–5.32), можно придти к выводу, что *наиболее перспективной для реализации системой, является: дискретизированный фильтр инвариантного погружения методом Эйлера.*

Основные его достоинства заключаются: в простоте уравнений, малом их количестве по сравнению с универсальным дискретным фильтром инвариантного погружения. Также у фильтра отсутствует существенный недостаток, как структурная неустойчивость, выраженный (5.20–5.22) в связи с вероятным

получением нуля в знаменателе искомым коэффициентов и дестабилизации работы фильтра.

Недостатком можно считать малую точность и устойчивость при больших периодах шага дискретизации, однако, на современных контроллерах, шаг дискретизации можно выставить практически любой.

5.2 Экспериментальная часть

5.2.1 Цели экспериментальной части

В предыдущих главах основательно развита теория вентильного электропривода и его надежности, однако, учитывая состав материального обеспечения кафедры ЛА, целесообразным и возможным является проверка только некоторых выдвинутых положений.

Цель экспериментальной части заключается в экспериментальной проверке и практическом доказательстве трех выдвинутых гипотез, а именно:

- О работоспособности вентильного двигателя в бездатчиковом режиме при использовании фильтра инвариантного погружения в качестве оценивающего устройства
- О повышении скорости холостого хода вентильного двигателя в бездатчиковом режиме при использовании оптимальных значений угла коммутации
- О повышении значений электромагнитного момента вентильного двигателя в бездатчиковом режиме при использовании оптимальных значений угла коммутации

5.2.2 Методика экспериментальной части

Методика проводимых экспериментов основана на теории последовательного планирования[174], которое заключается: в сборе предварительной информации; поиске оптимального плана проведения эксперимента; коррекции действий, связанных с уточнением статистических данных или с изменением условий опыта.

К предварительной информации, прежде всего, относится тот факт, что для проверки выдвинутых гипотез необходим универсальный электропривод для синхронного двигателя. Кроме этого, к основному микроконтроллеру привода выдвигаются условия предоставления необходимой вычислительной мощности для реализации на борту привода фильтра инвариантного погружения, кроме этого, есть необходимость записи рассчитанных и измеренных величин для последующего воспроизведения в виде графиков. Также к предварительной информации относится, необходимость фототахометрических измерений скорости вращения.

Оптимальной методикой проведения экспериментов для подтверждения выдвинутых гипотез можно считать следующую последовательность:

- Реализация экспериментального векторного привода вентильного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов, удовлетворяющего предварительным требованиям к вычислительной мощности.

- Синтез программного обеспечения, которое реализует фильтр инвариантного погружения для оценивания механических координат (угол, скорость, момент вращения ротора двигателя) вентильного двигателя по дискретным разностным уравнениям (5.29–5.32).

- Реализация экспериментальной установки, которая обеспечивает фототахометрические измерения скорости вращения ротора вентильного двигателя, также установка должна обеспечивать появление в заранее заданный момент времени момента сопротивления на валу двигателя, путем трения резиновой головки о корпус ротора двигателя.

- Опыт первый: реализация сложной программы задания изменения скорости вращения вентильного двигателя при замыкании обратной связи по восстановленным значениям угла поворота ротора двигателя, полученным из фильтра инвариантного погружения. Программа управления скоростью вентильного двигателя должна учитывать следующие режимы: ускоренное изменение скорости, поддержание скорости, реверс, появление малого момента на

валу двигателя, прямой пуск на холостом ходу с измерением переходного процесса, резкое появление момента на валу двигателя.

При проведении эксперимента должны фиксироваться следующие значения:

1) скорость вращения ротора двигателя, полученная из фильтра инвариантного погружения – эти значения должны фиксироваться каждые 0.1 секунду и записываться долгосрочную память микроконтроллера.

2) скорость вращения ротора вентильного двигателя, которая должна измеряться фототахометром по маркеру на роторе двигателя – эти значения должны фиксироваться каждые 2 секунды.

После проведения опыта, необходимо провести статистический анализ полученных данных

– Опыт второй: реализация повышения скорости холостого хода вентильного двигателя, на основе обратной связи по фильтру инвариантного погружения, при использовании предварительно посчитанного оптимального угла коммутации. Эксперимент должен быть проведен при постоянной скорости вращения, в двух режимах: с углом коммутации равным нулю и с углом коммутации равным оптимальному значению, посчитанному по формуле (3.118).

При проведении эксперимента должны фиксироваться следующие значения:

1) скорость вращения ротора двигателя полученная из фильтра инвариантного погружения – эти значения должны фиксироваться каждые 0.1 секунду и записываться долгосрочную память микроконтроллера.

2) скорость вращения ротора вентильного двигателя, которая должна измеряться фототахометром по маркеру на роторе двигателя – эти значения должны фиксироваться каждые 2 секунды.

– Опыт третий: реализация повышения электромагнитного момента вентильного двигателя, на основе обратной связи по фильтру инвариантного погружения, при использовании предварительно посчитанной таблице оптимальных углов коммутации. Эксперимент должен быть проведен путем

многократного измерения механических характеристик, в двух режимах: с углом коммутации равным нулю и с углом коммутации равному оптимальному значению, посчитанному по формуле (3.106) и расчета разности между характеристиками.

При проведении эксперимента должны фиксироваться следующие значения:

1) скорость вращения ротора с помощью претензионного тахометра ТЭ–6К–ТК–2, путем записи значений в долгосрочную память.

2) момент сопротивления на валу двигателя, путем измерения силы приложенной к валу двигателя цифровым динамометром НТ434В.

5.2.3 Описание экспериментальной установки и приборов измерения

При проведении экспериментов были использованы следующие приборы:

– Цифровой фототахометр DT2334В имеющий два режима измерений скорости вращения: 2–999 об/мин и 1000–99999 об/мин. Класс точности прибора 0.05%. Абсолютная предельная погрешность в режиме 2–999 об/мин, составляет 0.5 об/мин.

– Претензионный цифровой фототахометр ТЭ–6К–ТК–2 два режима измерений скорости вращения: 0.05–350 об/мин и 350–10000 об/мин Класс точности прибора 0.01%. Абсолютная предельная погрешность в режиме 0.01–350 об/мин, составляет 0.035 об/мин.

– Цифровой динамометр НТ434В имеющий один режим измерения 0.01–400 Н. Класс точности прибора 0.01%. Абсолютная погрешность составляет 0.04 Н.

– Набор гирь Г4–6111.10 имеющий в наборе веса от 10 мг до 2 Кг. Класс точности 4. Абсолютная погрешность для набора составляет для 10 мг для максимального веса.

– Набор килограммовых гирь КГО (ГОСТ 7328–82) имеющий в наборе веса от 1 до 10 Кг. Класс точности 5. Абсолютная погрешность для набора составляет для 50 мг для максимального веса.

Для реализации появления момента на валу двигателя в определенное время, была собрана экспериментальная установка, позволяющая в определенный момент времени "сбросить" тарированную нагрузку (в размере 42 Н) на резиновую прокладку с коэффициентом трения 0.65 и тем самым, создав момент на валу двигателя в 1 Нм. Фотография установки представлена на рисунке 5.1:

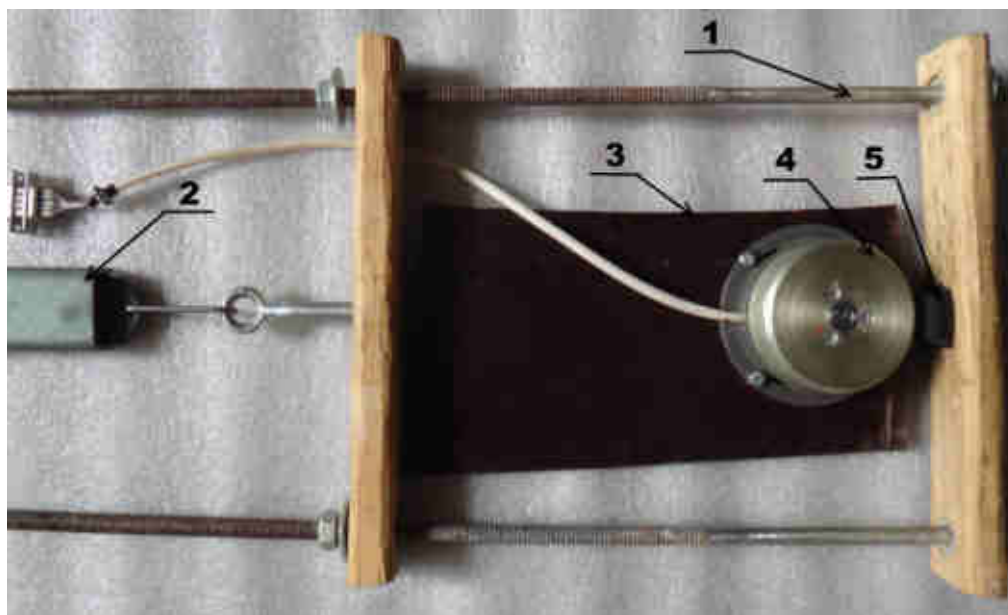


Рисунок 5.1 – фотография механической нагрузки на вал двигателя ДБ–72.

На рисунке представлено: 1– жесткая нагруженная рама; 2 – динамометр; 3 – рама крепежа станины двигателя (крепится в настольные тисы); 4 – вентильный двигатель на базе синхронного ДБ–72; 5 – резиновая тормозная прокладка.

5.2.3.1 Описание электропривода экспериментальной установки

За основу практической реализации дискретного фильтра инвариантного погружения, относительно выражений (5.29–5.32), был выбран "Комплект разработчика устройств управления электродвигателями" [211,210], спроектированный Клиначевым Николаем Васильевичем.

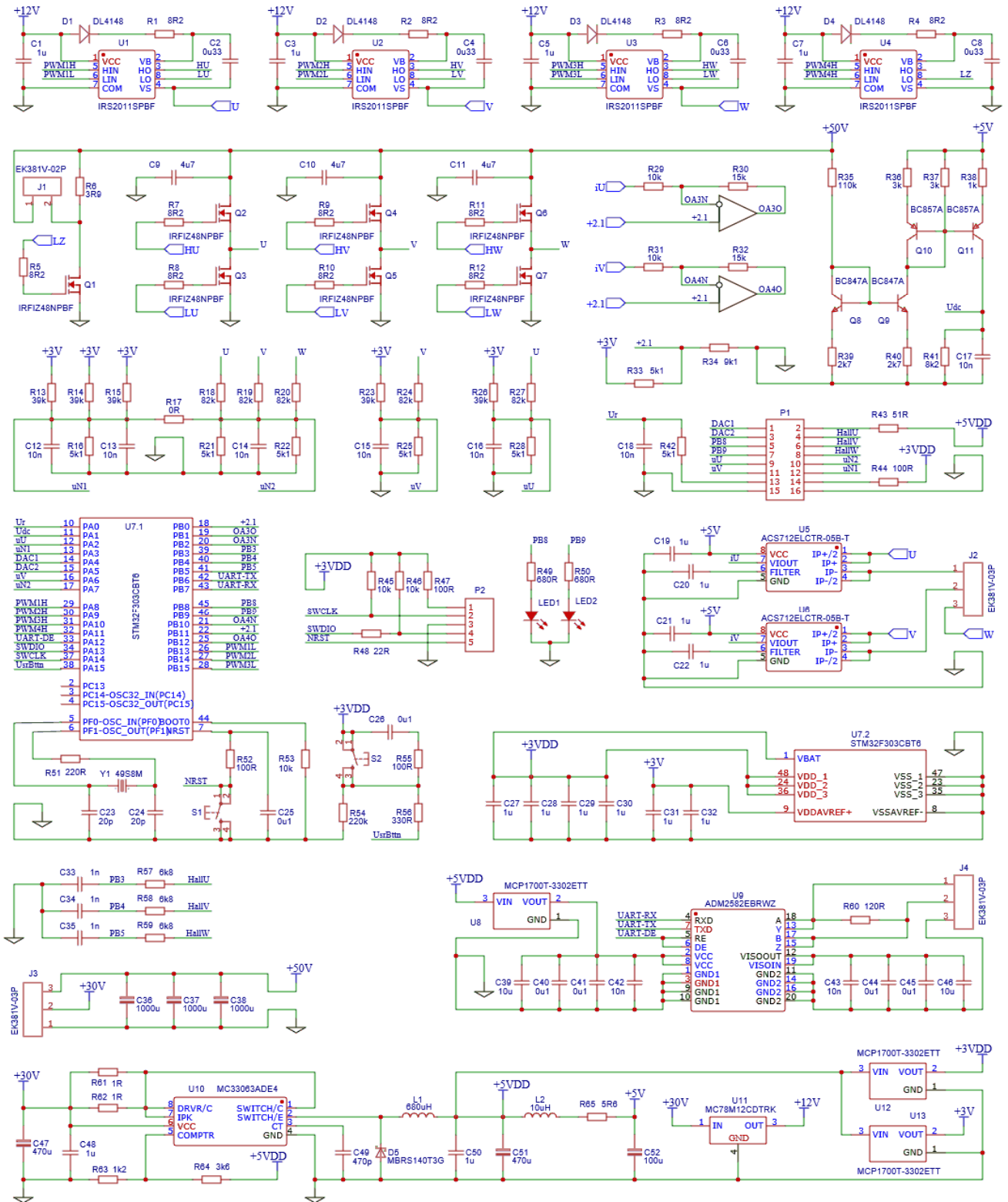
Выбор обусловлен следующими факторами: Комплект оснащен мощным, современным микроконтроллером: STM32F303CBT6 с тактовой частотой 72 МГц, кроме того он обладает 32–разрядным ядром Cortex–M4 и поддержкой DSP

инструкций, модулем плавающей точки (FPU) и расширенной аналоговой периферией.

Среди основных преимуществ данного семейства контроллеров, можно отметить наличие быстрых АЦП последовательного приближения (12–бит, 0,2 мкс), точных 16–бит сигма–дельта АЦП, операционных усилителей с программируемым коэффициентом усиления, быстрых компараторов и более точных и быстрых таймеров.

Кроме этого: в комплекте используются высокочастотные ключи IRFIZ48NPBF, с возможностью работы с токами до 50 А; для измерения тока в комплекте применяются микросхемы ACS712; для прошивки флеш–памяти процессора и отладки программного кода, необходимо использовать любую из демонстрационных плат с ARM–процессором и SWD–разъемом от фирмы ST Microelectronics, например, STM32F3DISCOVERY или фирменный программатор с гальванической развязкой.

Принципиальная схема комплекта представлена на рисунке 5.2:



Разработал: Клиначев Н.В. 27.07.2016

Рисунок 5.2 – Принципиальная электрическая схема "комплекта разработчика устройств управления электродвигателями"

Относительно принципиальной электрической схемы, имеется чертеж печатной платы, представленный на рисунке 5.3:

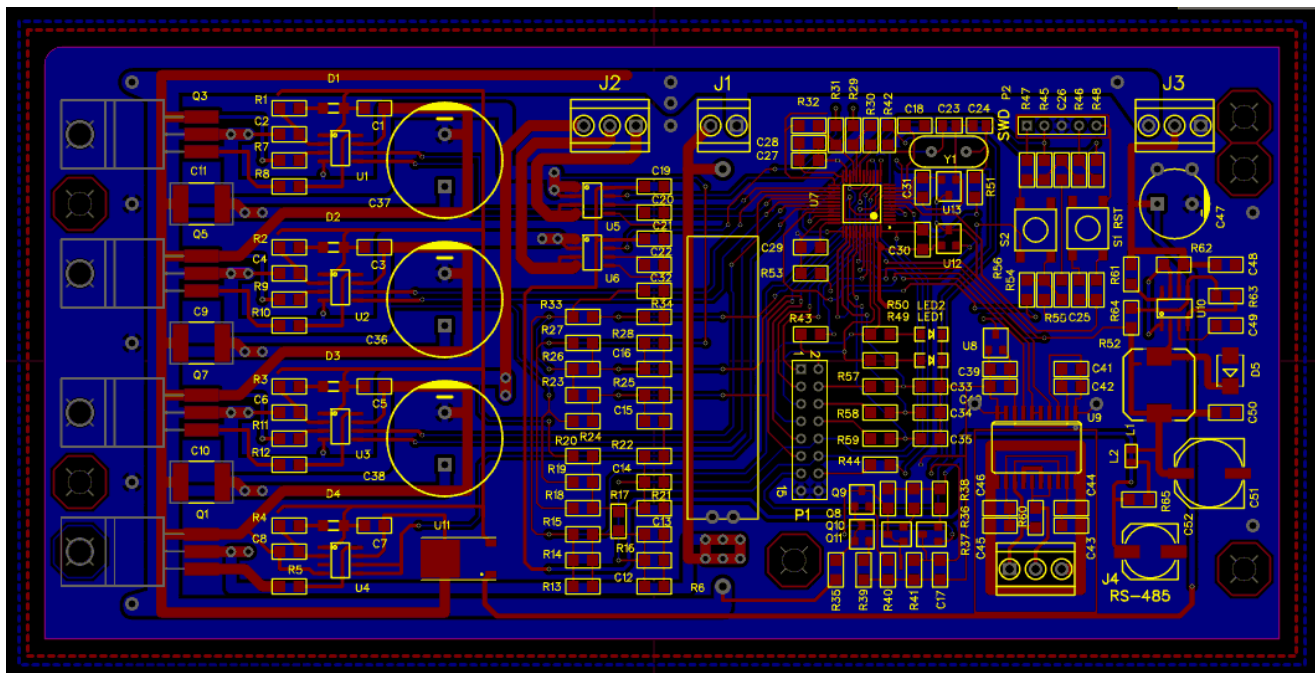


Рисунок 5.3 – Чертеж печатной платы "комплекта разработчика устройств управления электродвигателями"

По принципиальной электрической схеме и чертежу печатной платы, был собран комплект, этапы сборки представлены на рисунках 5.3 и 5.4:

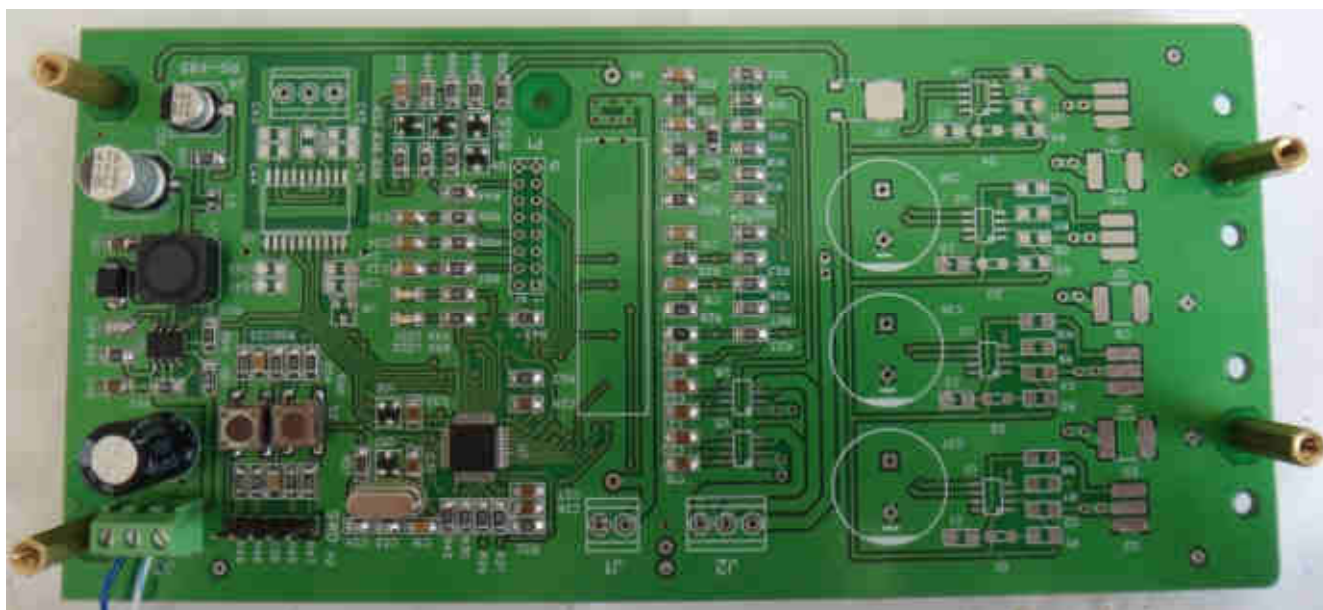


Рисунок 5.4 – Фотография макета платы "комплекта разработчика устройств управления электродвигателями" с собранной информационной частью

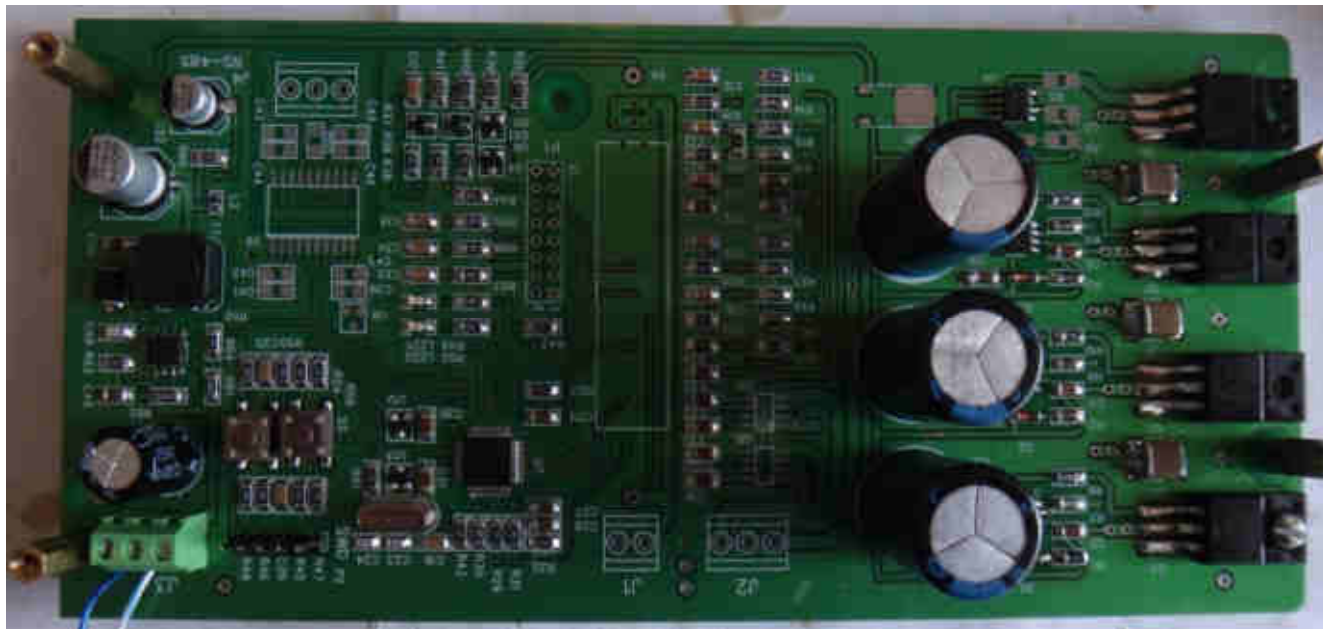


Рисунок 5.5 – Фотография макета платы "комплекта разработчика устройств управления электродвигателями" с собранными силовыми и информационными частями.

Для эксперимента, был выбран синхронный электродвигатель с постоянными магнитами ДБ–72_40_1000. [209] Характеристики двигателя представлены следующим образом: количество пар полюсов $Z_p = 10$; коэффициент связи эдс с потоком $C_E = 0.118$; индуктивность одной фазы $L_\phi = 1.4 \times 10^{-3} \text{ Гн}$; сопротивление одной фазы $R_\phi = 1 \text{ Ом}$; момент инерции ротора $J = 3,7288 \times 10^{-4} \text{ кгм}^2$; тип соединения обмоток – звезда; максимальный ток секции $I_m = 3 \text{ А}$. Фотография двигателя представлена на рисунке 5.5, разобранный вариант представлен на рисунке 5.6:



Рисунок 5.6 – Фотография синхронного электродвигателя ДБ–72_40_1000 с возбуждением от постоянных магнитов



Рисунок 5.7 – Фотография синхронного электродвигателя ДБ–72_40_1000 с возбуждением от постоянных магнитов со снятым ротором

5.2.3.2 Описание программной части экспериментальной установки

За основу был взят исходный программный код для платы "комплекта разработчика устройств управления электродвигателями", разработанный

Клиначевым Н.В. [211]. Для практической проверки были введены изменения в исходную структуру проекта, для реализации дискретного фильтра инвариантного погружения. Код всей программы представлен в приложении 2. Здесь изложим основные изменения в исходный код:

//Определим точность расчета целочисленной математики в файле mclib.h, соответствующая стандарту I12Q20:

```
#define GL_Q 20
#define teta 0;
#define KE KE*POLUS;
```

// Инициализируем основные рабочие переменные отвечающие за переменные системы (5.39–5.41) и присвоим им начальное значение:

```
static _iq niA =      _IQ(0.0);
static _iq niB =      _IQ(0.0);
static _iq nOmega =  _IQ(0.0);
static _iq nFi =      _IQ(0.0);
static _iq nMc =      _IQ(0.0);
static _iq nP11 =     _IQ(0.0);
static _iq nP21 =     _IQ(0.0);
static _iq nP31 =     _IQ(0.0);
static _iq nP41 =     _IQ(0.0);
static _iq nP51 =     _IQ(0.0);
static _iq nP22 =     _IQ(0.0);
static _iq nP32 =     _IQ(0.0);
static _iq nP42 =     _IQ(0.0);
static _iq nP52 =     _IQ(0.0);
static _iq nP33 =     _IQ(0.0);
```

```

static _iq nP43 =      _IQ(0.0);
static _iq nP53 =      _IQ(0.0);
static _iq nP44 =      _IQ(0.0);
static _iq nP54 =      _IQ(0.0);
static _iq nP55 =      _IQ(0.0);

```

// Инициализируем передаточные переменные для передачи функциональных значений зависящих от рабочих переменных на следующий шаг итерации расчета процессов работы фильтра инвариантного погружения:

```

    _iq gniA =      _IQ(0.0);
    _iq gniB =      _IQ(0.0);
    _iq gnOmega =   _IQ(0.0);
    _iq gnFi =      _IQ(0.0);
    _iq gnMc =      _IQ(0.0);
    _iq gnMc =      _IQ(0.0);
    _iq gnP11 =     _IQ(0.0);
    _iq gnP21 =     _IQ(0.0);
    _iq gnP31 =     _IQ(0.0);
    _iq gnP41 =     _IQ(0.0);
    _iq gnP51 =     _IQ(0.0);
    _iq gnP22 =     _IQ(0.0);
    _iq gnP32 =     _IQ(0.0);
    _iq gnP42 =     _IQ(0.0);
    _iq gnP52 =     _IQ(0.0);
    _iq gnP33 =     _IQ(0.0);
    _iq gnP43 =     _IQ(0.0);
    _iq gnP53 =     _IQ(0.0);
    _iq gnP44 =     _IQ(0.0);
    _iq gnP54 =     _IQ(0.0);

```

```
_iq gnP55 = _IQ(0.0);
```

// Определим основные константы, используемые в алгоритме инвариантного фильтра в качестве постоянных множителей:

```
_iq help_var = 0;
_iq j11 = _IQ((-1*RS)/LS);
_iq gg1 = _IQ(KE/( *LS));
_iq gg2 = _IQ(KE/( JPR));
_iq gg4 = _IQ(TIMESTEP/LS);
_iq gg5 = _IQ((TIMESTEP*RS)/LS);
_iq gg6 = _IQ((TIMESTEP*KE)/( LS));
_iq gg7 = _IQ((TIMESTEP*KE)/( JPR));
_iq gg8 = _IQ(TIMESTEP/JPR);
_iq j22 = j11 ;
_iq j35 = _IQ(-1/(JPR));
```

// Определим внутренние переменные, используемые в алгоритме инвариантного фильтра в качестве переменных множителей зависящих от искомым процессов:

```
_iq gg3 = IQdiv14BIT(_iq (Upit),_iq (LS));
_iq j13 = _IQmpy(_IQmpy( _IQ(-1.0), gg1), _IQcos(nFi,help_var));
_iq j14 = _IQmpy(_IQmpy(_IQmpy( _IQ(1.5),gg1),nOmega),
_IQsin(nFi,help_var)) -_IQmpy( gg3, _IQsin(nFi+teta, help_var);
_iq j23 = _IQmpy(_IQmpy(_IQmpy( _IQ(-1.0), gg1),_IQ(1.5)),
_IQsin(nFi,help_var));
_iq j24 = _IQmpy( gg3, _IQcos(nFi+teta, help_var)-_IQmpy(_IQmpy(_IQmpy(
_IQ(1.5), gg1), nOmega), _IQcos(nFi,help_var));
_iq j31 = _IQmpy( gg2, _IQcos(nFi,help_var));
```

```

_iq j32 = _IQmpy( gg2, _IQsin(nFi,help_var));
_iq j34 = _IQmpy(_IQmpy( gg2, niB), _IQcos(nFi,help_var))-_IQmpy(_IQmpy(
gg2, niA), _IQsin(nFi,help_var));

```

//Запишем основной функциональный алгоритм расчета эволюции во времени рабочих переменных и при этом использующий внутренние и передаточные переменные, а также константы:

```

gniA = niA + _IQmpy(_IQmpy( _IQ(Upit), gg4), _IQcos(nFi+teta,help_var)) -
_IQmpy(gg5,niA) -
_IQmpy(_IQmpy(gg6,nOmega), _IQcos(nFi,help_var)) +
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP11),(iiA-niA)) +
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP21),(iiB-niB));

```

```

gniB = niB + _IQmpy(_IQmpy( _IQ(Upit), gg4), _IQsin(nFi+teta,help_var)) -
_IQmpy(gg5,niB) - _IQmpy(_IQmpy(gg6,nOmega), _IQsin(nFi,help_var)) +
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP21),(iiA-niA)) +
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP22),(iiB-niB));

```

```

gnOmega = nOmega + _IQmpy(_IQmpy(gg7,niA), _IQcos(nFi,help_var)) +
_IQmpy(_IQmpy(gg7,niB), _IQsin(nFi,help_var)) - _IQmpy(gg8,nMc) +
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP31),(iiA-niA)) +
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP32),(iiB-niB));

```

```

gnFi = nFi + _IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nOmega) +
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP41),(iiA-niA)) +
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP42),(iiB-niB));

```

```

if (nFi > _IQ(2*PI)) nFi = 0;

```

```

if (nFi < _IQ(-2*PI)) nFi = 0;

```

$$\begin{aligned} \text{gnMc} = & \text{nMc} + _IQ\text{mpy}(_IQ\text{mpy}(_IQ(\text{TIMESTEP}),\text{nP51}),(\text{iiA}-\text{niA})) + \\ & _IQ\text{mpy}(_IQ\text{mpy}(_IQ(\text{TIMESTEP}),\text{nP52}),(\text{iiB}-\text{niB})); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{gnP11} = & \text{nP11} + _IQ\text{mpy}(_IQ\text{mpy}(_IQ(2*\text{TIMESTEP}),\text{nP11}),\text{j11}) + \\ & _IQ\text{mpy}(_IQ\text{mpy}(_IQ(2*\text{TIMESTEP}),\text{nP31}),\text{j13}) + \\ & _IQ\text{mpy}(_IQ\text{mpy}(_IQ(2*\text{TIMESTEP}),\text{nP41}),\text{j14}) - \\ & _IQ\text{mpy}(_IQ\text{mpy}(_IQ(\text{TIMESTEP}),\text{nP11}),\text{nP11}) - \\ & _IQ\text{mpy}(_IQ\text{mpy}(_IQ(\text{TIMESTEP}),\text{nP21}),\text{nP21}); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{gnP21} = & \text{nP21} + _IQ\text{mpy}(_IQ\text{mpy}(_IQ(\text{TIMESTEP}),\text{nP21}),\text{j11}) + \\ & _IQ\text{mpy}(_IQ\text{mpy}(_IQ(\text{TIMESTEP}),\text{nP32}),\text{j13}) + \\ & _IQ\text{mpy}(_IQ\text{mpy}(_IQ(\text{TIMESTEP}),\text{nP42}),\text{j14}) + \\ & _IQ\text{mpy}(_IQ\text{mpy}(_IQ(\text{TIMESTEP}),\text{nP21}),\text{j22}) + \\ & _IQ\text{mpy}(_IQ\text{mpy}(_IQ(\text{TIMESTEP}),\text{nP31}),\text{j23}) + \\ & _IQ\text{mpy}(_IQ\text{mpy}(_IQ(\text{TIMESTEP}),\text{nP41}),\text{j24}) - \\ & _IQ\text{mpy}(_IQ\text{mpy}(_IQ(\text{TIMESTEP}),\text{nP21}),\text{nP11}) - \\ & _IQ\text{mpy}(_IQ\text{mpy}(_IQ(\text{TIMESTEP}),\text{nP22}),\text{nP21}); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{gnP31} = & \text{nP31} + _IQ\text{mpy}(_IQ\text{mpy}(_IQ(\text{TIMESTEP}),\text{nP31}),\text{j11}) + \\ & _IQ\text{mpy}(_IQ\text{mpy}(_IQ(\text{TIMESTEP}),\text{nP33}),\text{j13}) + \\ & _IQ\text{mpy}(_IQ\text{mpy}(_IQ(\text{TIMESTEP}),\text{nP43}),\text{j14}) + \\ & _IQ\text{mpy}(_IQ\text{mpy}(_IQ(\text{TIMESTEP}),\text{nP11}),\text{j31}) + \\ & _IQ\text{mpy}(_IQ\text{mpy}(_IQ(\text{TIMESTEP}),\text{nP21}),\text{j32}) + \\ & _IQ\text{mpy}(_IQ\text{mpy}(_IQ(\text{TIMESTEP}),\text{nP41}),\text{j34}) + \\ & _IQ\text{mpy}(_IQ\text{mpy}(_IQ(\text{TIMESTEP}),\text{nP51}),\text{j35}) - \\ & _IQ\text{mpy}(_IQ\text{mpy}(_IQ(\text{TIMESTEP}),\text{nP31}),\text{nP11}) - \\ & _IQ\text{mpy}(_IQ\text{mpy}(_IQ(\text{TIMESTEP}),\text{nP32}),\text{nP21}); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{gnP41} = & \text{nP41} + _IQ\text{mpy}(_IQ\text{mpy}(_IQ(\text{TIMESTEP}),\text{nP41}),\text{j11}) + \\ & _IQ\text{mpy}(_IQ\text{mpy}(_IQ(\text{TIMESTEP}),\text{nP43}),\text{j13}) + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP44),j14) + _IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP41) - \\ & _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP41),nP11) - \\ & _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP42),nP21); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} gnP51 = nP51 + & _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP51),j11) + \\ & _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP53),j13) + \\ & _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP54),j14) - \\ & _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP51),nP11) - \\ & _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP52),nP21); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} gnP22 = nP22 + & _IQmpy(_IQmpy(_IQ(2*TIMESTEP),nP22),j22) + \\ & _IQmpy(_IQmpy(_IQ(2*TIMESTEP),nP32),j23) + \\ & _IQmpy(_IQmpy(_IQ(2*TIMESTEP),nP42),j24) - \\ & _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP21),nP21) - \\ & _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP22),nP22); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} gnP32 = nP32 + & _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP32),j22) + \\ & _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP33),j23) + \\ & _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP43),j24) + \\ & _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP21),j31) + \\ & _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP22),j32) + \\ & _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP42),j34) + \\ & _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP52),j35) - \\ & _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP31),nP21) - \\ & _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP32),nP22); \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} gnP42 = nP42 + & _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP42),j22) + \\ & _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP43),j23) + \\ & _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP44),j24) + _IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP42) - \end{aligned}$$

_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP41),nP21) –
 _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP42),nP22);

gnP52 = nP52 + _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP52),j22) +
 _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP53),j23) +
 _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP54),j24) –
 _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP51),nP31) –
 _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP52),nP32);

gnP33 = nP33 + _IQmpy(_IQmpy(_IQ(2*TIMESTEP),nP31),j31) +
 _IQmpy(_IQmpy(_IQ(2*TIMESTEP),nP32),j32) +
 _IQmpy(_IQmpy(_IQ(2*TIMESTEP),nP43),j34) –
 _IQmpy(_IQmpy(_IQ(2*TIMESTEP),nP53),j35) –
 _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP31),nP31) –
 _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP32),nP32);

gnP43 = nP43 + _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP41),j31) +
 _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP42),j32) +
 _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP44),j34) +
 _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP54),j35) + _IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP43) –
 _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP41),nP31) –
 _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP42),nP32);

gnP53 = nP53 + _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP51),j31) +
 _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP52),j32) +
 _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP54),j34)
 + _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP55),j35) –
 _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP51),nP31) –
 _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP52),nP32);

```

gnP44 = nP44 + _IQmpy(_IQ(2*TIMESTEP),nP44) –
IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP41),nP41) –
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP42),nP42);

```

```

gnP54 = nP54 + IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP54) –
IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP51),nP41) –
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP52),nP42);

```

```

gnP55 = nP55 + IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP51),nP51) +
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP52),nP52);

```

//Переопределим значения из передаточных переменных, содержащих предсказание значений шага [n+T] в значения рабочих переменных шага [n]:

```

niA      = gnA;
niB      = gnB;
nOmega   = gnOmega;
nFi      = gnFi;
nMc      = gnMc;
nP11     = gnP11;
nP21     = gnP21;
nP31     = gnP31;
nP41     = gnP41;
nP51     = gnP51;
nP22     = gnP22;
nP32     = gnP32;
nP42     = gnP42;
nP52     = gnP52;
nP33     = gnP33;
nP43     = gnP43;

```

nP53 = gnP53;

nP44 = gnP44;

nP54 = gnP54;

nP55 = gnP55;

5.2.4 Результаты экспериментов и анализ обеспечиваемой точности

5.2.4.1 Эксперимент со сложным заданием по скорости

Путем реализации программы наблюдателя, на комплекте разработчика был реализован вентильный двигатель без системы управления, но в бездатчиковом варианте.

Экспериментальные и теоретические механические характеристика вентильного двигателя представлены на рисунке 5.8:

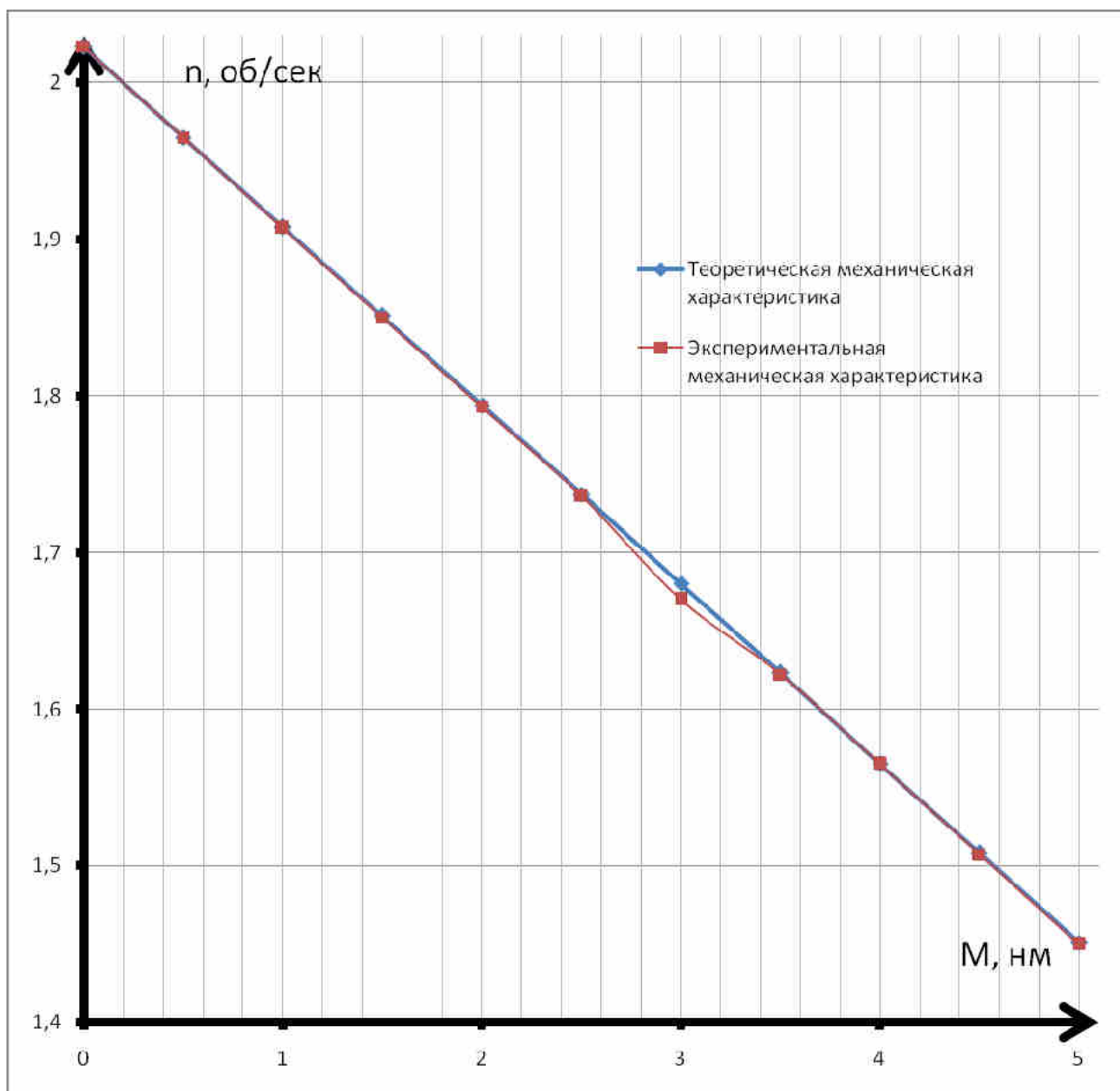


Рисунок 5.8 – Экспериментальные и теоретические механические характеристики при $\theta = 0$

Для проверки динамических свойств фильтра в составе вентильного двигателя, был осуществлен параболический разгон двигателя с последующей остановкой и реверсом.

Путем записи в массив значений скорости (приложения Д) (приложение Е), каждые 0.1 секунды, были построены осциллограммы в течении 100 секунд, для двух режимов: холостого хода и при нагрузке на валу, которая появилась на 6 секунде. Результаты замеров представлены на рисунке 5.9:

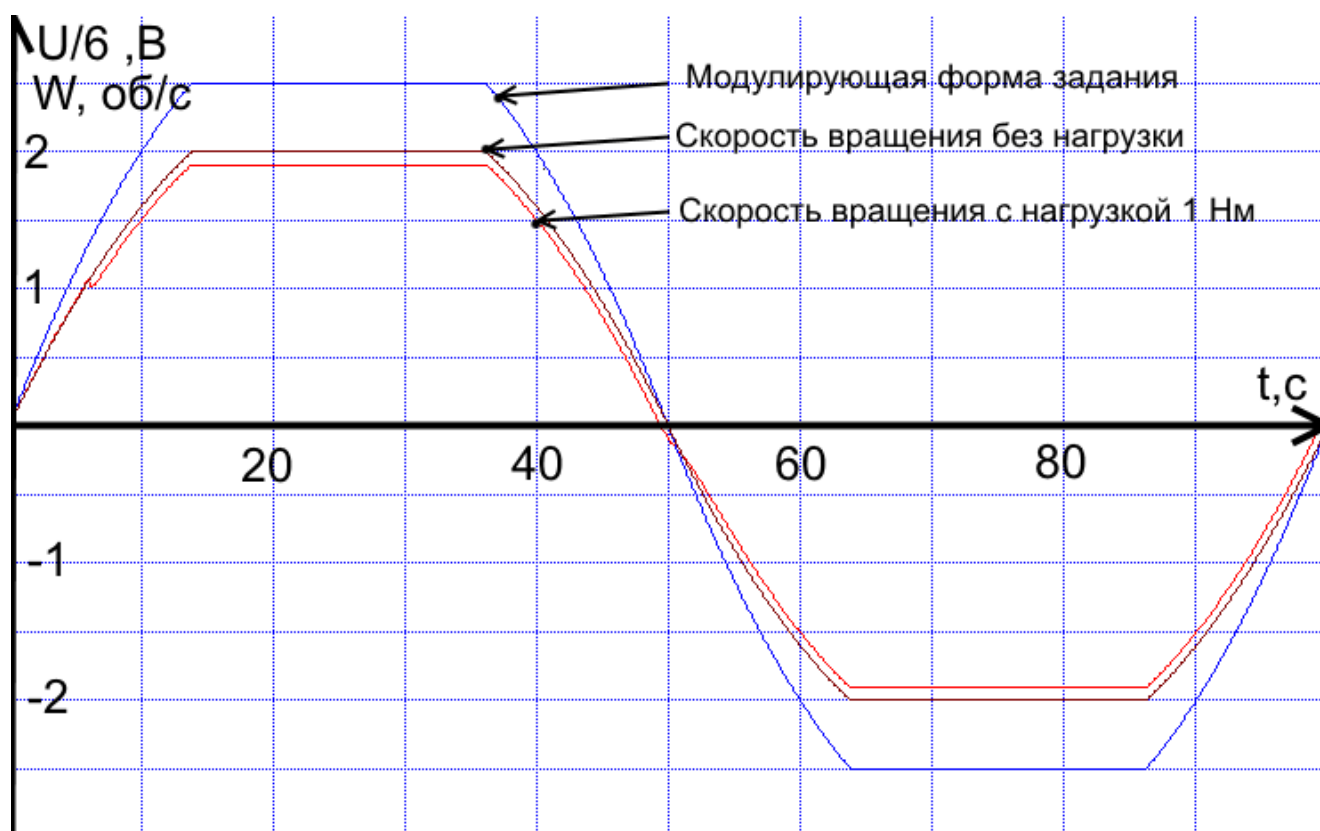


Рисунок 5.9 – Осциллограмма скорости вращения вала синхронного двигателя в бездатчиковом режиме, при использовании дискретного фильтра инвариантного погружения. Значения получены путем их фиксации микроконтроллером.

При проведении эксперимента были уточнены данные двигателя для коррекции фильтра инвариантного погружения. Кроме того, необходимо заметить, что вентильный двигатель после замыкания по углу поворота ротора с фильтра инвариантного погружения, ведет себя как коллекторный двигатель, это

можно заметить по "записанным" микроконтроллером осциллограммам скорости с нагрузкой и без. Также был зафиксирован плавный пуск двигателя в бездатчиковом режиме.

Во время записи микроконтроллером значений, велась фототахометрия значений скорости вращения вала двигателя, прибором DT3334B в автоматическом режиме, с шагом в 2 секунды. Результаты приведены в приложении 6 и 7. Графическое представление полученных результатов приведено на рисунке 5.10:



Рисунок 5.10 – Осциллограмма скорости вращения вала синхронного двигателя в бездатчиковом режиме, при использовании дискретного фильтра инвариантного погружения. Значения получены путем их фиксации фототахометром DT3334B.

Анализируя рисунок 5.10, можно прийти к выводу о работоспособности дискретного фильтра инвариантного погружения, при оценивании скорости и угла поворота ротора.

Сравним отклонение значений в период с 15 по 35 секунды для режима с нагрузкой по значениям приложения 4 и 7. Среднее арифметическое значение записанное микроконтроллером составляет 1.7945 об/с. Среднее арифметическое значение записанное фототахометром DT3334B составляет 1.9055 об/с. Случайная погрешность измеренных значений составляет:

$$\Delta_{\omega} = \frac{\omega_{\max} - \omega_{\min}}{2} = \frac{115.01 - 114.03}{2 \cdot 60} = 0.008 \text{ об/с} \quad (5.43)$$

Среднее отклонение составляет:

$$\Delta_{\text{откл}} = 1.9055 - 1.7945 = 0.111 \pm 0.008 \text{ об/с} \quad (5.44)$$

Среднее отклонение значительно выше абсолютной точности прибора и вызвано, как случайными помехами, так и погрешностью при настройке самого привода.

Проведем анализ переходных процессов:

Зафиксируем переходный процесс прямого пуска вентильного двигателя с помощью стационарного высокоточного оптотахометра ТЭ–6К–ТК–2:



Рисунок 5.11 – Осциллограмма скорости вращения ротора ДБ–72_40_1000, при прямом пуске с постоянным моментом сопротивления в 0.5 Нм.

На рисунке 5.11 переходный процесс измеренный прибором ТЭ–6К–ТК–2, зашумлен, это связано с особенностью работы тахометра, за такое малое время замера, измеренных значений мало для усреднения, поэтому наблюдается шум. На прогнозируемом переходном процессе, наблюдается колебательность и перерегулирование, прежде всего это связано с электродинамическими характеристиками используемого двигателя, на экспериментальном же переходном процессе перерегулирование мало, это связано с неучтенными некулоновскими и реактивными моментами сопротивления на валу двигателя.

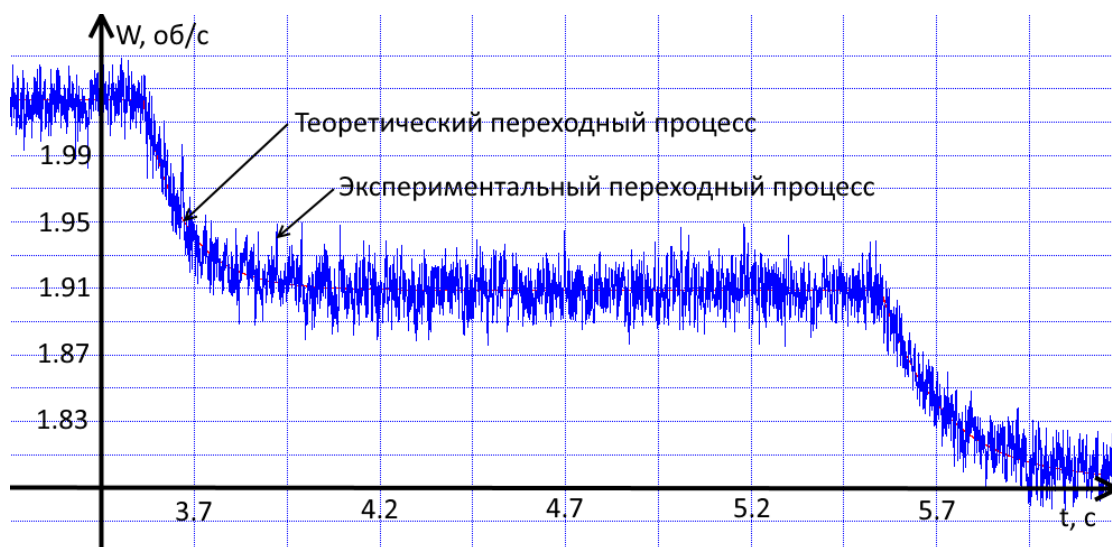


Рисунок 5.12 – Осциллограмма скорости вращения ротора ДБ–72_40_1000, при последовательном нагружении вентильного двигателя моментом сопротивления в 1Нм в 3.5 секунды и дополнительным моментом в 1Нм в 5.3 секунды.

На рисунке 5.12 изображены переходные процессы: теоретический и экспериментальный, при последовательном нагружении двигателя. При нагрузке двигателя, наблюдается апериодический переходный процесс.

Необходимо также заметить, что полученные переходные процессы являются отображениями динамических свойств объекта управления, к которому полагается еще система управления, которая скорректирует динамические свойства до приемлемых по техническому заданию.

Дополнительно зафиксируем восстановленное значение момента сопротивления микроконтроллером в течении 10 секунд:

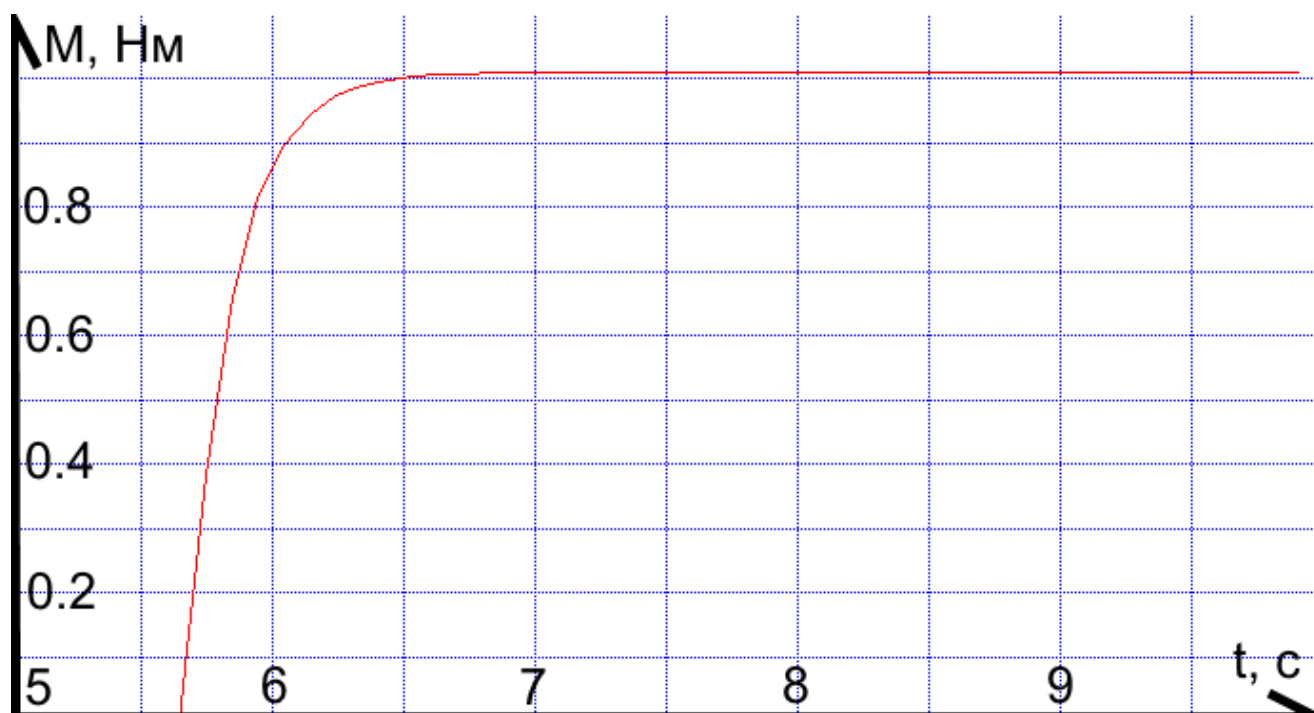


Рисунок 5.13 – Осциллограмма момента сопротивления вала синхронного двигателя в бездатчиковом режиме, при использовании дискретного фильтра инвариантного погружения.

Значение момента приложенного к ротору двигателя составляет, 1 Нм. Абсолютная погрешность приложенного момента составляет 0,04 Нм. Статическое значение установившегося момента по значениям приложения 8 составляет 1.01 Нм. Значение момента позволяет сделать вывод, что погрешность рассчитанных значений входит в погрешность эксперимента. Данное отклонение является нормой.

На основании осциллограмм 5.8, 5.9, 5.10 также значений случайной погрешности (5.43) и среднего отклонения (5.44), также отклонения значения восстановленного момента сопротивления, можно *признать вентильный привод работоспособным* при использовании фильтра инвариантного погружения.

5.2.4.2 Эксперимент по увеличению скорости холостого хода

Для проверки максимальной скорости холостого хода, был изменен параметр #define teta на посчитанный оптимальны угол по формуле (3.118), который в градусах соответствует значению 1.138. Были сняты прогнозируемые и экспериментальные механические характеристики:

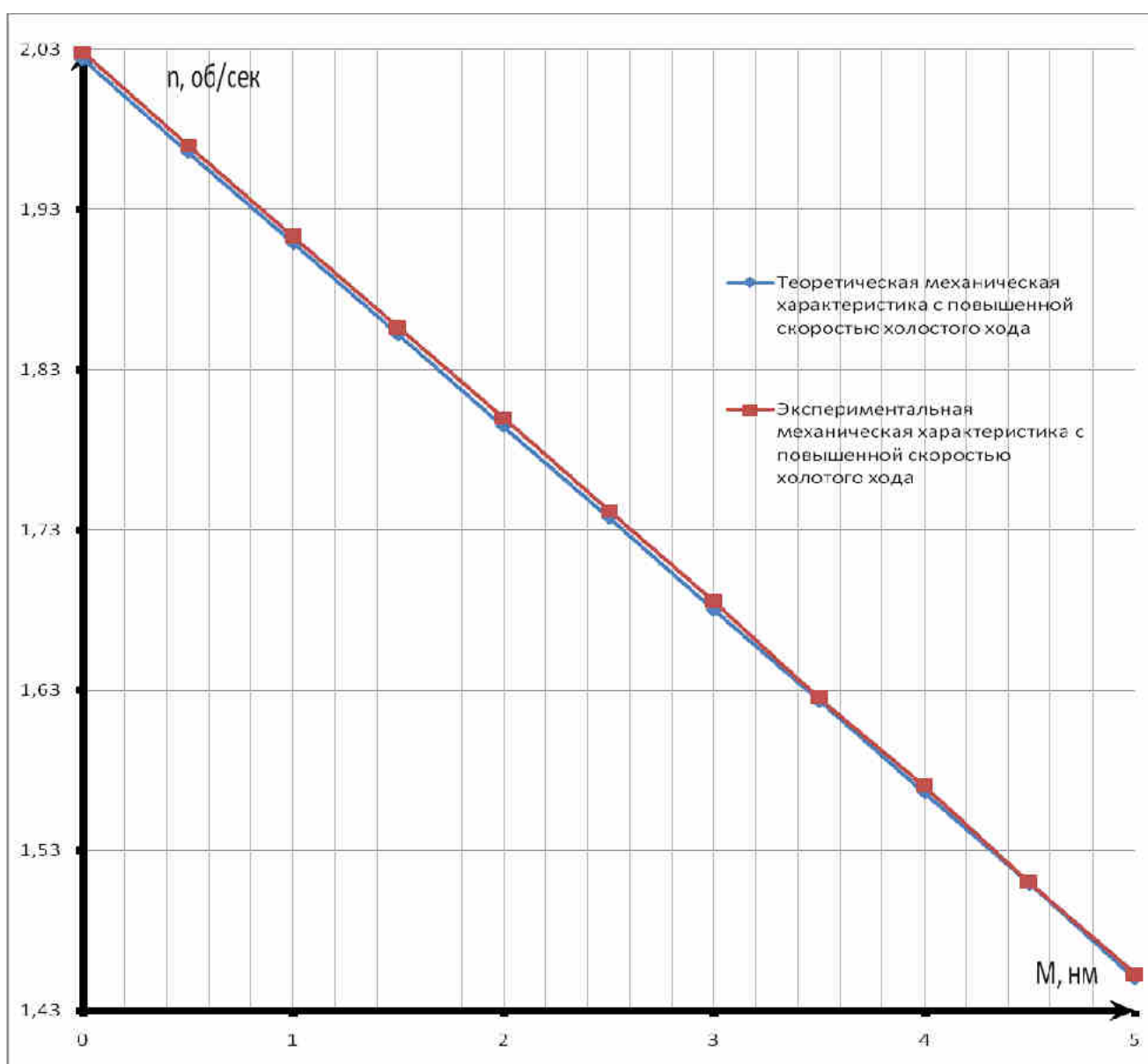


Рисунок 5.14 – Экспериментальные и теоретические механические характеристики при $\theta=1.138^{\circ}$

Для анализа были зафиксированы микроконтроллером значения скорости вращения ротора (приложение Ж, И) вентильного двигателя:

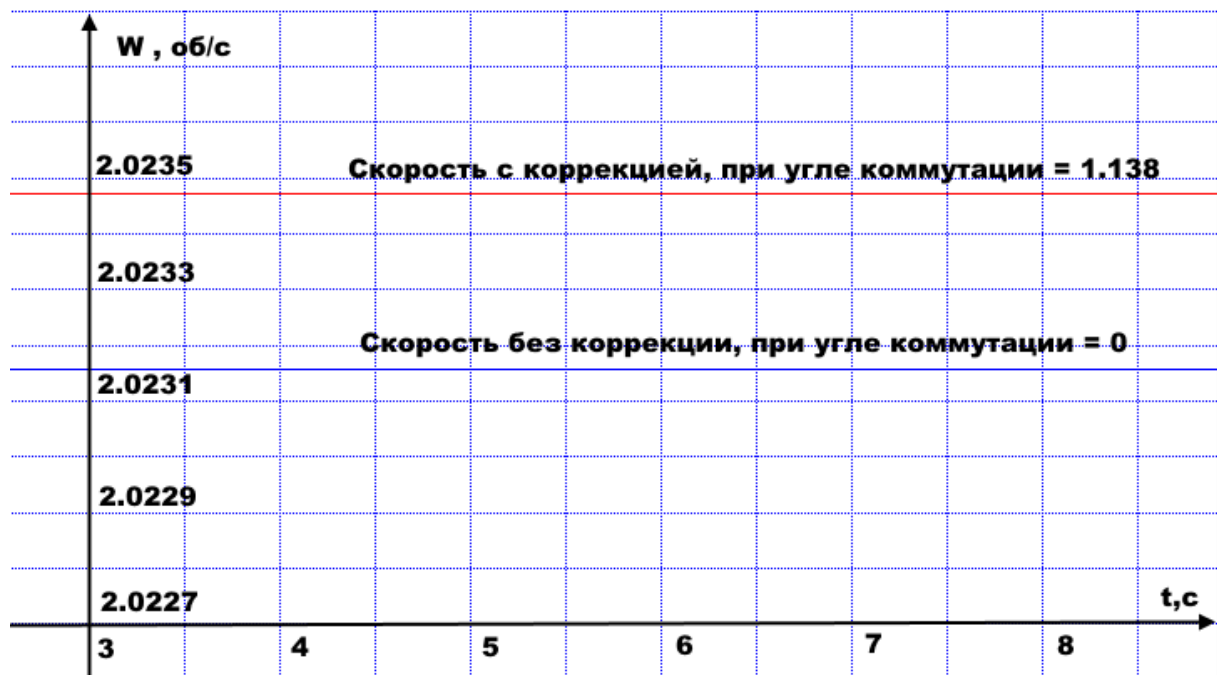


Рисунок 5.15 – Осциллограммы сравнительные скорости вращения вала двигателя, при введении оптимального угла коммутации, повышающего скорость холостого хода. Значения получены путем их фиксации микроконтроллером.

Приращение скорости, зафиксированное микроконтроллером при изменении угла коммутации, составляет:

$$\Delta_{\omega} = 2.02347 - 2.02316 = 0.00031 \text{ об/с} \quad (5.45)$$

В момент записи значений микроконтроллером, проводилось измерение установившейся скорости, фототахометром DT3334B, в течении 100 секунд, с шагом в 2 секунды. Данные представлены в приложениях 11 и 12. Графическое представление полученной информации, изображено на рисунке 5.12:

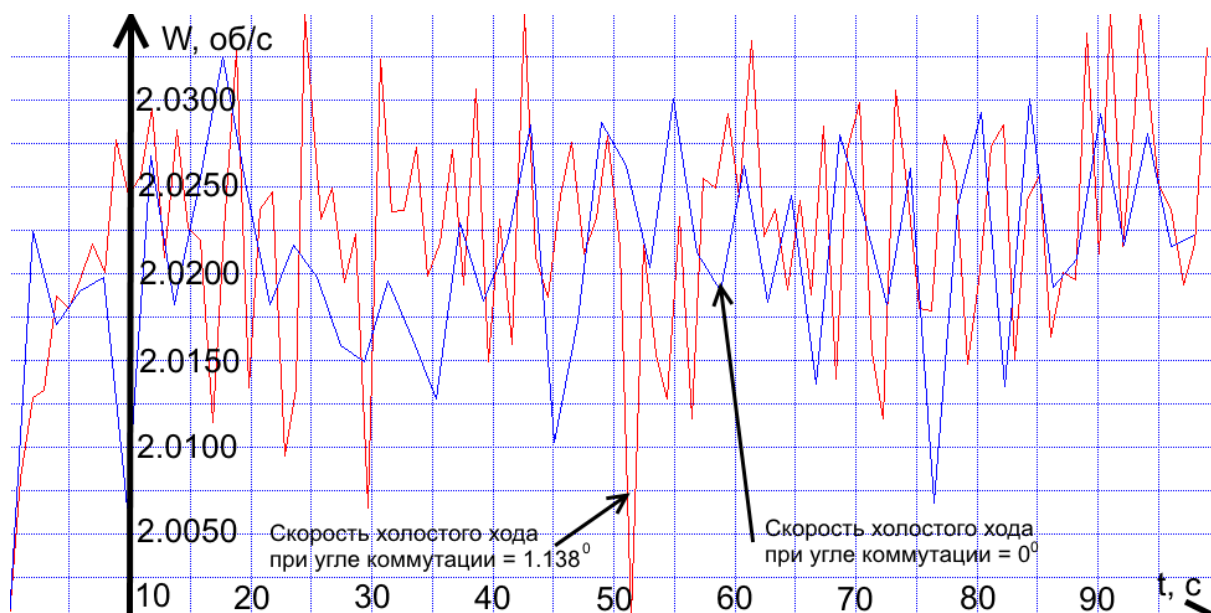


Рисунок 5.16 – Осциллограммы сравнительные скорости вращения вала двигателя, при введении оптимального угла коммутации, повышающего скорость холостого хода. Значения получены путем их фиксации фототахометром DT3334B.

По рисунку 5.12, явно не видно приращения скорости холостого хода. Однако если определить среднеарифметические значения за 100 секунд, по данным приложений 11 и 12, то будут получены следующие значения:

$$\omega_{cp}(\theta = 0) = 2.02113 \text{ об/с} \quad (5.47)$$

$$\omega_{cp}(\theta = 1.138^{\circ}) = 2.02146 \text{ об/с} \quad (5.48)$$

Среднее квадратичное отклонение:

$$\sigma_{\omega} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (\omega_i - \omega_{cp})^2}{N(N-1)}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{50} (\omega_i - \omega_{cp})^2}{50(50-1)}} = 8.347 \times 10^{-4} \text{ об/с} \quad (5.49)$$

Тогда приращение скорости при изменении угла коммутации, составляет:

$$\Delta_{\omega} = \omega_{cp}(\theta = 1.138^{\circ}) - \omega_{cp}(\theta = 0) \pm \sigma_{\omega} = 0.00033 \pm 8.347 \times 10^{-4} \text{ об/с} \quad (5.50)$$

Истинное значение приращения скорости определено в интервале $\pm 8.347 \times 10^{-4} \text{ об/с}$ среднеквадратичного отклонения с вероятностью 68 процентов.

Вызывает подозрения малость полученного приращения скорости, однако, это не так. Покажем функциональную зависимость экстремума приращения от параметров двигателя:

На столь низких скоростях, приращение скорости мало, однако этот эффект зависит от соотношения $\gamma\tau_{\vartheta}$. Покажем, в какой области $\gamma\tau_{\vartheta}$ находится максимальное приращение скорости:

$$\Delta \bar{\varepsilon} = \bar{\varepsilon}(\theta_M^{\varepsilon_{xx}}) - \bar{\varepsilon}(0) = \frac{\gamma \cos(\arctg(\gamma\tau_{\vartheta}))}{1 - \gamma\tau_{\vartheta} \sin(\arctg(\gamma\tau_{\vartheta}))} - \frac{\gamma \cos(0)}{1 - \gamma\tau_{\vartheta} \sin(0)} = \frac{\gamma}{\sqrt{1 + \gamma^2 \tau_{\vartheta}^2} - \gamma^2 \tau_{\vartheta}^2} - \gamma \quad (5.51)$$

При этом выражение (5.43) имеет максимум при условии:

$$\sqrt{1 + \gamma^2 \tau_{\vartheta}^2} - \gamma^2 \tau_{\vartheta}^2 = 0 \quad (5.52)$$

А решение этого уравнения получает искомое соотношение для необходимого максимума приращения:

$$\gamma\tau_{\vartheta} = \sqrt{\frac{1 + \sqrt{5}}{2}} \approx 1.27 \quad (5.53)$$

При этом в нашем случае:

$$\gamma\tau_{\vartheta} = \frac{uL^s}{R^s \kappa Z_p} = \frac{15 \cdot 1.4 \times 10^{-3}}{1 \cdot 0.118 \cdot 10} \approx 0.0178 \quad (5.54)$$

Значение выражения (5.54) значительно меньше, чем выражение (5.53), в чем и выражается малое приращение скорости при оптимальном угле коммутации.

Сравнив значения приращений, рассчитанных микроконтроллером (5.45) и измеренных фототахометром DT3334B (5.50), также рассмотрев анализ величины приращения как зависимости от характеристик двигателя (5.51–5.54), можно придти к *выводу: что гипотеза о повышении скорости холостого хода – доказана практически.*

Точность же полученных результатов обеспечивается, малыми погрешностями приборов и проведенным статистическим анализом с оглашенной доверительной вероятностью нахождения истинных значений измеряемой величины внутри интервала среднеквадратичного отклонения.

5.2.4.3 Эксперимент по увеличению электромагнитного момента

Для проверки максимального электромагнитного момента был изменен параметр #define teta на посчитанный оптимальны угол по формуле (3.107). Были сняты прогнозируемые и экспериментальные механические характеристики с помощью фототахометра DT3334B:

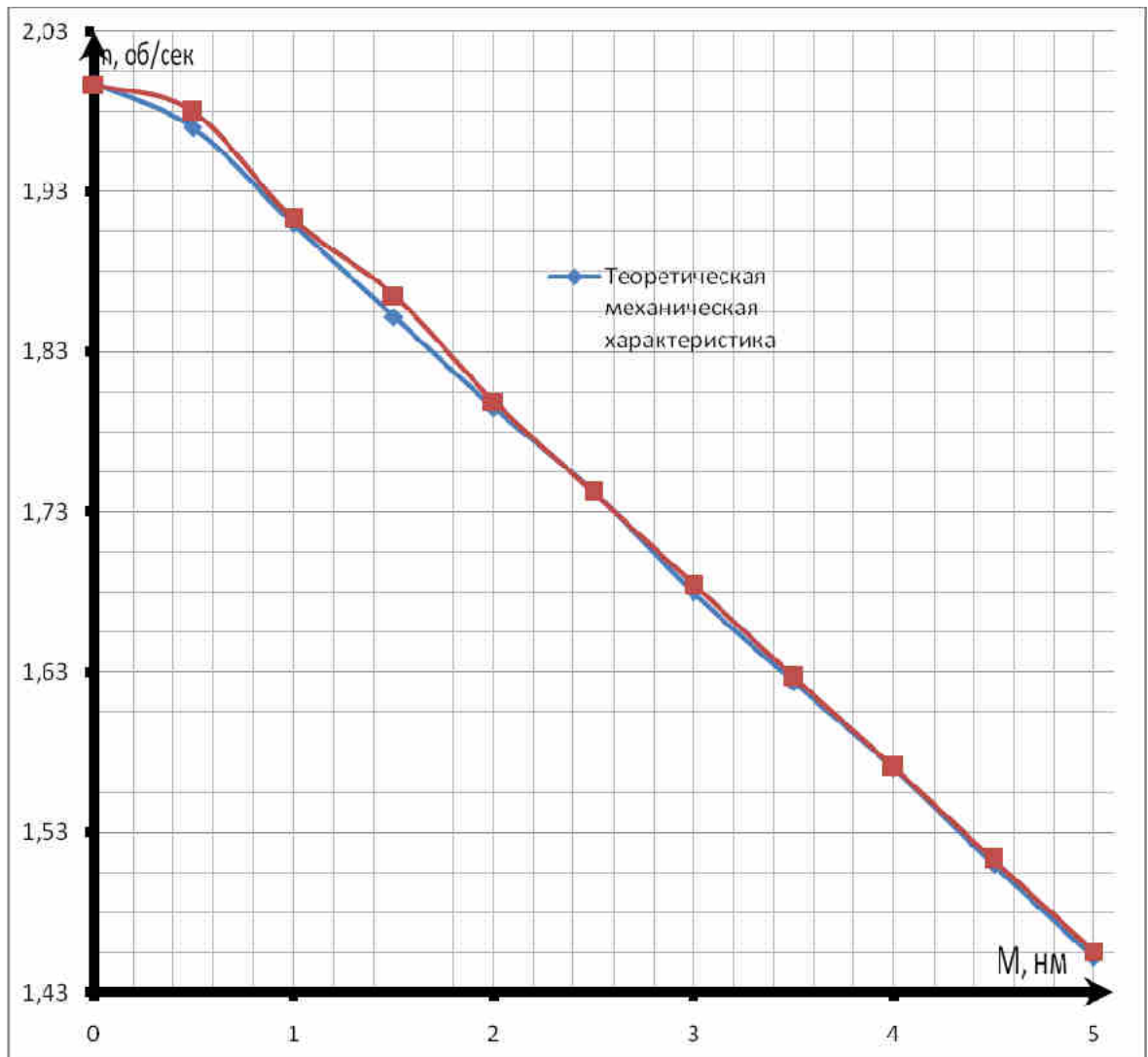


Рисунок 5.17 – Экспериментальные и теоретические механические характеристики при $\theta = \theta_M^{\mu} = \arctg(\bar{\varepsilon}\tau_{\varepsilon})$, обеспечивающие максимальный электромагнитный момент.

Исследуем приращение электромагнитного момента на валу двигателя в зависимости от скорости, относительно значений момента при $\theta = \theta_M^{\mu} = \arctg(\bar{\varepsilon}\tau_{\varepsilon})$.

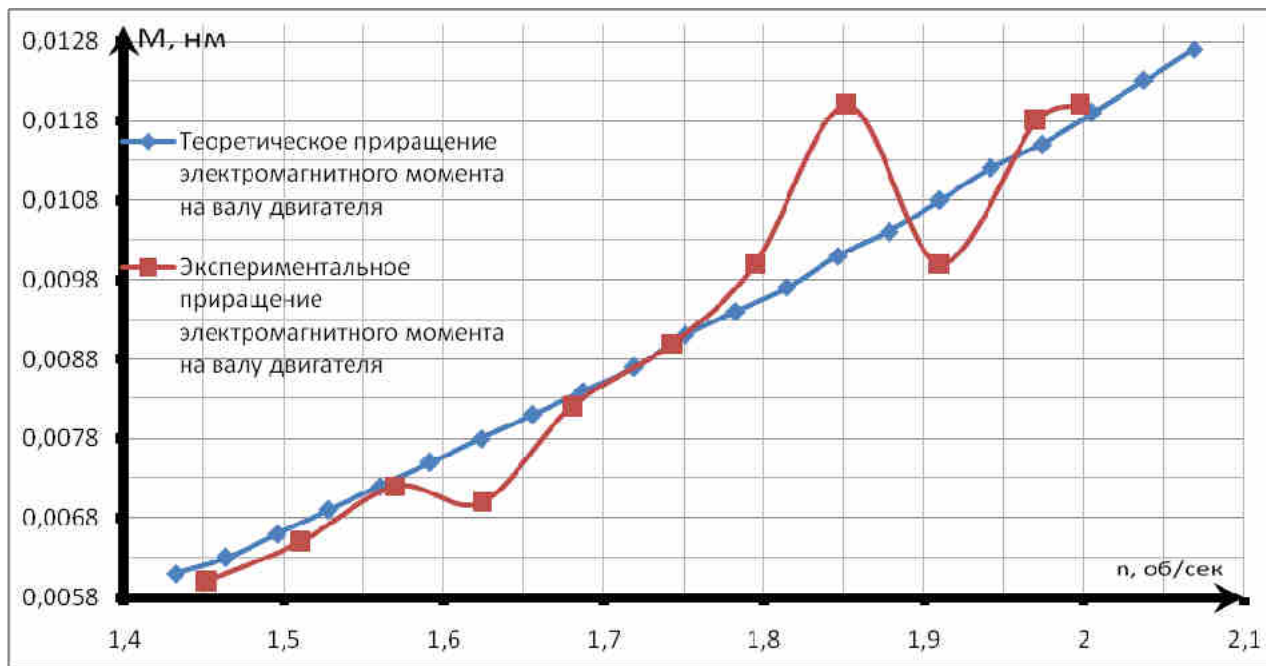


Рисунок 5.18 – Графики приращения электромагнитного момента на валу двигателя, в зависимости от скорости при оптимальных углах коммутации

График теоретической зависимости приращения момента получен по формуле (5.56). График экспериментальной зависимости приращения электромагнитного момента получен с помощью многократного снятия механической характеристики (с коррекцией и без) прибором ТЭ–6К–ТК–2, усреднения полученных значений и вычисления разности между полученными механическими характеристиками. В связи с этим, абсолютная погрешность полученных значений будет определяться максимальным отклонением:

$$\Delta_{\mu_{эм}} = \pm 0.002 \text{ Нм} \quad (5.55)$$

Зафиксируем переходный процесс скорости ротора вентильного двигателя при последовательном нагружении:

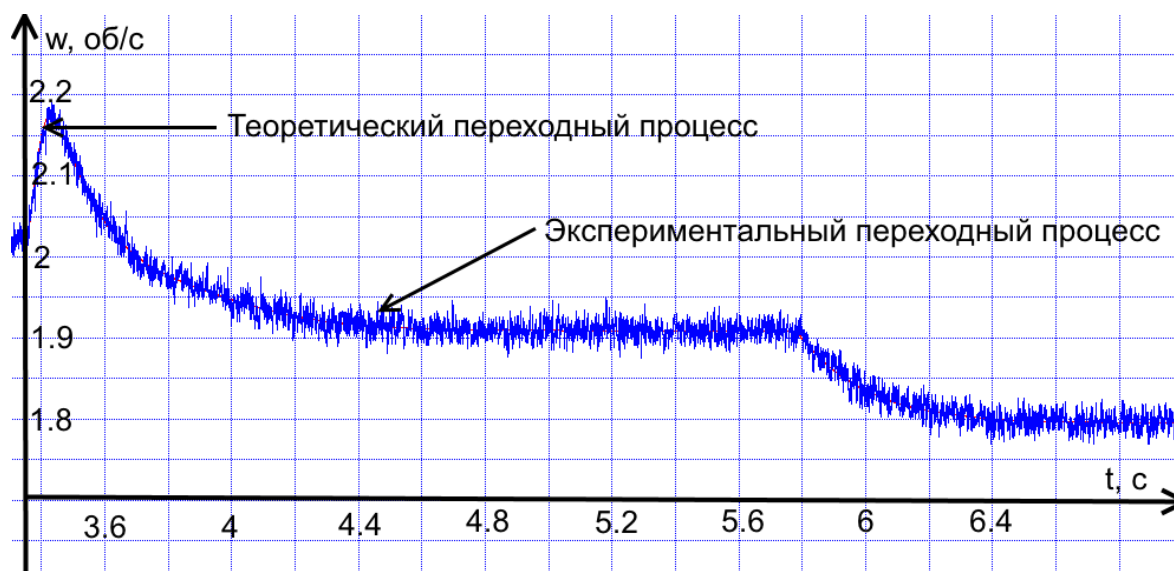


Рисунок 5.19 – Осциллограмма скорости вращения ротора ДБ-72_40_1000, при последовательном нагружении.

На рисунке 5.19 можно увидеть различия между переходными процессами с коррекцией и без (рисунок 5.12). При коррекции, наблюдается перерегулирование при первичном нагружении, при вторичном нагружении наблюдается аperiodический переходный процесс.

По рисунку 5.18 можно увидеть, что экспериментальное приращение электромагнитного момента близко к теоретическому, однако есть отклонения. Общее же значения приращения в целом довольно мало, покажем функциональную зависимость экстремума приращения от параметров двигателя:

На столь низких скоростях, приращение момента мало, однако это эффект зависит от соотношения $\bar{\varepsilon}\tau_{\vartheta}$. Покажем, в какой области $\bar{\varepsilon}\tau_{\vartheta}$ находится максимальное приращение момента:

$$\Delta\mu_{эм} = \mu_{эм}(\theta_M^\mu) - \mu_{эм}(0) = \frac{\frac{\gamma}{\sqrt{1+\tau_{\vartheta}^2\varepsilon^{-2}} + \frac{\gamma\tau_{\vartheta}^2\varepsilon^{-2}}{\sqrt{1+\tau_{\vartheta}^2\varepsilon^{-2}}} - \bar{\varepsilon}}{1+\tau_{\vartheta}^2\varepsilon^{-2}} - \frac{\gamma - \bar{\varepsilon}}{1+\tau_{\vartheta}^2\varepsilon^{-2}}}{1+\tau_{\vartheta}^2\varepsilon^{-2}} = \frac{\gamma\left(\sqrt{1+\tau_{\vartheta}^2\varepsilon^{-2}} - 1\right)}{1+\tau_{\vartheta}^2\varepsilon^{-2}} \quad (5.56)$$

Найдем максимум полученной функции. для этого возьмем производную от выражения 5.56:

$$\frac{\tau_{\vartheta} \bar{\varepsilon} (1 + \tau_{\vartheta}^2 \bar{\varepsilon}^{-2})}{\sqrt{1 + \tau_{\vartheta}^2 \bar{\varepsilon}^{-2}}} - 2\tau_{\vartheta} \bar{\varepsilon} (\sqrt{1 + \tau_{\vartheta}^2 \bar{\varepsilon}^{-2}} - 1) = 0 \quad (5.57)$$

А решение этого уравнения получает искомое соотношение для необходимого максимума приращения:

$$\tau_{\vartheta} \bar{\varepsilon} = \sqrt{3} \quad (5.58)$$

Тогда как на приводе, максимум что мы можем получить:

$$\tau_{\vartheta} \bar{\varepsilon} = \frac{\omega L^s}{R} = \frac{13 \cdot 0.0014}{1} = 0.0182 \quad (5.59)$$

Значение (5.59) значительно меньше значения (5.58), в следствии этого и возникает малое приращение электромагнитного момента на валу двигателя.

Сравнив значения приращений, полученных теоретически (5.56) и косвенно измеренными ТЭ–6К–ТК–2, также рассмотрев анализ величины приращения как зависимости от характеристик двигателя (5.56–5.59), можно придти к *выводу: что гипотеза, о повышении электромагнитного момента – доказана практически.*

5.3 Внедрение результатов

5.3.1 Привод управления запорной арматурой

Теоретические положения, подтвержденные в параграфе 5.2.4.3, "о максимальном электромагнитном моменте" при оптимальных углах коммутации, были внедрены в электропривод силовой установки стационарного бетононасоса РС 907/612. Привод бетононасоса представляет собой установку, имеющую плату управления ВД, синхронный двигатель ДСК–12–24–12У4,

полупроводниковый коммутатор и тиристорную схему возбуждения синхронного двигателя. Внешний вид бетононасоса представлен на рисунке 5.20:



Рисунок 5.20 – Бетононасос PC 907/612

Функциональная схема привода представлена на рисунке 5.21:

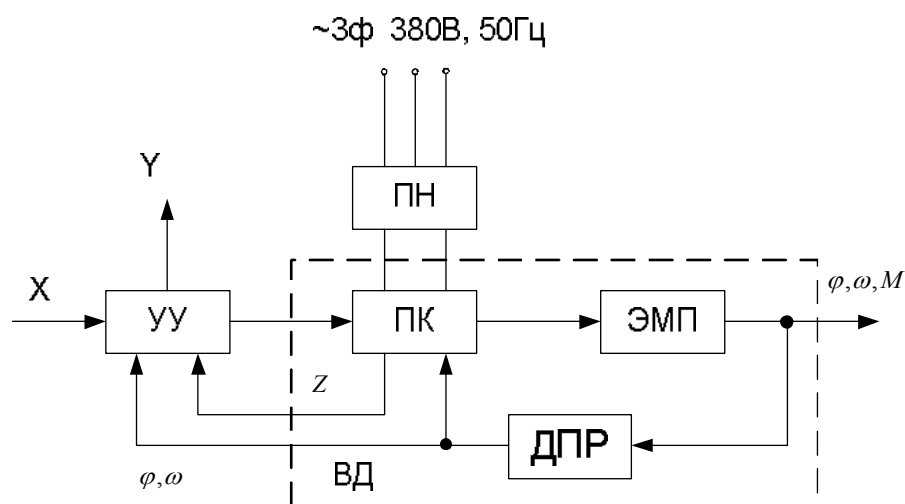


Рисунок 5.21 – Функциональная схема электропривода бетононасоса

На рисунке 5.21: УУ – устройство управления; ПН – преобразователь напряжения; ПК – полупроводниковый коммутатор; ДПР – датчик положения ротора; электромеханический преобразователь.

Характеристики привода представлены в таблице 5.1:

Таблица 5.1

сопротивление фазы	0,0183 Ом;
Индуктивность фазы	0,230 мкГн
момент инерции ротора	0,025 кг·м ²
Дискретность углового положения ротора	4,615 град
напряжение питания инвертора	400В;
электромагнитная постоянная времени	0,011 с;
коэффициент связи скорости с амплитудой ЭДС вращения	1,25 В·с;
число полюсов	12;
число пазов	21 ;
Скорость холостого хода	500 об/мин
Пусковой момент	2,5 кНм
кратковременный момент в течении 60 с.	2 кНм
Номинальный момент	1,8 кНм
Номинальный ток	245 А
Номинальная частота вращения	500 об/мин

На экспериментальной базе предприятия были сняты механические характеристики привода с коррекцией по максимальному моменту и без:

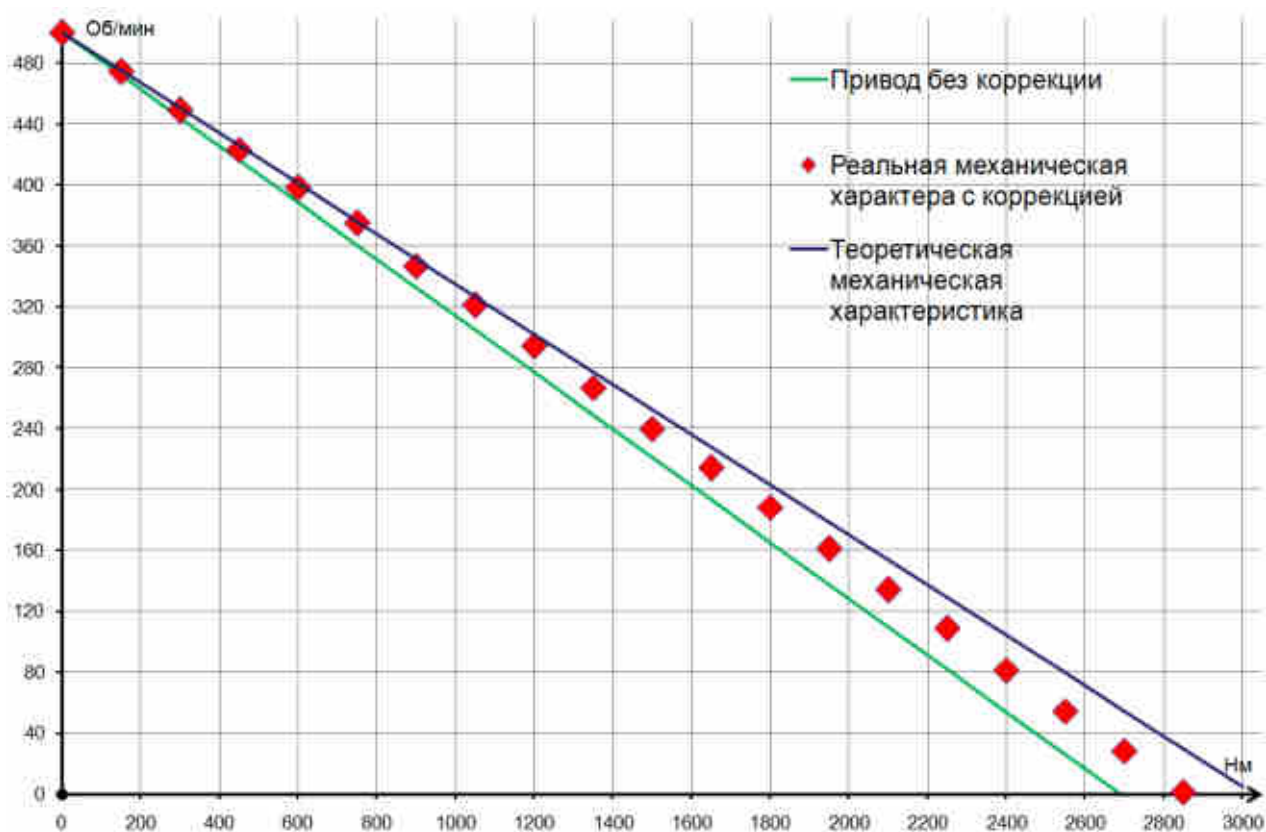


Рисунок 5.22 – Механическая характеристика ВЭП бетононасоса в режиме максимального электромагнитного момента.

На устройстве управления был реализован, алгоритм поддержания определенного угла фазного рассогласования между напряжением и эдс, путем введения угла коммутации в канал угла поворота ротора, рассчитываемому по формуле (3.107) . Благодаря чему, момент в номинальном режиме повысился на 200 Нм, что было зафиксировано на испытательном стенде ООО Зеленая энергия. Справка о внедрении оптимального угла коммутации, находится в приложении № В.

5.3.2 Привод турбогенератора

На базе предприятия СКБ Турбина разрабатывается привод турбогенератора, который должен осуществлять две функции: стартерную и генераторную. Характеристики стартерной части приведены в таблице 5.2:

Таблица 5.2

Сопротивление фазы	9.8 мОм
--------------------	---------

Индуктивность фазы	180 мкГн
Момент инерции ротора	$6.807e-4$ кг·м ²
коэффициент связи скорости с амплитудой ЭДС вращения	0.11
Число пар полюсов	1
Скорость холостого хода	30000 об/мин
Номинальный момент	5 Нм

По техническому заданию в режиме стартера на холостом ходу ротор должен разгоняться до скорости не менее 40000 об/мин, когда идеальная скорость холостого хода 30000 об/мин. Для ускорения процесса разгона была использована методика применения оптимального угла коммутации, на основе формулы 3.118. Турбогенератор имеет огромный разгонный потенциал, в следствии больших значений γ_{θ} . За счет регулирования угла коммутации удается при том же напряжении питания повышать скорость вплоть до ограничения по току в статорной цепи. На экспериментальной базе предприятия были сняты механические характеристики привода с коррекцией по максимальной скорости холостого хода и без:

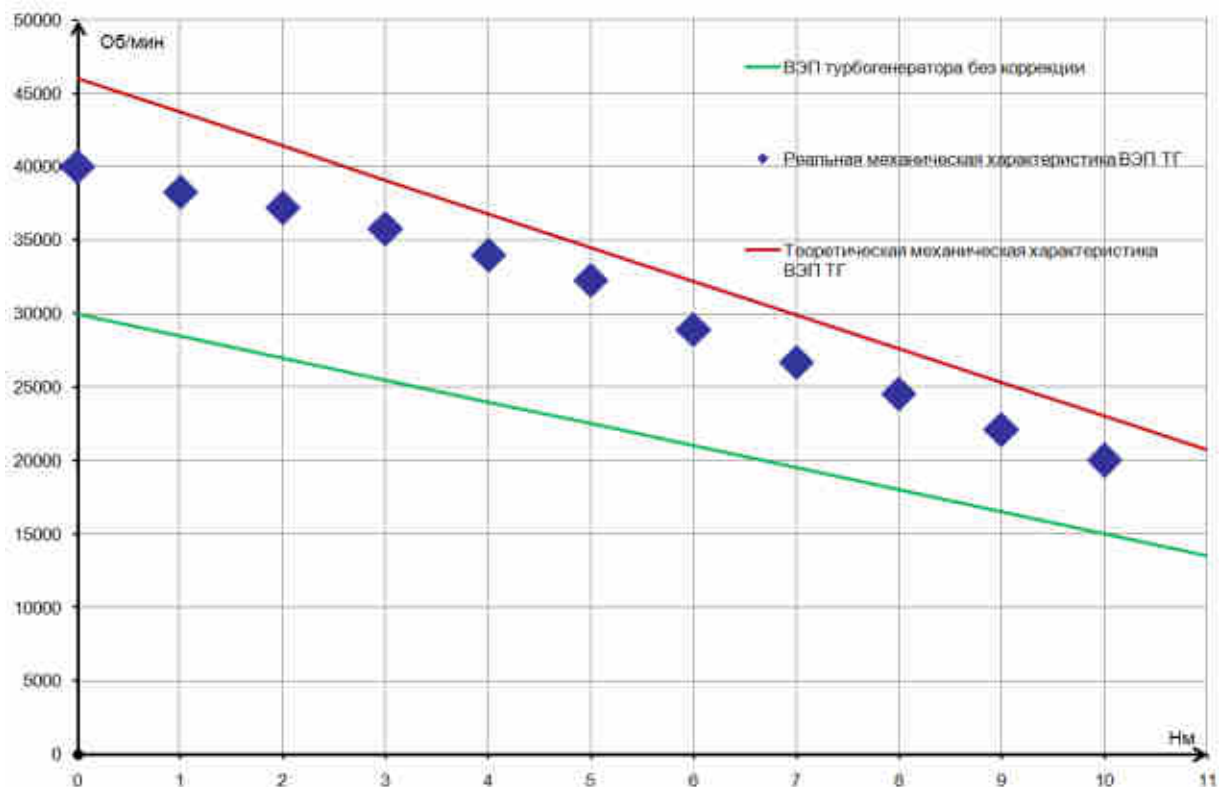


Рисунок 5.23 – Механическая характеристика ВЭП турбогенератора в режиме максимальной скорости холостого хода

За счет регулирования углом коммутации удалось понизить время разгона на 5 секунд, и добиться скорости холостого хода 40000 об/мин. Справка о внедрении оптимального угла коммутации, находится в приложении № Г.

5.4 Выводы по главе № 5

1. Анализ существующего дискретного фильтра универсального, относительно периода дискретизации показал, что при применении к вентильному двигателю он имеет структурные неустойчивости, вызванные появлением нуля в знаменателе переменных коэффициентов (5.31–5.32).

2. Рассмотрены различные виды дискретизации системы уравнений фильтра инвариантного погружения. Выявлено, что оптимальным по количеству уравнений и точности, является метод Эйлера или Рунге–Кутты первого порядка.

Благодаря чему уменьшается вычислительная нагрузка, производимая контроллером за один шаг дискретизации.

3. Построен дискретный фильтр инвариантного погружения для вентильного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов, по методу Эйлера. Выявлено, что данный алгоритм устойчив при шагах дискретизации меньше чем 0.001с, что реализуемо даже на слабых по вычислительной мощности микроконтроллерах.

4. Разработан программный фрагмент на языке С (приложение Б), для программного комплекса комплекта разработчика устройств управления электродвигателями. Данная программа реализует дискретную формулировку фильтра инвариантного погружения, который позволяет оценивать такие не наблюдаемые значения как момент, скорость, угол вращения вала двигателя. При написании программы использован целочисленный стандарт чисел I12Q20, позволяющий отказаться от чисел с плавающей точкой, что в свою очередь увеличивает производительность микроконтроллера на каждом шаге дискретизации.

5. Для реализации программы был выбран "комплект разработчика устройств управления электродвигателями", который благодаря микроконтроллеру STM32F303CBT6 с тактовой частотой 72 МГц и быстрым и точным 16-бит сигма-дельта АЦП, позволяет управлять высокочастотными ключами IRFIZ48NPBF и как следствие – испытуемым электродвигателем. Для испытаний был использован синхронный электродвигатель ДБ-72_40_1000, производства ОАО "Миассэлектроаппарат", что позволило проверить работу алгоритмов в сложных условиях, при малых электромагнитных и механических постоянных нагрузках.

6. На экспериментальной базе кафедры ЛА, были проведены эксперименты по проверке работоспособности вентильного двигателя на базе ДБ-72_40_1000, в условиях бездатчикового замыкания по оцениваемому углу поворота ротора. Выявлен: уверенный пуск и работоспособность алгоритма, в условиях сложного задания. Также проведен эксперимент по использованию оптимального угла

коммутации, повышающего скорость холостого хода. Выявлено: повышение скорости холостого хода, приращение мало в связи с малым $\gamma\tau_3$ (5.45) по сравнению с максимальными (5.46). Проведен эксперимент по повышению электромагнитного момента, зафиксировано приращение момента. Выявлено: повышение электромагнитного момента, приращение мало в связи с малым $\tau_3\bar{\varepsilon}$ (5.59) по сравнению с максимальными (5.58).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе дополнены теория и практика вентильного электропривода в части: анализа электромагнитных процессов при динамических режимах, обеспечения заданной надежности привода, расширения диапазона регулирования выходных координат, повышения эффективности и энергетических показателей, проектирования и апробации нелинейных фильтров теории оценивания.

Конкретные научные и практические результаты работы выражаются в следующем:

1. Проанализированы существующие соотношения систем отсчетов в электромеханике. Выявлено, что системы отсчета в электромеханике используются условно, взаимосвязи между ними устанавливаются из геометрических соображений и простейшей механики. Однако, для расчета электромагнитных полей в динамике целесообразно ужесточить связи между системами отсчета в электромеханике. Составлен алгоритм расчета аналитических выражений для любых систем координат и произвольно движущихся систем отсчета.

2. Составлена уточненная методика расчета полевой задачи, которая использует новые аналитические выражения соотношений между произвольно движущимися системами отсчета. Данная методика позволяет корректно поставить краевую задачу для нахождения полей в сложных электромеханических системах. Методика изложена в параграфе 2.2.11.

3. Синтезирована методика преобразований системы дифференциальных уравнений в частных производных Максвелла к системе обыкновенных дифференциальных уравнений.

4. Исследован спектр оценивающих устройств в теории наблюдателей. По алгоритму построения оценивающих устройств был выбран оптимальный фильтр для восстановления ненаблюдаемых координат и параметров, с помощью которых и решается задача бездатчикового управления вентильным двигателем. Выявлено, что оптимальным для нелинейных, стохастических, непрерывных,

сосредоточенных дифференциальных уравнений синхронного двигателя является – фильтр инвариантного погружения. Выбранный фильтр инвариантного погружения оказался 20 порядка, поэтому была произведена операция редуцирования, которая привела к созданию фильтра 11 порядка.

Проведено математическое моделирование работ полученных фильтров, произведено их сравнение. Выявлено, что полный фильтр инвариантного погружения полностью справляется с поставленными задачами, как в динамике, так и в статике; редуцированный фильтр инвариантного погружения удовлетворительно справляется с задачами в динамике и отлично справляется в статике.

5. Произведен аналитический вывод выражений оптимальных углов нагрузки для следующих режимов: минимальные активные потери; минимальные реактивные потери; минимальные полные электрические потери; максимальный электромагнитный момент; максимальная скорость вращения вала двигателя.

6. Разработан алгоритм моделирования распространения разнотипных импульсных воздействий по системе. Алгоритм основан на тензорно–дискретном математическом аппарате, который позволяет учесть корреляционные междоменные связи между элементами системы в разных энергетических доменах.

Междоменные корреляционные связи технически позволяют рассчитывать надежность системы при взаимодействии импульсных воздействий разной природы в одной системе.

Разработана соответствующая теория и методика расчета распространения по системе разнотипных импульсных воздействий, проведены расчеты на основе графа вентильного электропривода с синхронным двигателем.

Разработана программа на языке JavaScript (приложение А), позволяющая производить расчет по алгоритму моделирования распространения по системе разнотипных импульсных воздействий.

7. Проведен анализ существующего дискретного фильтра, универсального относительно периода дискретизации. Показано, что при применении к

вентильному двигателю он имеет структурные неустойчивости, вызванные появлением нуля в знаменателе переменных коэффициентов (5.31–5.32). На основании этого, рассмотрены различные виды дискретизации. Выявлено, что для фильтра инвариантного погружения наиболее эффективен метод Эйлера.

8. Разработан программный фрагмент на языке – С (приложение Б) для программного комплекса – комплекта разработчика устройств управления электродвигателями. Данная программа реализует дискретную формулировку фильтра инвариантного погружения, который позволяет оценивать такие не наблюдаемые значения как момент, скорость, угол вращения вала двигателя. При написании программы использован целочисленный стандарт чисел I12Q20, позволяющий отказаться от чисел с плавающей точкой, что в свою очередь, увеличивает производительность микроконтроллера на каждом шаге дискретизации.

9. Были проведены эксперименты по проверке работоспособности вентильного двигателя на базе ДБ–72_40_1000, в условиях бездатчикового замыкания по оцениваемому углу поворота ротора. Выявлен: уверенный пуск и работоспособность алгоритма в условиях сложного задания. Также, проведен эксперимент по использованию оптимального угла коммутации, повышающего скорость холостого хода. Выявлено: повышение скорости холостого хода. Приращение мало в связи с малым $\gamma\tau_{\varepsilon}$, по сравнению с максимальными значениями. Проведен эксперимент по повышению электромагнитного момента – зафиксировано приращение момента. Выявлено: повышение электромагнитного момента. Приращение мало в связи с малым τ_{ε}^{-} , по сравнению с максимальными значениями.

Список литературы

1. Абрамов А.А. Введение в тензорный анализ и риманову геометрию: учебное пособие/А.А. Абрамов – М.: УРСС –2011.–125 с.
2. Аграчев А.А. Геометрическая теория управления: учебное пособие/А.А. Аграчев – М.: ФИЗМАЛИТ –2005.–392 с.
3. Александров А.Г. Методы построения систем автоматического управления: учебное пособие/ А.Г. Александров – М.: ФИЗМАЛИТ –2008.–232 с.
4. Анго А. Математика для электро – и радио инженеров: учебное пособие/А. Анго – М.: Наука 1965–.778– с.
5. Андерсон Б.Д.О. Устойчивость адаптивных систем: учебное пособие/Б.Д.О. Андерсон – М.: Мир –1989.–263 с.
6. Андреев В.П. Основы электропривода: учебное пособие/В.П. Андреев – М.: Госэнергоиздат –1946.–450 с.
7. Анищенко В.С. Динамические системы/ В.С. Анищенко// Соросовский образовательный журнал, 1997, № 11, с. 77–84.
8. Антонов А.В. Статические модели в теории надежности: учебное пособие/А.В. Антонов – М.: Высшая школа –2012.–380 с.
9. Аполлонский С.М. Дифференциальные уравнения математической физики в электротехнике: учебное пособие/С.М. Аполлонский – М.: Питер – 2012.–352 с.
10. Арнольд В.И. Математические методы классической механики: учебное пособие/ В.И. Арнольд– М.: Наука –1974.– 472 с.
11. Астафьев А.В. Окружающая среда и надежность радиотехнической аппаратуры: учебное пособие/А.В. Астафьев – М.: Энергия –1965.–360 с.
12. Афанасьев В.Н. Динамические системы управления с неполной информацией: учебное пособие/ В.Н. Афанасьев – М.: УРСС –2007.–216 с.
13. Бабурова О.В., Математические основы гравитации: учебное пособие/ О.В. Бабурова – М.: Прометей –2012.–128 с.

14. Белодед В.И. Электродинамика: учебное пособие/В.И. Электродинамика – М.: Инфра–М –2012.–205 с.
15. Бергман П.Г. Введение в теорию относительности: учебное пособие/П.Г. Бергман – М.: Государственное издательство иностранной литературы –1947.–380 с.
16. Берке У. Пространство–время, геометрия, космология: учебное пособие/У. Берке – М.:МИР –1985.–410 с.
17. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники: учебное пособие/ Л.А. Бессонов – М.: Юрайт –2014.–317 с.
18. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники: учебное пособие/ Л.А. Бессонов – М.: ВЗЭИ –1962.–790 с.
19. Боулер М. Гравитация и относительность: учебное пособие/М. Боулер – М.: МИР –.1979–217 с.
20. Бронштейн И.Н.: учебное пособие/ Справочник по математике – М.: Наука –1964.–608 с.
21. Булдырев В.С. Линейная алгебра и Функции многих переменных: учебное пособие/В.С. Булдырев – Л.:ЛГУ –1985.–497 с.
22. Бунин В.А. Новые вопросы электродинамики: учебное пособие/В.А. Бунин – М.: МУ –1973.–233 с.
23. Васильев А.Е. Микроконтроллеры, разработка встраиваемых приложений: учебное пособие/А.Е. Васильев – СПб.: Бхв–Петербург –2008.–304 с.
24. Веренбрюсов И.А. Синхронные передачи и следящие системы: учебное пособие/И.А. Веренбрюсов – М.: Судпромгиз – 1954.–240 с.
25. Виноградов А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока: учебное пособие/А.Б. Виноградов – М.: ГОУВПО –2008.–298 с.
26. Виноградов А.Б. Учет потерь и насыщения стали при оптимальном векторном управлении тяговым асинхронным электроприводом/ А.Б. Виноградов, Н.Е. Гнездов, Н.А. Глебов, С.В.// Вестник ИГЭУ –2012.–№1 С.1–7.

27. Вольдек А.И. Электрические машины: учебное пособие/ – Л.: Энергия –1974.–840 с.

28. Воронин С.Г. Сравнительная оценка различных способов управления коммутацией вентильных двигателей по энергетическим показателям и регулировочным свойствам/ С.Г. Воронин, Д.А. Курносков, А.С. Кульмухаметова // Вестник Южно-уральского государственного университета серия "Энергетика" – 2013. – №1(13).– С. 96–102.

29. Воронин С.Г. Электропривод летательных аппаратов: учебное пособие/ С.Г. Воронин – Ч.: Юургу –2006.–171 с.

30. Гитис Э.И. Техническая кибернетика: учебное пособие/Э.И. Гитис – М.: Советское радио –1968.–478 с.

31. Говорков В.А. Электрические и магнитные поля: учебное пособие/В.А. Говорков – М.: Энергия –1968.–488 с.

32. Гомпф Р. Четырехмерные многообразия и исчисления Кирби: учебное пособие/Р. Гомпф – М.: МЦНМО –2013.–624 с.

33. Гриффитс Ф.А., Рациональная теория гомотопий и дифференциальные формы: учебное пособие/Ф.А. Гриффитс – М.: Наука – 1990.– 184 с.

34. Гроп Д. Методы идентификации систем: учебное пособие/ Д. Гроп – М.: Мир –1979.–300 с.

35. Данилов Ю. А. Лекции по нелинейной динамике. Элементарное введение. Серия «Синергетика: от прошлого к будущему»: учебное пособие/ – М.: УРСС –2006.–208 с.

36. Диевский В.А. Приложение неголономной механики к общей теории электрических машин: учебное пособие/В.А. Диевский – М.: Лань –2009.–120 с.

37. Дорф К.Р. Современные системы управления : учебное пособие/ К.Р. Дорф – М.: Лаборатория базовых знаний –2004.–832 с.

38. Доукер Ц.Ш. Теория следящих систем: учебное пособие/Ц.Ш. Доукер – М.: Издательство иностранной литературы –1947.–485 с.

39. Дружинин Г.В. Надежность устройств автоматики: учебное пособие/Г.В. Дружинин – М.: Энергия –1964.–320 с.

40. Дружинин Г.В. теория надежности радиоэлектронных систем в примерах и задачах: учебное пособие/Г.В. Дружинина – М.: Энергия –1976.–448 с.

41. Егупов Н.Д. Методы классической и современной теории автоматического управления Анализ и статистическая динамика систем автоматического управления: учебное пособие/ Н.Д. Егупов – М.: МГТУ –2000.–800 с.

42. Егупов Н.Д. Методы классической и современной теории автоматического управления Синтез регуляторов и теория оптимизации систем автоматического управления: учебное пособие/ Н.Д. Егупов – М.: МГТУ –2000.–718 с.

43. Егупов Н.Д. Методы классической и современной теории автоматического управления Методы современной теории автоматического управления :учебное пособие/ Н.Д. Егупов – М.: МГТУ –2000.–750 с.

44. Ерофеев В.Т. Аналитическое моделирование в электродинамике: учебное пособие/В.Т. Ерофеев – М.: УРСС –2014.–304 с.

45. Жданов Г.С. Физика твердого тела: учебное пособие/Г.С. Жданов – М.: МУ –1961.–500 с.

46. Замураев В.П. Задачи с решениями контрольных работ по электродинамике: учебное пособие/В.П. Замураев – Н.: НГТУ –2013.–219 с.

47. Замураев В.П. Задачи с решениями по электродинамике электричество: учебное пособие/ В.П. Замураев – Н.: НГТУ –2011.–161 с.

48. Замураев В.П. Задачи с решениями электродинамике магнетизм, начало оптики: учебное пособие/ В.П. Замураев – Н.: НГТУ –2012.–204 с.

49. Зенкевич С.Л. Управление роботами: учебное пособие/ С.Л. Зенкевич– М.: МГТУ –2000.–400 с.

50. Зиффлинг Г. Фильтр Калмана–Бьюси: учебное пособие/Г.Зиффлинг – М.: Наука –1982.–200 с.

51. Зорич В.А. Математический анализ Т1: учебное пособие/В.А. Зорич – М.: МЦНМО –2015.–566 с.
52. Зорич В.А. Математический анализ Т2: учебное пособие/В.А. Зорич – М.: МЦНМО –2015.–678 с.
53. Иванов–Смоленский А.В. Универсальный метод расчета электромагнитных процессов в электрических машинах: учебное пособие/А.В. Иванов–Смоленский – М.: Энергоатомиздат –1986.–216 с.
54. Инкин А.И. Электромагнитные поля и параметры электрических машин: учебное пособие/ А.И. Инкин – М.: НГТУ –2002.–464 с.
55. Инфельд Л. Движение и релятивизм: учебное пособие/Л. Инфельд – М.: Издательство иностранной литературы –1962.–205 с.
56. Иыуду К.А. Оптимизация устройств автоматики по критерию надежности: учебное пособие/К.А. Иыуду – М.: Энергия –1966.–200 с.
57. Калачев Ю.А. Векторное регулирование, Заметки практика: учебное пособие/Ю.А. Калачев – М.: ОФА –2013.–73 с.
58. Каракулов А.С. Энергосберегающая модификация векторного управления асинхронного двигателя/ А.Г. Гарганеев, А.Т. Яровой*, Л.Ю. Бабушкина*, А.С. Каракулов, С.В. Ланграф, А.А. Расстригин// Известия томского университета –2005.–№7(308). С.130–134.
59. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин: учебное пособие/И.П. Копылов. – М.: Высшая школа –2001.–327 с.
60. Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров: учебное пособие/Т. Корн, Г. Корн – М.: Наука –1973.–832 с.
61. Кочкаров А.А. Обеспечение стойкости сложных систем. Структурные аспекты : учебное пособие/ А.А.Кочкаров, Г.Г. Малинецкий – М.: Г.Г. ИПМ им. М.В.Келдыша РАН –2005.–37 с.
62. Кочкаров А.А. Теория стойкости и структурное управление в сложных технических системах/ А.А.Кочкаров, Г.Г. Малинецкий //Известия Южного федерального университета. Технические науки – 2006.– №3(58)– С. 100–107.

63. Красильников В.Н. Параметрические волновые явления в электродинамике: учебное пособие/В.Н. Красильников – СПб.: УСПб –1996.–300 с.
64. Красовский А.А. Справочник по теории автоматического управления: учебное пособие/ А.А. Красовский – М.: Наука –1987.–711 с.
65. Кузьмин А.В. Искусственные нейронные сети и нечеткая логика: учебное пособие/ А.В. Кузьмин – М.: горячая линия – Телеком –2004.–143 с.
66. Кулон Ж.Л. Метод конечных элементов и САПР: учебное пособие/ Ж.Л. Кулон – М.: МИР –1989.–190 с.
67. Кулон Ж.Л. САПР в Электротехнике: учебное пособие/Ж.Л. Кулон – М.: МИР –1985.–208 с.
68. Куранский Е. Альберт Эйнштейн и теория гравитации.: учебное пособие/Е. Куранский – М.:Мир –1979.–590 с.
69. Курносков Д.А. Надежность систем электропривода при внешних импульсных воздействиях/ С.Г. Воронин Д.А. Курносков П.О. Шабуров// Вестник Южно–уральского государственного университета серия "Энергетика" – 2014. – №1(14).– С. 40–45.
70. Кухаркин Е.С. Инженерная электрофизика техническая электродинамика: учебное пособие/Е.С. Кухаркин – М.: Высшая школа –1982.– 520 с.
71. Ландау Л.Д. Теория поля: учебное пособие/ Л.Д. Ландау, Е.М. Липшиц – М.: Наука –1962.–426 с.
72. Ландау Л.Д. Электродинамика сплошных сред: учебное пособие/Л.Д. Ландау, Е.М. Липшиц – М.: Наука –1957.–534 с.
73. Ландау Л.Д. Механика: учебное пособие/ Л.Д. Ландау, Е.М. Липшиц – М.: Наука –1965.–203 с.
74. Леонтьев Л.П. Надежность технических систем: учебное пособие/Л.П. Леонтьев – Р.: Зинатне –1969.–261 с.
75. Либшер Д.Э. теория относительности с циркулем и линейкой: учебное пособие/Д.Э. Либшер – М.:Мир –1980.–149 с.

76. Лифанов В.А. Электрические машины переменного тока: учебное пособие/В.А. Лифанов, Г.В. Помогаев – М.: Юургу –2007.–132 с.

77. Логунов А.А., Лекции по теории относительности и гравитации Современный анализ и подход: учебное пособие/А.А. Логунов – М.:Наука – 1987.–272 с.

78. Мак–Коннел А.Дж. Введение в тензорный анализ: учебное пособие/А. Дж. Мак–Коннел – М.: Наука –1963.–412 с.

79. Матвеев А.Н, Электродинамика и теория относительности: учебное пособие/А.Н. Матвеев – М.: Высшая школа –1964.–425 с.

80. Меделин Г.В. Электродинамика в задачах, электродинамика частиц и полей : учебное пособие/Г.В. Меделин – Н.: НГУ –2009.–176 с.

81. Меделин Г.В. Электродинамика в задачах, электродинамика частиц и волн : учебное пособие/Г.В. Меделин – Н.: НГУ –2010.–160 с.

82. Мейерович Б.Э. Методы релятивистской электродинамики в электротехнике и электрофизике: учебное пособие/ Э.А. Меерович, Б.Э. Мейерович – М.: Энергоатомиздат –1987.–232 с.

83. Мизнер Ч. Гравитация: учебное пособие/ Ч. Мизнер, К. Торн, Дж. Уиллер – М.: МИР – 1977.–476 с

84. Минаев Ю.Н. Методы и алгоритмы идентификации и прогнозирования в условиях неопределенности в нейросетевом логическом базисе: учебное пособие/ Ю.Н. Минаев – М.: Горячая линия телеком –2003.–205 с.

85. Мирошник И.В. Теория автоматического управления нелинейные системы и оптимальные системы: учебное пособие/ И.В. Мирошник – М.: Питер –2006.–272 с.

86. Михлин С.Г. Вариационные методы в математической физике: учебное пособие/С.Г. Михлин – М.: Наука –1970.–514 с.

87. Мицкевич Н.В. Физические поля в общей теории относительности: учебное пособие/Н.В. Мицкевич – М.: Наука –1969.–322 с.

88. Неганов В.А. Электродинамика и распространение радиоволн: учебное пособие/В.А. неганов – М.: Радиотехника –2007.–744 с.

89. Нейман Л.Р. Теоретические основы электротехники: учебное пособие/Л.Р. Нейман – Л.: Энергия –1967.–940 с.

90. Нейман М.С. Обобщение теории цепей на волновые системы: учебное пособие/ М.С. Нейман – М.: Госэнергоиздат –1955.–192 с.

91. Никольский В.В. Электродинамика и распространение радиоволн: учебное пособие/В.В. Никольский – М.: Наука –1989.–544 с.

92. Никулин Е.А. Основы теории автоматического управления Частотные методы анализа и синтеза систем: учебное пособие/ Е.А. Никулин – М.: Наука –2012.–640 с.

93. Новик И.Б.,: О философских вопросах кибернетического моделирования. учебное пособие/ – М.: Знание –1956.–256 с.

94. Ольсон Г. Динамические аналогии: учебное пособие/Г.Ольсон – М.: Издательство иностранной литературы –1947.–224 с.

95. Певзнер Л.Д. Практикум по теории автоматического управления: учебное пособие/Л.Д. Певзнер – М.: Высшая школа –2006.–590 с.

96. Пименов Ю.В. Линейная макроскопическая электродинамика вводный курс для радиофизиков и инженеров: учебное пособие/Ю.В. Пименов – М.: Интеллект –2008.–536 с.

97. Пиотровский Л.М Электрические машины, машины переменного тока: учебное пособие/Л.М. Пиотровский, М.П. Костенко – М.: Госэнергоиздат – 1958.– 654 с.

98. Пиотровский Л.М Электрические машины, машины постоянного тока, трансформаторы : учебное пособие/Л.М. Пиотровский, М.П. Костенко – М.: Госэнергоиздат –1957.–465 с.

99. Постников И.М. Обобщенная теория и переходные процессы электрических машин: учебное пособие/ – М.: –.– с.

100. Преснухин Л.Н. Микропроцессоры Кн1: учебное пособие/Л.Н. Преснухин – М.: Высшая школа –1987.–418 с.

101. Преснухин Л.Н. Микропроцессоры Кн2: учебное пособие/Л.Н. Преснухин – М.: Высшая школа –1987.–305 с.

102. Преснухин Л.Н. Микропроцессоры Кн3: учебное пособие/Л.Н. Преснухин – М.: Высшая школа –1987.–288 с.

103. Пупков К.А. Методы классической и современной теории автоматического управления Синтез регуляторов систем автоматического управления: учебное пособие/ К.А. Пупков – М.: МГТУ –2004.–614 с.

104. Пупков К.А. Методы классической и современной теории автоматического управления Теория оптимизации систем автоматического управления: учебное пособие/ К.А. Пупков – М.: МГТУ –2004.–740 с.

105. Пупков К.А. Методы классической и современной теории автоматического управления Методы современной теории автоматического управления: учебное пособие/ К.А. Пупков – М.: МГТУ –2004.–782 с.

106. Пупков К.А. Методы классической и современной теории автоматического управления Статистическая динамика и идентификация систем автоматического управления: учебное пособие/ К.А. Пупков – М.: МГТУ –2004.–639 с.

107. Ревич Ю. Практическое программирование микроконтроллера Atmel AVR на языке ассемблер: учебное пособие/Ю. Ревич – СПб.: Бхв–Петербург – 2012.–352 с.

108. Рихтер Р. Электрические машины индукционные машины: учебное пособие/Р. Рихтер – М.: Редакция энергетической литературы –1939.–475 с.

109. Рихтер Р. Электрические машины расчетные коллекторные машины однофазного и многофазного переменного тока, регулировочные агрегаты: учебное пособие/Р. Рихтер – М.: Государственное энергетической издательство–1961.–634 с.

110. Рихтер Р. Электрические машины расчетные элементы общего значения, машины постоянного тока: учебное пособие/Р. Рихтер – М.: Главная редакция энергетической литературы –1935.–600 с.

111. Рихтер Р. Электрические машины синхронные машин и одноякорные преобразователи: учебное пособие/Р. Рихтер – М.: Главная редакция энергетической литературы –1936.–690 с.
112. Рихтер Р. Электрические машины трансформаторы: учебное пособие/Р. Рихтер – М.: Главная редакция энергетической литературы –1935.–310 с.
113. Росин М.Ф. Статистическая динамика и теория эффективности систем управления: учебное пособие/ М.Ф. Росин – М.: Машиностроение – 1981.–312 с.
114. Ротач В.Я. Импульсные системы автоматического регулирования: учебное пособие/ В.Я. Ротач – М.: Энергия –1964.–224 с.
115. Самарский А.А. Уравнения математической физики: учебное пособие/А.А. Самарский. – М.: Наука –2004.–798 с.
116. Самосейко В.Ф. Теоретические основы управления электроприводом: учебное пособие/ В.Ф. Самосейко – М.: Элмор –2007.–464 с.
117. Сандлер Дж. Техника надежности систем: учебное пособие/Дж Сандлер – М.: Наука –1966.–300 с.
118. Сарапулов Ф.Н. Методы конечных элементов и конечных разностей в электромеханике и электродинамике: учебное пособие/Ф.Н. Сарапулов – М.: Энергоатомиздат –2010.–331 с.
119. Сатторп Л.Г. Электродинамика: учебное пособие/Л.Г. Сатторп – М.: Наука –1982.–560 с.
120. Седов Л.И. Основы макроскопической теории гравитации и электромагнетизма: учебное пособие/ Л.И. Седов – М.:Наука –1989.–272 с.
121. Сейдж Э.П. Идентификация систем управления : учебное пособие/Дж. Мелса, Э.П. Сейдж – М.: Наука –1974.–248 с.
122. Сингатулин Р.С. Риманова геометрия и общая теория относительности: учебное пособие/Р.С. Сингатулин – М.: УРСС –2014.–152 с.
123. Скубов Д.Ю. Нелинейная электромеханика: учебное пособие/Д.Ю. Скубов – М.: Физико–математическая литература –2003.–360 с.

124. Смирнов В.И. Курс высшей математики Т1: учебное пособие/В.И. Смирнов – М.: Наука–1967.–480 с.
125. Смирнов В.И. Курс высшей математики Т2: учебное пособие/В.И. Смирнов – М.: Наука –1965.–655 с.
126. Смирнов В.И. Курс высшей математики Т3–1: учебное пособие/В.И. Смирнов – М.: Наука –1967.–324 с.
127. Смирнов В.И. Курс высшей математики Т3–2: учебное пособие/В.И. Смирнов – М.: Наука –1967.–672 с.
128. Смирнов В.И. Курс высшей математики Т4: учебное пособие/В.И. Смирнов – М.: ГИТТЛ –1957.–814 с.
129. Советов Б.Я. Моделирование систем: учебное пособие/Б.Я. Советов – М.: Высшая школа –2001.–343 с.
130. Соколов Н.И. Адаптивные системы автоматического управления летательными аппаратами: учебное пособие/Н.И. Соколов – М.: Машиностроение –1988.–208 с.
131. Срагович В.Г. Теория адаптивных систем: учебное пособие/В.Г. Срагович – М.:Наука –1976.–319 с.
132. Тамм И.Е. Электродинамика анизотропной среды в специальной теории относительности/ собрание научных трудов Т1 : учебное пособие/И.Е. Тамм – М.: Наука –1975.–443 с.
133. Титце У. Полупроводниковая схемотехника Т1: учебное пособие/У. Титце, К. Шенк – М.: Додека –2012.–830 с.
134. Титце У. Полупроводниковая схемотехника Т2: учебное пособие/У. Титце, К. Шенк – М.: Додека –2012.–945 с.
135. Торбенков Г.М. Теоретические основы электротехники сборник задач и упражнений Ч1: учебное пособие/Г.М. Торбенков – Ч.: Юургу –2001.–245 с.
136. Торбенков Г.М. Теоретические основы электротехники сборник задач и упражнений Ч2: учебное пособие/Г.М. Торбенков – Ч.: Юургу –2001.–280 с.

137. Торбенков Г.М. Теоретические основы электротехники сборник задач и упражнений Ч3: учебное пособие/Г.М. Торбенков – Ч.: Юургу –2001.–207 с.
138. Торбенков Г.М. Теоретические основы электротехники Ч1: учебное пособие/Г.М. Торбенков – Ч.: Юургу –2001.–209 с.
139. Торбенков Г.М. Теоретические основы электротехники Ч2: учебное пособие/Г.М. Торбенков – Ч.: Юургу –2001.–267 с.
140. Торбенков Г.М. Теоретические основы электротехники Ч3: учебное пособие/Г.М. Торбенков – Ч.: Юургу –2001.–246 с.
141. Торбенков Г.М. Теоретические основы электротехники Ч4: учебное пособие/Г.М. Торбенков – Ч.: Юургу –2001.–260 с.
142. Туровский Я. Техническая электродинамика: учебное пособие/Я. Туровский – М.: Энергия –1974.–488 с.
143. Уайт Д.С. Электромеханическое преобразование энергии: учебное пособие/Д.С. Уайт, Г.Х. Вудсон – М.: Книга по требованию –1964.–530 с.
144. Уилер Дж. А. Физика пространства–времени: учебное пособие/Э.Ф. Тейлор, Дж. А. Уилер – М.: Мир –1972.–320 с.
145. Ушаков И.А. Справочник Надежность технических систем: учебное пособие/И.А. Ушаков – М.: Радио и связь –1985.–610 с.
146. Фейнман Р.Ф. Фейнмановские лекции по гравитации: учебное пособие/Р.Ф. Фейнман – М.: Янус–К –2000.–297 с.
147. Фихтенгольц Г.М. Курс дифференциального и интегрального исчисления Т1: учебное пособие/Г.М. Фихтенгольц – М.: Физмалит –2007.–680 с.
148. Фихтенгольц Г.М. Курс дифференциального и интегрального исчисления Т3: учебное пособие/Г.М. Фихтенгольц – М.: Физмалит –2008.–728 с.
149. Фихтенгольц Г.М. Курс дифференциального и интегрального исчисления Т2: учебное пособие/Г.М. Фихтенгольц – М.: Физмалит –2006.–864 с.

150. Фоменко А.Т. Курс дифференциальной геометрии и топологии: учебное пособие/А.Т. Фоменко – М.:Факториал –2000.–450 с.

151. Фоменко А.Т. Современная геометрия: учебное пособие/ А.Т. Фоменко – М.: Наука –1979.–760 с.

152. Хафизов Г.Т. Индетификация угла коммутации синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов / Г.Т. Хафизов, С.Г. Воронин // Материалы XXXIV Всероссийской конференции посвященной 90–летию со дня рождения академика В.П. Макеева – М.: – 2014.– С. 163–169.

153. Хафизов Г.Т. Моделирование процесса пуска двигателя внутреннего сгорания электрическим стартером // Г.Т. Хафизов, С.Г. Воронин, Н.В. Клиначев, А.И. Согрин, Д.В. Коробатов, Н.Ю. Кулева, А.С. Кульмухаметова // Вестник Южно–уральского государственного университета серия "Энергетика" – 2015. – №2(15).– С. 41–49.

154. Хафизов Г.Т. Использование фильтров инвариантного погружения в бездатчиковой системе векторного управления // Г.Т. Хафизов, Д.А. Курносков, С.Г. Воронин // Вестник уральского государственного горного университета – 2016. – №4(44).– С. 72–76.

155. Хафизов Г.Т. Некоторые способы регулировки выходных параметров электропривода с вентильным двигателем при векторном управлении / Г.Т. Хафизов, С.Г. Воронин // Электротехнические системы и комплексы – 2016.– №1 – С. 10–13.

156. Хафизов Г.Т. Регулирование скорости электропривода с вентильным двигателем при векторном управлении / Г.Т. Хафизов, Н.С. Архипова // Материалы 53–й международной конференции Мехатроника и автоматизация – 2015.– С. 46–47.

157. Хафизов Г.Т. Стабилизация скорости вращения коллекторного двигателя переменного тока в условиях девиации амплитуды и частоты напряжения сети питания / Г.Т. Хафизов, С.Г. Воронин // Материалы VIII международной научной конференции "Тинчуринские Чтения" – К.: –2013. –С. 110–111.

158. Хилл У. Искусство схемотехники: учебное пособие/П. Хоровиц, У.Хилл – М.: Бином –2011.–704 с.
159. Хитерер М.Я. Синхронные электрические машины возвратно-поступательного движения: учебное пособие/ М.Я. Хитерер – М.: Корона принт – 2014.–368 с.
160. Хрипович И.Б. Общая теория относительности: учебное пособие/И.Б. Хрипович – М.: Институт компьютерных исследований –2002.–120 с.
161. Хрущев В.В. Электрические машины систем автоматики: учебное пособие/В.В. Хрущев – М.: Энергоатомиздат –1985.–368 с.
162. Хрюнов А.В. Основы релятивистской физики: учебное пособие/А.В. Хрюнов – М.:Физмалиткнига –2003.–450 с.
163. Цыпкин Я.З. Адаптация и обучение в автоматических системах: учебное пособие/Я.З. Цыпкин – М.: Наука –1968.–400 с.
164. Цыпкин Я.З. Основы теории автоматических систем: учебное пособие/Я.З. Цыпкин – М.: Наука –1977.–560 с.
165. Шварц Л. Анализ Т1: учебное пособие/Л. Шварц – М.: МИР –1972.–824 с.
166. Шварц Л. Анализ Т2: учебное пособие/Л. Шварц – М.: МИР –1972.–528 с.
167. Шехтер Р. Вариационный метод в инженерных расчетах: учебное пособие/Р. Шехтер – М.: МИР –1971.–294 с.
168. Шимони К. Теоретическая электротехника: учебное пособие/К.Шимони – М.: Мир –.1964–775 с.
169. Юдаев Б.Н. Теплопередача: учебное пособие/Б.Н. Теплопередача – М.: Высшая школа –1973.–360 с.
170. Юферов Ф.М. Электрические машины автоматических устройств: учебное пособие/Ф.М. Юферов – М.: Высшая школа –1976.–416 с.
171. Яковенко Г.Н. теория управления регулярными системами: учебное пособие/ Г.Н. Яковенко – М.: Бином –2008.–264 с.

172. Ярушина Н.Г. Основы теории нечетких и гибридных систем: учебное пособие/ Н.Г. Ярушина – М.: Финансы и статистика–2009.–320 с.

173. Гришин В.К. Статистические методы анализа и планирования экспериментов: учебное пособие/ В.К. Гришин – М.: ИзМУ – 1975.–128 с.

174. A mathematical representation of reality //Encyclopaedia Britanica –2012.

175. Becerra, R.C.; Ehsani, M. High-Speed Torque Control of Brushless Permanent Magnet Motors. IEEE Trans. Ind. Electron. 1988, 35, 402–406.

176. Bonfe, M.; Bergo, M. A Brushless Motor Drive with Sensorless Control for Commercial Vehicle Hydraulic Pumps. In Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2008), Cambridge, England, July 2008; pp. 612–617.

177. Bourgeois, J.M.; Charreton, J.M.; Guillemin, P.; Maurice, B. Control of a Brushless Motor. U.S. Patent 5,859,520, January 12, 1999.

178. Champa.P, Somasiri.P, Wipauramonton.P and Nakmahachalasint.P, “Initial Rotor Position Estimation for Sensorless Brushless DC Drives”, IEEE Trans. on Ind. Applications, Vol.45,No.4, pp.1318–1324,July 2009.

179. Chen, C.H.; Cheng, M.Y. A New Sensorless Commutation Drive for Brushless DC Motors and Alternators. In Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics; Montreal, Que, Canada, July 2006; pp. 2116–2121.

180. Damodharan, P.; Vasudevan, K. Indirect Back–EMF Zero Crossing Detection for Sensorless BLDC Motor Operation. In Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Drives Systems (PEDS 2005), Kuala Lumpur, Malaysia, November 2008; pp. 1107–1111.

181. Frankel T. /The Geometry of Physics (3rd edition)// T. Frankel, Cambridge University Press, 2012.

182. Gamazo–Real J.C. Position and Speed Control of Brushless DC Motors Using Sensorless Techniques and Application Trends / José Carlos Gamazo–Real *, Ernesto Vázquez–Sánchez and Jaime Gómez–Gil // Department of Signal Theory,

Communications and Telematic Engineering, University of Valladolid (UVA), 47011 Valladolid, Spain; –2010.– №10.–C. 6900–6947.

183. Hajian, M.; Markadeh, G.R.; Soltani, J.; Hoseinnia, S. Optimized Control of Sensorless Induction Motor Drives. *Energy Convers. Manage.* 2009, 50, 2296–2306.

184. Hajian, M.; Markadeh, G.R.; Soltani, J.; Hoseinnia, S. Energy Optimized Sliding–Mode Control of Sensorless Induction Motor Drives. *Energy Convers. Manage.* 2009, 50, 2196–2206.

185. Hesham EL–Rewini, Mostafa ABD–EL–BARR. *Advanced computer architecture and parallel processing.* Wiley–interscience. 2005. P. 272

186. Hesham EL–Rewini, Mostafa ABD–EL–BARR. *Fundamentals of computer organization and architecture.* Wiley–interscience. 2005. P. 272

187. Iizuka, K.; Uzuhashi, H.; Kano, M.; Endo, T.; Mohri, K. Microcomputer Control for Sensorless Brushless Motor. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 1985, IA–21, 595–601

188. Kojabadi, H.M.; Chang, L. Comparative Study of Pole Placement Methods in Adaptive Flux Observers. *Control Eng. Pract.* 2005, 13, 749–757.

189. Lavanya1a Y. SENSORLESS VECTOR CONTROL OF BLDC USING EXTENDED KALMAN FILTER Y.Lavanya1a, N.P.G.Bhavani, Neena Ramesh, K.Sujatha PG Student, Electrical and Electronics Department, Meenakshi College of Engineering Chennai, Tamil Nadu. Dr .M.G.R. Educational and Research Institute, Chennai, Tamil Nadu, India.

190. Lee, D. Wireless and Powerless Sensing Node System Developed for Monitoring Motors. *Sensors* 2008, 8, 5005–5022.

191. Lee, W.J.; Sul, S.K. A New Starting Method of BLDC Motors without Position Sensor. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 2006, 42, 1532–1538.

192. Lin, M.; Gu, W.; Zhang, W.; Li, Q. Design of Position Detection Circuit for Sensorless Brushless DC Motor Drives. In *Proceedings of the IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC 2007)*, Antalya, Turkey, May 2007; pp. 225–228.

193. Luenberger, D. An Introduction to Observers. IEEE Trans. Autom. Control 1971, 16, 596–602.
194. Maes, J.; Melkebeek, J.A. Speed–Sensorless Direct Torque Control of Induction Motors using an Adaptive Flux Observer. IEEE Trans. Ind. Appl. 2000, 36, 778–785.
195. Maxwell J. C. A Dynamical Theory of the Electromagnetic Field/ J. C. Maxwell// Royal society of London –1865.–№155– C.459–512.
196. Miller. T.J.E., “Brushless permanent magnet and reluctance motor drives”, Clarendon Press, Oxford, 1989.
197. Naidu, M.; Nehl, T.W.; Gopalakrishnan, S.; Wurth, L. Keeping Cool while Saving Space and Money: A Semi–Integrated, Sensorless PM Brushless Drive for a 42–V Automotive HVAC Compressor. IEEE Ind. Appl. Mag. 2005, 11, 20–28.
198. Nobuyuki Matsui, “Sensorless PM Brushless DC Motor Drives”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.43, No.2, pp.300–308, April 1996.
199. Richard Johnsonbaugh. Discrete Mathematics./J. Richard — 7th edition. — Prentice Hall, 2008.
200. Roozbeh M. Optimal Control Strategies for Speed Control of Permanent–Magnet Synchronous Motor Drives Roozbeh Molavi, and Davood A. Khaburi World Academy of Science, Engineering and Technology №44 – 2008
201. Shao, J.; Nolan, D.; Hopkins, T. Improved Direct Back EMF Detection for Sensorless Brushless DC (BLDC) Motor Drives. In Proceedings of the Industry Applications Conference Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2003), Miami, FL, USA, February 2003; pp. 300–305; Volume 1.
202. Shao, J.; Nolan, D.; Teissier, M.; Swanson, D. A Novel Microcontroller–Based Sensorless Brushless DC (BLDC) Motor Drive for Automotive Fuel Pumps. IEEE Trans. Ind. Appl. 2003, 39, 1734–1740.
203. Shen, J.X.; Iwasaki, S. Sensorless Control of Ultrahigh–Speed PM Brushless Motor using PLL and Third Harmonic Back EMF. IEEE Trans. Ind. Electron. 2006, 53, 421–428.

204. Shen, J.X.; Zhu, Z.Q.; Howe, D. Sensorless Flux–Weakening Control of Permanent–Magnet Brushless Machines using Third Harmonic Back EMF. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 2004, 40, 1629–1636.

205. Somanatham.R, Prasad.P.V.N, Rajkumar.A.D, “Modelling and Simulation of Sensorless Control of PMBLDC Motor Using Zero Crossing Back EMF Detection” *IEEE SPEEDAM 2006 International Symposium on Power Electronics, Drives, Automotive and Motion.*

206. Taeyeon Kim, Chungil Kim, Joon Lyou, “A New Sensorless Scheme for a BLDC Motor Based on the Terminal Voltage Difference” *IEEE Trans. on Industrial Applications*, Vol.6, No.7, pp.1710–1715, September 2011

207. Takahashi, I.; Koganezawa, T.; Su, G.; Ohya, K. A Super High Speed PM Motor Drive System by a Quasi–Current Source Inverter. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 1994, 30, 683–690.

208. Terzic, B.; Jadric, M. Design and Implementation of the Extended Kalman Filter for the Speed and Rotor Position Estimation of Brushless DC Motor. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2001, 48, 1065–1073.

209. Yang, J.; Hu, Y.; Huang, W.; Chu, J.; Gao, J. Direct Torque Control of Brushless DC Motor without Flux Linkage Observation. In *Proceedings of the IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2009 (IPEMC '09)*, Wuhan, China, May 2009; pp. 1934–1937.

210. Характеристики вентильного двигателя ДБ–72 [Электронный ресурс]
URL:

<http://www.avtomash.ru/katalog/pred/electro/miela/db72.htm?PHPSESSID=v5mv1dbclf8v02dr9s3g9gv9f2> (дата обращения 13.01.2016)

211. Описание комплекта разработчика устройств управления электродвигателями [Электронный ресурс] URL:
http://model.exponenta.ru/k2/Jigrein/md_120.htm (дата обращения 7.05.2016)

212. Программный код ШИМ–драйвера для питания секций статора 3–х фазного двигателя переменного тока реализованный на ARM–процессоре (ядро

Cortex–M4) [Электронный ресурс] URL:
http://model.exponenta.ru/k2/Jigrein/md_106.htm (дата обращения 7.05.2016)

ПРИЛОЖЕНИЯ

Приложение А. Свидетельство регистрации программы
расчета надежности с учетом междоменных корреляции:

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО
о государственной регистрации программы для ЭВМ
№ 2016663032

Программа расчета распространения разнотипных
импульсных воздействий в теории надежности

Правообладатель: *Хафизов Глеб Тагирович (RU)*

Автор: *Хафизов Глеб Тагирович (RU)*

Заявка № 2016619314
Дата поступления 30 августа 2016 г.
Дата государственной регистрации
в Реестре программ для ЭВМ 28 ноября 2016 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности



Е.П. Изюев Е.П. Изюев

Приложение Б. Листинг программы для управлением комплекта, с учетом оценивающего фильтра инвариантного погружения

```
/******
```

```
*****
```

```
* File Name : main.c
```

```
* Author : Клиначев Николай Васильевич, Хафизов Глеб Тагирович
```

```
* Version : 1.1.0
```

```
* Date : 20150707
```

```
* Target : Любой 32-битный микроконтроллер с motor-control-периферией
```

```
* от 48 МГц, FPU:off/none, см. уточнение в mcu-s.h
```

```
* Description : Программа векторной бездатчиковой системы управления для
```

```
* синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов
```

```
* СДПМ (PMSM / BLAC).
```

```
* Программа реализует подчиненную управляющую систему, которая
```

```
позволяет
```

```
* контролировать момент и угловую скорость вала синхронного двигателя с
```

```
* постоянными магнитами (СДПМ / PMSM) во всех четырех квадрантах
```

```
плоскости
```

```
* механической характеристики. Тип управления - векторный, бездатчиковый.
```

```
* Скорость вала вычисляется по напряжению DC-шины и мгновенным
```

```
значениям
```

```
* токов фаз двигателя. Положение ротора - с помощью вычислителя
```

```
мгновенных
```

```
* значений потокосцеплений по осям Alpha/Beta.
```

```
* ШИМ-драйвер поддерживает и классическую и векторную модуляцию.
```

```
* Сторонние библиотеки цифровой обработки сигналов не используются.
```

```
* Для эмуляции выполнения операций с плавающей точкой на целочисленном
```

```
* АЛУ определены макросы IQ-математики. При адаптации к высоковольтным
```

* инвертерам или к инвертерам на большие токи потребуется смена типа
 * данных. Текущий тип данных, `_iq24`, поддерживает числа в диапазоне:
 * от -128 до 127.999999940, с разрешением 0.000000060.

*

* Соглашение о префиксах для координат CAP:

* `g` - задающее воздействие (Ref),
 * `y` - регулируемая координата (Fbk),
 * `x` - ошибка регулирования (Err),
 * `u` - управление на объект (Out),
 * `p` - верхний предел координаты (upper, positive),
 * `n` - нижний предел координаты (lower, negative),
 * `zo#` - значение хранящееся в регистре задержки (1/z),
 * `zi#` - значение на входе регистра задержки (input of 1/z),
 * `u#` - внутренняя координата регулятора (private coordinate).

*

* Алгоритм работы с отладчиком:

- * 1. Запустить отладчик в свободном режиме
- * 2. Нажать кнопку для запуска двигателя
- * 3. Нажать кнопку для остановки двигателя
- * 4. Остановить отладчик
- * 5. Изменить значения переменных в Watch window
- * 6. Перейти к шагу 1

*****/

// TODO: Реализовать измерение напряжения шины постоянного тока McKit.Vdc

// TODO: Реализовать управление для ключа балластного резистора

// TODO: Реализовать возбуждение и обработку сигналов резольвера

// TODO: Определить уровни компиляции проекта для поэтапной настройки привода

// Сомнительные идеи:

```

// TODO: Реализовать выбор 2х фаз для измерения тока (особенно при SVPWM)
// TODO: Низкая частота вращения - ШИ-модуляция, высокая - SV-коммутация
// TODO: Увеличить период дискретизации контура тока
CURRENT_LOOP_TIMESTEP

// TODO: Увеличить период дискретизации контура скорости
SPEED_LOOP_TIMESTEP

/* Includes -----*/
#include "mckits.h" // Подключаем базу с параметрами силовых мостов
#include "motors.h" // Подключаем базу с параметрами электродвигателей
#include "mcu-s.h" // Подключаем базу данных плат микроконтроллеров
#include "mclib.h" // Подключаем библиотеки IQ-Math и Motor Control

/* Private typedef -----*/
/* Private define -----*/
#define M_PI 3.141592653589793 // Число Пи
#define M_SQRT3 1.7320508075688772 // Math.sqrt(3)

// Период вызова главного прерывания программы - MainISR.
// Определяет шаг дискретизации ЦСУ == ISR_PRESCALER * (1 /
PWM_FREQUENCY), (сек)
#define TIMESTEP (((unsigned int)(CPU_SYSCLK / PWM_FREQUENCY)) \
& 0xfffe) / CPU_SYSCLK * ISR_PRESCALER)
#define CURRENT_LOOP_TIMESTEP (TIMESTEP * 1) // Шаг дискретизации РТ
ЦСУ (сек)
#define SPEED_LOOP_TIMESTEP (TIMESTEP * 1) // Шаг дискретизации РС
ЦСУ (сек)
#define PWM_RESOLUTION (((unsigned int)(CPU_SYSCLK /
PWM_FREQUENCY)) >> 1)
#define FSM_TIMESTEP (((unsigned int)(0.02 / TIMESTEP)) * TIMESTEP)

```

```

// Ограниченная напряжением Udc максимальная частота токов статора, (рад/с)
#define BASE_OMEGA ((BASE_VOLTAGE / 2.0) / (KE / (POLES / 2.0)))

// Коэффициент Р-канала регулятора скорости
#if !defined KP_S
#if defined IS_SENS
#define KP_S      8.0 // С датчиком и минимальным моментом инерции
#else
#define KP_S      2.0 // т.к. система боле чувствительна к помехам
#endif
#endif // Без интегрирующего канала коэффициент ошибки c0 = 1 / (1 + KP_S)

// Коэффициент усиления контура тока: Ккт = Тя / dT
#if !defined KK_C
#if !defined KKmC
#define KK_C      ((LS / RS) / CURRENT_LOOP_TIMESTEP * 0.18)
#else
#define KK_C      ((LS / RS) / CURRENT_LOOP_TIMESTEP * KKmC)
#endif
#endif

// Коэффициент передачи преобразователя напряжения (ШИМ-драйвера)
// или Максимально возможное напряжение на секции двигателя, (Y), KPWM ==
V_MAX
#define KPWM      (SVPWM_ON ? BASE_VOLTAGE / M_SQRT3 :
BASE_VOLTAGE / 2.0)

// Коэффициент Р-канала регулятора тока: Крт = Ккт Ря / Кдт / Кпн
#define KP_C      (KK_C * RS / (1.0 / BASE_CURRENT) / KPWM)
#define TI_C      (LS / RS) // Электромагнитная постоянная времени

```

```

#if !defined TI_S
// Электромагнитная постоянная времени
#define TE      (LS / RS)
// Механическая постоянная времени:  $T_m = R_{я} J / (K\Phi)^2$ 
#define TM      (JPR == 0 ? 0 : ((2.0 / 3 * RS) * JPR / (3.0 / 2 * KE * KE)))
// Постоянная времени И-канала регулятора скорости:  $T_{rc} = T_m .. (4..6 T_{я})$ 
#define TI_S    (TM < 2 * TE ? 0 : TM < 6 * TE ? TM : (6 * TE))
//
// Если TI_S == 0, то механическая постоянная времени машины меньше
// электромагнитной. В этом случае необходимо подключить к ротору момент
// инерции нагрузки. Проконтролировать условие TI_S == 0 можно в функции:
// PMSM_CntrlUnit_SetBlkParam, - отслеживая переменную pid_spd.Ki
//
#warning "PMSM: IF (TM < 2 * TE) THEN { enlarge JPR in motors.h }"
#endif

// Частота фазных токов в синхронном режиме запуска, (Гц)
#if !defined START_F
#define START_F  (1.5 * WF / (2 * M_PI))
#endif

/* Private macro -----*/
/* Private variables -----*/
// http://model.exponenta.ru/k2/Jigrein/JS/fwlink.htm#A2F2
typedef enum {
    OFF = 0, // Частотный преобразователь выключен
    POS = 1, // Режим позиционирования / торможения
    SIX = 2, // Режим синхронного запуска
    CAP = 3, // Режим захвата

```

```

    RUN = 5 // Режим штатного функционирования
} STATE_TypeDef;
STATE_TypeDef State = OFF;

typedef enum {
    NON = 0, // Пустое событие
    TUN = 1, // Захват произошел
    LOS = 2, // Низкая скорость
    STP = 3, // Вал остановился
    ORC = 4, // Перегрузка по току
    ORV = 5, // Перегрузка по напряжению
    ORP = 6, // Перегрузка по мощности
    BTN = 7 // Нажата кнопка Пуск / Стоп
} EVENT_TypeDef;
EVENT_TypeDef Err = NON, zErr = NON;

// Глобальные уставки Цифровой системы управления для СДПМ (PMSM / BLAC)
typedef struct {
    _iq gU; // Output: Уставка Напряжения в отн. ед. (pu), [-1.0, +1.0]
    _iq gS; // Output: Уставка Скорости в отн. ед. (pu), [-1.0, +1.0]
    _iq gI; // Output: Уставка тока по оси момента, Iq, (pu), [ 0.0, +1.0]
    _iq g0; // Output: Уставка тока по оси поля, Id, (pu). 4 PMSM = 0.0
    _iq GND; // Const: 0
    _iq dbg;
    unsigned short iR; // Индекс координат выводимых в ЦАП в рабочем режиме
    unsigned short iC; // Индекс координат выводимых в ЦАП в режиме захвата
    FunctionalState SVPWM_Enable; // Output: флаг активизации SVPWM
} SETPOINTS_TypeDef;

// Глобальные уставки Цифровой системы управления для СДПМ (PMSM / BLAC)
SETPOINTS_TypeDef SetPnt;

```



```

// Интегратор Угла и другие координаты, связанные с положением ротора
ROTOR_TypeDef      Rotor;
// Инверсный преобразователь Парка (dq2ab == dc2ac)
PIPARK_TypeDef     dq2ab;
// Инвертирующий преобразователь Кларка (преобразователь числа фаз -
2Ph_2_3Ph)
PICLARKE_TypeDef   ab2uvw;
// Неинверти-щий преобразователь Кларка (преобразователь числа фаз -
3Ph_2_2Ph)
PCLARKE_TypeDef   uvw2ab;
// Прямой преобразователь Парка (ab2dq == ac2dc)
PPARK_TypeDef     ab2dq;
// Подчиненный PI-регулятор q-проекции тока статора СДПМ (ось момента)
DQ_PID_TypeDef    pid_iq;
// Подчиненный PI-регулятор d-проекции тока статора СДПМ (ось поля)
DQ_PID_TypeDef    pid_id;
// Наблюдатель потокосцеплений
PSI_ESTIMATOR_TypeDef psi;
// Наблюдатель Скорости PMSM (Speed Estimator)
SPD_ESTIMATOR_TypeDef se;
// Регулятор Скорости с Ограничителем
SPD_PID_TypeDef   pid_spd;
// Измеряемые величины на силовом модуле
MCKIT_TypeDef     McKit;
// Следящий за вектором потокосцепления контур ФАПЧ
PLL_TypeDef       Pll;
// Неинверти-щий преобразователь Кларка (для подхвата по ЭДС)
PCLARKE_TypeDef   uvwEab;
// Массив указателей на выводимые в ЦАП координаты
 iq *signal[16], kf[16];

```

```

// Переменные низкоприоритетной Машины Состояний
static void (*Alpha_FSM_Task)(void);    // указатель на задачу
static unsigned long VirtualTimer = 0;  // виртуальный таймер
static unsigned int FSM_TicCounter = 0;  // счетчик тиков
static unsigned int FSM_TicCounter1 = 0; // счетчик тиков
static unsigned int FSM_TicCounter2 = 0; // счетчик тиков

/* Private function prototypes -----*/
static void PMSM_CntrlUnit_SetBlkParam(void);
static void PMSM_CntrlUnit_CreateWires(void);
static void PMSM_CntrlUnit_Reset_IC(void);
static void State_drive_OFF(void);
static void State_drive_CAP(void);
static void State_drive_POS(void);
static void State_drive_SIX(void);
static void State_drive_RUN(void);
static void Goto_OFF_State(void);
static void MODIFY_CAP_2_RUN(void);
static void MODIFY_CAP_2_POS(void);
static void MODIFY_POS_2_SIX(void);
static void MODIFY_SIX_2_RUN(void);
static void MODIFY_RUN_2_OFF(void); // \
static void MODIFY_SIX_2_OFF(void); == MODIFY_RUN_2_OFF \
static void MODIFY_POS_2_OFF(void); == MODIFY_RUN_2_OFF \
static void MODIFY_OFF_2_CAP(void); == MODIFY_RUN_2_OFF

/*****
*****

* Function Name : main

```

* Description : Main program

*****/

#pragma optimize=none // 4 IAR: Иначе Оптимизатор кода отключает

Alpha_FSM_Task

int main(void) {

//Определим точность расчета целочисленной математики в файле mclib.h,
соответствующая стандарту I12Q20:

#define GL_Q 20

#define teta 0;

#define KE KE*POLUS;

// Инициализируем основные рабочие переменные отвечающие за
переменные системы (5.39-5.41) и присвоим им начальное значение:

static _iq niA = _IQ(0.0);

static _iq niB = _IQ(0.0);

static _iq nOmega = _IQ(0.0);

static _iq nFi = _IQ(0.0);

static _iq nMc = _IQ(0.0);

static _iq nP11 = _IQ(0.0);

static _iq nP21 = _IQ(0.0);

static _iq nP31 = _IQ(0.0);

static _iq nP41 = _IQ(0.0);

static _iq nP51 = _IQ(0.0);

static _iq nP22 = _IQ(0.0);

static _iq nP32 = _IQ(0.0);

static _iq nP42 = _IQ(0.0);

```

static _iq nP52 =      _IQ(0.0);
static _iq nP33 =      _IQ(0.0);
static _iq nP43 =      _IQ(0.0);
static _iq nP53 =      _IQ(0.0);
static _iq nP44 =      _IQ(0.0);
static _iq nP54 =      _IQ(0.0);
static _iq nP55 =      _IQ(0.0);

```

// Инициализируем передаточные переменные для передачи функциональных значений зависящих от рабочих переменных на следующий шаг итерации расчета процессов работы фильтра инвариантного погружения:

```

    _iq gniA =      _IQ(0.0);
    _iq gniB =      _IQ(0.0);
    _iq gnOmega =   _IQ(0.0);
    _iq gnFi =      _IQ(0.0);
    _iq gnMc =      _IQ(0.0);
    _iq gnMc =      _IQ(0.0);
    _iq gnP11 =     _IQ(0.0);
    _iq gnP21 =     _IQ(0.0);
    _iq gnP31 =     _IQ(0.0);
    _iq gnP41 =     _IQ(0.0);
    _iq gnP51 =     _IQ(0.0);
    _iq gnP22 =     _IQ(0.0);
    _iq gnP32 =     _IQ(0.0);
    _iq gnP42 =     _IQ(0.0);
    _iq gnP52 =     _IQ(0.0);
    _iq gnP33 =     _IQ(0.0);
    _iq gnP43 =     _IQ(0.0);
    _iq gnP53 =     _IQ(0.0);

```

```

_iq gnP44 =    _IQ(0.0);
_iq gnP54 =    _IQ(0.0);
_iq gnP55 =    _IQ(0.0);

```

// Определим основные константы, используемые в алгоритме инвариантного фильтра в качестве постоянных множителей:

```

_iq help_var = 0;
_iq j11 =    _IQ((-1*RS)/LS);
_iq gg1=    _IQ(KE/( *LS));
_iq gg2=    _IQ(KE/( JPR));
_iq gg4 =    _IQ(TIMESTEP/LS);
_iq gg5 =    _IQ((TIMESTEP*RS)/LS);
_iq gg6 =    _IQ((TIMESTEP*KE)/( LS));
_iq gg7 =    _IQ((TIMESTEP*KE)/( JPR));
_iq gg8 =    _IQ(TIMESTEP/JPR);
_iq j22 =    j11 ;
_iq j35 =    _IQ(-1/(JPR));

```

// Определим внутренние переменные, используемые в алгоритме инвариантного фильтра в качестве переменных множителей зависящих от искомым процессов:

```

_iq gg3 = IQdiv14BIT(_iq (Upit),_iq (LS));
_iq j13 = _IQmpy(_IQmpy( _IQ(-1.0), gg1), _IQcos(nFi,help_var));
_iq j14 = _IQmpy(_IQmpy(_IQmpy( _IQ(1.5),gg1),nOmega),
_IQsin(nFi,help_var)) - _IQmpy( gg3, _IQsin(nFi+teta, help_var);
_iq j23 = _IQmpy(_IQmpy(_IQmpy( _IQmpy( _IQ(-1.0), gg1),_IQ(1.5)),
_IQsin(nFi,help_var));

```

```

_iq j24 = _IQmpy( gg3, _IQcos(nFi+teta, help_var)-_IQmpy(_IQmpy(
_IQ(1.5), gg1), nOmega), _IQcos(nFi,help_var));
_iq j31 = _IQmpy( gg2, _IQcos(nFi,help_var));
_iq j32 = _IQmpy( gg2, _IQsin(nFi,help_var));
_iq j34 = _IQmpy(_IQmpy( gg2, niB), _IQcos(nFi,help_var))-_IQmpy(_IQmpy(
gg2, niA), _IQsin(nFi,help_var));

```

//Запишем основной функциональный алгоритм расчета эволюции во времени рабочих переменных и при этом использующий внутренние и передаточные переменные, а также константы:

```

gniA = niA + _IQmpy(_IQmpy( _IQ(Upit), gg4), _IQcos(nFi+teta,help_var)) -
_IQmpy(gg5,niA) -
_IQmpy(_IQmpy(gg6,nOmega), _IQcos(nFi,help_var)) +
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP11),(iiA-niA)) +
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP21),(iiB-niB));

```

```

gniB = niB + _IQmpy(_IQmpy( _IQ(Upit), gg4), _IQsin(nFi+teta,help_var)) -
_IQmpy(gg5,niB) - _IQmpy(_IQmpy(gg6,nOmega), _IQsin(nFi,help_var)) +
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP21),(iiA-niA)) +
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP22),(iiB-niB));

```

```

gnOmega = nOmega + _IQmpy(_IQmpy(gg7,niA), _IQcos(nFi,help_var)) +
_IQmpy(_IQmpy(gg7,niB), _IQsin(nFi,help_var)) - _IQmpy(gg8,nMc) +
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP31),(iiA-niA)) +
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP32),(iiB-niB));

```

```

gnFi = nFi + _IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nOmega) +
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP41),(iiA-niA)) +
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP42),(iiB-niB));

```

if (nFi > _IQ(2*PI)) nFi = 0;

if (nFi < _IQ(-2*PI)) nFi = 0;

gnMc = nMc + _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP51),(iiA-niA)) +
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP52),(iiB-niB));

gnP11 = nP11 + _IQmpy(_IQmpy(_IQ(2*TIMESTEP),nP11),j11) +
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(2*TIMESTEP),nP31),j13) +
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(2*TIMESTEP),nP41),j14) -
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP11),nP11) -
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP21),nP21);

gnP21 = nP21 + _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP21),j11) +
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP32),j13) +
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP42),j14) +
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP21),j22) +
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP31),j23) +
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP41),j24) -
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP21),nP11) -
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP22),nP21);

gnP31 = nP31 + _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP31),j11) +
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP33),j13) +
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP43),j14) +
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP11),j31) +
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP21),j32) +
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP41),j34) +
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP51),j35) -
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP31),nP11) -
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP32),nP21);

$$\begin{aligned}
gnP41 = & nP41 + _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP41),j11) + \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP43),j13) + \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP44),j14) + _IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP41) - \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP41),nP11) - \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP42),nP21);
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
gnP51 = & nP51 + _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP51),j11) + \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP53),j13) + \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP54),j14) - \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP51),nP11) - \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP52),nP21);
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
gnP22 = & nP22 + _IQmpy(_IQmpy(_IQ(2*TIMESTEP),nP22),j22) + \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(2*TIMESTEP),nP32),j23) + \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(2*TIMESTEP),nP42),j24) - \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP21),nP21) - \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP22),nP22);
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
gnP32 = & nP32 + _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP32),j22) + \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP33),j23) + \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP43),j24) + \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP21),j31) + \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP22),j32) + \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP42),j34) + \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP52),j35) - \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP31),nP21) - \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP32),nP22);
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
gnP42 = & nP42 + _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP42),j22) + \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP43),j23) + \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP44),j24) + _IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP42) - \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP41),nP21) - \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP42),nP22));
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
gnP52 = & nP52 + _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP52),j22) + \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP53),j23) + \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP54),j24) - \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP51),nP31) - \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP52),nP32));
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
gnP33 = & nP33 + _IQmpy(_IQmpy(_IQ(2*TIMESTEP),nP31),j31) + \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(2*TIMESTEP),nP32),j32) + \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(2*TIMESTEP),nP43),j34) - \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(2*TIMESTEP),nP53),j35) - \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP31),nP31) - \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP32),nP32));
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
gnP43 = & nP43 + _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP41),j31) + \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP42),j32) + \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP44),j34) + \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP54),j35) + _IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP43) - \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP41),nP31) - \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP42),nP32));
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
gnP53 = & nP53 + _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP51),j31) + \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP52),j32) + \\
& _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP54),j34) \\
& + _IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP55),j35) -
\end{aligned}$$

```
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP51),nP31) -
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP52),nP32);
```

```
gnP44 = nP44 + _IQmpy(_IQ(2*TIMESTEP),nP44) -
IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP41),nP41) -
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP42),nP42);
```

```
gnP54 = nP54 + IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP54) -
IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP51),nP41) -
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP52),nP42);
```

```
gnP55 = nP55 + IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP51),nP51) +
_IQmpy(_IQmpy(_IQ(TIMESTEP),nP52),nP52);
```

//Переопределим значения из передаточных переменных содержащих
предсказание значений шага [n+T] в значения рабочих переменных шага [n]:

```
niA      = gniA;
niB      = gniB;
nOmega   = gnOmega;
nFi      = gnFi;
nMc      = gnMc;
nP11     = gnP11;
nP21     = gnP21;
nP31     = gnP31;
nP41     = gnP41;
nP51     = gnP51;
nP22     = gnP22;
nP32     = gnP32;
nP42     = gnP42;
```

```

nP52      = gnP52;
nP33      = gnP33;
nP43      = gnP43;
nP53      = gnP53;
nP44      = gnP44;
nP54      = gnP54;
nP55      = gnP55;

```

```
PWMDRV_InitTypeDef pwm;
```

```
// Определим количество циклов CPU, которые считает Таймер формируя ШИМ, (Q0)
```

```
pwm.PeriodMax = PWM_RESOLUTION - 1;
```

```
// Определим полу-период ШИМ-а в циклах CPU, (Q0)
```

```
pwm.HalfPerMax = (PWM_RESOLUTION >> 1) - 1;
```

```
// Определим величину бестоковой паузы в циклах CPU, (Q0)
```

```
pwm.Deadband = PWM_DEADBAND; // == PWM_DEADBAND /
```

```
CPU_SYSCCLK, uS
```

```
pwm.CnfgReg.all =
```

```
(SW_H_POLARITY << 0) + // Активный уровень предрайверов верхних ключей
```

```
(SW_L_POLARITY << 1) + // Активный уровень предрайверов нижних ключей
```

```
(SW_H_IDLESTATE << 2) + // Уровень сигнала для верхних ключей в IDLE-режиме
```

```
(SW_L_IDLESTATE << 3) + // Уровень сигнала для нижних ключей в IDLE-режиме
```

```
(MCU_OPEN_DRAIN << 4) + // 1, если питание у MCU и у Моста отдельное
```

```
(SVPWM_ON << 5); // 0, если мала полоса ОУ (не работает на XX)
```

```
MCU_Init(&pwm);
```

```

while (IS_BUTTON_PRESS == 1) {};
//PMSM_CntrlUnit_CreateBlock(); // Создаем матем. блоки ЦСУ для PMSM
PMSM_CntrlUnit_SetBlkParam(); // Устанавливаем параметры блоков
PMSM_CntrlUnit_CreateWires(); // Определяем схему передачи аргументов
PMSM_CntrlUnit_Reset_IC(); // Предустанавливаем Начальные Условия
MODIFY_RUN_2_OFF(); // Модифицируем блок-схему для Захвата
MCU_Start();

unsigned long zVirtualTimer = 0; // Регистр задержки для тика таймера
unsigned int ISR_TicCounter = 0; // Счетчик тиков таймера
Alpha_FSM_Task = &State_drive_OFF; // Предустановили задачу для FSM

// Машина состояний для низкоприоритетных операций:
// опрос копек, индикация, сетевая коммуникация и тп.
while (1) {
    zVirtualTimer = VirtualTimer; // запомнили тик таймера
    while (VirtualTimer == zVirtualTimer) {} // ждем новый тик таймера
    // Если ошибка, то форсируем обслуживание Машины Состояний
    if (Err != NON) { zErr = Err; (*Alpha_FSM_Task)(); }
    // Через каждые 20 mS (FSM_TIMESTEP) обслуживаем Машину Состояний
    if (++ISR_TicCounter >= (unsigned int)(FSM_TIMESTEP / TIMESTEP)) {
        ISR_TicCounter = 0; (*Alpha_FSM_Task)();
    }
}
}

static void State_drive_OFF(void) {
    if (++FSM_TicCounter1 >= 50) { FSM_TicCounter1 = 0;
GPIO_TOGGLE_MACRO(); }
    // Декрементируем счетчик времени блокировки кнопки

```

```

if (FSM_TicCounter) { FSM_TicCounter -= 1; return; }
// Опрос кнопки включения
if (IS_BUTTON_PRESS == 0) return;

// Переход к состоянию ...

// Режим захвата
State = CAP;
Pll.CapCntr = 0;
// Реконфигурируем аппаратную часть
//RECONFIG_ADC12_4_BEMF(); // сделано в OFF и в MCU_Init
// Планируем блокировку кнопки на 1 сек
FSM_TicCounter = (unsigned int) (1.0 /* сек */ / FSM_TIMESTEP);
FSM_TicCounter2 = (unsigned int) (6.0 /* сек */ / FSM_TIMESTEP);
// Меняем указатель на задачу
Alpha_FSM_Task = &State_drive_CAP;
}

static void State_drive_CAP(void) {
// Декрементируем счетчик времени блокировки кнопки
if (FSM_TicCounter) { FSM_TicCounter -= 1; }
// Интегрируем время захвата или время вращения с низкой частотой
Pll.CapCntr = (Pll.CapState == 0) ? Pll.CapCntr - 1
              : (Pll.CapState == 2) ? Pll.CapCntr + 1
              : 0;
Pll.CapState = 2;
SetPnt.dbg = ((long) Pll.CapCntr) << (GL_Q - 4);
// TODO: переход к State == OFF
// Выходим если счетчик захвата ненасыщен
if (-10 < Pll.CapCntr && Pll.CapCntr < +10) return;

```

```

// Переход к состоянию ...

// Модифицируем блок-схему
MODIFY_CAP_2_RUN();
// Реконфигурируем аппаратную часть
RECONFIG_ADC12_4_Udc();

if (Pll.CapCntr > 0) {
    // Режим штатного функционирования
    State = RUN;

    // 3. Сделаем знак Уставки скорости таким же,
    // у наблюдателя контура ФАПЧ
    if (SetPnt.gS > 0 && Pll.Spd < 0 || SetPnt.gS < 0 && Pll.Spd > 0) {
        SetPnt.gS = -SetPnt.gS;
    }

    // Включаем двигатель
    EPWM_on();

    // Меняем указатель на задачу
    Alpha_FSM_Task = &State_drive_RUN;
    return;
}

// Режим позиционирования / торможения
State = POS;

// Модифицируем блок-схему
MODIFY_CAP_2_POS();

// Включаем двигатель
EPWM_on();

// Планируем позиционирование на 1 сек
FSM_TicCounter = (unsigned int) (4.0 /* сек */ / FSM_TIMESTEP);

```

```

// Меняем указатель на задачу
Alpha_FSM_Task = &State_drive_POS;
}

static void State_drive_POS(void) {
    // Подсчет времени позиционирования
    if (FSM_TicCounter) { FSM_TicCounter -= 1; return; }

    // Переход к состоянию ...

    // Режим синхронного запуска
    State = SIX;
    // Модифицируем блок-схему
    MODIFY_POS_2_SIX();
    // Меняем указатель на задачу
    Alpha_FSM_Task = &State_drive_SIX;
}

static void State_drive_SIX(void) {
    // Досрочный Переход к состоянию ...
    if (IS_BUTTON_PRESS == 1)
    { SetPnt.g0 = _IQ(0.0); Goto_OFF_State(); return; }
    // Ожидание разгона двигателя
    if (Rotor.zo < _IQ(START_F /* Гц */)) { return; }
    //if (SetPnt.g0) { return; }
    //if (SetPnt.g0 > _IQ(FEILD_I * 1.01)) { return; }
    // Подсчет времени синхронного вращения
    /* if (FSM_TicCounter) { FSM_TicCounter -= 1; return; } */
    // Интегрируем время захвата (скорость проверять обязательно!)
    Pll.CapCntr = (Pll.CapState < 2) ? 0 : Pll.CapCntr + 1;
}

```

```

Pll.CapState = 2;
SetPnt.dbg = ((long) Pll.CapCntr) << (GL_Q - 4);
// Выходим если счетчик захвата ненасыщен
if (Pll.CapCntr < +20) return;

// Переход к состоянию ...

// Режим штатного функционирования
State = RUN;
// Модифицируем блок-схему
MODIFY_SIX_2_RUN();
// Не планируем блокировку состояния на время
FSM_TicCounter = 0;
// Меняем указатель на задачу
Alpha_FSM_Task = &State_drive_RUN;
}

static void State_drive_RUN(void) {
// Досрочный Переход к состоянию ...
if (Err != NON)
{ SetPnt.g0 = _IQ(0.0); Goto_OFF_State(); return; }
// Декрементируем счетчик времени блокировки кнопки
if (FSM_TicCounter) { FSM_TicCounter -= 1; return; }
/*if (FSM_TicCounter2) { FSM_TicCounter2 -= 1; }
else {
    FSM_TicCounter2 = (unsigned int) (6.0 / FSM_TIMESTEP);
    SetPnt.gS = SetPnt.gS > _IQ(0.6) ? _IQ(-0.8) : _IQ(0.80);
}*/
// Опрос кнопки включения
if (IS_BUTTON_PRESS == 0) return;

```



```

// Переход к состоянию ...

Goto_OFF_State();
}

static void Goto_OFF_State(void) {
    // Выключаем двигатель
    EPWM_off();
    // Частотный преобразователь выключен
    State = OFF;
    // Модифицируем блок-схему
    MODIFY_RUN_2_OFF();
    // Реконфигурируем аппаратную часть
    RECONFIG_ADC12_4_BEMF();
    // Сбрасываем идентификатор ошибки
    Err = NON;
    // Планируем блокировку кнопки на 1 сек
    FSM_TicCounter = (unsigned int) (1.0 /* сек */ / FSM_TIMESTEP);
    // Меняем указатель на задачу
    Alpha_FSM_Task = &State_drive_OFF;
}

/*****
*****
* Function Name : PMSM_CntrlUnit_SetBlkParam
* Description : ...
*   Процедура установки параметров математических блоков
*   (объектов программы), которые составляют ЦСУ для СДПМ.
*   Не беспокойтесь о делениях! Подобные выражения вычислит препроцессор

```

```

*   компилятора. Тут просто константы будут присваиваться переменным.
*****
*****/
#pragma optimize=none // Иначе Оптимизатор кода ...
static void PMSM_CntrlUnit_SetBlkParam(void) {
    // Измеряемые величины на силовом модуле
    *****

    McKit.Vdc = _IQ(1.0);           // заглушка *
    McKit.Idc = _IQ(0.0);           // заглушка *
    McKit.Vm = SVPWM_ON ? _IQ(2.0 / M_SQRT3) : _IQ(1.0); // заглушка *
    McKit.Em = _IQ(K_VEMF);         // тюнинг *
    McKit.Eu0 = _IQ(ES_U0);          // 0.5000 *
    McKit.Ev0 = _IQ(ES_V0);          // 0.5000 *
    McKit.uIs0 = _IQ(CS_U0);         // *
    McKit.vIs0 = _IQ(CS_V0);         // *

    // Подчиненный PI-регулятор q-проекции тока статора СДПМ (ось момента) ***
    pid_iq.Kp = _IQ(KP_C);            // тюнинг КК_С *
    pid_iq.Ki = _IQ(KP_C / TI_C * CURRENT_LOOP_TIMESTEP); // не меняется
*

    // Подчиненный PI-регулятор d-проекции тока статора СДПМ (ось поля) *****
    pid_id.Kp = _IQ(KP_C);            // тюнинг КК_С *
    pid_id.Ki = _IQ(KP_C / TI_C * CURRENT_LOOP_TIMESTEP); // не меняется
*

    // Регулятор Скорости с Ограничителем
    *****

    pid_spd.Kp = _IQ(KP_S);           // мастер *
    pid_spd.Ki = TI_S == 0 ? _IQ(0.0) :
        _IQ(KP_S / TI_S * SPEED_LOOP_TIMESTEP); // *
    pid_spd.Lx = _IQ(LES);           // тюнинг LES *

```

```

// Глобальные уставки Цифровой системы управления для СДПМ (PMSM /
BLAC) *
SetPnt.gU = _IQ(1.0); // *
SetPnt.gS = SAFE_S ? _IQ(SAFE_S) : // *
    _IQ(IS * RS * (1.0 / KE) / BASE_OMEGA); // *
SetPnt.gI = _IQ(SAFE_I); // *
SetPnt.g0 = _IQ(0.0); // 0 для PMSM *
SetPnt.GND = _IQ(0.0); // GND = 0 *
SetPnt.SVPWM_Enable = SVPWM_ON ? ENABLE : DISABLE; // *

// Параметры запускающего интегратора
*****

Rotor.gS = _IQ(2.0 * M_PI * START_F / BASE_OMEGA); // START_F *
//Rotor.gS = _IQ(IS * RS * (1.0 / KE) / BASE_OMEGA); // *

// Следящий за вектором потокосцепления контур ФАПЧ
*****

PLL.Kp = _IQ((1 / (3 * TIMESTEP)) / BASE_OMEGA / (1<<4)); // Kp = 2 / Ti *
PLL.Ki = _IQ((1 / (3 * TIMESTEP)) / BASE_OMEGA / (1<<4) // Ti = 2..8dT *
    / (3 * TIMESTEP) * TIMESTEP); // Ti <= Ls/Rs *

// Обратное масштабирование (Kp и Ki << 4) см. в PLL_MACRO
*****

}

/*****
*****
* Function Name : PMSM_CntrlUnit_CreateWires
* Description : ...
* Процедура выполняет построение цифровой системы управления для
* СДПМ (PMSM) из вычислительных модулей - экземпляров объектов.
* Суть построения ЦСУ - определение схемы передачи аргументов.
* Выход - это атрибут модуля (переменная принадлежит объекту).

```

```

*   Вход - не является атрибутом модуля (объект имеет указатели
*   для подключения к аргументам).
*****
*****/
static void PMSM_CntrlUnit_CreateWires(void) {
    // Указатель на угловое положение вала
    Rotor.yPhi = &psi.phi;    // Подключили к углу с арктангенса
    // Регуляторы Тока (РТ) для проекций тока статора
    pid_iq.gI = &pid_spd.uS;   // Подключили к регулятору задающий сигнал
    pid_iq.yI = &ab2dq.q;     // Подключили ОС - q-проекцию тока статора
    pid_iq.gC = &se.yS;       // Подключили сигнал канала комб. упр-ния
    pid_id.gI = &SetPnt.g0;   // Подключили к регулятору задающий сигнал
    pid_id.yI = &ab2dq.d;     // Подключили ОС - d-проекцию тока статора
    pid_id.gC = &SetPnt.GND;  // Подключили сигнал канала комб. упр-ния
// pid_iq.gC = &SetPnt.GND; // Подключили сигнал канала комб. упр-ния
    // Инверсный преобразователь Парка
    dq2ab.d = &pid_id.uV;    // Подключили выходной сигнал РТ для d-оси
    dq2ab.q = &pid_iq.uV;    // Подключили выходной сигнал РТ для q-оси
    dq2ab.Sine = &Rotor.Sine; // Подключили ротатор к опорной синусоиде
    dq2ab.Cosine = &Rotor.Cosine; // Подключили ротатор к опорной косинусоиде
    // Преобразователь числа фаз
    ab2uvw.a = &dq2ab.a;     // Подключили Alpha-фазу к преобразователю
    ab2uvw.b = &dq2ab.b;     // Подключили Beta-фазу к преобразователю
    // Преобразователь числа фаз
    uvw2ab.u = &McKit.uIs;   // Подключили датчик тока фазы "U" (UVW)
    uvw2ab.v = &McKit.vIs;   // Подключили датчик тока фазы "V" (UVW)
    // Ротатор (Преобразователь Парка)
    ab2dq.a = &uvw2ab.a;     // Подключили ток Alpha-фазы
    ab2dq.b = &uvw2ab.b;     // Подключили ток Beta-фазы
    ab2dq.Sine = &Rotor.Sine; // Подключили ротатор к опорной синусоиде

```

```

ab2dq.Cosine = &Rotor.Cosine; // Подключили ротор к опорной косинусоиде
// Наблюдатель потокосцеплений
psi.Vm      = &McKit.Vm;    // Подключили вход к датчику Напряжения
psi.Va      = &dq2ab.a;    // Подключили напряжение Alpha-фазы
psi.Vb      = &dq2ab.b;    // Подключили напряжение Beta-фазы
psi.Ia      = &uvw2ab.a;    // Подключили ток      Alpha-фазы
psi.Ib      = &uvw2ab.b;    // Подключили ток      Beta-фазы
// Наблюдатель Скорости (Speed Estimator)
se.Vm      = &McKit.Vm;    // Подключили вход к датчику Напряжения
se.Vq      = &pid_iq.uV;    // Подключили вход к уставке Скважности
se.Iq      = &ab2dq.q;     // Подключили вход к датчику Тока
// Регулятор Скорости (PC)
pid_spd.gS  = &SetPnt.gS;   // Подключили Уставку Скорости
pid_spd.yS  = &se.yS;       // Подключили Наблюдатель Скорости
pid_spd.gI  = &SetPnt.gI;   // Подключили Уставку тока (момента)
// Следящий за вектором потокосцепления контур ФАПЧ
Pll.a      = &psi.a;       // Подключили потокосцепление Alpha-фазы
Pll.b      = &psi.b;       // Подключили потокосцепление Beta-фазы
Pll.yS     = &se.yS;       // Подключили канал КУ к наблюд. скорости
// Преобразователь числа фаз
uvwEab.u   = &McKit.uEs;   // Подключили датчик ЭДС стойки "U" (UVW)
uvwEab.v   = &McKit.vEs;   // Подключили датчик ЭДС стойки "V" (UVW)
uvwEab.w   = &McKit.wEs;   // Подключили датчик ЭДС стойки "W" (UVW)

// Шаблон преобразования целого числа A [0..3600] к полной шкале ЦАППа
(12bit)
// _iq dd = (((long) A) << (GL_Q - 11)) - (_IQ(3600.0 / 4096 / 2) << 1);
// dd = _IQmpy(dd, _IQ(4096.0 / 3600)) + _IQ(1.0); // результат GL_Q: [0.0, 2.0]

// Токи Alpha- и Beta-фазы (контроль смещений нуля)

```

```

signal[0] = &McKit.uIs;   kf[0] = _IQ(40.0);
signal[1] = &McKit.vIs;   kf[1] = _IQ(40.0);
signal[1] = &SetPnt.GND;  kf[1] = _IQ(1.00);
// Угол и потокосцепление Alpha-фазы (контроль KE)
signal[2] = &Rotor.phi;   kf[2] = _IQ(1 / M_PI);
signal[3] = &psi.a;       kf[3] = _IQ(1 / 1.5);
// Угол и скорость наблюдателя экв. ДПТ (настр. PC)
signal[4] = &Rotor.phi;   kf[4] = _IQ(1 / M_PI);
signal[5] = &se.yS;       kf[5] = _IQ(1);
// Ток Alpha-фазы и моментный ток (настр. PT по шуму)
signal[6] = &uvw2ab.a;    kf[6] = _IQ(4.0);
signal[7] = &ab2dq.q;     kf[7] = _IQ(4.0);
signal[7] = &pid_iq.uV;   kf[7] = _IQ(1.0);
// Угол и выход рег. тока (контроль инвариантности к Udc)
signal[6] = &Rotor.phi;   kf[6] = _IQ(1 / M_PI);
signal[7] = &pid_iq.uV;   kf[7] = _IQ(1.0);
// Составляющие тока по моментной оси и магнитной
signal[8] = &ab2dq.q;     kf[8] = _IQ(4.0);
signal[9] = &ab2dq.d;     kf[9] = _IQ(4.0);
signal[9] = &se.yS;       kf[9] = _IQ(1);
// Модуль потокосцепления и ошибка ФАПЧ
signal[10] = &Pll.d;      kf[10] = _IQ(1 / 1.5);
signal[11] = &Pll.q;      kf[11] = _IQ(1 / 1.5);
// Угол и скорость контура ФАПЧ
signal[12] = &Rotor.phi;  kf[12] = _IQ(1 / M_PI);
signal[13] = &Pll.Spd;    kf[13] = _IQ(1);
// Угол и Модуль потокосцепления (усредненный - Psi)
signal[14] = &Rotor.phi;  kf[14] = _IQ(1 / M_PI);
signal[15] = &Pll.d;      kf[15] = _IQ(1 / 1.5);
SetPnt.iC = 2;

```

```

SetPnt.iR = 6;
}

static inline void MODIFY_RUN_2_OFF(void) {
    /* http://model.exponenta.ru/k2/Jigrein/JS/fwlink.htm#A2F2 */
    /* Наблюдатель потокосцеплений */
    psi.Vm = &McKit.Em; /* Подключили вход к Em = 1.0 */
    psi.Va = &uvwEab.a; /* Подключили против-ЭДС Alpha-фазы */
    psi.Vb = &uvwEab.b; /* Подключили против-ЭДС Beta-фазы */
    psi.Ia = &SetPnt.GND; /* Подключили вход к нулю */
    psi.Ib = &SetPnt.GND; /* Подключили вход к нулю */
    /* Наблюдатель Скорости (Speed Estimator) */
    se.Vm = &McKit.Em; /* Подключили вход к Em = 1.0 */
    se.Vq = &Pll.Spd; /* Подключили вход к фильтру скорости */
    se.Iq = &SetPnt.GND; /* Подключили вход к нулю */
    /* Следящий за вектором потокосцепления контур ФАПЧ */
    Pll.yS = &se.yS09; /* Подключили канал КУ к наблюд. скорости */
    /* Предустановим начальные условия */
    Pll.Spd =
    Pll.Psi =
    se.zo = 0;
}

static inline void MODIFY_CAP_2_RUN(void) {
    /* Наблюдатель потокосцеплений */
    psi.Vm = &McKit.Vm; /* Подключили вход к датчику Напряжения */
    psi.Va = &dq2ab.a; /* Подключили напряжение Alpha-фазы */
    psi.Vb = &dq2ab.b; /* Подключили напряжение Beta-фазы */
    psi.Ia = &uvw2ab.a; /* Подключили ток Alpha-фазы */
    psi.Ib = &uvw2ab.b; /* Подключили ток Beta-фазы */
}

```

```

/* Наблюдатель Скорости (Speed Estimator) */
se.Vm = &McKit.Vm; /* Подключили вход к датчику Напряжения */
se.Vq = &pid_iq.uV; /* Подключили вход к уставке Скважности */
se.Iq = &ab2dq.q; /* Подключили вход к датчику Тока */
/* Следящий за вектором потокосцепления контур ФАПЧ */
Pll.yS = &se.yS; /* Подключили канал КУ к наблюд. скорости */
/*
pid_spd.gS = &SetPnt.gS; /* Подключили Уставку Скорости */
Rotor.yPhi = &psi.phi; /* Подключили к углу с арктангенса */
Rotor.yPhi = &Pll.phi; /* Подключили к углу контура ФАПЧ */
/* Предустановим начальные условия */
pid_iq.zo =
pid_id.zo = 0;
/*
pid_spd.gS = &SetPnt.gU; // Подключили Уставку Напряжения
pid_spd.yS = &McKit.Vdc; // Подключили ОС по Напряжению
pid_spd.zo = _IQ(0.5); // 4 SVR */
}

static inline void MODIFY_CAP_2_POS(void) {
/* MODIFY_CAP_2_RUN();
PMSM_CntrlUnit_Reset_IC(); /* Сброс всех начальных условий */
Rotor.yPhi = &Rotor.phi; /* Закольцевали указатель (для запуска) */
/* pid_spd.gS = &Rotor.gS; Хорошая идея №1, но не универсальная */
/* SetPnt.g0 = _IQ(SAFE_I); Хорошая идея №2, но не универсальная */
}

static void MODIFY_POS_2_SIX(void) {
Rotor.zo = _IQ(0.0); /* Сброс запускающего интегратора */
Pll.CapCntr = 0; /* Сброс счётчика времени захвата */
}

```


}

```
static inline void MODIFY_SIX_2_RUN(void) {
```

```
    pid_spd.gS = &SetPnt.gS; /* Подключили Уставку Скорости */
```

```
    pid_spd.zo = 0; /* Предотвратим перерегулирование */
```

```
    Rotor.yPhi = &psi.phi; /* Подключили к углу с арктангенса */
```

```
    Rotor.yPhi = &Pll.phi; /* Подключили к углу контура ФАПЧ */
```

}

```
/******
```

```
*****
```

```
* Function Name : PMSM_CntrlUnit_Reset_IC
```

```
* Description : ...
```

```
* Процедура сброса / предустановки Начальных Условий для элементов
```

```
* с эффектом памяти (регистров задержки и интеграторов).
```

```
* Если программа ЦСУ по блок-схеме собрана корректно, то для сброса
```

```
* к начальному состоянию достаточно предустановить начальные условия
```

```
* на регистрах задержки (на интеграторах). Остальные координаты будут
```

```
* корректно рассчитаны от источников Уставок до Силового Моста.
```

```
*****
```

```
*****/
```

```
static void PMSM_CntrlUnit_Reset_IC(void) {
```

```
    // 1. Сбросим начальные условия на блоках с эффектом памяти (Reset IC)
```

```
    psi.zoA = psi.zoB = 0;
```

```
    Pll.phi = Pll.zo = Pll.Spd = Pll.Psi = 0;
```

```
    Rotor.phi = 0;
```

```
    pid_iq.zo = pid_id.zo = 0;
```

```
    se.zo = pid_spd.zo = 0;
```

```
    // 2. Поскольку алгоритм системы управления предполагает
```

```
    // разные периоды дискретизации для модулей, и закрепленные
```

```

// за ними вычисления могут быть выполнены не при первом
// вызове MainISR. Предустановим их выходы.
se.yS = pid_spd.uS = 0; // pid_iq.uV = pid_id.uV =
}

/*****
*****
* Function Name : DMA1_Channel1_IRQHandler
* Description : Самая главная процедура программы (обработка прерывания)
* Лучше всего сконфигурировать функционирование Таймера, АЦП,
* и контроллера ПДП, так чтобы прерывание, которое формирует последний,
* не приходилось прореживать программно. Т.е. чтобы период вызова
* соответствующей функции совпадал с требуемы шагом дискретизации
* цифровой системы управления (TIMESTEP).
* Поглощающий прерывания / события счетчик реверсов Таймера лучше
* не использовать. Рекомендуется увеличить буфер АЦП для результатов
* оцифровки сигналов. И корректно настроить котроллер ПДП.
* В этом случае результаты оцифровки можно усреднять.
*****
*****/

#if defined KLINACHEVs_KIT
ADCRESULT_TypeDef   adc12;      // Массив оцифрованных значений Ur Udc
ADCRESULT_TypeDef   adc34;      // Массив оцифрованных значений токов
#pragma optimize=speed          // 4 IAR
void DMA2_Channel5_IRQHandler(void)
#else
void MainISR(void)
#endif
{
// -----

```

```

// Инкрементируем виртуальный таймер и ограничиваем счет 15-ю битами
// -----
VirtualTimer++;          // VirtualTimer &= 0x00007FFF;

if (State == OFF || State == CAP) {
    GPIO_TOGGLE_MACRO();    // Инвертируем бит порта
    ADC_Is0_MACRO(McKit);   // Усреднение смещения нуля
    ADC_Is__MACRO(McKit);   // Для контроля смещения нуля
    // -----
    // Приведём результаты измерений фазных ЭДС к отн. единицам [-1.0, +1.0]
    // -----
    ADC_BEMF_MACRO(McKit);
    // -----
    // Преобразуем 3-х фазную систему ЭДС в 2-х фазную
    // -----
    uvwEab.a = *uvwEab.u;
    uvwEab.b = _IQmpy((*uvwEab.u + _IQmpy2(*uvwEab.v)), _IQ(1.0 /
M_SQRT3));
    // -----
    // Вычислим потокосцепления по осям Alpha и Beta
    PSI_ESTIMATOR_MACRO(psi);    // +1.6 uS
    // Вычислим угол следящим контуром ФАПЧ
    PLL_MACRO(Pll);              // +2.3 .. 2.4 uS
    // Усредним скорость апериодическим звеном
    PLL_SPD_MACRO(Pll);          // +#. # uS
    // Вычислим критерий захвата
    PLL_CAP_MACRO(Pll);          // +#. # uS
    // Оценим скорость наблюдателем
    SPD_ESTIMATOR_MACRO(se);     // +0.6 uS
    // Уменьшим оценку для устойчивости канала КУ

```

```

se.yS09 = _IQmpy(se.yS, _IQ(0.9)); // +#. # uS
// Вычислим угол арктангенсом
psi.phi = _IQatan2(psi.b, psi.a); // +3.3 uS
// Сохраним угол с активного источника
Rotor.phi = *Rotor.yPhi; // +#. # uS
// -----
// Выведем в ЦАП координаты САР. Меняем в отладчике SetPnt.iC = 0 2 4 6
// -----
unsigned short i = VirtualTimer & 1 ? SetPnt.iC : SetPnt.iC + 1;
_iq signal1 = _IQmpy(*signal[i], kf[i]) + _IQ(1.0);
DAC_MACRO(_IQtoIQ15(signal1));
// Pll.CapState = 0; // Деактивация критерия подхвата в FSM
CLEAR_IT_PENDING_BIT();
GPIO_TOGGLE_MACRO(); // Инвертируем бит порта
return;
}

```

GPIO_TOGGLE_MACRO(); // Формируем синхросигнал (инвертируем бит порта)

```

// -----
// Увеличим угол для синхронного вращения (Start mode)
// -----
if (State == SIX) {
// START_F - частота тока, при которой привод устойчиво запускается
// START_F * 1.2 - максимальная частота тока при синхронном запуске
// START_F / 5.0 - приращение частоты тока при синхронном запуске
// START_F / 2.0 - минимальное задание на регулятор скорости
if (Rotor.zo < _IQ((START_F * 1.20) /* Гц */)) {
Rotor.zo += _IQ((START_F / 5.00) /* Гц / сек */ * TIMESTEP);
Rotor.gS = _IQmpy(Rotor.zo /* Гц */, _IQ(2.0 * M_PI / BASE_OMEGA));
}
}

```

```

if (Rotor.gS < _IQ((START_F / 2.0) /* Гц */ * 2.0 * M_PI / BASE_OMEGA))
{ Rotor.gS = _IQ((START_F / 2.0) /* Гц */ * 2.0 * M_PI / BASE_OMEGA);
}

if (SetPnt.gS < 0) { Rotor.gS = -Rotor.gS; }

//_iq m = _IQ(START_F /* Гц */) - Rotor.zo;
//SetPnt.g0 = m < _IQ(FEILD_I) ? _IQ(FEILD_I) : _IQmpy(m, _IQ(SAFE_I /
START_F /* Гц */));

_iq m = _IQ(START_F /* Гц */) - Rotor.zo;
SetPnt.g0 = m < 0 ? 0 : _IQmpy(m, _IQ(SAFE_I / START_F /* Гц */));
}

Rotor.phi += _IQmpy(SetPnt.gS > 0 ? Rotor.zo : -Rotor.zo,
_IQ(2 * M_PI * TIMESTEP));

if (Rotor.phi > +_IQ(M_PI)) Rotor.phi -= _IQ(2 * M_PI);
if (Rotor.phi < -_IQ(M_PI)) Rotor.phi += _IQ(2 * M_PI);
}

// -----
// Для текущего Углового положения ротора вычислим sin / cos
// -----

Rotor.phi = *Rotor.yPhi;

_iq help_var = 0; // для макросов _IQsin и _IQcos
Rotor.Sine = _IQsin(Rotor.phi, help_var);
Rotor.Cosine = _IQcos(Rotor.phi, help_var);
// +2.2 uS

// -----
// Приведём результаты измерений фазных токов к отн. единицам [-1.0, +1.0]
// -----

ADC_Is__MACRO(McKit); // +1.5 uS

// -----
// Отследим аварийные состояния

```

```

// -----
_iq LI = _IQ(25.0 /* A */ / BASE_CURRENT); // _IQmpy(SetPnt.gI, _IQ(2.5)); //
if ((McKit.uIs < -LI || LI < McKit.uIs) || (McKit.vIs < -LI || LI < McKit.vIs))
{ EPWM_off(); Err = ORC; }
// -----
// Вычислим максимальную амплитуду фазного напряжения (pu), [0.0, 1.0]
// -----
ADC_Udc_MACRO(McKit); // Активируем ОС по Udc
McKit.Vm = SetPnt.SVPWM_Enable
? _IQmpy(McKit.Vdc, _IQ(2.0 / M_SQRT3)) : McKit.Vdc;
// -----
// Преобразуем токи 3-х фазной системы в токи эквивалентной 2-х фазной
// -----
uvw2ab.a = *uvw2ab.u;
uvw2ab.b = _IQmpy(*uvw2ab.u + _IQmpy2(*uvw2ab.v), _IQ(1.0 / M_SQRT3));
// +1.2 uS
// -----
// Перейдем от 2-х фазной системы токов к постоянному току (к d- q-
проекциям)
// -----
ab2dq.d = _IQmpy(*ab2dq.a, *ab2dq.Cosine) + _IQmpy(*ab2dq.b, *ab2dq.Sine);
ab2dq.q = _IQmpy(*ab2dq.b, *ab2dq.Cosine) - _IQmpy(*ab2dq.a, *ab2dq.Sine);
// +1.4 uS
// -----
// Вызываем макросы ПИ-регулятора контура скорости, и обновления пределов
Уставки тока
// -----
// TODO: pid_spd.Lx = _IQmpy(*pid_spd.gI, _IQ(LES));
SPD_PID_MACRO(pid_spd);

```

```

// Если Регулятор Скорости не используется, обнулим Начальное Условие на 1/s
//if (is_pHystReversMode) pid_spd.zo = 0;
/* if (se.yS > 0) pid_spd.uS = -pid_spd.uS; 4 SVR */

// -----
// Вызываем макросы ПИИ-регуляторов контура тока
// -----
DQ_PID_MACRO(pid_iq); // Моментная q-ось
DQ_PID_MACRO(pid_id); // Намагничивающая d-ось
// +4.7 uS

// -----
// Преобразуем управляющие сигналы Регуляторов тока в 2-х фазную систему
напряжений
// -----
dq2ab.a = _IQmpy(*dq2ab.d, *dq2ab.Cosine) - _IQmpy(*dq2ab.q, *dq2ab.Sine);
dq2ab.b = _IQmpy(*dq2ab.q, *dq2ab.Cosine) + _IQmpy(*dq2ab.d, *dq2ab.Sine);
// +1.4 uS

// -----
// Преобразуем 2-х фазную систему напряжений в 3-х фазную (для питания
электромотора)
// -----
_iq temp_v1 = _IQdiv2(*ab2uvw.a);
_iq temp_v2 = _IQmpy(*ab2uvw.b, _IQ(M_SQRT3 / 2.0));
ab2uvw.u = -(*ab2uvw.a);
ab2uvw.v = temp_v1 - temp_v2;
ab2uvw.w = temp_v1 + temp_v2;
// +0.9 uS

// -----

```

```

// Преобразуем 3-х фазную синусоидальную последовательность в ... и будет
SVPWM
// -----
if (SetPnt.SVPWM_Enable) { COMBINED_SVM_MACRO(ab2uvw); }
// SVM_MACRO: +1.9 .. +2.4 uS

// -----
// Ограничиваем сигналы (чтоб не было перегрузки при преобразовании к Q0)
// -----
if (ab2uvw.u >= _IQ(+1.0)) ab2uvw.u = _IQ(+1.0) - 1; // ..00011111..
if (ab2uvw.u < _IQ(-1.0)) ab2uvw.u = _IQ(-1.0); // ..11100000..
if (ab2uvw.v >= _IQ(+1.0)) ab2uvw.v = _IQ(+1.0) - 1; // ..00011111..
if (ab2uvw.v < _IQ(-1.0)) ab2uvw.v = _IQ(-1.0); // ..11100000..
if (ab2uvw.w >= _IQ(+1.0)) ab2uvw.w = _IQ(+1.0) - 1; // ..00011111..
if (ab2uvw.w < _IQ(-1.0)) ab2uvw.w = _IQ(-1.0); // ..11100000..
// +1.5 uS | SVM: +1.6 .. +1.82 uS | PWM: +1.68 .. +1.86 uS
// -----
// Обновляем Регистры Сравнения Таймеров или каналов одного Таймера
// -----
// Вариант 1 (32*32): _IQmpy(_IQdiv2(ab2uvw.u + _IQ(1.0)),
PWM_RESOLUTION);
// Вариант 2 (16*16): _Q15toBASE(_IQtoIQ15(ab2uvw.u),
PWM_RESOLUTION));
PWM_MACRO(ab2uvw); // +2.0 uS // аргументы от _IQ(-1.0) до _IQ(+1.0) - 1

// -----
// Наблюдатель Скорости (Speed Estimator)
// -----
SPD_ESTIMATOR_MACRO(se); // +0.6 uS
// -----

```



```

// Вычисляем Alpha и Beta проекции вектора потокосцепления
// -----
PSI_ESTIMATOR_MACRO(psi);          // +1.6 uS
// -----
// Вычисляем угол вектора потокосцепления [-M_PI, +M_PI]
// -----
psi.phi = _IQatan2(psi.b, psi.a);    // +3.3 uS STM32_F3_DISCOVERY
                                     // +6.4 uS LAUNCHXL_F28027F
// -----
// Вычисляем угол следящим за вектором потокосцепления контуром ФАПЧ
// -----
PLL_MACRO(P11);                    // +2.3 .. 2.4 uS
PLL_CAP_MACRO(P11);
// -----
#if defined(KLINACHEVs_KIT) || defined(STM32_F3_DISCOVERY)
// -----
// Используем ЦАП для контроля координат ЦСУ осциллографом
// -----
unsigned short i = VirtualTimer & 1 ? SetPnt.iR : SetPnt.iR + 1;
_iq signal1 = _IQmpy(*signal[i], kf[i]) + _IQ(1.0);
DAC_MACRO(_IQtoIQ15(signal1));
#endif

GPIO_TOGGLE_MACRO(); // Формируем синхросигнал (инвертируем бит
порта)
CLEAR_IT_PENDING_BIT();

// STM32_F3_DISCOVERY. Без оптимизации кода время исполнения функции:
// PWM: 27.5 .. 28 uS | SVM: + 1.4 .. 1.9 uS
// С оптимизацией по скорости: PWM: 12.4 uS

```

```
// LAUNCHXL_F28027F. Без оптимизации кода время исполнения функции:  
// PWM: 19 .. 20 uS | SVM: +1 uS  
// С оптимизацией по скорости: PWM: 18.8 .. 19.2 uS  
}  
  
/***** END OF FILE  
*****/
```

Приложение В. Справка о внедрении результатов:



ТУРБИНА

Акционерное общество «Специальное конструкторское бюро «Турбина» (АО СКБ «Турбина»),
454007, Россия, г. Челябинск, пр. Ленина, д. 2 б, тел: +7 (351) 775-10-37, факс: +7 (351) 775-10-36,
E-mail: info@skb-turbina.com / www.skb-turbina.com

29.02.2017 № 06/1480

Профессору кафедры «Летатель-
ные аппараты» ФГАОУ ВО
«ЮУрГУ (НИУ)»
С.Г. Воронину
sosnovka.voronin@yandex.ru

Уважаемый Сергей Григорьевич!

В ответ на Ваш запрос сообщаем, что результаты диссертационной работы Хафизова Глеба Тагировича «Векторное управление вентильным электроприводом с регулированием угла коммутации», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.09.03 – «электротехнические комплексы и системы» использованы в конструкции экспериментального образца системы генерирования электрической энергии, в части алгоритмического и программного обеспечения, реализующего управление углом коммутации в режиме повышения скорости «холостого хода».

Использование указанных результатов способствовало выполнению основных технических требований в части диапазона рабочих частот вращения ротора газотурбинного энергоагрегата в стартерном режиме. Управление углом коммутации позволило повысить скорость вращения ротора в стартерном режиме до 40 000 об/мин (время разгона – 10 секунд). При работе двигателя на естественной характеристике, без регулирования угла коммутации, скорость идеального «холостого хода» на этом напряжении составляла 30000 об/мин (время разгона – 15 секунд).

Также сообщаем, что для дальнейшей отработки реализованной схемы управления углом коммутации требуются дополнительные испытания экспериментальной системы генерирования.

Зам. генерального директора по НИОКР -
главный конструктор

И.С. Латыпин

Исп. Тиньгаев М.И., тел. 8 (351) 775-10-37, доб. 9-39



Система менеджмента качества сертифицирована в СДС «Военный регистр»,
соответствует требованиям ГОСТ РВ 0015-002-2012 и ГОСТ ISO 9001-2011

Приложение Г. Справка о внедрении результатов:



ООО «Зелёная энергия»

Юр. адрес: Челябинская обл., Уйский р-н, село Нижнеусцелемово, ул. Молодёжная д.12, кп.1
Фактический адрес: г. Челябинск, ул. Трудя, д. 62, тел. +7(351) 261-21-15

Исх. №12
15. февраля 2017

**Справка о внедрении в производственный процесс результатов
диссертационной работы Хафизова Глеба Тагировича
"Векторное управление вентиляльным электроприводом с
регулированием угла коммутации".**

**Представленной на соискание ученой степени кандидата технических
наук по специальности 05.09.03 - "электротехнические комплексы и
системы"**

При модернизации и ремонте силовой установки стационарного бетононасоса РС 907/612 использовались следующие результаты диссертационной работы Г.Т. Хафизова.

- Модернизированное программное обеспечение, реализующее алгоритм управления углом коммутации, в режиме повышения электромагнитного момента.

Система управления с модернизированным алгоритмом регулирования угла коммутации, обеспечила высокие эксплуатационные характеристики модернизированного бетононасоса: повысилась производительность с 55 м³/ч до 62 м³/ч; изменилось давление на бетон с 68 бар до 72 бар. Отсутствие редуктора обеспечило высокую надежность бетононасоса и сокращение расходов на ремонт.

Ис. директор  Мирзакаримов 

Приложение Д. Значения скорости [об/сек] вентиляционного двигателя под нагрузкой, зафиксированные микроконтроллером с шагом 0.1 секунды

0	0.251846	0.681766	1.0611	1.38986
0.0201373	0.270014	0.697911	1.07522	1.40196
0.0402477	0.288101	0.713974	1.08926	1.41397
0.0602772	0.306107	0.729957	1.10322	1.42591
0.0802258	0.324032	0.745859	1.1171	1.43777
0.100093	0.341876	0.76168	1.1309	1.44954
0.11988	0.35964	0.77742	1.14462	1.46123
0.139586	0.377322	0.793079	1.15825	1.47285
0.159211	0.394924	0.808657	1.17181	1.48438
0.178755	0.412444	0.824154	1.18528	1.49583
0.198218	0.429884	0.839571	1.19867	1.5072
0.0751283	0.447243	0.854906	1.21199	1.51849
0.0765527	0.46452	0.87016	1.22522	1.52969
0.081988	0.481717	0.885334	1.23837	1.54082
0.087363	0.498833	0.900426	1.25144	1.55187
0.0938478	0.515868	0.915438	1.26443	1.56283
0.0888815	0.532822	0.930369	1.27733	1.57372
0.104212	0.549695	0.945218	1.29016	1.58452
0.122506	0.566487	0.959987	1.30291	1.59524
0.141156	0.583198	0.974675	1.31557	1.60588
0.159795	0.599829	0.989282	1.32815	1.61645
0.178365	0.616378	1.00381	1.34066	1.62692
0.196856	0.632846	1.01825	1.35308	1.63732
0.215267	0.649234	1.03262	1.36542	1.64764
0.233597	0.66554	1.0469	1.37768	1.65788

1.7945	1.7945	1.7945	1.7652	1.44961
1.7945	1.7945	1.7945	1.75586	1.43784
1.7945	1.7945	1.7945	1.74643	1.42599
1.7945	1.7945	1.7945	1.73692	1.41405
1.7945	1.7945	1.7945	1.72733	1.40203
1.7945	1.7945	1.7945	1.71766	1.38994
1.7945	1.7945	1.7945	1.70791	1.37776
1.7945	1.7945	1.7945	1.69808	1.3655
1.7945	1.7945	1.7945	1.68817	1.35316
1.7945	1.7945	1.7945	1.67817	1.34074
1.7945	1.7945	1.7945	1.6681	1.32823
1.7945	1.7945	1.7945	1.65794	1.31565
1.7945	1.7945	1.7945	1.64771	1.30299
1.7945	1.7945	1.7945	1.63739	1.29024
1.7945	1.7945	1.7945	1.62699	1.27741
1.7945	1.7945	1.7945	1.61651	1.26451
1.7945	1.7945	1.7945	1.60595	1.25152
1.7945	1.7945	1.7945	1.59531	1.23845
1.7945	1.7945	1.7945	1.58459	1.2253
1.7945	1.7945	1.7945	1.57379	1.21207
1.7945	1.7945	1.7945	1.5629	1.19876
1.7945	1.7945	1.7945	1.55194	1.18537
1.7945	1.7945	1.7945	1.54089	1.17189
1.7945	1.7945	1.7945	1.52977	1.15834
1.7945	1.7945	1.7945	1.51856	1.1447
1.7945	1.7945	1.7945	1.50727	1.13099
1.7945	1.7945	1.7945	1.4959	1.11719
1.7945	1.7945	1.79275	1.48445	1.10331
1.7945	1.7945	1.78365	1.47292	1.08935
1.7945	1.7945	1.77447	1.46131	1.07531

1.06119	0.599934	0.0658344	-0.262231	-0.613294
1.04699	0.583304	0.0467765	-0.269013	-0.628056
1.03271	0.566593	0.0276378	-0.274787	-0.642856
1.01834	0.549802	0.00841804	-0.281273	-0.657686
1.0039	0.532929	-	-0.288511	-0.67254
0.989374	0.515976	0.00828786	-0.296441	-0.68741
0.974768	0.498941	-0.0227592	-0.305013	-0.702289
0.960081	0.481826	-0.0365885	-0.314175	-0.717172
0.945312	0.46463	-0.0500674	-0.323882	-0.732054
0.930463	0.447352	-0.063193	-0.334092	-0.74693
0.915533	0.429994	-0.0759153	-0.344764	-0.761794
0.900522	0.412555	-0.0878799	-0.355862	-0.776642
0.88543	0.395035	-0.100145	-0.367351	-0.79147
0.870257	0.377434	-0.11165	-0.3792	-0.806275
0.855003	0.359752	-0.122923	-0.391378	-0.821051
0.839668	0.341989	-0.133757	-0.403857	-0.835797
0.824252	0.324146	-0.144095	-0.416613	-0.850509
0.808756	0.306221	-0.154586	-0.429621	-0.865183
0.793178	0.288215	-0.165667	-0.442858	-0.879817
0.777519	0.270129	-0.175153	-0.456304	-0.894409
0.76178	0.251961	-0.184351	-0.469939	-0.908955
0.74596	0.233713	-0.193048	-0.483746	-0.923455
0.730058	0.215383	-0.201553	-0.497707	-0.937905
0.714076	0.196973	-0.210274	-0.511808	-0.952303
0.698013	0.178482	-0.218139	-0.526033	-0.966648
0.681869	0.159909	-0.226203	-0.540369	-0.980939
0.665643	0.141256	-0.233638	-0.554802	-0.995172
0.649337	0.122522	-0.241043	-0.569322	-1.00935
0.63295	0.103707	-0.248312	-0.583917	-1.02346
0.616483	0.0848113	-0.255388	-0.598578	-1.03752

-1.05151	-1.43853	-1.75592	-1.79452	-1.7945
-1.06544	-1.45026	-1.76526	-1.79452	-1.7945
-1.07931	-1.46191	-1.77452	-1.79452	-1.7945
-1.09311	-1.47348	-1.7837	-1.79452	-1.7945
-1.10684	-1.48498	-1.79279	-1.79452	-1.7945
-1.1205	-1.4964	-1.79461	-1.79452	-1.7945
-1.1341	-1.50773	-1.7946	-1.79452	-1.7945
-1.14763	-1.51899	-1.79459	-1.79452	-1.7945
-1.16109	-1.53017	-1.79459	-1.79451	-1.7945
-1.17448	-1.54127	-1.79458	-1.79451	-1.7945
-1.1878	-1.55229	-1.79458	-1.79451	-1.7945
-1.20104	-1.56323	-1.79458	-1.79451	-1.7945
-1.21422	-1.57409	-1.79457	-1.79451	-1.7945
-1.22732	-1.58487	-1.79457	-1.79451	-1.7945
-1.24035	-1.59558	-1.79456	-1.79451	-1.7945
-1.2533	-1.6062	-1.79456	-1.79451	-1.7945
-1.26618	-1.61674	-1.79456	-1.79451	-1.7945
-1.27899	-1.6272	-1.79455	-1.79451	-1.7945
-1.29172	-1.63758	-1.79455	-1.79451	-1.7945
-1.30437	-1.64789	-1.79455	-1.79451	-1.7945
-1.31695	-1.65811	-1.79454	-1.79451	-1.7945
-1.32946	-1.66825	-1.79454	-1.79451	-1.7945
-1.34188	-1.67831	-1.79454	-1.79451	-1.7945
-1.35423	-1.6883	-1.79454	-1.7945	-1.7945
-1.36651	-1.6982	-1.79454	-1.7945	-1.7945
-1.37871	-1.70802	-1.79453	-1.7945	-1.7945
-1.39083	-1.71776	-1.79453	-1.7945	-1.7945
-1.40287	-1.72742	-1.79453	-1.7945	-1.7945
-1.41483	-1.737	-1.79453	-1.7945	-1.7945
-1.42672	-1.7465	-1.79453	-1.7945	-1.7945

-1.67815	-1.38992	-1.04697	-0.649317	-0.196953
-1.66808	-1.37774	-1.03269	-0.63293	-0.178461
-1.65792	-1.36548	-1.01832	-0.616462	-0.159889
-1.64769	-1.35314	-1.00388	-0.599914	-0.141236
-1.63737	-1.34072	-0.989354	-0.583284	-0.122502
-1.62697	-1.32821	-0.974748	-0.566573	-0.103687
-1.61649	-1.31563	-0.96006	-0.549782	-0.084791
-1.60593	-1.30297	-0.945292	-0.532909	-0.0658141
-1.59529	-1.29022	-0.930443	-0.515955	-0.0467563
-1.58457	-1.27739	-0.915513	-0.498921	-0.0276175
-1.57377	-1.26449	-0.900502	-0.481806	-
-1.56288	-1.2515	-0.885409	-0.464609	0.00839781
-1.55192	-1.23843	-0.870237	-0.447332	0.0096024
-1.54087	-1.22528	-0.854983	-0.429974	0.0264622
-1.52975	-1.21205	-0.839648	-0.412535	0.0429525
-1.51854	-1.19874	-0.824232	-0.395015	0.0592127
-1.50725	-1.18535	-0.808735	-0.377414	0.075233
-1.49588	-1.17187	-0.793158	-0.359732	0.0909872
-1.48443	-1.15832	-0.777499	-0.341969	0.10629
-1.4729	-1.14468	-0.76176	-0.324125	0.121665
-1.46129	-1.13097	-0.745939	-0.306201	0.136586
-1.44959	-1.11717	-0.730038	-0.288195	0.151307
-1.43782	-1.10329	-0.714056	-0.270108	0.165722
-1.42597	-1.08933	-0.697992	-0.251941	0.179798
-1.41403	-1.07529	-0.681848	-0.233692	
-1.40201	-1.06117	-0.665623	-0.215363	

Приложение Е. Значения скорости [об/сек] вентиляционного двигателя на холостом ходу, зафиксированные микроконтроллером с шагом 0.1 секунды

0	0.492961	0.931842	1.31664	1.64736
0.01996	0.510841	0.947642	1.33036	1.659
0.0398401	0.528641	0.963362	1.344	1.67056
0.0596401	0.546361	0.979002	1.35756	1.68204
0.0793602	0.564001	0.994562	1.37104	1.69344
0.0990002	0.581561	1.01004	1.38444	1.70476
0.11856	0.599041	1.02544	1.39776	1.716
0.13804	0.616441	1.04076	1.411	1.72716
0.15744	0.633761	1.056	1.42416	1.73824
0.17676	0.651001	1.07116	1.43724	1.74924
0.196	0.668161	1.08624	1.45024	1.76016
0.21516	0.685241	1.10124	1.46316	1.771
0.23424	0.702242	1.11616	1.476	1.78176
0.253241	0.719162	1.131	1.48876	1.79244
0.272161	0.736002	1.14576	1.50144	1.80304
0.291001	0.752762	1.16044	1.51404	1.81356
0.309761	0.769442	1.17504	1.52656	1.824
0.328441	0.786042	1.18956	1.539	1.83436
0.347041	0.802562	1.204	1.55136	1.84464
0.365561	0.819002	1.21836	1.56364	1.85484
0.384001	0.835362	1.23264	1.57584	1.86496
0.402361	0.851642	1.24684	1.58796	1.875
0.420641	0.867842	1.26096	1.6	1.88497
0.438841	0.883962	1.275	1.61196	1.89485
0.456961	0.900002	1.28896	1.62384	1.90465
0.475001	0.915962	1.30284	1.63564	1.91437

2	2	2	1.92401	1.60002
2	2	2	1.91437	1.58798
2	2	2	1.90465	1.57586
2	2	2	1.89485	1.56366
2	2	2	1.88497	1.55138
2	2	2	1.87501	1.53902
2	2	2	1.86498	1.52658
2	2	2	1.85486	1.51406
2	2	2	1.84466	1.50146
2	2	2	1.83438	1.48878
2	2	2	1.82402	1.47602
2	2	2	1.81358	1.46318
2	2	2	1.80306	1.45026
2	2	2	1.79246	1.43726
2	2	2	1.78178	1.42418
2	2	2	1.77102	1.41102
2	2	2	1.76018	1.39778
2	2	2	1.74926	1.38446
2	2	2	1.73826	1.37106
2	2	2	1.72718	1.35758
2	2	2	1.71602	1.34402
2	2	2	1.70478	1.33038
2	2	1.99825	1.69346	1.31666
2	2	1.98925	1.68206	1.30286
2	2	1.98017	1.67058	1.28898
2	2	1.97101	1.65902	1.27502
2	2	1.96177	1.64738	1.26098
2	2	1.95245	1.63566	1.24686
2	2	1.94305	1.62386	1.23266
2	2	1.93357	1.61198	1.21838

1.20402	0.736018	0.19602	-0.383981	-0.899982
1.18958	0.719178	0.17678	-0.402341	-0.915942
1.17506	0.702258	0.15746	-0.420621	-0.931822
1.16046	0.685259	0.13806	-0.438821	-0.947622
1.14578	0.668179	0.11858	-0.456941	-0.963342
1.13102	0.651019	0.0990198	-0.474981	-0.978982
1.11618	0.633779	0.0793798	-0.492941	-0.994542
1.10126	0.616459	0.0596599	-0.510821	-1.01002
1.08626	0.599059	0.0398599	-0.528621	-1.02542
1.07118	0.581579	0.01998	-0.546341	-1.04074
1.05602	0.564019	2e-005	-0.563981	-1.05598
1.04078	0.546379	-0.01994	-0.581541	-1.07114
1.02546	0.528659	-0.0398201	-0.599021	-1.08622
1.01006	0.510859	-0.0596201	-0.616421	-1.10122
0.994578	0.492979	-0.0793402	-0.633741	-1.11614
0.979018	0.475019	-0.0989802	-0.650981	-1.13098
0.963378	0.456979	-0.11854	-0.668141	-1.14574
0.947658	0.438859	-0.13802	-0.685221	-1.16042
0.931858	0.420659	-0.15742	-0.702222	-1.17502
0.915978	0.402379	-0.17674	-0.719142	-1.18954
0.900018	0.384019	-0.19598	-0.735982	-1.20398
0.883978	0.365579	-0.21514	-0.752742	-1.21834
0.867858	0.347059	-0.23422	-0.769422	-1.23262
0.851658	0.328459	-0.253221	-0.786022	-1.24682
0.835378	0.309779	-0.272141	-0.802542	-1.26094
0.819018	0.291019	-0.290981	-0.818982	-1.27498
0.802578	0.272179	-0.309741	-0.835342	-1.28894
0.786058	0.253259	-0.328421	-0.851622	-1.30282
0.769458	0.23426	-0.347021	-0.867822	-1.31662
0.752778	0.21518	-0.365541	-0.883942	-1.33034

-1.34398	-1.71598	-2	-2	-2
-1.35754	-1.72714	-2	-2	-2
-1.37102	-1.73822	-2	-2	-2
-1.38442	-1.74922	-2	-2	-2
-1.39774	-1.76014	-2	-2	-2
-1.41098	-1.77098	-2	-2	-2
-1.42414	-1.78174	-2	-2	-2
-1.43722	-1.79242	-2	-2	-2
-1.45022	-1.80302	-2	-2	-2
-1.46314	-1.81354	-2	-2	-2
-1.47598	-1.82398	-2	-2	-2
-1.48874	-1.83434	-2	-2	-2
-1.50142	-1.84462	-2	-2	-2
-1.51402	-1.85482	-2	-2	-2
-1.52654	-1.86494	-2	-2	-2
-1.53898	-1.87498	-2	-2	-2
-1.55134	-1.88495	-2	-2	-2
-1.56362	-1.89483	-2	-2	-2
-1.57582	-1.90463	-2	-2	-2
-1.58794	-1.91435	-2	-2	-2
-1.59998	-1.92399	-2	-2	-2
-1.61194	-1.93355	-2	-2	-2
-1.62382	-1.94303	-2	-2	-2
-1.63562	-1.95243	-2	-2	-2
-1.64734	-1.96175	-2	-2	-2
-1.65898	-1.97099	-2	-2	-2
-1.67054	-1.98015	-2	-2	-2
-1.68202	-1.98923	-2	-2	-2
-1.69342	-1.99823	-2	-2	-2
-1.70474	-2	-2	-2	-2

-1.824	-1.539	-1.204	-0.818998	-0.383999
-1.81356	-1.52656	-1.18956	-0.802558	-0.365559
-1.80304	-1.51404	-1.17504	-0.786038	-0.347039
-1.79244	-1.50144	-1.16044	-0.769438	-0.328439
-1.78176	-1.48876	-1.14576	-0.752758	-0.309759
-1.771	-1.476	-1.131	-0.735998	-0.290999
-1.76016	-1.46316	-1.11616	-0.719158	-0.272159
-1.74924	-1.45024	-1.10124	-0.702238	-0.253239
-1.73824	-1.43724	-1.08624	-0.685239	-0.23424
-1.72716	-1.42416	-1.07116	-0.668159	-0.21516
-1.716	-1.411	-1.056	-0.650999	-0.196
-1.70476	-1.39776	-1.04076	-0.633759	-0.17676
-1.69344	-1.38444	-1.02544	-0.616439	-0.15744
-1.68204	-1.37104	-1.01004	-0.599039	-0.13804
-1.67056	-1.35756	-0.994558	-0.581559	-0.11856
-1.659	-1.344	-0.978998	-0.563999	-0.0989998
-1.64736	-1.33036	-0.963358	-0.546359	-0.0793598
-1.63564	-1.31664	-0.947638	-0.528639	-0.0596399
-1.62384	-1.30284	-0.931838	-0.510839	-0.0398399
-1.61196	-1.28896	-0.915958	-0.492959	-0.01996
-1.6	-1.275	-0.899998	-0.474999	6.11349e-016
-1.58796	-1.26096	-0.883958	-0.456959	
-1.57584	-1.24684	-0.867838	-0.438839	
-1.56364	-1.23264	-0.851638	-0.420639	
-1.55136	-1.21836	-0.835358	-0.402359	

Приложение Ж. Значения скорости [об/мин] вентиляционного двигателя на холостом ходу, снятые фототахометром с шагом в 2 секунды

0	119.58	-119.70
0.33	119.37	-119.98
22.56	113.94	-120.29
43.00	101.21	-119.82
62.03	87.11	-120.98
79.15	71.37	-119.95
93.57	52.28	-119.63
108.17	32.86	-120.58
119.19	11.86	-119.58
120.09	-11.35	-119.72
120.56	-33.38	-108.09
120.10	-52.64	-94.20
119.70	-71.16	-79.43
119.91	-87.45	-61.97
119.79	-101.31	-43.45
119.56	-114.24	-22.65
119.50	-119.91	-0.32
119.78	-120.57	

Приложение И. Значения скорости [об/мин] вентиляционного двигателя с нагрузкой снятые фототахометром с шагом в 2 секунды

0.05	114.11	-114.23
0.33	113.90	-114.51
22.82	108.40	-114.82
43.50	95.53	-114.35
62.75	81.26	-115.51
73.21	65.34	-114.48
87.81	46.04	-114.16
102.56	26.39	-115.10
113.71	5.14	-114.11
114.62	-12.06	-114.25
115.09	-28.90	-102.48
114.63	-46.95	-88.44
114.23	-65.29	-73.50
114.43	-81.64	-55.84
114.32	-95.64	-37.10
114.09	-108.70	-16.05
114.03	-114.45	0.03
114.31	-115.10	

**Приложение К. Значения момента [Нм] сопротивления
восстановленного микроконтроллером с шагом в 0.1 секунду**

0	0.944752	1.01
0	0.972096	1.01
0	0.987797	1.01
0	0.996889	1.01
0	1.0022	1.01
0	1.00532	1.01
0	1.00717	1.01
0	1.00828	1.01
0	1.00895	1.01
0	1.00935	1.01
0	1.0096	1.01
0	1.00975	1.01
0	1.00984	1.01
0	1.0099	1.01
0	1.00994	1.01
0	1.00996	1.01
0.384163	1.00997	1.01
0.65926	1.00998	1.01
0.811574	1.00999	1.01
0.896716	1.00999	

2.02316

2.02316

2.02316

2.02316

2.02316

2.02316

2.02316

2.02316

2.02316

2.02316

2.02316

2.02316

2.02316

2.02316

2.02316

2.02316

2.02316

2.02316

2.02316

2.02316

2.02347

2.02347

2.02347

2.02347

2.02347

2.02347

2.02347

2.02347

2.02347

2.02347

2.02347

2.02347

2.02347

2.02347

2.02347

2.02347

2.02347

2.02347

2.02347

2.02347

**Приложение Н. Значения скорости холостого хода [об/мин]
вентильного двигателя, измеренный фототахометром
DT3334B с шагом 2 секунды, при $\theta = 0$**

121.34	120.76	121.68
121.02	121.37	121.40
121.14	121.10	121.09
121.18	121.30	121.56
120.38	121.71	120.40
121.60	120.61	121.43
121.09	121.03	121.75
121.48	121.72	120.81
121.95	121.57	121.80
121.49	121.22	121.15
121.09	121.80	121.25
121.29	121.27	121.75
121.18	121.13	121.29
120.95	121.57	121.68
120.89	121.10	121.29
121.17	121.47	121.33
120.97	120.81	

**Приложение П. Значения скорости холостого хода [об/мин]
вентильного двигателя, измеренный фототахометром
DT3334B с шагом 2 секунды, при $\theta = 1.138$**

121.36	120.78	121.70
121.04	121.39	121.42
121.16	121.12	121.11
121.20	121.32	121.58
120.40	121.73	120.42
121.62	120.63	121.45
121.11	121.05	121.77
121.50	121.74	120.82
121.97	121.59	121.82
121.51	121.24	121.17
121.11	121.82	121.26
121.31	121.29	121.77
121.20	121.15	121.31
120.97	121.59	121.70
120.91	121.12	121.31
121.19	121.48	121.35
120.99	120.83	